

공학석사 학위논문

넓은 입력 범위와 수신부 비정렬
대응을 위한 전계결합 무선전력전송의
제어 기법 연구

A Control Method to Deal with
Wide Input Range and Receiver Misalignment
for Capacitive Power Transfer System

울 산 대 학 교 대 학 원
전기전자컴퓨터공학과
정 채 호

넓은 입력 범위와 수신부 비정렬
대응을 위한 전계결합 무선전력전송의
제어 기법 연구

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2018 년 12 월

울산대학교 대학원

전기전자컴퓨터공학과

정채호

정채호의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 이 홍 희 인

심 사 위 원 최 성 진 인

심 사 위 원 김 성 현 인

울 산 대 학 교 대 학 원

2018 년 12 월

[국문요약]

넓은 입력 범위와 수신부 비정렬 대응을 위한 전계결합 무선전력전송의 제어 기법 연구

울산대학교 대학원
전기전자컴퓨터공학과
정 채 호

최근 전력반도체와 전력전자기술의 발전에 의해 무선전력전송에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 본 논문은 근거리장 무선전력전송의 하나인 전계결합형 무선전력전송에서 발생하는 제어 문제들을 분석한다. 그리고 전계결합 무선전력전송에 적합한 컨버터인 능동형 클램핑 비대칭 하프-브리지 컨버터를 적용해 무선전력전송에 필요한 제어 방법을 제안한다.

본 논문은 전력변환 장치로서 필요한 정전압 제어와 공진회로를 구성하는 무선전력전송장치로서 요구되는 주파수제어를 이중으로 함께 구현한다. 전력변환장치가 유니버설 사양, 배터리, 비조절형 버스컨버터 등의 출력을 입력으로 가지는 경우가 많기 때문에 입력전압이 변하는 경우에 대한 대응이 필요하며 전계결합형 무선전력전송장치에서 흔히 발생하는 송신부와 수신부 사이의 비정렬 대처 또한 필수적이다. 하지만 선행연구들의 경우는 위 제어 항목들에 대한 대처 방법으로 수신부측의 컨버터 및 전류센서를 추가 하므로 시스템이 복잡할 수 있다. 본 논문에서는 전계결합 무선전력전송에 적합한 PWM 제어가 가능한 능동형 클램핑 비대칭 하프-브리지 컨버터를 적용하였다. 입력전압 변동에 대응하기 위해 피드-포워드 시비율 제어를 적용하고 이를 소신호 모델링 하였다. 그리고 수신부의 비정렬이 발생할 때 SOGI-주파수고정루프를 이용해 변하는 공진주파수를 추적한다. 제안 방법은 해당 전력변환장치를 송신부 측에서만 제

어함으로서 전력변환장치 구성을 간단히 할 수 있다. 그러므로 제안 방법은 전계결합 무선전력전송장치에 유용한 회로가 될 것으로 판단된다.

목 차

국문요약	I
목 차	III
그림목차	V
표 목 차	VI
1. 서 론	1
1.1. 연구배경 및 필요성	1
1.2. 전계결합 무선전력전송	6
1.2.1. 전계결합 무선전력전송 구조 및 원리	6
1.2.2. 전계결합 무선전력전송 제어 요구사항	8
1.3. 논문구성	9
2. 기존 전계결합 무선전력전송 제어 연구	10
2.1. 기존 연구 분석	10
2.2. 기존 방법 정리 및 제안 방법의 필요성	15
3. 제안 컨버터 동작 원리 및 제어 구조	18
3.1. 비대칭 하프-브리지 컨버터의 동작 원리	18
3.2. 제안 이중 모드 제어 기법	23
3.2.1. 피드포워드를 이용한 시비율 제어기	23
3.2.2. 주파수고정루프를 이용한 주파수 제어기	29
3.2.3. 이중 모드 제어기의 구조	35
4. 제안 방법 검증	37
4.1. 시뮬레이션을 통한 검증	37
4.1.1. 전력단 설계 및 정상상태 동작 검증	37
4.1.2. 제어기 설계 및 제어 동작 검증	41
4.2. 하드웨어를 통한 검증	47

4.2.1. 정상상태 동작 검증	47
5. 결 론	49

그 립 목 차

그림 1.1 전계결합형 무선전력전송 기본 구조	2
그림 1.2 직렬 보상형 전계결합형 무선전력전송 예시	3
그림 1.3 제안 제어시스템의 블록선도	5
그림 1.4 제안 제어시스템의 개략도	5
그림 1.5 직렬 공진형 무선전력전송 구조	7
그림 2.1 전계결합 무선전력전송 기본 구조	11
그림 2.2 부하측 컨버터가 있는 구조 [1]	11
그림 2.3 소스측 컨버터가 있는 구조	11
그림 2.4 문헌 [12] 전계결합 무선전력전송 전력변환기 구조	13
그림 2.5 부하 저항과 동작 주파수 변화에 따른 전압이득 변화	13
그림 3.1 능동클램프형 비대칭 하프-브리지 컨버터를 이용한 전계결합 무선전력전송 회로	19
그림 3.2 비대칭 하프-브리지 컨버터의 정상 상태 파형 ($D=0.7$)	20
그림 3.3 피드포워드 시비율 제어기 구조	24
그림 3.4 제안한 주파수 제어 방법의 (a) 소신호 블록도 (b) 정리된 소신호 블록도	26
그림 3.5 시비율 제어기의 전달함수 루프이득 (a) 과 보데선도 (b)	28
그림 3.6 전계결합 무선전력전송에 적용된 위상고정루프 구조	30
그림 3.7 공진주파수 구동일 때 v_{pri} 와 i_L 의 배타적 논리합 출력 ($D=0.7$)	32
그림 3.8 v_{pri} 와 v_{pri} 의 기본파 파형	32
그림 3.9 SOGI-주파수고정루프 도해	34
그림 3.10 이중 모드 제어기의 구조	36
그림 4.1 정상상태 동작의 PSIM 시뮬레이션 도식	39
그림 4.2 정상상태 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형	40
그림 4.3 설계된 시비율 제어기의 루프이득 보데선도	42
그림 4.4 입력 전압과 부하 변화를 대응하는 제어 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형	45
그림 4.5 비정렬을 대응하는 제어 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형	46
그림 4.6 실험세트 사진	48
그림 4.7 정상상태 동작의 하드웨어 파형 ($2\mu s/div, D=0.5$)	49

표 목 차

표 2.1 선행 연구 및 제안 방법 특징	16
표 4.1 설계 사양	38
표 4.2 시뮬레이션 파라미터	38
표 4.3 하드웨어 검증에 사용된 부품 및 파라미터	47

1. 서론

1.1 연구배경 및 필요성

근거리장 무선전력전송은 전자 및 전기기기의 전력전송을 위한 물리적인 연결이 불가능하거나 불편한 경우 유용하게 사용되는 비접촉 무선전력전송 기술이다. 기본 원리는 1880년대에 니콜라 테슬라에서 시작 되었지만 최근 전력반도체와 전력전자기술의 발달로 고전력·고효율 무선전력전송이 가능하게 되어 무선전력전송을 위한 전력변환장치 토폴로지와 제어 방법 등에 많은 연구가 진행되고 있다 [1]-[6]. 근거리장 무선전력전송은 전력전송 수단에 따라 마주보는 도체를 이용해 커패시터를 형성하는 전계결합 방식과 결합계수가 낮은 변압기의 원리를 이용한 자계결합 방식으로 분류된다 [7]. 본 논문은 에너지결합 구조 단순화 및 시스템 구성비용 면에서 장점이 있는 전계결합을 이용한 무선전력전송에 대한 연구이다.

전계결합 무선전력전송의 기본 구조는 그림 1.1 과 같다. 송신부 (Transmitter) 는 직류 전원을 교류 전원으로 전환하는 인버터회로와 공진 보상회로의 일부로 구성 돼 있으며 수신부 (Receiver) 는 교류전원을 직류전원으로 전환하는 정류기회로와 부하를 포함한다.

근거리 무선전력전송은 고출력 시스템일수록 전력 효율과 높은 역률을 위해 보상회로를 구성하는 것이 필수적이다. 보상 회로를 통해 공진 회로를 구성하고 해당하는 공진주파수의 전력을 무선으로 전달한다. 전계결합 무선전력전송의 경우에 보상회로는 다양하지만 [6] [8] 대표적으로 그림 1.2와 같은 직렬보상 공진 회로의 경우에는 전력전송을 위한 링크 커패시터와 공진회로 구성을 위한 직렬 인덕터로 전력전송 에너지 링크를 구성한다. [1]

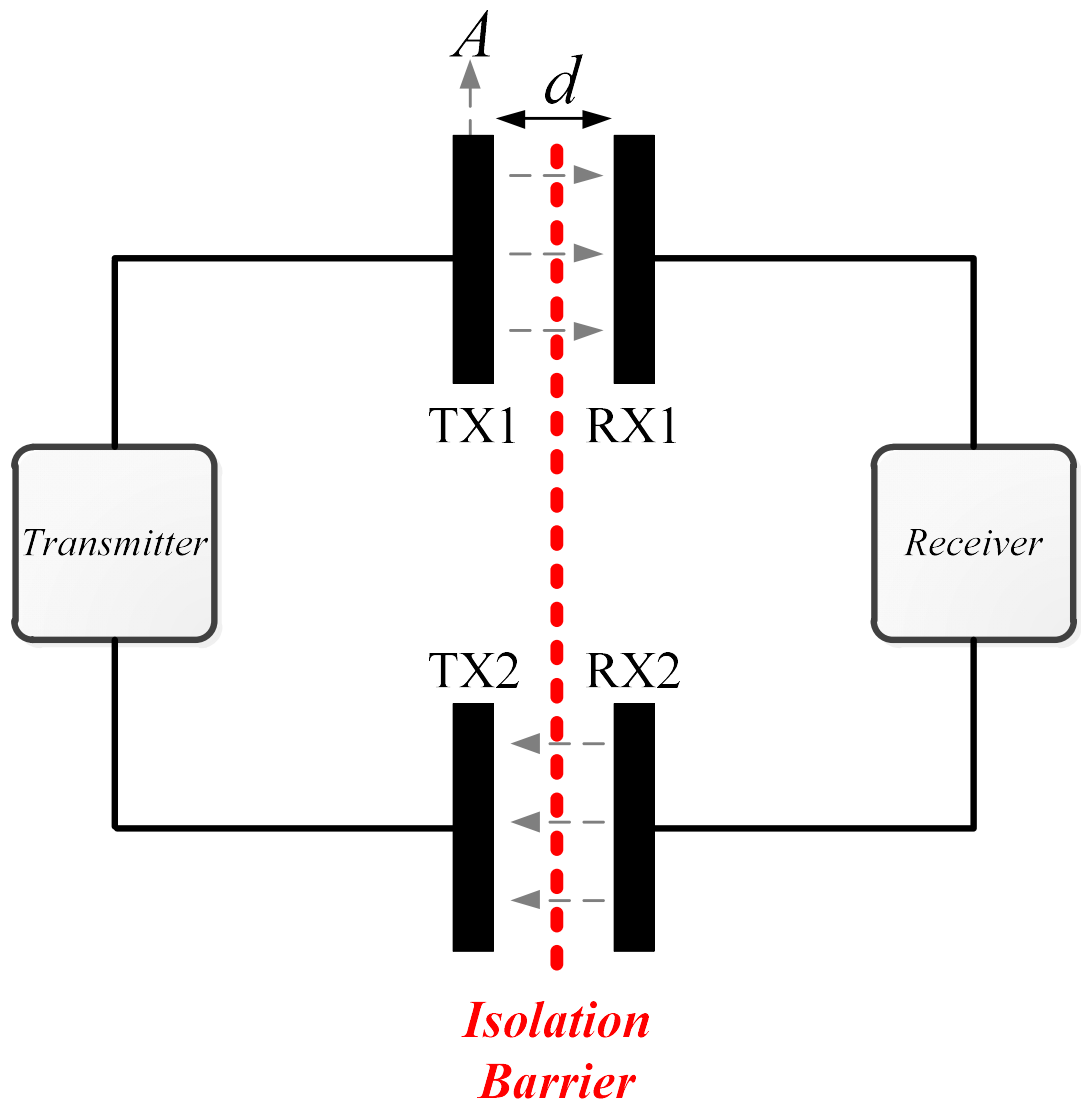


그림 1.1 전계결합형 무선전력전송 기본 구조
 Fig. 1.1 Basic structure of capacitive power transfer

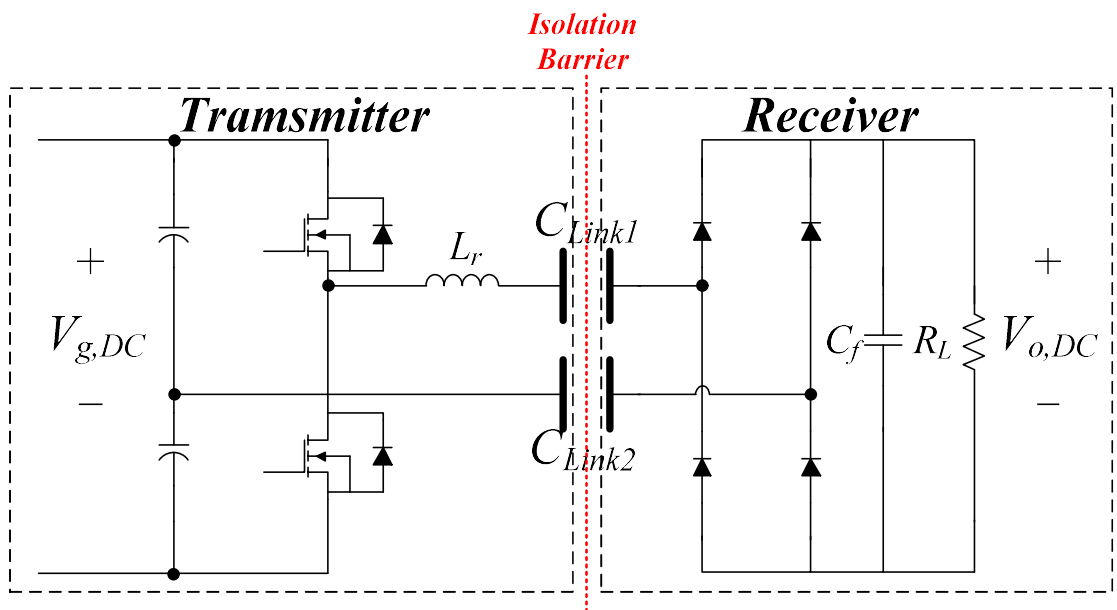


그림 1.2 직렬 보상형 전계결합형 무선전력전송 예시

Fig. 1.2 Example of series compensated capacitive power transfer (CPT)

전계결합 무선전력전송은 자계결합 방법과 다르게 송신부와 수신부 사이의 정렬이 어긋날 때 에너지링크의 공진주파수가 변한다. 그리고 변하는 공진주파수를 추종하기 위해 전력변환장치의 동작 주파수 변조가 필수적이다. 그러므로 기존 자계결합 무선전력전송을 위해 연구된 다양한 전력변환장치들의 제어 방법을 전계결합 무선전력전송에 적용하는 것은 적합하지 않다.

본 논문은 그림 1.3과 같이 제어 입출력 신호를 정의한다. 제어시스템의 외란은 수신부 정렬이 어긋날 때 변하는 커패시턴스와 출력 전류 변화, 그리고 입력 전압 변동이다. 제어 변수는 전력변환기 구동 스위치의 시비율과 구동 주파수이며 제어하는 출력 변수와 상태변수는 출력전압과 입력임피던스 위상각이다. 이를 구체적으로 하드웨어 구성과 나타낸 그림은 1.4와 같다. 대상 시스템은 주파수 제어만 가능한 기존 대칭형 공진 하프-브리지 대신에 시비율과 주파수 변조가 모두 가능한 능동클램프형 비대칭 하프-브리지 컨버터를 통해 펄스폭변조와 주파수변조를 이용해서 전계결합 무선전력전송에 적합한 제어 방식을 제안한다. 즉 제안방법을 통해 전계결합 무선전력전송의 입력전압 측정을 통해 시비율을 제어하고 공진전류를 읽어 동작주파수를 변조하는 것이 가능하며, 이는 시스템의 입력전압 변동에 의한 출력전압 변화와 에너지링크의 어긋난 정렬에 대응을 가능하게 한다.

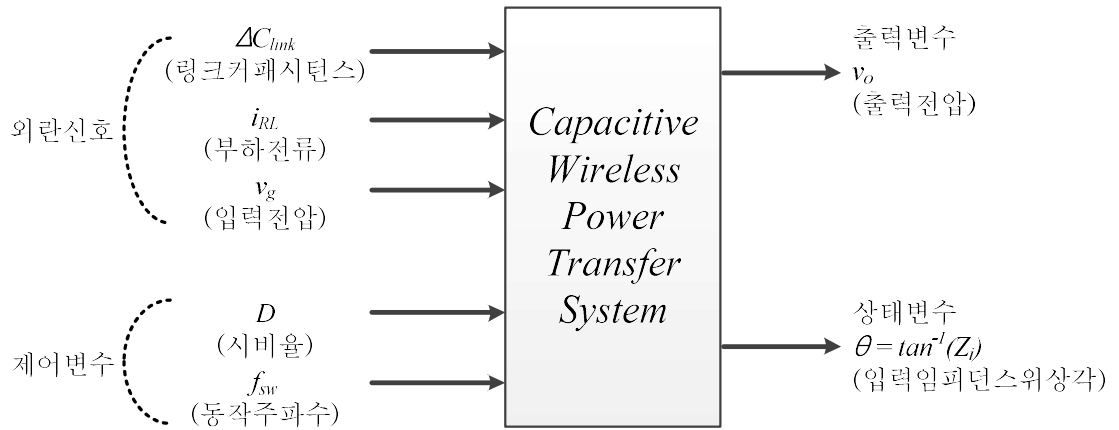


그림 1.3 대상 시스템의 입출력 신호 정의

Fig. 1.3 Block Diagram of Proposed Control System

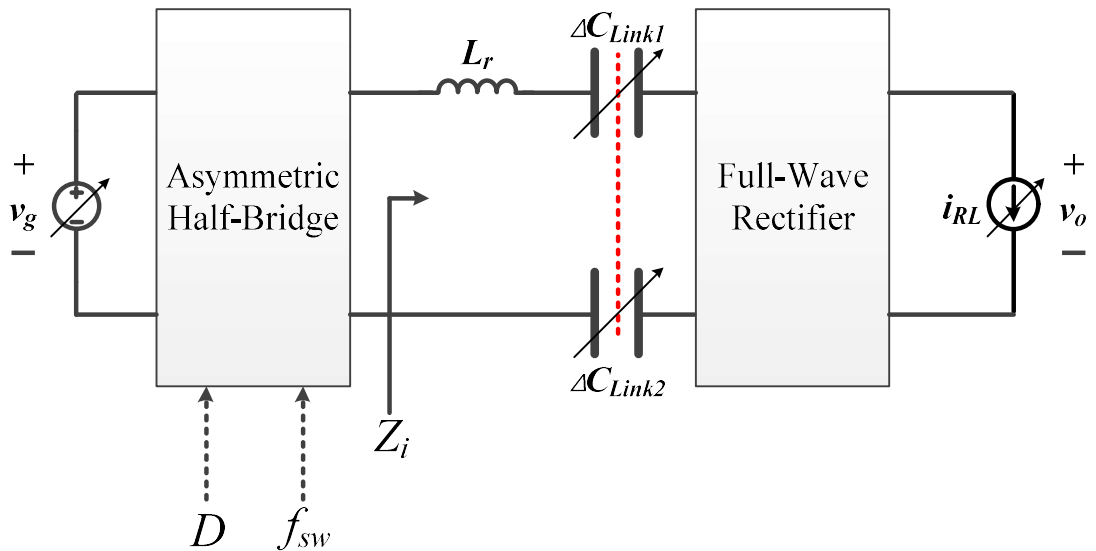


그림 1.4 대상 시스템의 하드웨어 구성

Fig. 1.4 Overview of Proposed Control System

1.2 전계결합 무선전력전송

전계결합 무선전력전송에 적합한 제어 방법을 설명하기 위해 전계결합 형태의 구조 및 동작원리를 살펴본다. 그리고 특성으로 인해 발생하는 문제점을 통해 제어의 특징에 대해 설명한다.

1.2.1 전계결합 무선전력전송 구조 및 원리

전계결합 무선전력전송은 그림 1.2 와 같이 마주보는 금속 전극 두 쌍을 이용한다. 식 (1.1)에 의해 마주보는 절연된 전극 한 쌍은 링크 커패시터 ($C_{link1,2}$)를 각각 형성하고 두 쌍을 이용해 폐회로를 이룬다. 그리고 링크 커패시터를 통해 교류 전력을 무선 전력전송 가능하게 한다. 식 (1.1) 정전용량 식의 ϵ_0 은 진공의 유전율, ϵ_r 은 전극 사이 부도체의 유전상수, A 는 전극의 넓이 그리고 d 는 전극판 사이의 거리이다.

$$C_{link1,2} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} \quad (1.1)$$

하지만 보상 회로 없이 링크커패시터로 전력을 전송할 경우 수신부를 저항으로 가정한다면 전력변환장치의 역률이 매우 낮기 때문에 추가 인덕터 및 커패시터를 이용해 임피던스 매칭 회로를 구성해야 한다. 임피던스 매칭 회로는 LLC 보상 구조 [9], 양방향 LC 보상 구조 [10] 그리고 CLC 보상 구조 [11] 등이 연구되었다. 각 방법의 장단이 있지만 본 논문에서는 가장 기본적인 형태인 직렬 공진회로 경우로 제어 방법을 설명한다.

그림 1.3 는 직렬 공진형 무선전력전송의 구조이다. 그림의 TX1,2 는 송신부 (Transmitter)의 두 전극이며 RX1,2 는 수신부 (Receiver)의 두 전극이다. 직렬로 연결된 인덕터 L_r 을 통해 공진 회로를 구성하고 해당하는 공진주파수로 동작했을 때 무효전력 없이 전력을 전달한다. 즉 링크 커패시터들($C_{link1,2}$)과 직렬보상 인덕터 (L_r)의 리액턴스가 상쇄되고 등가부하저항 (R_L)만 보이게 된다. 그리고 송신부가 전압원이라면 부하저

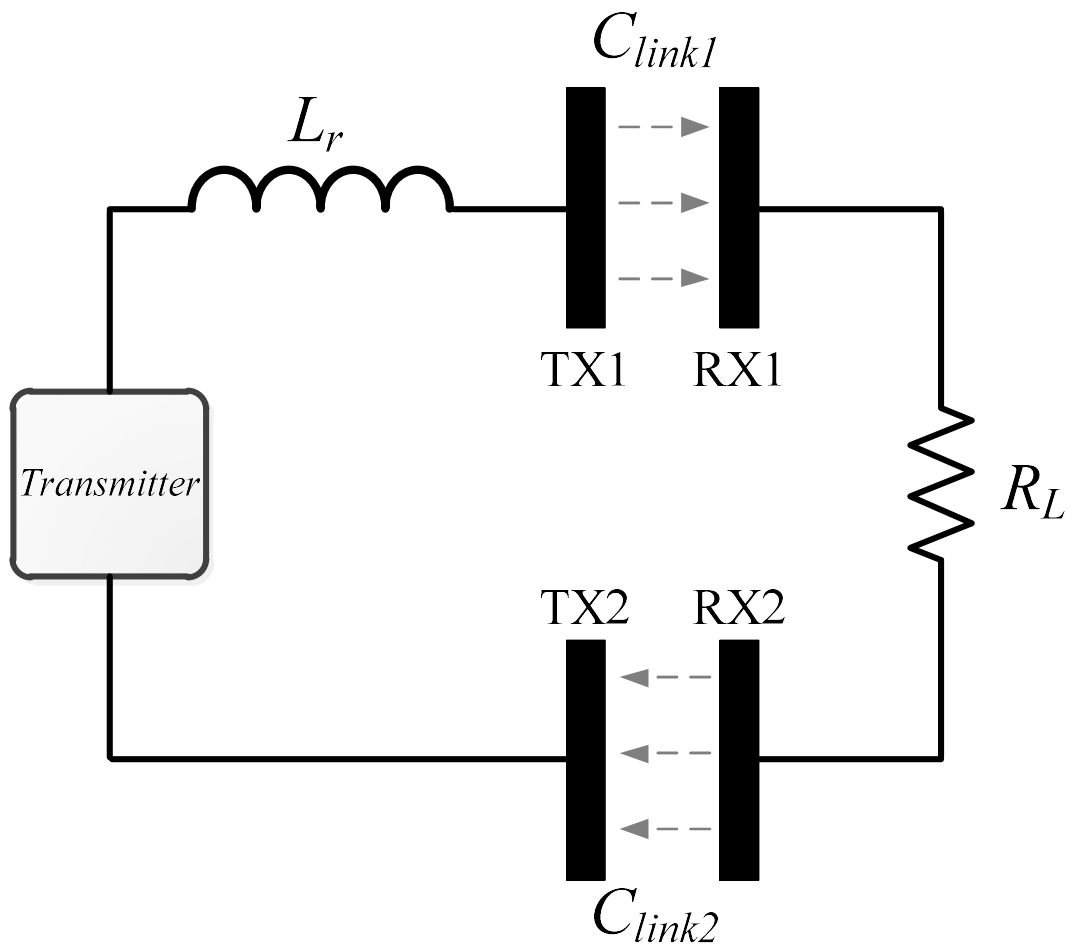


그림 1.5 직렬 공진형 무선전력전송 구조

Fig. 1.5 Structure of series resonant capacitive power transfer

항의 출력 전압은 입력 전압과 같다. 이와 같은 공진 보상은 출력 전력이 높아질수록 필수적인 구조이다.

1.2.2 전계결합 무선전력전송 제어 요구사항

첫 번째로 근거리장 무선전력전송 장치는 송신부와 수신부가 분리되어 있기 때문에 송신부 전력변환기는 수신부의 정보를 직접 읽을 수 없다. 다시 말해서 출력 정전압 제어의 경우라면 출력 전압을 읽을 수 없으므로 송신부의 정보들을 통해 출력전압 추정이 필요하다.

두 번째로 무선전력전송 전력변환장치의 입력전압 변동이 넓은 경우가 실제 응용에서 쉽게 발생하기 때문에 이를 대비해야 한다. 전력변환장치의 입력이 유니버설 입력 전압인 90 ~240 [V_{rms}]를 만족해야 하거나 배터리를 통해 전력을 공급 받는 경우, 그리고 최근 전력 효율 향상을 위해 많이 사용되는 50V나 28V 출력의 비조절형 전원버스 (Unregulated bus converter)가 입력이 되는 경우가 있다. 그러므로 입력전압 변동에도 출력 전압을 유지하도록 제어하는 것이 필요하다.

세 번째로 근거리장 무선전력전송 장치의 문제점 중 하나는 수신부를 항상 송신부의 약속된 위치에 둘 수 없다는 것이다. 특히 전계결합 무선전력전송 시스템은 송신부와 수신부의 정렬 오차가 발생할 때 링크 커패시터, C_{link} 의 커패시턴스가 감소하는데 이는 시스템의 공진주파수를 높이게 된다. 그러므로 실제 응용에서 바뀌는 공진주파수를 추적하는 제어를 하지 않으면 시스템의 역률과 전력 변환 효율이 감소한다.

따라서 전계결합 무선전력전송은 위의 설명처럼 전원 공급기로서 필요한 출력전압 제어뿐만 아니라 효율적인 전력 전송을 위한 주파수 제어가 함께 고려되어야 한다. 본 논문에서는 무선전력전송의 공진형에 적합한 비대칭 하프-브리지 컨버터를 적용해서 추정된 출력 전압과 공진주파수 구동을 동시에 유지하는 제어 방법을 제안한다.

1.3 연구 목표 및 구성

본 논문의 목표는 직렬보상 공진형 전계결합 무선전력전송 시스템 송·수신부의 비정렬 상황에 주파수를 추종하기 위한 주파수변조 제어와 시스템의 출력 전력 제어를 위한 펄스폭변조 제어를 이중 모드 제어기로 설계하고 검증 하는 것이다.

본 논문의 구성 내용은 다음과 같다.

2 장에서는 기존 공진형 무선전력전송에서 연구된 전력변환기들의 제어 동작 원리에 대해 분석 후 각 방법의 장·단점을 비교한다. 3 장에서는 제안하는 비대칭 하프-브리지 전력변환기의 동작과 제어 원리를 분석하고 기존 방법과 비교해서 연구의 기여도를 확보한다. 그리고 직렬 공진형 무선전력전송에 대해 소신호 모델링을 통해 제어기 설계 방법을 도출한다. 4 장에서는 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 통해 제어 방법을 검증하고 5 장에서 논문의 결론을 맺는다.

2. 기존 전계결합 무선전력전송 제어 연구

2 장에서는 전계결합 무선전력전송에 사용된 제어 기법 관련 선행 연구들에 대하여 살펴보고, 무선전력전송 전력변환기 기능에서 중요한 요소들인 영전압 스위칭 (ZVS, Zero Voltage Switching), 출력전압 제어와 비정렬 제어에 관한 특징들을 기술한다. 그리고 각 방법에 대한 장단점을 설명한다. 먼저 대표적인 기존 제어기법인 풀-브리지 인버터를 사용한 방법 [1], 수신부와 통신을 통해 출력 전압을 제어하는 방법 [12] 그리고 출력 전압을 제어하기 위한 수신부 정류기 스위칭 방법 [13] 들을 각각 설명한다. 그리고 제안하는 제어 방법의 필요성을 확인한다.

2.1 기존 연구 분석

그림 2.1은 풀-브리지 인버터로서 공진 에너지링크와 수신부 전파정류기로 구성된 전계결합 무선전력전송의 기본적인 형태이다. 풀-브리지 인버터는 DC 입력 전압을 AC 전압으로 변환 후 링크 커패시터 ($C_{link1,2}$)를 통해 전력을 전달하게 된다. 전력 전달성과 전력 효율을 높이기 위해 링크 커패시터는 공진회로를 구성하는데 가장 간단한 형태인 직렬 인덕터 (L_r)를 통해서 공진한다. 수신부로 전달 된 전력은 정류기를 통해 DC 전압으로 재 변환되며 등가부하저항 (R_L)으로 표현된 부하로 전력을 공급한다.

풀-브리지를 이용한 전계결합 무선전력전송의 선행 연구 [1] 는 그림 2.2와 같다. 해당 방법은 영전압 스위칭을 만족하기 위한 수동 소자가 없다. 그러므로 에너지링크의 공진 인덕터를 영전압 스위칭에 이용하기 위해 동작주파수를 공진주파수보다 높게 동작시킨다. 영전압 스위칭을 만족하는 동작 주파수는 수신부 정보 (출력 전력과 전압 이득) 를 포함한다. 하지만 무선전력전송은 수신부 전력단의 정보를 읽을 수 없으므로 송신부의 전류를 통해 송신부의 입력 전압을 조절해서 영전압 스위칭이 가능하도록 제어한다. 그리고 출력전압 제어를 위해 수신부의 전압 제어 컨버터를 필수로 한다. 즉 추가적인 전력변환장치를 수신부 측에 부착해야 한다. 마지막으로 링크 커패시터의 변화량에 대응하기 위해 위상고정루프 (PLL, Phase-locked Loop) 기능을 포함한다.

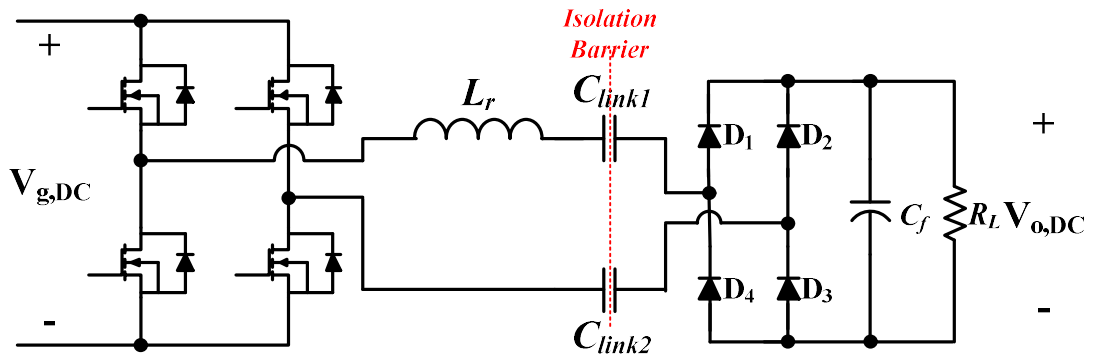


그림 2.1 전계결합 무선전력전송 기본 구조

Fig. 2.1 Basic structure of capacitive power transfer system

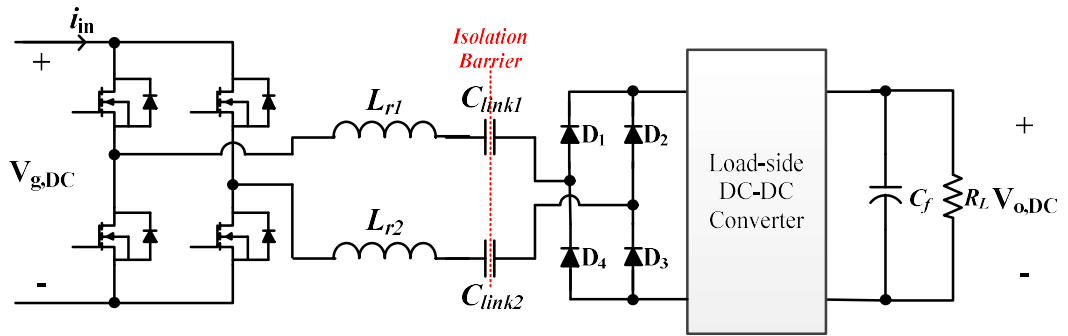


그림 2.2 부하측 컨버터가 있는 구조 [1]

Fig. 2.2 Load-side converter of capacitive power transfer system [1]

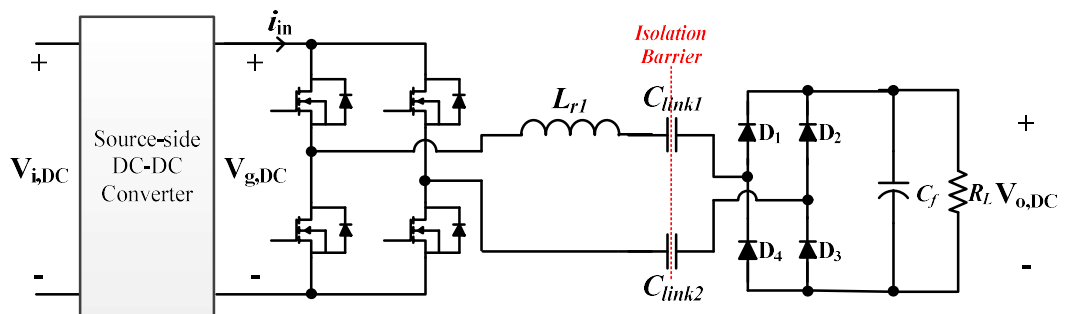


그림 2.3 소스측 컨버터가 있는 구조

Fig. 2.3 Source-side converter of capacitive power transfer system

먼저 풀-브리지 인버터를 통한 무선전력전송 방법은 영전압 스위칭을 구현하기 위해 부하 정보에 의존적인 주파수로 동작하게 된다. 무선전력전송에서 부하에 따라 영전압 스위칭 조건이 바뀌는 것은 시스템 제어를 복잡하게 할 수 있으며 그림 2.2 와 같은 경우에는 송신부측의 전류 (i_{in})를 측정함으로써 부하 정보를 읽는 것을 대신하였다. 그리고 부하 전력이 낮은 경우 주파수 이동만으로는 영전압 스위칭에 필요한 공진 전류를 확보하기 힘들기 때문에 확 MPWM (Multi-period pulse-width modulation) 방법을 통해 송신부 인버터 시비율 (Duty) 를 줄이는 방법을 통해 경부하에서도 영전압 스위칭을 한다. 그리고 해당 방법의 무선전력전송의 특징에 의해 출력 전압을 읽을 수 없으므로 수신부 측에 별도의 컨버터를 통해 출력 전압을 일정하게 유지한다. 즉 출력전압 제어를 위해 또 다른 전력변환기를 추가해야하므로 이는 시스템 구성 비용과 효율 방면에서 단점이 될 수 있다. 부하측 전력변환기를 사용하지 않는다면 그림 2.3 과 같이 소스측 컨버터가 필요하다. 하지만 이 경우 부하 정보를 읽는 무선통신 기능이 구현되어야 한다. 그리고 무선통신모듈을 위한 부가회로가 추가 되므로 단점이 된다.

또 다른 선행연구인 [12] 는 그림 (2.4)로 표현되며 직렬 공진 에너지 링크에 두 개의 변압기를 추가한 형태의 하프-브리지 인버터 구조에서 출력 전압을 일정하게 제어하기 위한 연구이다. 직렬 공진형 에너지 링크 구조의 전체결합 무선전력전송은 전압 이득 함수가 그림 2.5 와 같이 동작 주파수와 공진 양호도 (Q) 의 함수이다. 그림 2.5 의 ω_s 와 ω_0 는 각각 동작 주파수와 직렬 공진 에너지 링크의 공진주파수이고 주파수 비율이 1에서 전압 이득이 0.5인 이유는 해당 시스템의 변압기 때문이다. 변압기 없이 직렬 공진 에너지 링크만 존재하는 경우 항상 전압 이득은 1 이 된다. 일반적으로 브리지 인버터가 적용될 경우 영전압 스위칭 구동을 위해 동작 주파수는 공진주파수보다 크게 설정 된다. 그러므로 시스템의 링크 커패시터가 일정하고 (송신부와 수신부의 비정렬이 발생하지 않을 때) 동작 주파수가 일정하다면 공진 양호도는 등가부하저항의 함수이다. 출력 전압은 등가부하저항에 의존적이므로 해당 방법은 출력 전압을 감지해서 시스템을 제어한다. 하지만 무선전력전송의 특징에 의해 송신부는 분리된 수신부의 출력 전압을 직접 읽을 수 없으므로 송신부와 수신부가 별도로 통신하는 방법을 통해

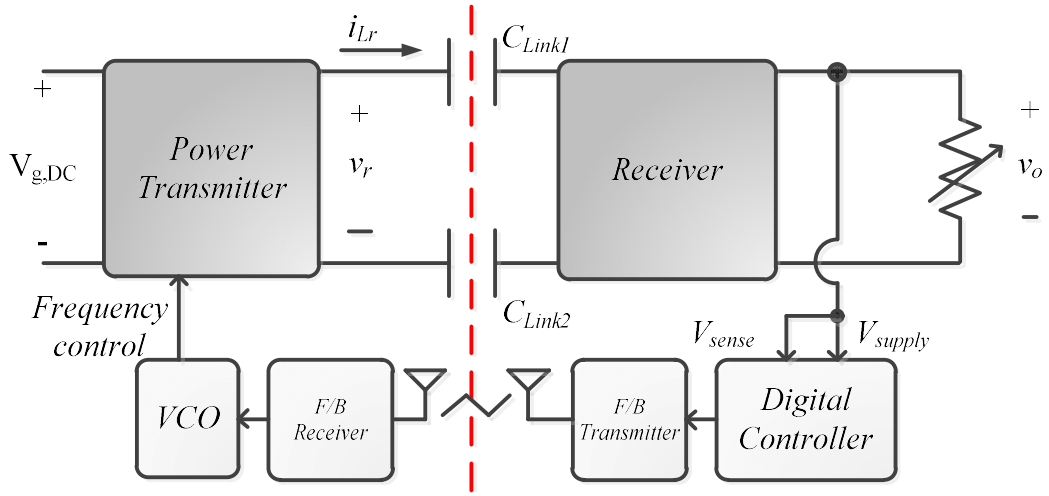


그림 2.4 문헌 [12] 전계결합 무선전력전송 전력변환기 구조
 Fig. 2.4 Converter structure of capacitive power transfer system in [12]

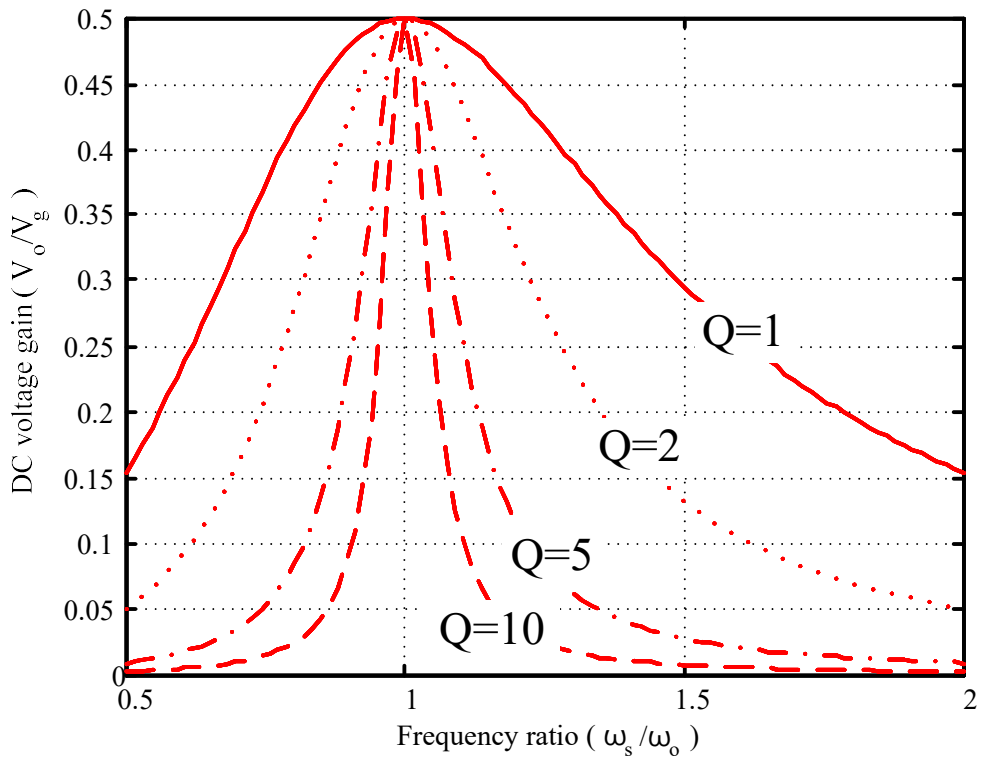


그림 2.5 부하 저항과 동작 주파수 변화에 따른 전압이득 변화
 Fig. 2.5 Variation of voltage gain due to load resistance and operating frequency

출력 전압을 제어한다. 송신부는 감지된 출력전압 정보를 수신하고 이를 통해 송신부 인버터는 주파수 제어를 함으로서 출력전압 제어가 가능하게 된다.

통신을 통해 출력 전압을 직접 감지해서 제어를 하는 것은 수신부의 추가적인 전력 변환장치 없이 출력전압 제어를 정밀하게 하는 것이 가능하다는 장점이 있으며 전류 정보도 감지한다면 송신부에서 전류를 측정하는 것보다 더욱 정밀한 영전압 스위칭이 가능하다. 하지만 전계결합 무선전력전송의 특성상 송신부와 수신부 사이의 비정렬이 발생할 때 시스템의 공진주파수가 증가하기 때문에 이를 추적한다면 전압이득과 비정렬 모두를 주파수 제어 하게 되고 이는 시스템을 복잡하게 만들며 구동 주파수 범위가 너무 넓어져 필터 설계에 불리한 점을 갖게 된다.

연구 [13] 은 별도의 부하측 컨버터 대신 그림 2.1 의 다이오드 D_1 과 D_2 를 스위칭 소자로 바꾼 능동형 정류기를 통해 전력을 제어한다. 본 방법은 송신부의 전류 주입 (Injection) 통해 별도의 송신부 스위치 제어 없이 영전압 스위칭을 가능하게 한다. 그리고 수신부의 능동 정류기를 통해 출력 전압을 제어한다.

해당 방법은 수신부 두 개의 다이오드 소자만을 스위칭 소자로 교체해서 제어기를 통해 출력 전압을 제어하므로 구조가 간단하고 줄어든 전력 소자로 효율도 높다. 그리고 부하 변동에 관계없이 영전압 스위칭이 가능한 것이 장점이다. 하지만 출력 전력이 높은 경우에는 사용이 어렵고 수신부 제어기와 능동 정류기 스위치를 구동하기 위한 추가회로가 단점이 된다. 왜냐하면 전력전송을 시작할 때 수신부에는 능동 정류기 스위치를 동작시킬 제어기의 전력이 없기 때문이다. 그리고 수신부 비대칭이 발생했을 때 주파수 제어 없이는 대응이 불가능하다.

2.2 기존 방법 정리 및 제안 방법의 필요성

앞서 제시한 선행 연구들과 제안하는 방법의 특징을 정리하면 다음 표 2.1 과 같다. 제안 방법은 3 장에서 자세히 기술되며 본 장에서는 선행연구와 차이점을 보이기 위해 특징만 간략하게 설명한다. 전계결합 무선전력전송 및 전력변환장치로서 중요한 항목을 다섯 가지로 나누면 영전압 스위칭 조건, 송신부와 수신부 사이의 비정렬에 대응, 출력전압 제어, 수신부의 추가적인 컨버터 및 회로 존재 유무 그리고 공진주파수에서 구동 유무이다. 영전압 스위칭 조건은 전력변환장치의 효율 향상을 위해서 필수적인 평가 조건이며 비정렬에 대응 가능한 것은 전계결합 무선전력전송의 경우에 주파수 제어가 필요하기 때문에 마찬가지로 중요한 항목이다. 출력전압 제어가 가능하단 것은 전력공급기로서 필요한 부분이며 수신부 추가적인 컨버터가 존재한다는 것은 시스템 구성을 복잡하게 하고 효율을 감소시킬 수 있으므로 단점이 될 수 있다. 마지막으로 영전압 스위칭이 가능하면서 공진주파수에서 구동이 가능한지의 여부는 공진 에너지 링크의 역할이 높아 전력전달성이 크단 의미이므로 장점이 될 수 있다.

표의 첫 번째 항목 영전압 스위칭 조건에 대해서 문헌 [1] [12] 의 방법은 공진주파수보다 고주파로 구동함으로써 영전압 스위칭 조건을 만족하며 이를 위해 추가적인 전류 센서와 제어 알고리즘이 필요하다. 문헌 [13] 연구와 제안하는 방법은 추가적인 수동소자를 통해 영전압 스위칭 조건을 만족한다.

제어 요구사항의 세 번째 항목인 송수신부 사이의 비정렬에 대해서 문헌 [12]와 [13] 연구는 고려하지 않았지만 위상고정루프를 추가함으로써 비정렬에 대응이 가능하다. 하지만 문헌 [12] 의 방법은 출력 전압뿐만 아니라 비정렬도 주파수 제어로 대응하므로 제어 방법이 복잡해지고 동작 주파수 범위가 너무 넓어질 수 있다. 특히 문헌 [13] 의 경우는 위상고정루프를 추가해서 주파수 제어를 한다면 논문에서 제시한 간단한 구조에 의한 장점이 퇴색된다. [1] 의 방법 또한 송수신부 사이의 비정렬을 대비해 위상제어루프를 고려하였지만 영전압 스위칭을 만족하는 위상차이와 비정렬을 동시에 고려해서 주파수 제어를 해야하므로 제어 방법이 효과적이지 않다. 반면 제안하는 방

표 2.1 선행 연구 및 제안 방법 특징

Table. 2.1 characteristic of conventional and proposed method

	[1]	[12]	[13]	제안 방법
영전압 스위칭 여부	$\Delta^{(1)}$	$\Delta^{(1)}$	O	O
송수신부 비정렬 대응	O (PFM)	$\Delta^{(2)}$ (PFM)	$\Delta^{(3)}$ (PFM)	O (PFM)
출력전압 제어	O (PFM)	O (PFM)	O (PFM)	O (PWM)
추가적인 컨버터 존재 유무	O (PWM)	X	X	X
무선 통신 모듈 및 부가회로 존재 유무	$\Delta^{(4)}$	X	$\Delta^{(5)}$	X
공진주파수 구동에도 영전압 스위칭 가능 여부	X	X	O	O

(1) : 영전압 스위칭 동작을 위해 추가적인 전류 센서와 제어 알고리즘이 필요함.

(2) : 주파수 변조를 통해 송수신부 비정렬과 출력 전압을 모두 제어함. (동작주파수 범위를 너무 넓게 만들 수 있음)

(3) : 위상고정루프가 추가되면 비정렬 대응이 가능하지만, 논문의 장점이 퇴색됨.

(4) : 수신부 부하 정보를 추측하기 위해 입력 전류 센서가 필요함.

(5) : 수신부의 능동 스위칭을 위한 부가회로가 필요함.

법은 영전압 스위칭을 위한 커패시터와 인덕터가 추가되지만 공진주파수에서도 영전압 스위칭이 가능하고 이는 동작 주파수의 함수가 공진 에너지 링크의 공진주파수로만 결정되므로 송수신부의 비정렬 추적 제어를 쉽게 한다.

제어 요구사항의 두 번째인 출력 전압제어에 대해서는 선행연구들과 제안하는 방법 모두 출력전압 제어가 가능하지만 수신부에 추가 전력변환장치를 요구 [1], [13] 하거나 무선 통신 모듈 [12]을 필요로 한다. 제안하는 방법은 송신부에서 피드포워드 제어를 통해 출력 전압을 제어하기 때문에 수신부 전력변환장치 없이 출력전압 제어가 가능하다.

정리하면 제안하는 방법은 브리지 인버터를 활용하는 방법들에 비해 영전압 스위칭 조건을 달성하기 쉽다. 그리고 영전압 스위칭을 하는 구동 주파수가 공진 에너지 링크의 공진주파수와 같기 때문에 동작 주파수를 결정하는 외란 성분은 송수신부 사이의 비정렬 뿐이므로 제어 구조가 간단하다. 출력전압 제어도 수신부의 추가 전력변환장치 없이도 송신부 인버터 단의 시비율 제어로만 가능하다. 그러므로 본 논문의 기여도는 선행 연구들에 비해 전계결합 무선전력전송에 유리한 토폴로지 구조를 적용하고 이를 이중 제어하는 방법에 있음을 확인할 수 있다.

3. 제안 컨버터 동작 원리 및 제어 구조

3 장에서는 전계결합 무선전력전송에 적합한 컨버터를 적용하고 이것의 동작 원리 및 제어 구조를 살펴본다. 3.1 절에서 이중 모드 제어에 적합한 비대칭 하프-브리지 컨버터에 대한 동작을 살펴보고 3.2 절에서는 비대칭 하프-브리지 컨버터에 이중 모드 제어 구조를 설명한다. 3.3 절에서는 제어기 설계를 위해 비대칭 하프-브리지 컨버터를 이용한 전계결합 무선전력전송의 소신호 모델링을 하고 3.4 절에서는 이를 이용해 설계된 제어기를 설명한다.

3.1 비대칭 하프-브리지 컨버터의 동작 원리

그림 3.1은 직렬보상 회로와 전파 정류기를 사용한 비대칭 하프-브리지 컨버터이다. 제안 논문에서는 범용성을 벽-부스트 능동형클램프회로를 기반으로 한 인버터 회로를 구성하였다. 문헌 [14] [15] 는 능동형클램프 회로에 대한 연구이다. 회로의 클램핑 커패시터 (C_r)은 스위치 S_1 이 켜졌을 때 입력 전압과 반대의 전압을 유지해서 교류 전압을 만드는 역할을 한다. L_p 는 영전압 스위칭을 가능하게 하는 병렬 인덕터이다. C_r 과 L_p 를 통해 스위치 S_2 가 켜질 때 회로는 벽-부스트 회로와 유사한 동작을 하게 된다.

비대칭 하프-브리지 컨버터의 정상상태 동작 분석을 한다. 그림 3.2는 컨버터의 정상상태 파형이고 동작 주파수는 f_s (주기 T_s) 와 같다. 스위치 S_1 과 S_2 는 상보적인 관계로 도통한다. 스위치 S_1 이 시비율 D 로 도통하면 한 주기 DT_s 동안의 인버터 출력 전압, v_{pri} 은 V_g 이다. 후에 설명할 영전압 스위칭을 위한 데드타임은 충분히 작다고 가정할 때 스위치 S_2 가 주기의 나머지인 $D'=(1-D)$ 로 도통하면 한 주기의 $D'T_s$ 동안 v_{pri} 전압은 클램핑 커패시터 (C_r)의 전압인 V_{cr} 과 같고, L_p 와 C_r 이 구성하는 벽-부스트 컨버터의 해석에 의해 식 (3.1)과 같다.

$$V_{cr} = \frac{D}{1-D} V_g \quad (3.1)$$

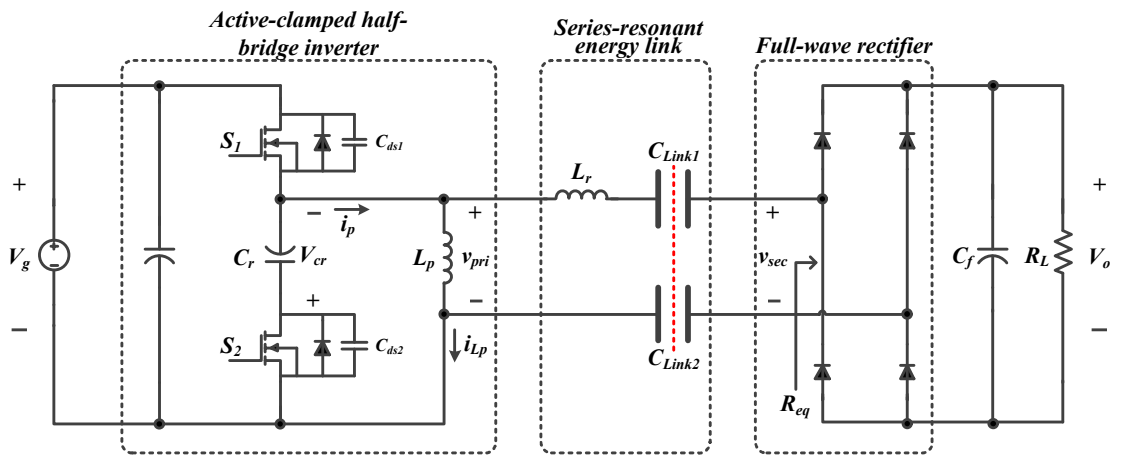


그림 3.1 능동클램프형 비대칭 하프-브리지 컨버터를 이용한 전계결합 무선전력전송 회로

Fig. 3.1 Active-clamped asymmetric half-bridge converter for capacitive power transfer system

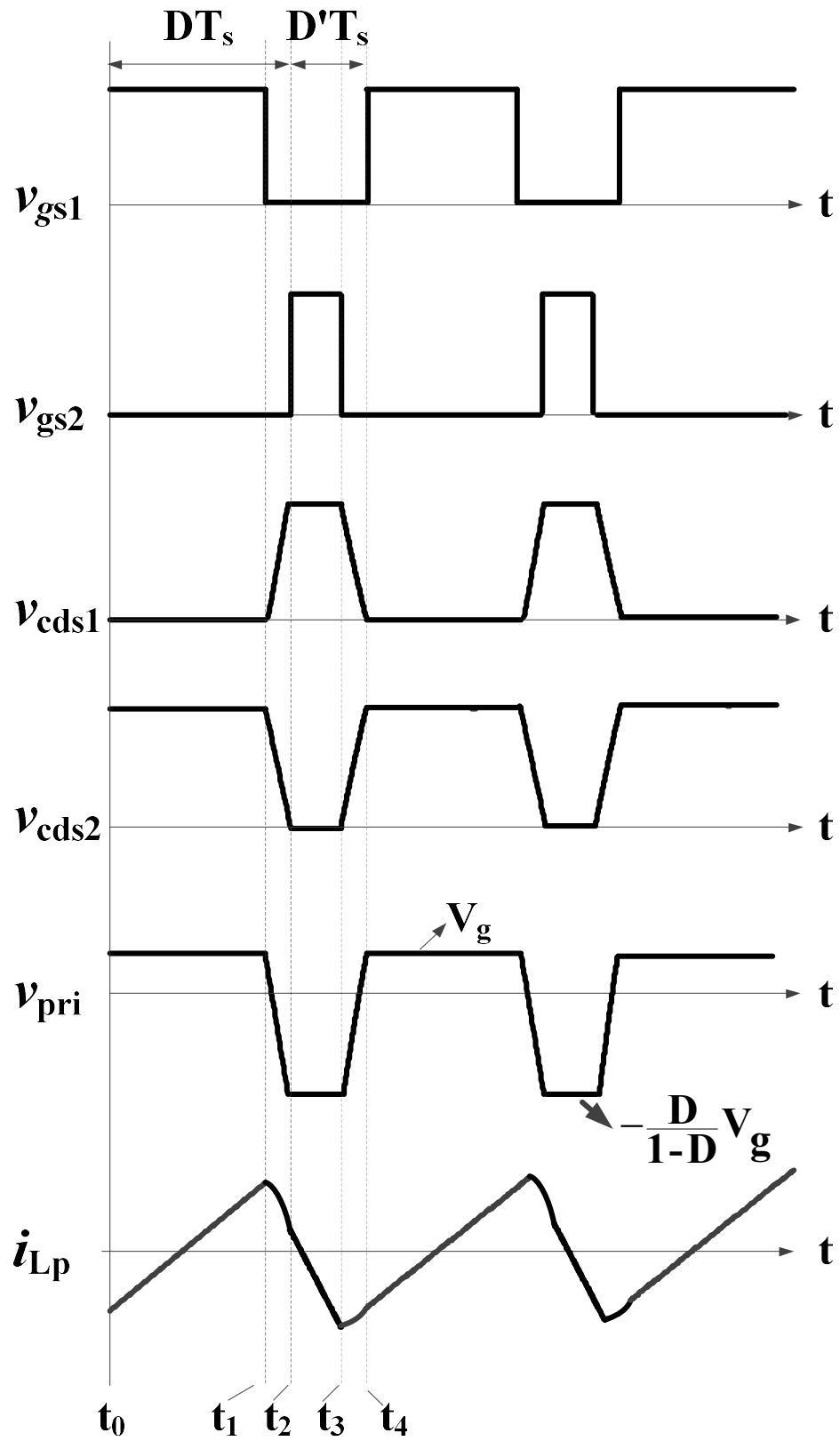


그림 3.2 비대칭 하프-브리지 컨버터의 정상 상태 파형 (D=0.7)

Fig. 3.2 Steady-state waveform of asymmetric half-bridge converter (D=0.7)

인버터 출력전압 v_{pri} 을 통해 그림 3.1의 직렬 공진 에너지링크와 전파 정류기를 거친 출력전압 V_o 를 정한다. 직렬 공진 에너지링크 공진양호도 (Quality factor)가 충분히 크다고 가정 한다면 인버터 출력전압 v_{pri} 의 구형파의 기본파 성분을 제외한 고조파는 모두 무시할 수 있다. 구형파의 푸리에 급수 해석을 통해 기본파의 크기를 계산하고 전파 정류 효과에 의한 출력전압 계산을 반영하면 식 (3.2)와 같다.

$$V_o = \frac{\sin(\pi D)}{2(1-D)} V_g \quad (3.2)$$

다음 장의 영전압 스위칭 조건에서도 설명하듯이, 병렬 인덕터 L_p 에 흐르는 전류 (i_{Lp}) 의해 에너지링크의 공진주파수와 같은 주파수로 구동해도 영전압 스위칭 조건이 성립한다. 그러므로 동작주파수는 에너지링크의 공진주파수와 같게 구동하며 이는 식 (3.3)과 같다.

$$f_{sw} = f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_{link1} \parallel C_{link2})}} \quad (3.3)$$

전력변환 장치의 고효율을 위한 영전압 스위칭 조건은 [16]의 해석에 의해 다음 식 (3.4)와 같다. 식의 T_{dead} 는 스위치 S_1 가 켜지고 (꺼지고) S_2 가 꺼지는 (켜지는) 사이의 시간인 데드타임이며 C_{ds1} 과 C_{ds2} 는 스위치 S_1 과 S_2 의 출력 기생 커패시턴스이다.

$$L_p \leq \frac{D(1-D)T_{dead}}{4f_{sw}(C_{ds1} + C_{ds2})} \quad (3.4)$$

클램핑 커패시터 (C_r)의 커패시턴스 값은 다음과 같이 벽-부스트 부분의 공진주파수 조건에 의해 선정된다. 공진하는 클램핑 커패시턴스 (C_r)은 충분히 커야 V_{cr} 에서 생기는 리플 (ripple)을 무시 할 수 있다. V_{cr} 의 전압 리플식은 다음 (3.5)와 같다.

$$\Delta V_{cr} = \frac{D(1-D)V_g}{8L_p C_r f_{sw}^2} \quad (3.5)$$

만일 직렬공진회로의 공진양호도 (Q)가 1 이상이라면 직렬공진 에너지링크에 가해지는 전압은 기본파만 통과 한다. 정상상태에서 해당하는 기본파 전압과 전류의 위상 차이는 직렬 공진회로 정상상태 해석에 의해서 다음 식 (3.6) 와 같다. ω 는 시스템의 동작 각주파수이며 C_{link} 는 직렬로 연결된 $C_{link1,2}$ 를 등가 계산한 것이다. R_{sec} 는 직렬 공진 회로에서 바라본 등가 저항이며 이는 등가부하저항, R_L 에 전과정류 효과를 반영한 값이다.

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{1 - \omega^2 L_r C_{link}}{\omega R_{sec} C_{link}} \right) - \frac{\pi}{2} \quad (3.6)$$

3.2 제안 이중 모드 제어 기법

전계결합 무선전력전송의 실제 사용 환경에서 수신부는 송신부와 비정렬이 발생하므로 에너지링크의 공진주파수가 높아지고 입력 전압이 변동할 경우 출력 전압이 변한다. 그리고 직렬 공진 컨버터의 특성에 의해 동작 주파수가 공진주파수를 추적하지 못하면 정해진 출력 전압을 유지할 수 없다. 그러므로 비정렬에 의해 공진주파수가 변하고 입력 전압이 변동하는 상황에서도 전력 전달성과 출력 정전압을 유지하기 위해 각각 주파수와 시비율 제어가 필요하다. 해당 목차에서는 입력 전압과 비정렬의 변동에 대처하기 위한 제안 이중 모드 제어 구조를 설명하고 제어 시스템 모델링과 제어기 설계 방법을 정리한다.

3.2.1 피드포워드를 이용한 시비율 제어기

3.2.1.1 시비율 제어 시스템 구조

출력 정전압 유지를 위한 시비율 제어 구조는 그림 3.3과 같다. 무선전력전송은 전력을 제어하는 송신부는 수신부의 출력 전압을 직접 측정할 수 없다. 그러므로 송신부의 정보인 입력 전압을 통해서 출력전압추정기 (V_o Estimator) 를 구성하고 이를 통해 피드포워드 (Feed forward) 제어를 구성한다. 출력전압추정기의 출력은 $v_{o,e}$ 와 같고 $V_{o,ref}$ 는 출력전압 지령치이다. 출력 전압은 식 (3.2) 를 통해 추정한다. 추정된 전압을 통해 PI 제어기를 구성하고 제어 루프의 안정도를 결정한다. 제어된 시비율, D 는 제어된 주파수와 함께 PWM 구동기의 입력으로 작동한다. PWM 구동기는 영전압 스위칭을 위한 식 (3.4)를 만족하는 데드타임 함수를 포함한다. 최종적으로 PWM 구동기에서 출력된 스위치 구동 신호인 v_{gs1} 과 v_{gs2} 를 통해 스위치 S_1 과 S_2 를 구동한다.

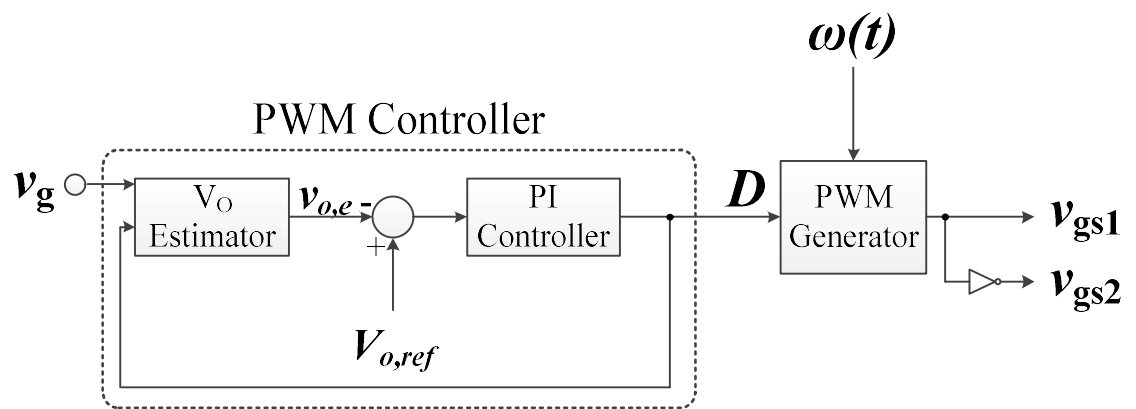


그림 3.3 피드포워드 시비율 제어기 구조

Fig. 3.3 Structure of feed-forward PWM controller

3.2.1.2 시비율 제어 시스템 모델링 및 제어기 설계 방법

제안한 시비율 제어 시스템 구조는 그림 3.4 (a) 와 같다. 전력단의 출력전압 수식 (3.2) 에 의해 소신호 모델링을 진행한다. 그림의 $H_d(s)$ 와 DM 은 각각 제어기와 시비율변조 (Duty modulation)을 의미한다. 그리고 입출력 전압 함수와 시비율과 출력전압 함수를 동작점에서 대신호와 소신호로 나누어서 전달함수를 정리한다. 입력 전압에서 출력 전압의 전달함수 (G_{vg})와 시비율 D 에서 출력 전압의 전달함수 (G_{vd})의 dc 이득부분은 다음 식 (3.7), (3.8)과 같다.

$$G_{vg} = \frac{\sin(\pi D)}{2(1-D)} \quad (3.7)$$

$$G_{vd} = \frac{\pi \cos(\pi D)(1-D) + \sin(\pi D)}{2(1-D)^2} \quad (3.8)$$

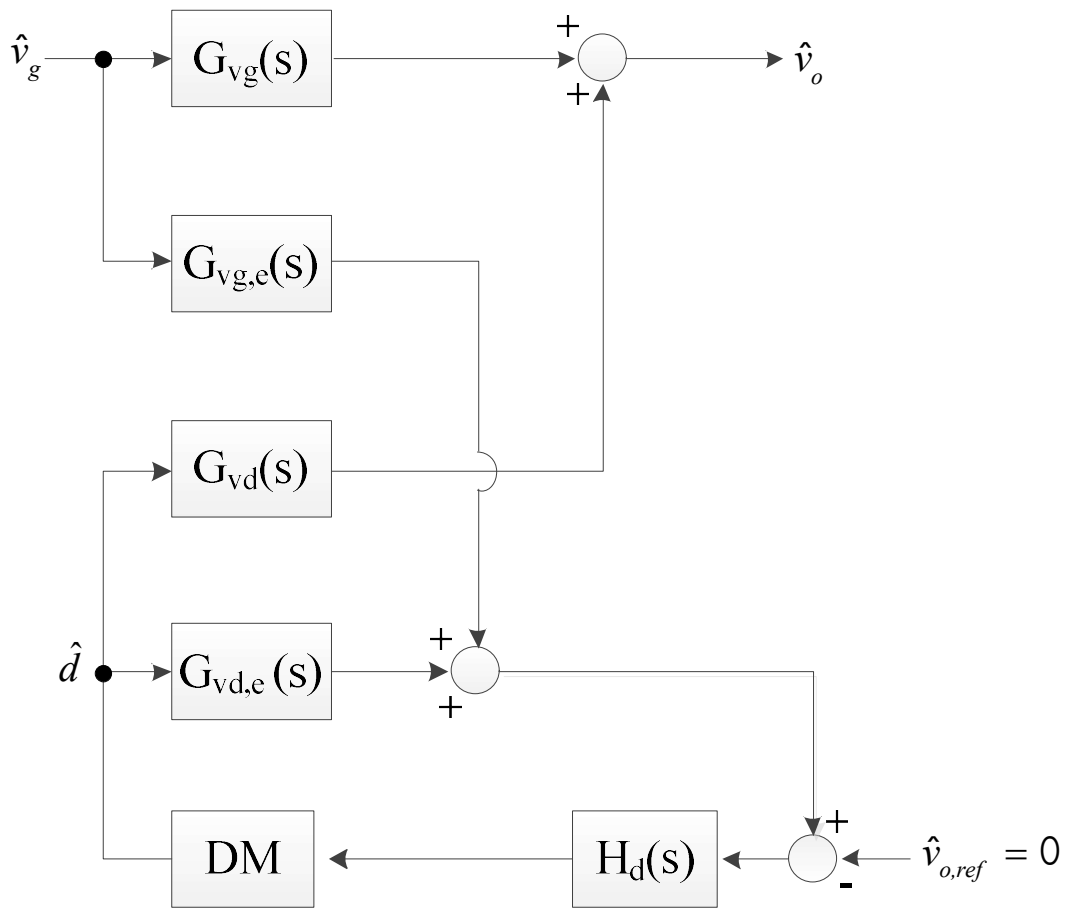
주파수 제어 시스템과 마찬가지로 실제 전달함수는 저주파통과형태와 고주파 특성을 가지고 있으며 이는 문헌 [17 - 18]에 상술되어 있다. 마찬가지로 가정대로 제어 시스템 교차주파수를 매우 낮다고 가정하고 제어 시스템을 설계한다.

입력전압 변화가 출력전압에 미치는 영향 (Audio susceptibility)을 구하기 위해 PWM 제어 소신호 블록도를 재배치하면 다음 그림 3.4 (b) 와 같고 입력전압 변화와 출력전압 변화의 전달 함수는 다음 식 (3.9) 와 같다.

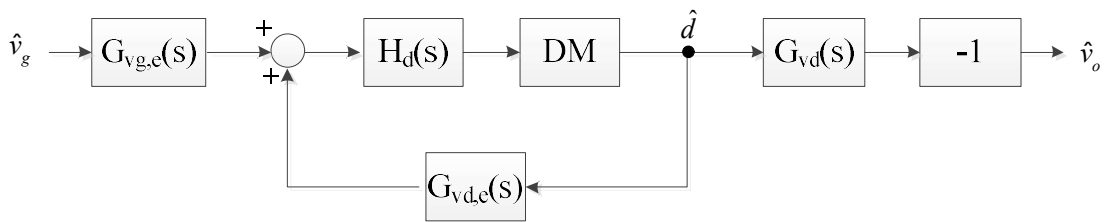
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_g} = G_{vg} - G_{vg} \frac{H_d(s) \cdot DM}{1 + H_d(s) \cdot DM \cdot G_{vd}} G_{vd} \quad (3.9)$$

식으로부터 시스템 루프 이득 T_b 를 정의하면 다음 식 (3.10) 와 같다.

$$T_b = H_d(s) \cdot DM \cdot G_{vd} \quad (3.10)$$



(a) Small signal model



(b) Reduced small signal model

그림 3.4 제안한 시비율 제어 방법의 (a) 소신호 블록도 (b) 정리된 소신호 블록도

Fig. 3.4 Small signal model for duty control

PI 제어기의 전달함수는 다음 식 (3.11) 과 같이 정의한다.

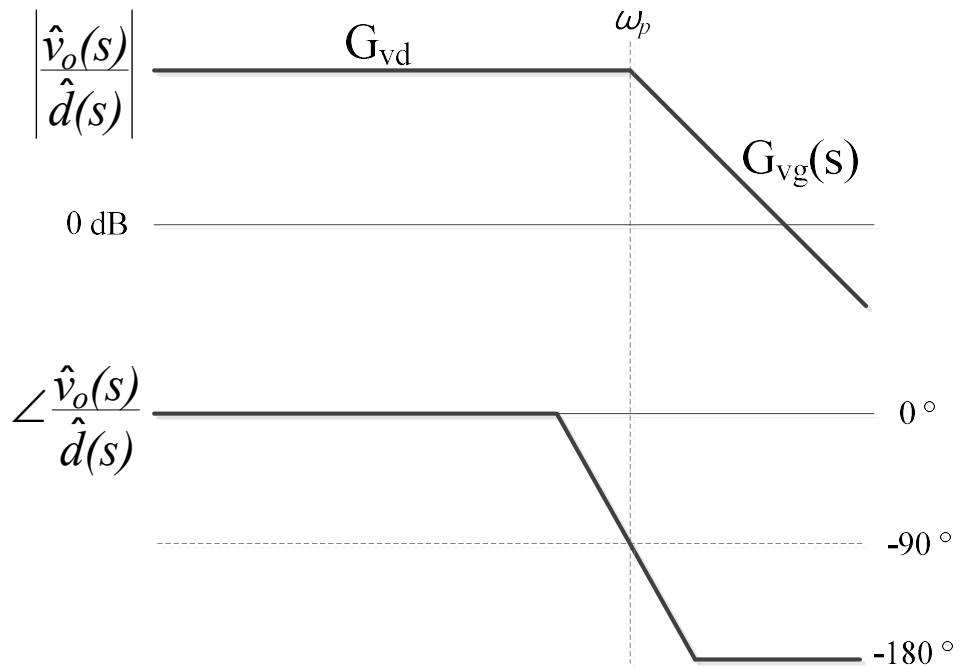
$$H_d(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_i \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZH}}}{s} \quad (3.11)$$

루프 이득의 상수를 정리해서 B로 정의하고 이를 반영해서 시스템 루프 이득을 다시 정리하면 다음 식 (3.12)와 같다.

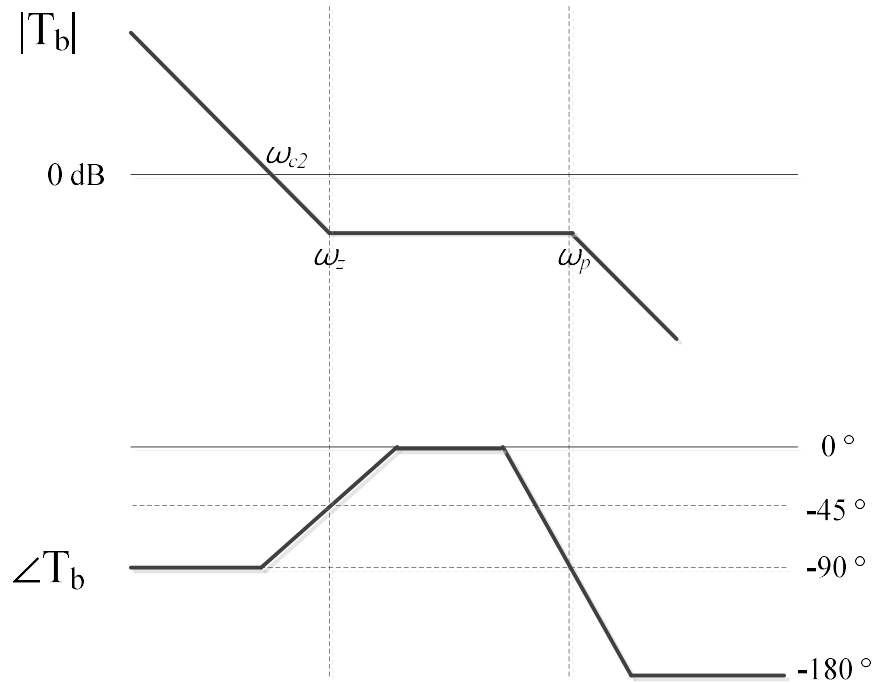
$$T_b = B \cdot k_i \frac{1 + \frac{s}{\omega_{ZH}}}{s} \quad (3.12)$$

위의 가정에 의해 입력 전압에서 출력 전압의 전달함수 G_{vg} 와 시비율에서 출력 전압의 전달함수 G_{vd} 는 모두 주파수 해석 관점에서 상수이다. 시스템 루프 이득의 안정도를 결정하기 위해 제어기를 설계한다. 루프이득의 교차주파수는 스위칭 주파수 100 kHz의 20% 이하로 설계하는 것이 바람직하고 클수록 제어 반응이 빠르므로 최대 20 kHz 가 되도록 설계한다. 설계된 주파수 제어기와 가능한 한 독립적으로 동작시키기 위해 교차주파수를 10배 이상 크게 설계한다. 그리고 위상여유 (Phase margin) 이 45도 이상을 갖도록 설계한다.

그림 3.5 은 PWM 제어기의 루프이득을 그린 것이다. 그림 3.5 (a) 는 개방루프 전달 함수이며 그림 3.5 (b) 는 PI 제어기를 포함한 루프이득이다.



(a) Transfer function



(b) Loop gain plot

그림 3.5 시비율 제어기의 전달함수 루프이득 (a) 과 보데선도 (b)

Fig. 3.5 Transfer function (a) and loop gain (b) bode plots of PWM controller

3.2.2 주파수고정루프를 이용한 주파수 제어기

비대칭 하프-브리지 컨버터의 동작 주파수는 송신부와 수신부의 비정렬이 발생할 때 에너지링크의 공진주파수가 변화하는 것을 같도록 추적 한다. 가장 기본적인 주파수 제어 기능을 가지는 위상고정루프 (PLL, Phase-Locked Loop) 를 전계결합 무선전력전송에 적용할 때 발생하는 문제점들을 살펴본다. 그리고 본 제안 방법에 적합한 SOGI-주파수고정루프 (SOGI-FLL, Second-Order Generalized Integrator Frequency Locked-Loop) 에 대해 설명한다.

3.2.2.1 기존 위상고정루프를 이용한 주파수 제어기

그림 3.6 는 주파수를 제어하기 위한 기본 위상고정루프를 전계결합 무선전력전송에 적용한 그림이다 [19] - [20]. 위상고정루프의 입력인 $i_{Lr}(t)$ 는 기준 주기 신호로서 제안하는 무선전력전송 시스템에 적용하기 위해 직렬 공진 전류로 표현하였다. 출력 $v(t)$ 는 시스템의 동작 위상 함수로 작동하는 공진 전압이다. 직렬 공진 에너지링크의 경우는 제어되는 주파수가 기준 신호와 제어되는 신호의 위상정보 모두의 변수가 되므로 직렬 공진 에너지링크에 적용하기 위해서는 일반적인 형태에서의 변형이 필요하다. [20] 가장 중요한 변형은 기존 위상고정루프 구조에서 기준 신호를 직렬 공진 회로의 전류 신호로 변환하기 위한 블록인 전력단 (Power Stage) 블록을 추가한 것이다. 그리고 디지털 위상고정루프 형태로 구현하기 위해 배타적 논리합 (XOR Gate)를 통해 위상 차이를 측정하기 때문에 $\theta_{d,ref}$ 블록이 추가 되었다.

위상고정루프 동작을 자세히 설명하면 다음과 같다. 직렬공진 전류 $i_{Lr}(t)$ 와 제어된 위상함수 (제어된 주파수와 위상 차이를 포함하는) 로 구동하는 $v(t)$, 공진 전압은 위상 검출기 (PD, Phase Detector) 블록을 통해서 위상 차이를 검지한다. 기존 형태와 마찬가지로 위상 차이를 수학적으로 나타내기 위해 공진 전류와 공진 전압을 곱하는 형태로 표현하고 k_{pd} 는 위상검출기의 이득 블록이다. 위상검출기의 출력은 θ_{diff} 로 표현되며 이 위상 차이는 루프필터 (LF, Loop Filter) 를 포함한 제어 루프를 이용해 $\theta_{d,ref}$ 와 같은 값으로 제어 된다. v_{ctrl} 제어신호는 전압제어발진기 (VCO, Voltage Controlled Oscillator)

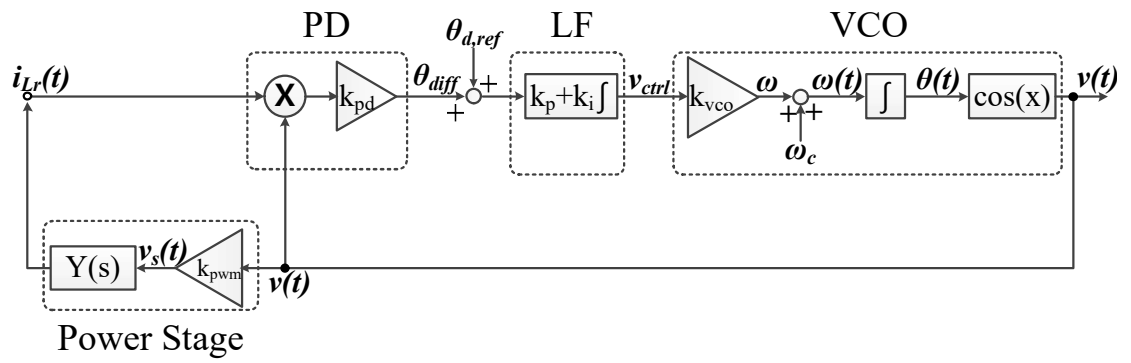


그림 3.6 전계결합 무선전력전송에 적용된 위상고정루프 구조

Fig. 3.6 PLL structure for capacitive power transfer system

의 입력이 되고 이는 제어된 주파수인 $v(t)$ 신호를 출력한다. 전압제어발진기는 v_{ctrl} 제어신호에 비례하는 주파수를 만드는 전압제어발진기 이득블록 (k_{vco})을 포함한다. ω_c 는 중심각주파수로 전압제어발진기를 일정 범위 안에서 동작하게 하며 적분기는 제어된 각주파수를 위상함수로 변환한다. 변환된 위상함수는 코사인함수의 입력이 되어 최종적으로 제어된 신호 $v(t)$ 를 출력한다. 공진 전압 $v(t)$ 는 기준 신호인 공진 전류, $i_{Lr}(t)$ 를 만들기 위해 전력단의 이득블록, k_{PWM} 을 통과해 전력단 직렬 공진 에너지링크의 어드미턴스 $Y(s)$ 블록을 거친다. 제어된 공진 전압 $v(t)$ 와 이를 통해 변환된 공진 전류 $i_{Lr}(t)$ 는 다시 위상검출기를 통과하고 위상 차이를 일정하게 지령치, $\theta_{d,ref}$ 와 같게 위한 위상고정루프 제어동작은 반복된다.

그림 3.7와 3.8은 비대칭 하프-브리지 컨버터의 특징으로 인해 발생하는 위상 차이 정보의 비대칭성과 공진주파수 구동에서도 위상 차이가 존재하는 것을 보이기 위한 파형들이다. 비대칭 하프-브리지 컨버터의 인버터 출력전압 (v_{pri})을 이용해서 위상 차이를 측정하기 위해서는 그림 3.7의 θ_{diff} 과 같은 비대칭한 정보를 대칭적으로 하기 위해 토글 플립플롭 (Toggle Flip-Flop)과 같은 회로를 추가해야 하는 단점이 있다. 그리고 그림 3.8은 인버터 출력전압 (v_{pri})과 출력 전압의 기본파 ($v_{pri,fb}$) 파형이다. 같이 스위치의 시비율이 0.5가 아닐 때는 그림과 같이 인버터 출력전압 (v_{pri})을 통해 위상 차이를 측정하게 되면 공진주파수로 구동하는 경우에도 위상 차이가 존재하므로 이를 보상하는 계산 블록들이 필요하게 된다. 그러므로 위상 차이를 직접 측정하는 방법은 추가적인 보정을 위한 회로가 많아지므로 전계결합형 무선전력전송에 사용하기 적합하지 않다고 할 수 있다.

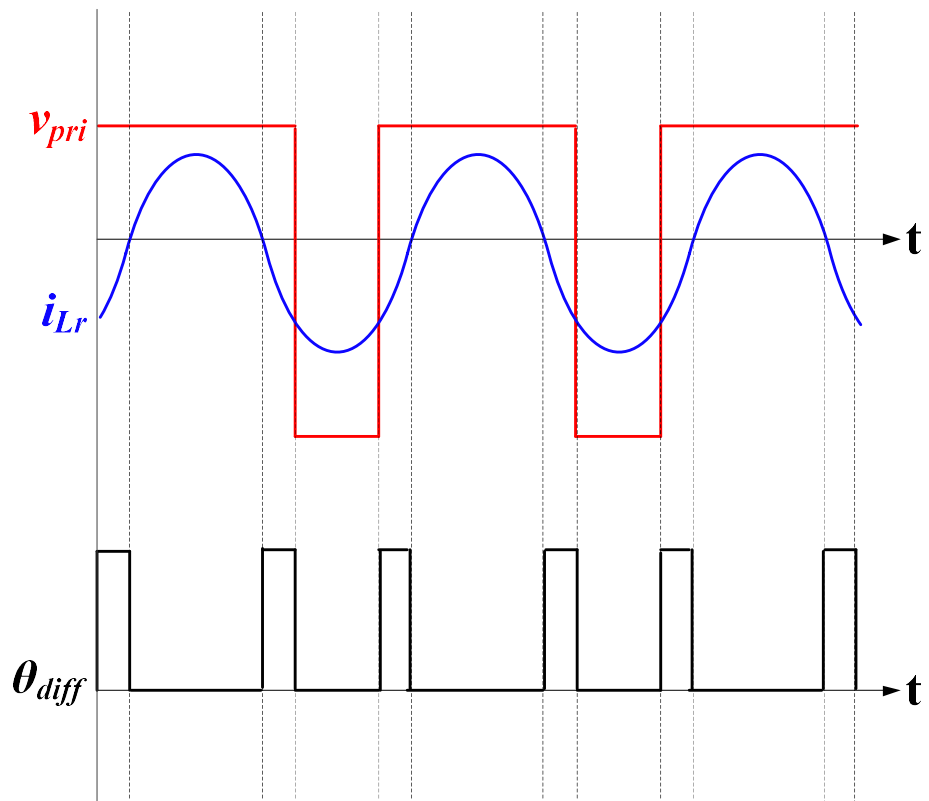


그림 3.7 공진주파수 구동일 때 v_{pri} 과 i_{Lr} 의 배타적 논리합 출력 ($D=0.7$)

Fig. 3.7 XOR output of in v_{pri} and i_{Lr} in resonant frequency ($D=0.7$)

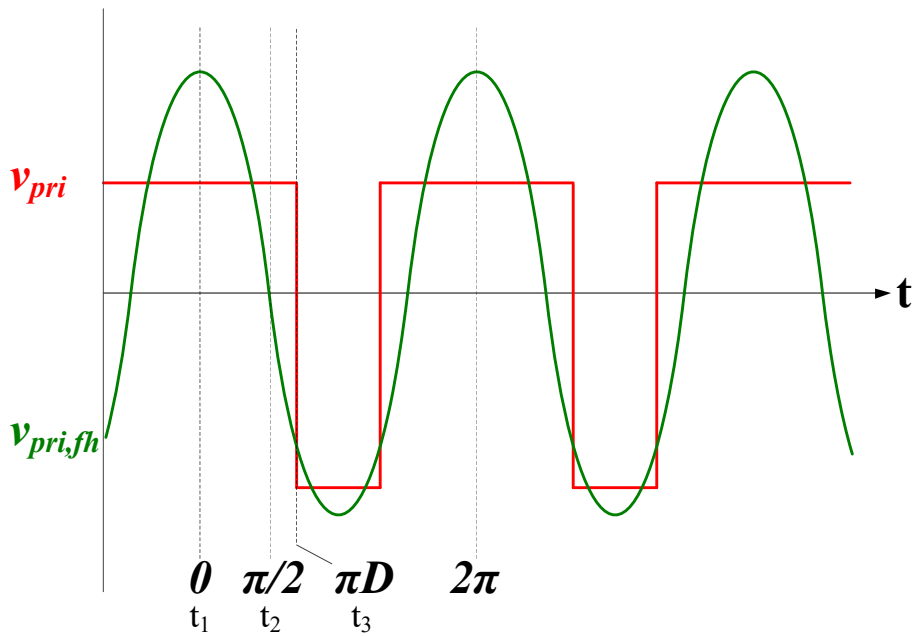


그림 3.8 v_{pri} 과 v_{pri} 의 기본파 파형

Fig. 3.8 Waveforms of v_{pri} and first harmonic of v_{pri}

3.2.2.2 SOGI-주파수고정루프를 이용한 주파수 제어기의 구조 및 해석

그림 3.9은 본 제안 방법에 적용된 SOGI-주파수고정루프 (SOGI-FLL, Second-Order Generalized Integrator Frequency Locked-Loop) 이다. 시스템의 입력 기준 신호는 공진 전류 (i_{Lr})이며 출력 신호는 동작 각주파수 (ω')이다. SOGI-주파수고정루프는 SOGI를 통해 입력 기준 신호의 직교 신호를 발생시키는 SOGI-QSG (SOGI in-quadrature signal generator)를 포함한다. 기본 PLL의 위상검출기 역할을 SOGI-QSG가 수행하게 된다. 주파수오차 (ε_f) 는 기준 신호와 제어된 신호의 오차 (ε)와 제어된 신호의 직교 성분 ($qv_{pri, fh}$) 의 곱이다. 주파수고정루프 (FLL)은 적분기와 음의 이득 ($-\gamma$) 으로 구성되고 이는 주파수오차 (ε_f)의 DC 성분을 0으로 제어한다. 그리고 직렬 공진 에너지링크의 중심 주파수 (ω_c)를 피드-포워드 변수로 더해줌으로서 초기 제어속도를 증가한다. 입력 주파수는 주파수고정루프 (FLL)가 직접 검지하게 되고 입력 가상 벡터를 통해 간접적으로 크기와 위상각을 식 (3.11)과 같이 추정한다.

$$\begin{aligned} | \overline{v_{pri, fh}} | &= \sqrt{(v_{pri, fh})^2 + (qv_{pri, fh})^2}; \\ \angle \overline{v_{pri, fh}} &= \tan^{-1} \frac{qv_{pri, fh}}{v_{pri, fh}} \end{aligned} \quad (3.11)$$

SOGI-주파수고정루프의 제어 변수는 k 와 γ 이다. 문헌 [19] 의 해석에 의해 다음 식 (3.12)와 같은 정정시간 (t_s , Settling Time)을 가진다. 식의 I 는 기준 신호 (i_{Lr})의 크기이다.

$$t_s \approx \frac{4.6 \times k \times \omega'}{\gamma \times I^2} \quad (3.12)$$

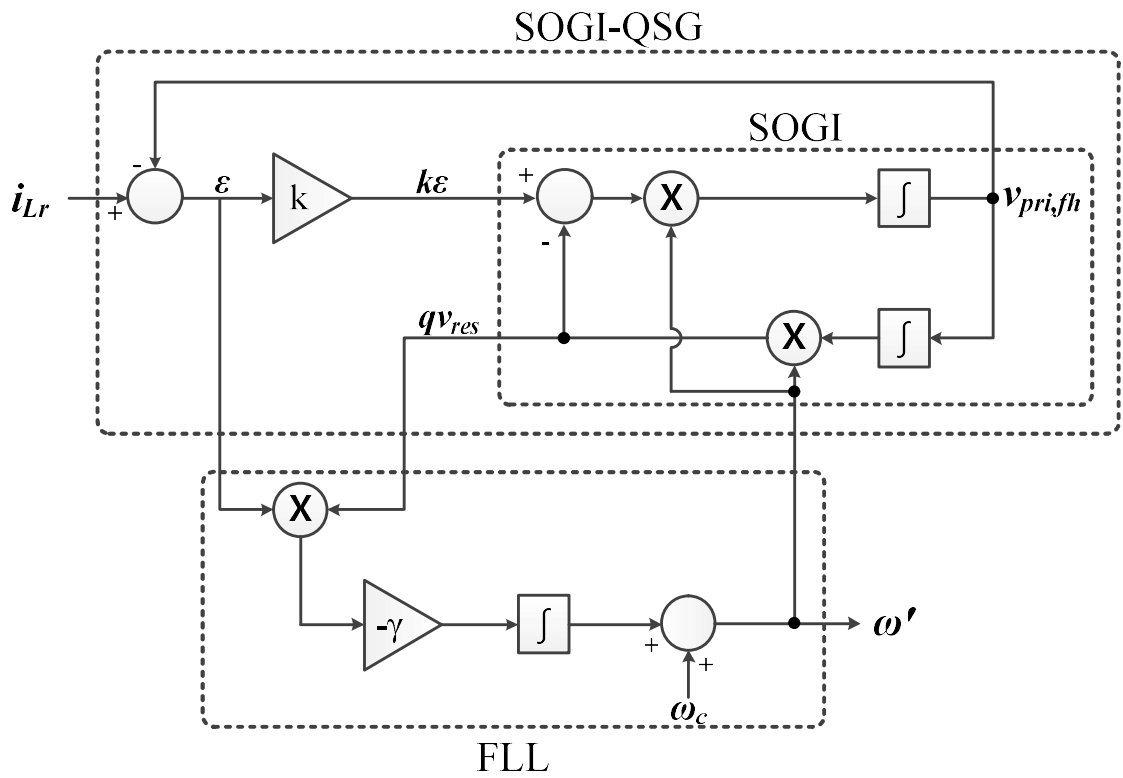


그림 3.9 SOGI-주파수고정루프 도해

Fig. 3.9 Diagram of the SOGI-FLL

3.2.3 이중 모드 제어기의 구조

이중 모드 제어기를 구현하기 위해 각 제어기는 독립적으로 동작한다고 가정한다. 비대칭 하프-브리지 컨버터의 특징으로 인해 공진주파수로 구동하도록 제어하기 때문에 주파수 제어와 PWM 제어를 독립적이라고 가정할 수 있다. 위 가정을 통해 주파수 및 PWM 제어 시스템이 모델링 되고 제어기가 설계되었다. 그리고 제어기 설계를 위해 주파수와 시비율 소신호 모델의 전달함수의 고주파 극점 (pole, ω_p)이 각 제어기 전달함수의 교차주파수 (Cross over frequency) 보다 훨씬 크다고 가정한다. 즉 제어기는 저주파 동작을 하며 고주파 폴은 루프 안정도에 영향을 미치지 않는다고 가정한다.

그림 3.10 은 그림 3.3 의 피드-포워드 시비율 제어기와 그림 3.9 의 SOGI-주파수고정루프의 연관관계를 표현하기 위한 이중 모드 제어기의 구조이다. SOGI-주파수고정루프를 통해 제어된 주파수는 PWM 구동기의 입력이 된다. 피드-포워드 시비율 제어기를 통해 제어된 시비율은 마찬가지로 PWM 구동기의 입력이 되며 구동 주파수와 시비율을 통해 PWM 구동기가 작동하며 최종적으로 스위치 S_1 과 S_2 의 게이트 입력 신호인 v_{gs1} 과 v_{gs2} 가 출력된다.

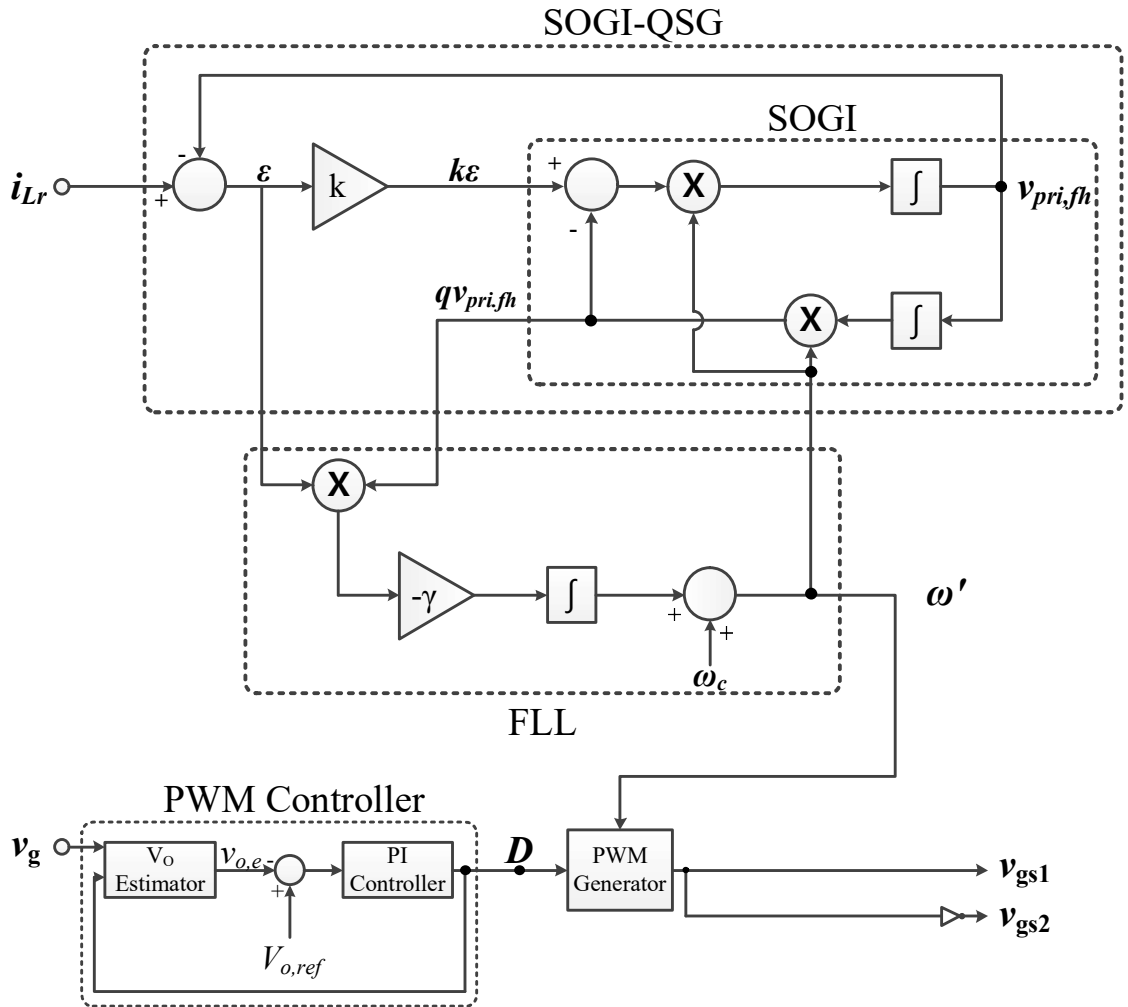


그림 3.10 이중 모드 제어기의 구조

Fig. 3.10 Structure of dual-mode controller

4. 제안 방법 검증

4 절에서는 제안하는 제어 방법의 검증을 진행한다. 먼저 설계 사양을 표 4.1과 같이 정한다. 비정렬이 발생해서 링크 커패시터가 변하고 입력 전압이 바뀔 때 출력 전압을 일정하게 유지하는 것이 중요한 설계 목표이다. 그리고 전계결합 무선전력전송을 적용한 비대칭 하프-브리지 컨버터의 동작을 확인하기 위해 정상상태 경우를 수행한다. 그리고 제안 제어 방법을 검증하기 위해 입력전압 변동과 송신부와 수신부 사이의 비정렬이 발생할 경우를 각각 시뮬레이션과 하드웨어 실험을 진행한다.

4.1 시뮬레이션을 통한 검증

회로 동작을 확인하기 위해 Powersim 社의 PSIM 9.1을 이용하여 시뮬레이션을 수행한다. 시뮬레이션은 정상상태와 제어 동작을 나누어서 진행한다.

4.1.1 전력단 설계 및 정상상태 동작 검증

시뮬레이션 파라미터 값은 설계된 값들에 의해 표 4.2 과 같다. 설계 사양의 병렬 인덕터 L_p 는 식 (3.4) 의 영전압 스위칭 구동 조건으로 계산되었다. 표 4.1 의 구동조건 중 L_p 를 가장 크게 하는 조합이 사용되었다. 클램핑 커패시터 C_r 은 식 3.5를 이용해서 $\Delta V_{cr,max}$ 가 1 V가 되도록 설계하였다.

그림 4.1 은 PSIM 시뮬레이션 도식이며 그림 4.2 는 시뮬레이션 결과 파형이다. 해당하는 파형은 입력 전압이 80V이고 저전압에서 출력 정전압 100V 을 유지하기 위해 스위치 S1의 시비율 D가 0.64인 경우의 정상상태 파형이다.

표 4.1 설계 사양

Table. 4.1 Specification

입력전압	80 ~ 120 V
등가링크커패시터 (C_{link})	0.5 ~ 1.0 nF (50% ~ 100% misaligned)
출력전압	100 V
구동주파수	100 ~ 141 kHz
스위치 1 (S_1) 의 시비율	0.42 ~ 0.64
직렬 인덕터 (L_r)	2.5 mH
데드타임 (T_{dead})	250 ns
병렬 저항 (L_p)	265.5 uH
클램핑 커패시터 (C_r)	1 uF

표 4.2 시뮬레이션 파라미터

Table. 4.2 Simulation parameters

입력전압	80 V
출력전압	100 V
출력전력	50 W
부하저항	200 Ω
구동 주파수	100 kHz
스위치 1 (S_1) 의 시비율	0.64
각 링크커패시터 ($C_{link1,2}$)	2 nF

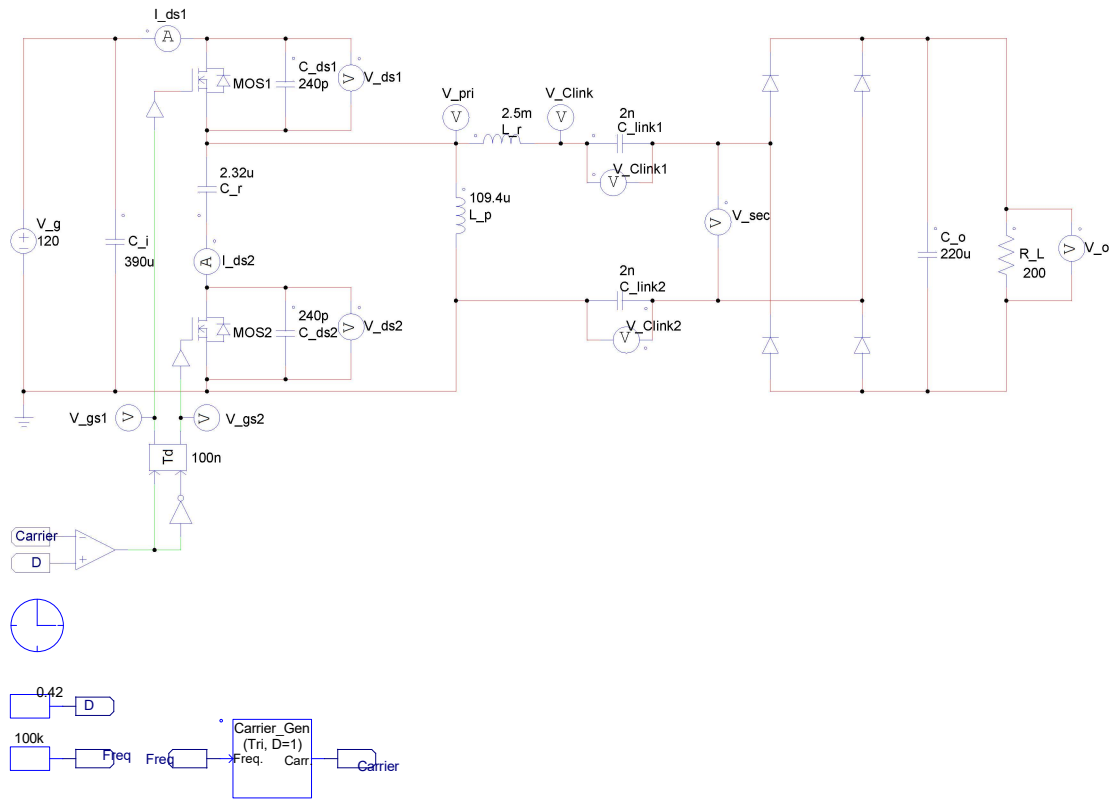


그림 4.1 정상상태 동작의 PSIM 시뮬레이션 도식

Fig. 4.1 PSIM simulation schematic of steady state operation

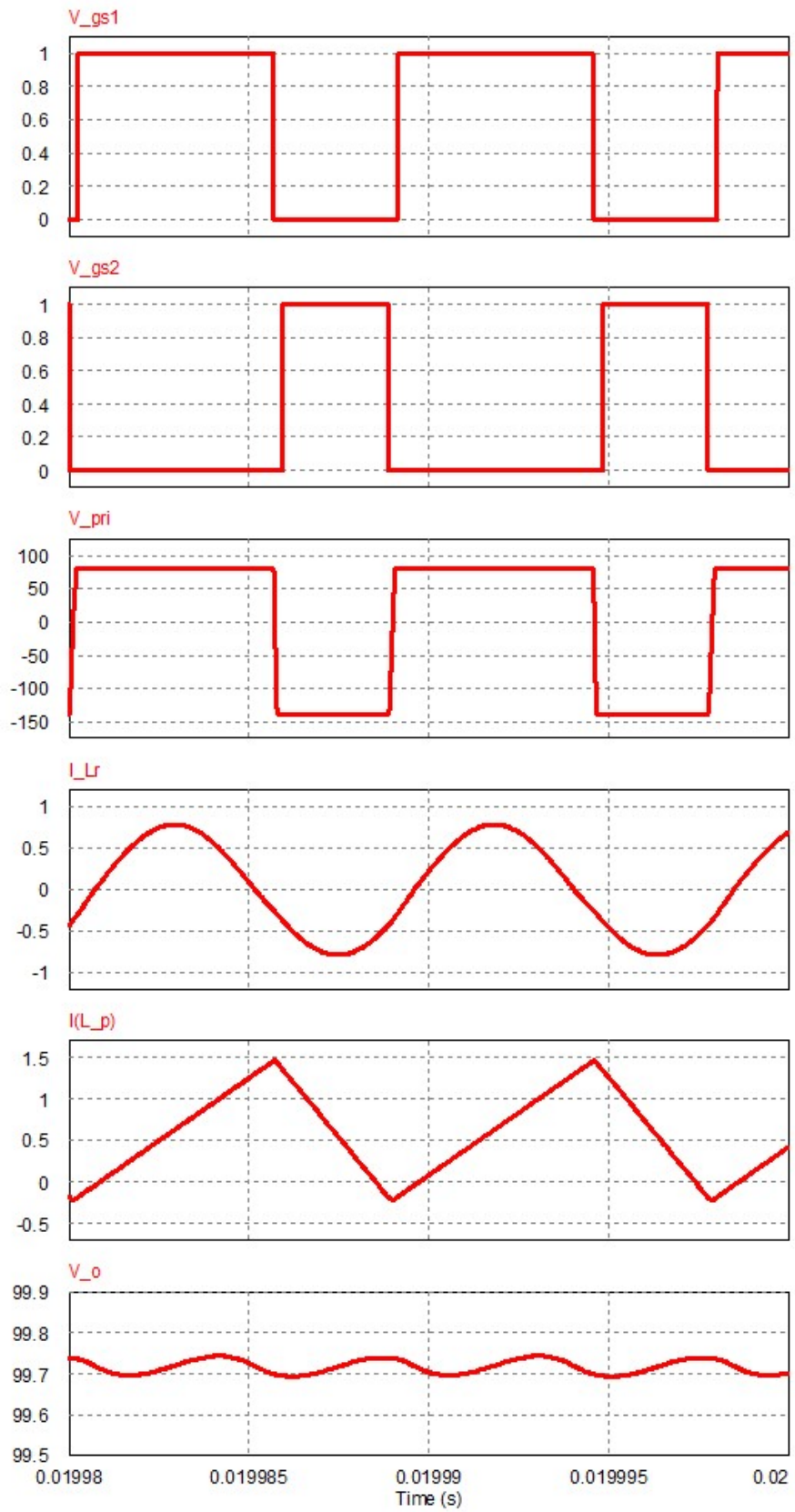


그림 4.2 정상상태 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형

Fig. 4.2 PSIM simulation waveforms of steady state operation

4.1.2 제어기 설계 및 제어 동작 검증

본 절에서는 3 장의 설계 방법을 따른 제어기 설계 절차를 보이고 시뮬레이션을 진행한다.

4.1.2.1 시비율 제어기 설계 절차

시비율 제어기를 설계하는 절차는 다음과 같다. 시비율 제어기 식 (3.12) 의 루프이득 상수는 시스템 시비율 $D=0.5$ 이고 마이크로컨트롤러 사양에 의해 DM은 4096이므로 이를 반영해서 설계 조건에 맞는 PI 계수를 설정한 결과는 식 (4.1) 와 같다. 그림 4.3는 설계된 루프이득의 보데선도이며 위상여유는 96도로 안정하다. 해당 그림에서는 고주파 pole 특성을 무시하였기 때문에 표현되지 않는다.

$$T_b = \frac{0.1024s + 102400}{s} \quad (4.1)$$

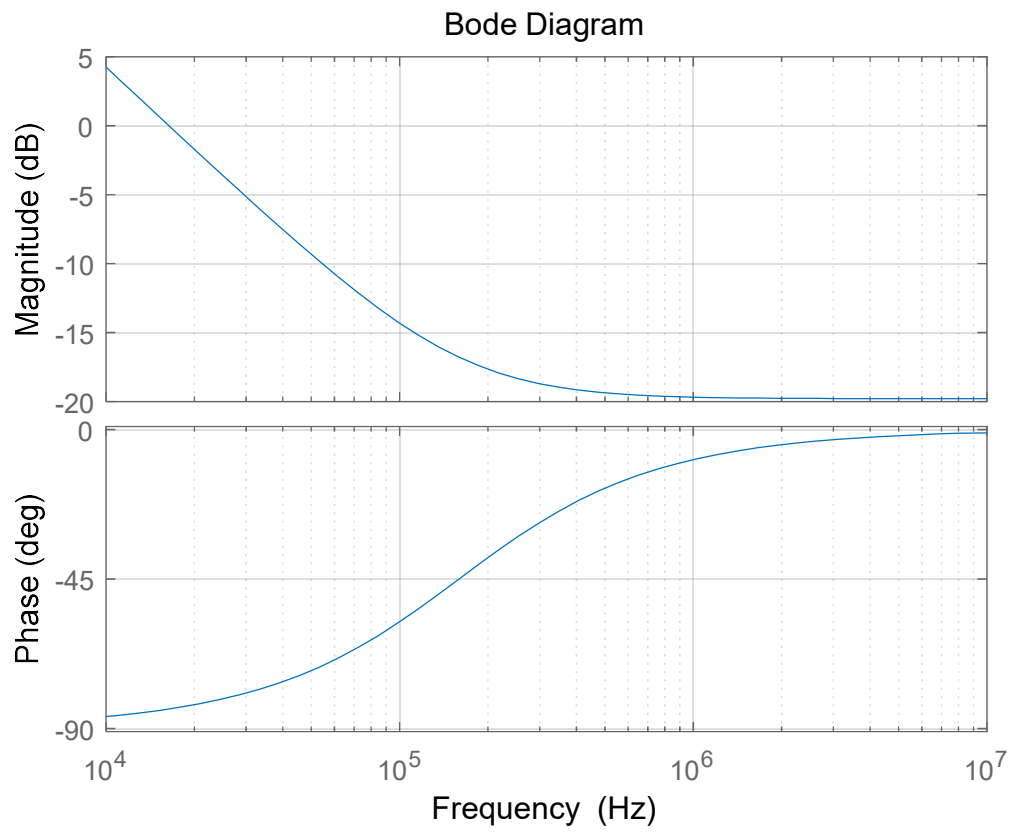


그림 4.3 설계된 시비율 제어기의 루프이득 보데선도

Fig. 4.3 The loop gain of the designed duty controller

4.1.2.2 주파수 제어기 설계 절차

SOGI-주파수고정루프의 제어 변수 k 와 γ 는 식 (3.12)의 정정시간에 의해 설계된다. 하지만 식 (3.12)는 기준 신호의 크기 (I)와 동작 각주파수 (ω')가 정정시간에 변화를 주게 되므로 정규화 된 제어 변수 (Γ)를 도입한다. 식 (4.2)는 정규화 된 제어 변수 (Γ)와 정정시간을 그것으로 다시 표현한 것이다. 그러므로 정정시간 목표치를 통해 제어 변수 Γ 의 값을 역산함으로서 주파수고정루프 제어기 설계를 진행한다. 정정시간 0.5ms로 설계한다면 $\Gamma=9200$ 이 된다.

$$\Gamma = \frac{\gamma \times I^2}{k \times \omega'}; \quad (4.2)$$

$$t_s \approx \frac{4.6}{\Gamma}$$

주파수 제어기는 하드웨어 구현이 마이크로컴퓨터로 구현되므로 그림 3.9의 주파수 고정루프를 이산적으로 표현해야한다. 문헌 [21]의 이산화한 주파수고정루프 블록에 의해 입력 신호 ($i_{Lr}[n]$), 오차 신호 ($\epsilon[n]$), 추종 신호 ($v_{pri, fh}[n]$), 추종 신호의 직교 신호 ($qv_{pri, fh}[n]$)는 각각 식 (4.1a), (4.1b), (4.1c)와 같다. 주파수고정루프의 최종 출력 주파수 ($\omega[n]$)는 다음 식 (4.3d)와 같다. 변수의 $[n]$ 은 이산시간 시스템의 시간을 의미하므로 현재 연산을 의미하며 $[n-1]$ 은 이전 연산을 의미한다. 그리고 식의 T_d 는 마이크로컴퓨터의 이산연산시간이다. 실제 구현에서는 식 (4.3d)의 제어 변수 γ 는 식 (4.2)의 정규화 된 Γ 를 통해 계산해야하므로 식 (3.11)의 크기 식을 이용한다.

$$\epsilon[n] = i_{Lr}[n] - v_{pri, fh}[n-1] \quad (4.3a)$$

$$v_{pri, fh}[n] = v_{pri, fh}[n-1] + (\epsilon[n]k - qv_{pri, fh}[n]) \times \omega[n-1] \times T_d \quad (4.3b)$$

$$qv_{pri, fh}[n] = qv_{pri, fh}[n-1] + v_{pri, fh}[n] \times \omega[n-1] \times T_d \quad (4.3c)$$

$$\omega[n] = \omega[n-1] - \gamma \times qv_{pri, fh}[n] \times \epsilon[n] \times T_d \quad (4.3d)$$

4.1.2.2 제어기 시뮬레이션 검증

그림 4.4 의 시뮬레이션 결과 파형은 입력전압 변동에 대한 대응을 보기 위한 파형이다. 정상상태 동작의 시뮬레이션 도식 (그림 4.1) 에 설계된 제어기를 포함해서 출력한 파형이다. 해당 시뮬레이션은 10 ms 일 때 입력 전압이 80V에서 120V로 변동하며 15ms 일 때 부하가 25W에서 50W로 증가하게 된다. 입력전압 변동은 시비율 제어기를 통해 제어되며 출력 전압은 평균 100V와 최대 리플 9.9V로 유지된다. 해당 제어 시나리오는 시뮬레이션 결과 파형인 그림 4.4의 첫 번째 (V_g)와 두 번째 (R_L) 파형으로 표현 하였다.

그림 4.5 의 시뮬레이션 결과 파형은 정상상태 동작의 시뮬레이션 도식 (그림 4.1) 에 설계된 주파수제어기를 포함해서 출력한 파형이다. 제어 시뮬레이션은 입력 전압이 100V이고 시비율이 0.5인 경우로 진행되었다. 시간 5 ms 일 때 링크 커패시턴스가 0.8nF에서 1nF으로 50% 정렬에서 100% 완전 정렬이 된다. 해당 제어 시나리오는 그림 4.5의 첫 번째 파형 (Cap) 에 표현 되었다. 그러므로 동작주파수는 제어기 동작에 의해 50% 정렬인 상태의 공진주파수 (141kHz)에서 100% 정렬인 상태의 공진주파수 (100kHz) 로 설계된 정정시간 0.5ms로 추적한다. 제어기는 변동하는 공진주파수를 추적하므로 출력 전압은 100 V를 유지하게 된다. 시뮬레이션 연산 결과는 100.5 V로서 데드타임에 의한 오프셋 차이를 보인다. 주파수가 변화할 때 출력 전압의 리플이 커지게 되는데 이는 비대칭 하프-브리지의 벡-부스트 과도 상태 동작에 의한 것이다.

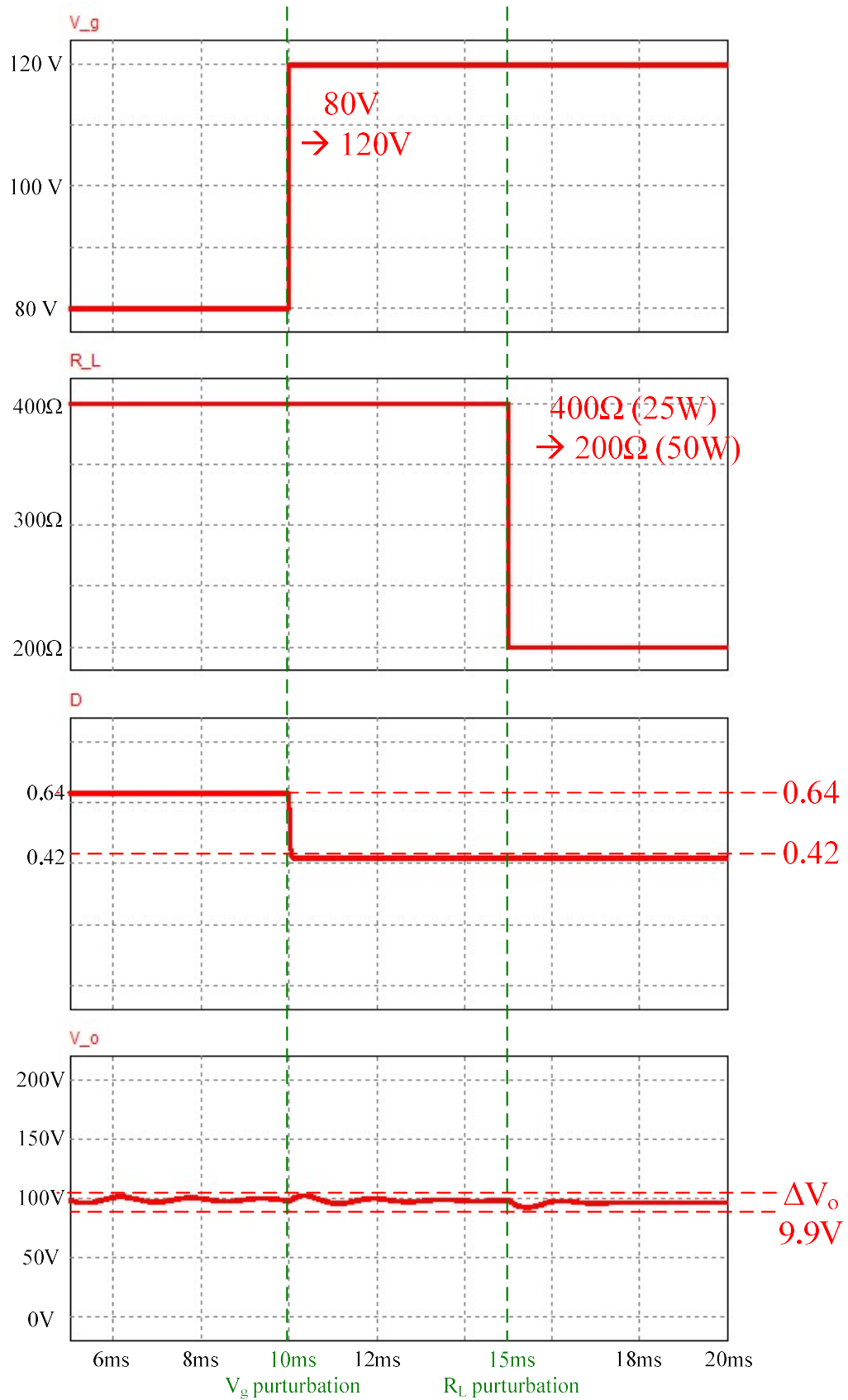


그림 4.4 입력 전압과 부하 변화를 대응하는 제어 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형

Fig. 4.4 PSIM simulation waveforms of control system for varying V_g and R_L

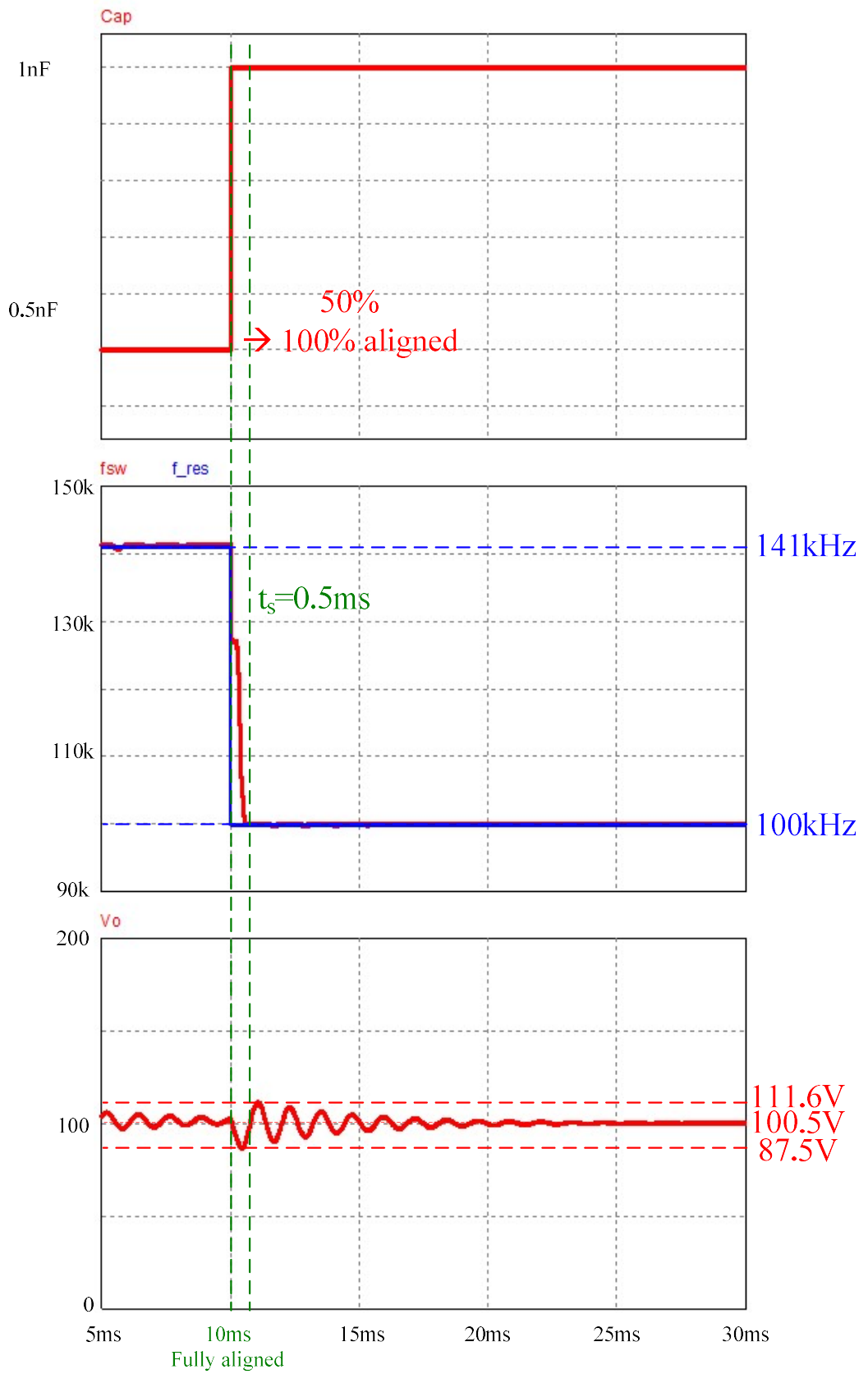


그림 4.5 비정렬을 대응하는 제어 동작의 PSIM 시뮬레이션 파형

Fig. 4.5 PSIM simulation waveforms of control system for misalignment

4.2 하드웨어를 통한 검증

하드웨어 검증은 다음 표 4.2와 같은 사양의 소자들이 선정되었다. 전계결합 무선전력전송을 구성하는 링크 커패시터는 각각 설계된 정전용량 2 nF을 목표로 500mm 와 세로 500mm 의 직사각형 형태의 동판으로 구성했다. 링크 커패시터를 채우는 절연체는 전기용량을 높이기 위해 두께 3mm의 유리 (상대유전율, $\epsilon_r = 3$)를 사용했다. 실측 결과는 Agilent 社 LCR 미터, 4263B를 사용했으며 표 4.3 의 내용과 같다. 실험세트의 사진은 그림 4.5 와 같다.

4.2.1 정상상태 동작 검증

정상상태 동작 파형은 그림 4.6 와 같다. 입력 DC 와 수신 DC까지의 시스템 효율은 설계 목표 전력인 50 W 일 때 약 87.7 % 이다.

표 4.3 하드웨어 검증에 사용된 부품 및 파라미터

Table. 4.3 Parts and parameters used for hardware verification

S_1 and S_2	C3M0065090D (Cree 社)
Rectifying Diodes	C3D16060D (Cree 社)
C_{link1} , C_{link2}	2.11 nF, 2.01 nF
L_r	2.5 mH (EE2519S, Samwha)
L_p	109.4 uH (EI3026S, Samwha)
C_f	220 uF / 450 V (Electrolytic capacitor)
Control Part	DSP (TMS320F28377S)

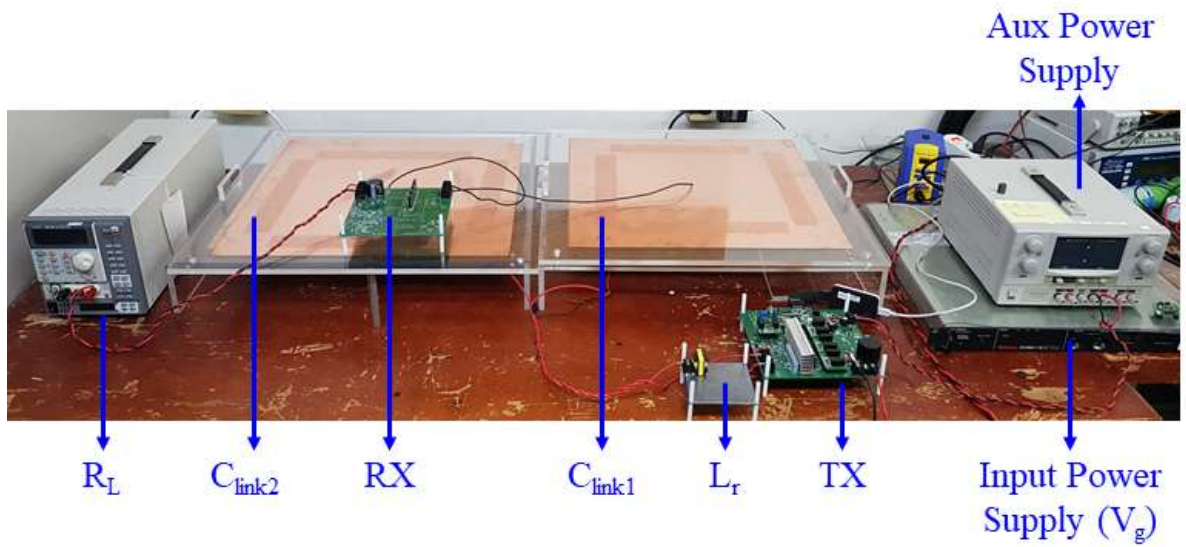


그림 4.6 실험세트 사진

Fig. 4.6 Picture of experiment set

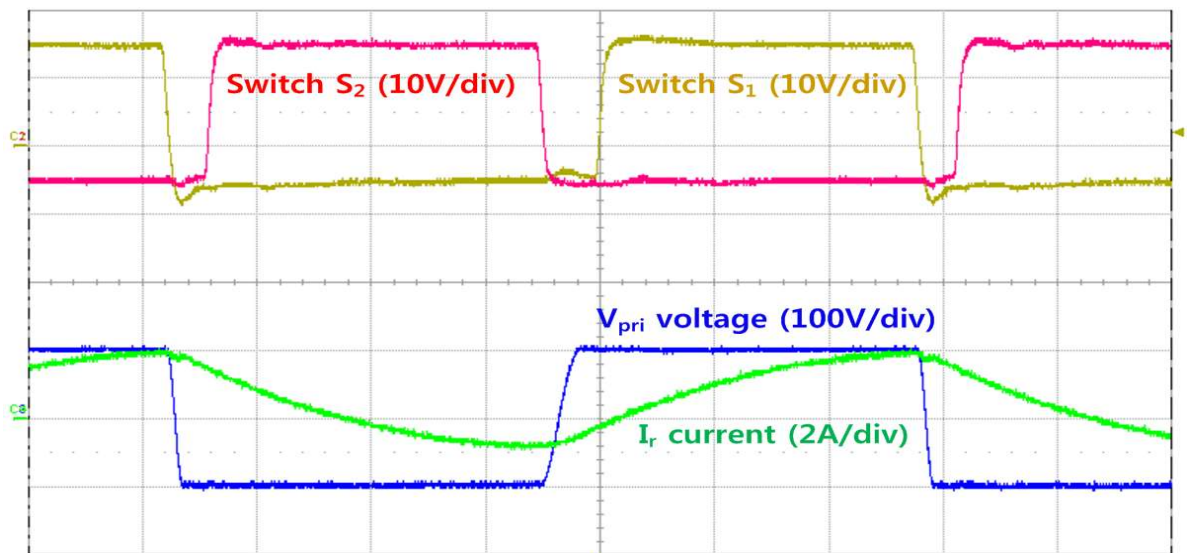


그림 4.7 정상상태 동작의 하드웨어 파형 (2us/div, D = 0.5)

Fig. 4.7 Hardware waveforms of steady state operation (2us/div, D=0.5)

5. 결론

본 논문에서는 전계결합 무선전력전송의 송수신부 사이 비정렬과 입력전압 변화에 대응하는 이중 모드 제어를 제안한다. 이를 위해 기존 전계결합 무선전력전송의 선행 연구들을 비교 분석하고 특성을 파악했다. 전계결합 무선전력전송의 특징에 의해 수신부 전력변환기가 출력 전압을 직접 측정할 수 없기 때문에 이론적으로 부하저항 변화에 가장 독립적인 비대칭 하프-브리지 컨버터를 적용했다. 해당 컨버터를 통해 전계결합 무선전력전송에 적합한 PWM과 PFM 이중 모드 제어를 제안하였다.

2 장에서는 기존 문헌 조사를 위해 전계결합 무선전력전송 및 전력변환장치로서 중요한 항목을 다섯 가지로 나누어서 정리하였다. 영전압 스위칭 조건, 송신부와 수신부 사이의 비정렬에 대응, 출력전압 제어, 수신부의 추가적인 컨버터 및 회로 존재 유무 그리고 공진주파수에서 구동 유무를 통해 기존 연구 특성을 파악함으로써 제안 이중 모드 제어의 타당성을 확보하였다.

3 장에서는 이중 모드 제어를 위해 비대칭 하프-브리지 컨버터를 정상상태 해석하고 제안하는 이중 모드 제어의 구조를 설명하였다. 그리고 제어 안정화를 위한 소신호 모델링과 제어기 설계 과정을 담았다. 그리고 4 장의 제안 방법 검증은 시뮬레이션과 하드웨어 동작으로 확인하였다. 이를 통해 제안 방법의 정상상태 동작과 이중 모드 제어기의 안정성 및 제안 방법의 유효성을 검증하였다.

제안하는 방법은 기존 문헌에 비해 전계결합 무선전력전송에 필요한 제어들을 구현하기 적당한 비대칭 하프-브리지 컨버터를 선정함으로써 시비율과 주파수 제어에 필요한 단일 컨버터를 구성 하였다. 기존 방식에 비해 필요한 컨버터의 수가 적거나 추가 회로가 적은 것이 장점이다. 제안 방법은 20%의 입력전압 변동과 50%의 비정렬 변화에 대응해서 출력 전압과 동작 주파수를 제어한다. 이는 무선전력전송에서 흔히 발생하는 송수신부 사이의 비정렬에 대응하고 넓은 입력 전압의 환경에서의 동작을 가능하게 한다. 하지만 비대칭 하프-브리지 컨버터의 특징으로 인해 벡-부스트의 과도 상

태 동작이 출력 전압에 리플을 발생시키고 주파수 제어의 경우에 정착 시간을 낮추게 된다. 그러므로 출력전압 리플을 줄이기 위해서 동작 주파수 변화가 시작될 때 시비율을 낮추는 알고리즘이 추가되어야 한다.

참 고 문 헌

- [1] M. Kline, I. Izyumin, B. Boser and S. Sanders, “Capacitive power transfer for contactless charging,” *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Fort Worth, TX, USA, 2011, pp. 1398-1404.
- [2] S. Y. R. Hui, W. Zhong and C. K. Lee, “A Critical Review of Recent Progress in Mid-Range Wireless Power Transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 9, pp. 4500-4511, Sept. 2014.
- [3] 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.
- [4] Z. N. Low, R. A. Chinga, R. Tseng and J. Lin, “Design and Test of a High-Power High-Efficiency Loosely Coupled Planar Wireless Power Transfer System,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 5, pp. 1801-1812, May 2009.
- [5] M. Zargham and P. G. Gulak, “Maximum Achievable Efficiency in Near-Field Coupled Power-Transfer Systems,” *IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems*, vol. 6, no. 3, pp. 228-245, June 2012.
- [6] M. P. Theodoridis, “Effective Capacitive Power Transfer,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 12, pp. 4906-4913, Dec. 2012.

- [7] J. Dai and D. C. Ludois, "A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6017-6029, Nov. 2015.
- [8] F. Lu, H. Zhang, H. Hofmann and C. Mi, "A Double-Sided LCLC-Compensated Capacitive Power Transfer System for Electric Vehicle Charging," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 11, pp. 6011-6014, Nov. 2015.
- [9] 유영수, 문현원, 이강현, "커패시터 커플링 무선 전력 전송을 위한 MHz LLC 공진형 컨버터," *전력전자학회 논문지*, 제21권 제2호, pp. 111-116, 4월, 2016.
- [10] F. Lu; H. Zhang, H. Hofmann and C. Mi, "A Double-Sided LC Compensation Circuit for Loosely-Coupled Capacitive Power Transfer," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 2, pp. 1633-1643, Feb. 2018.
- [11] B. Luo, R. Mai, Y. Chen, Y. Zhang and Z. He, "A voltage stress optimization method of capacitive power transfer charging system," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, Tampa, FL, USA, pp. 1456-1461, 2017.
- [12] H. Choi, J. Park and S. Choi, "Analysis and control of capacitive-coupled wireless power transmission system," *International Conference on Control, Automation and Systems (ICCAS)*, Busan, Korea, 2015, pp. 1005-1009.

- [13] C. Liu and A. P. Hu, "Power flow control of a capacitively coupled contactless power transfer system," *IEEE Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Porto, Portugal, 2009, pp. 743-747.
- [14] Bruce Carsten, "Design Techniques for Transformer Active Reset Circuits at High Frequencies and Power Levels," *International High Frequency Power Conversion Conference*, 1990, pp. 235-246.
- [15] T. Zaitso, T. Shigehisa, M. Shoyama and T. Ninomiya, "Piezoelectric transformer converter with PWM control," *Proceedings of Applied Power Electronics Conference. APEC '96*, San Jose, CA, USA, 1996, pp. 279-283 vol.1.
- [16] 최희수, "전계결합형 무선전력전송 시스템의 부피 저감을 위한 매칭 네트워크 설계," *울산대학교 대학원 공학석사 학위논문*, 11월, 2017.
- [17] V. Vorperian, "High-Q Approximate Small-Signal Analysis of Resonant Converters," *IEEE Power Electronics Specialist Conference and Exposition*, 1985; *VPEC Seminar*, 1984.
- [18] E. Yang, F.C. Lee and M.M. Jovanovic, "Extended Describing Function Technique Applied to the Modeling of Resonant Converters," *VPEC Seminar*, Sep. 1991.
- [19] Teodorescu, Remus, Marco Liserre and Pedro Rodriguez, *Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems*, WILEY, 2011.
- [20] 안희욱, 김학성, 김상희, "공진형 고주파 인버터에서의 공진주파수 추적을 위한 PLL 기법," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 368-371, 7월, 2000.

[10] K. Mozdzyński, K. Rafal and M. Bobrowska-Rafal, “Application of the Second Order Generalized Integrator in Digital Control Systems,” *Archives of Electrical Engineering*, vol. 63, no. 3, pp. 423-437, 2014.

A Control Method to Deal with Wide Input Range and Receiver Misalignment for Capacitive Power Transfer System

Chae-Ho Jeong

School of Electrical Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin Choi

ABSTRACT

In recent years, because of advance in power semiconductors and power electronics technology wireless power transfer has been actively researched. This paper analyzes the existing control problems in the capacitive wireless power transfer system, which is one of the promising near-field technology. And we propose a control method for wireless power transfer by applying an active clamping asymmetric half-bridge converter which is suitable for capacitive power transfer system.

In this paper, output voltage regulation as power conversion device and frequency control for wireless power transfer are both implemented. Since the power converters often require wide input range such as universal off-line, batteries, and unregulated bus converters as input source, it is necessary to reject variation of input voltage. It's also needed to deal with the misalignment between the transmitter and the receiver, which is common in the wireless power transfer apparatus. However, in the case of previous studies, the system may be complicated because it adds a receiver or transmitter side converter and a current sensor to deal with the above control issues. In this paper, active clamping asymmetric

half-bridge converter which can control the PWM is applied. In order to deal with input voltage fluctuation, feed-forward PWM control method is applied and its small signal model is analyzed. When the receiver misalignment occurs, the resonant frequency is tracked using the SOGI-frequency locked loop. The proposed method can simplify the configuration of the power converter by controlling the power converter only at the transmitter side. Therefore, the proposed method is considered to be a useful circuit for the capacitive wireless power transfer system.

연구논문 실적

국내 학술지 논문 (KCI)

- [1] 정채호, 임휘열, 최성진 "전계결합 무선전력전송 시스템을 위한 새로운 수신부 감지 방법," *전력전자학회 논문지*, 제24권 제1호, 2월, 2019. (게재예정)

- [2] 최희수, 정채호, 최성진 "누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선 전력전송 시스템의 부피저감 최적설계 연구," *전력전자학회 논문지*, 제22권 제6호, pp. 469-475, 12월, 2017.

국내 등록 특허

- [1] 최성진, 정채호 "전계결합형 무선 전력 전송 장치 및 그 방법," 국내 등록 특허 10-1881658-0000, 2018.

국제 학술대회 논문

- [1] C. Jeong, H. Choi and S. Choi, "FOM-rd plane: An effective design and analysis methodology for resonant energy link in inductive power transfer," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Cincinnati, OH, pp. 4030-4034, Oct. 2017.

- [2] C. Jeong, P. La, S. Choi and H. Choi, "A novel target detection algorithm for capacitive power transfer systems," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, San Antonio, TX, pp. 3174-3177, Mar. 2018.

[3] C. Jeong, H. Choi and S. Choi, "Single-Stage PWM Converter for Dual-Mode Control of Capacitive Wireless Power Transmission," *IEEE PELS Workshop on Emerging Technologies: Wireless Power Transfer (Wow)*, Montréal, QC, Canada, pp. 1-5, Jun. 2018.

국내 학술대회 논문

[1] 정채호, 최희수, 최성진, "계단과 응답을 이용한 전계결합형 무선전력전송의 수신부 감지 알고리즘," *전력전자학회 정기총회 및 추계학술대회*, pp. 55-56, 11월, 2016.

[2] 정채호, 최희수, 최성진, "비대칭 직렬 보상형 자계결합 무선전력전송의 도식적인 에너지링크 분석 및 설계 방법," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 200-201, 7월, 2017.

[3] 최희수, 정채호, 최성진, "누설집중형 변압기를 이용한 전계결합형 무선 전력전송 시스템의 부피저감 최적 설계," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 106-107, 7월, 2017.

[4] 최희수, 정채호, 최성진, "전계결합형 무선전력전송을 위한 비대칭 하프 브릿지 PWM 컨버터 구조 연구," *전력전자학회 전력전자학술대회*, pp. 254-255, 7월, 2017.

감사의 글

2018 년 11 월
정 채 호