



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학박사 학위 논문

엘리베이터 시스템에 적용 가능한 양
방향 무선 전력 전송 제어

Bi-directional wireless power transfer system
for rope-less elevator

2022년 2월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

박재용

엘리베이터 시스템에 적용 가능한 양방향 무선 전력 전송 제어 방법

지도 교수 하 정 익

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2021년 12월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
박 재 용

박재용의 공학박사 학위논문을 인준함
2021년 12월

위 원 장 _____ 설 승 기 (인)

부위원장 _____ 하 정 익 (인)

위 원 _____ 최 성 휘 (인)

위 원 _____ 조 영 훈 (인)

위 원 _____ 장 바 울 (인)

초 록

최근 차세대 엘리베이터로서 승강줄(로프) 없이 동작하는 로프리스 엘리베이터가 제안되어 왔다. 승강줄을 제거함으로써 평형추와 권상기를 제거할 수 있어 건물에서 엘리베이터가 차지하는 공간을 획기적으로 줄일 수 있으며, 승강기의 수직 동작 뿐만 아니라 수평 동작이 가능해 그 활용 범위를 증가 시켜 줄 수 있다. 또한 승강기 내부에 동력장치를 탑재하여, 여러 승강기가 한 개의 승강로를 공유하면서 동시에 운행되도록 할 수 있다. 이러한 로프리스 엘리베이터의 승강기의 동력장치는 무선 전력 전송을 통해 전원을 입력하도록 하여 집전장치와 같이 직접적으로 전기 공급을 받는 방식에 비하여 운용 및 보수 비용을 획기적으로 줄일 수 있다.

본 논문에서는 최대 2대의 승강기가 동시 동작 가능한 로프리스 엘리베이터 시스템에서 승강기의 양방향 무선 전력 전송 시스템의 설계 및 제어 방법을 제안하였다. 먼저 로프리스 엘리베이터의 무선 전력 전송 시스템 적합한 코어와 코일 구조를 설계하였고, 제안하는 시스템의 회로 구성을 제시하였다. 다중 승강기에 동시 전력 전송이 가능하도록 송신부 전류를 일정한 값으로 제어하는 방법을 제안하였으며, 정상상태 및 과도상태 응답을 얻기 위해 시스템의 전달함수를 도출하였다. 도출된 전달함수를 통해 수신부 동작 지점에 따른 송신부 시스템의 안정도를 분석하였다. 또한 수신부에서는 엘리베이터 승강기에서 빈번히 발생하는 회생 에너지가 전력망으로 회수되도록 하기 위해 양방향으로 전력 전달이 가능하게 하였고, 이러한 제어가 송신부와 수신부 사이에 별도의 통신없이 이루어 질 수 있도록 제안 하였다. 제안하는 무선 전력 전송 시스템의 효율을 증가시키기 위해서 수신부 전압 지령 생성 방법에 대해서 제

안하고, 실험을 통해 그 효과를 입증하였다.

제안된 시스템의 송신부와 수신부의 양방향 전력 제어는 모의실험과 제작된 엘리베이터 시스템의 모의 세트를 통해 검증하였다. 이를 통해 제안하는 방법의 효용성과 우수성을 확인하였다.

주요어 : 로프리스 엘리베이터, 양방향 무선전력전송, 다중 부하 동작

학 번 : 2014-21665

목 차

제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경.....	1
1.2 연구 목적.....	6
1.3 논문의 구성.....	11
제 2 장 유도성 무선 전력 전송 시스템 ..	12
2.1 유도성 무선 전력 전송 시스템의 보상 회로	15
2.1.1 두 개의 커패시터가 적용된 보상 회로	16
2.1.2 SS 보상 회로와 dual-side LCC 보상 회로.....	17
2.2 송수신부간 무선통신을 하지 않는 무선 전력 전송 기술	22
2.3 운송 시스템에 적용된 무선 전력 전송 기술	24
2.4 기존 무선 전력 전송 시스템 한계	30
제 3 장 다중 부하 양방향 무선 전력 전송 제어	31
3.1 제안하는 엘리베이터 시스템의 구조 및 동작	32
3.1.1 무선 전력 전송 시스템 자기 결합 구조	32
3.1.2 로프리스 엘리베이터 시스템의 구성	36
3.2 송신부 제어.....	42
3.2.1 송신부 일정 전류원 제어	42
3.2.2 수신부 차량이 없는 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가 회로	46
3.2.3 수신부 차량이 1대 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가 회로	48
3.2.4 수신부 차량이 2대 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가 회로	59
3.2.5 무선 전력 전송 시스템 소신호 모델	61

3.2.6 송신부 전류 측정과 제어	62
3.3 수신부 제어.....	69
3.3.1 초기 위상 추정 방법	69
3.3.2 수신부 전력 제어 방법	72
3.3.3 유효 전력 무효 전력 제어	77
제 4 장 모의 실험 및 실험 결과.....	81
4.1 제안하는 무선 전력 전송 시스템 구성	81
4.1.1 송신부측 트랙 라인 구성과 수신부 차량 지지대	81
4.1.2 송신부측, 수신부측 실험 세트 구성	83
4.1.3 실험 세트 시스템 제정수	87
4.2 모의 실험 및 실험 결과.....	89
4.2.1 송신부측 전류 제어 파형	89
4.2.2 초기 위상 추정 실험	91
4.2.3 분기 구간 실험	92
4.2.4 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험.....	93
4.2.5 수신부 차량이 2대인 경우 수신부측 전력 제어 실험....	98
4.2.6 효율 측정 결과	100
제 5 장 결론 및 향후 과제	102
5.1 연구 결과.....	102
5.2 향후 과제.....	104
참고 문헌	106
부 록	111
A.1 전력반도체 IGBT와 SiC 소자 사양	111
A.2 차량 2대 동작 할 때 전압 식.....	113
Abstract	117

그림 목차

그림 1.1 다양한 산업분야에 응용되고 있는 무선 충전 시스템.....	1
그림 1.2 로프식 엘리베이터 구조.....	4
그림 1.3 로프리스 엘리베이터 기본 구성.....	8
그림 1.4 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조.....	8
그림 1.5 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조.....	10
그림 2.1 무선 전력 전송 방식별 분류.....	12
그림 2.2 자기장/전기장을 이용한 무선 전력 전송 (가) 용량성결합 무선 전력 전송 시스템 (나) 유도성결합 무선 전력 전송 시스템.....	14
그림 2.3 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조.....	15
그림 2.4 2개의 커패시터가 적용된 보상 회로 (a) series-series(SS) (b) series- parallel(SP) (c) parallel-series(PS) (d) parallel-parallel(PP).....	17
그림 2.5 Dual-side LCC 보상 회로.....	18
그림 2.6 전력 링크를 통해 데이터를 전달하는 무선 전력 전송 시스템.....	23
그림 2.7 전력 링크를 통해 데이터를 전달하는 무선 전력 전송 시스템2.....	23
그림 2.8 도로 급전이 가능한 전기 버스 시스템의 전체 개념도.....	24
그림 2.9 전기자동차용 단방향 무선 전력 전송 시스템 구조.....	25
그림 2.10 전기자동차용 양방향 무선 전력 전송 시스템 구조.....	25
그림 2.11 통신 시스템을 이용하는 양방향 무선 전력 전송 시스템.....	27
그림 2.12 위상 편이 변조 방식을 이용한 데이터 전송 기법.....	27
그림 2.13 LC 보상 회로를 활용한 다중 부하 양방향 무선 전력 전송 시스템.....	28
그림 3.1 일반적인 무선전력전송 시스템에 이용되는 EE, DD, DDQ 구조의 코	

어와 코일 구조.....	32
그림 3.2 DD, DDQ 코일의 급전 구조와 자기 결합.....	33
그림 3.3 제안하는 시스템의 코일 및 코어 구조.....	33
그림 3.4 제안하는 시스템의 코어 구조.....	35
그림 3.5 제안하는 시스템의 코어와 코일 구조의 자속밀도.....	37
그림 3.6 제안하는 엘리베이터 시스템의 개념도.....	38
그림 3.7 수신부 차량에 따른 송신부 라인 등가 회로도 (가) 수신부 차량 0대 (나) 수신부 차량 1대 (다) 수신부 차량 2대.....	39
그림 3.8 전체 엘리베이터 시스템 회로도.....	41
그림 3.9 송수신부 제어 전략도 (가) 차량이 있을 때 (나) 차량이 없을 때 ..	42
그림 3.10 분기구간 사이의 수신부 차량 이동.....	43
그림 3.11 송신부 제어 전략도.....	44
그림 3.12 기준 위상과 송신부 전류 위상 페이지도. 송신부들이 기준 위상과 전류 위상이 (가) 일치하지 않은 경우 (나) 일치하는 경우.....	45
그림 3.13 기준 위상과 송수신부 전압 전류 위상 페이지도.....	46
그림 3.14 수신부 차량이 없을 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 등가회로	47
그림 3.15 기본과 성분만을 고려한 수신부 차량이 없을 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 등가회로.....	48
그림 3.16 차량 1대일 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 전체 등가회로	49
그림 3.17 송수신부 구형과 출력전압 및 등가회로.....	49
그림 3.18 수신부 전압 크기 위상에 따른 전력 (가)기본과 (나)기본과 대비 3	

고조파 (다)기본파 대비 5고조파	52
그림 3.19 수신부 전압 크기에 따른 전력	53
그림 3.20 종속전원으로 표현한 양방향 무선 전력 전송 시스템 등가회로	54
그림 3.21 90° 지상 한 가상의 등가회로	54
그림 3.22 정지 좌표계 상의 복소평면으로 나타낸 양방향 무선 전력 전송 시 스팀 등가회로.....	55
그림 3.23 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로.....	58
그림 3.24 dq축 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로.....	58
그림 3.25 차량 2대 존재할 경우 dq축 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로	60
그림 3.26 n번 샘플링을 통해 복원되는 전류 (가) n=4 (나) n=6 (다) n=10.....	64
그림 3.27 송신부측 전류를 일정 전류 원으로 제어하기 위한 블록 다이어그램	65
그림 3.28 삼각파의 Max Count 조정을 통한 전압 위상 조정.....	66
그림 3.29 폐회로루프 블록다이어그램.....	67
그림 3.30 폐회로루프의 보드 선도.....	68
그림 3.31 수신부측 스위치 0전압 인가를 통한 초기 위상 추측 방법.....	70
그림 3.32 초기 위상 검출 과정에서의 송신부, 수신부측 전류.....	70
그림 3.33 초기 위상 추정 및 PLL 알고리즘.....	71
그림 3.34 수신부 전력제어 방법 등가회로.....	72
그림 3.35 수신부측 전압의 크기에 따라 전달되는 유효 전력.....	73
그림 3.36 무효 전력에 따른 최대 전달 가능한 유효 전력.....	75
그림 3.37 최종적으로 설계된 송수신부 보상 회로 구조와 제정수.....	76

그림 3.38 최종적으로 설계된 송신부 제정수에 따른 최대 전달 전력 크기	77
그림 3.39 수신부측 무효 전력 유효 전력 제어 블록 다이어그램	78
그림 3.40 유효 전력과 무효 전력 제어에 대한 페루프 보드 선도	80
그림 4.1 제안된 양방향 무선 전력 전송 시스템 축소 모형	81
그림 4.2 송신부 분기 구간	82
그림 4.3 송신부측 인버터 모듈	83
그림 4.4 송신부측 인버터 모듈 버스 플레이트 구조	84
그림 4.5 실제 제작된 송신부측 PFC 및 인버터	84
그림 4.6 수신부측 인버터 모듈	85
그림 4.7 수신부측 보상 커패시터	86
그림 4.8 실험에 사용된 인덕턴스 값과 보상 커패시터 값	87
그림 4.9 송신부 전류 단위 계단 응답 모의실험 파형	89
그림 4.11 수신부측 동작에 따른 송신부측 입력 임피던스 변화 예시	90
그림 4.10 송신부측 전류 제어를 확인하기 위한 실험 결과 파형	90
그림 4.12 임피던스 변화에 따른 송신부측 전류 제어를 확인 하기 위한 실험 결과	91
그림 4.13 초기 위상각 추정기 실험 파형	92
그림 4.14 분기 구간 실험 파형	92
그림 4.15 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험	94
그림 4.16 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험	95
그림 4.17 수신부 차량1대 실험 : (가) 송신부측 (나) 수신부측 제어 파형	96
그림 4.18 수신부 차량1대 실험: (가)송신부측 (나)수신부측 제어 파형	97

그림 4.19 수신부 차량2대 실험 파형 (가) 송신부측 (나) 수신부 차량1 (나) 수신부 차량2 제어 파형	99
그림 4.20 초기 위상각 추정기 실험 파형	100
그림 A.1.1 MG12300D-BA1MM소자 사양.....	10011
그림 A.1.2 CAS300M12BM2소자 사양.....	10012
그림 A.2.1 차량 2대 동작 시 폐회로루프의 보드 선도	10016

표 목차

표 2.1 Dual-side <i>LCC</i> 보상 회로에 사용된 보상 회로 인덕터의 용량.....	20
표 3.1 코어 구조에 따른 인덕턴스 값.....	36
표 4.1 실제 시스템에 사용된 제정수.....	88
표 4.2 IGBT 스위치를 사용했을 때 전력 및 효율.....	101
표 4.3 SiC 스위치를 사용했을 때 전력 및 효율.....	101

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경

19세기 초 니콜라 테슬라에 의해 무선 전력 전송의 원리가 제안된 이래로 무선 전력 전송 또는 무선 충전 분야는 많은 연구를 통해 기술의 발전을 거듭해왔다. 특히 무선 전력 전송 기술은 기계적인 접촉 없이 에너지를 전달할 수 있다는 편리함과 충전 단자가 외부환경에 노출되지 않고 충전 시스템을 패키지 형태로 관리가 가능하다는 안정성 덕분에 다양한 산업 분야에서 응용되고 있다 [1]-[6].

무선 전력 전송 응용분야는 전력량을 기준으로 소전력, 중전력, 대전력 분야로 구분할 수 있다 [1], [3], [4], [6]. 무선 전력 전송의 기본적인 원리는 동일하지만, 각 응용 분야마다 주요하게 고려하는 설계 요소는 상이하다. 먼저, 무선 전력 전송의 전력량을 기준으로 10 W 이하인 소전력 응용분야의



그림 1.1 다양한 산업분야에 응용되고 있는 무선 충전 시스템

대표적인 예시로는 인체 삽입형 의료기기를 들 수 있다 [6]-[10]. 배터리를 이용하여 구동되는 인공 심장 박동기의 경우, 배터리 수명이 다할 경우 수술을 통해 교체를 하는 것이 일반적이지만 무선 충전 기술을 활용하면 배터리의 크기를 최소화할 수 있으며 별도의 시술 없이 반영구적으로 기기를 사용할 수 있다는 장점이 있다. 이러한 의료 기기 분야에서는 충전 전력의 크기나 효율 보다는 인체 안정성이 무선 전력 전송 시스템을 설계함에 있어 무엇보다 중요한 요소로 고려된다 [6]-[10]. 널리 활용되는 소용량 무선 전력 전송의 또 다른 예시로는 핸드폰 무선 충전을 들 수 있다 [11]-[15]. 핸드폰 무선 충전의 경우 단순 전력의 전송뿐만 아니라 핸드폰의 충전 상태에 대한 정보의 송수신이 수반되어야 한다는 특징이 있다. 이러한 정보의 송수신은 통신 기기를 통해 이루어지기도 하지만, 별도의 통신 기기 없이 전력 전송 링크를 통해 데이터를 동시에 송수신하는 방식 또한 널리 사용되고 있다.

다음으로 전력량 50 W ~ 2.4 kW의 중전력 무선 전력 전송은 최근 가전 제품 분야에서 관심을 받고 있다 [16]-[19]. 코드 없이 자유롭게 사용할 수 있는 주방 가전 제품이 그 대표적인 예시이다. 이 경우, 사용자의 편의성을 극대화하기 위하여 여러 개의 주방 가전 제품을 동시에 사용할 수 있도록 설계하는 것이 일반적이다. 따라서, 둘 이상의 부하를 갖는 시스템에서 동일한 성능을 유지하는 것이 시스템 설계의 주요한 목표이다.

3.3 kW 이상의 대전력 분야의 대표적인 예시는 전기자동차, 전기버스, 반도체 웨이퍼 이송장비 그리고 철도 차량의 무선 충전 시스템이다 [1]-[4], [20]-[25]. 대전력 무선 충전 시스템의 경우 수백~수 kW 수준의 에너지 손실이 발생할 수 있으므로 열관리를 위해 효율을 최적화하는 것이 매우 중요한 설계

목표이다.

시장에서 요구하는 충전 효율 목표를 만족시키기 위해, 송수신 패드 및 전력변환회로에서 발생하는 손실을 최소화하기 위해 전자기유도 무선 전력 전송(Inductive Power Transfer, IPT) 시스템의 코일 설계 방법 및 보상 토폴로지 설계에 대한 연구가 활발히 진행되었다 [26]–[31]. [26]–[31]에서는 IPT 시스템 토폴로지 구조에 따른 보상 커패시터 설계 방법, 주요 임피던스 및 입출력 관계식, 결합계수 및 부하저항과 출력 특성의 상관 관계, Bifurcation 현상 발생 조건, 수신측 전력전달 성능 등에 대한 비교 분석이 수행되었다. [32]–[37]에서는 IPT 시스템의 구성 요소 중 무선 충전이기의 전력전달 효율 성능에 가장 큰 영향을 미치는 송수신 패드의 설계에 관한 연구도 활발히 진행되고 있다. 가장 일반적인 원형 기반의 송수신 패드는 수직 이격에 대한 결합계수 성능은 뛰어나지만 수평 이격에 대한 결합계수의 공차 특성이 낮아 이를 개선하기 위해 다양한 형상의 송수신 패드가 제안되어 왔다 [32]–[37]. 또한, IPT 시스템 설계 관련 연구와 함께 무선 전력 전송 제어 기법에 관한 연구도 다수 진행되었다 [3], [4], [23], [24], [31], [38], [39]. 기본적으로 고정주파수 제어, 주파수 가변 제어, 시비율 제어 등이 제안되었으며, 전력변환장치의 피상전력 정격을 최소화하기 위한 목적으로 IPT 시스템의 입력전압과 입력전류가 동상이 되도록 하는 ZPA(Zero phase angle) 제어에 대해서도 연구가 진행되었다. 앞서 설명한 바와 같이, 무선 전력 전송 시스템은 활용되는 분야마다 주요하게 고려되는 설계 요소가 상이하다.

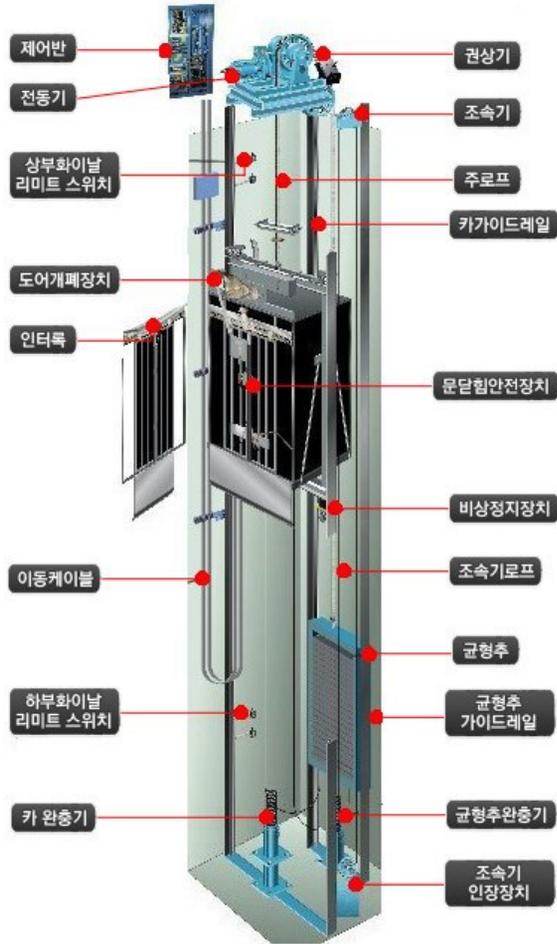


그림 1.2 로프식 엘리베이터 구조

본 논문에서는 승강줄(로프)이 없는 엘리베이터를 위한 25 kW급 무선 전력 전송 시스템을 제안한다. 기존의 로프식 엘리베이터 시스템은 그림 1.2와 같이 승강기 차를 이동할 수 있도록 해주는 승강줄과 승강기 차를 움직이는 권상기, 엘리베이터 차량의 무게를 상쇄시켜주는 평형추 등을 포함하고 있는 구조이다. 하지만 현대사회에서 빌딩이 고층화 됨에 따라 엘리베이터의 고속화와 고성능화가 요구되어 있으나, 기존의 로프식 엘리베이터는 로프 장력에 따른

엘리베이터 운행 높이의 한계로 인하여 초고층 건물에 적용하기 어렵다는 단점을 가진다. 또한 빌딩이 고층화 되어갈수록 건물 중에서 엘리베이터가 차지하는 공간이 더욱 증대되는 단점이 존재한다. 따라서 로프 강도에 따른 문제를 해결하고 낮은 공간 점유율을 가지는 케이블이 불필요한 로프리스 엘리베이터 시스템이 미래 운송 기술로서 가치가 높게 평가되고 있다. 또한 로프리스 엘리베이터는 차량의 수직 운동뿐 만 아니라 수평 운동이 가능하며, 동시에 여러 차량을 동작시킬 수 있다는 장점을 가진다. 이러한 로프리스 엘리베이터 차량을 동작시키는 데에는 전력을 무선으로 전송하는 기술이 필수적이다. 하지만 로프리스 엘리베이터 시스템에 적용하기 적합한 다중 부하 무선 전력 전송 연구는 저자가 아는 바 진행되지 않았다.

1.2 연구 목적

로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송시스템은 기존 무선 전력 전송 시스템과 다른 몇 가지 특징을 갖는다.

첫번째, 엘리베이터 차량은 정해진 레일을 따라서 이동하는 동안 위치에 관계없이 고효율로 전력을 공급받아야 한다. 따라서 수신부가 이동을 하더라도 높은 효율로 지속적인 에너지를 공급받을 수 있도록 송수신부 구조를 설계하는 것이 매우 중요하다.

두번째, 엘리베이터 시스템에서는 에너지의 회생이 빈번하게 일어나므로 회생 에너지가 전력망으로 회수되도록 하기 위해 양방향으로 전력 전달 기능이 필요하다. 양방향 전력전송을 통해 회생 에너지를 적절하게 회수하지 않을 경우, 에너지가 낭비될 뿐만 아니라 승강기 배터리에 과전압에 의한 시스템 고장이 발생할 수 있다. 양방향 무선 전력 전송 시스템의 연구는 공진 시스템의 보상 회로에 대한 연구 [26]–[31]와 제어 기법에 대한 연구 [3], [4], [23], [24], [31], [38], [39]가 중심이 되었다. 그리고 연구된 제어 기법들은 각 인버터 위상을 제어하여 전력을 받는 측에서 원하는 전력을 제어하는 방법을 주로 사용하거나, 작동 주파수를 조정하는 가변주파수를 이용한 방법이 사용되었다.

세번째, 엘리베이터 시스템은 송신부 라인 하나에 두 대 이상의 수신부 차량이 동작 가능해야 하는 다중 부하 시스템이다. 특히, 한 대의 수신부 차량이 동작하는 중 다른 한 대의 수신부 차량이 레일에 진입하는 경우, 또는 두 대의 수신부 차량이 동작하는 중 하나의 수신부 차량이 레일에서 이탈하는 경우 등 다양한 시나리오가 존재한다는 점에서 기존 일대일 무선전력시스템과

차이가 있다.

네번째, 송신플랫폼과 수신플랫폼사이의 통신 없이도 제어가 가능해야 한다. 송수신부 사이의 거리가 짧고 고정된 무선 충전 시스템의 경우 통신이 용이한 반면, 긴 레일을 갖는 엘리베이터 시스템의 경우 수신부 차량의 위치가 가변적이며 송신부 회로로부터 상당히 멀어질 수 있다는 점을 고려해야 한다. 또한, 엘리베이터 시스템은 안전성이 매우 중요한 시스템인 만큼, 통신 단절로 인한 사고에 대비하기 위해 통신 없이도 안정적인 전력 전달이 가능한 제어 방식이 필요하다. 위에서 언급한 네가지 특징을 고려할 때 로프리스 엘리베이터용 무선 충전 시스템에 요구되는 네가지 설계 목표는 아래와 같이 요약할 수 있다.

- 위치에 관계 없이 고효율 에너지 전달이 가능한 송수신 코일 구조
- 빈번한 회생 동작을 고려한 양방향 에너지 전달 기능,
- 두 대 이상의 수신부 차량 구동이 가능한 다중 부하 제어
- 송수신단 사이 별도의 통신 없이 안정적인 전력 제어

기존의 연구들은 위에서 설명한 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템의 주요 특징 및 요구사항들을 반영하지 못하고 있다. 따라서 본 논문에서는 위에서 설명한 특징 및 설계 요구사항들을 반영한 무선 전력 전송 구조 및 제어 방법에 대해서 제안하고자 한다.

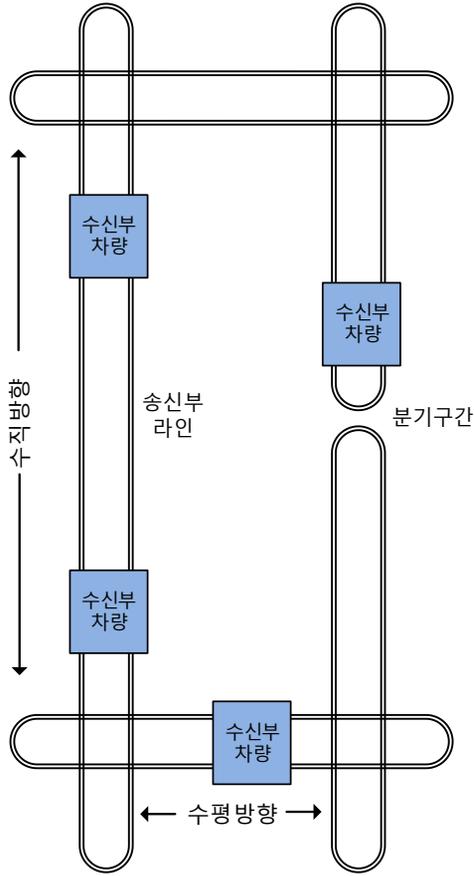


그림 1.3 로프리스 엘리베이터 기본 구성

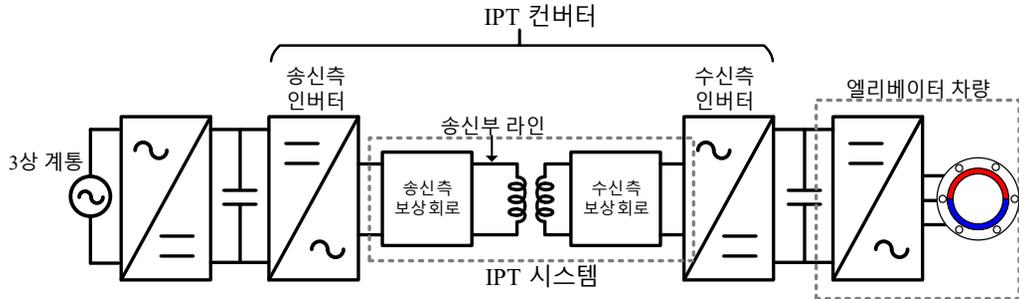


그림 1.4 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조

그림 1.3은 본 논문에서 구현하고자 하는 로프리스 엘리베이터의 기본 구성을 보여준다. 엘리베이터 수신부 차량의 이동 경로에 맞춰 송신부 라인이 고정된 구조이며, 하나의 송신부 라인에 최대 2대의 수신부 차량이 동작하는 구조이다. 수신부 차량의 이동은 수직 방향과 수평 방향을 포함하며 긴 송신부 라인은 저항의 크기를 증가 시키기 때문에 효율을 높이기 위해 일정 길이에 따라 송신부 라인을 여러 개로 분리한 분기 구간이 존재한다. 그림 1.4은 본 논문의 연구 대상인 25 kW급 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템의 전체 구조를 보여주며, 송수신측 인버터와 IPT 시스템으로 구성된다. 송수신부 인버터는 그림 1.5 와 같이 각각 20kHz의 single pulse의 전압을 출력한다. 앞서 말했듯이 송신부 라인은 여러 개의 분기 구간으로 구성되어 있으며 송신부와 수신부 사이의 위상정보를 얻기위한 통신을 하지 않기 때문에 송신부는 전류의 크기와 위상이 일정하게 제어되어야 한다. 이를 위해서 송신부에서는 전류제어를 수행하며, 수신부에서는 송신부에 의해 일정하게 유도된 전압에 맞춰 전력제어를 수행하게 된다. 이와 같은 구성 하에서 달성하고자 하는 본 연구의 목표를 개괄하면 다음과 같다.

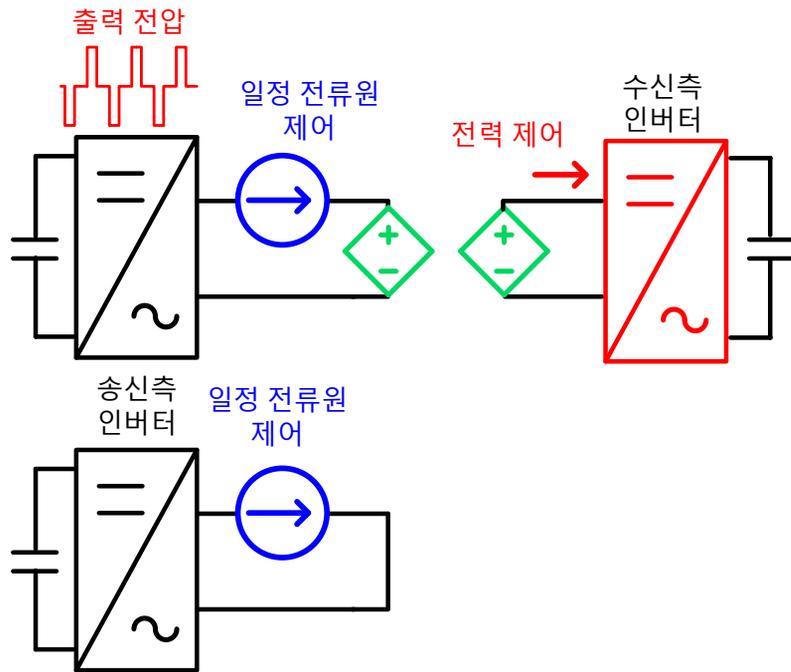


그림 1.5 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조

- 레일 급전이 가능한 IPT 시스템 구조 선정
- 송신부 레일 라인당 2대의 수신부 차량 동작 가능하며 각 수신부 차량당 정격 전력 12.5 kW 달성
- 송신측 플랫폼과 수신측 플랫폼이 서로 통신 없이 양방향 무선 전력 전송이 가능한 제어 알고리즘 구현
- 정격 전력 동작 시 무선 전력 전송의 효율 90%이상 달성

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성된다.

2 장에서는 본 논문의 목적과 관련된 IPT시스템에 대한 설명과 여러 기존 연구에 대해서 소개하고 본 연구와의 차이점에 대해서 상술한다.

3 장에서는 엘리베이터 시스템에 적합한 무선 전력 전송을 구성하고 설계하는 방법에 관해 기술한다. 또한, 구성된 엘리베이터 시스템을 동작시키기 위한 제어 방법 대한 분석을 다룬다. 송신부 관련 제어 및 분석 부분에서는 동작하는 수신부 차량의 대수와 부하에 상관 없이 일정한 전류원으로 제어하기 위한 방법을 제안하고, 동적 특성과 부하에 따른 제어 안정도를 분석하기 위해 전달함수를 계산한다. 수신부 관련 제어 및 분석에서는 송신부와 통신 없이 전력 제어를 하는 방법에 대해서 다룬다. 이때, 효율을 최대로 하기 위해서 수신부의 전압 지령 값을 계산하는 방법을 제시한다. 추가적으로 시스템을 안정화하고 구동하기 위한 송·수신부의 보상 커패시터를 설계 하는 방법에 대해서 제안한다.

4 장에서는 실제 엘리베이터 실험 세트를 구성하는 방법에 대해서 기술하고, 모의 실험과 실험결과를 바탕으로 제안된 무선 전력 전송 시스템의 송수신부 제어 방식의 유효성을 검증하고 성능과 효과를 분석한다.

5 장에서는 본 논문의 결론 및 향후 과제에 관해 기술한다.

제 2 장 유도성 무선 전력 전송 시스템

무선 전력 전송은 장(field)의 종류와 에너지 전달 방식에 따라 그림 2.1과 같이 다양한 형태로 구분될 수 있다. 크게는 유도성 무선전력전송 (Inductive Power Transfer, IPT) 시스템과 용량성 무선 전력 전송 (Capacitive Power Transfer, CPT) 시스템으로 구분된다. 용량성 무선 전력 전송의 경우 그림 2.2 (가)와 같이 시변하는 전기장을 이용하여 두 전극 사이에 에너지를 전달하는 방식이다. 용량성 무선 전력 전송의 경우 정렬 상태 변동에 매우 강인한 특성을 갖는다는 장점이 있지만, 전송 가능한 전력이 제한적이라는 점, 높은 에너지 전달을 위해 구동 주파수가 수~수십 MHz 수준으로 높아져야 한다는 점, 송수신부 거리가 mm 수준으로 매우 가까워야 한다는 점 등 다양한 제한 요인 때문에 일반적인 산업 응용 분야에서 널리 활용되고 있지 않다.

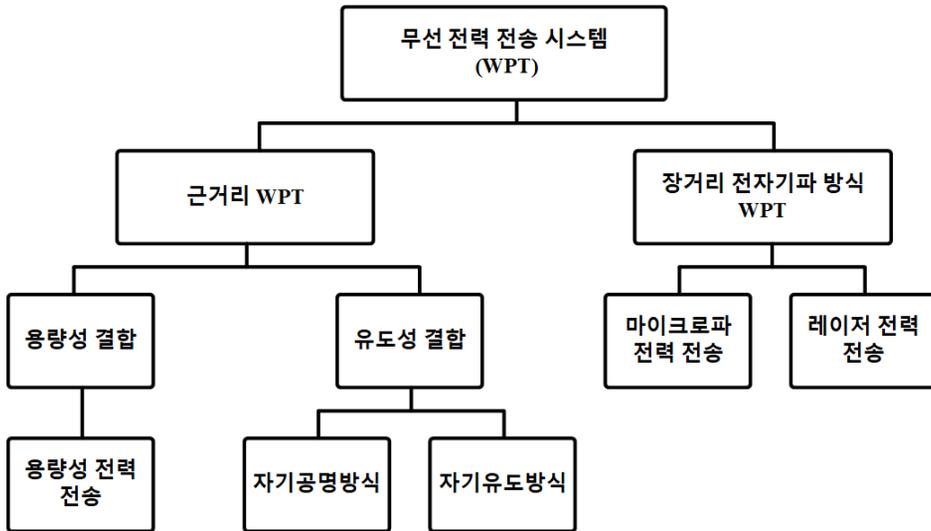
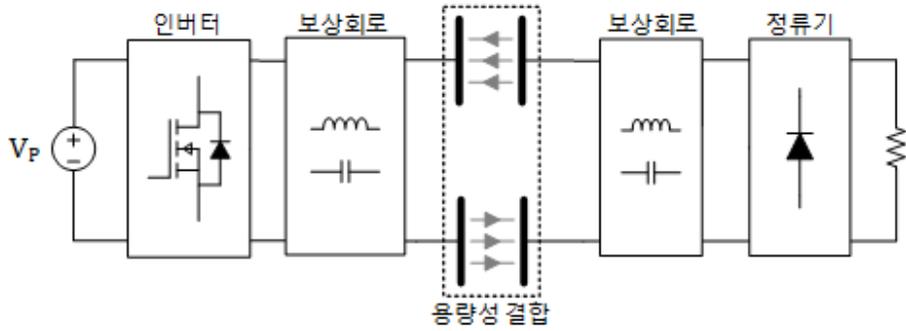
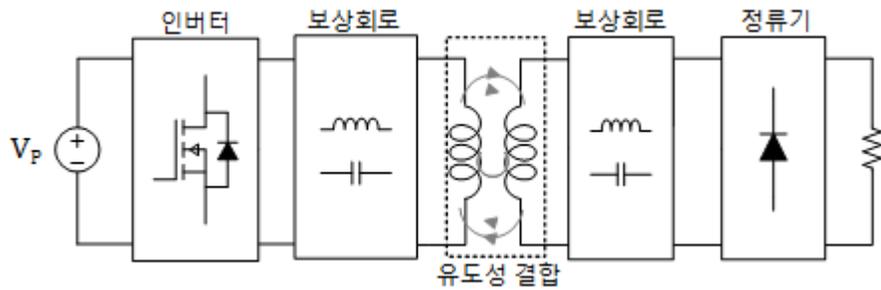


그림 2.1 무선 전력 전송 방식별 분류

반면, 유도성 무선 전력 전송의 경우 그림 2.2 (나)와 같이 시변하는 자기장을 이용하여 두 코일 사이에 에너지를 전달하는 방식이다. 유도성 무선 전력 전송의 경우 수십 kW 이상 전력 전송이 가능하며, 비교적 먼 거리까지 고효율로 에너지를 전달할 수 있다는 장점이 있다. 본 논문에서 제안하는 무선 전력 전송 시스템은 수신부의 정렬 상태에 대한 강인성 보다 고전력, 고효율을 더 주요한 목표로 삼고 있으므로 유도성 무선 전력 전송 방식을 적용하기에 적합하다.



(가)



(나)

그림 2.2 자기장/전기장을 이용한 무선 전력 전송

(가) 용량성결합 무선 전력 전송 시스템

(나) 유도성결합 무선 전력 전송 시스템

2.1 유도성 무선 전력 전송 시스템의 보상 회로

유도성 무선 전력 전송 시스템에서 송신 코일과 수신 코일 간의 전력 전달은 전자기 유도의 원리에 의해 발생한다. 송신 코일에 흐르는 고주파 교류 전류는 코일 근처에 시변하는 자기장을 생성한다. 생성된 자속 중 일부는 수신 코일에 쇄교되면서 기전력을 유도한다. 이렇게 생성된 기전력은 수신부 회로에서 전원의 역할을 하며 수신부에서 전력을 주고 받을 수 있도록 한다. 송신 코일을 통해 생성되는 자속의 세기는 송신 코일에 흐르는 전류에 비례하므로, 일정 수준 이상의 전력을 전송하기 위해서는 그에 상응하는 송신 코일 전류가 발생해야 한다. 무선 전력 전송 시스템에서는 기계적인 접촉을 제거하기 위하여 일정 거리 이상의 공극을 확보한다. 이 때문에, 송신부 코일에서 생성되지만 수신부 코일로 쇄교되지 않는 누설 자속이 발생하게 되고, 이 성분은 송수신 코일 간 공극이 증가할수록 증가한다. 이 성분은 회로적으로 누설 인덕턴스로 모델링 될 수 있다. 무선 전력 전송 시스템에서는 누설 인덕턴스의 효과를 무시할 수 없기 때문에, 전력 전송 능력 및 전력 전달 효율을 높이기 위해 보상 회로를 활용하는 것이 일반적이다.

보상 회로는 그림 2.3과 같이 유도성 무선 전력 전송 시스템에서 코일에 더

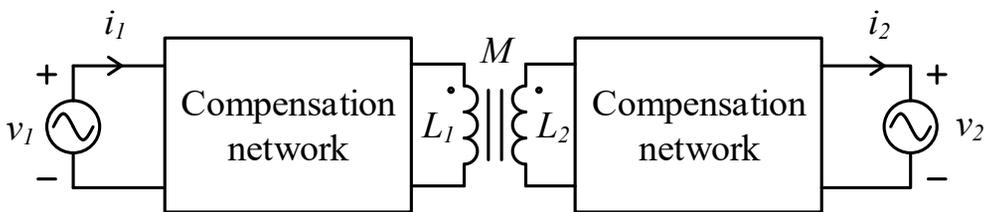


그림 2.3 로프리스 엘리베이터용 무선 전력 전송 시스템 구조

불어 추가적으로 더해지는 회로를 의미한다. 만약 별도의 보상 회로가 적용되지 않는다면, 누설 인덕턴스 성분에 의해 1차단 인버터에서 바라보는 임피던스는 인버터 스위칭에서 매우 높은 값으로 나타나며 주파수가 증가함에 따라 증가할 것이다. 이때, 전력 전달을 위한 코일 전류를 생성하기 위해서는 1차단 인버터의 출력 전압의 크기가 따라서 커져야 한다. 즉, 보상 회로가 적용되지 않는다면 비효율적인 전력 전달 시스템이 된다. 따라서, 누설 인덕턴스가 상대적으로 큰 무선 전력 전송 시스템에서는 적절한 보상 회로를 추가함으로써 코일의 누설 인덕턴스를 상쇄시켜 송신부측 인버터에서 바라보는 임피던스를 감소시켜야 한다.

2.1.1 두 개의 커패시터가 적용된 보상 회로

그림 2.4에는 2개의 커패시터를 이용한 다양한 구조의 보상 회로들을 도시하였다. 직-병렬 종류에 따라 series-series(SS), series-parallel(SP), parallel-series(PS) 그리고 parallel-parallel(PP) 보상 회로로 불린다. 이 중에서 SS와 SP 보상 회로가 일반적으로 사용되는데, 이는 PS와 PP 보상 회로의 경우 추가적인 인덕터가 필요하다는 단점이 있기 때문이다. 또한, SS 토폴로지의 경우 코일의 누설 인덕턴스에 대해 완전한 보상이 가능하여 임피던스를 크게 줄일 수 있다는 장점이 있다. PS 와 PP 토폴로지의 경우 커플링이 낮아질 경우 병렬 커패시터로 인해 입력 임피던스가 높아지기에 과전류가 흐르는 문제점이 없지만, 반대로 직렬 커패시터의 경우 고주파에 대한 임피던스가 매우 낮아져서 과전류가 흐르는 안전 문제가 생길 수 있다. 때문에 커플링 계수가 낮을 때는 SS와 SP 토폴로지는 추가적인 안전대책이 필요하다.

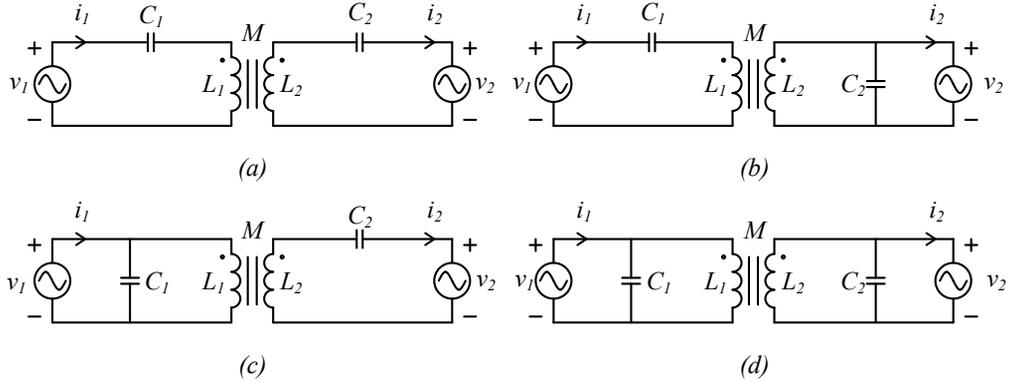


그림 2.4 2개의 커패시터가 적용된 보상 회로

(a) series-series(SS) (b) series-parallel(SP)

(c) parallel-series(PS) (d) parallel-parallel(PP)

위에서 설명한 4가지 중 SS 보상 회로가 가장 많이 쓰이는데, 그 이유는 다음과 같다. SS 보상 회로는 다른 보상 회로에 비해 인버터 출력 역률(Power Factor)을 높게 가져갈 수 있기 때문에 효율적인 측면에서 장점을 가지며, 더 넓은 부하에 대해서 높은 효율을 유지할 수 있고, 부하의 조건과 커플링의 변화에 대해서도 공진 주파수가 일정하게 유지된다는 주요한 장점이 있다. 앞서 언급되었던 것 처럼 SS 보상 회로는 안전의 측면에서 2차단 코일이 단락 되었을 때 과전류가 발생하는 단점이 존재하나, 과전류 방지와 같은 별도의 고장 감지 시스템을 통해 이는 비교적 쉽게 보완 가능하다.

2.1.2 SS 보상 회로와 dual-side LCC 보상 회로

유도성 무선 전력 전송의 보상 회로에는 SS 보상 회로와 더불어 그림 2.5과 같은 dual-side LCC 보상 회로 또한 많이 연구되고 있다

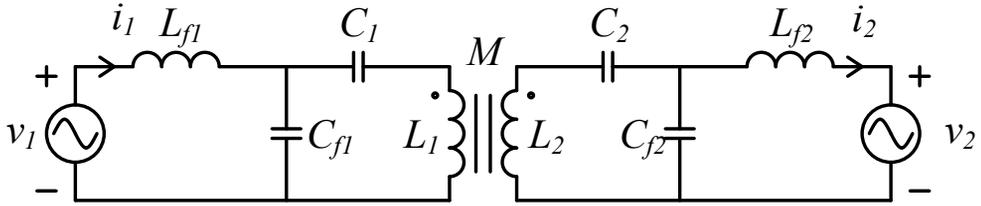


그림 2.5 Dual-side LCC 보상 회로

SS 보상 회로와 dual-side LCC 보상 회로는 넓은 부하 범위에 대해 높은 효율을 유지할 수 있다는 장점 덕분에 전기차 충전용 무선 전력 전송 시스템에서 많이 적용되고 있는 보상 회로이다 [40], [41]. 참고문헌 [41]에서는 두 가지 보상 회로의 비교 요소로 power displacement factor(PDF)를 들고 있다. PDF는 수식 (2.1)과 같이 정의하는데, $P_{o,tuned}$ 는 코일 간의 커플링과 보상 회로의 튜닝이 제대로 이루어졌을 때 전달되는 전력을 의미하고, $P_{o,mistuned}$ 는 커플링 틀어지는 등의 튜닝이 변화하였을 때의 전달 되는 전력을 의미한다. PDF가 커질수록 같은 전력 전달을 위해서 더 많은 입력 전력이 필요하다는 것을 의미한다. 수식 (2.2)같이 전압 이득, G_v 를 정의한다면, G_v 가 1보다 작은 경우 커플링의 변화에 대해 SS 보상 회로가 dual-side LCC 보상 회로 보다 PDF의 변화가 더 크게 나타나며, 반대로 G_v 가 1보다 큰 경우 dual-side LCC 보상 회로가 SS 보상 회로보다 PDF의 변화가 더 크게 나타난다. 만약 G_v 가 1일 경우 두 종류의 보상 회로에서 PDF의 변화가 동일하게 나타난다. 때문에 적용되는 시스템의 특징 및 제어 방식에 맞게 SS 보상 회로와 dual-side LCC 보상 회로를 선정해야 한다.

$$PDF = \frac{P_{o,mistuned} - P_{o,tuned}}{P_{o,tuned}} \quad (2.1)$$

$$G_v = \frac{V_s}{V_p} \quad (2.2)$$

참고문헌 [40]에서는 결합 계수의 변화에 따른 두 보상 회로의 전력 전달 효율을 비교하였다. 결합 계수가 증가함에 따라 SS 보상 회로의 경우 전력 전달 효율이 증가하여 SS 보상 회로가 dual-side LCC 보상 회로보다 높은 전력 전달 효율을 가지는 특성을 갖음이 확인되었다. 이는 dual-side LCC 보상 회로의 경우 SS 보상 회로와 달리 결합 계수가 높아지면 고조파 성분에 의해 전력 전달 효율이 감소하는 문제점을 갖고 있기 때문이다. 이러한 결과로 볼 때, 결합 계수가 0.5~0.8 수준으로 비교적 높은 결합 계수를 갖는 시스템에서는 SS 보상 회로의 경우가 dual-side LCC 보상 회로 보다 더 유리하다고 판단 할 수 있다.

보상 회로를 구성하는 수동 소자의 개수 및 부피는 보상 회로를 선정하는 주요한 기준이 된다. SS 보상 회로는 송신부와 수신부에 각각 1개씩 총 2개의 커패시터만을 포함하므로 매우 간단하게 구성이 가능하다. 반면, dual-side LCC 보상 회로의 경우 총 4개의 커패시터와 2개의 인덕터가 보상 회로에 포함된다. 특히, 에너지 밀도가 낮은 인덕터가 2개 더 필요한 구조이기 때문에 dual-side LCC 보상 회로는 SS 보상 회로에 비해 부피 측면에서 불리한 구조이다. 특히, 스위칭 주파수가 수백 kHz ~ 수 MHz에 달하는 고주파 시스템에서는 철손을 고려하여 보상 회로의 인덕터를 공심 인덕터로 구성되어야 하는데 이 경우 보상 회로의 부피는 더욱 커지게 되므로 주의해야 한다. 표 2.1을 통해 dual-side LCC 보상 회로에 사용된 보상 회로 인덕터의 용량 예시를 나타낸다. 이와 같은 수동 소자 개수의 차이는 시스템 해석에도 큰 차이점을 가져온다. SS 보상 회로의 경우 송수신부에 각각 1개의 커패시터가 있기 때문에 회로 분석이 비

표 2.1 Dual-side LCC 보상 회로에 사용된 보상 회로 인덕터의 용량

	공진 주파수	출력 전력	자기 유도 인덕턴스	보상 회로 인덕턴스
[41]	88 kHz	30 W	48 μ H	4.8 μ H
[40]	79 kHz	2.6 kW	360 μ H	79.4 μ H

교적 간단하지만, dual-side LCC 보상 회로는 보상을 위한 수동 소자의 개수가 늘어남에 따라 고차 시스템 해석이 필요하다.

2.1.1과 2.1.2 절을 통해서 보상 회로 별 특성과 장단점에 대해서 분석하였다. 2.1.1에서의 결과를 통해서는 series-series(SS), series-parallel(SP), parallel-series(PS) 그리고 parallel-parallel(PP) 네 가지 보상 회로 중에서는 SS 보상 회로가 높은 역률 조건으로 운전 할 수 있으며, 넓은 부하 조건에 대해서 일정한 전력 전달 효율을 갖고 공진 주파수의 변화가 없기 때문에 가장 적절한 보상 회로라고 볼 수 있으며, 실제로 이와 같은 장점 덕분에 여러 응용 분야에서 SS 보상 회로가 널리 사용되고 있다. 2.1.2에서는 SS 와 dual-side LCC 보상 회로에 대해서 비교 분석하였다.

위와 같은 비교 분석결과를 바탕으로 본 논문에서는 제안하는 시스템 구성에 SS 보상 회로를 적용한다. 그 이유는 첫째, 제어 방식 및 시스템 구성으로 G_v 를 1로 제어하므로 PDF 측면에서 SS 보상 회로와 double-side LCC 보상 회로의 차이는 크지 않다. 둘째, 본 논문에서 제안하는 코일의 구성은 0.8 수준의 높은 결합 계수를 가지므로 효율 측면에서 SS 보상 회로가 더 유리하다. 셋째, 보상 회로에 필요한 수동 소자의 개수를 고려했을 때 SS 보상 회로가 시스템의 부피 및 해석의 용이성 측면에서 유리하다. 특히 본 논문에서는 코

어를 사용하여 코일 및 보상 회로를 작은 부피로 구성하기 때문에 SS 보상 회로가 더욱 적절하다고 할 수 있다. 앞서 언급하였던 것처럼, 2차단 코일이 단락 되었을 때 과전류가 발생하는 SS 보상 회로의 단점이 존재하나, 고장 감지 시스템을 통해 이를 보완 하도록 한다.

2.2 송수신부간 무선통신을 하지 않는 무선 전력 전송 기술

무선 전력 전송 시스템에서는 송신 측과 수신 측의 신호 및 전선의 연결이 나 기계적인 결합이 존재하지 않으며, 둘 사이의 공극이 크기 때문에 송수신 간 정보를 전달하기 위해 추가적인 Bluetooth, WiFi, Zigbee와 같은 무선통신을 이용하는 것이 일반적이다. 하지만, 이런 시스템의 경우 추가적인 통신 장치가 필요함에 따라 비용과 부피 측면에서 불리할 뿐만 아니라 통신 지연에 의해 전체 시스템의 동특성이 저하된다는 단점이 있다. 또한, 통신 장애로 인해 수신부의 전류 전압 측정 정보에 대한 피드백이 단절될 경우 시스템의 오동작으로 이어질 수 있어 높은 신뢰성을 요구하는 시스템에서 사용되기 어렵다.

이러한 단점을 해결하기 위한 방안으로 무선 통신을 하지 않고, 전력 링크를 통해 전력 전송과 데이터 전송을 동시에 수행하는 방식이 제안되었다. 참고문헌 [42]에서는 단방향 무선 충전 시스템에서 전력을 전송하기 위한 공진 주파수와 구분되는 고주파 신호를 주입하여 데이터를 양방향으로 전달하는 방식을 제안하였다(그림 2.6). 송수신부에는 고주파를 추출하여 데이터를 검출하는 회로가 추가된다. 참고문헌 [43]에서는 송수신 회로에 각각 전력 링크를 통해 데이터를 송수신하기 위한 보조 코일 회로를 추가하는 방식을 제안했다(그림 2.7). 이러한 방식을 사용할 경우 별도의 통신 장치가 필요하지 않다는 장점이 있지만, 공진 코일에서 추가적인 손실이 발생하여 전력 전송 효율이 저하된다는 단점이 있다.

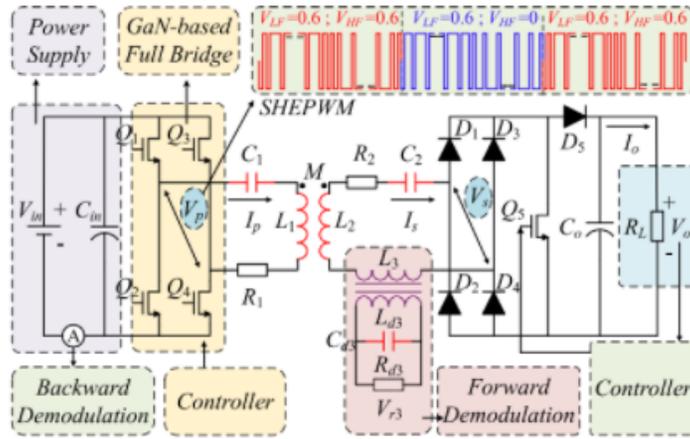


그림 2.6 전력 링크를 통해 데이터를 전달하는 무선 전력 전송 시스템

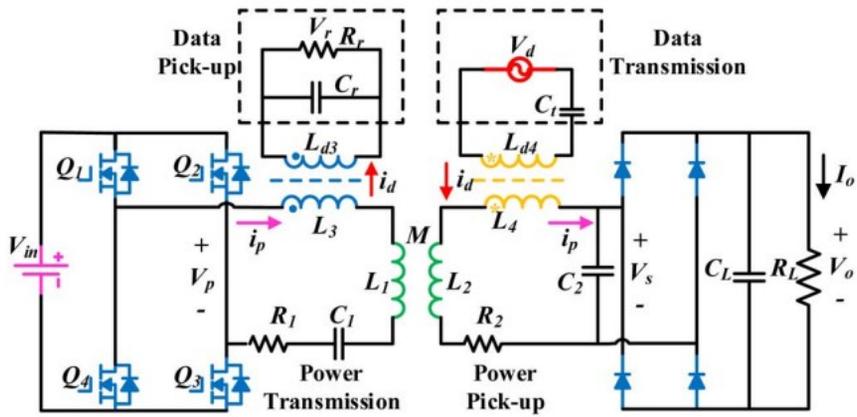


그림 2.7 전력 링크를 통해 데이터를 전달하는 무선 전력 전송 시스템2

2.3 운송 시스템에 적용된 무선 전력 전송 기술

대전력 무선 전력 전송 기술은 최근 전기자동차와 같은 운송 시스템에 적용하기 위해서 활발히 연구되고 있다. 참고문헌[44]에서는 도로 급전이 가능한 100kW급의 전기 버스에 대해서 연구가 진행이 되었다. 그림 2.8와 같이 전체 시스템은 송신부 인버터와 자기 결합을 위한 코어와 코일, 수신부 정류기와 제어기로 구성되어 있다. 자기 결합을 최대로 하기 위한 코어와 코일 구조가 제시되었으며, 송수신부 제어 방법과 EMF 차단에 대한 방법 등 실제 전기 버스를 운행 하는데 필요한 기술 전반에 대해서 연구가 진행 되었다. 하지만 그림 2.9와 같이 송신 측 스위치들은 인버터로 작동하게 하고, 수신 측 정류 회로는 다이오드로만 구성 되는 단방향 무선 전력 전송이 가능한 시스템이라는 단점이 존재한다.

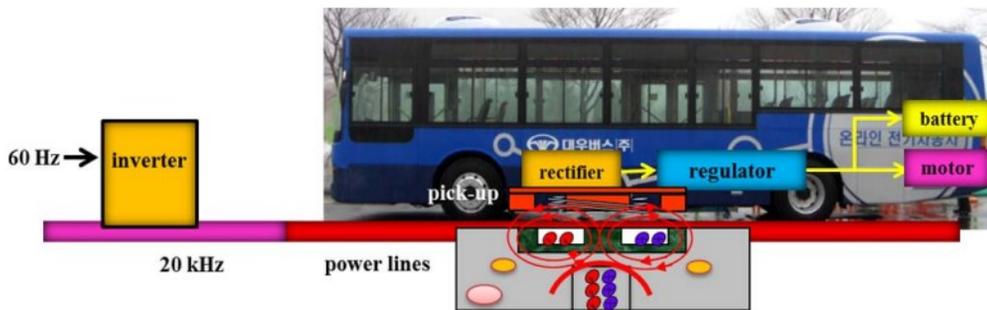


그림 2.8 도로 급전이 가능한 전기 버스 시스템의 전체 개념도

양방향으로 대전력 무선 전력 전송이 활발하게 검토된 분야는 전기자동차 V2G(vehicle to grid) 충/방전 기술이다. 최근 전력계통은 원자력/화석연료 발전과 같은 중앙 집중형 전력계통 형태에서 태양광/풍력 등과 같은 분산 전원형 전력계통으로 변화하고 있다. 신재생 전력원의 간헐적 발전에 대응하고자, 전기자동차의 V2G 기술이 화두로 떠오르고 있다. V2G 기술은 전기자동차의 대용량 배터리를 차량의 유휴 시에 적극 활용하여 전력계통의 ESS와 같은 역할을 수행하도록 하는 것이다. 이러한 V2G 기술을 전기자동차에서 지원해 주기 위해서는 전기자동차와 전력계통 간에 전력 방향이 단방향(전력계통 → 차량)이 아닌 양방향(전력계통 ↔ 차량)이 되도록 전기자동차 충전기를 구성하여야 한다. 이와 같은 배경으로 G2V(충전)와 V2G(방전)가 모두 가능한 양방향 무선

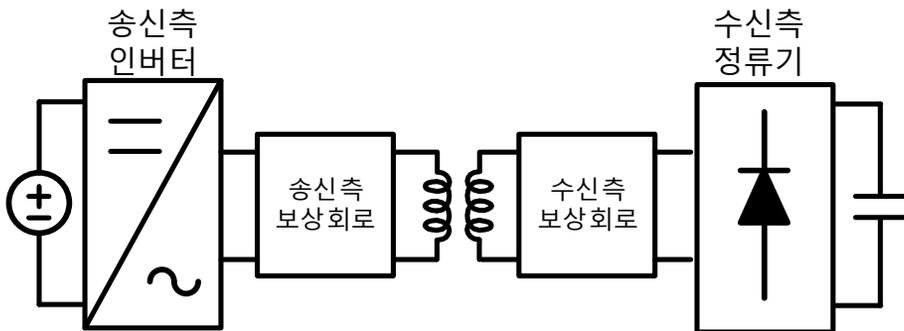


그림 2.9 전기자동차용 단방향 무선 전력 전송 시스템 구조

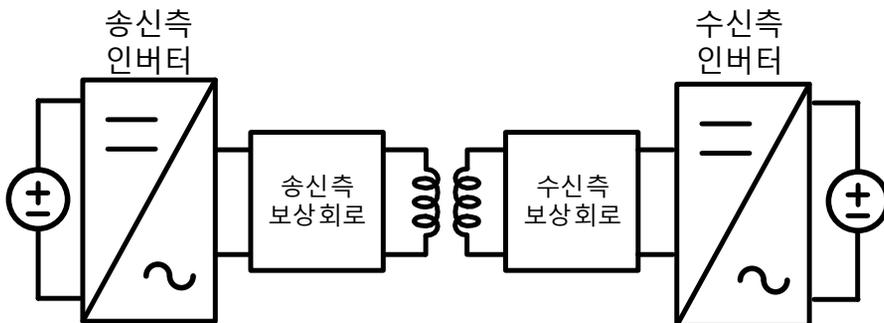


그림 2.10 전기자동차용 양방향 무선 전력 전송 시스템 구조

전력 전송 시스템에 대한 연구도 활발히 진행되어왔다.

양방향 무선 전력 전송을 위해서는 그림 2.10과 같이 송신 측과 수신 측 모두 스위치를 적용하여 인버터 동작을 하도록 한다. 이때, 전력의 흐름은 두 인버터가 합성하는 전압의 위상 차이에 의해 결정된다. 따라서, 양방향 전력 제어 위해서는 송신 측과 수신 측 간의 전압 또는 전류의 크기와 위상 정보의 피드백이 필요하다. 참고문헌 [45]에서는 와이파이 통신을 이용하여 수신 측 전압, 전류의 측정 값을 송신 측으로 피드백 하는 방식으로 양방향 무선 전력 전송을 수행하였다.

별도의 통신 없이도 양방향 무선 전력 전송이 가능하도록 한 연구들도 진행되어 왔다. 참고문헌 [46]에서는 수신부측에서 유효 전력과 무효 전력을 아날로그 회로로 측정하는 방법을 통해 역률을 계산하고 역률 정보를 이용하여 PLL(phase lock loop) 알고리즘을 구성하고 이를 통해 별도의 통신 없이도 수신부측에서 능동적으로 양방향 무선 전력 전송이 가능하도록 하였다. 그러나 역률을 계산하기 위한 다량의 아날로그 회로들은 단점으로 지적된다.

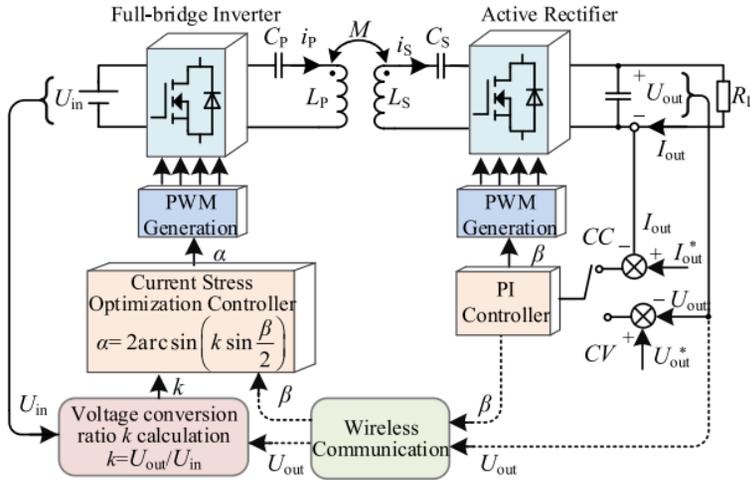


그림 2.11 통신 시스템을 이용하는 양방향 무선 전력 전송 시스템

[47]에서는 양방향 무선 전력 전송 시스템에서 위상 편이 변조 (Phase shift keying) 방식을 이용하여 전력 링크를 통해 데이터를 송신하는 방식을 제안하였다. 별도의 무선 통신 회로가 필요 없다는 점에서 유용한 방식이나, 2 개 이상의 수신부가 하나의 송신 코일에 연결될 경우 송신부에서 전송한 데이터가 모든 수신부에 공유되어 독립적인 구분이 어렵다는 한계점 때문에 다중 부하 무선 충전 시스템에 적합하지 않다.

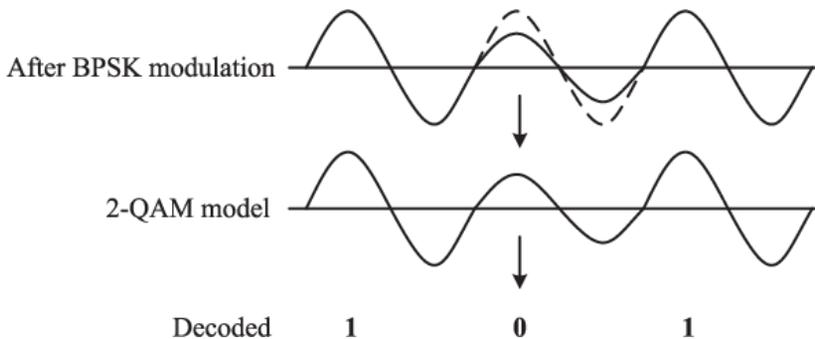


그림 2.12 위상 편이 변조 방식을 이용한 데이터 전송 기법

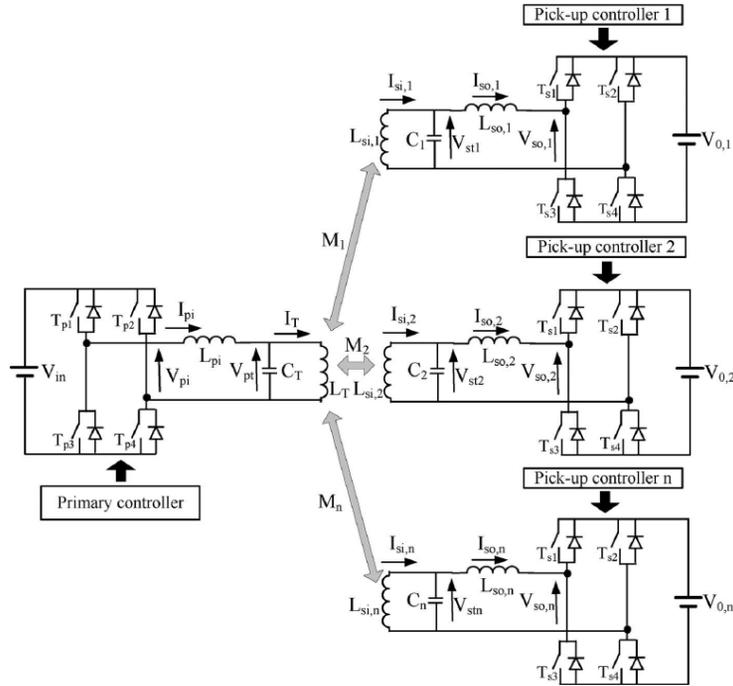


그림 2.13 LC 보상 회로를 활용한 다중 부하 양방향 무선 전력 전송 시스템

[48]에서는 LC 보상 회로를 통해 송신부측 전류를 전류원으로 만들어 수신부측에서 바라보는 송신부측이 전압원이 되도록 하였다. 수신부측의 직류단 전압 제어는 수신부측의 스위치가 능동적으로 제어하게 되는데, 부가적인 전압 측정용 권선을 전력 수신용 권선과 독립적으로 설치하고, 송신부측으로부터 수신부측으로 쇄교하는 자속에 의한 전압을 측정하여 수신부측에서 바라보는 송신부측 전압원의 위상을 측정하도록 하였다. 그리고 측정된 전압원의 위상을 기준으로 수신부측 인버터의 전압 위상 제어를 함으로써 양방향으로 전력을 전달할 수 있도록 하였다. 이러한 방식은 다중의 수신측이 있다 하더라도,

각각의 수신측이 바라보는 송신부측이 전압원으로 등가화 된다는 점과 별도의 통신이 없다는 장점이 있지만, LC 보상 회로에 이용되는 보상 인덕터로 인해 시스템 효율이 저하될 여지가 있고 전압 측정 코일과 함께 전력 밀도를 떨어트릴 여지가 있다.

2.4 기존 무선 전력 전송 시스템 한계

기존 연구들을 정리하면 다음과 같다.

송신부 코일에서는 생성되지만 수신부 코일로는 쇄교되지 않는 누설 자속으로 보상 회로를 활용하여 무선 전력 전송 능력과 효율을 높이는 연구가 있어왔다. 그러나 LC 보상 회로나 LCC 보상 회로와 같이 누설자속을 보상하는 것 이외에도 결합계수와 같은 제정수에 대한 민감도를 떨어뜨리는 효과를 가져오도록 보상 회로를 다소 복잡하게 구성하게 되면, 시스템 효율과 전력 밀도가 오히려 간단한 구조의 보상 회로 구조보다 떨어질 여지가 있다.

단가 절감과 부피를 감소시키기 위하여 별도의 무선 통신을 하지 않는 무선 전력 전송 시스템도 연구되어왔다. 보조 코일 회로를 구성하여 디지털 정보를 복호화 하여 전력 전송과 더불어 디지털 데이터가 자기장을 통해 수신부 측에서 송신부 측으로 전달되도록 하였다. 이러한 방법은 공진 코일에서 추가적인 손실이 발생하여 전력 전송 효율이 저하된다는 단점이 있다.

양방향 무선 전력 전송 기술도 연구되어왔다. 수신부측을 능동스위치로 구성하여 전압 위상 제어를 통해 수신부 측에서 송신부측으로 전력을 전송하도록 하였다. 수신부측의 능동스위치와 수신부측에서 측정할 수 있는 교류 전압 또는 전류 데이터를 적극 활용하여 실질적인 통신 없이도 수신부측에서 양방향 전력 전달이 가능함을 보인 연구도 있었다. 그러나 유효/무효 전력을 측정하는 다량의 아날로그회로를 필요로 하거나, 다소 복잡한 보상 회로 구성 또는 전압 위상을 측정하기 위한 측정용 코일이 부가적으로 구현되어야 한다는 단점이 있다.

제 3 장 다중 부하 양방향 무선 전력 전송 제어

본 장에서는 앞장에서 언급한 로프리스 엘리베이터 시스템의 동작 목표를 달성하기 위한 제어 방법과 보상 커패시터의 설계에 대해서 다룬다. 3.1절에서는 엘리베이터 시스템의 전체 회로 구성과 수신부 차량 유무에 따른 변화에 대해서 다루며, 여러가지 코어의 구조를 제시하고 Maxwell 시뮬레이터를 이용하여 최대 상호 인덕턴스 값을 갖는 구조를 선정하는 방법에 대해서 제시한다. 3.2절에서는 안정적이고 최적화된 송신부 전류 제어를 위한 시스템 모델링 방법과 안정도를 분석하는 방법에 대해서 다룬다. 3.3절에서는 송신부와 수신부의 통신 없이 각각의 수신부 차량에 전달되는 전력을 제어하는 방법 대해서 제안 하였다.

3.1 제안하는 엘리베이터 시스템의 구조 및 동작

제안하는 로프리스 엘리베이터는 수신부측 차량이 이동중에서도 무선으로 전력을 전달받도록 해야함과 동시에 송신부 측 차량이 한 개의 송신부에서 동시에 전력을 전달 받도록 해야 한다. 본 절에서는 이러한 요구사항을 만족시키기 위하여 로프리스 엘리베이터에 적합한 자기 결합 구조를 검토하고, 제안하는 무선 전력 전송 시스템의 전체적인 구성을 소개한다.

3.1.1 무선 전력 전송 시스템 자기 결합 구조

대부분의 무선 전력 전송 시스템은 자기장의 경로에 공극을 최대한 줄이기 위하여 3.1과 같이 송수신부가 마주보는 코일 면의 반대측에 자성 코어를 넣어서 자기 저항을 감소시킨다. 가장 많이 사용되는 자성 코어 구조는 참고문헌 [44], [49]에서 제시하는 EE, DD, DDQ 구조 이다. EE 코어 구조의 경우는 도로 급전이 가능하다는 장점이 존재하지만 송신부 라인 따라 도로 전체에 E자형 코어를 사용하여야 한다는 단점이 존재한다. DD, DDQ 구조의 경우에는 송신부와 수신부의 위치가 틀어졌을 경우에 대해서 강인한 특성을 갖는다는 장점이 있지만 그림 3.2와 같이 도로 급전을 위해서 사용되는 경우에 자기적 결

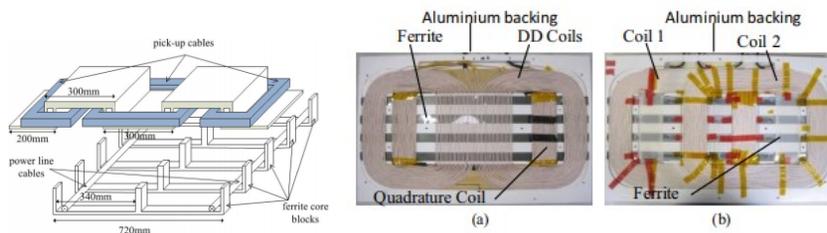


그림 3.1 일반적인 무선전력전송 시스템에 이용되는
EE, DD, DDQ 구조의 코어와 코일 구조

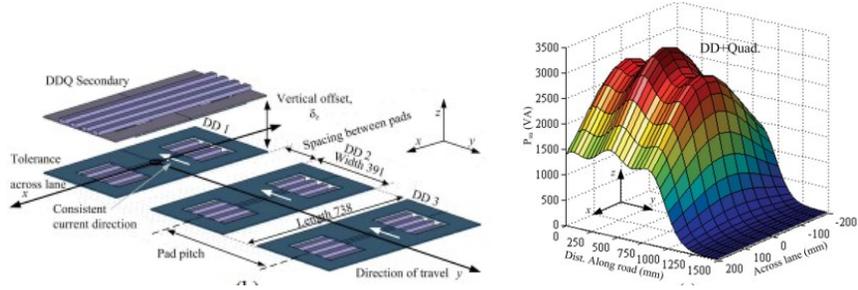


그림 3.2 DD, DDQ 코일의 급전 구조와 자기 결합

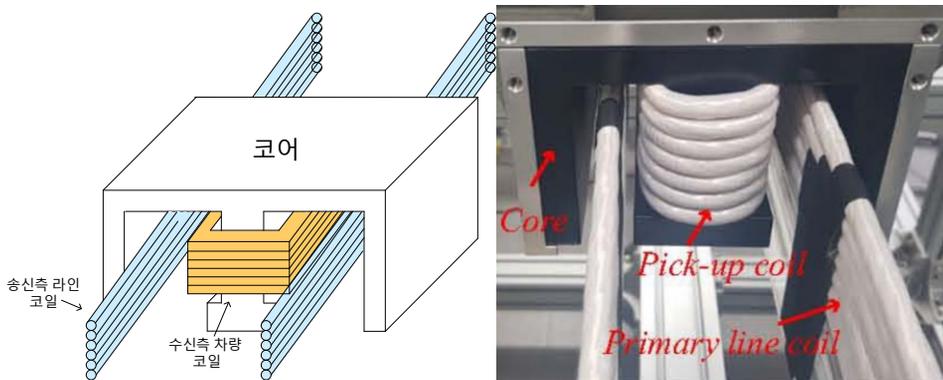


그림 3.3 제안하는 시스템의 코일 및 코어 구조

합이 균일하지 못하다는 단점이 존재한다.

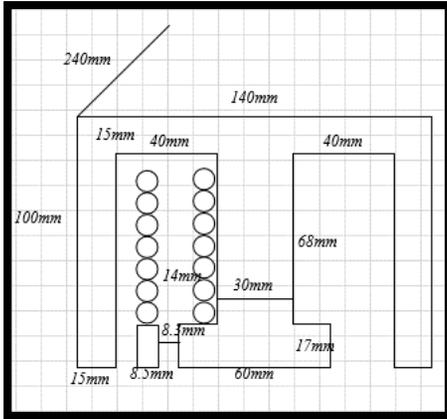
제안하는 엘리베이터 시스템은 정지 상태에서 충전하는 것이 아닌 수신부 차량이 트랙 라인을 따라 움직이며 무선 전력을 공급받도록 설계 되어야 하는 구조적인 제한사항이 있다. 이러한 구조적 제한 사항과 제작의 용이성, 양산성을 고려하여 E 구조를 갖는 자기 결합 장치를 사용하도록 한다. 본 논문에서 제안하는 자기적 결합 구조는 그림 3.3과 같다.

제안하는 구조는 E 구조의 페라이트 코어를 송신부 라인 코일과 수신부 차량의 코일이 공유하는 형태로서 일반적인 변압기와 비슷한 구조이다. 수신

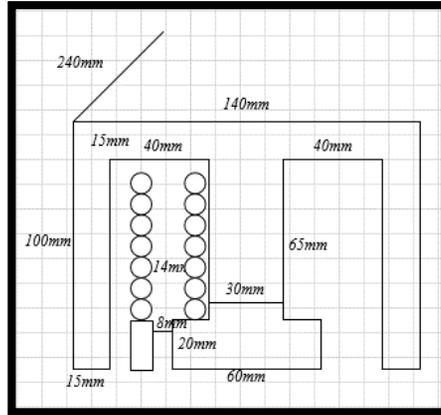
부 차량의 움직임을 고려하여 송신부 측 코일은 트랙에 정렬하여 길게 설치되어 있으며, 수신부 측 코일은 E 코어의 중심부를 감는 형태로 구성된다.

전달해야 하는 전력 25kW를 만족하기 위해서는 자기 저항을 최소화하는 것이 필요하다. 이를 위해서는 상호 인덕턴스의 값은 증가시키고 누설 인덕턴스 값은 줄여야 한다. 고려해 볼 수 있는 코어의 재질은 페라이트 코어, 분말 자성 코어, 아몰포스 코어가 있다. 분말 자성 코어는 가격이 높고 투자율이 최대 200정도로 작기 때문에 원하는 상호 인덕턴스 값을 얻을 수가 없다. 아몰포스 코어의 경우에는 투자율이 최대 5000정도로 크지만 가격이 비싸고 원하는 크기로 제작이 불가능하다. 따라서 최대 10000이상의 투자율을 가지며, 큰 크기로 비교적 낮은 가격에 제작이 가능한 페라이트 코어를 본 논문에서는 사용하기로 하였다.

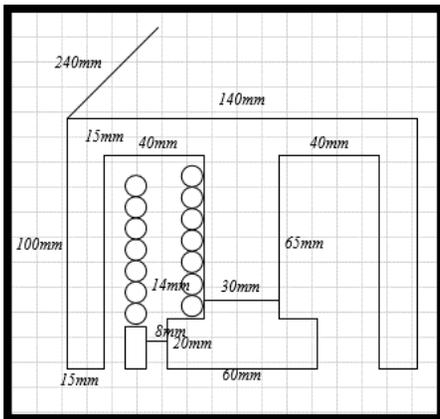
그림 3.4은 4가지 코어 구조에 대한 그림이다. 전체적인 코어의 크기는 엘리베이터 시스템에 적용 가능한 제한 부피인 높이 100mm, 너비 140mm, 깊이 240mm가 되도록 설정 하였고, 중심 축을 뒤집어진 T형으로 만들어 공극을 최소화 하였다. 그러나 코어 및 코일의 제작 공차와 수신부 차량의 진동으로 인한 기계적인 충격을 고려하여, 공극의 크기는 특정 값 이상으로 제한하였다. 앞서 결정한 코어의 재질을 적용하여 4가지의 코어 구조에 Maxwell 시뮬레이터를 통해 얻은 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 값은 표 3.1 와 같다. 제안하는 논문에서는 상호 인덕턴스가 65.45 μ H로 가장 큰 값을 가진 (나)번의 형태로 코어를 제작하였다. 그림 3.5은 (나)번의 코어와 코일 구조에 대한 Maxwell 시뮬레이터의 2차원, 3차원 자속 밀도(B) 결과 값이다.



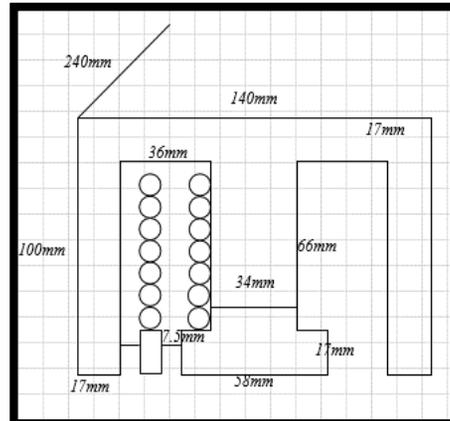
(가)



(나)



(다)



(라)

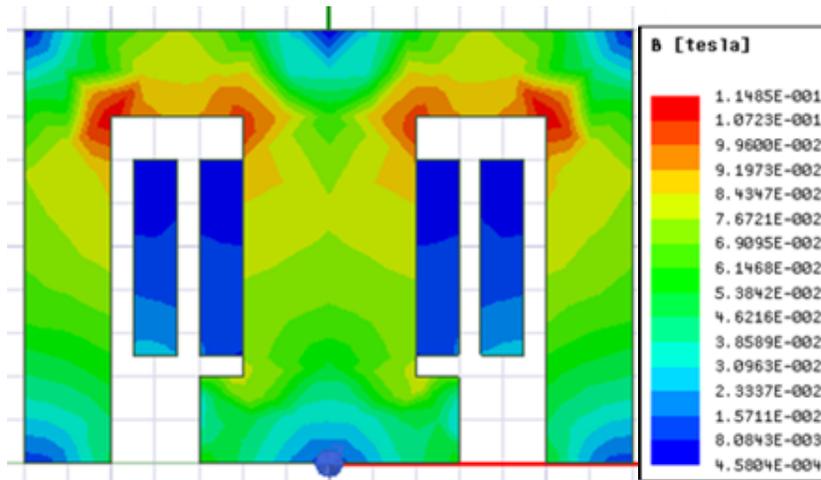
그림 3.4 제안하는 시스템의 코어 구조

표 3.1 코어 구조에 따른 인덕턴스 값

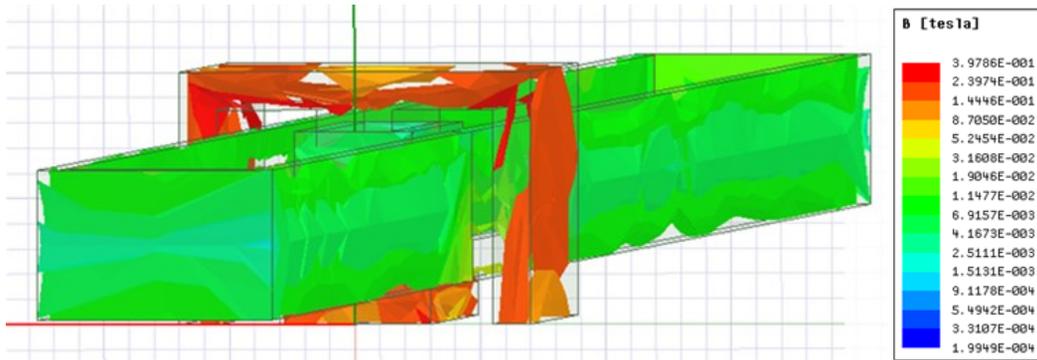
	코어 (가)		코어 (나)	
	송신부	수신부	송신부	수신부
자가 인덕턴스(μH)	159.94	72.7	163.08	76.3
상호 인덕턴스(μH)	62.05		65.45	
	코어 (다)		코어 (라)	
	송신부	수신부	송신부	수신부
자가 인덕턴스(μH)	162.2	75.91	162.4	74.37
상호 인덕턴스(μH)	64.02		65.12	

3.1.2 로프리스 엘리베이터 시스템의 구성

제안하는 시스템은 일반 가정이 아닌 건물의 설비로 이용되므로 380 V용 계통 전압을 이용한다. 이러한 계통 전압으로부터 송신부 인버터에 적절한 직류단 전압을 공급하기 위해서 3상 AC-DC 컨버터를 이용해야 한다. 이를 위해 3상 부스트 컨버터를 이용하여 직류단 전압을 제어한다. 이 때, 이 부스트 컨버터는 계통 규정을 만족하면서 직류단 전압을 600 V로 제어하게 된다. 이렇게 만들어진 직류단 전압을 이용하여 수신부의 코일에 교류 전력을 공급하기 위한 장치를 송신부 인버터라고 한다. 이러한 인버터 구조로는 가장 단순한 H-



(가)



(나)

그림 3.5 제안하는 시스템의 코어와 코일 구조의 자속밀도

(가) 2차원 (나) 3차원

브릿지 구조를 사용하고 자기 결합 코어의 사이즈를 저감하기 위하여 전력 전달 주파수는 스위칭 주파수를 활용하기로 한다. 최종적으로 송신부 인버터는 직류단 전압으로부터 전력 송신에 활용되는 스위칭 주파수의 구형과 전압을 출력한다.

본 논문에서 제안하는 송수신부 구조는 송신부측의 코일이 상대적으로 길고, 수신부 차량이 송신부에 진입할 경우엔 수신부의 코어에 의해 자기 저항이 낮

아저 임피던스가 커지게 된다. H-브릿지는 직류단 전압에 의해 출력 가능한 전압의 크기가 제한되는데, 높은 부하에서는 송신부측에서 바라보는 부하 임피던스가 커져 송신부 측 전압이 부족해지는 현상이 나타날 수 있다. 따라서 본 논문에서는 송신부측에서 바라보는 임피던스를 작게 하기 위하여 코일에 직렬로 보상 커패시터를 설치한다. 이 보상 커패시터에는 교류 전압이 인가됨으로 필름 또는 세라믹 커패시터 등의 양극성 커패시터를 사용 한다.

앞서 설명한 송신부 및 송신부 측 코일과 함께 표현하면 그림 3.6와 같다. 이 때 해당 송신부에 수신부 차량은 없을 수도 있으며, 최대 2대의 수신부 차량까지만 한 개의 송신부에 존재하는 것으로 가정하여 디자인 하였다.

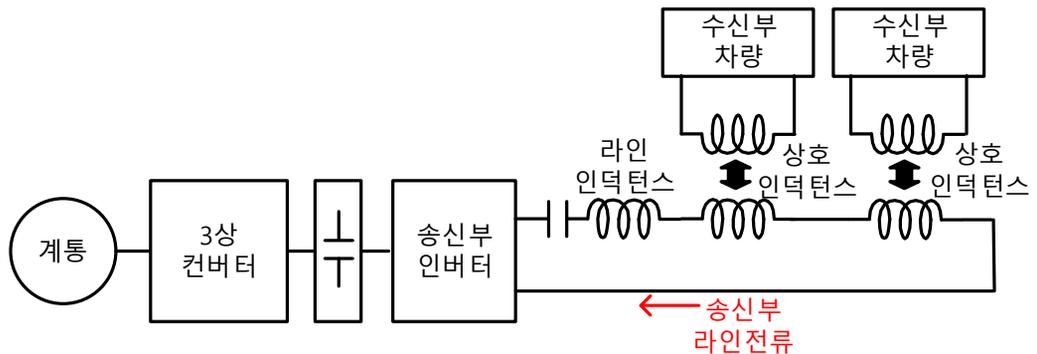
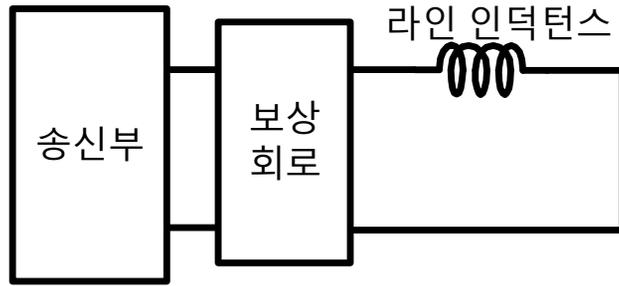
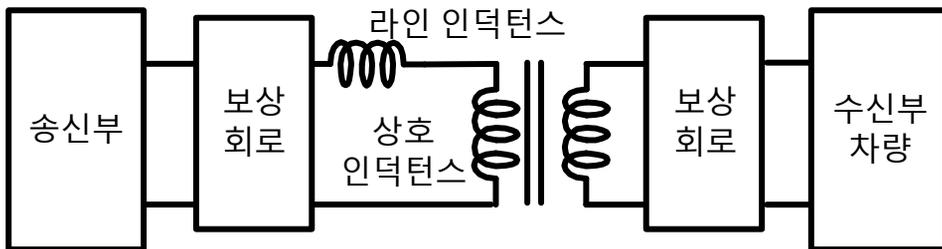


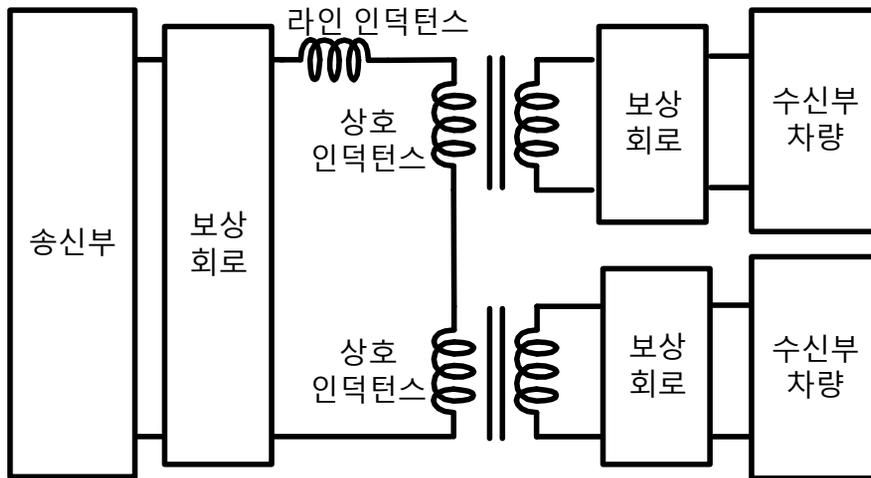
그림 3.6 제안하는 엘리베이터 시스템의 개념도



(가)



(나)



(다)

그림 3.7 수신부 차량에 따른 송신부 라인 등가 회로도

(가) 수신부 차량 0대 (나) 수신부 차량 1대 (다) 수신부 차량 2대

하나의 송신부에 존재하는 수신부 차량이 0대에서 2대까지 존재할 때, 송신부에서 바라본 라인의 등가회로는 그림 3.7와 같다. 그림 3.7 (가)는 수신부 차량이 존재하지 않는 경우를 나타낸다. 수신부 차량이 존재하지 않을 경우 자기 결합이 발생하지 않으므로 송신부측의 임피던스만 존재한다. 수신부 차량이 송신부에 1대만 존재할 경우는 그림 3.7 (나)와 같다. 수신부 차량 1대에 의해 자기 결합이 발생하므로 1개의 자기 결합 등가 회로로 표현할 수 있다. 수신부는 송신부 자속의 일부와 결합하여 전력을 전송받으므로 그림과 같이 직렬로 트랜스포머가 연결된 등가회로로 나타난다. 이와 같은 원리로 수신부 차량이 2대인 경우 등가회로는 그림 3.7(다)와 같다.

그림 3.7에서 알 수 있듯이 제안하는 엘리베이터 시스템은 수신부 차량의 유무에 의해 송신부에서 바라본 등가 회로가 달라지게 된다. 수신부는 송신부의 일부와 자기 결합을 하지만, 결합되는 부분은 높은 투자율을 갖은 코어를 사용하였기 때문에 그림 3.7의 상호 인덕턴스는 송신부의 누설 인덕턴스에 비하여 비교적 큰 값을 갖는다.

수신부의 경우 송신부와 마찬가지로 H-브릿지 구조를 사용하고, 이를 이용하여 수신부 승강기 구동용 전력 시스템에 필요한 전력을 공급받게 된다. 수신부에도 송신부와 마찬가지로 수신부에서 바라보는 누설 인덕턴스를 보상하기 위하여 직렬 커패시터 보상 회로 구조를 채택 하였다.

전체 엘리베이터 무선 전력 전송 시스템을 송신부 하나로 설계할 경우 엘리베이터의 이동 범위 전체에 대해 송신부 코일을 설치해야 하므로 불필요한 동손이 크게 발생하게 되고 전체 시스템의 효율을 떨어뜨리게 된다. 이러한 비효율 문제를 해결하기 위하여 엘리베이터의 전체 이동경로에 분기 개념을 도

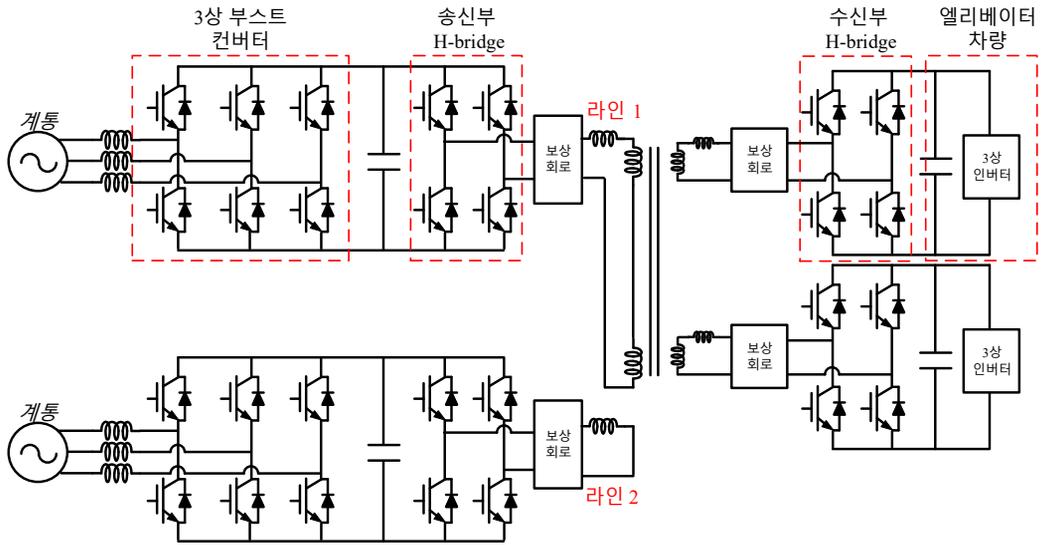


그림 3.8 전체 엘리베이터 시스템 회로도

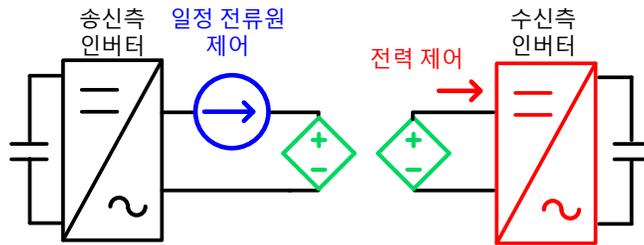
입하고, 각 분기마다 송신부를 설치하여 각 영역에서 수신부 차량의 존재 유무에 따라 전력을 전송하도록 제어한다. 그리고 인접한 송신부끼리 통신을 통하여 수신부 차량의 존재 유무를 공유함으로써 단시간 내에 수신부 차량이 진입할 가능성이 없는 송신부들의 력이 최소화 되도록 한다.

그림 3.8는 그림 3.7 (다)에 해당하는 송신부 라인 1에 2대의 수신부 차량이 존재하는 경우의 전체 회로도를 나타낸다. 그림 3.8의 예시에서 라인 2는 이러한 분기의 2번째 송신부이고, 이 송신부 라인 2에는 수신부 차량이 존재하지 않는 것을 나타낸다.

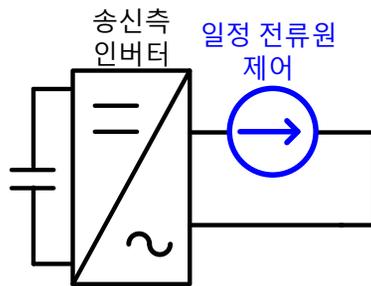
3.2 송신부 제어

3.2.1 송신부 일정 전류원 제어

제안하는 시스템의 송신부와 수신부는 별도의 통신을 하지 않으므로, 수신부 차량의 존재 유무 및 위치, 구동 인버터 부하 크기, 전압 등에 대한 정보를 송신부에서 알 수 없다. 따라서, 송신부에서는 수신부의 직류단 전압, 부하 등의 정보를 모른 상태에서 다중 수신부들이 각자가 필요한 전력을 가져갈 때 수신부끼리 서로 영향을 미치지 않고 독립적으로 제어될 수 있도록 해야 한다. 이를 위해서 제안하는 무선 전력 전송시스템의 송신부에서는 [48]에서 연



(가)



(나)

그림 3.9 송수신부 제어 전략도 (가) 차량이 있을 때 (나) 차량이 없을 때

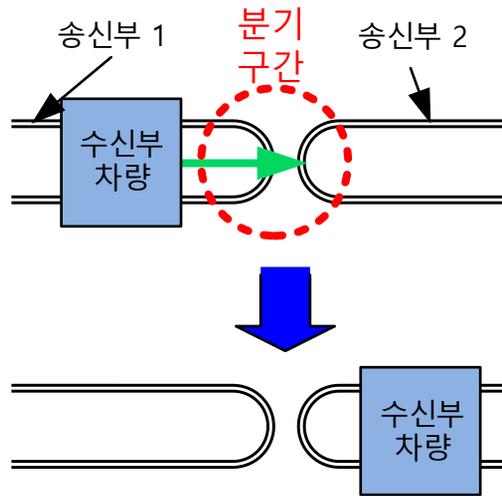


그림 3.10 분기구간 사이의 수신부 차량 이동

구되었던 것처럼 부하에 관계없이 송신부 전류가 일정한 크기와 위상을 갖도록 교류 전류원으로 제어한다. 참고문헌 [48]에서는 LC 보상 회로를 이용하여 교류 전류원을 구성하였지만, 본 논문에서는 직렬 C 보상만을 이용하기 때문에 복잡한 제어를 통해 구현된다는 단점이 있지만, 시스템 구성이 간단하고, 시스템의 무게와 부피를 줄일 수 있으며 높은 효율을 기대할 수 있다. 그림 3.9은 본 논문에서 제안하는 송·수신부의 제어 전략에 대한 그림이다.

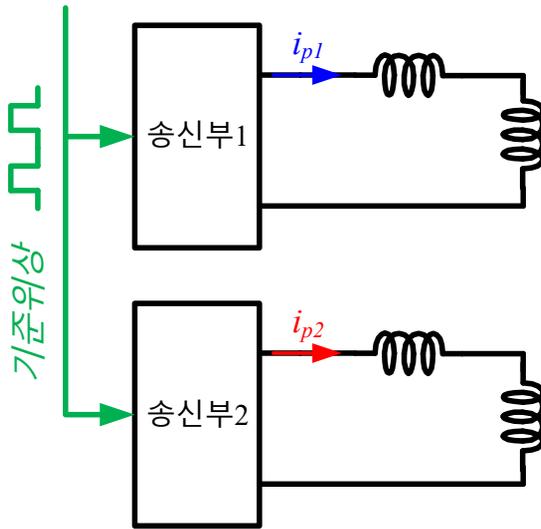


그림 3.11 송신부 제어 전략도

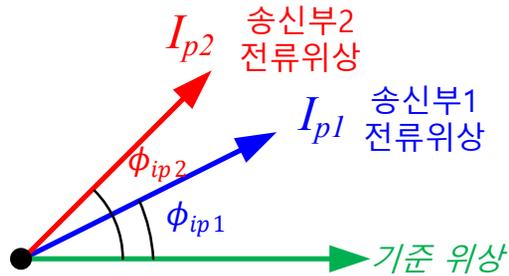
3.1.2 에서도 언급하였듯 제안하는 엘리베이터 시스템은 그림 3.10과 같이 분기 구간을 두어서 분기 구간 사이로 수신부 차량이 이동 되는 구조이다. 분기 구간을 지날 때, 수신부에 쇄교하는 자기장의 위상이 크게 바뀌게 되면, 제어가 불안정 하여 지거나, 분기 구간을 지날 때 별도의 제어 전략이 필요 할 수 있다. 따라서 분기 구간을 수신부 차량이 지날 때, 수신부 차량에서 보이는 송신부의 기전력 위상이 크게 바뀌지 않도록 인접한 송신부끼리의 자기장 위상을 동기화 하는 제어 전략이 필요하다.

한편, 제안하는 엘리베이터 시스템은 최대 2개의 수신부가 한 개의 송신부에서 무선 전력 전송을 받게 되는 시스템이다. 이때, 한쪽 수신부의 과도 상황에 대하여 다른 한쪽의 수신부가 간섭받지 않도록 하는 것이 필요하다. 한 개의 수신부의 과도 상황에 대해서 송신부 전류의 위상이 크게 바뀌게 된다면 다른 하나의 수신부가 바라보는 송신부 전압원의 위상이 크게 변화하게 되어

수신부간 간섭이 일어나 독립적인 제어가 어렵게 된다.

이에, 제안하는 엘리베이터 시스템에서는, 분기구간에서의 과도상황과 수신부간의 간섭을 최소화 하기 위하여 엘리베이터 전체 시스템의 송신부 전류 위상을 일치시키고 송신부 전류 위상을 높은 대역폭으로 제어하도록 하는 것을 제안한다.

이를 위해서 기준 위상이라는 개념을 도입하고 그림 3.11과 같이 모든 송신부가 공유하는 기준 위상을 공유하고 모든 송신부가 외부에서 수신 받은 기준 위상에 각자의 송신부 전류 위상을 일치 시키도록 제어 한다. 그림 3.12 (가)는 송신부 각자의 전류 위상이 기준 위상과 일치하지 않는 경우와 그림 3.12 (나)



(가)

$$\phi_{ip1} = \phi_{ip2} = 0$$



(나)

그림 3.12 기준 위상과 송신부 전류 위상 페이지도. 송신부들이 기준 위상과 전류 위상이 (가) 일치하지 않은 경우 (나) 일치하는 경우

는 일치하는 경우를 보여준다. 본 논문에서는 기준 위상과 각 송신부의 전류 위상을 ϕ_{ip} 로 정의 하였다. 최종적으로 송신부는 수신 받은 기준 위상에 전류의 위상을 일치시키도록 즉, ϕ_{ip} 가 0이 되도록 제어함과 동시에 일정 크기의 전류가 유지되도록 제어하게 된다.

3.2.2 수신부 차량이 없는 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가회로

제안하는 수신부 일정 교류 전류원 제어를 위해서는 시스템의 동특성을 분석하여 특성방정식을 얻어야 한다. 이를 위해서 소신호(small signal) 등가회로 분석이 필요하며, 본 절에서는 수신부 차량의 유무 및 수신부 차량 수에 따른 등가 회로를 분석한다.

앞선 절에서 언급했던 것과 마찬가지로 제안하는 양방향 무선전력전송 시스템의 송신부 전류는 외부로부터 수신 받은 기준 위상에 전류를 일치시키도록 제어한다고 하였다. 기준 위상을 바탕으로 송신부 전압 위상 ϕ_{vp} 수신부 전압 위상 ϕ_{vs} 수신부 전류 위상 ϕ_{is} 는 그림 3.13 처럼 표현될 수 있다.

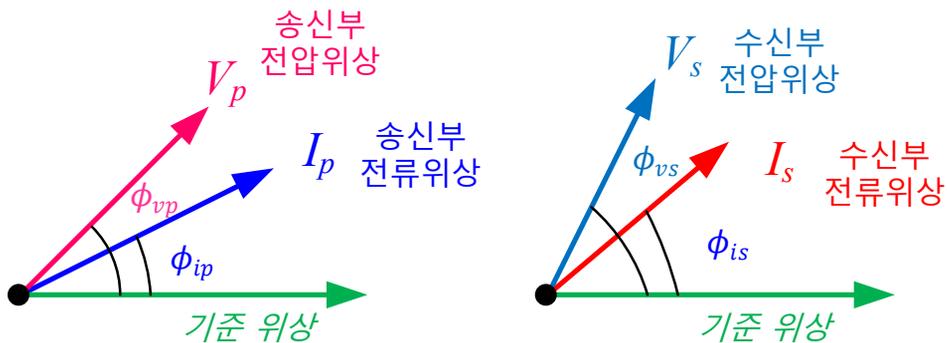


그림 3.13 기준 위상과 송수신부 전압 전류 위상 페이지도

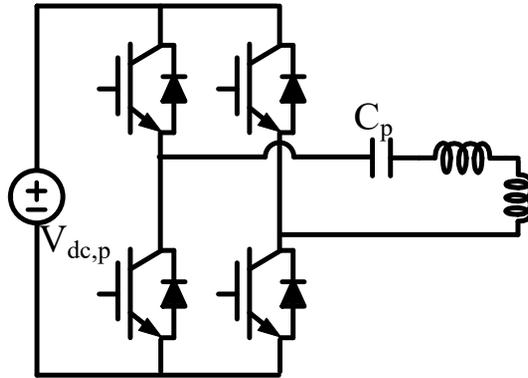


그림 3.14 수신부 차량이 없을 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 등가회로

수신부 차량이 존재하지 않는 경우의 시스템 회로도에는 그림 3.14과 같다. $V_{dc,p}$ 는 3상 부스트 컨버터에 의해 만들어진 송신부의 직류 전압을 나타낸다. 송신부 측 H-브릿지에 의해 합성된 스위칭 주파수 구형파 출력은 아래의 수식으로 표현할 수 있다.

$$V_{p,ac} = \frac{4}{\pi} V_{dc,p} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n(\omega_{sw}t - \phi_{vp})) \sin\left(\frac{n\alpha}{2}\right) \quad (3.1)$$

본 논문에서는 송신부를 스위칭 주파수를 기본파 성분으로 하는 전류원으로 가정할 것이기 때문에, (3.1)의 전압 성분 중 기본파 성분만을 고려하도록 한다. 이 때, 송신부 H-브릿지에서 합성된 전압의 기본파 성분의 크기를 V_p 라고 한다. 여기서 ω_{sw} 는 스위칭 주파수를 의미하며, α 는 송신부 인버터의 각 레그(leg) 사이의 위상을 의미한다. 수식에서 보이는 바와 같이 송신부 측 출력 전압의 기본파 전압 크기는 α 로 결정할 수 있다. 또한 코일에서 C_p 는 보상 커패시터의 커패시턴스 값을 의미하며, L_p 는 송신부의 자기 유도계수(self-inductance)를 의미한다. 이 시스템을 기본파 전압만 고려하여 등가 회로로 나타내면 그림

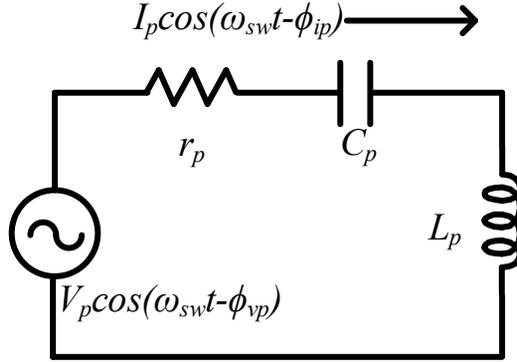


그림 3.15 기본과 성분만을 고려한 수신부 차량이 없을 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 등가회로

3.15과 같다. r_p 는 송신부 측의 저항 성분을 나타낸다.

3.2.3 수신부 차량이 1대 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가회로

다음으로, 수신부 차량이 1대 존재할 경우의 시스템 회로도 는 그림 3.17과 같다. 본 논문에서 수신부의 보상 회로는 그림과 같이 직렬 커패시터의 형태를 갖는 것으로 하는데, 이에 대한 설명은 3.4절에서 언급하기로 한다. 수신부 그림에 표시된 기호들은 송신부의 기호와 동일하며, 구분을 위해 아래첨자를 s 로 사용한다. 또한 M 은 송신부와 수신부 간 자기 결합에 대한 상호유도계수 (mutual-inductance)를 의미한다. 송신부와 마찬가지로 수신부의 출력 전압도 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{s,ac} = \frac{4}{\pi} V_{dc,s} \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \frac{1}{n} \cos(n(\omega_{sw}t - \varphi_{vs} + \delta)) \sin\left(\frac{n\beta}{2}\right) \quad (3.2)$$

이 때, β 는 수신부 인버터의 레그 간 위상 차이이며, 송신부와 마찬가지로 수

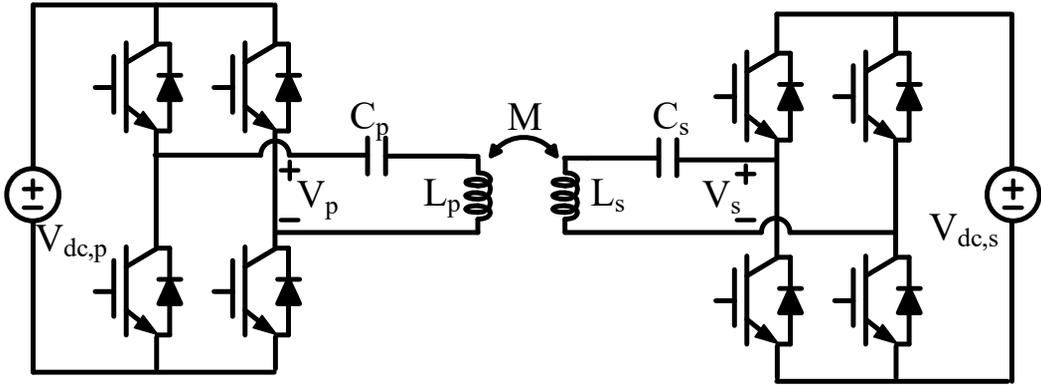


그림 3.17 차량 1대일 때 양방향 무선 전력 전송 시스템의 전체 등가회로

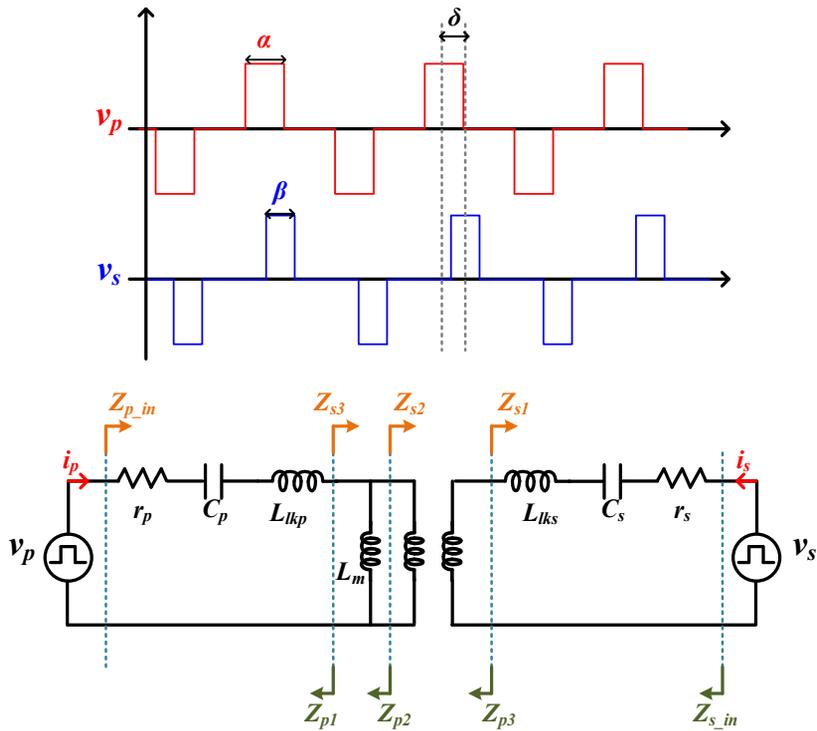


그림 3.16 송수신부 구형과 출력전압 및 등가회로

신부의 전압 크기는 β 를 이용하여 제어하도록 한다. δ 는 송신부에 대한 수신부

인버터 기본파 전압의 위상차이이다.

그림 3.16 은 송수신부 전압의 출력을 스위칭 주파수 구형파로 표현한 회로와 구형파 파형을 나타낸다. 이를 통해 송신부와 수신부에 흐르는 전류는 수식 (3.3)와 같이 얻을 수 있다.

$$I_p = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{pi}(n)}{Z_{p_in}(n)} + \frac{V_{si}(n)}{Z_{sp}(n)} \right) \quad (3.3)$$

$$I_s = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{si}(n)}{Z_{s_in}(n)} + \frac{V_{pi}(n)}{Z_{ps}(n)} \right)$$

여기서 Z_{p_in} 과 Z_{s_in} 은 송신부와 수신부에서 보이는 등가 입력 임피던스 값이며, Z_{sp} 와 Z_{ps} 은 수신부 전압에 의한 송신부 전류에 해당하는 임피던스 값과 송신부 전압에 의한 수신부 전류에 해당하는 임피던스를 나타낸다. 그림 3.16에 표현되어 있는 임피던스 값들은 다음 수식 (3.4), (3.5)와 같다.

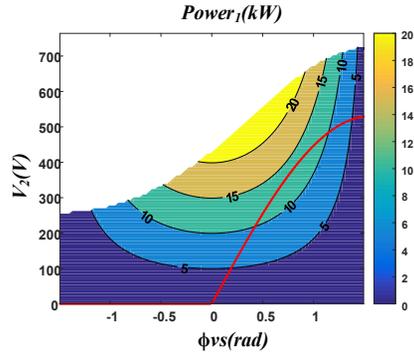
$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{s1} = j\omega L_{lks} + \frac{1}{j\omega C_s} + r_s \\ Z_{s2} = Z_{s1} \\ Z_{s3} = \frac{j\omega L_m Z_{s2}}{j\omega L_m + Z_{s2}} \\ Z_{p_in} = j\omega L_{lkp} + \frac{1}{j\omega C_p} + r_p + Z_{s3} \\ Z_{ps} = -\frac{Z_{p_in} Z_{s1}}{Z_{s3}} \end{array} \right. \quad (3.4)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Z_{p1} = j\omega L_{lkp} + \frac{1}{j\omega C_p} + r_p \\ Z_{p2} = \frac{j\omega L_m Z_{p1}}{j\omega L_m + Z_{p1}} \\ Z_{p3} = Z_{p2} \\ Z_{s_in} = j\omega L_{lks} + \frac{1}{j\omega C_s} + r_s + Z_{p3} \\ Z_{sp} = -\frac{Z_{s_in} Z_{p1}}{Z_{p3}} \end{array} \right. \quad (3.5)$$

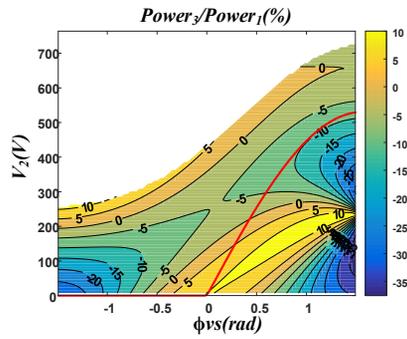
수식 (3.1)~(3.3)을 통해 수신부 차량에 전달되는 전력은 수식 (3.6)와 같이 구할 수 있다.

$$P_s(n) = Re \left\{ \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_{si}^2(n)}{Z_{s_in}(n)} + \frac{V_{pi}(n)V_{si}(n)}{Z_{ps}(n)} \right) \right\} \quad (3.6)$$

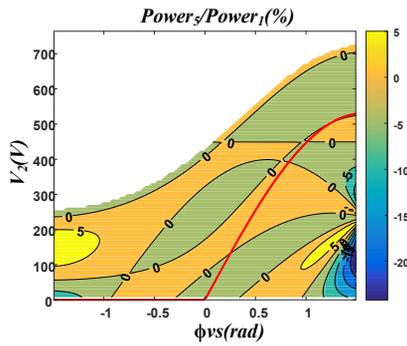
그림 3.18는 수신부 전압의 크기와 위상에 따른 수신부로 전달되는 기본파에 의한 전력, 기본파 대비 3고조파의 전력, 기본파 대비 5고조파 전력의 그래프를 나타낸다. 그래프에서 흰색으로 표시된 부분은 송신부 직류단 전압에 의해서 출력이 제한된 영역을 나타내며, 빨간 선은 수신부 전압과 전류가 동상으로 동작 하는 영역을 나타낸다. 그림 3.18에서 보이는 것과 같이 기본파에 의해서 대부분의 전력이 전달되며, 3고조파는 기본파 대비 최대 10프로 정도의 전력을 전달하며, 5고조파는 기본파 대비 1프로 미만의 전력을 전달하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 그림 3.19에서 보이는 것과 같이 수신부가 동상에서 동작하는 경우에 수신부 전압대비 전달되는 전력의 그래프가 고조파를 포함하더라도 단순 증가 하는 형태를 가지기 때문에 다음 챕터에서 언급할 수신부 제어에 의해서 해당 오차가 제어 될 것임을 알 수 있다. 따라서 송수신부 등가 모델을 기본파만을 고려하여 수식을 전개해도 크게 문제가 되지 않는다.



(가)



(나)



(다)

그림 3.18 수신부 전압 크기 위상에 따른 전력 (가)기본파 (나)기본파 대비 3고조파 (다)기본파 대비 5고조파

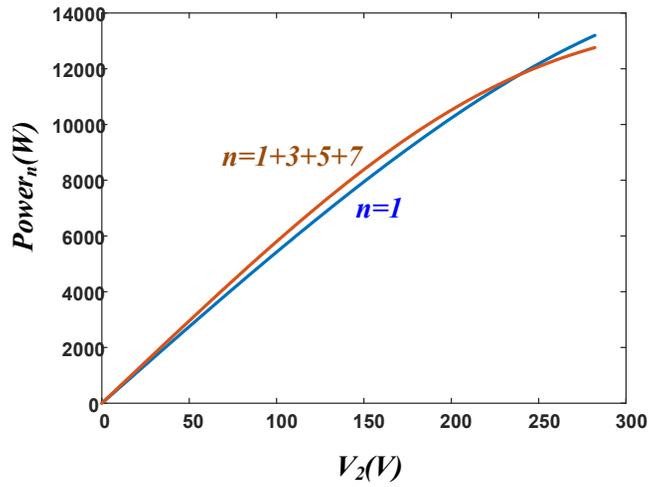


그림 3.19 수신부 전압 크기에 따른 전력

등가 모델을 이용한 송·수신부 전압의 기본 주파수 성분만을 표현하면 수식 (3.7)과 같다.

$$\begin{aligned}
 V_p &= \frac{4}{\pi} V_{dc,p} \cos(\omega_{sw}t - \varphi_{vp}) \sin\left(\frac{\alpha}{2}\right) \\
 V_s &= \frac{4}{\pi} V_{dc,s} \cos(\omega_{sw}t - \varphi_{vs} + \delta) \sin\left(\frac{\beta}{2}\right)
 \end{aligned}
 \tag{3.7}$$

기본파 성분만을 고려하여 수신부 차량이 1대 존재할 때의 양방향 무선 전력 전송 시스템의 등가모델을 표현하면 그림3.20와 같이 송수신부가 두 개의 종속 전원(dependent source)를 가지고 서로 영향을 주고 받는 형태로 나타낼 수 있다.

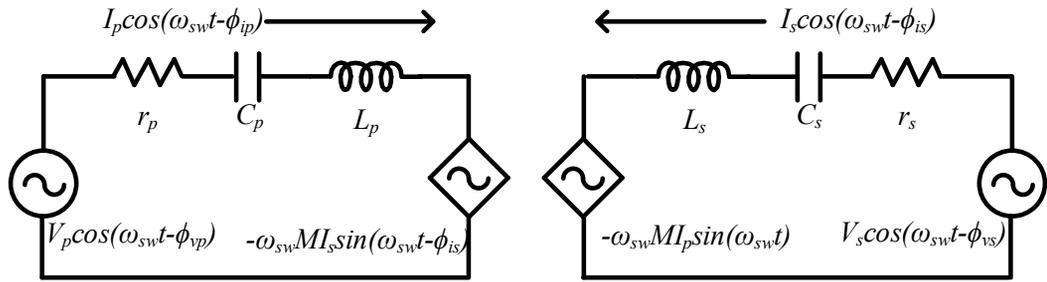


그림 3.20 중속전원으로 표현한 양방향 무선 전력 전송 시스템 등가회로

단상 시스템을 dq좌표계로 나타내기 위해선 전압 및 전류가 원래 시스템과 90° 의 위상을 갖은 가상의 회로가 필요하다. 따라서 그림 3.20에 나타난 등가 회로에서 전압 전류가 90° 지상(lagging)하도록 하여 가상의 등가 회로를 그림 3.21와 같이 얻는다.

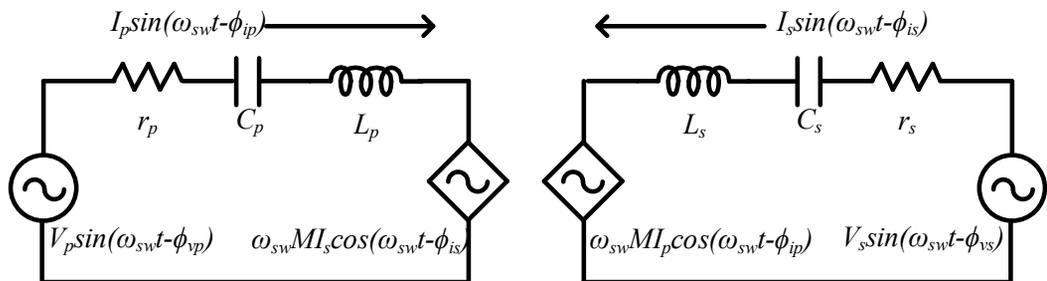


그림 3.21 90° 지상 한 가상의 등가회로

두 회로를 복소 평면상으로 합치게 되면 그림 3.22와 같이 정지 좌표계에서의 등가회로를 나타낼 수 있다.

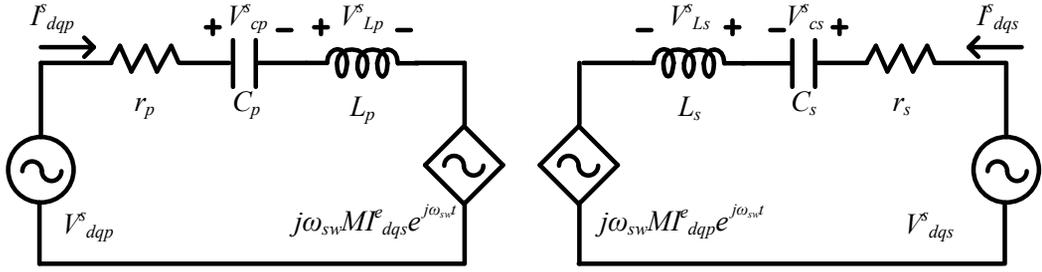


그림 3.22 정지 좌표계 상의 복소평면으로 나타낸 양방향 무선 전력 전송 시스템 등가회로

$$\begin{aligned}
 I_{dqp}^e &= I_{dqp}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} = I_p e^{j(-\varphi_{ip})} \\
 I_{dqs}^e &= I_{dqs}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} = I_s e^{j(-\varphi_{is})} \\
 V_{dqp}^e &= V_{dqp}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} = V_p e^{j(-\varphi_{vp})} \\
 V_{dqs}^e &= V_{dqs}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} = V_s e^{j(-\varphi_{vs})}
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

동특성 분석을 쉽게 하기 위하여 그림 3.22의 회로를 ω_{sw} 의 속도로 회전하는 동기 좌표계로 변화하기 위해서는 전압 전류가 동기 좌표계로 표현되어야 한다. 동기 좌표계의 d축은 송신부간의 전류 위상 동기화를 위하여 수신 받은 기준 위상으로 한다. 수식 (3.8)는 인버터 전압과 전류의 정지 좌표계와 동기 좌표계 사이의 관계식을 나타낸다. 각 인덕터의 전류와 커패시터의 전압이 모두 동기 좌표계로 표현되어야 한다. 먼저 수신부 측과 송신부 측의 인덕터의 전압을 동기 좌표계로 표현한 V_{Lp}^e, V_{Ls}^e 는 수식 (3.9)-(3.10)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 V_{Lp}^s e^{-j\omega_{sw}t} &= L_p e^{-j\omega_{sw}t} \frac{d}{dt} (I_{dqp}^e e^{j\omega_{sw}t}) \\
 &= \left[L_p \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} + j\omega_{sw} L_p I_{dqp}^e \right] e^{j\omega_{sw}t} = V_{Lp}^e e^{j\omega_{sw}t}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

$$\begin{aligned}
V_{LS}^s &= L_s \frac{d}{dt} (I_{dqs}^e e^{j\omega_{sw}t}) = \left[L_s \frac{d(I_{dqs}^e)}{dt} + j\omega_{sw} L_s I_{dqs}^e \right] e^{j\omega_{sw}t} \quad (3.10) \\
&= V_{LS}^e e^{j\omega_{sw}t}
\end{aligned}$$

같은 방법으로 커패시터의 전압은 동기 좌표계로 수식 (3.11)-(3.15) 와 같이 표현 할 수 있다. 송신부 보상 커패시터에 인가되는 전압 수식은 수식 (3.11) 과 같이 표현된다. 이때 수식 (3.11)의 2번째 항을 과 같이 풀어 표현할 수 있고, 이를 통해 수식(3.13)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}
V_{cp}^s &= \frac{1}{C_p} \int I_{dqp}^e e^{j(\omega_{sw}t)} dt \\
&= \frac{1}{C_p} \left[\frac{1}{j\omega_{sw}} I_{dqp}^e e^{j(\omega_{sw}t)} - \int \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} \frac{1}{j\omega_{sw}} e^{j(\omega_{sw}t)} dt \right] \quad (3.11)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&\int \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} \frac{1}{j\omega_{sw}} e^{j(\omega_{sw}t)} dt \\
&= \left[\frac{1}{j\omega_{sw}} I_{dqp}^e + \frac{1}{\omega_{sw}^2} \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} - \frac{1}{j\omega_{sw}^3} \frac{d^2(I_{dqp}^e)}{dt^2} \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{\omega_{sw}^4} \frac{d^3(I_{dqp}^e)}{dt^3} + \dots \right] e^{j(\omega_{sw}t)} \quad (3.12)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
V_{cp}^s &= \frac{1}{C_p} \int I_{dqp}^e e^{j(\omega_{sw}t)} dt \\
&= \frac{1}{C_p} \left[\frac{1}{j\omega_{sw}} I_{dqp}^e + \frac{1}{\omega_{sw}^2} \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} - \frac{1}{j\omega_{sw}^3} \frac{d^2(I_{dqp}^e)}{dt^2} \right. \\
&\quad \left. - \frac{1}{\omega_{sw}^4} \frac{d^3(I_{dqp}^e)}{dt^3} + \dots \right] e^{j(\omega_{sw}t)} \quad (3.13)
\end{aligned}$$

수식 (3.13)에서 I_{dqp}^e 가 정상상태에서는 DC 값을 갖고 과도상태에서는 그 값이 비교적 천천히 변하며, 고차항들의 계수가 $\frac{1}{\omega_{sw}^n}$ 으로 매우 작을 것임을 고려하면, 2차 이상의 고차 비선형인 부분을 무시할 수 있다. 최종적으로 동기 좌표계 상에서 송신부의 인가되는 전압 V_{cp}^e 는 수식 (3.14)와 같이 간단하게 표현

이 가능하다.

$$V_{cp}^e = \frac{1}{C_p} \left[\frac{1}{\omega_{sw}^2} \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} + \frac{1}{j\omega_{sw}} I_{dqp}^e \right] = V_{cp}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} \quad (3.14)$$

마찬가지 방법으로 동기 좌표계 상에서 송신부 보상 커패시터에 인가되는 전압 V_{cs}^e 는 수식 (3.16)과 같이 표현될 수 있다.

$$V_{cs}^e = \frac{1}{C_s} \left[\frac{1}{\omega_{sw}^2} \frac{d(I_{dqs}^e)}{dt} + \frac{1}{j\omega_{sw}} I_{dqs}^e \right] = V_{cs}^s e^{-j(\omega_{sw}t)} \quad (3.15)$$

앞서 유도된 인덕터 전압과 커패시터 전압, 송수신부 인버터 전압 전류 등 동기 좌표계로 변환된 모든 전압, 전류를 KVL 법칙을 이용하여 정리하면 수식 (3.16), (3.17)와 같이 정리할 수 있다.

$$V_{dqp}^e = r_p I_{dqp}^e + \left(L_p + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_p} \right) \frac{d(I_{dqp}^e)}{dt} + j \left(\omega_{sw} L_p - \frac{1}{\omega_{sw} C_p} \right) I_{dqp}^e + j\omega_{sw} M I_{dqs}^e \quad (3.16)$$

$$V_{dqs}^e = r_s I_{dqs}^e + \left(L_s + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_s} \right) \frac{d(I_{dqs}^e)}{dt} + j \left(\omega_{sw} L_s - \frac{1}{\omega_{sw} C_s} \right) I_{dqs}^e + j\omega_{sw} M I_{dqp}^e \quad (3.17)$$

도출된 수식 (3.16)와 (3.17)를 이용하여 동기 좌표계에서의 등가 회로를 나타내면 최종적으로 그림 3.23와 같이 나타내어질 수 있고, d축과 q축 좌표의 회로를 나누어서 그리면 3.24와 같이 나타내어진다.

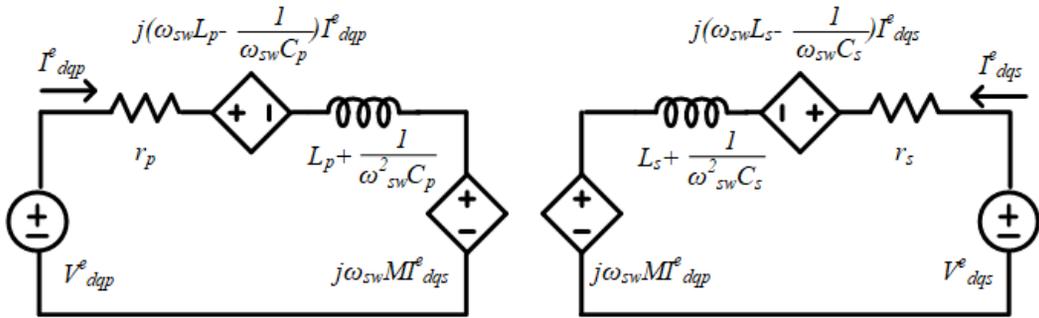
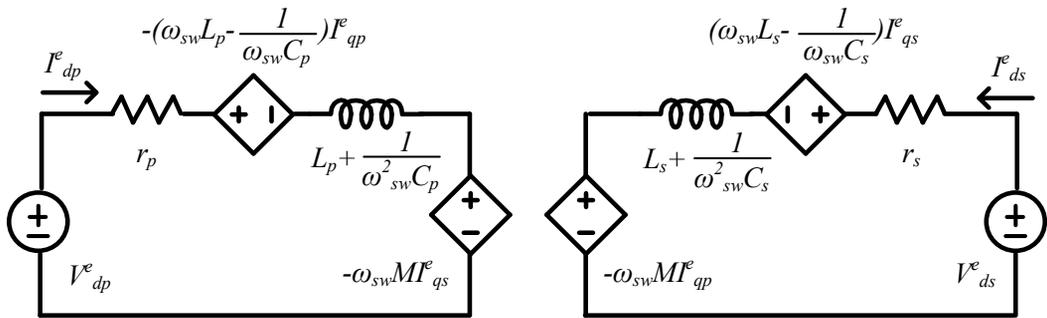
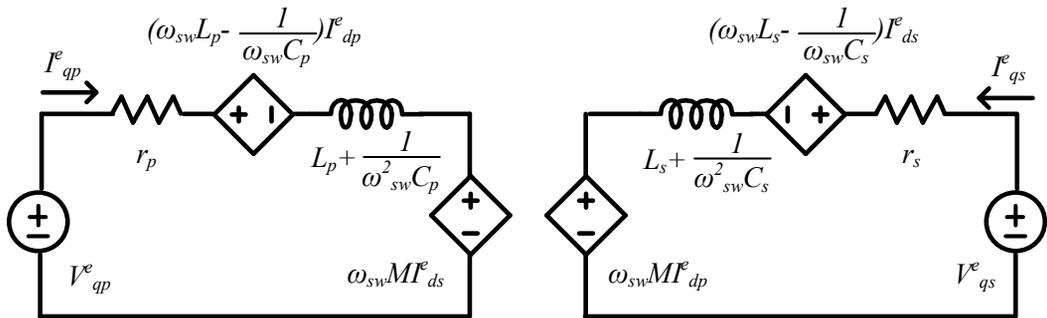


그림 3.23 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로



(가)



(나)

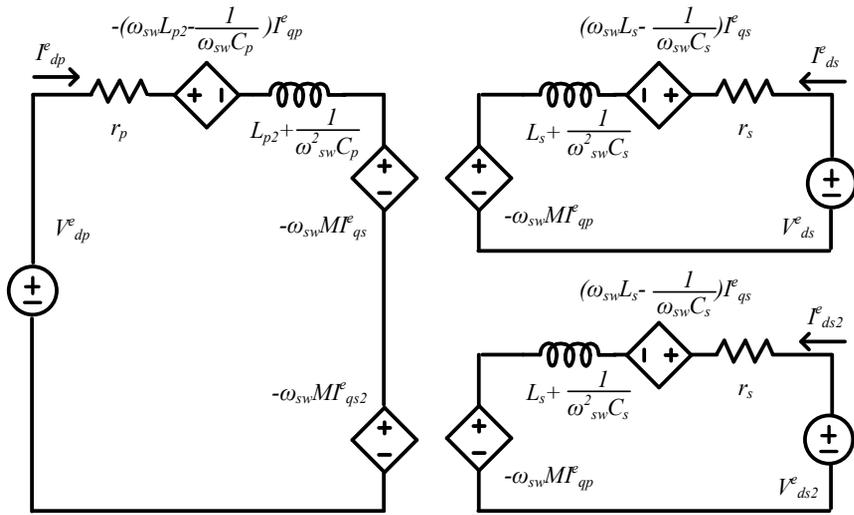
그림 3.24 dq축 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로

(가) d축 (나)q축

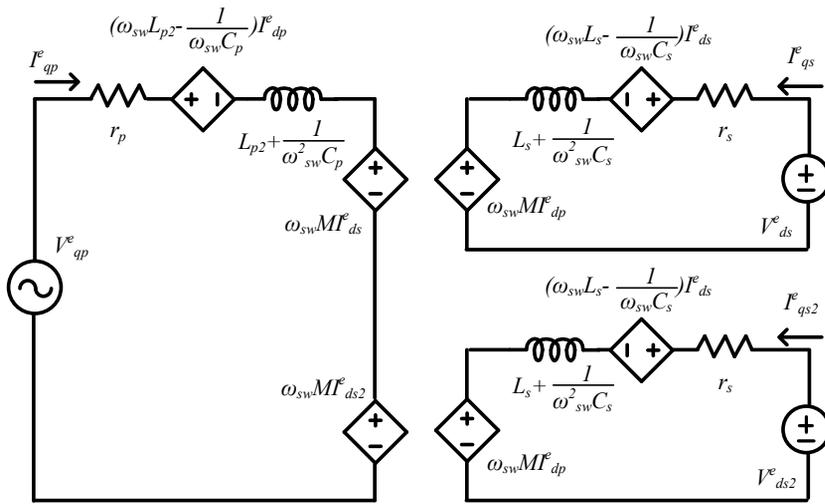
dq 변환의 등가회로는 스위칭 동작주파수 ω_{sw} 에서 본 회로이기 때문에 회로에 나타난 전압, 전류의 성분들은 모두 스위칭 동작주파수 이외에 나타나는 저주파 포락선 형태로 나타난다.

3.2.4 수신부 차량이 2대 경우의 무선 전력 전송 시스템 등가회로

송신부 코일에 수신부 차량이 2대 존재할 경우의 동기 좌표계 유도 과정은 수신부 차량 1대 존재 할때의 유도 과정과 동일한 방법으로 유도 할 수 있고 본 논문에서는 자세한 유도 과정은 생략한다. 수신부 차량이 2대인 상황에서의 동기 좌표계 상 dq축 등가 회로는 그림 3.25와 같다.



(가)



(나)

그림 3.25 차량 2대 존재할 경우 dq축 복소평면 동기 좌표계 상의 등가회로

(가)d축 (나)q축

3.2.5 무선 전력 전송 시스템 소신호 모델

앞선 절에서 유도했던 결과를 바탕으로 수신부 차량 1대일때의 전압 방정식을 나타내면 수식 (3.18)와 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{cases} \frac{dI_{dp}^e}{dt} = (-r_p I_{dp}^e + CI_{qp}^e + \omega_{sw} MI_{qs}^e + V_p \cos \phi_{vp})/A \\ \frac{dI_{qp}^e}{dt} = (-r_p I_{qp}^e - CI_{dp}^e - \omega_{sw} MI_{ds}^e + V_p \sin \phi_{vp})/A \\ \frac{dI_{ds}^e}{dt} = (-r_s I_{ds}^e + DI_{qs}^e + \omega_{sw} MI_{qp}^e + V_s \cos \phi_{vs})/B \\ \frac{dI_{qs}^e}{dt} = (-r_s I_{qs}^e - DI_{ds}^e - \omega_{sw} MI_{dp}^e + V_s \sin \phi_{vs})/B \end{cases} \quad (3.18)$$

$$A = \left(L_p + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_p} \right), B = \left(L_s + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_s} \right),$$

$$C = \left(\omega_{sw} L_p - \frac{1}{\omega_{sw} C_p} \right), D = \left(\omega_{sw} L_s - \frac{1}{\omega_{sw} C_s} \right)$$

이때, 벡터 $[I_{dp}^e \ I_{qp}^e \ I_{ds}^e \ I_{qs}^e]^T$ 를 상태(State) 변수 x 로 잡고, 벡터 $[|V_p| \cos \phi_{vp} \ |V_p| \sin \phi_{vp} \ |V_s| \cos \phi_{vs} \ |V_s| \sin \phi_{vs}]^T$ 를 입력(Intpu) 변수 u 로 잡아 (3.18)를 다시 나타내면 수식 (3.19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} x = f(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{r_p}{A} & \frac{C}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw} M}{A} \\ -\frac{C}{A} & -\frac{r_p}{A} & -\frac{\omega_{sw} M}{A} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw} M}{B} & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} \\ -\frac{\omega_{sw} M}{B} & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} \end{pmatrix} x + \begin{pmatrix} \frac{1}{A} \\ \frac{1}{A} \\ \frac{1}{B} \\ \frac{1}{B} \end{pmatrix} u \quad (3.19)$$

소신호 모델로 변환하기 위하여 상태 변수의 평형지점에서 테일러 급수 전개를 이용한 선형화를 진행하게 되면 시스템 행렬 U 와 입력 행렬 T 는 수식 (3.20)와 (3.21)과 같이 얻어질 수 있다.

$$\mathbf{U} := \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{(x_0, u_0)} = \begin{pmatrix} -\frac{r_p}{A} & \frac{C}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw}M}{A} \\ -\frac{C}{A} & -\frac{r_p}{A} & -\frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw}M}{B} & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} \\ -\frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

$$\mathbf{T} := \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{(x_0, u_0)} = \begin{pmatrix} \frac{\cos\varphi_{vp0}}{A} & -\frac{V_{p0}\sin\varphi_{vp0}}{A} \\ \frac{\sin\varphi_{vp0}}{A} & \frac{V_{p0}\cos\varphi_{vp0}}{A} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.21)$$

얻어진 시스템 행렬과 입력 행렬을 이용하여 플랜트의 전달 함수는 수식 (3.22)와 같이 얻어 질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{11}(s) & \Delta P_{12}(s) \\ \Delta P_{21}(s) & \Delta P_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} (sI - \mathbf{U})^{-1} \mathbf{T} \quad (3.22)$$

여기서 아래첨자 11와 22은 “self term” 을 나타내며 12와 21은 “cross coupling term”을 나타낸다

3.2.6 송신부 전류 측정과 제어

송신부의 전류를 제어하기 위해서는 송신부의 교류전류를 측정하는 것이 필요하다. 제안된 시스템의 스위칭 주파수가 20 kHz이기 때문에 20 kHz의 전류 크기와 위상을 알아내는 것이 필요하다. 온전한 전류의 값을 측정하기 위해서는 최소 200 kHz이상의 주파수로 전류를 측정하여야 한다. 하지만 DSP의 연산 속도와 ADC 샘플링 속도에 의한 제약사항으로 200 kHz으로 전류를 측정하는 것은 한계가 있기 때문에 본 논문에서는 한 스위칭 주기당 n번의 전류를 측정

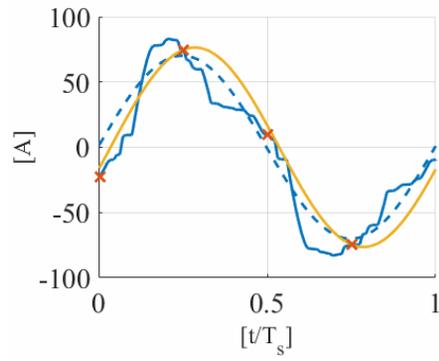
하고, 푸리에 급수를 사용하여 전류의 크기와 위상을 복원하는 방법을 사용하였다. 그림 3.26은 3kW로 전력을 전송 하고 있을 때, 한 주기당 4번, 6번, 10번 전류를 측정하고 이를 통해 전류를 복원한 파형을 나타낸다. 전류를 4번 샘플링 한 경우는 2고조파까지, 6번 샘플링 한 경우 3고조파, 10번 샘플링 한 경우 5고조파 영향까지 반영할 수 있어 더 정확한 전류 측정이 가능하다. 그림에서 보이는 것과 같이 송신부 전류는 기본파 뿐만 아니라 고조파 전류를 포함하고 있으며, 4번 샘플링을 통해서 얻어진 전류 복원 파형은 실제 전류의 기본파와 크기, 위상의 차이가 존재함을 알 수 있다. 반면 6번 샘플링을 통해 복원한 전류의 기본파는 실제 전류 기본파와 거의 일치함을 알 수 있다. 이를 통해 전류는 기본파와 3고조파의 비중이 제일 큰 것을 알 수 있으며, 6번 전류를 측정하는 것이 가장 이상적임을 알 수 있다. 하지만 본 논문의 실험에서는 4번 샘플링을 통해 복원한 전류를 사용하였다. 전류 측정 값에서 약간의 차이를 가지지만 수신부 제어를 통해 전력 제어를 하는 데 있어서는 크게 차이가 나지 않음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

전류의 크기와 위상은 다음과 같이 수식 (3.23)와 같이 얻어 질 수 있다.

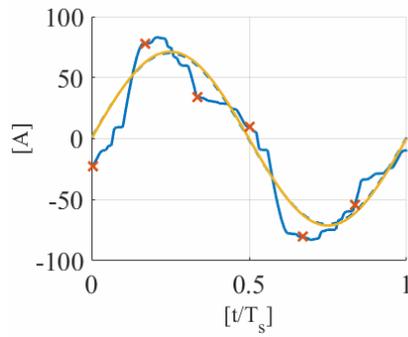
$$X_1 = \sum_{n=0}^{n=N-1} x[n]e^{-\frac{j2\pi n}{N}}$$

$$|I_p| = |X_1| \quad (3.23)$$

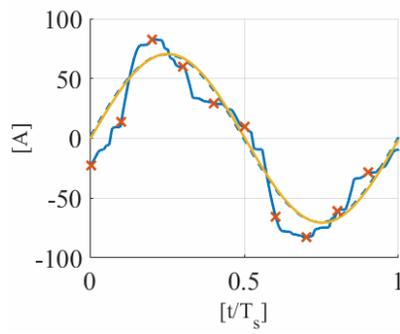
$$\phi_{ip} = \text{atan2}(\text{Im}(X_1), \text{Re}(X_1))$$



(가)



(나)



(다)

그림 3.26 n 번 샘플링을 통해 복원되는 전류 (가) $n=4$ (나) $n=6$ (다) $n=10$

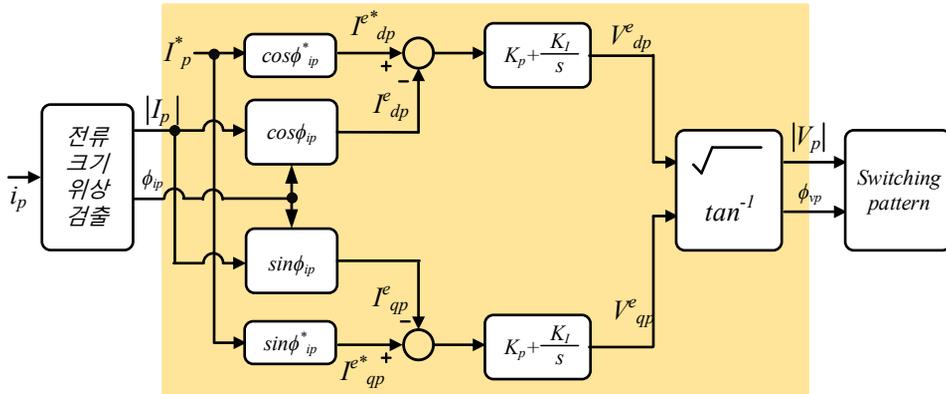


그림 3.27 송신부측 전류를 일정 전류 원으로 제어하기 위한 블록 다이어그램

송신부측 전류를 일정 전류 원으로 제어하기 위한 블록 다이어그램은 그림 3.27와 같다. 원하는 전류의 크기로 송신부측 전류의 크기와 위상을 제어하기 위해, 전류의 크기는 송신부 전압의 크기 변화를 통해 제어하며, 전류 위상은 송신부 전압의 위상을 변화함으로써 제어한다. 전류 위상의 지령 값은 기준 위상의 0도 지점 즉, $\phi_{ip} = 0$ 이다.

$$duty = \frac{2}{\pi} \sin^{-1} \left(\frac{V_{ref}}{V_{max}} \right) \quad (3.24)$$

$$Count_{max} = Count_{max} + \frac{Phase}{2\pi} Count_{max} \quad (3.25)$$

전압 지령의 시비율값은 수식 (3.24)를 이용하여 구할 수 있다. 전압의 위상 제어는 DSP 삼각파의 max count값을 수식 (3.25)와 같이 변경 함으로써 구현할 수 있다. 그림 3.28은 DSP 삼각파의 max count와 전압의 위상의 상관 관계를 보인다. Max count 값이 증가하면 전압의 위상은 뒤로 밀리며, max count값이 감소하면 전압의 위상이 앞으로 당겨진다.

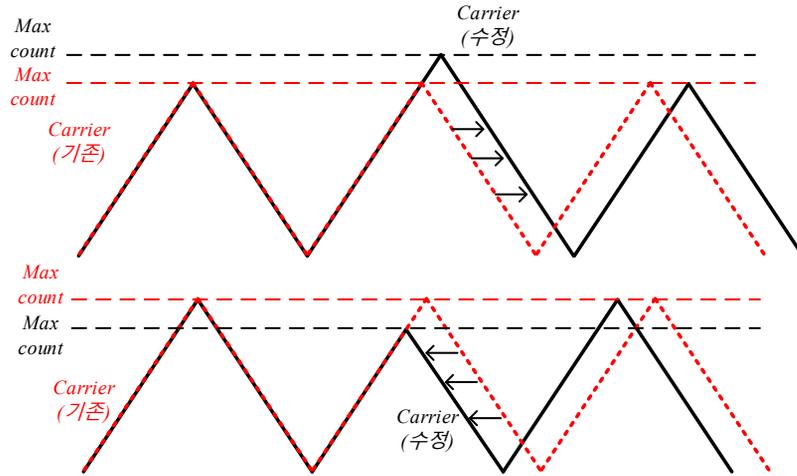


그림 3.28 삼각파의 Max Count 조정을 통한 전압 위상 조정

정확한 제어 대역폭을 결정하기 위해서 교차 커플링 값을 고려한 dq전류의 폐회로 제어 피드백 시스템의 블록 다이어그램은 그림 3.29와 같다. d축과 q축의 전류 제어기 C_d 와 C_q 는 K_p+K_i/s 형태의 PI제어기를 사용하였다. 전체 폐회로 시스템은 수식 (3.26)와 같다.

$$\begin{bmatrix} I_{dp}^e \\ I_{qp}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} B_{11} & B_{12} \\ B_{21} & B_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dp}^{e*} \\ I_{qp}^{e*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dp}^{e*} \\ I_{qp}^{e*} \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} A_{11} &= 1 + C_d P_{11}, A_{12} = C_q P_{12}, A_{21} = C_d P_{21}, A_{22} \\ &= 1 + C_q P_{22} \end{aligned} \quad (3.26)$$

$$B_{11} = C_d P_{11}, B_{12} = C_q P_{12}, B_{21} = C_d P_{21}, B_{22} = C_q P_{22}$$

폐회로 제어기의 제어기 이득 값은 원하는 동적 특성에 따라 결정된다. 제어하는 시스템의 전달함수의 차수가 높기 때문에 계산을 통해서 제어기 이득 값을 얻는 것은 쉽지 않다. 따라서 MATLAB의 “pidTuner” 함수를 사용하

여 제어기 이득 값을 얻었다. 제어 대역 폭은 정격 전력 12.5kW에서 1000 rad/s를 갖도록 설계 하였으며 이 때, 제어기 이득 값은 $K_p = 0.1$, $K_i = 1500$ 이다.

그림 3.30는 3,6,9,12kW 전력 전송 동작 지점에서의 보드 선도이다. 여기서 H_{11} 은 동기좌표계 d축 전류 지령에 대한 d축 전류의 폐회로제어의 전달함수를 나타내며 H_{12} 은 q축 전류 지령에 대한 d축 전류의 상호 커플링의 전달함수를 나타낸다. H_{11} 의 제어대역폭 1000 rad/s를 가지는 저주파 통과 필터 형태를 갖는 것을 알 수 있다. 여기서 H_{12} 의 보드 선도를 보게 되면 저주파에서 -50dB이상의 값을 가진다. 제안하는 시스템은 동기좌표계로 변환하여 제어를 하기 때문에 정상상태에서 d축과 q축 전류에 의한 상호 커플링 영향은 무시 가능하다는 것을 알 수 있다.

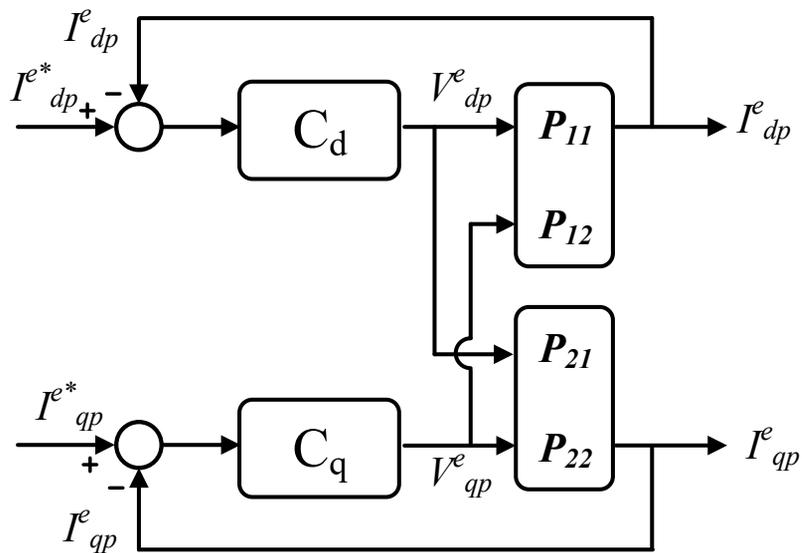


그림 3.29 폐회로루프 블록다이어그램

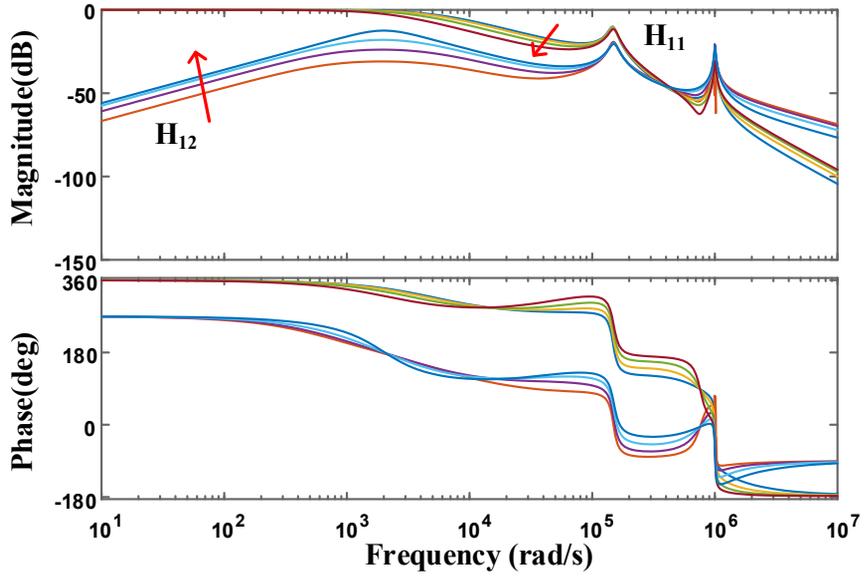


그림 3.30 폐회로루프의 보드 선도

3.3 수신부 제어

제안 하는 시스템은 송수신부의 통신 없이 제어를 수행하므로, 수신부에서 송신부측의 전류의 위상을 검출하고 동기화 하는 과정이 필요하다. 본 논문에서는 수신부에서 0전압을 인가하고 유기된 전류 정보를 이용하여 송신부의 초기 위상을 추정하고, 그 이후로는 유효 전력(P), 무효 전력(Q) 제어를 통해 수신부 측에 필요한 전력을 능동적으로 제어한다.

3.3.1 초기 위상 추정 방법

수신부와 송신부측 사이에는 통신을 수행하지 않기 때문에, 초기 동작 시에 수신부와 송신부 사이의 위상 차이가 전력 전송 방향과 반대인 경우 무효 전력과 유효 전력의 제어를 수행 할 수 없다. 예를 들면 초기 동작 시에 송신부에서 수신부로 유효 전력이 전송 되어야 하는데 초기 위상이 $-\pi < \theta < 0$ 이라면 제어가 불가능 하다. 따라서 초기 동작 시에 수신부에서 송신부의 위상을 검출하고 이를 원하는 위상으로 제어하는 과정이 필요하다. 초기 위상 검출 하는 방법은 다음과 같다. 초기 동작 시에 그림 3.31와 같이 수신부의 스위치 아래 상을 둘다 켜면 그림 3.32에서 보이는 것처럼 수신부에 흐르는 전류(I_s)는 송신부에 흐르는 전류(I_p)와 동상이 되게 된다. 이를 이용하여 수신부에서 측정 한 전류를 통해 송신부의 위상을 파악 할 수 있다. 이후 그림 3.33와 같이 초기 위상 제어기를 통해 수신부의 위상을 송신부에 맞게 제어를 수행 해 수신부에서 송신부의 위상에 맞춰 위상 검출과 위상 동기화를 수행한다.

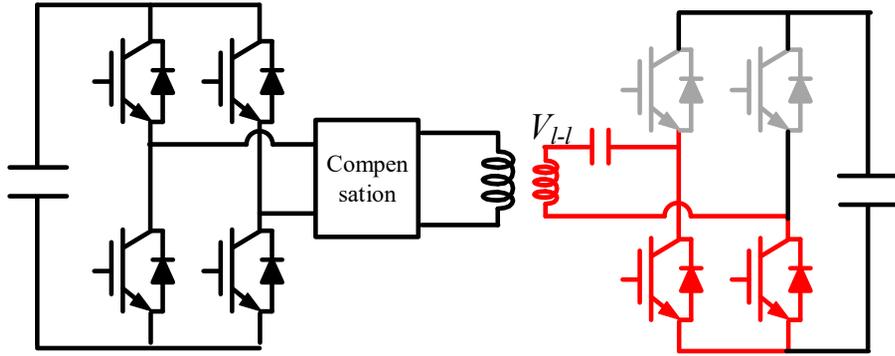


그림 3.31 수신부측 스위치 0전압 인가를 통한 초기 위상 추측 방법

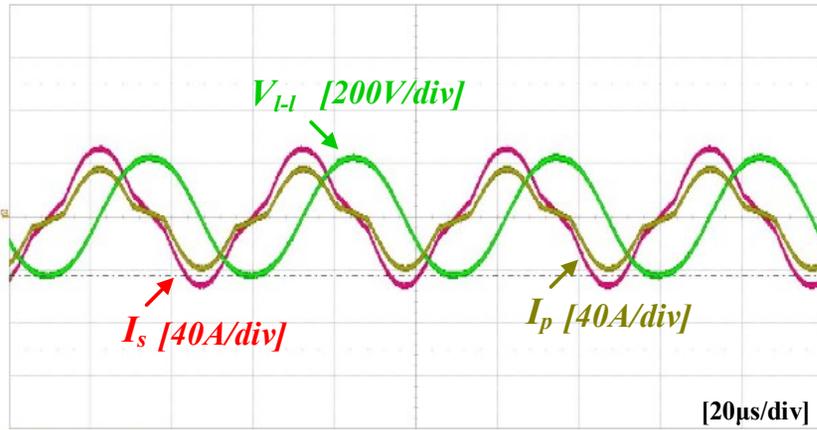


그림 3.32 초기 위상 검출 과정에서의 송신부, 수신부측 전류

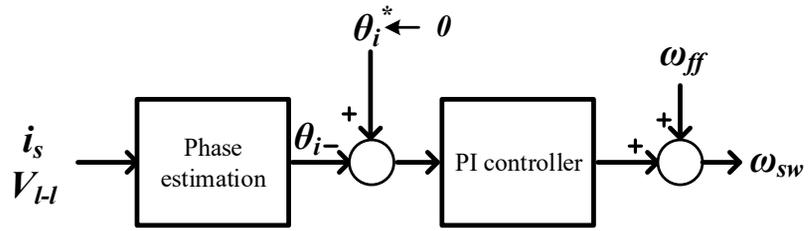


그림 3.33 초기 위상 추정 및 PLL 알고리즘

3.3.2 수신부 전력 제어 방법

송신부측이 일정한 전류원으로 제어 되고 있다고 가정 할 때, 기본과 주파수만 고려한다면 수신부측에 전달되는 전력은 그림 3.34과 같은 과정을 통해 간단히 계산될 수 있다.

그림 3.34(a)에서 보이는 것과 같이 송신부측이 일정한 전류원, I_p 로 동작하고 있을 때 이를 수신부측으로 등가변환하면 그림 3.34(b) 와 같이 나타낼 수 있으며, 노턴 등가 회로를 사용하여 최종적으로 그림 3.34(c)와 같이 나타낼 수 있다. 이를 통해 전체 전달되는 피상 전력은 (3.27)와 같다.

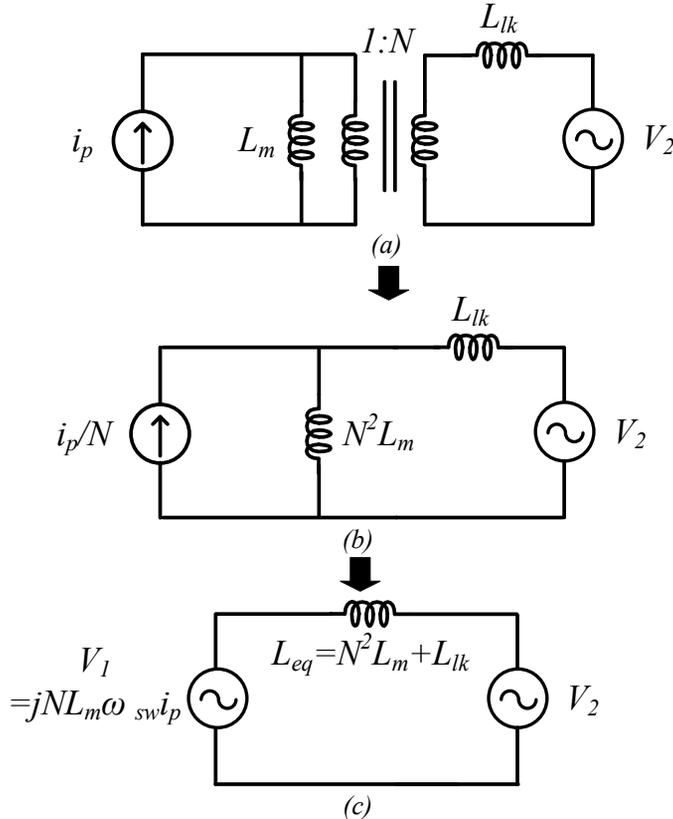


그림 3.34 수신부 전력제어 방법 등가회로

$$S_2 = -\frac{V_1 V_2 \sin \theta}{2L_{eq}\omega_{sw}} - j \frac{V_2^2 - V_1 V_2 \cos \theta}{2L_{eq}\omega_{sw}} \quad (3.27)$$

여기서 전달되는 유효 전력은 $P = \frac{V_1 V_2 \sin \theta}{2L_{eq}\omega_{sw}}$ 이고 무효 전력은 $Q = \frac{V_2^2 - V_1 V_2 \cos \theta}{2L_{eq}\omega_{sw}}$ 이다. 여기서, $V_1 = NL_m \omega_{sw} i_p$ 에 해당한다. 수식 (3.27)을 기반으로 수신부측 전압의 크기에 따라 전달되는 유효 전력에 대해 Matlab으로 도시한 전력 그래프는 그림 3.35과 같다.

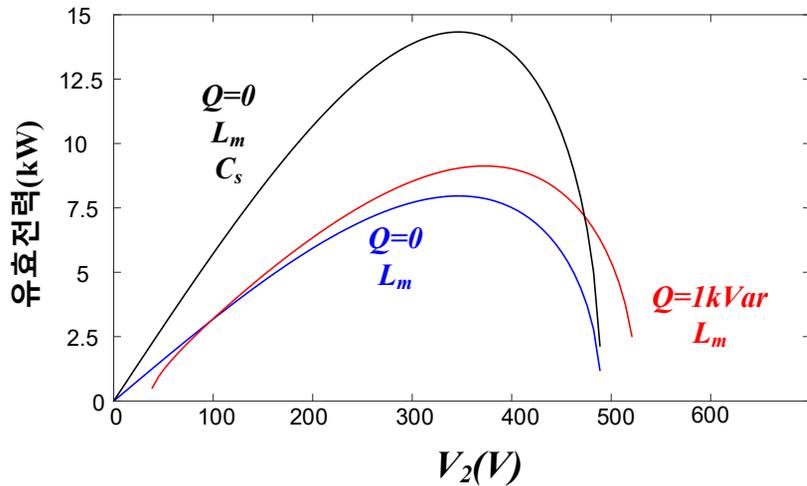


그림 3.35 수신부측 전압의 크기에 따라 전달되는 유효 전력

그림에서 보이는 것과 같이 전달되는 전력은 고유한 변곡점을 보인다. 수식 (3.27)의 무효 전력식을 유효 전력 수식에 대입한 후 수신부측 전압의 크기에 대해 정리하면 변곡점의 유효 전력을 수식 (3.28)와 같이 구할 수 있다.

$$P = \frac{\sqrt{V_1^2 V_2^2 - (V_2^2 - 2L_{eq}\omega_{sw}Q)^2}}{2L_{eq}\omega_{sw}} \cdot \left(\begin{array}{l} V_1 = NL_m\omega_{sw}i_p \\ L_{eq} = N^2L_m + L_{slk} - \frac{1}{C_s\omega_{sw}^2} \end{array} \right) \quad (3.28)$$

수식 (3.28)에서 V_2 에 대해서 미분한 값이 0이 되는 지점을 구하게 되면 수식 (3.29)와 같이 얻을 수 있다.

$$V_{2,limit} = 0, \pm \sqrt{\frac{V_1^2 + 4L_{eq}\omega_{sw}Q}{2}} \quad (3.29)$$

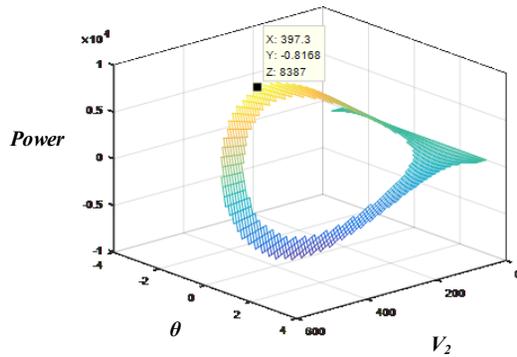
수식 (3.29)을 다시 수식 (3.28)에 대입 하게 되면 (3.30)와 같이 최대 전달 전력 값을 얻을 수 있다.

$$P_{max} = \frac{V_1^4}{8L_{eq}\omega_{sw}} + V_1^2Q = \frac{(NL_m\omega_{sw}i_p)^4}{8L_{eq}\omega_{sw}} + (NL_m\omega_{sw}i_p)^2Q \quad (3.30)$$

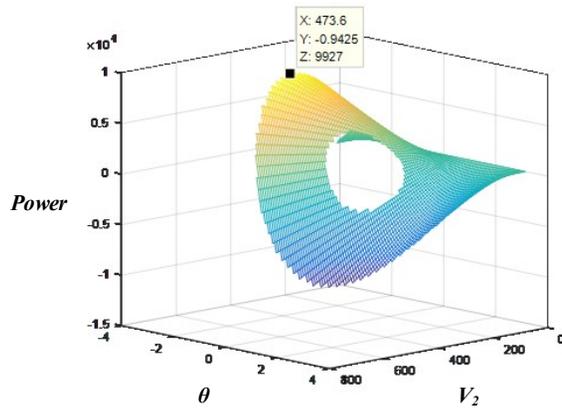
도출된 수식 (3.30)에서 통해서 다음과 같은 사실을 얻을 수 있다. 전달되는 최대 전력은 상호 인덕턴스의 값이 클수록, 수신부측에 보상 커패시터가 직렬 임피던스를 상쇄할 수록, 송신부측의 전류의 크기가 클수록 무효 전력이 0보다 클수록 비례하여 커지는 것을 보인다. 이러한 도출 결과를 바탕으로 제안하는 시스템의 목표 정격인 12.5 kW를 전달 가능 하게 하기 위하여 검토를 진행 한다.

상호 인덕턴스를 크게 하는 방법: 전달 전력을 증가 시키기 위해서는 상호 인덕턴스를 최대한 크게 설계 하는 것이 유리함을 알 수 있다. 그러나 이를 위해서는 기계적인 구조나 코어를 바꾸어야 함으로 자유도가 제한된다.

무효 전력을 크게 하는 방법: 전달되는 유효 전력을 증가시키기 위해서 무효 전력을 같이 증가 시키는 방법을 검토 해볼 수 있다. 그림 3.0 (가)를 보면 무



(가)



(나)

그림 3.36 무효 전력에 따른 최대 전달 가능한 유효 전력

(가) 무효 전력이 1000 VAR 일 때, (나) 무효 전력이 3000 VAR 일 때

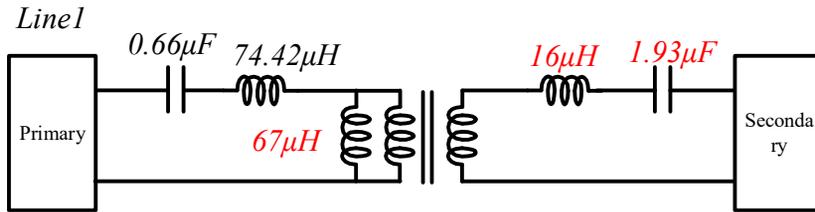


그림 3.37 최종적으로 설계된 송수신부 보상 회로 구조와 제정수

효 전력을 1000 VAR 이하로 제어 할 경우에는 최대 전달 가능한 유효 전력이 약 8300 W이고, 무효 전력을 3000 VAR 이하로 제어하는 경우에는 그림 3.0 (나)와 같이 최대 전달 유효 전력이 9900W로 증가하는 것을 볼 수 있다. 그러나 무효 전력은 시스템의 순환전류 성분을 의미함으로 효율이 감소할 여지가 있다. 본 논문에서는 수신부측 인버터 효율을 높게 가져가도록 2차단에서의 무효 전력을 0으로 제어하였다.

보상 커패시터로 수신부측의 누설 인덕턴스를 감소시키는 방법: 누설 인덕턴스 값은 코어의 재질을 변경하거나 코어에서의 공극을 줄임으로써 감소 시킬 수 있지만, 이는 구조적인 변경이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 수신부측에 직렬 커패시터를 추가하는 것으로 누설 인덕턴스로 인한 임피던스를 상쇄 하여 최대 전력 전달 조건을 만족 시키는 방향으로 설계 하였다. 12.5 kW를 전달 하기 위해서 보상 커패시터는 1.93 μ F를 사용 하였으며, 수신부측에 보상 커패시터를 사용한 최종 회로는 그림 3.37와 같다. 최종적으로 설계된 송수신부 회로에서 최대로 전달 가능한 유효 전력은 13 kW이며 그림 3.38 에서 확인 할 수 있다.

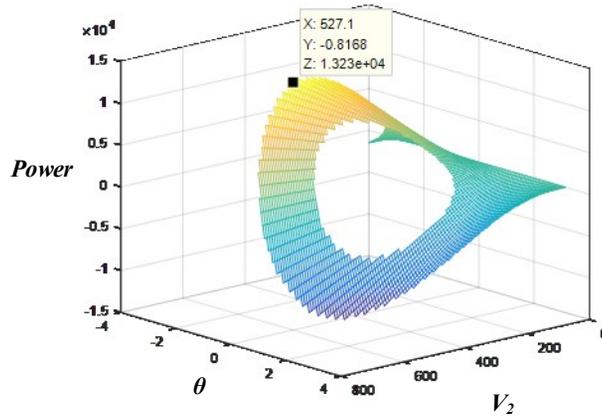


그림 3.38 최종적으로 설계된 송수신부 제정수에 따른 최대 전달 전력 크기

3.3.3 유효 전력 무효 전력 제어

수식 (3.27)와 (3.28)를 보면 유효 전력은 수신부측 전압의 크기에 비례하기 때문에 전압의 기본과 크기를 제어함으로써 유효 전력을 제어 할 수 있고, 위상 θ 를 제어함으로써 무효 전력을 제어 할 수 있음을 알 수 있다. 전력의 전송 방향은 위상의 부호를 통해서 제어할 수 있다. 위상 θ 가 $0 < \theta < \pi$ 일 때에는 송신부측에서 수신부측으로 전력이 전송되며 $-\pi < \theta < 0$ 일 때는 수신부측에서 송신부측으로 전력이 전송된다. 이와 같이 전력 전송 방향에 따라 수신부측 전압 위상의 부호를 바꿔 주어야 한다. 무효/유효 전력 제어를 수행 하기 위한 블록 다이어그램은 그림 3.39와 같다.

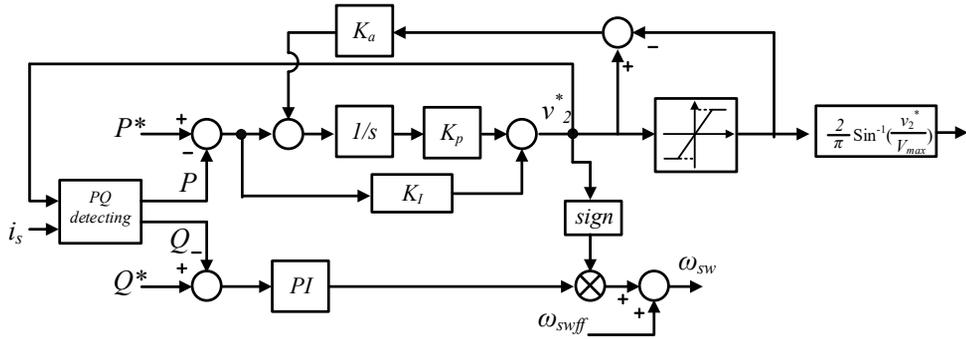


그림 3.39 수신부측 무효 전력 유효 전력 제어 블록 다이어그램

수신부측의 유효 전력 제어는 인버터의 출력 전압을 높임으로써 제어 가능하다. 유효 전력 제어기의 출력 물리량은 전압이며 최종적으로 시비율값으로 변환되어 인버터 출력에 반영 된다. 수신부측의 무효 전력 제어는 출력 주파수를 조정함으로써 제어 가능하다. 무효 전력 제어기의 출력 물리량은 주파수이며 주파수의 변동을 통해 수신부측의 위상이 변화될 수 있다.

수신부측 유효/무효 전력 제어기 역시 송신부 측과 마찬가지로 시스템의 전달 함수 분석을 통하여 제어기의 이득과 안정도 분석을 해야 한다. 유효 전력과 무효 전력의 수식으로부터 전달 함수는 미분을 통해 수식 (3.31)-(3.32)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta P \\ \Delta Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Delta H_{11}(s) & \Delta H_{12}(s) \\ \Delta H_{21}(s) & \Delta H_{22}(s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_2 \\ \Delta \theta \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

PI제어기를 적용한 제어기의 전달 함수는 수식(3.33)와 같고

$$\begin{bmatrix} \Delta H_{11}(s) & \Delta H_{12}(s) \\ \Delta H_{21}(s) & \Delta H_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

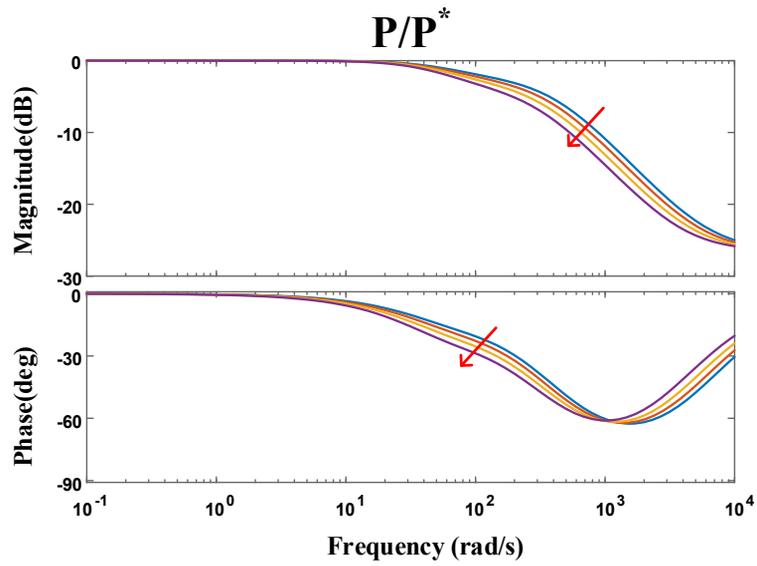
$$= \begin{bmatrix} \frac{-V_1 \sin \theta_0}{2L_{eq}\omega} & \frac{V_1 V_{2,0} \sin \theta_0}{2L_{eq}\omega^2} - \frac{V_1 V_{2,0} \cos \theta_0}{2L_{eq}\omega s} \\ \frac{-2V_{2,0} + V_1 \cos \theta_0}{2L_{eq}\omega} & \frac{V_{2,0}^2 - V_1 V_{2,0} \cos \theta_0}{2L_{eq}\omega^2} - \frac{V_1 V_{2,0} \sin \theta_0}{2L_{eq}\omega s} \end{bmatrix}$$

$$C(s) = \begin{bmatrix} K_{p,p} + \frac{K_{I,p}}{s} & 0 \\ 0 & K_{p,q} + \frac{K_{I,q}}{s} \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

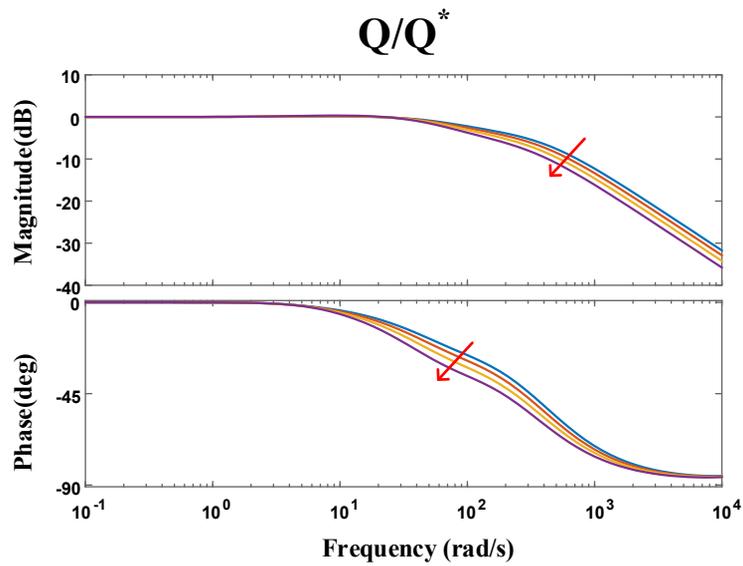
식 (3.32)와 (3.33)를 통해서 얻은 전체 무효 전력과 유효 전력에 대한 전달 함수는 수식 (3.34)와 같다.

$$\frac{P}{P^*} = \frac{\Delta H_{11}(s)C_{11}(s)}{1 + \Delta H_{11}(s)C_{11}(s)} \quad \frac{Q}{Q^*} = \frac{\Delta H_{22}(s)C_{22}(s)}{1 + \Delta H_{22}(s)C_{22}(s)} \quad (3.34)$$

유효 전력 제어기의 P와 I의 이득을 0.003 와 60로 설정하고 무효 전력 제어기의 P와 I의 이득을 0.24와 24로 설정하면 그림 3.40에 표현된 보드 선도가 저역 통과 필터와 같은 형태로 나타난다. 이 때, 제어 대역폭은 정격 전력에서 각가가 98 rad/, 88.5 rad/s 값을 가지며 이는 송신부 제어 대역폭의 0.1배의 값이다.



(가)



(나)

그림 3.40 유효 전력과 무효 전력 제어에 대한 페루프 보드 선도

제 4 장 모의 실험 및 실험 결과

4.1 제안하는 무선 전력 전송 시스템 구성

4.1.1 송신부측 트랙 라인 구성과 수신부 차량 지지대

제안하는 양방향 무선 전력 전송을 구현하기 위한 시스템 구조는 그림 4.1과 같다. 수신부 차량을 움직이기 위한 x축 방향 2개의 직교 로봇, 움직이는 수신부 차량 1개와 지지대, 고정된 수신부 차량 1개와 지지대, 2개의 송신부측 코일 부분으로 구성된다. 수신부 차량 대수에 따른 실험 및 송신부측 분기구간의 영향을 확인 하기 위해서 송신부측은 2개의 라인으로 구성 되어 있다.

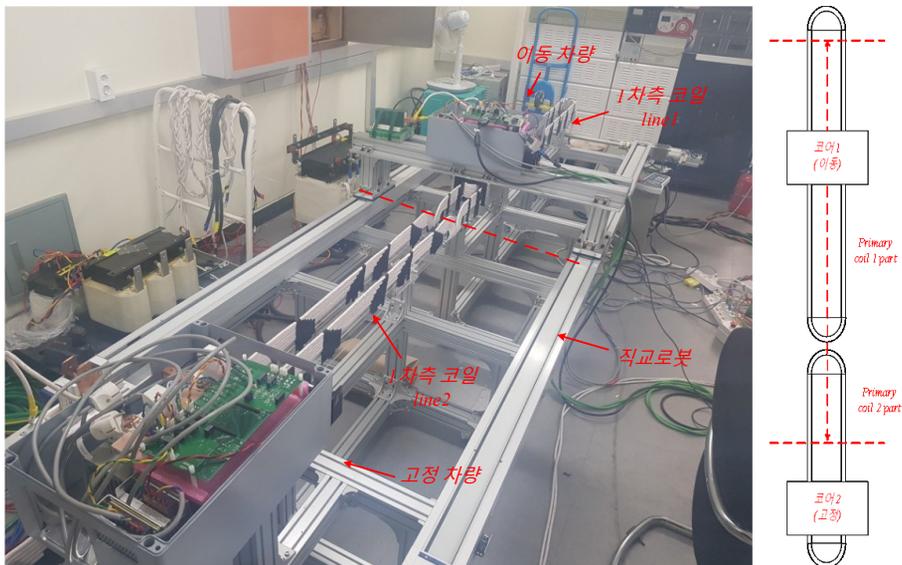


그림 4.1 제안된 양방향 무선 전력 전송 시스템 축소 모형

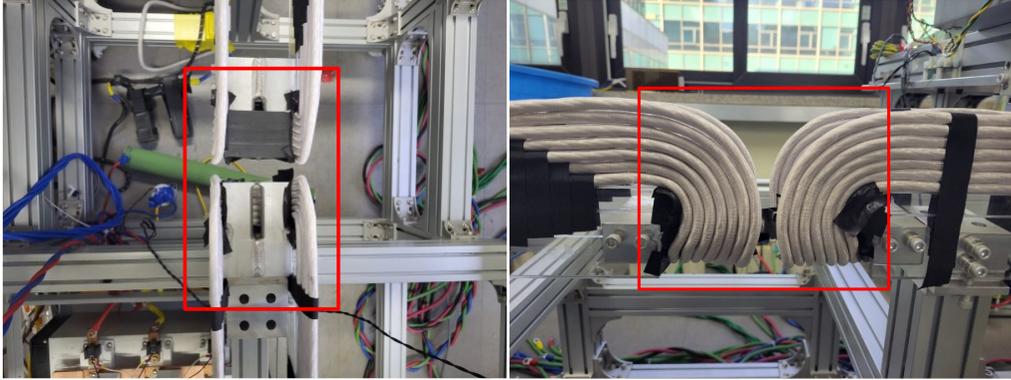


그림 4.2 송신부 분기 구간

송신부측 코일 라인 1은 2m이고, 송신부측 코일 라인 2는 1.5m이다.

코어 반경 50cm 이내에는 쇠교 자속에 영향을 끼치지 않기 위해 비 자성체로 구성되어 있으며 이동체를 지지하기 위한 지지대들은 비 자성체인 알루미늄으로 구성된다. 그러나 송신부측 라인과 맞닿는 곳은 비 자성체이면서 비 전도체 성분인 아크릴판을 사용하거나 절연테이프로 절연시켜 주는 것이 필요하다.

송신부 라인의 분기구간은 차량이 이동하기 위해서 그림 4.2와 같이 코일을 아래쪽으로 감는 형태로 구성하였다. 해당하는 구조를 통해서 차량이 분기구간을 이동하면서 양 쪽 송신부로부터 수신부가 전력을 전달받는 구조이다.

4.1.2 송신부측, 수신부측 실험 세트 구성

송신부측 인버터 케이스는 그림 4.3과 같이 구성되어 있다. 가로 550mm, 세로 435mm, 높이 221.5mm이며 직류단 커패시터, 방열판, 릴레이, 보상 커패시터, SiC 5개 (3상 부스트 컨버터 와 H-브릿지), 버스 플레이트로 구성 되어 있

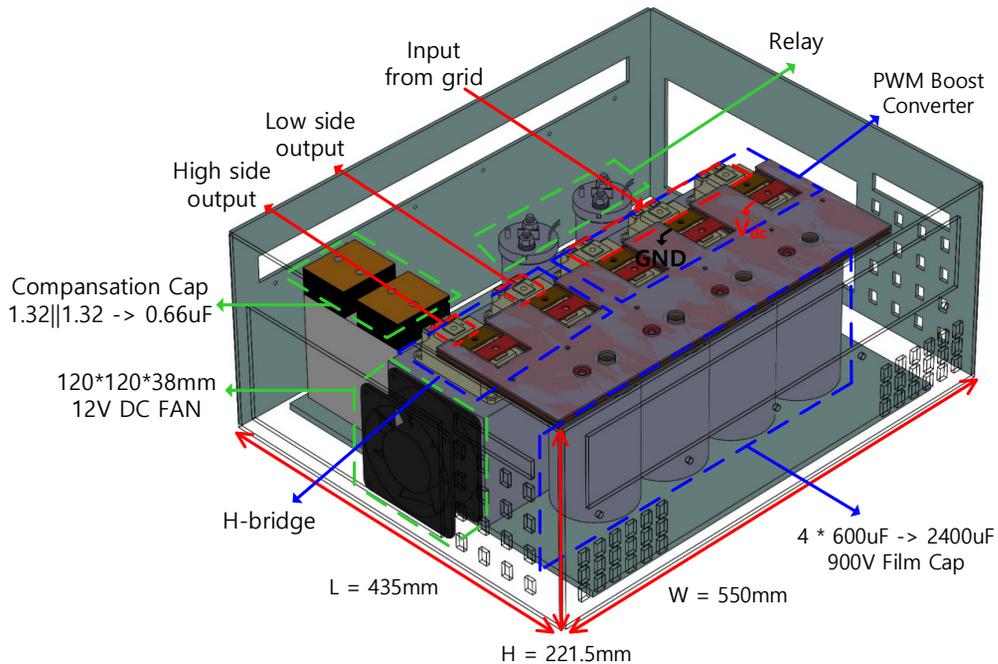


그림 4.3 송신부측 인버터 모듈

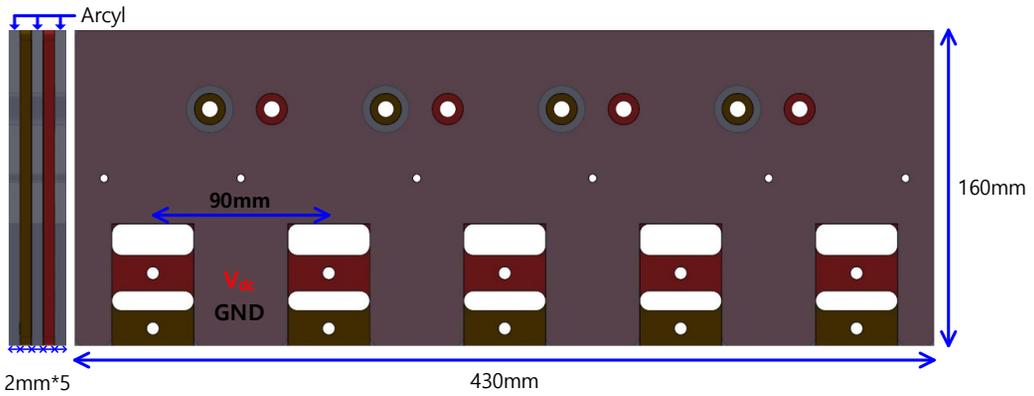


그림 4.4 송신부측 인버터 모듈 버스 플레이트 구조

다. 버스 플레이트 구조는 그림 4.4과 같다.

실제 제작된 송신부측 컨버터와 인버터 세트는 그림 4.5에 보이는 것 과 같다. 앞서 언급된 인버터의 스위치 및 구성요소에 더불어 인버터를 제어하기

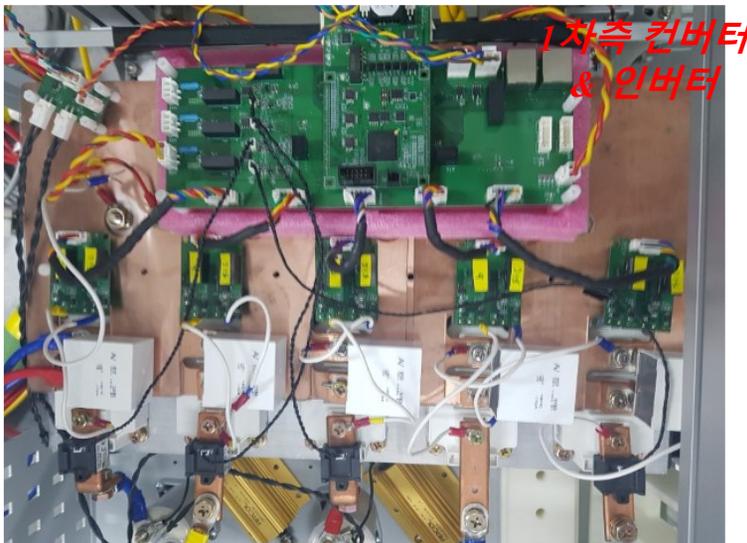


그림 4.5 실제 제작된 송신부측 PFC 및 인버터

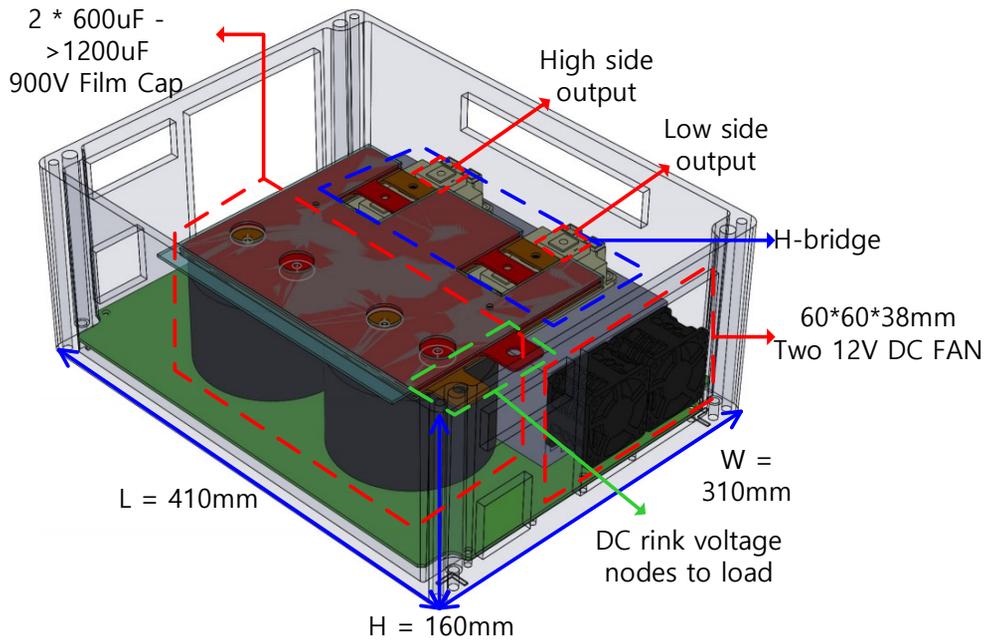


그림 4.6 수신부측 인버터 모듈

위한 디지털 제어기, 전압/전류 측정 회로, 게이트 구동기, 그리고 스너버 커패시터까지 결합된 송신부측 컨버터와 인버터 세트를 확인할 수 있다.

수신부측 인버터 케이스는 그림 4.6와 같이 구성 되어 있다. 가로 410mm, 세로 310mm, 높이 160mm이며, 직류단 커패시터, 방열판, 보상 커패시터, SiC 2개 (H-브릿지), 버스 플레이트로 구성 되어 있다.

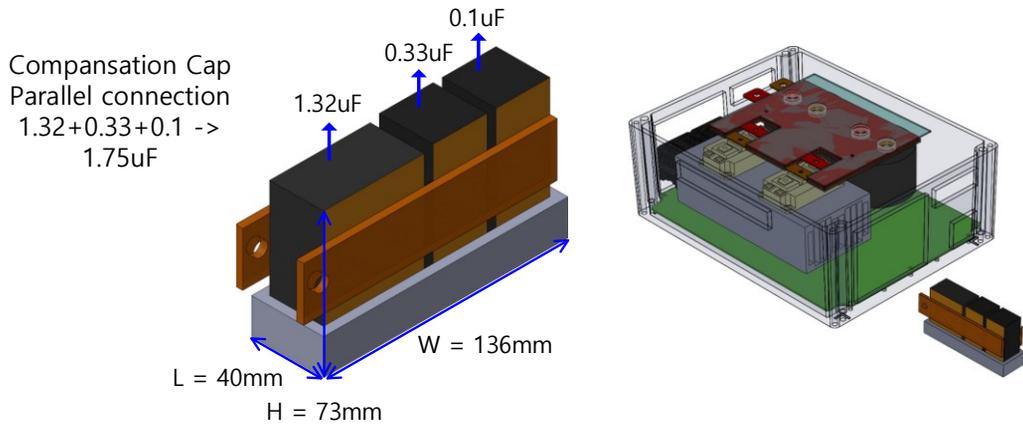


그림 4.7 수신부측 보상 커패시터

보상 커패시터는 그림 4.6과 같이 구성되며 공간상의 문제로 인버터 케이스 밖에 위치하고 있다.

이때, 사용되는 보상 커패시터에서 중요하게 고려되어야 할 점은 허용전압의 크기이다. 흐르는 전류의 크기가 최대 120 A정도가 흐를 수 있기 때문에 허용되는 전압이 $V_{c,max} > \frac{1}{\omega C} I$ 를 만족하는 커패시터를 사용하여야 한다.

4.1.3 실험 세트 시스템 제정수

실제 실험 세트 구성에 대한 송신부측 라인 1, 라인 2 & 수신부측 자기유도 계수, 상호유도계수 값은 단선/단락 시험를 통해 계산 할 수 있고, 또한 임피던스 분석기를 통해서 측정 할 수 있다. 본 실험에서는 2가지 방법을 모두 사용하여 평균값을 구하였고 해당 값을 사용하였다. 실험에 사용된 인덕턴스 값과 보상 커패시터 값은 아래 그림 4.8와 같다.

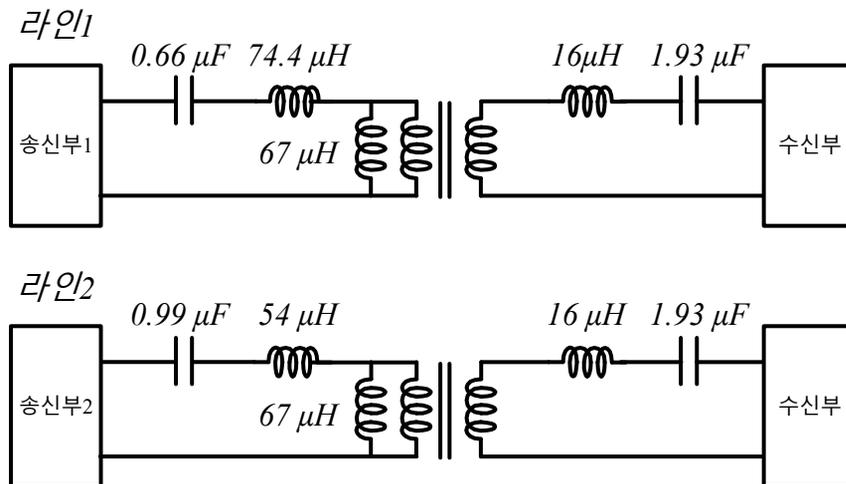


그림 4.8 실험에 사용된 인덕턴스 값과 보상 커패시터 값

송신부측 라인 1의 길이가 라인 2의 길이보다 길기 때문에 누설인덕턴스가 좀더 크게 나온다. 전달되는 유효 전력의 값을 높이기 위해서 수신부측 보상 커패시터를 사용하였고, 값은 그림 4.8와 같다.

최종적으로 사용된 제정수는 표 4.1에 요약하였다.

표 4.1 실제 시스템에 사용된 제정수

시스템 제정수	값
$V_{dc,p}$	600 V
$V_{dc,s}$	600 V
L_{plk}	74 μ H (라인1) 54 μ H (라인2)
L_{slk}	16 μ H
L_m	67 μ H
C_p	0.66 μ F (라인1) 0.99 μ F (라인2)
C_s	1.93 μ F
샘플링 주파수	80 kHz
송신부측 전류 크기 제어 K_p, K_i	0.015, 1200
송신부측 전류 위상 제어 K_p, K_i	0.02, 90
수신부측 유효 전력 제어 K_p, K_i	1.8e-3, 36
수신부측 무효 전력 제어 K_p, K_i	0.24, 24

4.2 모의 실험 및 실험 결과

4.2.1 송신부측 전류 제어 파형

그림 4.9 는 송신부 전류 크기 지령에 대한 단위 계단 응답의 모의 실험 결과이다. Rise time(상승 시간)이 0.0106초의 값을 갖기 때문에 제어 대역폭은 1108 rad/s를 가짐을 알 수 있다. 해당 하는 값은 설계한 1011 rad/s와 거의 일치함을 알 수 있다. 그림 4.11 은 송신부측 전류의 크기와 위상을 제어하는 실험 파형이다. 전류의 크기를 40 A 에서 55 A로 계단 변화를 주었을 때에 대한 제어가 잘 되고 있으며, 전류위상이 안정적으로 0 도로 제어 되는 것을 볼 수 있다. 그림 4.12은 그림 4.10와 같이 수신부측의 동작에 따른 송신부측에서 바라보는 입력 임피던스가 변할 때 송신부측 전류 파형을 나타낸다. 그림에서 보이는 것과 같이 일정하게 제어 되고 있는 것을 볼 수 있다. 약간의 전류 차이는 고조파 성분에 의해서 발생하는 오차이며 기본파 크기는 일정한 것을 확인할 수 있다.

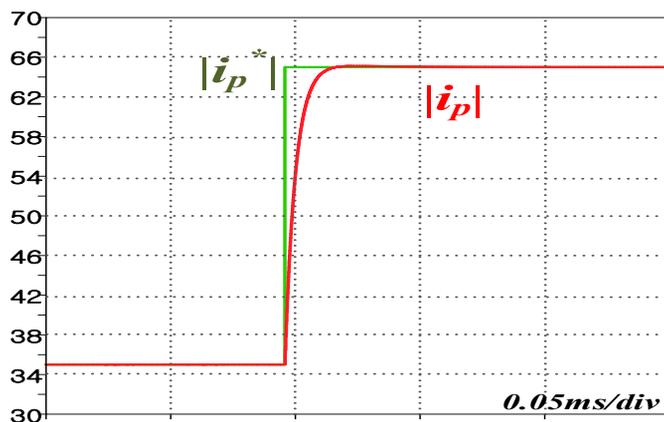


그림 4.9 송신부 전류 단위 계단 응답 모의실험 파형

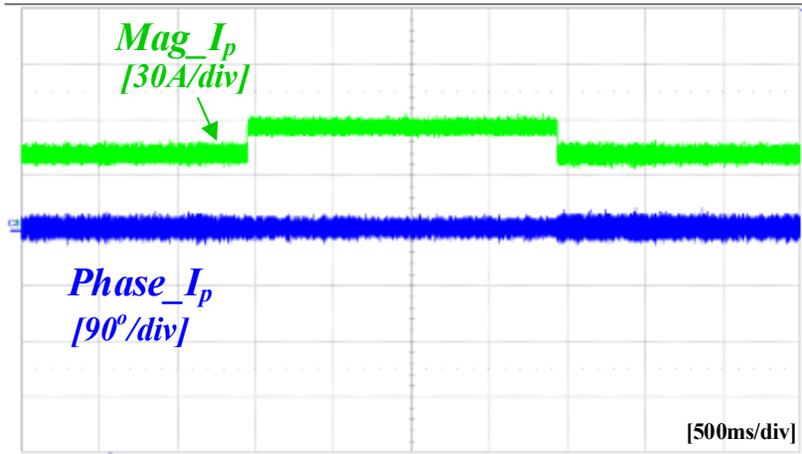


그림 4.11 송신부측 전류 제어를 확인하기 위한 실험 결과 파형

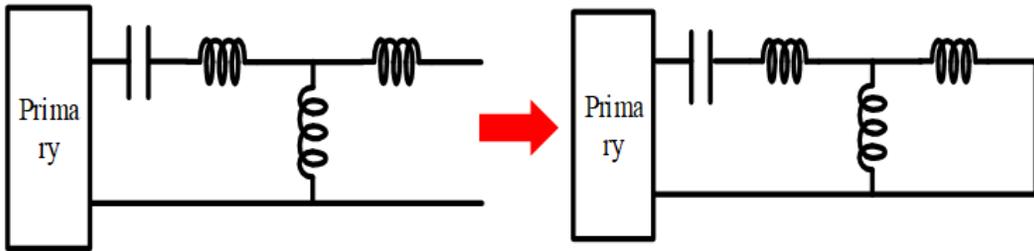


그림 4.10 수신부측 동작에 따른 송신부측 입력 임피던스 변화 예시

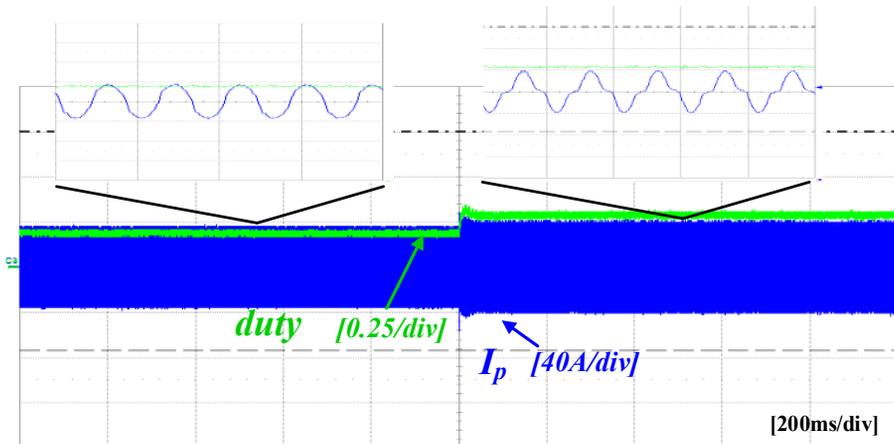


그림 4.12 임피던스 변화에 따른 송신부측 전류 제어를
확인 하기 위한 실험 결과

4.2.2 초기 위상 추정 실험

그림 4.13은 수신부측의 초기 위상을 나타낸다. 앞서 말했듯이 초기 동작 시에 수신부측에서는 송신부측과의 통신이 없기 때문에 위상에 계속 $-\pi$ 에서 π 로 변하게 된다. 따라서 초기 위상 제어기가 필요하며, 약 1초쯤에서 초기 위상 제어기를 사용하면 측정 위상을 0으로 제어 되는 것을 확인 할 수 있다.

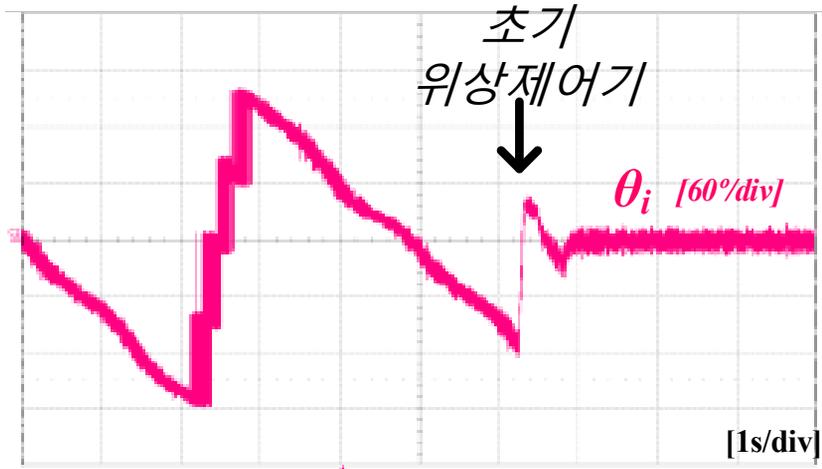


그림 4.13 초기 위상각 추정기 실험 파형

4.2.3 분기 구간 실험

그림 4.14은 차량이 분기 구간을 지나가는 동안의 수신부 직류단 전압과 부하단 전력, 에너지 저장장치의 전류를 나타낸다. 수신부 차량이 검은색 선 지점부터 이동을 시작하며 에너지 저장장치에 의해서 수신부 직류단 전압이 분

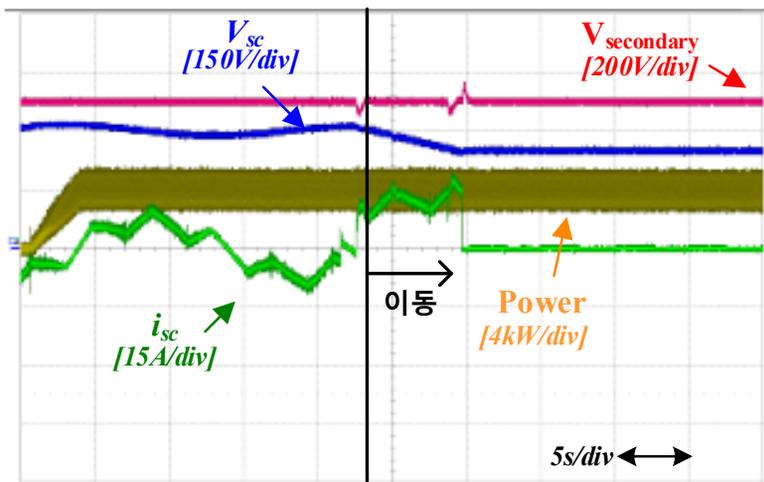
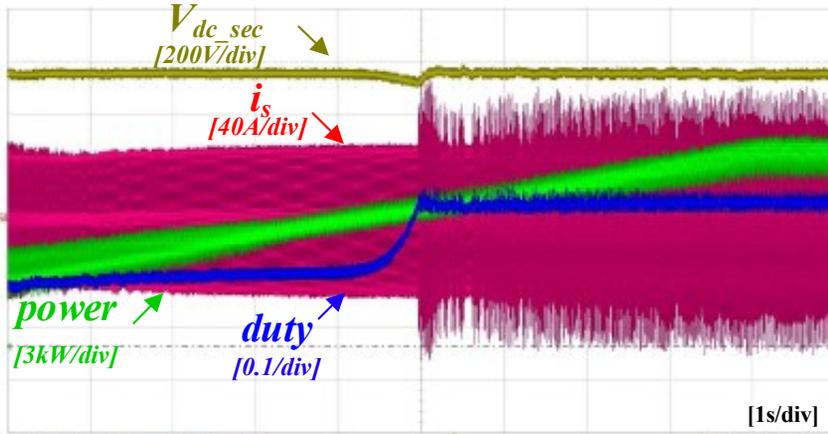


그림 4.14 분기 구간 실험 파형

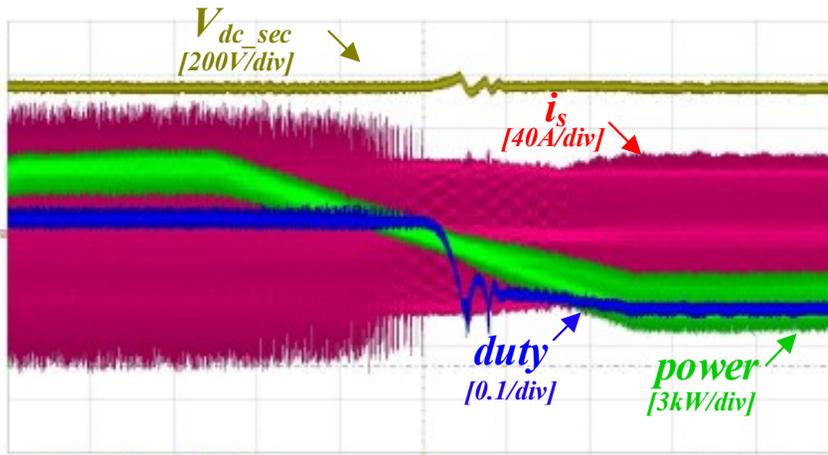
기구간에서도 일정한 전압을 유지하며 부하단에 일정한 전력을 공급하고 있는 것을 확인 할 수 있다.

4.2.4 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험

그림 4.15은 수신부 차량이 1대인 경우의 수신부측 전력제어 파형을 나타낸다. 노란색은 수신부측 직류단 전압이며, 빨간색은 수신부측 전류의 실제 파형, 파란색은 수신부측 전압 지령 시비율이며 초록색은 전달되는 전력이다. 그림 4.15 (가)는 송신부측에서 수신부측으로 전력이 -3 kW에서 3 kW로 전송되는 파형이다. 직류단 전압은 일정하게 제어되며, 시비율이 음에서 양으로 바뀌고 파



(가)

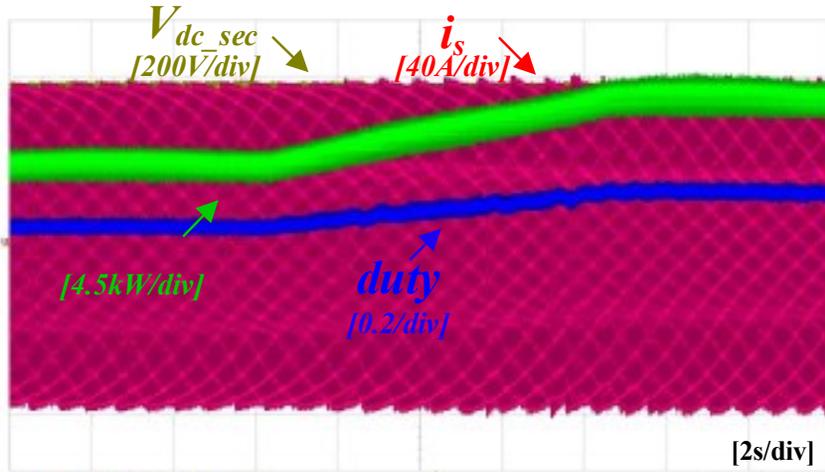


(나)

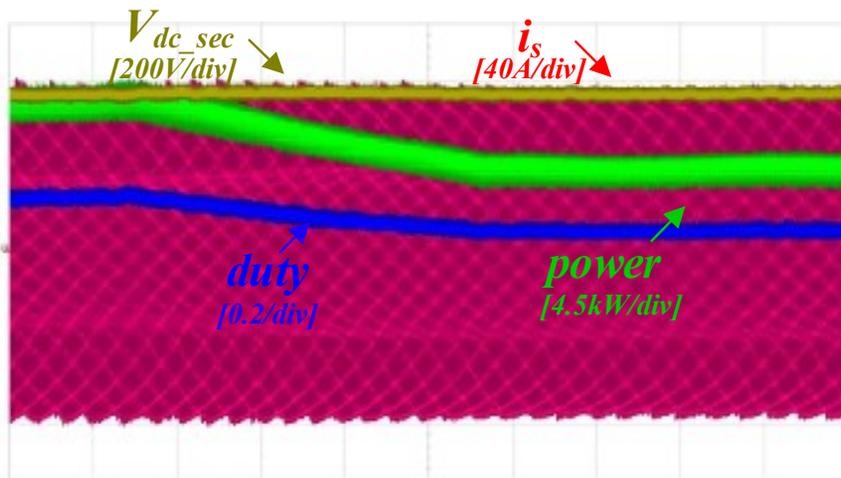
그림 4.15 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험

(가) $-3 \text{ kW} \rightarrow 3 \text{ kW}$ (나) $3 \text{ kW} \rightarrow -3 \text{ kW}$

위가 원하는대로 전달 되는 것을 볼 수 있다. 4.15 (나)는 반대로 송신부측에서 수신부측으로 전력이 3kW에서 -3kW로 전송되는 파형이다. 그림 4.15(가),(나)



(가)



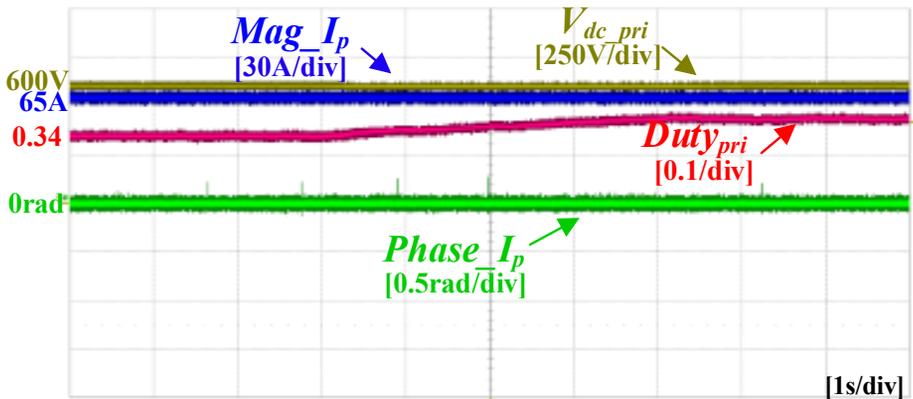
(나)

그림 4.16 수신부 차량이 1대인 경우 전력 제어 실험

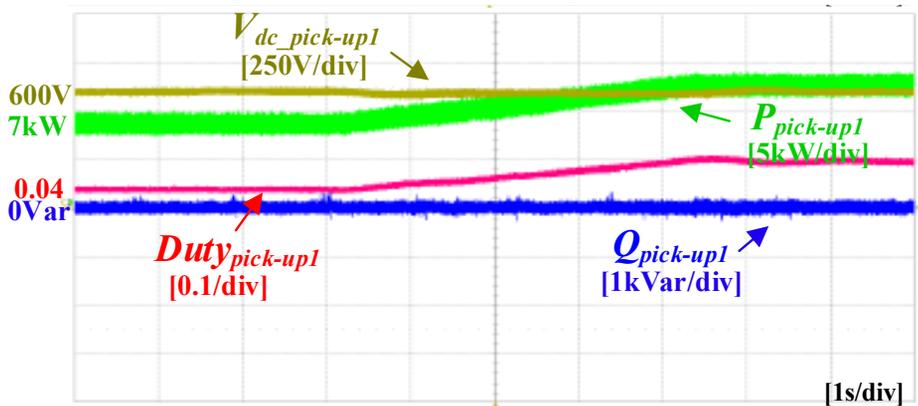
(가) 6 kW → 12 kW (나) 12 kW → 6 kW

를 통해 양방향 전력 전송이 잘 제어 됨을 확인 할 수 있다.

그림 4.16(가)는 6 kW에서 12 kW로 전력을 제어하는 파형이고, 4.16(나)는 12 kW에서 6 kW로 전력이 전송되는 파형이다. 더 많은 전력을 전송해야 하기 때문에 수신부측 전류는 약 120 A가 흐르는 것을 확인 할 수 있고, 전압의 시비율값도 전송 전력의 양에 따라 증가함을 확인 할 수 있다. 본 논문에서 목표



(가)

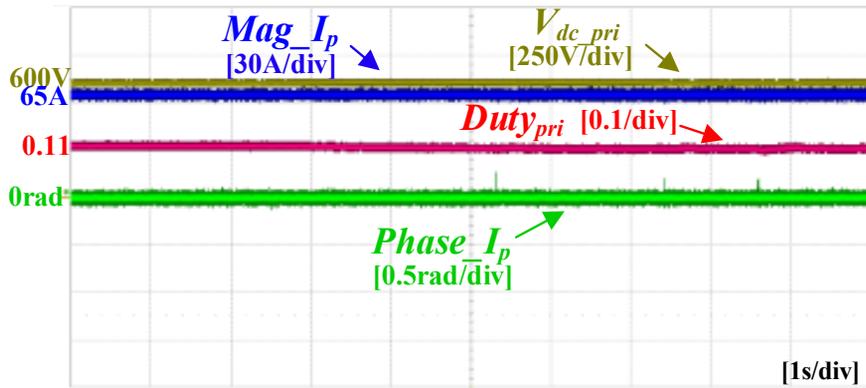


(나)

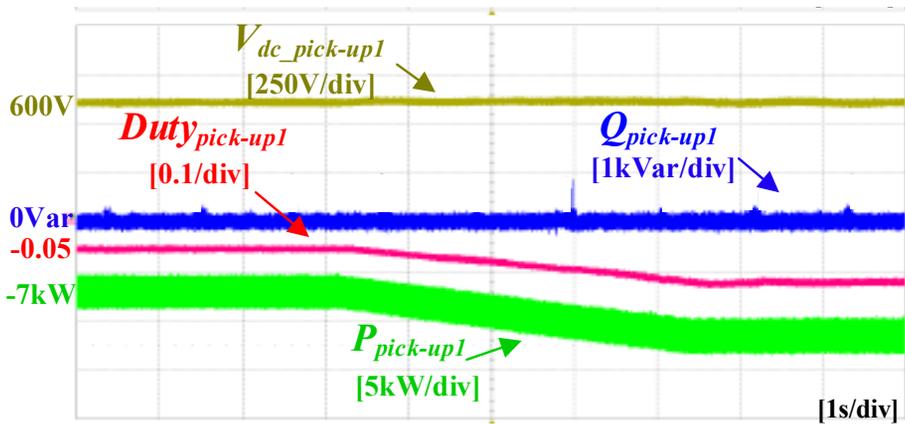
그림 4.17 수신부 차량1대 실험 : (가) 송신부측 (나) 수신부측 제어 파형
(7 kW → 12.5 kW)

로 하는 12 kW까지 전력 전송이 가능한 것을 확인 할 수 있다.

그림 4.17은 7 kW에서 12.5 kW로 전력을 전달 하는 경우의 송신부측과 수신부측의 파형을 나타낸다. 위의 파형은 송신부측 전압의 크기, 송신부측 전류의 크기와 위상, 송신부측 시비율을 나타내며 아래의 파형은 수신부측 전압의 크기, 수신부측 시비율, 전달되는 유효, 무효 전력을 나타낸다. 그림 4.17을 통해



(가)



(나)

그림 4.18 수신부 차량1대 실험: (가)송신부측 (나)수신부측 제어 파형
(-7 kW → -12.5 kW)

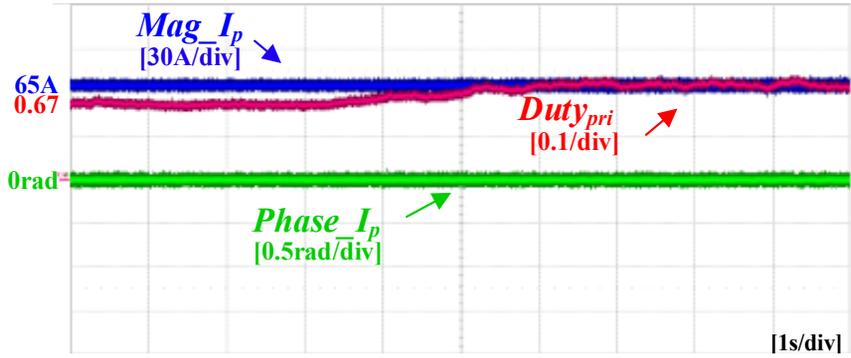
송신부측 전류의 크기인 파란색이 65 A로 일정하게 제어되고 있음을 확인 할 수 있으며, 수신부측 전압의 크기가 600 V로 잘 제어되며 전달되는 유효 전력은 7 kW에서 12.5 kW로 제어되며 무효 전력은 0으로 제어되고 있음을 확인 할 수 있다.

그림 4.18은 -7 kW에서 -12.5 kW로 전력을 전달 하는 경우의 송신부측과 수신부측 파형을 나타낸다. 그림 4.17와 마찬가지로 수신부측 유효 전력과 무효 전력이 잘 제어되고 있음을 확인 할 수 있다.

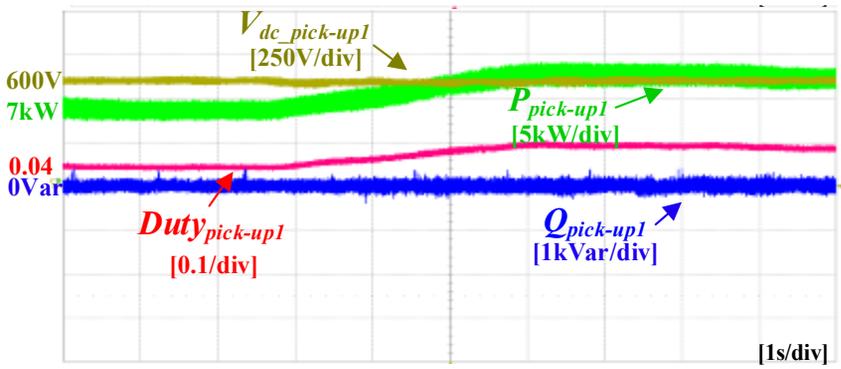
4.2.5 수신부 차량이 2대인 경우 수신부측 전력 제어 실험

그림 4.19은 수신부 차량이 2대 동작하는 경우에 대한 실험 파형을 나타낸다. 첫번째 수신부 차량에는 7 kW에서 12.5 kW로 전력이 전달되며, 두번째 수신부 차량에는 12.5 kW가 전달되는 상황이다.

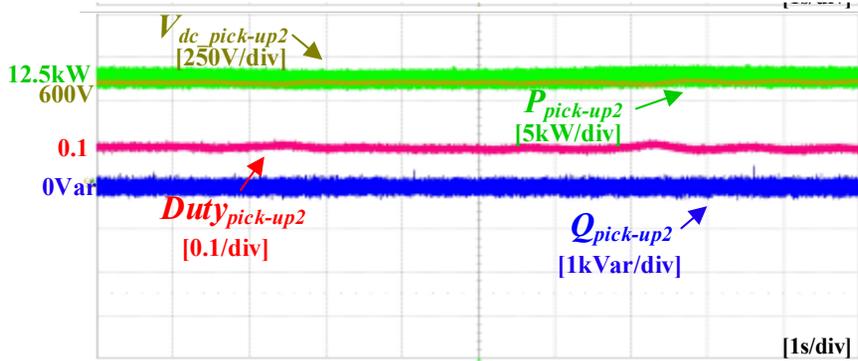
그림에서 보이는 것과 같이 송신부측 전류는 65 A로 일정하게 제어되고 있음을 확인 할 수 있고, 첫번째 수신부 차량에서는 유효 전력이 7 kW에서 12.5 kW로 제어되며 수신부측 전압이 600 V로 제어됨을 확인 할 수 있다. 또한 무효 전력또한 0으로 제어됨을 확인 할 수 있다. 2번째 수신부 차량에서는 유효 전력이 12.5 kW로 일정하게 제어됨을 확인 할 수 있다. 이 실험 결과를 통해 목표로 하는 각각의 수신부 차량에 12.5 kW 제어가 됨을 확인 할 수 있으며, 또한 송신부측을 일정한 전류원으로 제어함으로써 수신부 차량 1의 동작의 변화에 의해 수신부 차량 2에 변화를 주지 않고, 각각의 수신부 차량을 독립적으로 제어 할 수 있음을 알 수 있다.



(가)



(나)



(다)

그림 4.19 수신부 차량2대 실험 파형

(가) 송신부측 (나) 수신부 차량1 (다) 수신부 차량2 제어 파형

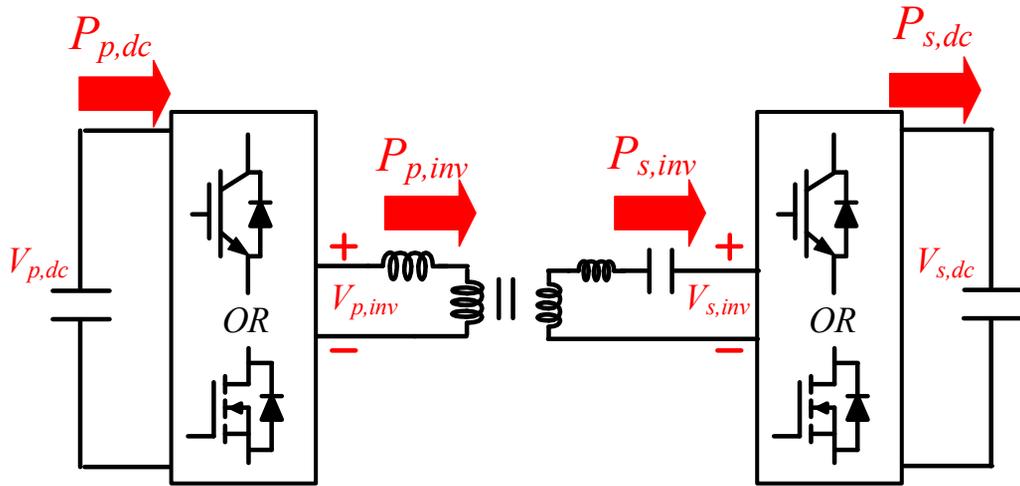


그림 4.20 초기 위상각 추정기 실험 파형

4.2.6 효율 측정 결과

그림 4.0은 제안하는 엘리베이터 시스템의 송신부 직류단 출력 전력($P_{p,dc}$), 송신부 라인 전력($P_{p,inv}$), 수신부 라인 전력($P_{s,inv}$), 수신부 직류단 입력 전력($P_{s,dc}$)을 나타낸다. 해당하는 지점에 대한 전력의 측정은 오실로스코프 전압과 전류 파형의 값을 추출하였고, 이를 MATLAB을 이용하여 계산한 값이다. 표 4.2은 송수신부 H-브릿지의 스위치로 IGBT소자를 사용하였을 때의 전력 값과 효율을 나타낸다. IGBT 스위치를 사용 하였을 경우 표와 같이 스위치 손실이 손실의 대부분을 차지하는 것을 확인 할 수 있다. 정격 전력 12.5kW에서 효율이 82.9%임을 알 수 있고, 이 때 송수신부 스위치에 의한 손실은 각각 770W와 820W이다. 표 4.3 은 송수신부 H-브릿지 스위치로 SiC소자를 사용하였을 때의 전력 값과 효율을 나타낸다. 표에서 보이는 것과 같이 스위치에 의한 손실이 IGBT에 비해 매우 작은 것을 확인 할 수 있으며, 정격 전력에서 90.88%의 효

율을 가짐을 확인 할 수 있다. 이 때 스위치에 의한 손실은 각각 270W와 290W이다.

표 4.2 IGBT 스위치를 사용했을 때 전력 및 효율

$P_{p,dc}(W)$	$P_{p,inv}(W)$	$P_{s,inv}(W)$	$P_{s,dc}(W)$	$P_{s,dc}/P_{p,dc} \times 100(\%)$
8234	7852	7501	6174	74.98
9953	9545	8930	7752	77.88
11793	11469	10833	9411	79.80
13014	12266	11546	10594	81.40
14020	13144	12466	11561	82.46
15225	14457	13455	12623	82.90

표 4.3 SiC 스위치를 사용했을 때 전력 및 효율

$P_{p,dc}(W)$	$P_{p,inv}(W)$	$P_{s,inv}(W)$	$P_{s,dc}(W)$	$P_{s,dc}/P_{p,dc} \times 100 (\%)$
7153	6921	6584	6210	86.81
8785	8534	8123	7780	88.56
10348	10012	9644	9326	90.12
11421	11123	10621	10352	90.64
12531	12313	11663	11321	90.34
13495	13223	12552	12265	90.88

제 5 장 결론 및 향후 과제

5.1 연구 결과

본 논문에서는 양방향 무선 전력 전송으로 동작하는 로프리스 엘리베이터 시스템의 설계 및 제어 방법을 제안하였다. 기존 엘리베이터의 큰 부피를 차지하는 평형추와 권상기를 제거함으로써 전력 변환 시스템의 집적도를 향상시킬 수 있고 무선 전력 전송의 장점을 활용하여 다수의 수신부 차량을 효율적으로 구동할 수 있음을 확인 하였다.

본 논문에서는 최대 2대의 승강기가 동시 동작 가능한 로프리스 엘리베이터 시스템에서 승강기의 양방향 무선 전력 전송 시스템의 설계 및 제어 방법을 제안하였다. 먼저 로프리스 엘리베이터의 무선 전력 전송 시스템 적합한 코어와 코일 구조를 설계하였고, 제안하는 시스템의 회로 구성을 제시하였다. 자화 인덕턴스에 높은 전압을 인가하기 위하여, 누설인덕턴스로 인한 임피던스를 상쇄하기 위한 직렬 커패시터 구조를 송신부/수신부 양쪽에 채택하였다. 다중 승강기가 동시 전력 전송이 가능하도록 송신부 전류를 일정한 값으로 제어하는 방법을 제안하였으며, 정상상태 및 과도 상태 응답을 얻기 위해 시스템의 전달함수를 도출하였다. 도출된 전달함수를 통해 수신부 동작 지점에 따른 송신부 시스템의 안정도를 분석하였다. 또한 수신부에서는 엘리베이터 승강기에서 빈번히 발생하는 회생 에너지가 전력망으로 회수되도록 하기 위해 양방향으로 전력 전달이 가능하였고, 이러한 제어가 송신부와 수신부 사이에 별도의 통신없이 이루어 질 수 있도록 제안 하였다. 통신이 없기 때문에, 통신을 위한 부가 회로를 제거하여, 시스템의 단가를 낮출 수 있다. 제안하는 무선 전력 전

송 시스템의 효율을 증가시키기 위해서 수신부 전압 지령 생성 방법에 대해서 제안하고, 실험을 통해 그 효과를 입증하였다.

제안된 시스템의 송신부와 수신부의 양방향 전력 제어는 모의실험과 제작된 엘리베이터 수신부 차량의 모의 세트를 통해 검증하였다. 모의 세트를 통해 두개의 수신부 차량이 동시에 12.5 kW를 수신 받는 무선 전력 전송이 잘 동작함을 확인하였고 제안하는 방법의 효용성과 우수성을 확인하였다.

5.2 향후 과제

- 1) 본 논문에서 제안하는 송신부 일정 전류원 방식은 시스템의 경부하에서 효율이 다소 떨어질 수 있다는 단점을 갖는다. 이러한 이유로 시스템의 평균전력이 떨어지는 상황에서는 송신부의 전류원의 크기를 감소시키는 방법을 생각해 볼 수 있다. 그러나 이러한 방법은 시스템에 새로운 자유도가 생기어 복잡성을 증가시킴으로, 안정도 분석이 필요하다.
- 2) 본 논문에서는 전류의 위상정보를 추출하기 위하여 한주기에 90도 간격으로 전류를 측정하는 방식을 취하였다. 그러나 이러한 방식은 전류에 기본파만 있다고 가정하는 것으로, 공진주파수에서 크게 벗어나있는 상태에서 전력 시스템이 동작하고 있는 경우, 고조파에 의한 엘리어싱 문제를 야기 할 수 있다. 고속 전류 측정 또는 필터링을 통하여 이러한 엘리어싱 문제를 방지하는 연구가 필요하다.
- 3) 본 논문에서는 동손에 의한 효율 감소만을 고려하였고, 스위칭 손실이나 자성 소자에 의한 손실은 고려하지 않았다. 추후 연구에는 이러한 손실들을 고려해서 컨버터의 동작 지점을 동손과 스위칭손의 총합이 최소가 되도록 제어하는 방법도 추후 연구해 볼 수 있다.
- 4) 본 논문에서는 권선의 분기지점에 수신부 차량이 들어오거나 나가는 과도 상태에서의 제어 안정도에 대해서는 다루지 않았다. 추후 연구에서 이러한 과도 상태에서 안정도를 분석할 필요가 있다.
- 5) 본 논문에서는 20 kHz 주파수의 무선 전력 전송 시스템을 설계하였다. 최근 넓은 밴드 갭 소자의 발전으로 스위칭 주파수가 크게 높아지고 있다. 스위칭 주파수를 높이면, 자성소자들의 크기를 줄일 수 있게된

다. 그러나 고속 스위칭은 큰 EMI를 야기시키고, 전류 측정 등 제안하는 시스템에 적용된 계측 방법들에 오차를 가져올 수 있다.

참고 문헌

- [1] Z. Zhang, H. Pang, A. Georgiadis, and C. Cecati, “Wireless Power Transfer—An Overview,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 2, pp. 1044–1058, Feb. 2019, doi: 10.1109/TIE.2018.2835378.
- [2] S. Li, Z. Liu, H. Zhao, L. Zhu, C. Shuai, and Z. Chen, “Wireless Power Transfer by Electric Field Resonance and Its Application in Dynamic Charging,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6602–6612, Oct. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2577625.
- [3] S. Li and C. C. Mi, “Wireless Power Transfer for Electric Vehicle Applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 4–17, Mar. 2015, doi: 10.1109/JESTPE.2014.2319453.
- [4] G. A. Covic and J. T. Boys, “Inductive Power Transfer,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1276–1289, Jun. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2244536.
- [5] I. Mayordomo, T. Dräger, P. Spies, J. Bernhard, and A. Pflaum, “An Overview of Technical Challenges and Advances of Inductive Wireless Power Transmission,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1302–1311, Jun. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2243691.
- [6] J. S. Ho, S. Kim, and A. S. Y. Poon, “Midfield Wireless Powering for Implantable Systems,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1369–1378, Jun. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2251851.
- [7] A. Ibrahim and M. Kiani, “A Figure-of-Merit for Design and Optimization of Inductive Power Transmission Links for Millimeter-Sized Biomedical Implants,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 6, pp. 1100–1111, Dec. 2016, doi: 10.1109/TBCAS.2016.2515541.
- [8] B. Lee, M. Kiani, and M. Ghovanloo, “A Triple-Loop Inductive Power Transmission System for Biomedical Applications,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 10, no. 1, pp. 138–148, Feb. 2016, doi: 10.1109/TBCAS.2014.2376965.
- [9] Md. R. Basar, M. Y. Ahmad, J. Cho, and F. Ibrahim, “Stable and High-Efficiency Wireless Power Transfer System for Robotic Capsule Using a Modified Helmholtz Coil,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 2, pp. 1113–1122, Feb. 2017, doi: 10.1109/TIE.2016.2614268.
- [10] H. Liu, Q. Shao, and X. Fang, “Modeling and Optimization of Class-E Amplifier at Subnominal Condition in a Wireless Power Transfer System for Biomedical Implants,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 11, no. 1, pp. 35–43, Feb. 2017, doi: 10.1109/TBCAS.2016.2538320.
- [11] A. P. Sample, D. T. Meyer, and J. R. Smith, “Analysis, Experimental Results, and Range Adaptation of Magnetically Coupled Resonators for Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 2, pp. 544–554, Feb. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2046002.
- [12] E. Waffenschmidt, “Wireless power for mobile devices,” in *2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)*, Oct. 2011, pp. 1–9.

doi: 10.1109/INTLEC.2011.6099840.

- [13] B. Wang, K. H. Teo, T. Nishino, W. Yerazunis, J. Barnwell, and J. Zhang, "Experiments on wireless power transfer with metamaterials," *Appl. Phys. Lett.*, vol. 98, no. 25, p. 254101, Jun. 2011, doi: 10.1063/1.3601927.
- [14] L. Olvitz, D. Vinko, and T. Švedek, "Wireless power transfer for mobile phone charging device," in *2012 Proceedings of the 35th International Convention MIPRO*, May 2012, pp. 141–145.
- [15] J. C. Lin, "Wireless Power Transfer for Mobile Applications, and Health Effects [Telecommunications Health and Safety]," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 55, no. 2, pp. 250–253, Apr. 2013, doi: 10.1109/MAP.2013.6529362.
- [16] V. Boscaino, F. Pellitteri, G. Capponi, and R. La Rosa, "A wireless battery charger architecture for consumer electronics," in *2012 IEEE Second International Conference on Consumer Electronics - Berlin (ICCE-Berlin)*, Sep. 2012, pp. 84–88. doi: 10.1109/ICCE-Berlin.2012.6336483.
- [17] S. Y. Hui, "Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, no. 6, pp. 1290–1301, Jun. 2013, doi: 10.1109/JPROC.2013.2246531.
- [18] D. Kurschner, C. Rathge, and U. Jumar, "Design Methodology for High Efficient Inductive Power Transfer Systems With High Coil Positioning Flexibility," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 372–381, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2181134.
- [19] F. Pellitteri, G. Ala, M. Caruso, S. Ganci, and R. Miceli, "Physiological compatibility of wireless chargers for electric bicycles," in *2015 International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA)*, Nov. 2015, pp. 1354–1359. doi: 10.1109/ICRERA.2015.7418629.
- [20] H. H. Wu, A. Gilchrist, K. D. Sealy, and D. Bronson, "A High Efficiency 5 kW Inductive Charger for EVs Using Dual Side Control," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 8, no. 3, pp. 585–595, Aug. 2012, doi: 10.1109/TII.2012.2192283.
- [21] J. Dai and D. C. Ludoiis, "Capacitive Power Transfer Through a Conformal Bumper for Electric Vehicle Charging," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 3, pp. 1015–1025, Sep. 2016, doi: 10.1109/JESTPE.2015.2505622.
- [22] C. C. Mi, G. Buja, S. Y. Choi, and C. T. Rim, "Modern Advances in Wireless Power Transfer Systems for Roadway Powered Electric Vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 63, no. 10, pp. 6533–6545, Oct. 2016, doi: 10.1109/TIE.2016.2574993.
- [23] F. Lu, H. Zhang, and C. Mi, "A Two-Plate Capacitive Wireless Power Transfer System for Electric Vehicle Charging Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 964–969, Feb. 2018, doi: 10.1109/TPEL.2017.2735365.
- [24] C.-Y. Huang, J. T. Boys, and G. A. Covic, "LCL Pickup Circulating Current Controller for Inductive Power Transfer Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 4, pp. 2081–2093, Apr. 2013, doi: 10.1109/TPEL.2012.2199132.
- [25] J. Huh, S. Lee, C. Park, G.-H. Cho, and C.-T. Rim, "High performance inductive power

- transfer system with narrow rail width for On-Line Electric Vehicles,” in *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Sep. 2010, pp. 647–651. doi: 10.1109/ECCE.2010.5617948.
- [26] C.-S. Wang, G. A. Covic, and O. H. Stielau, “Power transfer capability and bifurcation phenomena of loosely coupled inductive power transfer systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 51, no. 1, pp. 148–157, Feb. 2004, doi: 10.1109/TIE.2003.822038.
- [27] C.-S. Wang, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 52, no. 5, pp. 1308–1314, Oct. 2005, doi: 10.1109/TIE.2005.855672.
- [28] Z. Pantic, S. Bai, and S. M. Lukic, “ZCS Δ LCC Δ -Compensated Resonant Inverter for Inductive-Power-Transfer Application,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 8, pp. 3500–3510, Aug. 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2081954.
- [29] A. Khaligh and S. Dusmez, “Comprehensive Topological Analysis of Conductive and Inductive Charging Solutions for Plug-In Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 61, no. 8, pp. 3475–3489, Oct. 2012, doi: 10.1109/TVT.2012.2213104.
- [30] C. Duan, C. Jiang, A. Taylor, and K. Bai, “Design of a zero-voltage-switching large-air-gap wireless charger with low electrical stress for Plugin Hybrid Electric Vehicles,” in *2013 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)*, Jun. 2013, pp. 1–5. doi: 10.1109/ITEC.2013.6574507.
- [31] W. Zhang, S.-C. Wong, C. K. Tse, and Q. Chen, “Analysis and Comparison of Secondary Series- and Parallel-Compensated Inductive Power Transfer Systems Operating for Optimal Efficiency and Load-Independent Voltage-Transfer Ratio,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 6, pp. 2979–2990, Jun. 2014, doi: 10.1109/TPEL.2013.2273364.
- [32] A. Kawamura, K. Ishioka, and J. Hirai, “Wireless transmission of power and information through one high-frequency resonant AC link inverter for robot manipulator applications,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 32, no. 3, pp. 503–508, May 1996, doi: 10.1109/28.502160.
- [33] D. A. G. Pedder, A. D. Brown, and J. A. Skinner, “A contactless electrical energy transmission system,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, no. 1, pp. 23–30, Feb. 1999, doi: 10.1109/41.744372.
- [34] G. A. J. Elliott, G. A. Covic, D. Kacprzak, and J. T. Boys, “A New Concept: Asymmetrical Pick-Ups for Inductively Coupled Power Transfer Monorail Systems,” *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 42, no. 10, pp. 3389–3391, Oct. 2006, doi: 10.1109/TMAG.2006.879619.
- [35] Y. Nagatsuka, N. Ehara, Y. Kaneko, S. Abe, and T. Yasuda, “Compact contactless power transfer system for electric vehicles,” in *The 2010 International Power Electronics Conference - ECCE ASIA -*, Jun. 2010, pp. 807–813. doi: 10.1109/IPEC.2010.5543313.
- [36] M. Budhia, G. A. Covic, and J. T. Boys, “Design and Optimization of Circular Magnetic Structures for Lumped Inductive Power Transfer Systems,” *IEEE*

- Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 11, pp. 3096–3108, Nov. 2011, doi: 10.1109/TPEL.2011.2143730.
- [37] M. Budhia, J. T. Boys, G. A. Covic, and C.-Y. Huang, “Development of a Single-Sided Flux Magnetic Coupler for Electric Vehicle IPT Charging Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 318–328, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2179274.
- [38] A. J. Moradewicz and M. P. Kazmierkowski, “Contactless Energy Transfer System With FPGA-Controlled Resonant Converter,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3181–3190, Sep. 2010, doi: 10.1109/TIE.2010.2051395.
- [39] C. Liu, A. P. Hu, B. Wang, and N.-K. C. Nair, “A Capacitively Coupled Contactless Matrix Charging Platform With Soft Switched Transformer Control,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 1, pp. 249–260, Jan. 2013, doi: 10.1109/TIE.2011.2172174.
- [40] W. Li, H. Zhao, J. Deng, S. Li, and C. C. Mi, “Comparison Study on SS and Double-Sided LCC Compensation Topologies for EV/PHEV Wireless Chargers,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 65, no. 6, pp. 4429–4439, Jun. 2016, doi: 10.1109/TVT.2015.2479938.
- [41] H.-R. Cha, K.-H. Park, Y.-J. Choi, and R.-Y. Kim, “Double-Sided LCC Compensation Topology with Semi-Bridgeless Rectifier for Wireless Power Transfer System,” in *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, May 2019, pp. 1–6. doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8796908.
- [42] Y. Sun *et al.*, “Bidirectional Simultaneous Wireless Information and Power Transfer via Sharing Inductive Link and Single Switch in the Secondary Side,” *IEEE Access*, vol. 8, pp. 184187–184198, 2020, doi: 10.1109/ACCESS.2020.3024067.
- [43] J. Wu, C. Zhao, Z. Lin, J. Du, Y. Hu, and X. He, “Wireless Power and Data Transfer via a Common Inductive Link Using Frequency Division Multiplexing,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 12, pp. 7810–7820, Dec. 2015, doi: 10.1109/TIE.2015.2453934.
- [44] J. Shin *et al.*, “Design and Implementation of Shaped Magnetic-Resonance-Based Wireless Power Transfer System for Roadway-Powered Moving Electric Vehicles,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 3, pp. 1179–1192, Mar. 2014, doi: 10.1109/TIE.2013.2258294.
- [45] Y. Li, J. Hu, F. Chen, Z. Li, Z. He, and R. Mai, “Dual-Phase-Shift Control Scheme With Current-Stress and Efficiency Optimization for Wireless Power Transfer Systems,” *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 65, no. 9, pp. 3110–3121, Sep. 2018, doi: 10.1109/TCSI.2018.2817254.
- [46] “A New Controller for Bidirectional Wireless Power Transfer Systems | IEEE Journals & Magazine | IEEE Xplore.” <https://ieeexplore.ieee.org/document/8231184> (accessed Dec. 16, 2021).
- [47] J.-J. Kao, C.-L. Lin, Y.-C. Liu, C.-C. Huang, and H.-S. Jian, “Adaptive Bidirectional Inductive Power and Data Transmission System,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 7550–7563, Jul. 2021, doi:

10.1109/TPEL.2020.3047069.

- [48]U. K. Madawala and D. J. Thrimawithana, “A Bidirectional Inductive Power Interface for Electric Vehicles in V2G Systems,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 10, pp. 4789–4796, Oct. 2011, doi: 10.1109/TIE.2011.2114312.
- [49]G. A. Covic and J. T. Boys, “Modern Trends in Inductive Power Transfer for Transportation Applications,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 1, no. 1, pp. 28–41, Mar. 2013, doi: 10.1109/JESTPE.2013.2264473.

부 록

A.1 전력반도체 IGBT와 SiC 소자 사양

본 연구에서 사용된 IGBT 소자는 Littlefuse사의 MG12300D-BA1MM이다. 소자의 사양은 그림 A.1와 같다. 사용된 SiC소자는 Cree사의 CAS300M12BM2이며



Features

- Ultra low loss
- High ruggedness
- High short circuit capability
- Positive temperature coefficient
- With fast free-wheeling diodes

Applications

- Inverter
- Converter
- Welder
- SMPS and UPS
- Induction heating

Agency Approvals

AGENCY	AGENCY FILE NUMBER
	E71639

Module Characteristics ($T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Symbol	Parameters	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case Thermal Resistance	Per IGBT			0.07	KW
$R_{\theta CD}$		Per Inverse Diode			0.15	KW
Torque	Module-to-Sink	Recommended (M6)	3		5	N·m
Torque	Module Electrodes	Recommended (M6)	2.5		5	N·m
Weight				285		g

Absolute Maximum Ratings ($T_c = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)

Symbol	Parameters	Test Conditions	Values	Unit
IGBT				
V_{CES}	Collector - Emitter Voltage		1200	V
V_{GES}	Gate - Emitter Voltage		± 20	V
I_c	DC Collector Current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	450	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	310	A
I_{CM}	Pulsed Collector Current	$T_c = 25^\circ\text{C}, t_p = 1\text{ms}$	900	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}, t_p = 1\text{ms}$	620	A
P_{tot}	Power Dissipation Per IGBT		1800	W
T_j	Junction Temperature Range		-40 to +150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature Range		-40 to +125	$^\circ\text{C}$
V_{iso}	Insulation Test Voltage	AC, t=1min	3000	V
Diode				
V_{RRM}	Repetitive Reverse Voltage		1200	V
$I_{FM(A)}$	Average Forward Current	$T_c = 25^\circ\text{C}$	380	A
		$T_c = 80^\circ\text{C}$	260	A
I_{FRMS}	RMS Forward Current		380	A
I_{FSM}	Non-Repetitive Surge Forward Current	$T_j = 45^\circ\text{C}, t = 10\text{ms}, \text{Sine}$	2260	A
		$T_j = 45^\circ\text{C}, t = 8.3\text{ms}, \text{Sine}$	2560	A

그림 A.1.1 MG12300D-BA1MM소자 사양

소자의 사양은 그림 A.2와 같다.

CAS300M12BM2
1.2kV, 5.0 mΩ All-Silicon Carbide
Half-Bridge Module
Z-FET™ MOSFET and Z-Rec™ Diode

V_{DS}	= 1.2 kV
$E_{sw,Total@300A}$	= 12.0 mJ
$R_{DS(on)}$	= 5.0 mΩ

Module Features

- Ultra Low Loss
- High-Frequency Operation
- Zero Reverse Recovery Current from Diode
- Zero Turn-off Tail Current from MOSFET
- Normally-off, fail-safe device operation
- Ease of paralleling
- Copper baseplate and aluminum nitride insulator

System Benefits

- Enables compact and lightweight systems
- High efficiency operation
- Mitigates over-voltage protection
- Reduces thermal requirements
- Enables simplified topologies

Applications

- Induction Heating
- Motor Drives
- Solar and Wind Inverters
- UPS and SMPS
- Traction

Package 62 mm x 106 mm x 30 mm



Part Number	Package	Marking
CAS300M12BM2	Half Bridge Module	CAS300M12BM2

Maximum Ratings ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Value	Unit	Test Conditions	Note
V_{DSmax}	Drain – Source Voltage	1.2	kV		
V_{GSmax}	Gate – Source Voltage	-10/+25	V	Absolute maximum values	
V_{GSop}	Gate – Source Voltage	-5/+20	V	Recommended operational values	
I_D	Continuous Drain Current	404	A	$V_{GS} = 20\text{ V}, T_C = 25^\circ\text{C}$	Fig 20
		285	A	$V_{GS} = 20\text{ V}, T_C = 90^\circ\text{C}$	
I_{Dpulse}	Pulsed Drain Current	1500	A	Pulse width $t_p = 200\ \mu\text{s}$ repetition rate limited by $T_{J(max)}$, $T_C = 25^\circ\text{C}$	
T_{Jmax}	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$		
T_C	Case and Storage Temperature	-40 to	$^\circ\text{C}$		
T_{stg}	Range	+125			
P_{tot}	Maximum Power Dissipation	1660	W	$T_C = 25^\circ\text{C}, T_J = 150^\circ\text{C}$	
V_{isol}	Case Isolation Voltage	4.0	kV	AC, 50 Hz, 1 min	
L_{stray}	Stray Inductance	14	nH	Measured between terminals 2 and 3	
M	Mounting Torque	5	Nm	To heatsink and terminals	
G	Weight	300	g		
	Clearance Distance	12	mm	Terminal to terminal	
	Creepage Distance	30	mm	Terminal to terminal	
		40	mm	Terminal to baseplate	

그림 A.1.2 CAS300M12BM2소자 사양

A.2 차량 2대 동작 할 때 전압 식

3.2.4 절에서 언급했던 차량이 2대 동작하는 경우의 전압 방정식을 나타내면 수식 (A.2.1)와 같이 표현 될 수 있다.

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dI_{dp}^e}{dt} = \frac{(-r_p I_{dp}^e + CI_{qp}^e + \omega_{sw} MI_{qs}^e + \omega_{sw} MI_{qs2}^e + V_p \cos \varphi_{vp})}{A} \\ \frac{dI_{qp}^e}{dt} = \frac{(-r_p I_{qp}^e - CI_{dp}^e - \omega_{sw} MI_{ds}^e - \omega_{sw} MI_{ds2}^e + V_p \sin \varphi_{vp})}{A} \\ \frac{dI_{ds}^e}{dt} = \frac{(-r_s I_{ds}^e + DI_{qs}^e + \omega_{sw} MI_{qp}^e + V_s \cos \varphi_{vs})}{B} \\ \frac{dI_{qs}^e}{dt} = \frac{(-r_s I_{qs}^e - DI_{ds}^e - \omega_{sw} MI_{dp}^e + V_s \sin \varphi_{vs})}{B} \\ \frac{dI_{ds2}^e}{dt} = \frac{(-r_s I_{ds2}^e + DI_{qs2}^e + \omega_{sw} MI_{qp}^e + V_{s2} \cos \varphi_{vs2})}{B} \\ \frac{dI_{qs2}^e}{dt} = \frac{(-r_s I_{qs2}^e - DI_{ds2}^e - \omega_{sw} MI_{dp}^e + V_{s2} \sin \varphi_{vs2})}{B} \end{array} \right. \quad (A.2.1)$$

$$A = \left(L_{p2} + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_p} \right), B = \left(L_s + \frac{1}{\omega_{sw}^2 C_s} \right)$$

$$C = \left(\omega_{sw} L_{p2} - \frac{1}{\omega_{sw} C_p} \right) \quad D = \left(\omega_{sw} L_s - \frac{1}{\omega_{sw} C_s} \right)$$

이 때, 벡터 $[I_{dp}^e \ I_{qp}^e \ I_{ds}^e \ I_{qs}^e \ I_{ds2}^e \ I_{qs2}^e]^T$ 를 상태(state) 변수 x 로 잡고, 벡터 $[|V_p| \cos \varphi_{vp} \ |V_p| \sin \varphi_{vp}]^T$ 를 입력 (Input) 변수 u 로 잡으면 수식 (A.2.1)을 다시 나타내면 수식 (A.2.2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt}x = f(x, u) = \begin{pmatrix} -\frac{r_p}{A} & \frac{C}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw}M}{A} \\ -\frac{C}{A} & -\frac{r_p}{A} & -\frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 & -\frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw}M}{B} & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & 0 & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} \\ -\frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{V_p \cos \varphi_{vp}}{A} \\ \frac{V_p \sin \varphi_{vp}}{A} \\ \frac{V_s \cos \varphi_{vs}}{B} \\ \frac{V_s \sin \varphi_{vs}}{B} \\ \frac{V_{s2} \cos \varphi_{vs2}}{B} \\ \frac{V_{s2} \sin \varphi_{vs2}}{B} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2.2})$$

소신호 모델로 변환하기 위하여 상태 변수의 평형지점에서 테일러 급수 전개
를 이용한 선형화를 진행하게 되면 시스템 행렬 \mathbf{U} 와 입력 행렬 \mathbf{T} 는 수식
(A.2.3)와 (A.2.4)와 같이 얻어 질 수 있다.

$$\mathbf{U} := \left. \frac{\partial f}{\partial x} \right|_{(x_0, u_0)} = \begin{pmatrix} -\frac{r_p}{A} & \frac{C}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 & \frac{\omega_{sw}M}{A} \\ -\frac{C}{A} & -\frac{r_p}{A} & -\frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 & -\frac{\omega_{sw}M}{A} & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw}M}{B} & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} & 0 & 0 \\ -\frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & 0 & -\frac{r_s}{B} & \frac{D}{B} \\ -\frac{\omega_{sw}M}{B} & 0 & 0 & 0 & -\frac{D}{B} & -\frac{r_s}{B} \end{pmatrix} \quad (\text{A.2.3})$$

$$\mathbf{T} := \left. \frac{\partial f}{\partial \mathbf{u}} \right|_{(x_0, u_0)} = \begin{pmatrix} \frac{\cos\varphi_{vp0}}{A} & -\frac{V_{p0}\sin\varphi_{vp0}}{A} \\ \frac{\sin\varphi_{vp0}}{A} & \frac{V_{p0}\cos\varphi_{vp0}}{A} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (\text{A.2.4})$$

수식 (A.2.3)와 (A.2.4)를 이용하여 플랜트의 전달 함수는 수식 (A.2.5)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{11}(s) & \Delta P_{12}(s) \\ \Delta P_{21}(s) & \Delta P_{22}(s) \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{U})^{-1} \mathbf{T} \quad (\text{A.2.5})$$

차량이 한대 동작 할 때와 마찬가지로 d축과 q축 전류 제어기 C_d 와 C_q 는 $K_p + K_i/s$ 형태의 PI제어기를 사용하였다. 제안하는 시스템의 전달함수의 차수가 높기 때문에 MATLAB의 “pidTuner”를 사용하여 제어기 이득 값을 설정하였다. 제어기 이득 값은 차량 한대 동작할 때와 마찬가지로 $K_p = 0.1$, $K_i = 1500$ 로 설정 하였다. 그림 A.2.1은 각각의 차량 두대가 3,6,9,12kW 전력 전송 동작 지점에서의 보드선도를 나타낸다. 그림 A.2.1에서 보이는 것과 같이 정격 전력 25kW에서 H_{11} 의 제어 대역폭이 942 rad/s가 되는 것을 확인 할 수 있으며 저주파 통과 필터 형태를 갖는 것을 알 수 있다. 이는 차량 한대 동작할 때보다는 조금 작은 값이지만, 목표로 하는 1000 rad/s에 근접한 것을 알 수 있다. 이를 통해 차량의 대수와 상관없이 송신부 전류 제어기 이득 값을 같게 설정해도 된다는 것을 알 수 있다. 또한 커플링 성분을 나타내는 H_{12} 를 보게 되면 차량 한대 존재하는 경우에 비해서 높은 주파수에서 커플링이 증가 한 것을 알 수 있지만 여전히 낮은 주파수에서는 50dB이상의 큰 차이를 보이는 것을 확인할 수 있다.

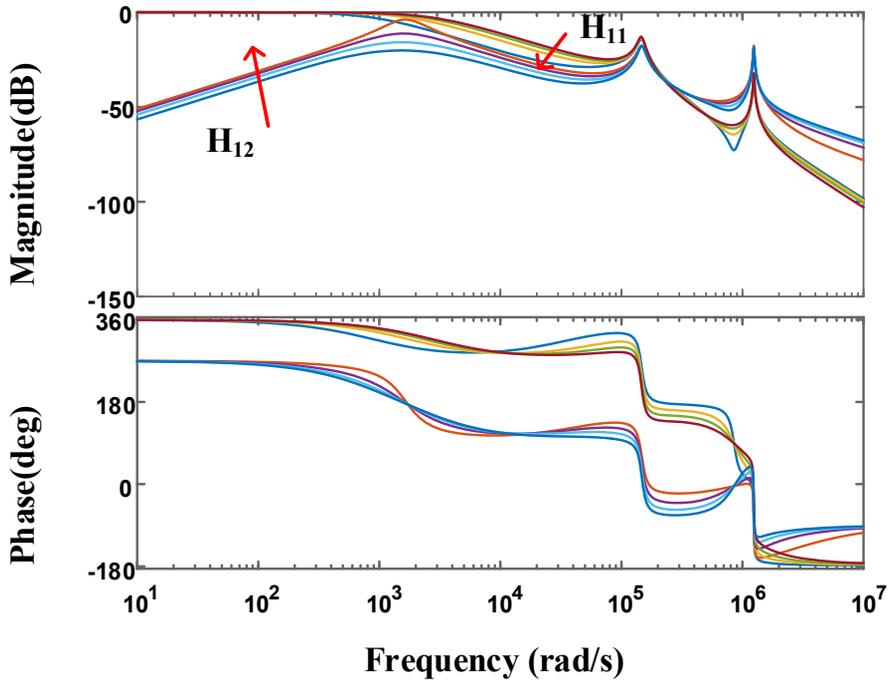


그림 A.2.1 차량 2대 동작 시 페회로루프의 보드 선도

Abstract

The ropeless elevator that operates without a hoisting rope is recently attracted in industry because the rope, counterweight and rotating machine which take up a lot of space in the building can be removed. In addition, more than one elevator car can be operated in one shaft and be driven not only in vertical direction but also in horizontal direction in the ropeless elevator. For the ropeless elevator, the supplying power to elevator car must be implemented wirelessly to facilitate freedom in motion.

In this paper, the design and control method of bi-directional inductive wireless power transfer for ropeless elevator system is proposed. First, a core and coil structure suitable for a wireless power transfer system of a ropeless elevator is designed, and the circuit configuration of the proposed system is presented. Secondly, control strategy of controlling the transmitter current to a constant value is proposed to provide uniform magnetic flux density to each pick-up cars. And the system transfer function is calculated to analyze the stability of system in steady-state and transient situation. Also, the bi-directional wireless power transfer is implemented to use the regenerative energy without any communication system. Finally, the performance and actual operation of 25kW bi-directional wireless power transfer is presented.

The bi-directional power control of the transmitter and receiver of the proposed system was verified through simulations and experimental sets of the manufactured elevator system. The effectiveness and superiority of

the proposed method were confirmed.

Key Words: Ropeless elevator, Bi-directional wireless power transfer, multi-load wireless power transfer

Student Number: 2014-21665