creative commons
COMMONS DEED

저작자표시 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.
- 이차적 저작물을 작성할 수 있습니다.
- 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:

저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 이용허락규약(Legal Code)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

Disclaimer

dCollection

공 학 박 사 학 위 논 문

Furtive 충전을 적용한 Yard tractor용 무선충전장치

2015년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

이 동 수

Collection @ pknu

공 학 박 사 학 위 논 문

Furtive 충전을 적용한 Yard tractor용 무선충전장치

지도교수 전 성 즙

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함.

2015년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 자 공 학 과

이 동 수

dCollection @ pknu

이동수의 공학박사 학위논문을 인준함.

2015년 2월 27일

위 원 장 공학박사 류 지 구 (인)

위 원 공학박사 노 의 철 (인)

위 원 공학박사 김 인 동 (인)

위 원 공학박사 최 영 규 (인)

위 원 공학박사 전 성 즙 (인)

dCollection @ pknu

목 차

표 목 차 ii

그 림 목 차 ii

Abstract v

Ⅰ. 서 론 1

Ⅱ. 완전보상 된 절연변압기를 활용한 공진형 인버터 3

2.1 기존의 LLC 공진형 인버터 3

2.2 제안된 완전보상 된 절연변압기에 기초한 공진형 인버터 5

Ⅲ. Futive 충전을 도입한 YT 충전장치 15

3.1 Furtive 충전 15

3.2 무선전력전송시스템 21

3.3 유도성 무선전력전송 23

3.4 제안된 무선충전 시스템 25

3.5 급전인버터 설계 29

3.6 제어기 설계 33

3.7 급집전 구조체 설계 44

Ⅳ. 시 험 61

4.1 soft start 시험 62

4.2 공진형 인버터 시험 63

4.3 인버터 단락시험 66

4.4 feeder 단락시험 67

4.5 부하 시험 68

Ⅴ. 결 론 71

참 고 문 헌 72

dCollection @ pknu

표 목 차

표 1. 보상조건에 따른 PSIM parameter ····· 11
표 2. 경부하에서 보상상태 및 Q값에 따른 PSIM parameter ····· 12
표 3. 기존 전기식 YT와 제안된 무선충전식 YT의 특징 ····· 19
표 4. Balqon Mule M150 specification ····· 20
표 5. 절연변압기 설계 사양 ····· 48
표 6. 절연변압기 상호인덕턴스에 따른 feeder 전류 ····· 64
표 7. feeder 전류와 부하전압 ····· 68

그 림 목 차

그림 1. LLC 공진형 인버터 회로도 ····· 4
그림 2. 보상용 커패시터가 사용된 절연변압기 ····· 5
그림 3. 공진형 인버터 회로도 ····· 8
그림 4. 완전보상일 때 전압 및 전류 ····· 9
그림 5. 부족보상일 때 전압 및 전류 ····· 10
그림 6. 보상에 따른 절연변압기 1차 측 전압과 전류의 phasor도 ····· 11
그림 7. 부하에 따른 절연변압기 1차 측 전류 ····· 13
그림 8. 보상상태와 Q값에 따른 1차 측 전압 및 전류 ····· 14
그림 9. 컨테이너 야드에서 Yard tractor 운영 ····· 16
그림 10. Yard tractor 배터리 SOC 제어전략 ····· 16

dCollection @ pknu

그림 11. 제안된 무선충전식 YT의 SOC ····· 17
그림 12. 기존 전기식 YT의 SOC ····· 18
그림 13. 무선전력전송 시스템 ····· 22
그림 14. 유도성 무선전력전송 시스템 ····· 24
그림 15. YT를 위한 무선충전 시스템 ····· 28
그림 16. YT용 충전시스템 구성도 ····· 28
그림 17. 급전 인버터 회로도 ····· 29
그림 18. 입력단 LC 필터 등가회로 ····· 30
그림 19. 제어 루프 ····· 34
그림 20. PCR 출력파형 ····· 34
그림 21. velocity형 digital PID 제어기 ····· 36
그림 22. 전류검출부 ····· 37
그림 23. 전압검출부 ····· 38
그림 24. DSP를 중심으로 본 제어기의 구성 ····· 39
그림 25. main 프로그램 flowchart ····· 41
그림 26. 3상 위상제어 게이트 드라이버 회로도 ····· 42
그림 27. SKYPER42 R adapter board ····· 43
그림 28. 공간에 놓인 도체쌍과 그의 상호인덕턴스 ····· 47
그림 29. 절연변압기 형상 ····· 50
그림 30. Feeder와 pickup 코일의 prototype ····· 53
그림 31. Feeder와 pickup 코일의 형상 ····· 53
그림 32. 기존 Rectifier regulator 구조 ····· 54
그림 33. 일체형 Rectifier regulator 구조 ····· 55

dCollection @ pknu

그림 34. 일체형 Rectifier regulator 회로도 ····· 56
그림 35. 일체형 Rectifier regulator 제어도 ····· 57
그림 36. 일체형 Rectifier regulator 제어기 회로도 ····· 60
그림 37. 일체형 Rectifier regulator 제어기 시뮬레이션 결과 ····· 60
그림 38. YT용 무선충전장치 prototype ····· 61
그림 39. soft start 동작파형 ····· 62
그림 40. 인버터 출력전압-feeder 전류 곡선 ····· 63
그림 41. 절연변압기 상호인덕턴스에 따른 인버터 전압-feeder 전류 곡선·· 65
그림 42. 인버터 단락시험 파형 ····· 66
그림 43. feeder 단락시험 파형 ····· 67
그림 44. 상호인덕턴스에 따른 feeder 전류-부하전압 곡선 ····· 69
그림 45. 30kW 출력파형 ····· 70

dCollection @ pknu

Wireless charger for Yard Tractor with Furtive Charging

Dong-Su Lee

Department of Electronic Engineering, The Graduate School,
Pukyong National University

Abstract

Compared to the internal combustion engine, electric vehicle is eco-friendly and does not emit environmental pollutants such as COx, NOx and SOx. Although so a number of studies have been performed for practical uses, the electric vehicle has not been widely used because of problems of high cost and long charging time as compared to the internal combustion engine vehicle. Since yard tractor is one of the major sources of pollutants in container yard, it has to be improved in order to actively cope with the strengthened international regulations. Therefore, eco-friendly electric yard tractor is developed, but it has the disadvantage of high cost and long charging time. Considering the waiting period for the quay-wall crane or RTGC(Rubber Tyred Gantry crane) to load or unload containers, charging of battery can be done stealthily without affecting regular operation schedule of yard tractors. This kind of battery charging performed stealthily is called furtive charging. For this furtive

Collection @ pknu

charging, wireless charging is essential. Two problems, high cost and long charging time, can be alleviated. In this thesis, wireless charging is investigated to achieve furtive charging for yard tractor. A new resonant inverter with fully compensated isolation transformer is proposed. This inverter shows good performance when its load requires constant current. A prototype of charging system has been built and experimented. The validity of the proposed resonant inverter has been demonstrated.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

Collection @ pknu

Ⅰ. 서론

전기자동차의 장점은 내연기관 차량에 비하여 매연을 발생시키지 않는 친환경적이라는 것이다. 따라서 전기자동차 기술은 최근 그린 에너지 시대와 더불어 국가차원의 차세대 저탄소 녹색성장의 중추 산업분야가 될 전망이다.[1] 또한 세계 자동차 시장이 환경규제 강화, 고유가 지속, 화석에너지 고갈 등으로 인하여 친환경자동차로 패러다임이 전환되고 있다. 이런 이유 등으로 전기자동차의 실용화를 위해 지대한 연구를 하고 있으나 아직까지 널리 사용되지 못하고 있다. 그 이유는 두 가지로 이야기 할 수 있다. 첫 번째는 가격 문제이다. 전기자동차의 배터리 팩의 가격은 업체마다 계산 방법이 다르지만 대략 $1,000/kWh 정도이다. 일반 소형차용인 16kWh의 경우 배터리 가격이 $16,000이며 차량 가격의 30% 이상이다. 따라서 전기식 차량은 내연기관의 차량에 비해 아직도 고가이기 때문에 널리 활용되지 못하고 있다. 소비자들의 관심을 받기 위해서는 3~4배 가격을 낮추어야 한다.[2] 두 번째는 충전의 문제이다. 전기자동차용 급속충전기 개발과 관련된 주요 동향을 요약하면 소형차 위주로 1회 만충전시 주행거리 120~160km, 배터리는 리튬계열로 용량 16kWh~24kWh, 최고속도 150km/h, 급속 충전 시 30분 이내 80% 이상 충전 또는 배터리 교환방식으로 요약된다.[3] 이는 내연기관 차량에 필요한 주유시간에 비해 전기식 차량에 필요한 충전시간이 너무 길다. 이 두 가지 문제를 해결하고자 KAIST에서 OLEV (On-Line Electric Vehicle)을 제안하였다. OLEV형태의 장점은 동

Collection @ pknu

일한 배터리를 가정하면 SOC (State of Charge)의 변화가 적어 Li-ion 배터리의 경우 배터리의 수명이 연장된다. Li-ion 배터리는 NiCad 배터리와는 달리 hysteresis가 없으므로 SOC의 변화가 적을수록 좋다. 가속 능력의 문제가 없는 범위 내에서 배터리의 용량을 줄일 수 있다. 또 다른 장점은 충전을 위하여 별도의 계획을 잡지 않아도 된다. 이와 같이 운행에 영향을 미치지 않으면서 충전이 이루어지는 것을 furtive 충전이라고 하겠다. furtive 충전은 어떤 경우든지 가능한 것이 아니고 차량의 운행 조건과 관련이 있다. 본 논문에서 다루는 Yard tractor는 furtive 충전에 적합한 운행 조건을 가지고 있다. Yard tractor는 항만오염의 주범 중 하나로 개선이 반드시 필요한 시스템이다. 전기식 Yard tractor가 개발되어 있으나 높은 가격과 2시간 정도의 긴 충전시간으로 실용적이지 못하다는 평가를 받고 있다. 그런데 Yard tractor의 운행주기를 보면 안벽 크레인 (Quay-wall crane)과 RTG 크레인 (Rubber Tyred Gantry crane)사이를 컨테이너를 싣고 오고 가면서 컨테이너를 운반한다. 따라서 크레인 아래에서 컨테이너를 싣거나 내리기 위해 반드시 대기하는 시간이 존재하는 데 이때 충전을 하면 운행에 영향을 미치지 않으면서 충전을 할 수 있고, 배터리의 SOC 변화를 최소로 할 수 있다. 이런 충전방식에는 furtive 충전방식이 적합하며 무선충전이 필수적이다. 본 논문에는 충전 시스템을 용이하게 구성할 수 있도록 새로운 형식의 완전보상 된 변압기를 포함하는 공진형 인버터와 일체형 Rectifier regulator를 제안하고 이 방식의 타당성과 실용성을 분석하였다. 그리고 prototype을 설계하고 제작하여 타당성과 실용성을 입증하였다.

dCollection @ pknu

Ⅱ. 완전보상 된 절연변압기를 활용한 공진형 인버터

2.1 기존의 LLC 공진형 인버터

그림 1(a)에 나타낸 기존 LLC 공진형 인버터는 인버터의 스위칭 시 스위칭 손실을 줄이기 위하여 인버터에 공진용 인덕터와 커패시터를 추가하여 스위칭시 공진이 되도록 동작시켜 항상 그림 1(b)와 같이 영전류 혹은 영전압에서 스위칭이 되는 인버터이다. 영전류 혹은 영전압에서 스위칭이 이루어지므로 스위칭 손실이 최소화되고 이로 인해 효율이 높고 스위칭 주파수를 높일 수 있다. 따라서 높은 전력밀도를 갖는 인버터를 설계할 수 있다. 그러나 회로를 구성할 때 공진용 인덕터(L_r)과 변압기(T)와 같은 복수 자성체 코어를 사용하기 때문에 시스템의 사이즈가 제한되는 단점이 있다. 이 단점을 해결하는 한 방법으로 전원장치에서 사용되고 있는 변압기와 인덕터와 같은 자성체 소자를 적절한 권선방법과 자성기술을 이용하여 소형화 시키는 기술을 복합변압기(IM-Integrated Magnetic)이라고 한다. 복합변압기 기술은 스위칭 주파수와 고효율 전력변환으로 더 이상 소형화가 어려운 전원장치의 전력밀도를 높일 수 있는 대안으로 알려져 있다. 하지만 복합변압기는 권선을 감는 방법이나 공극의 조절 등 제작하는 방법이 쉽지 않다. 이에 비하여 완전 보상된 절연변압기는 절연변압기의 1차 측 인덕턴스를 사용하여 공진을 이루므로 공진커패시터만 추가하면 된다. 또한 전력전달을 위한 상호인덕턴스의 값이 크지 않아도 되므로 인버터에서 출력을 외부로 인출하기 위한 인출선을 변압기 권선으로 활용할 수 있어 공간 활용을 극

Collection @ pknu

대화시킬 수 있다. 특히 대용량 기기일수록 필요로 하는 상호인덕턴스가 작아진다. 따라서 회로가 간단하고 제작이 편리하며 시스템을 소형화 및 경량화 시킬 수 있다.

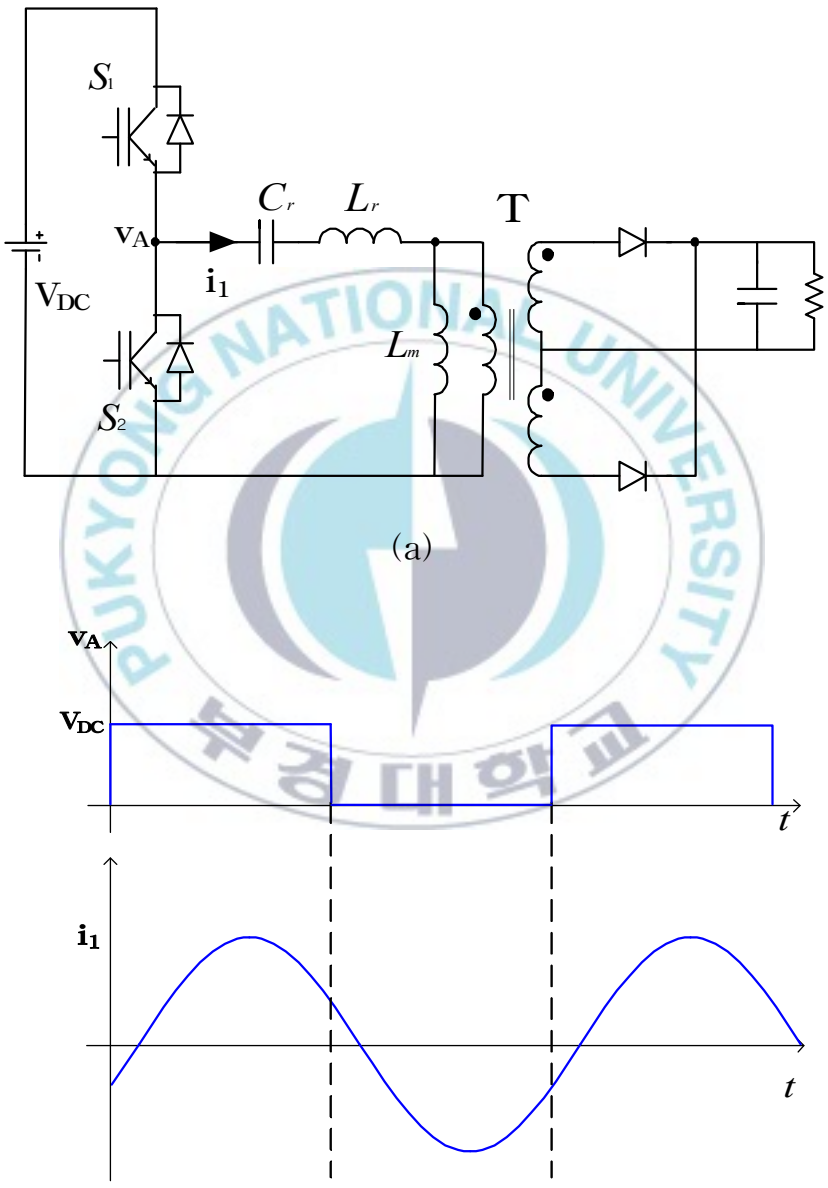


그림 1. LLC 공진형 인버터 회로도

Collection @ pknu

2.2 제안된 완전보상 된 절연변압기에 기초한 공진형 인버터

제안된 방식과 기존의 공진형 인버터와의 차이점은 기존의 공진형 인버터에서 외부장치와 전기적으로 분리시키는 절연변압기는 전압비가 권수비에 비례하고 여자인덕턴스(magnetizing inductance)가 비교적 크다고 생각되는 이상적인 변압기에 기초한 변압기이다. 반면 제안한 방식의 변압기는 전술한 변압기에서 여자인덕턴스에 해당하는 상호인덕턴스가 크지 않아도 되어 완전보상이 용이하고 완전보상 후에는 교차 결합된 전류 제어형 전압원으로써의 기능을 수행한다. 제안된 방식의 이점은 용접기, 도금기, 전기분해장치, 충전기와 같이 부하에 일정 전류가 필요한 경우 좋은 제어 특성을 얻을 수 있다.

제안된 공진형 인버터에는 그림 2와 같은 절연변압기가 사용되었다. 1차 코일 및 2차 코일의 자기인덕턴스 L_1, L_2를 공진커패시터 C_{r1}, C_{r2} 로 완전 보상하여 상호인덕턴스 M과 관련된 항만을 이용하여 전력을 전달한다.

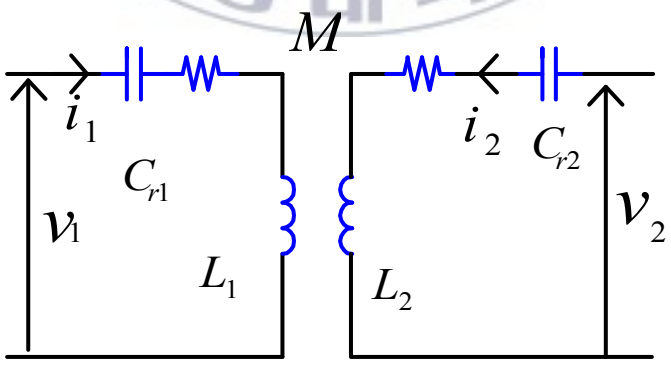


그림 2. 보상용 커패시터가 사용된 절연변압기

Collection @ pknu

그림 2에서 저항을 무시하고 정현파 동작을 가정하여 v_1, v_2를 페이저로 표현하면 식(1), 식(2)로 표현할 수 있다.

$$\mathbf{V}_1 = j\omega L_1 \mathbf{I}_1 + \frac{1}{j\omega C_{r1}} \mathbf{I}_1 + j\omega M \mathbf{I}_2 \tag{1}$$

$$\mathbf{V}_2 = j\omega M \mathbf{I}_1 + j\omega L_2 \mathbf{I}_2 + \frac{1}{j\omega C_{r2}} \mathbf{I}_2 \tag{2}$$

다음과 같이 정의된 잔존 인덕턴스(remnant inductance) L_e에 따라 보상을 세 가지로 나눈다.

$$\omega L_e = \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{r1}} \tag{3}$$

L_e가 영이면 완전보상, L_e가 (+)이면 부족보상, L_e가 (-)이면 과보상이라고 한다. 자기 인덕턴스에서의 전압강하를 완전히 상쇄시키는 완전보상 조건은 식(4), (5)와 같다.

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{r1}} = 0 \tag{4}$$

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{r2}} = 0 \tag{5}$$

Collection @ pknu

완전보상 후 식(1), (2)는 식(6), (7)으로 표현된다.

$$\mathbf{V}_1 = j\omega M \mathbf{I}_2 \tag{6}$$

$$\mathbf{V}_2 = j\omega M \mathbf{I}_1 \tag{7}$$

식(6)에서 보듯이 절연변압기 1차 전압과 2차 전류는 서로 비례하는 관계임을 알 수 있다. 즉 기존 공진형 인버터에서는 절연변압기의 권선 비에 따라 1차 전압으로 2차 전압을 조절하거나 1차 전류로 2차 전류를 조절한다. 그러나 절연변압기를 완전보상 된 형태로 구성하면 절연변압기 1차 전압으로 2차 전류를 제어할 수 있다. 따라서 2차 전류를 일정하게 제어하기가 용이하다. 1차 전압과 2차 전류가 비례관계이므로 2차 전류를 제어하기 위해서는 1차 전압인 인버터의 출력전압만 조절하면 되는 것을 의미한다. 본 논문의 무선충전장치에서 절연변압기의 2차 전류 즉 feeder 전류는 일정하게 유지할 필요가 있는데 완전보상 된 절연변압기를 채용한 공진형 인버터는 feeder 전류를 일정하게 제어하는 용도로 매우 적합하다. 본 논문에서는 인버터는 주파수 60[kHz], Duty 50% 인 구형파 전압을 발생시켜 절연변압기에 공급하고 3상 위상제어 정류기로 그 직류전압을 제어한다. 따라서 인버터 출력은 PAM(Pulse Amplitude Modulation)된 파형이 얻어진다. 인버터의 출력전압에 2차 전류가 비례하므로 제어기는 직렬저항에서의 전압강하만 보상하면 된다.

Collection @ pknu

공진형 인버터에서 절연변압기 1차 측의 보상상태에 따른 스위칭 상태를 확인하기 위하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 실행하였다. 스위칭 주파수는 60kHz, Duty는 50%이다. 그림 3은 공진형 인버터 회로도이다. 그림 4는 완전보상일 때 절연변압기 1차 측 전압 및 전류를 나타내고 있고 그림 5는 부족보상일 때 절연변압기 1차 측 전압 및 전류를 나타내고 있다. 그림 4와 그림 5에서 알 수 있듯이 완전보상일 때 1차 측 전압과 전류의 위상이 같고 부족보상일 때 1차 측 전류의 위상이 전압보다 느려짐을 확인 할 수 있다. 소프트 스위칭을 확실히 보장하기 위하여 완전보상 보다는 부족보상을 하는 것이 유리하다.

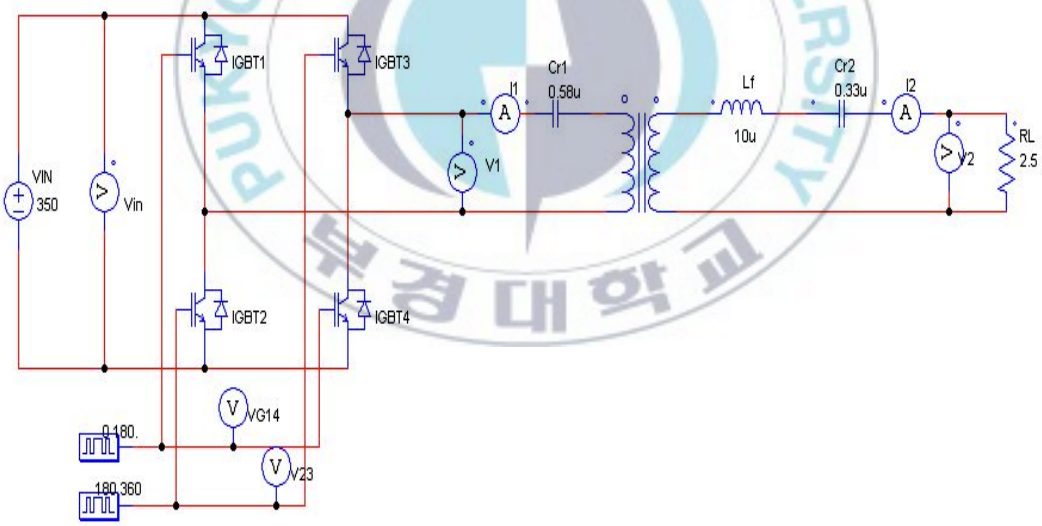
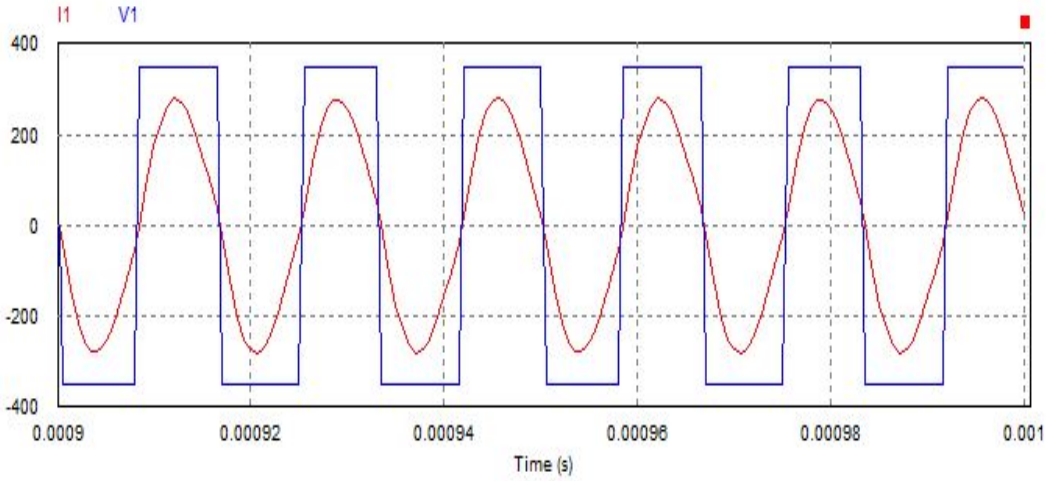


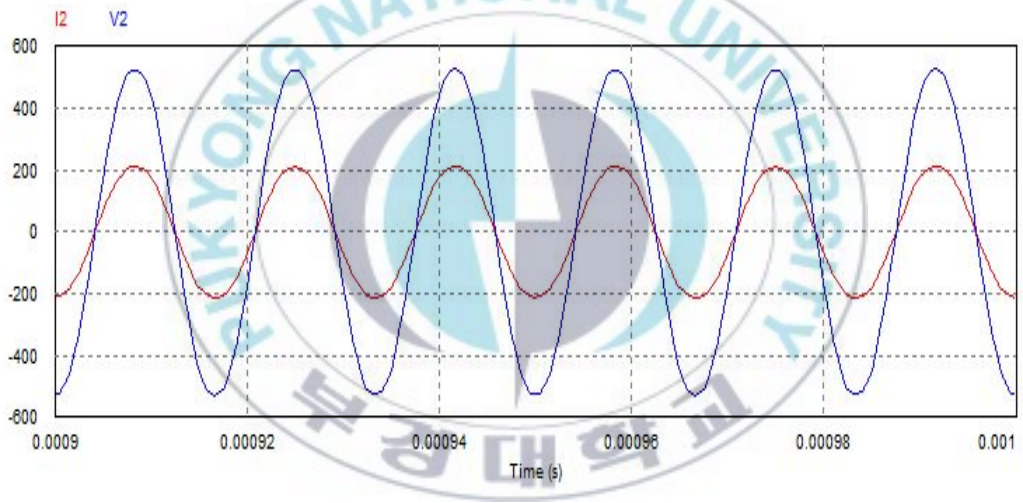
그림 3. 공진형 인버터 회로도

(L_1 : 12.12uH, L_2 : 21.3uH, M : 5.3uH)

dCollection @ pknu



(a) 1차 측 전압 및 전류

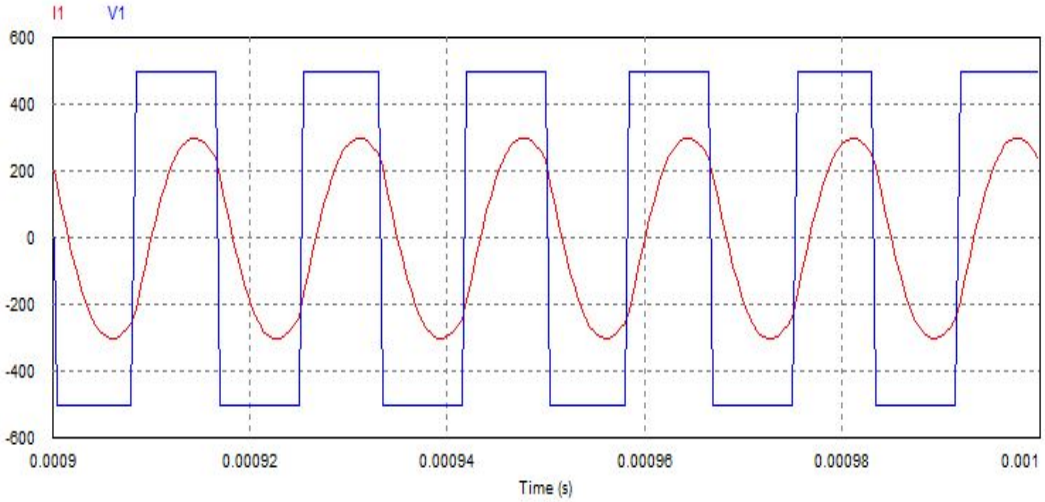


(b) 2차 측 전압 및 전류

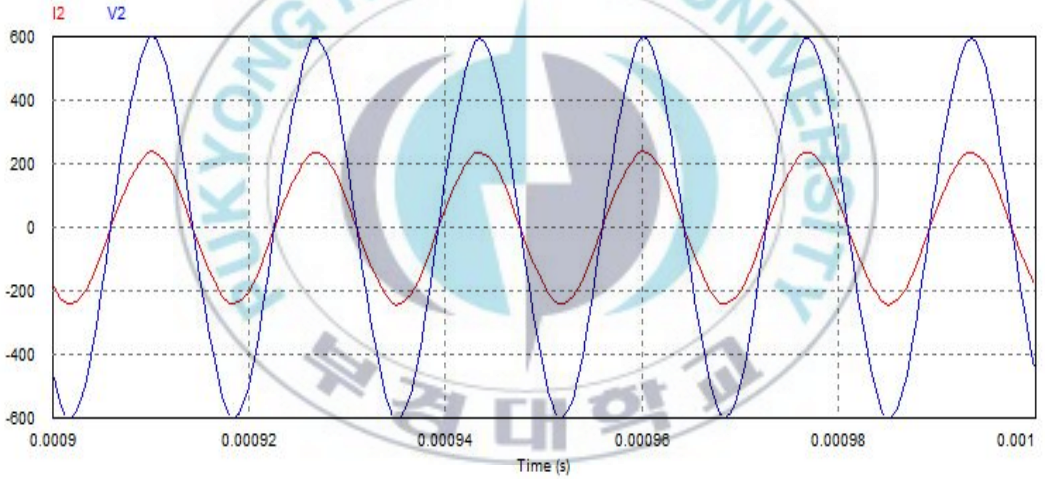
그림 4. 완전보상일 때 전압 및 전류

(C_{r1} : 0.58uF, L_1 : 12.12uH, C_{r2} : 0.33uF, L_2 : 21.3uH)

Collection @ pknu



(a) 1차 측 전압 및 전류



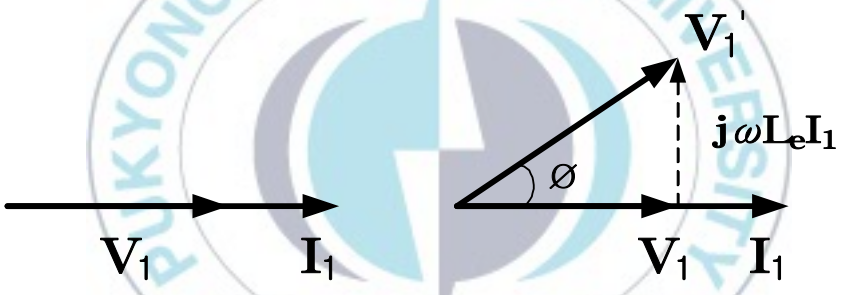
(b) 2차 측 전압 및 전류

그림 5. 부족보상일 때 전압 및 전류

(C_{r1} : 0.8uF, L_1 : 12.12uH, C_{r2} : 0.33uF, L_2 : 21.3uH)

Collection @ pknu

부족보상일 때 절연변압기 1차 측에 인덕터 성분이 남게 되어 전류의 위상이 전압의 위상보다 늦어져 소프트 스위칭이 잘 보장된다. 부족 보상된 정도는 식 (3)을 통해 알 수 있다. 스위칭 주파수가 60[kHz], L_1이 12.12[uH]이고 C_{r1}이 0.8[uF]로 L_e는 3.32[uH]가 된다. 부족 보상으로 인하여 남게 된 인덕턴스 성분 L_e로 인해 전압강하가 발생되어 1차 측 전류가 감소한다. 따라서 부족보상에서 완전보상과 같은 크기의 전류를 1차 측에 흘리기 위해서는 1차 측 전압을 증가시켜야한다. 그림 6은 완전보상과 부족보상에서의 1차 측 전압과 전류를 phasor로 나타낸 것이다.



(a) 완전 보상 (b) 부족보상

그림 6. 보상에 따른 절연변압기 1차 측 전압과 전류의 phasor도

표 1. 보상조건에 따른 PSIM parameter

	완전보상	부족보상
C_{r1} [uF]	0.58	0.8
V_{IN} [V]	350	500

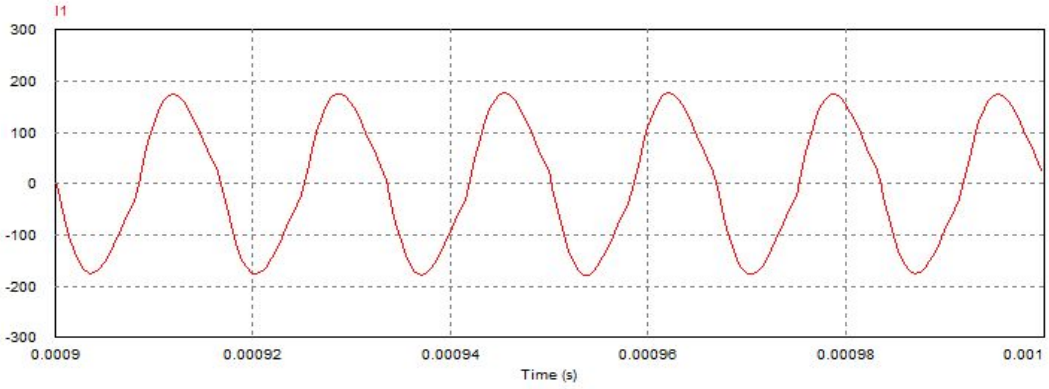
Collection @ pknu

그림 7은 공진형 인버터에서 부하에 따른 절연변압기 1차 측 전류를 시뮬레이션 한 결과이다. 저항이 작아질수록 1차 측 전류가 감소하고 고조파 성분이 나타남을 확인할 수 있다. 경부하일 경우에 그림 8(a)처럼 1차 측 전류가 0이하가 되는 별표(★)로 표시된 곳에서 소프트 스위칭은 보장되지 않는다. 이것은 1차 측을 부족보상하고 2차 측의 Q값을 크게 하여 해결할 수 있고 그림 8(b)에서 확인하였다. 2차 측의 Q값은 feeder와 선로의 인덕턴스에 의해 결정되므로 feeder를 설계할 때 충분히 큰 Q값을 가지도록 설계하여야 한다.

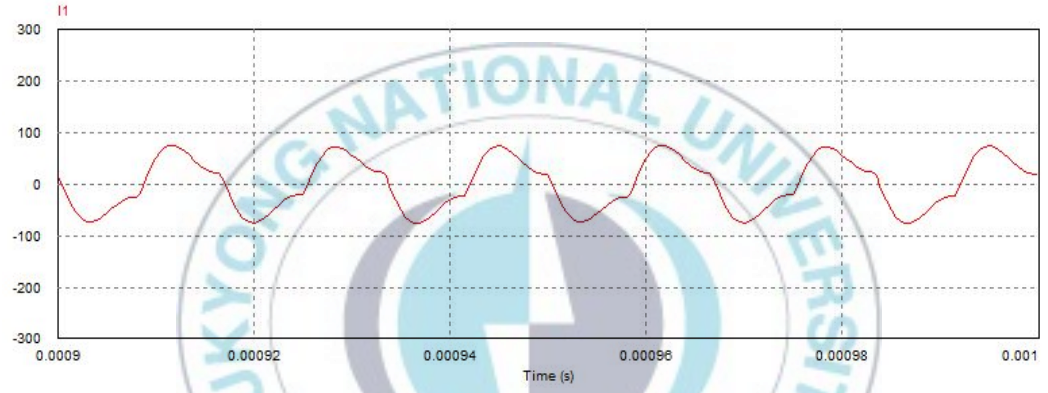
표 2. 경부하에서 보상상태 및 Q값에 따른 PSIM parameter

	완전보상	부족보상
C_{r1} [uF]	0.58	0.8
L_2 [uH]	9.3	12.3
Q	30	40
R_L [Ω]	0.1	0.1

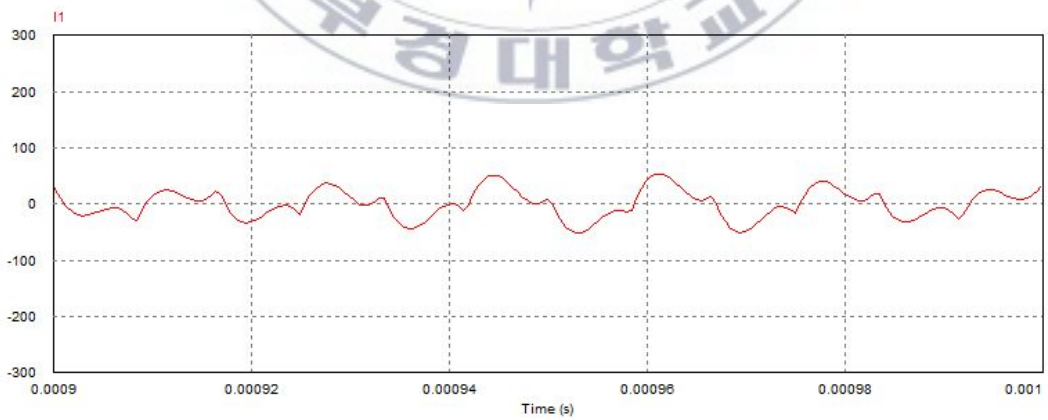
Collection @ pknu



(a) 부하 1.5Ω



(b) 부하 0.5Ω

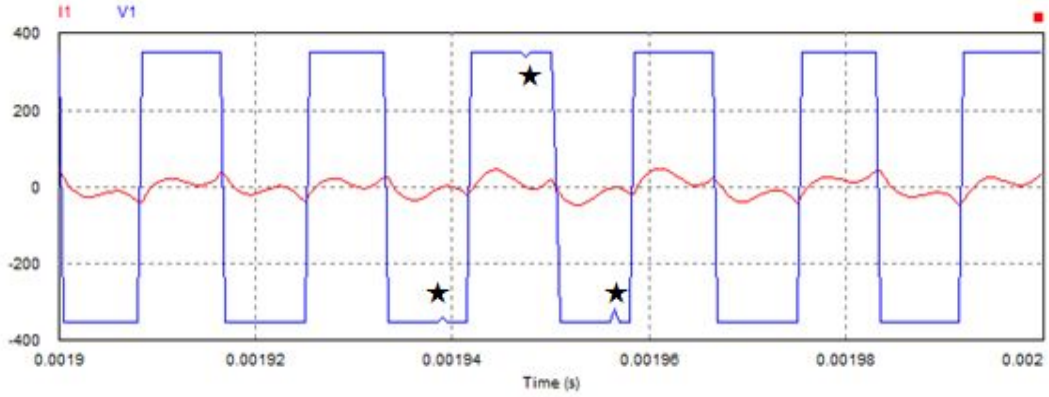


(c) 부하 0.1Ω

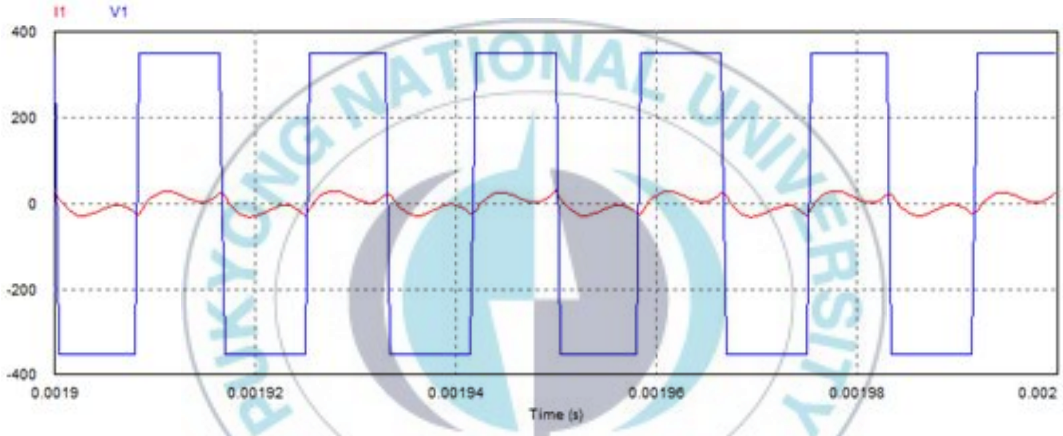
그림 7. 부하에 따른 절연변압기 1차 측 전류

(a) R_L=1.5Ω, (b) R_L=0.5Ω, (c) R_L=0.1Ω

dCollection @ pknu



(a) 완전보상(Q=30)



(b) 부족보상(Q=40)

그림 8. 보상상태와 Q값에 따른 1차 측 전압 및 전류

(a) 완전보상(Q=30), (b) 부족보상(Q=40)

Collection @ pknu

Ⅲ. Furtive 충전을 도입한 YT 충전장치

3.1 Furtive 충전

전기식 차량은 내연기관 차량에 높은 가격과 긴 충전시간의 두 가지 단점을 가지고 있다. 이 두 가지 단점을 해결하기 위해 KAIST에서 OLEV(On-Line Electric Vehicle)을 제안하였다. OLEV 형태의 장점은 가속능력의 문제가 없는 범위 내에서 배터리의 용량을 줄이 수 있고 운행 중에 충전이 이루어지므로 운행에 영향을 미치지 않는다는 것이다. 이와 같이 운행에 영향을 미치지 않으면서 충전이 이루어지는 것을 Furtive 충전이라고 하였다.

그림 9는 항만에서 Yard tractor의 운행주기를 보여주고 있다. Yard tractor의 운행주기를 보면 컨테이너를 싣거나 내리기위해 크레인 아래에서 정차하게 되는데 이 때 무선충전을 하게 되면 운행에 영향을 미치지 않으면서 충전을 할 수 있고 배터리의 SOC 변화를 최소로 할 수 있다. Li 계열의 배터리는 충방전에 히스테리시스가 없고 SOC의 변화가 작을 때 수명이 극대화 될 수 있다. 만약 두 크레인 사이의 거리가 500 [m]이고 크레인 아래에서의 대기 시간이 1.5분이라면 크레인 아래에서 충전을 하여 배터리의 SOC 변화를 그림 10과 같게 할 수 있다. 이를 토대로 배터리의 용량을 결정하고 충전 시스템을 설계 할 수 있다.

Collection @ pknu

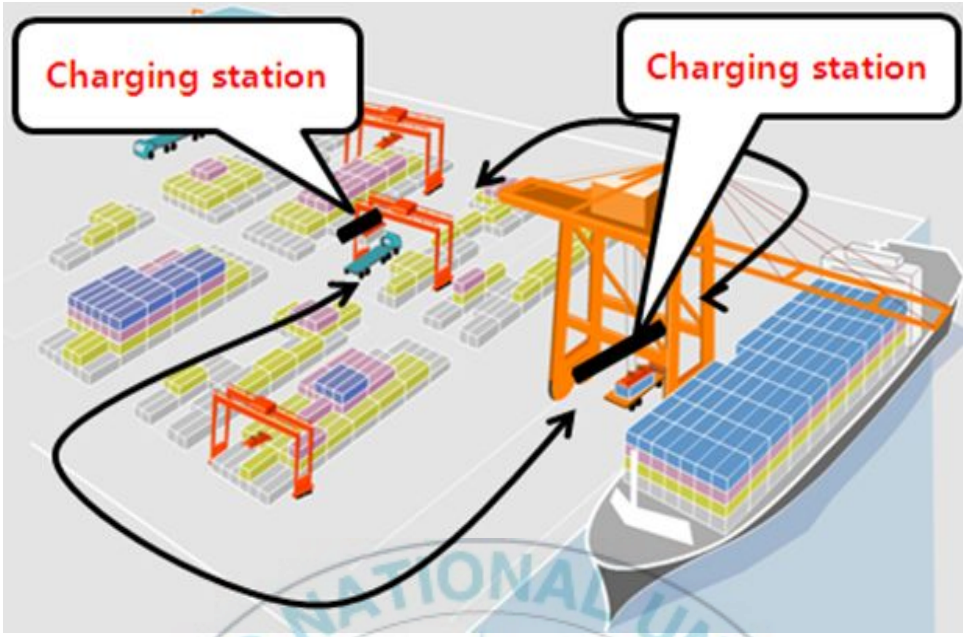


그림 9 컨테이너 야드에서 Yard tractor 운영

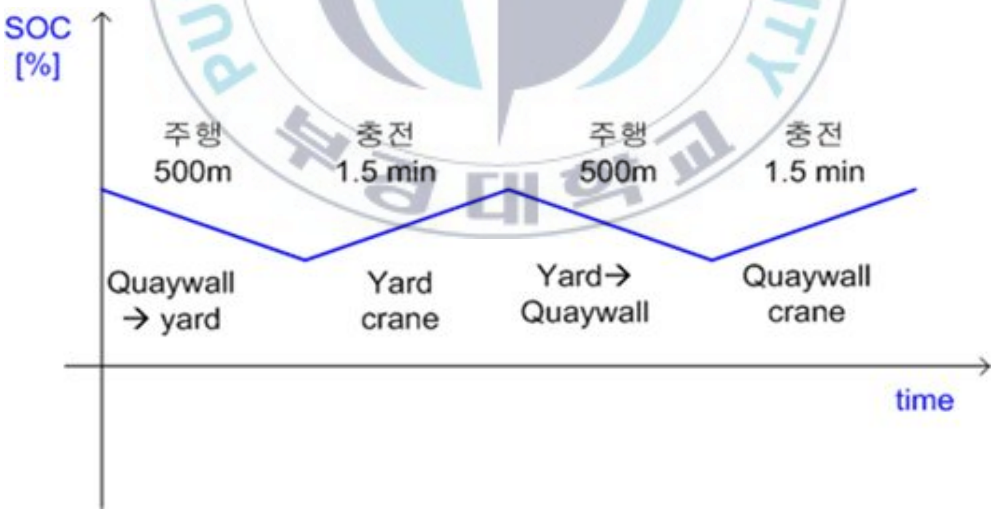


그림 10. Yard tractor 배터리 SOC 제어 전략

Collection @ pknu

Furtive 충전은 그림 11과 같이 운행 중에 충전이 이루어지는 방식이므로SOC 변화가 매우 작아서 일반적인 전기자동차보다 배터리의 수명을 연장할 수 있고 배터리의 용량도 줄여 전기자동차의 단점인 높은 가격과 긴 충전시간의 문제를 해결할 수 있다. 배터리가 과 충전하게 되면 배터리의 폭발가능성이 있고 과 방전하게 되면 배터리의 수명이 급격히 감소한다. 따라서 전기자동차마다 SOC는 조금씩 다르지만 일반적인 전기자동차의 SOC가 10% ~ 90% 이내에서 충방전이 되도록 사용한다고 가정하면 기존 전기식 YT의 SOC는 그림 12와 같이 나타낼 수 있다.

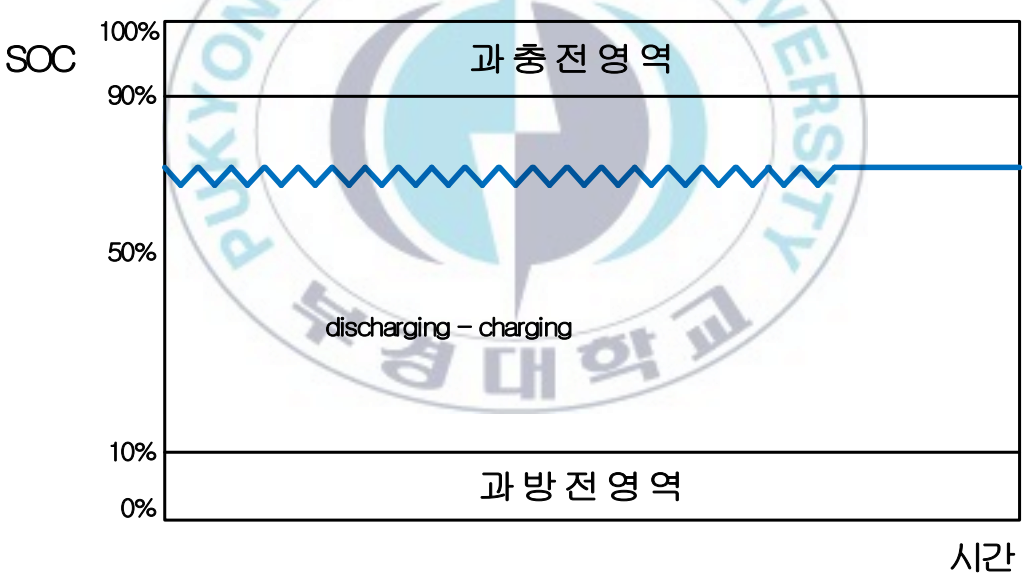


그림 11. 제안된 무선충전식 YT의 SOC

Collection @ pknu

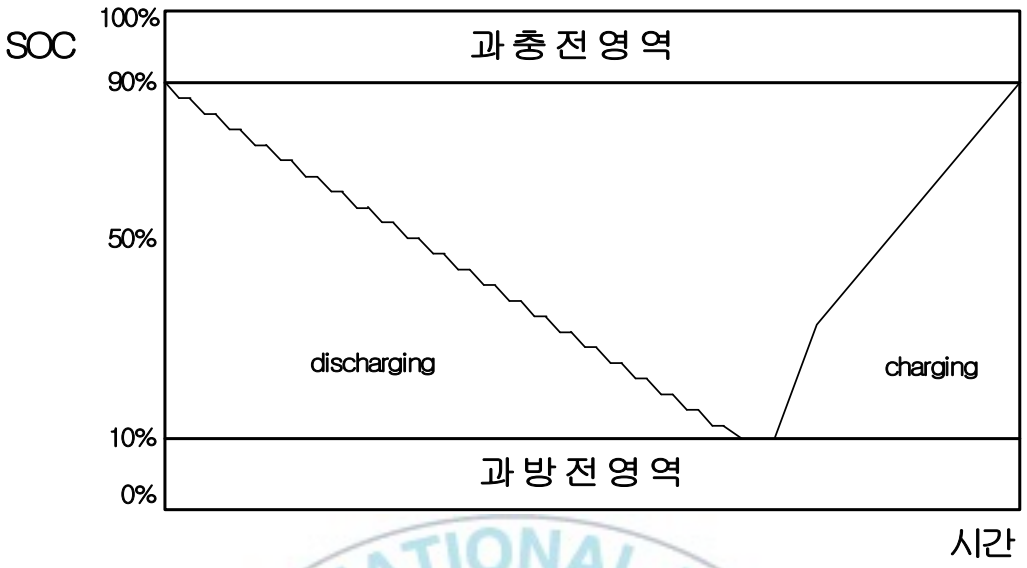


그림 12. 기존 전기식 YT의 SOC

주행거리(1km)당 전기소모량(kWh)를 연비라고 할 때 일반전기 버스의 연비는 대략 1kWh/km이다. Yard tractor는 일반전기버스보다 무거우므로 연비를 2kWh/km라고 가정하고 1회 왕복거리가 1km, 1시간에 15회 왕복하고 하루 8시간 주행한다고 가정할 때 필요한 배터리 용량은 다음과 같다.

$$Battery = 2kWh/km \times 15km \times 8 = 240kWh \quad (8)$$

배터리 용량이 240kWh로 크다. 따라서 차량 가격이 높아지고 차량 무게도 무거워진다. Furtive 충전식 Yard tractor에는 3.6V, 2Ah 리튬이온배터리를 직병렬로 조합하여 604V, 80Ah의 배터리 팩을 사용한다. 용량은 48kWh로 240kWh의 1/5 밖에 되지 않는다. 안벽크레

dCollection @ pknu

인과 RTG 크레인 사이의 거리가 500[m]이고 크레인 아래에서 대기 시간이 1.5분일 때 Yard tractor의 운행속도를 30km/h로 가정하면 이동하는데 걸리는 시간은 1분이고 크레인 아래에서 대기하면서 1.5분간 충전하게 된다. 1.8C로 방전하게 되면 1C가 80Ah이므로 144Ah이다. 144Ah로 1분간 방전된 전하량을 충전하기 위해서 1.2C로 충전하게 되면 96Ah이므로 1.5분간 충전하면 된다. 이와 같이 충방전이 이루어지도록 제어하면 SOC 변화는 그림 11과 같이 매우 작다. 따라서 배터리의 수명이 극대화 될 뿐만 아니라 모터보다 작은 용량의 배터리를 사용할 수 있어서 차량의 높은 가격 및 긴 충전시간의 문제를 해결할 수 있다.

표 3. 기존 전기식 YT와 제안된 무선충전식 YT의 특징

	기존 전기식 YT	제안된 무선충전식 YT
가 격	높음	낮음
충전시간	6 ~ 8시간	운행 중 충전
배터리용량	240kWh	48kWh

Collection @ pknu

표 4는 발콘 코퍼레이션(Balqon Corporation, OTCBB:BLQN)사의 리튬 이온 배터리로 구동하는 전기트럭 Mule M150의 기본사양을 나타내고 있다. Mule M150은 도심, 항구시설, 공항 내 상품 및 화물운송을 위한 단거리 주행용 무공해 솔루션으로 사용할 수 있도록 고안되었다.

표 4. Balqon Mule M150 specification

최대속도	88kmh
전기모터	220kW급(300HP)
인버터	240kW급
배터리	리튬이온
배터리용량	280kWh
20-100% 충전시간	약 6시간

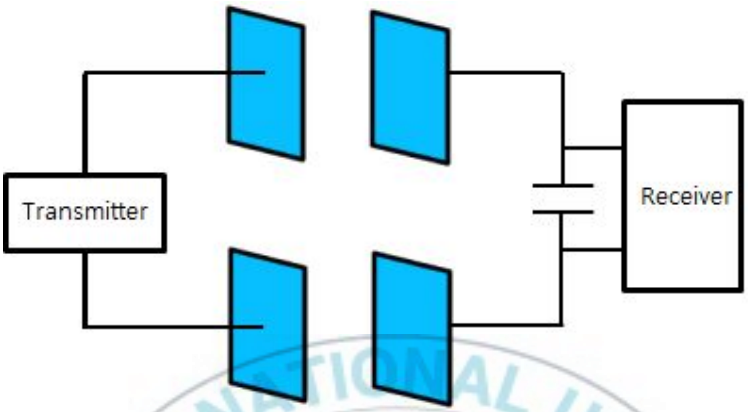
Collection @ pknu

3.2 무선전력전송 시스템

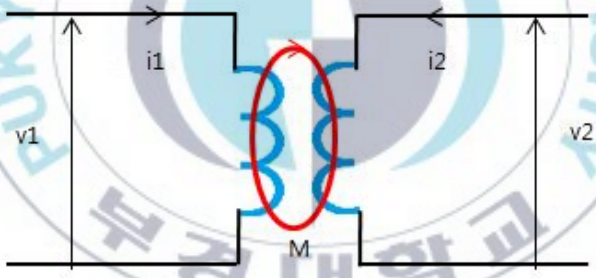
무선전력전송 시스템은 급전 측에서 집전 측으로 즉 전기를 공급하는 쪽에서 전기를 공급받는 쪽으로 직접 전선으로 연결하지 않고 전력을 전달하는 시스템을 말한다. 직접 전선으로 연결되지 않으므로 사용자가 전격 등에 노출되지 않으므로 안전성이 증가하고 전선이 없으므로 전기기기의 편리성과 가동성이 높아진다. 이런 장점으로 인해 최근 들어 가전기기, 사무용 기기나 전기 자동차등에 무선으로 전력을 공급하는 시스템이 많은 관심을 받고 있다.[4]-[8] 특히 MIT 시스템[5],[7]이 발표된 이후 수m 이상의 원거리에서 무선으로 전력을 전달하고자 하는 많은 연구가 이루어져 이전에는 고려하지 못했던 거리에 있는 장치에 전력을 전송할 수 있게 되었다. 무선전력전송에는 용량성 결합에 의한 방식, 유도성 결합에 의한 방식, 마이크로파 방사에 의한 방식으로 구분할 수 있다. 그림 13(a)는 용량성(capacitive) 전력전송 방식으로 용량성 결합을 한 두 시스템간에 전력을 전달하는 방식으로 제한된 범위에서 사용할 수 있다. 그림 13(b)는 유도성(inductive)전력전송 방식으로 유도결합을 한 두 시스템간에 전력을 전달하는 방식으로 수cm에서 수m의 비교적 넓은 범위에서 사용 되고 있다. 그림 13(c)는 마이크로 방사(radiation) 방식으로 수GHz 이상의 방사형 마이크로파를 사용하는 방식으로 수m 이상의 원거리용으로 활용된다. 무선충전장치의 급집전 코일은 일종의 변압기로 해석할 수 있다[16]. 단지 일반적인 변압기와 달리 1차와 2차가 분리되어 있고 움직일 수 있다는 점이 다르다. 1차와 2차가 분리되어 있으므로 여자 인덕턴스는 매우 작고 상대적으로 누설 인덕턴스는 매우 크다. 이런 경우는 이상적인 변압기 모델보다는 상

Collection @ pknu

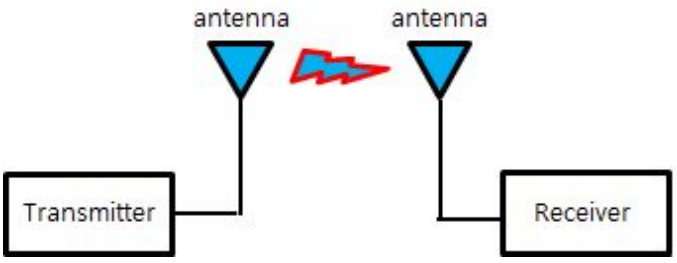
호결합을 하고 있는 인덕터 모델로 표현하는 것이 이해하기 쉬워 인덕터 모델로 표현하여 해석하였다.



(a) Capacitive couple



(b) Inductive couple



(c) Radiation

그림 13. 무선전력전송 시스템

Collection @ pknu

3.3 유도성 무선전력전송

유도성 무선전력전송이 이루어지기 위해서는 2개 또는 그 이상의 코일(inductor)이 있어야 하고 여기에 두 번의 (상호)유도작용이 있어야한다. 그림 14는 두 코일에 두 번의 유도 작용이 있는 것을 나타내었다. 상호유도작용이란 한 코일에 흐르는 전류에 의해 다른 쪽 코일에 유기기전력이 발생하는 것이다. L_1, L_2는 각기 1차와 2차의 자기 인덕턴스, M은 상호 인덕턴스이다. 두 코일에서 두 번의 유도작용이 일어난 것은 식 (9), (10)과 같이 표현된다. 만일 식 (11)과 같이 유기된 전압과 전류의 곱의 시간적 평균이 영이 아니면 전력전송이 발생한다. 이렇게 전력전송이 발생하는 것을 유도성 무선전력전송이라고 할 수 있다. 입력전력 P_1은 출력전력 P_2와 같고 P_2가 영이면 P_1도 영이 된다. 방사형인 경우는 출력전력이 영이어도 입력전력은 영이 되지 않는다. 유도성은 비방사성이고 비방사성이라면 유도성이다. 그리고 유도성 전력전송시스템은 선형시스템이고 가역적이다. 즉, 1, 2차는 그 기능을 서로 바꿀 수 있다. 유도성 무선전력전송 시스템은 코일(coil)의 개수와 자기 인덕턴스를 보상하는 정도에 따라 여러 가지로 분류될 수 있다. 최근 들어 많은 주목을 받는 MIT에서 제안한 방식도 높은 주파수를 사용하기 때문에 부유용량을 포함한 분포정수회로를 사용하여 외관상 달라 보여도 유도성 무선전력전송 시스템 중 하나로 볼 수 있다.

Collection @ pknu

$$v_1 = L_1\frac{di_1}{dt} - M\frac{di_2}{dt} \tag{9}$$

$$v_2 = M\frac{di_1}{dt} - L_2\frac{di_2}{dt} \tag{10}$$

$$P_1 = ave(v_1 i_1), \quad P_2 = ave(v_2 i_2) \tag{11}$$

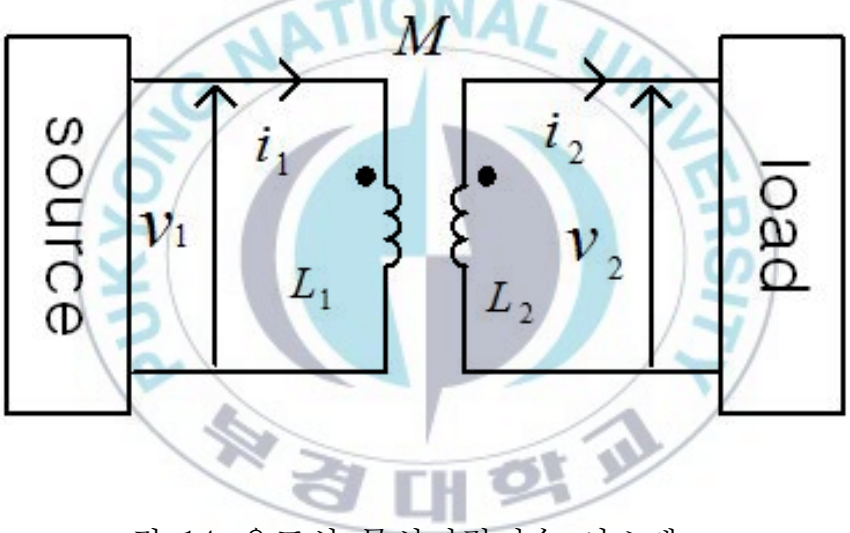


그림 14. 유도성 무선전력전송 시스템

Collection @ pknu

3.4 제안된 무선충전 시스템

전술한 공진형 인버터를 활용하여 YT(Yard Tractor)를 위한 무선 충전 시스템을 그림 15와 같이 구성하였다. 제안된 무선 충전 장치에서는 feeder 전류가 일정하게 유지될 필요가 있으므로 제안한 공진형 인버터가 적합하다. 공진형 인버터에서 정현파 동작을 가정하고 절연변압기의 1차 전류 $\mathbf{I_1}$, 2차 전류를 $\mathbf{I_2}$라고 하면 절연변압기 1차 측에서 전압은 식(12)와 같이 표현된다.

$$\mathbf{V_{inv}} = j\omega L_1 \mathbf{I_1} + \frac{1}{j\omega C_{r1}} \mathbf{I_1} - j\omega M \mathbf{I_2} \tag{12}$$

여기서 L_1, L_2는 각각 절연변압기의 1차, 2차 자기인덕턴스이고 M_T는 절연변압기의 상호 인덕턴스이다. $\mathbf{V_{inv}}$은 인버터 출력전압이다. pickup의 전류를 $\mathbf{I_{pk}}$라 하면 절연변압기 2차 측과 feeder에서 전압은 식(13)과 같이 표현된다.

$$0 = -j\omega M_T \mathbf{I_1} + j\omega L_2 \mathbf{I_2} + \frac{1}{j\omega C_{r2}} \mathbf{I_2} + j\omega M_{pk} \mathbf{I_{pk}} \tag{13}$$

여기서 M_{pk}는 feeder 와 pickup 사이의 상호 인덕턴스다. pickup에서 출력전압 $\mathbf{V_o}$는 식 (14)로 표현된다.

Collection @ pknu

$$\mathbf{V_o} = j\omega M_{pk}\mathbf{I_2} + \frac{1}{j\omega C_{pk}}\mathbf{I_{pk}} + j\omega L_{pk}\mathbf{I_{pk}} \tag{14}$$

각 부분에서 완전 보상 조건은 다음과 같다.

$$\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_{r1}} = 0 \tag{15}$$

$$\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_{r2}} = 0 \tag{16}$$

$$\omega L_{pk} - \frac{1}{\omega C_{pk}} = 0 \tag{17}$$

완전 보상 후 시스템은 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{V_{inv}} = -j\omega M_{fr}\mathbf{I_2} \tag{18}$$

$$0 = -j\omega M_{fr}\mathbf{I_1} + j\omega M_{pk}\mathbf{I_{pk}} \tag{19}$$

$$\mathbf{V_o} = j\omega M_{pk}\mathbf{I_2} \tag{20}$$

Collection @ pknu

따라서 출력전압 $\mathbf{V_o}$ 와 인버터 출력전압 $\mathbf{V_{inv}}$은 (18), (20)식으로부터 다음과 같이 나타내어진다.

$$\mathbf{V_o} = -\frac{M_{pk}}{M_T}\mathbf{V_{inv}} \tag{21}$$

$$\mathbf{I_1} = \frac{M_{pk}}{M_T}\mathbf{I_{pk}} \tag{22}$$

식 (21)과 (22)를 통해 인버터에서 pickup 출력까지가 이상적인 변압기의 출력과 유사함을 알 수 있다. feeder 전류 $\mathbf{I_2}$와 출력전압 $\mathbf{V_o}$가 인버터 출력전압 $\mathbf{V_{inv}}$와 비례관계에 있으므로 인버터 출력전압만 조절하면 feeder 전류와 출력전압을 제어하기가 용이함을 알 수 있다. 보상은 인버터의 소프트 스위칭과 같은 필요에 따라 완전보상보다는 부족보상 또는 과보상을 할 수 있다. 실제로 구성된 충전시스템에서 공진형 인버터의 절연변압기 1차 측은 부족보상 되었고 feeder 측은 완전보상이 되어있다. 인버터 측을 인덕턴스가 조금 남게 부족보상 함으로 소프트 스위칭이 보장되도록 하였다. 그림 16은 YT용 충전시스템의 구성도로 그림 15의 시스템에서 feeder와 pickup을 기준으로 feeder 왼쪽 즉 급전인버터측은 크레인에 설치되고 pickup 오른쪽 즉 일체형 레귤레이터측은 야드트랙터에 설치된다.

dCollection @ pknu

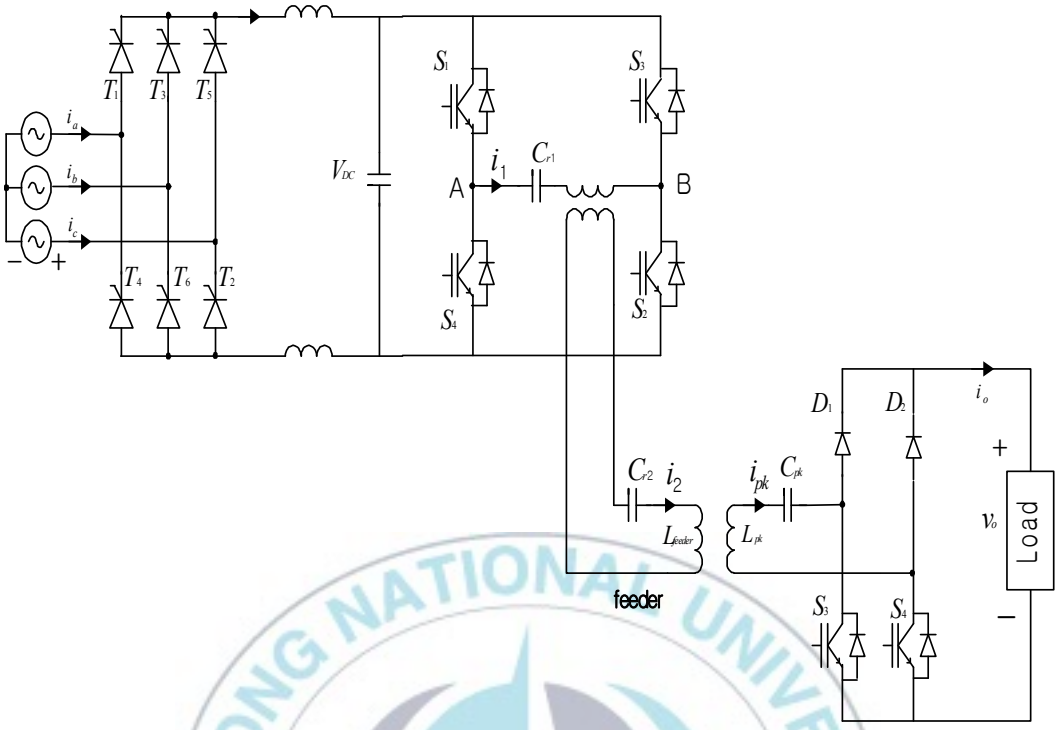


그림 15. YT를 위한 무선 충전 시스템

그림 16 YT용 충전시스템 구성도

Collection @ pknu

3.5 급전인버터의 설계

급전인버터는 3상 위상제어 정류부와 완전보상 된 절연변압기에 기초한 공진형 인버터로 구성된다. 위상제어 정류기는 SCR thyristor의 턴 온 시점을 교류입력 전원전압의 위상에 대하여 임의로 가변하여 교류전력을 직류전력으로 변환하는 전력변환기이다. SCR은 α만큼 지연되어 턴 온 되므로 α를 지연각(delay angle)라고 한다.

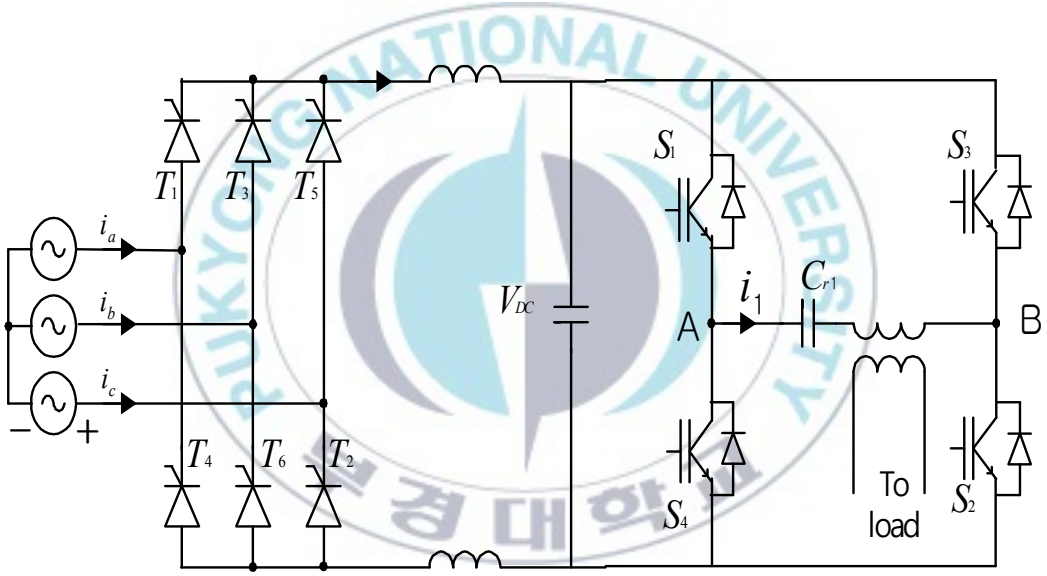


그림 17. 급전 인버터 회로도

dCollection @ pknu

입력단의 위상제어 정류기는 지연각 α가 0도 일 때 다이오드 정류기와 같으므로 그림 18과 같이 나타낼 수 있다.

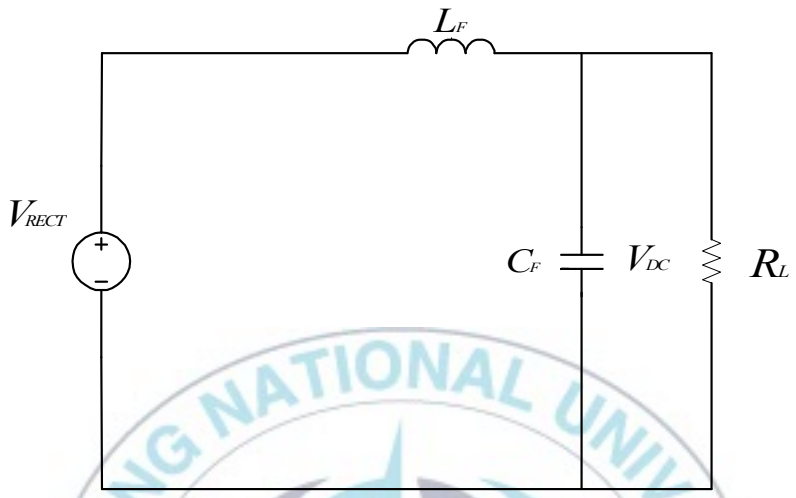


그림 18. 입력단 LC 필터 등가회로

그림 17과 그림 18로부터 정류기 브리지 출력전압 V_{RECT}를 푸리에 시리즈로 전개 하면 다음과 같이 표현할 수 있다.[25]

$$V_{RECT} = 1.35 V_{LL}\left(1 + \frac{2}{35}\cos 6\omega t - \frac{2}{143}\cos 12\omega t + \ldots\right) \quad (23)$$

고조파 성분을 제거하기 위해 전류의 고조파 성분이 필터 커패시터로 흐르게 하려면 다음의 조건을 만족해야한다.

$$\frac{1}{n\omega C_F} \ll R_L \quad (24)$$

Collection @ pknu

R_L은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$R_L = \frac{V_{DC}^2}{P_o/\eta} = \frac{594^2}{60\times10^3/0.9} = 5.3[\Omega] \tag{25}$$

여기서 입력선간전압 V_{LL}은 440[V], 정격 출력 P_o는 60[kW], 정류기 효율η는 0.9이다. 필터 인덕터 전류에서 가장 낮은 고조파 성분은 n=6 이므로 식 (24)에 의해서

$$C_F >> \frac{1}{n\omega R_L} = \frac{1}{6\times2\pi\times60\times5.3} \approx 83[\mu F] \tag{26}$$

식 (26)에서 C_F는 계산된 값 83uF 보다 30배 이상 큰 2700[uF]를 선정하였다. 출력전압의 n차 고조파성분은 L_F와 C_F의 임피던스 전압 분배에 의해 결정된다.

$$V_{oH} = \left|\frac{-\frac{1}{n\omega C_F}}{n\omega L_F - \frac{1}{n\omega C_F}}\right| V_{nH} = \left|\frac{-1}{(n\omega)^2 L_F C_F - 1}\right| V_{nH} = \frac{1}{\left|(n\omega)^2 L_F C_F - 1\right|} V_{nH} \tag{27}$$

dCollection @ pknu

리플전압의 대부분은 최저고조파인 6고조파 성분이므로 리플율 RF(Ripple factor)는 다음과 같이 표현된다.

$$RF = \frac{V_{oH}}{V_{DC}} = \frac{V_{6H}}{V_{DC}} \times \frac{1}{\left|(6\omega)^2 L_F C_F - 1\right|} \tag{28}$$

RF=0.01 로 정하면 L_F는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$(6\omega)^2 L_F C_F - 1 = \frac{V_{6H}}{V_{DC} \times RF} = \frac{2}{35 \times 0.01} = 5.7 \tag{29}$$

$$L_F = \frac{(5.7+1)}{(6\omega)^2 C_F} = \frac{6.7}{(12\pi f)^2 C_F} = 0.49[mH] \tag{30}$$

3상 다이오드 정류기에서 출력 전류 연속을 위한 출력필터의 임계 임덕턴스 값 L_c는 20% 부하에서 다음과 같이 표현할 수 있다. 3상 전파정류기의 경우 k=6이다[24]

$$L_C = \frac{R_L}{3\pi k(k^2-1)f} = \frac{5.3/0.2}{3\pi \times 6 \times 35 \times 60} = 0.22[mH] \tag{31}$$

식 (30)와 (31)으로부터 정류기 출력 필터의 인덕턴스 L_F는 1.5[mH]를 선정하였다

Collection @ pknu

3.6 제어기의 설계

제어루프는 그림 19와 같이 구성할 수 있다. 전류제어기는 절연변압기 2차 전류가 일정하게 되도록 제어한다. 제어기 출력은 PCR(Phase Controlled Rectifier)의 지연각을 생성한다. PCR은 전원전압이 다음과 같은 3상 교류일 때 그림 20과 같은 출력을 생성한다.

$$V_{an} = \sqrt{2}V\sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right) \tag{32}$$

$$V_{bn} = \sqrt{2}V\sin\left(\omega t - \frac{5\pi}{6}\right) \tag{33}$$

$$V_{cn} = \sqrt{2}V\sin\left(\omega t - \frac{3\pi}{2}\right) \tag{34}$$

지연각 α에 따른 출력 전압의 평균은 다음과 같이 주어진다. 점호각에 대한 PCR의 출력 전압이 비선형이므로 전류제어기의 출력을 역 cosine을 취해 선형화할 필요가 있다.

$$\langle v_o \rangle = \frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} v_o d\omega t = \frac{3}{\pi}\int_{\alpha+\frac{\pi}{3}}^{\alpha+\frac{2\pi}{3}} \sqrt{6}V\sin\omega t d\omega t = \frac{3\sqrt{6}V}{\pi}\cos\alpha \tag{35}$$

Collection @ pknu

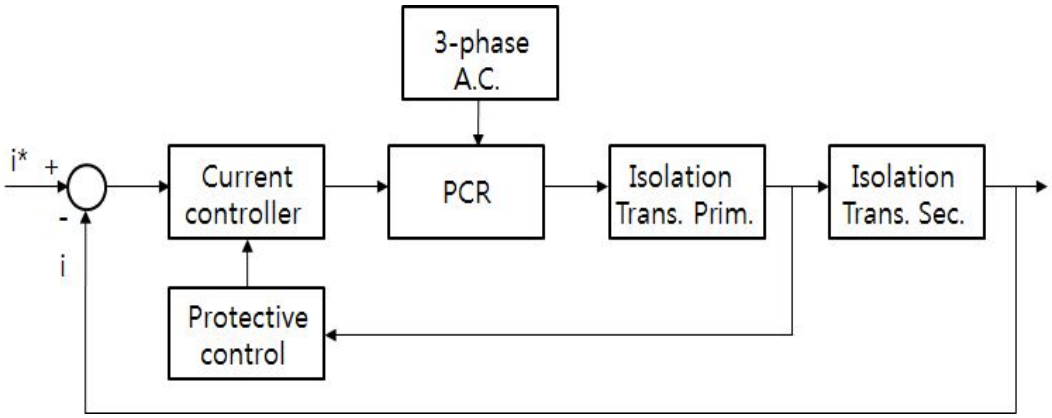


그림 19. 제어 루프

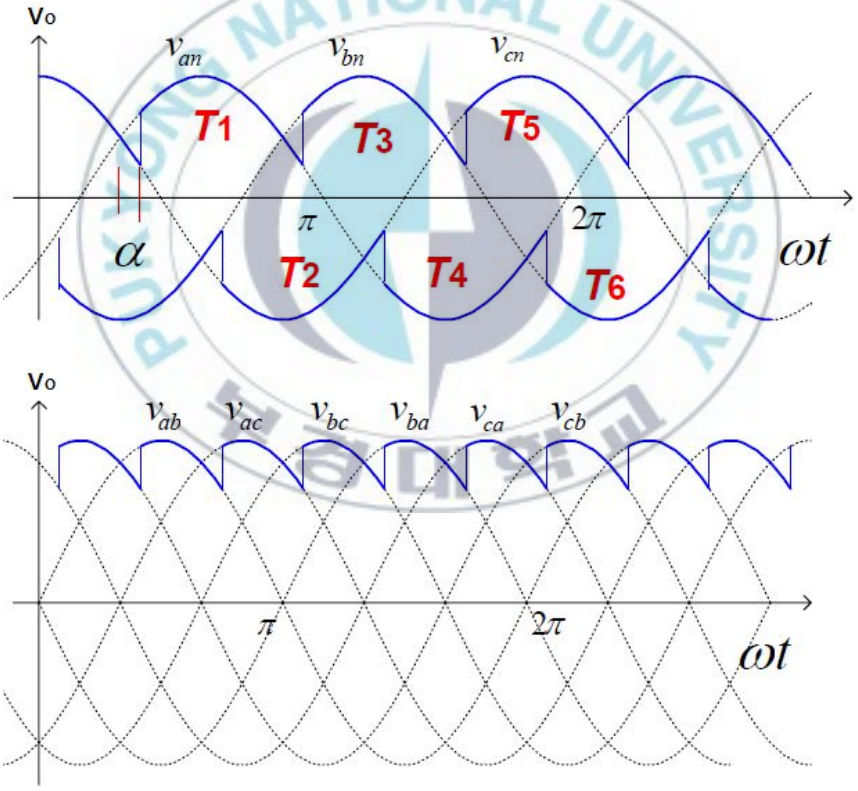


그림 20. PCR 출력파형

dCollection @ pknu

전류 제어기는 절연변압기 2차 전류를 제어하지만 1차 전류가 비정상적으로 흐르면 SCR이 파손될 우려가 있으므로 1차 전류를 감시하여 보호제어 동작을 취하여야 한다. 보호제어는 1차적으로 점호각을 점진적으로 늘이고 2차적으로 SCR 점호 펄스를 제거한다. 전류 제어기는 디지털 방식으로 구현되는데 PCR이 전원주기 1/60의 1/6인 대략 3 [msec]마다 점호시키므로 샘플링 주기가 이보다 빨라도 의미가 없다. 전류 제어기는 digital PID(Proportional Integration Differential)로 구현하였다. analog 형의 PID 제어기는 다음과 같이 구성된다.

$$m(t) = K\left[e(t) + \frac{1}{T_1}\int_0^t e(t)dt + T_d\frac{de(t)}{dt} \right] \tag{36}$$

digital PID 제어기는 다음과 같이 positional 형으로 구현될 수 있다.

$$G_D(z) = K_P + \frac{K_I}{1-z^{-1}} + K_D\left(1-z^{-1}\right) \tag{37}$$

비례계수 K_P , 적분계수 K_I , 미분계수 K_D는 다음과 같다.

$$K_P = K - \frac{KT}{2T_i} = K - \frac{K_i}{2} \tag{38}$$

Collection @ pknu

$$K_I = \frac{KT}{T_i} \tag{39}$$

$$K_D = \frac{KT_d}{2T} \tag{40}$$

또는 digital PID 제어기는 다음과 같이 velocity 형으로 구현될 수 있다.

$$M(z) = -K_P C(z) + K_I \frac{R(z) - C(z)}{1 - z^{-1}} - K_D (1 - z^{-1}) C(z) \tag{41}$$

velocity 형 digital PID 제어기는 그림 21과 같이 실현 할 수 있다.

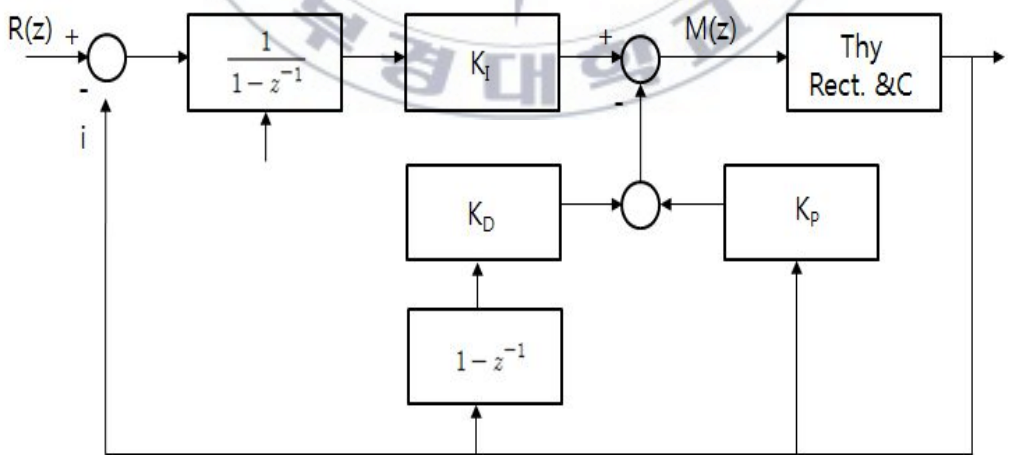


그림 21. velocity 형 digital PID 제어기

Collection @ pknu

3.6.1 전류 검출부

그림 22는 전류 검출부로서 feeder 전류를 전류센서를 통하여 입력받아 전압신호로 바꾼 다음 OPAMP 2개를 이용하여 전파 정류한다. 그리고 low pass filter를 통하여 직류전압신호로 변경한 다음 DSP의 ADC(Analog to Digital Converter)로 입력하여 전류값을 검출한다.

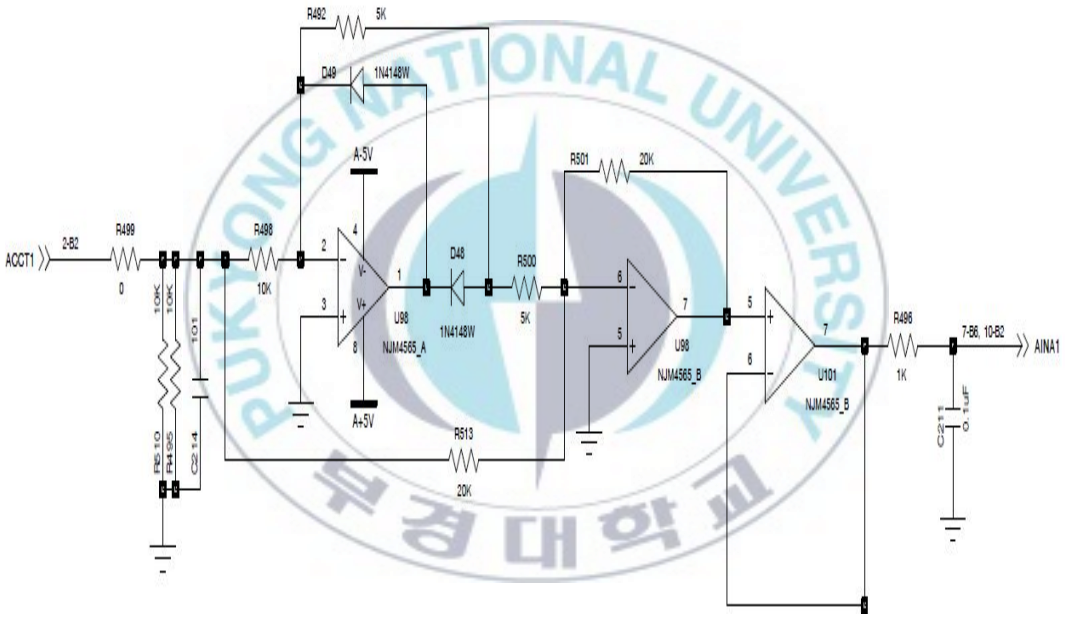


그림 22. 전류 검출부

dCollection @ pknu

3.6.2 전압 검출부

400V의 DC 전압을 검출하기 위하여 그림 23의 전압 검출부를 사용한다.

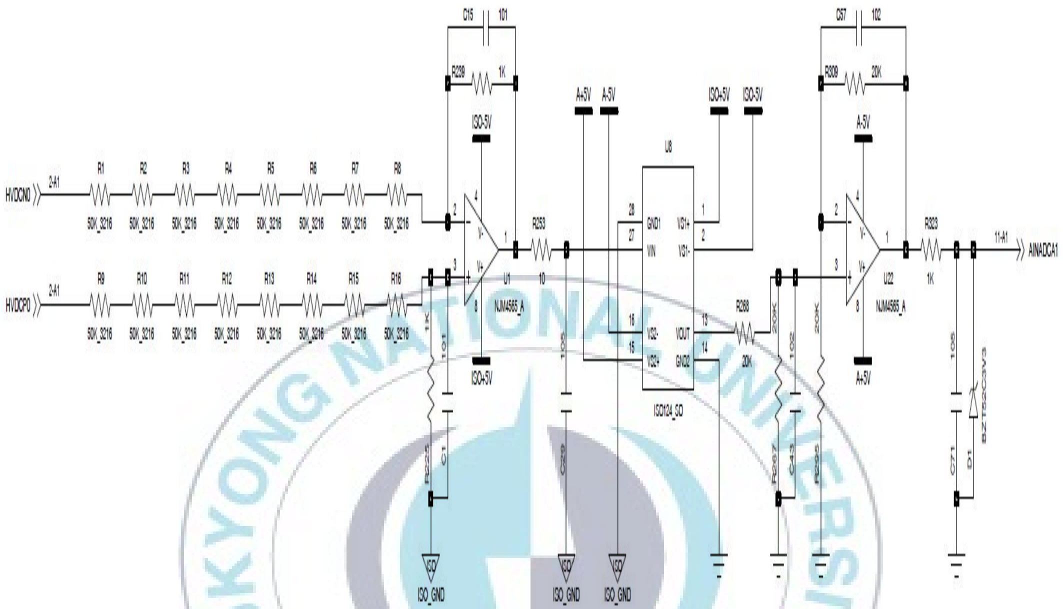


그림 23. 전압 검출부

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

dCollection @ pknu

3.6.3 DSP 부

제어기에 필요한 대부분의 기능은 그림 24에서와 같이 TI사의 32bit DSP(Digital Signal Processor)인 TMS320F28335로 구현되었다. TMS320F28335은 일종의 single-chip micro-computer로 그 속에 CPU 뿐만이 아니라 A/D converter, PWM unit, SCI 직렬 통신 unit 등을 포함한 I/O와 메모리를 가지고 있다.

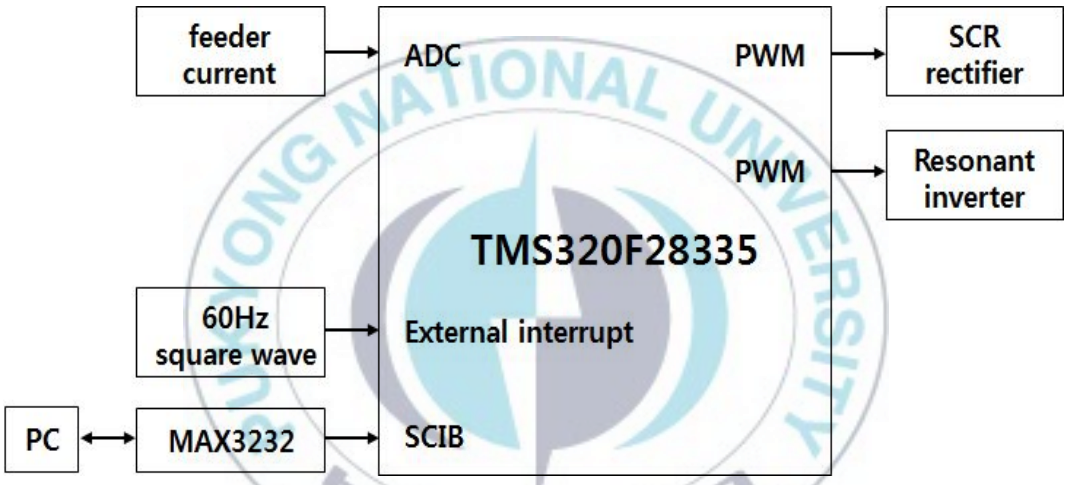


그림 24. DSP를 중심으로 본 제어기의 구성

Collection @ pknu

TMS320F28335에는 16 channel의 A/D가 있다. 실제 변환기는 하나이고 multiplexer를 통해 다양한 신호를 받아들여 12bit의 디지털 신호를 제공하도록 설계되어 있다. 설계된 제어기에서는 전류 검출부를 통해 들어오는 전류 지령 신호를 A/D 변환기를 통하여 받아들이도록 하였다.

TMS320F28335에는 PWM 12 channel (ePWM module 6개)와 eCAP module을 APWM으로 사용 시 APWM 6 channel이 제공된다. 본 논문을 위해서는 PWM 12 channel 중 10 channel을 사용하여 그 중 6 channel은 3상 위상제어 게이트 신호용으로 사용하고 나머지 4 channel은 공진형 컨버터 게이트 신호용으로 사용하였다.

설계된 제어기는 제어보드 테스트 및 중요 파라메타들을 컴퓨터로 확인하기 위하여 직렬전송 port를 구비하였다. TMS320F28335의 직렬통신 신호는 MAX3232 IC를 통하여 RS-232에 적합한 신호로 바뀐다. TMS320F28335 신호의 양식은 RS-232와 같으나 신호 레벨이 RS-232에 필요한 -12~+12[V]가 아닌 TTL 레벨 (0~5[V])인데 MAX3232는 신호레벨을 조정해준다. RS-232를 통하여 정보를 컴퓨터로 전달한다.

3상 위상제어 정류부의 게이트신호를 생성하기위한 지연각 기준신호를 만들기 위해 외부 인터럽트를 사용하였다. 외부 인터럽트를 이용하여 지연각 기준신호를 만들고 이 기준신호에 맞추어 SCR의 게이트신호가 생성되도록 timer0와 timer2를 사용하였다.

Collection @ pknu

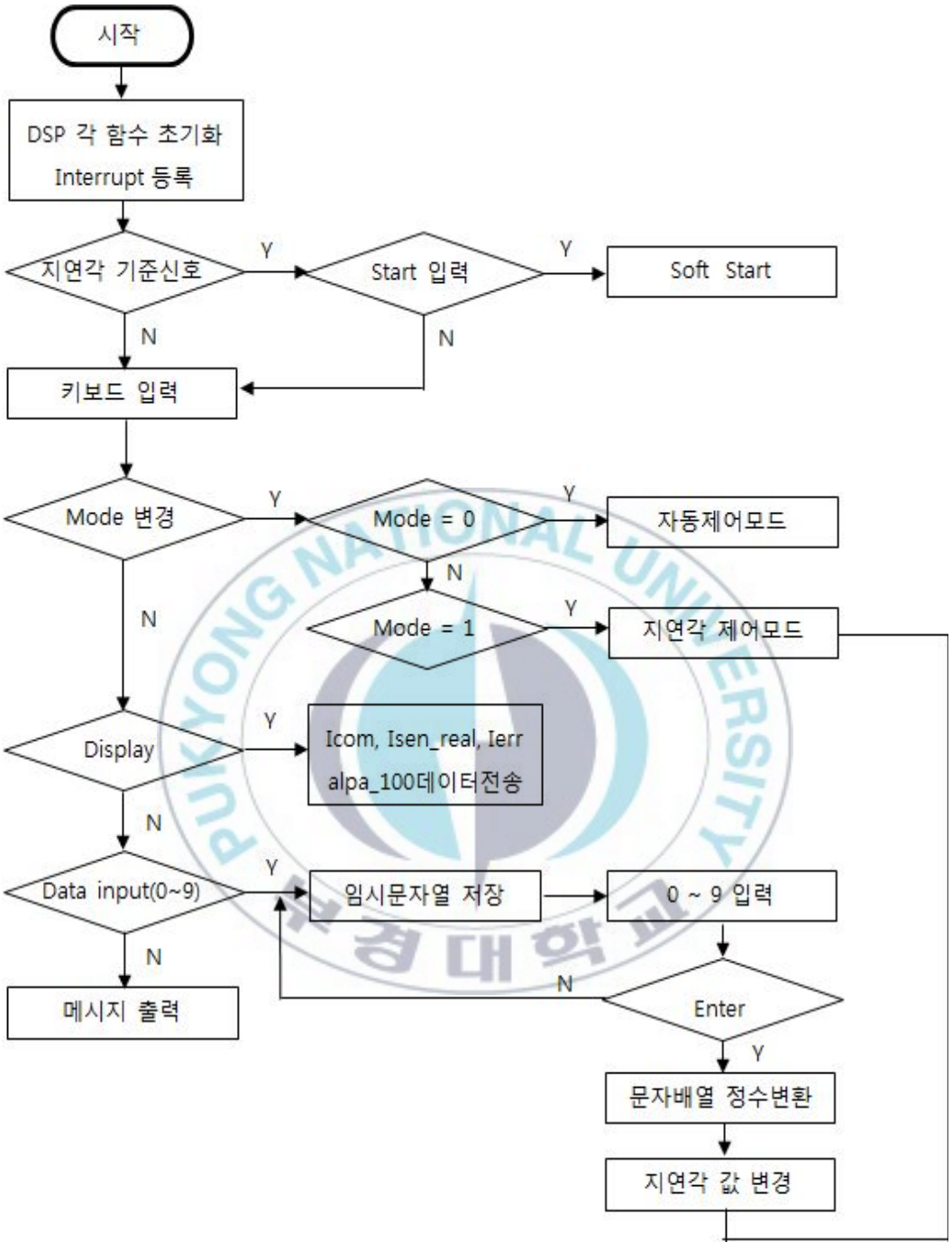


그림 25. main 프로그램 flowchart

Collection @ pknu

3.6.4 게이트 드라이버

제어기에서는 3상 위상제어 정류부를 동작시킬 6개의 PWM 신호와 공진형 인버터를 동작시킬 4개의 PWM 신호를 생성한다. 제어기에서 생성된 PWM신호는 게이트 드라이브를 통해 각각의 스위칭 소자를 ON/OFF 시키게 된다. 그림 26은 3상 위상제어 게이트 드라이버 회로도이다.

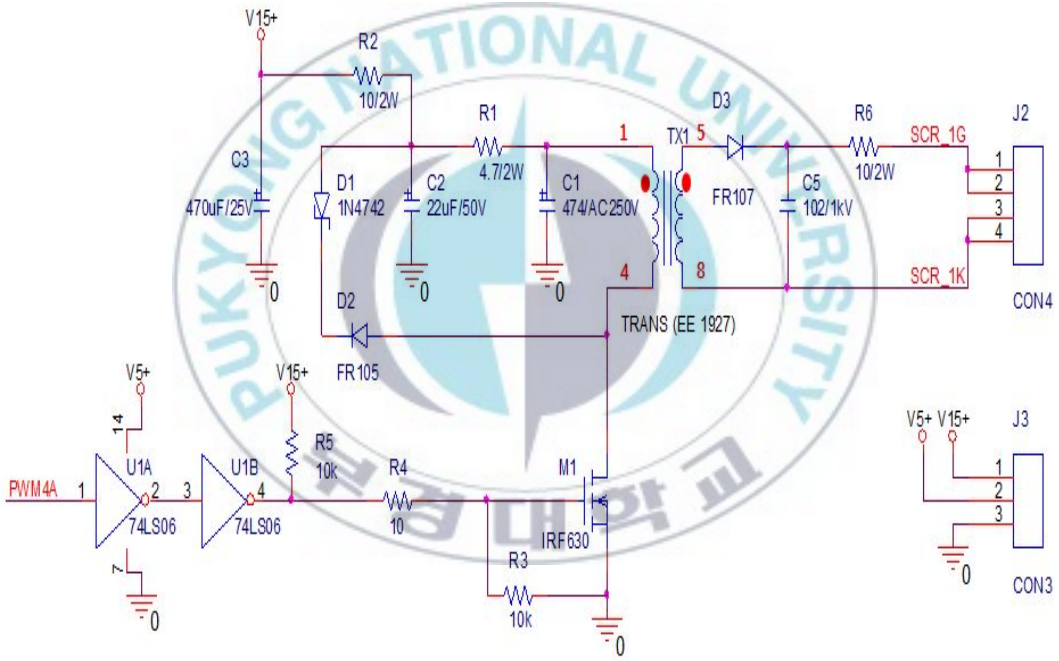


그림 26. 3상 위상제어 게이트 드라이버 회로도

Collection @ pknu

그림 27은 공진형 인버터의 게이트 드라이버 adapter board 회로도이다. 공진형 인버터의 스위칭 주파수가 60kHz이므로 게이트 드라이버는 스위칭 주파수가 최대 100kHz까지 가능한 SEMICRON사의 SKYPER 42 R 을 사용하였다.

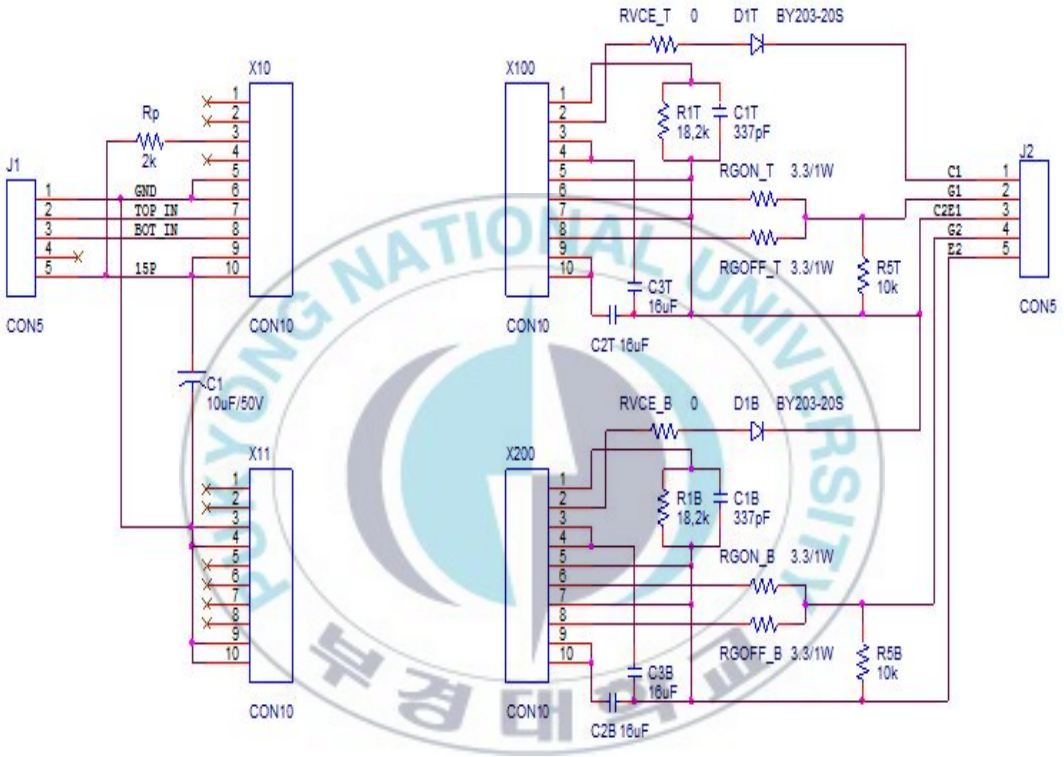


그림 27. SKYPER 42 R adapter board

Collection @ pknu

3.7 급집전 구조체의 설계

무선전력전송시스템 설계의 핵심은 급집전 구조체의 설계이다. 급집전 구조체란 전기/전력전자 공학에서는 앞에서 설명한 바와 같이 변압기로 볼 수 있고 변압기 설계 방법을 준용하면 된다. 기존 설계에서와 다른 점은 1차와 2차의 결합계수가 작아 여자인덕턴스는 매우 작으며 누설인덕턴스는 상대적으로 매우 크다는 점과 1차와 2차가 서로 분리되어 있다는 점이다. 급집전 구조체가 충분히 보상되어 있다고 가정하면 즉 공진이 맞추어져 있으면 설계는 비교적 쉬워진다.

만일 교번 자속의 자속밀도 실효치가 B인 곳에 놓인 pickup의 단면적이 Ac, 도체부의 단면적이 Aw 일 때 pickup의 출력은 다음과 같이 표현된다.

$$P = V_2 I_2 = \omega A_c B \zeta_2 J_2 A_W \tag{42}$$

J는 전류밀도, ζ는 점적률이다. 식 (42)에 따라 pickup이 놓일 곳의 자속이 주어진 경우의 pickup을 설계할 수 있다.

비교적 근거리에 놓인 급집전 구조체는 다음과 같이 설계할 수 있다. 급집전 구조체가 동일한 도체쌍으로 이루어져 있으면 식 (42)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P = \omega M I_1 I_2 = \omega M A_c \zeta_1 J_1 \zeta_2 J_2 A_W^2 \tag{43}$$

Collection @ pknu

즉 도체쌍의 상호 인덕턴스를 알면 원하는 출력을 내는 급집전 구조체를 설계할 수 있다. 상호인덕턴스는 급집전 구조체가 자유 공간에 놓여 있다고 하면 약간의 계산으로 구할 수 있다. 최근 논의되는 무선전력전송 시스템은 많은 경우 자유 공간에 놓여 있다고 볼 수 있다.

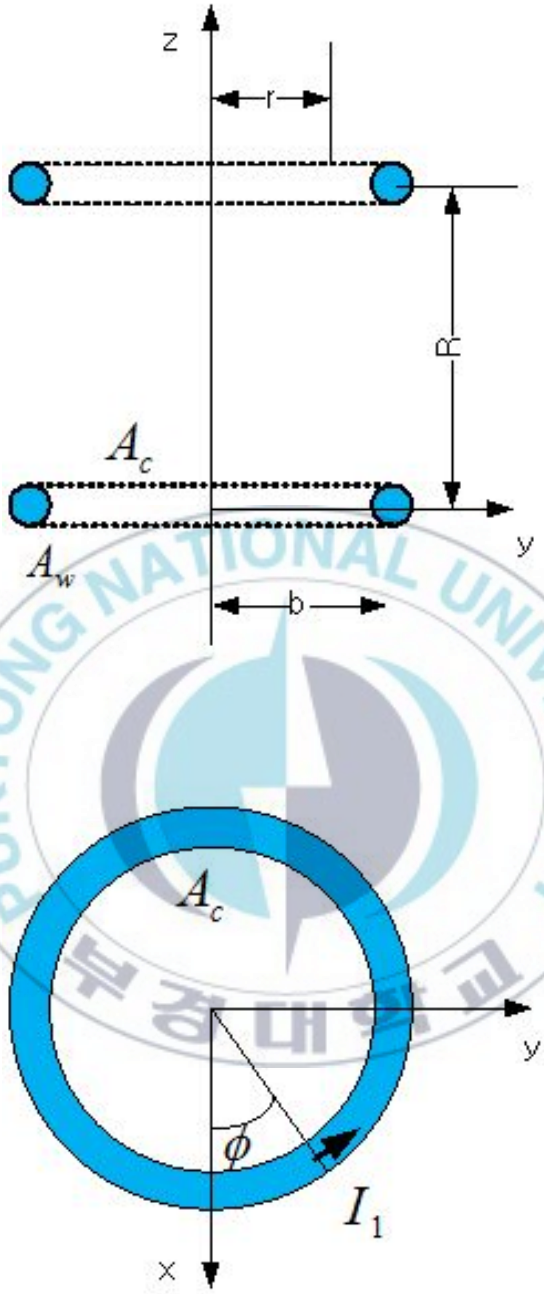
자유공간 내에 두 개의 원형 코일로 구성된 급집전 구조체에서 미소 선분에 흐르는 1차 전류에 의한 2차 코일내 중심에서 r만큼 떨어진 점의 자계의 세기 중 수직 성분은 식 (44)와 같이 나타내어진다.

$$dH_z = \frac{1-\left(\frac{r}{b}\right)\sin\phi}{2\pi\left(1+\left(\frac{r}{b}\right)^2+\left(\frac{R}{b}\right)^2-2\left(\frac{r}{b}\right)\sin\phi\right)^{1.5}} \tag{44}$$

수치 적분을 통하여 수직 성분인 Hz를 구할 수 있다. 또 쇄교 자속을 구할 수 있어 상호 인덕턴스를 구할 수 있다[18],[19]

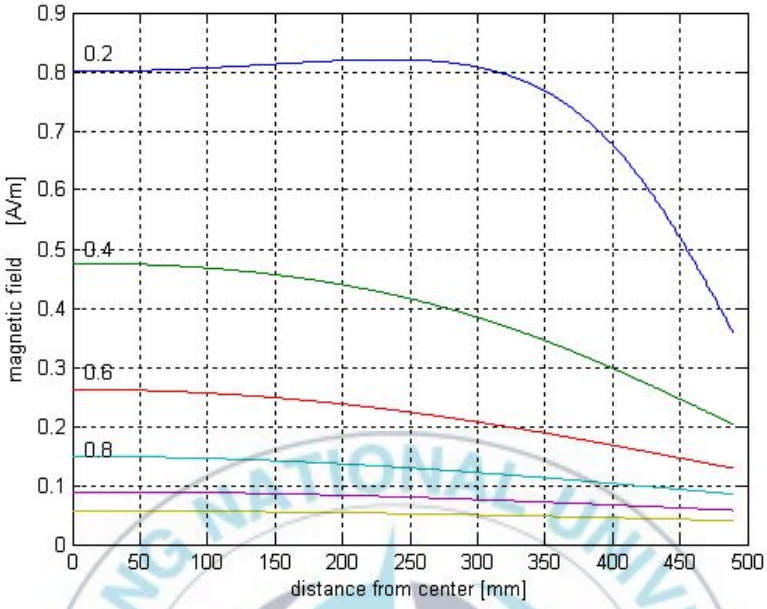
그림 28(b)는 자계의 세기의 수직 성분을 나타내고 그림 28(c)는 거리에 따른 상호인덕턴스를 나타낸다. 자계의 세기로부터 자속을 구하면 식 (42)로 설계할 수 있으며 상호 인덕턴스를 알면 식 (43)으로 설계 할 수 있다.

Collection @ pknu

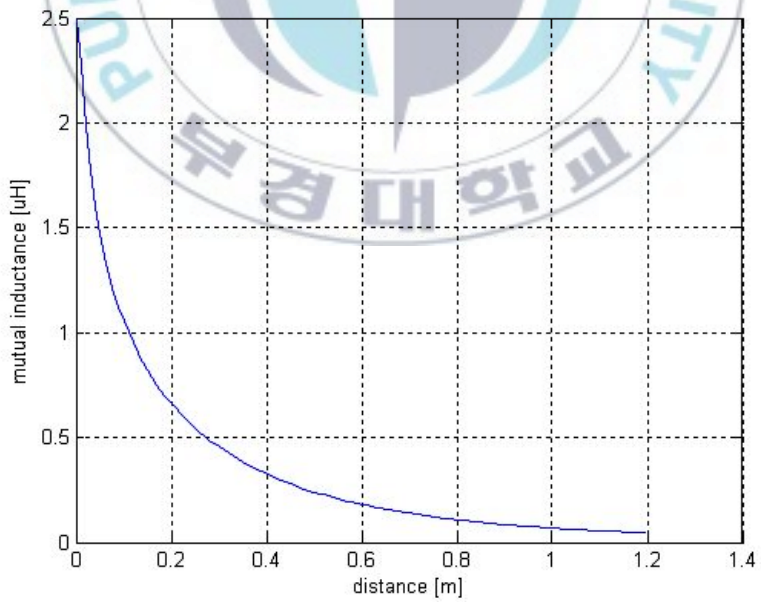


(a)

dCollection @ pknu



(b)



(c)

그림 28. 공간에 놓인 도체 쌍과 그의 상호 인덕턴스

dCollection @ pknu

3.7.1 완전보상 된 절연변압기의 설계

절연변압기의 설계사양은 표 5와 같다.

표 5. 절연변압기 설계사양

1차 측	360[V] , 200[A]
2차 측	400[V] , 180[A]
용량	72kVA
권선 비	1 : 1

절연트랜스의 상호인덕턴스 M_{12}를 식(45), (46)을 통해 구할 수 있다.

$$V_1 = \omega M_{12} I_{feeder} = 360 \tag{45}$$

$$M_{12} = \frac{V_1}{\omega I_{feeder}} = \frac{360}{2\pi \times 60k \times 180} = 5.30\,[\mu H] \tag{46}$$

V_1이 일정할 때 feeder 전류가 작으면 상호인덕턴스 M_{12}가 커야 한다. 그러나 feeder 전류가 크면 상호인덕턴스 M_{12}가 작아도 된다. 따라서 자기인덕턴스가 크면 상호인덕턴스 M_{12}가 작아지지만 완전보상된 절연변압기에서는 M_{12}가 작아도 큰 feeder 전류를 흘릴 수 있다. 그리고 자기인덕턴스가 크면 Q=ωL/R에서 Q값이 커지므로 3고파에 대한 임피던스가 커져서 출력은 정현파가 나온다. 자기인덕

Collection @ pknu

턴스가 크면 완전보상을 위해 공진커패시터를 많이 설치해야하지만 깨끗한 정현파를 얻을 수 있는 장점이 있다. 즉 자기인덕턴스가 크면 완전보상을 해도 3고파가 거의 없는 깨끗한 정형파가 얻어지므로 소프트 스위칭이 된다. 따라서 완전보상 된 절연변압기는 feeder 전류 즉 절연변압기 2차 전류가 180A 보다 큰 시스템일수록 더욱 적합하다.

절연변압기는 Ferrite core를 사용하여 1차, 2차 각각 1회만 감는 변압기로 설계한다. 그리하면 IGBT와 외부단자간 인출선을 활용할 수 있어 공간 활용의 극대화가 가능해진다. 상호인덕턴스가 5.30[uH]가 되도록 식(47), (48)을 이용하여 자기장과 면적을 계산하였다.

$$\Phi = \frac{V_1}{\omega} = \frac{360}{2\pi \times 60k} = 0.00095\,[Wb] \tag{47}$$

$$A_c = \frac{0.00095\sqrt{2}}{0.2} = 0.00671[m^2] \tag{48}$$

Ferrite core EE8076S 25조를 사용하여 그림 29와 같이 변압기를 설계하였다.

$$A_c = 20mm \times 20mm \times 25 = 0.01[m^2] \tag{49}$$

Collection @ pknu

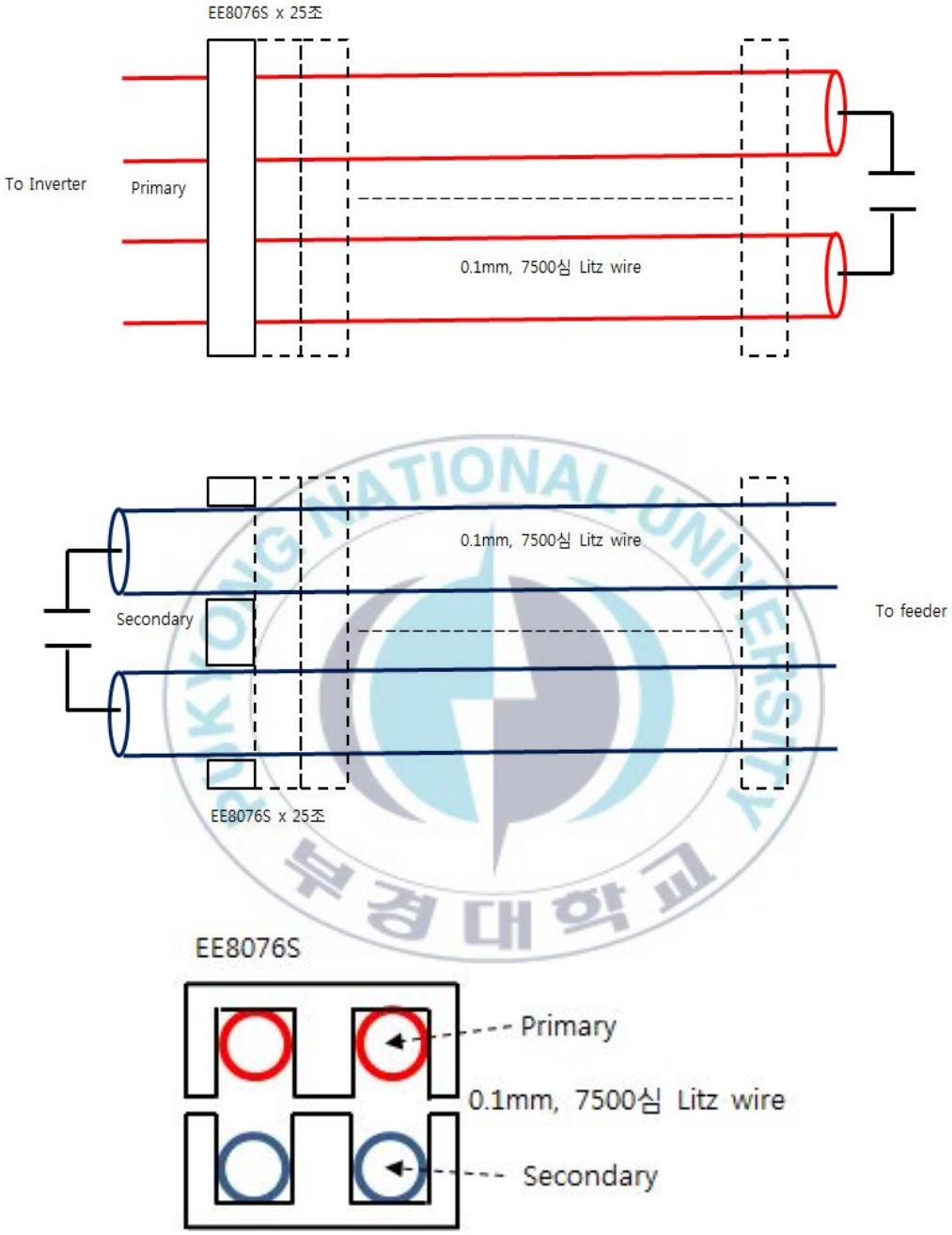


그림 29. 절연 변압기 형상

dCollection @ pknu

절연변압기의 1차 측과 2차 측에 커패시터를 연결하여 완전보상을 한다. 1차 측의 전압은 360[V], 전류는 200[A], 용량은 72[kVA]이다. 1차 측 커패시터값 은 식(50), (51)로 구해진다.

$$\frac{1}{\omega C_{r1}} = \omega L_1 \tag{50}$$

$$C_{r1} = \frac{1}{\omega^2 L_1} = \frac{1}{(2\pi \times 60k)^2 \times 6.82\mu} = 1.03\,[\mu F] \tag{51}$$

60[kHz]의 공진을 얻기 위해 1.4[uF] 2개 직렬구성에 작은 용량의 캐패시터를 병렬로 접속하여 공진을 맞춘다.

절연변압기 2차 측과 feeder의 전압은 400[V], 전류는 180[A]이다. 2차측 및 feeder측의 완전보상을 위한 커패시터는 식(52), (53)과 같다.

$$\frac{1}{\omega C_{r2}} = \omega\left(L_2 + L_{feeder}\right) \tag{52}$$

$$C_{r2} = \frac{1}{\omega^2\left(L_2 + L_{feeder}\right)} = \frac{1}{(2\pi \times 60)^2 \times 19\mu} = 0.37\,[\mu F] \tag{53}$$

60[kHz]의 공진을 얻기 위해 1.4[uF] 4개 직렬에 작은 용량의 캐패시터를 병렬로 접속하여 공진을 맞춘다.

Collection @ pknu

3.7.2 Feeder와 Pickup의 설계

절연트랜스 1차 측은 공진 커패시터 C_{r1}을 이용하여 절연트랜스 1차 측의 자기인덕턴스를 완전 보상한다. 공진을 맞추기 위해 자기인덕턴스를 측정할 때 절연트랜스 2차 측을 open 시키고 측정해야 정확한 값을 알 수 있다. 공진 커패시터 C_{r2}는 절연트랜스 2차 측과 feeder 측을 동시에 완전 보상한다. 절연트랜스 2차의 자기인덕턴스에 feeder의 자기인덕턴스를 더한 값이 전체 자기인덕턴스가 되고 이를 C_{r2}로 완전보상하게 된다. feeder 측을 완전 보상하여 공진이 잘 맞게 되면 절연트랜스 1차 전류는 거의 흐르지 않고 feeder 전류는 최대로 흐르게 되는데 이때가 pickup 코일에 유기전압이 최대가 된다.

그림 30은 feeder와 pickup 코일의 prototype 이다. 아래가 feeder 코일이고 위가 pickup 코일이다. 둘 다 0.1ϕ*7500 가닥의 Litz wire를 3턴씩 감았다. feeder코일 바닥과 pickup코일 윗쪽에 페라이트코어를 판 형태로 제작하여 설치하고 코일간의 간격을 조절하여 상호인덕턴스를 조절하였다. pickup 코일에도 공진커패시터를 직렬로 연결하여 공진을 맞추어 완전 보상하도록 한다.

Collection @ pknu

그림 30. feeder와 pickup 코일의 prototype

그림 31. feeder와 pickup 코일의 구조

Collection @ pknu

3.7.3 일체형 Rectifier regulator

pickup으로부터 전력을 직류부하로 끌어오기 위하여 정류회로와 레귤레이터를 사용하는데 정류기와 레귤레이터를 하나로 만드는 것이 전체적으로 유리하다. 기존의 Rectifier regulator의 구조는 그림 32와 같다. 정류부와 제어부로 나누어져 있으므로 정류와 부하전류 제어가 별도로 이루어진다. 따라서 장치의 크기가 커지고 비용이 증가한다.

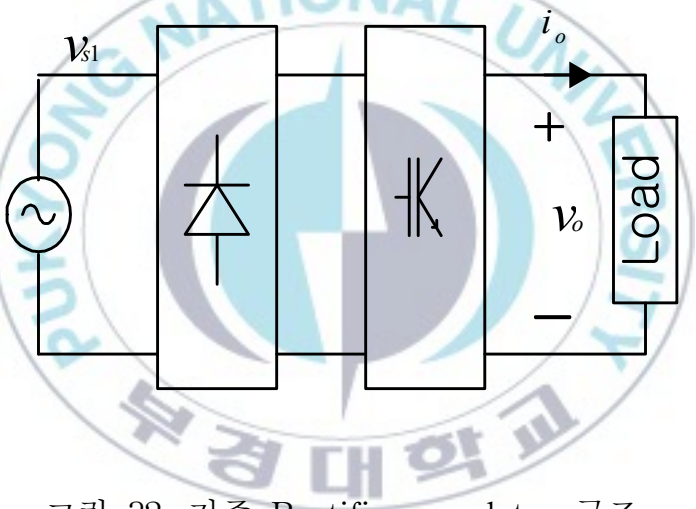


그림 32. 기존 Rectifier regulator 구조

dCollection @ pknu

그림 33은 본 논문에서 제안한 일체형 Rectifier regulator 구조 이다. 정류부와 제어부가 일체형으로 구성되어 정류단에서 출력 전압이나 전류를 제어한다. 구조가 간단하고 장치의 경량화를 할 수 있어 비용을 절감할 수 있다.

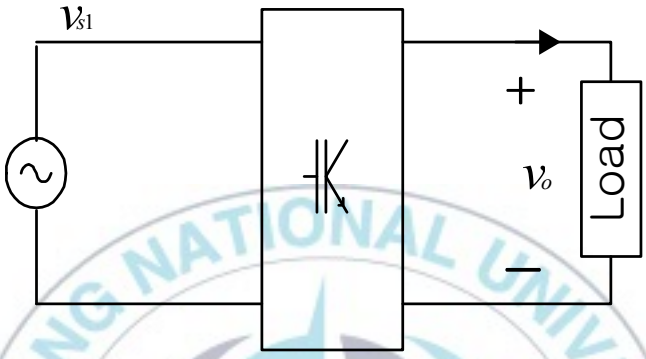
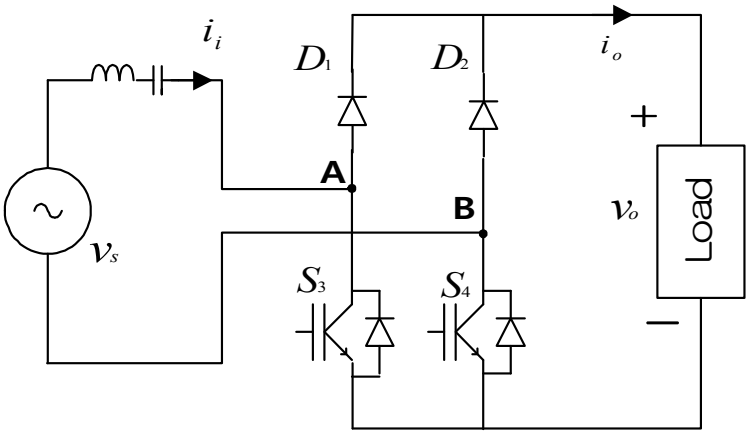


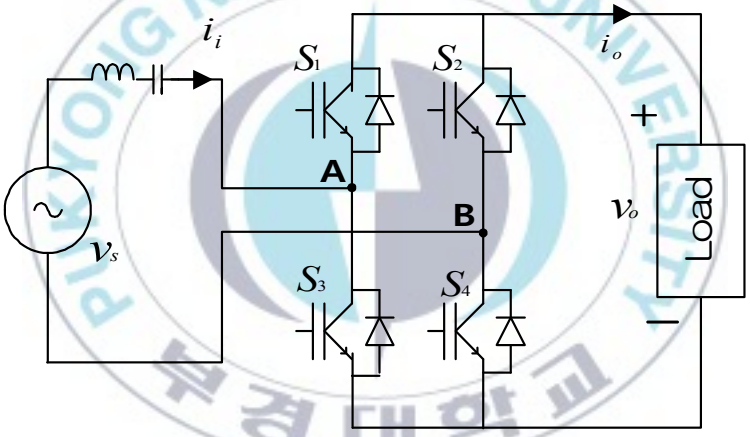
그림 33. 일체형 Rectifier regulator 구조

그림 34는 일체형 Rectifier regulator의 회로도이다. 제안된 regulator의 특징은 pickup이 공진커패시터로 보상되어 있다. Q가 50정도의 큰 값을 가지고 있는 경우에는 한 주기 동안 전류의 변화 폭이 작고 출력전압은 입력에 비해서 높게 된다. pickup 코일의 인덕턴스를 이용하므로 별도의 filter boost inductor가 필요 없다.

Collection @ pknu



(a)



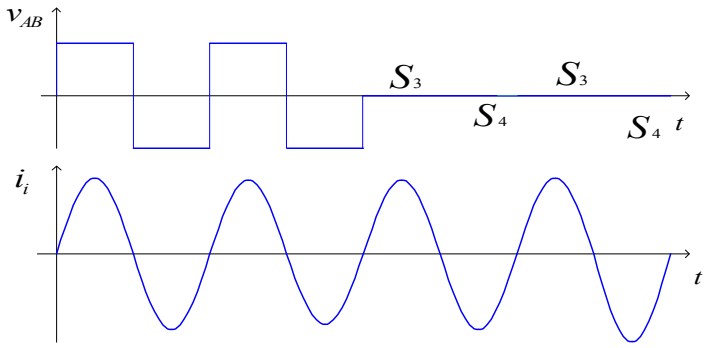
(b)

그림 34. 일체형 Rectifier regulator 회로도

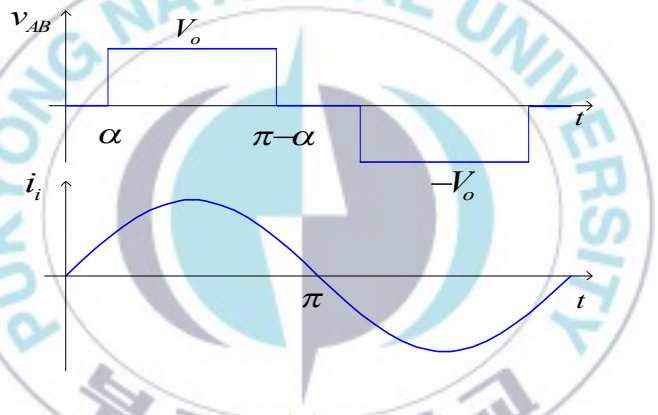
그림 35는 일체형 Rectifier regulator의 제어방법을 나타내고 있다. 두 가지 제어방법이 있는데 그림 35(a)와 같이 반주기의 정수배 단위로 ON/OFF 하는 Integral cycle 제어방법과 그림 35(b)와 같이 반주기 내에서 ON/OFF 하는 PWM 제어방법이 있다. 전류 i_i에 따라 스위칭 소자 $\mathbf{S_3}$과 $\mathbf{S_4}$를 동작시킨다. 전류를 증가시키고자 할 때

Collection @ pknu

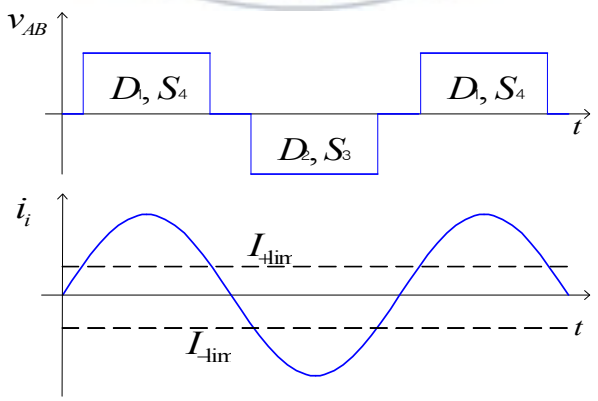
에는 스위치 소자를 ON 시키고 감소시키고자 할 때에는 스위치 소자를 OFF 시킨다.



(a)



(b)



(c)

그림 35. 일체형 Rectifier regulator의 제어도

Collection @ pknu

Integral cycle 제어는 다음과 같다. V_s를 정현파라고 가정하면 식(54)와 같이 표현 할 수 있다.

$$v_s = V_m \sin \omega t \tag{54}$$

A-B간을 단락시켰을 경우 전류 i_i 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_i = \frac{V_m}{2L} t \sin \omega t = \frac{V_m}{2\omega L} \omega t \sin \omega t = \frac{V_m}{2QR} \omega t \sin \omega t \tag{55}$$

단락이 한 주기 지속되면 전류는 정격 최대 전류(V_m/R)의 π/Q배 만큼 증가한다. Q가 100이상으로 충분히 큰 경우 half cycle 단위로 제어하여도 전류의 변화가 크지 않아 충분히 실용성을 갖는다.

고조파의 영향을 분석하기 위해 그림 35(b)의 준 구형파 전압 V_{AB}를 급수전개하면 식(56)과 같다.

$$v_{AB} = \sum_{n=1}^{\infty} V_n \sin n\omega t \tag{56}$$

n차 고조파 전압 V_n은 식(57)과 같다.

$$V_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_o \sin \omega t \, d\omega t = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \frac{\cos n\alpha}{n}, & for\ odd\ n \\ 0, & for\ even\ n \end{cases} \tag{57}$$

Collection @ pknu

그림 35(a)의 integral cycle 제어에서는 α = 0 이다. n차 고조파에 대한 pickup의 내부 임피던스와 그 크기는 다음과 같다.

$$\mathbf{Z}(n) = jn\omega L - j\frac{1}{n\omega C} \tag{58}$$

$$Z(n) = n\omega L(1 - \frac{1}{(n\omega)^2 LC}) \tag{59}$$

따라서 3차 고조파에 대한 임피던스의 크기는 다음과 같다.

$$Z(3) = 3Z_o(1 - \frac{1}{9}) = QR_{load}\frac{8}{3} \tag{60}$$

식(60)에서 알 수 있듯이 3차 고조파에 대한 임피던스는 기본파에 비해 크다는 것을 알 수 있다. 만약 Q가 50이라면 임피던스는 100배 이상 크다. 반주기 내에서 ON/OFF 하는 PWM 제어 방법은 그림 35(c)와 같이 I_{+lim}과 I_{-lim}으로 i_i와 비교하여 PWM파를 만들고 전류를 제어할 수 있다. 스위칭과 전원 전압이 동기가 되지 않으면 전류는 위상이 달라지는데 그림 35(c)와 같은 방식으로 PWM신호를 만들어 스위칭하면 자연스레 동기가 맞추어진다. 즉 현 스위칭이 위상이 늦다고 가정하면 전류는 차츰 진상으로 변하고 스위칭은 앞으로 당겨진다 반대로 현 스위칭이 위상이 앞서면 전류는 차츰 지상으로 변하고 스위칭은 뒤로 늦추어진다. 그림 34(b)에서 A-B 양단

dCollection @ pknu

전압을 영으로 만들기 위해서는 전류가 양(+)인 경우에는 S_2나 S_3를 ON하고 전류가 음(-)인 경우에는 S_1나 S_4를 ON시키면 된다. 스위치는 위와 같이 하나만 켜서 동작시킬 수 도 있고 S_1-S_2를 동시에 ON시키거나 S_1-S_4를 동시에 ON시켜도 된다. 동시에 ON시키는 경우에는 전류의 방향을 고려하지 않아도 된다. 일체형 Rectifier regulator의 제어기는 그림 36과 같이 제작할 수 있다. Pspice를 사용하여 시뮬레이션을 하고 회로 동작을 확인하였다.

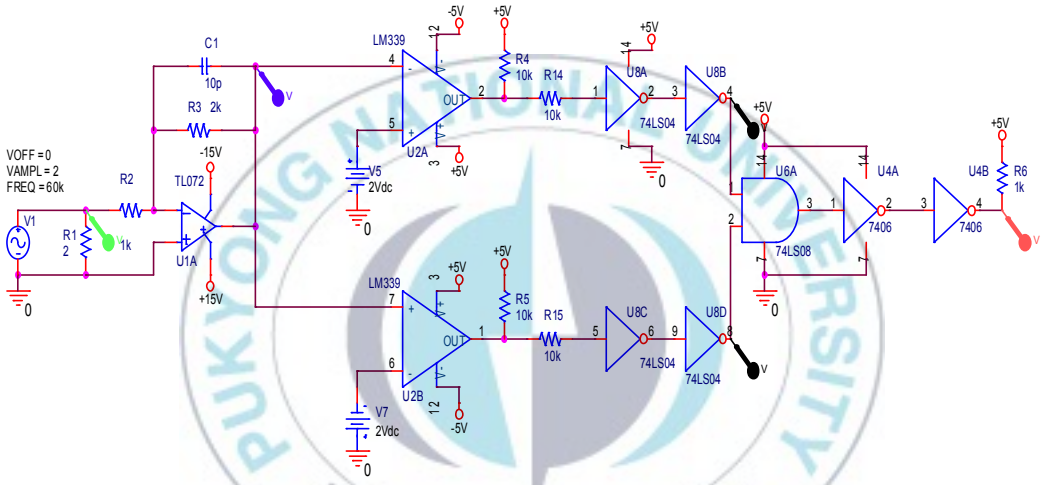


그림 36. 일체형 Rectifier regulator 제어기 회로도

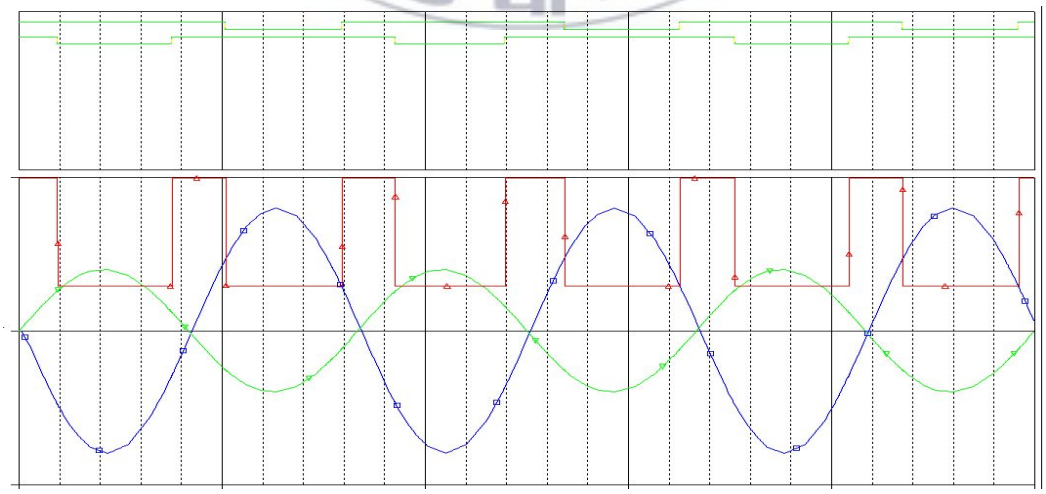


그림 37. 일체형 Rectifier regulator 제어기 시뮬레이션 결과

dCollection @ pknu

Ⅳ. 시험

Yard tractor용 무선충전장치의 prototype을 그림 38과 같이 구성하여 시험을 진행하였다.

그림 38. YT용 무선충전장치 prototype

Collection @ pknu

4.1 soft start 시험

안정적인 동작을 위하여 초기 기동 시 DC링크 전압을 0V 부터 서서히 증가시키도록 위상제어 정류기를 제어하였다.

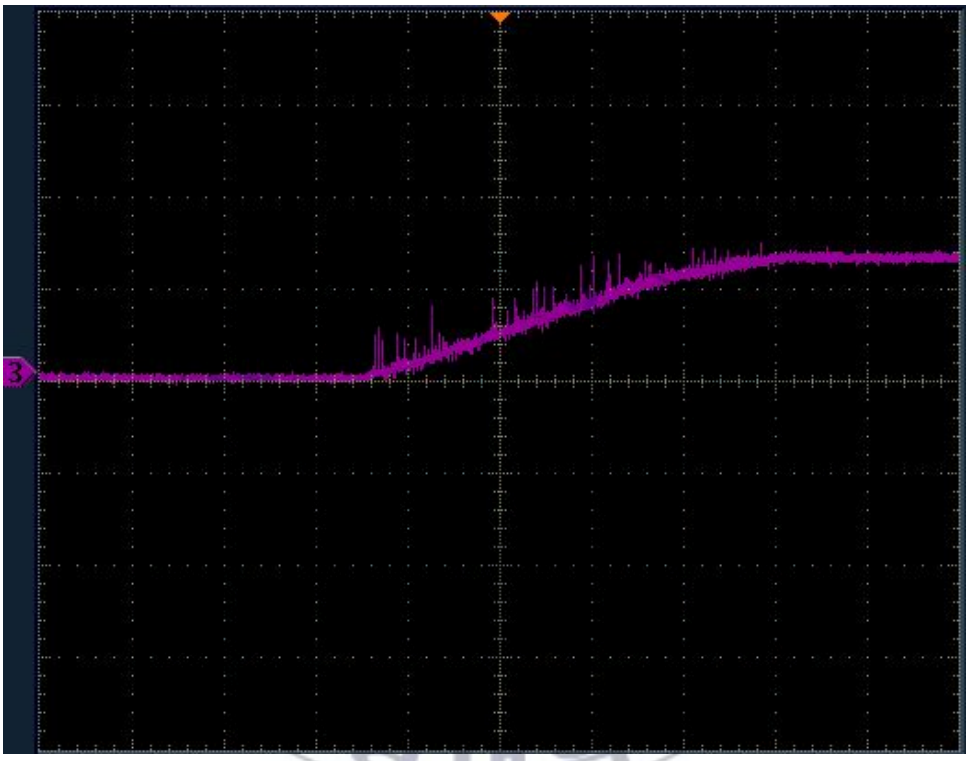


그림 39. soft start 동작파형

DC link 전압 : 100V/div

time base : 2s/div

Collection @ pknu

4.2 공진형 인버터 시험

완전보상 된 절연변압기에 기초한 공진형 인버터는 절연변압기 1차 전압(인버터 출력전압)과 2차전류(feeder 전류)가 서로 비례관계에 있다. 인버터 출력전압과 feeder 전류를 측정하여 나타낸 것이 그림 40이다. 서로 비례관계에 있음을 확인하였다.

그림 40. 인버터 출력전압-feeder 전류 곡선

Collection @ pknu

인버터 출력전압과 feeder의 관계는 다음과 같다.

$$M_T = \frac{V_1}{\omega I_2} \tag{61}$$

여기서 V_1은 인버터 출력전압, I_2는 feeder전류, M_T는 절연변압기의 상호인덕턴스이다. 따라서 M_T는 인버터 출력전압과 feeder 전류의 비를 나타내고 있으므로 M_T가 변하면 인버터 전압이 일정할 때 feeder 전류값이 변화한다. 표 6과 그림 41은 M_T의 변화에 따른 인버터 출력전압과 feeder 전류의 상관관계를 보여준다.

표 6. 절연변압기 상호인덕턴스에 따른 feeder 전류

인버터 출력전압 [V]	feeder 전류 [A]	
	M_T = 7.8uH	M_T = 5.9uH
0	0	0
15.4	5.6	6.4
29.5	10.0	13.4
42.7	14.4	18.4
58.3	19.6	24.6
71.5	24.0	30.4
83.0	28.4	36.0
99.0	33.4	42.6
114	38.4	49.0
128	43.2	54.8

dCollection @ pknu

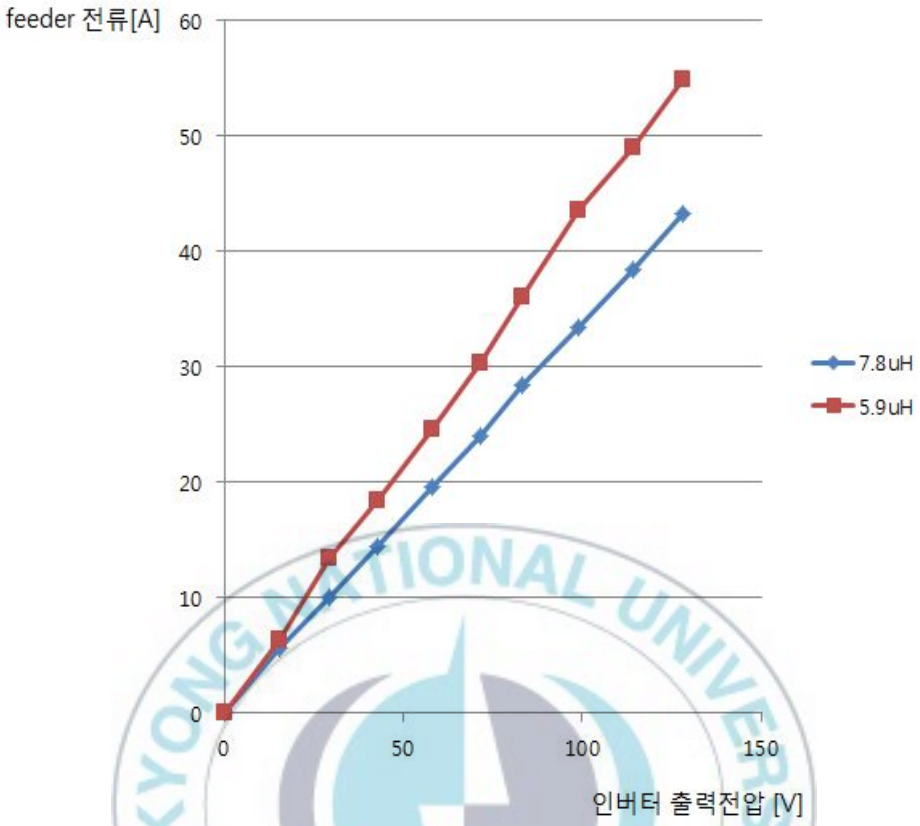


그림 41. 절연변압기 상호인덕턴스에 따른 인버터전압-feeder 전류 곡선

dCollection @ pknu

4.3 인버터 단락시험

IGBT가 정격전류를 문제없이 잘 흘릴 수 있는지 확인하기 위하여 절연변압기의 2차 측을 개방하여 인버터 단락시험을 수행하였다. 단락시험이므로 인버터 전압은 낮은 전압으로 시험한다. 전류가 날카롭게 증가하는 파형을 보이면 절연변압기의 자기회로가 포화된 경우이다. 전압을 0부터 천천히 증가시켜 시험 전류가 정격전류 200[A]가 되면 고정하여 10분 정도 지난 후 이상 유무를 확인하였다. 그림 42는 인버터 전류파형으로 이상 없음을 확인하였다.

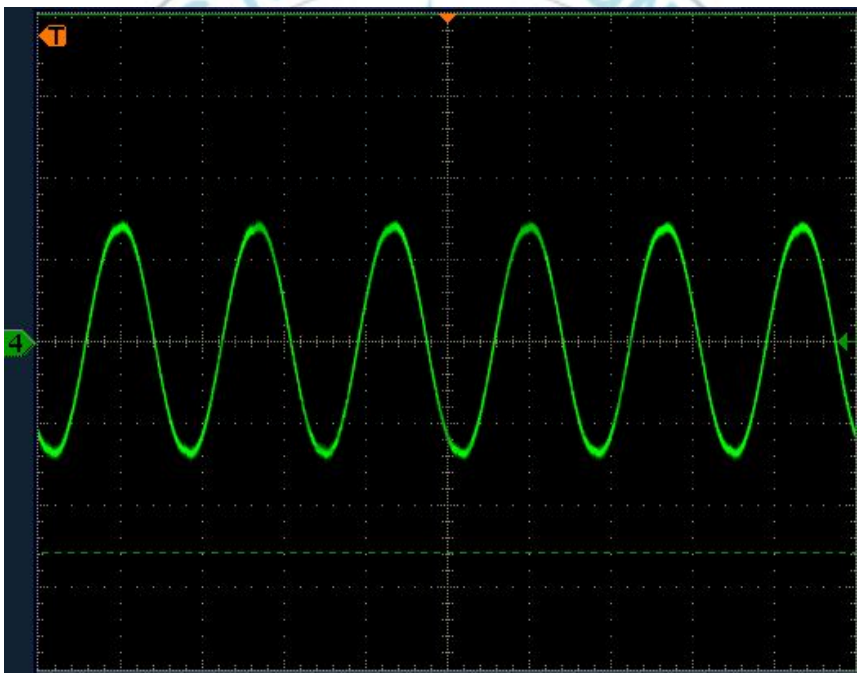


그림 42. 인버터 단락시험 파형

절연변압기 1차 전류 : 200A/div

time base : 10us/div

Collection @ pknu

4.4 feeder 단락시험

인버터의 단락 시험이 끝나면 절연 변압기 2차에 feeder를 연결하고 pickup측을 개방하여 feeder 단락시험을 한다. 정격전류 180[A]에서 10분간 측정하여 이상 유무를 확인하였다. 그림 43은 feeder와 인버터 전류 및 전압 파형으로 이상 없음을 확인하였다.

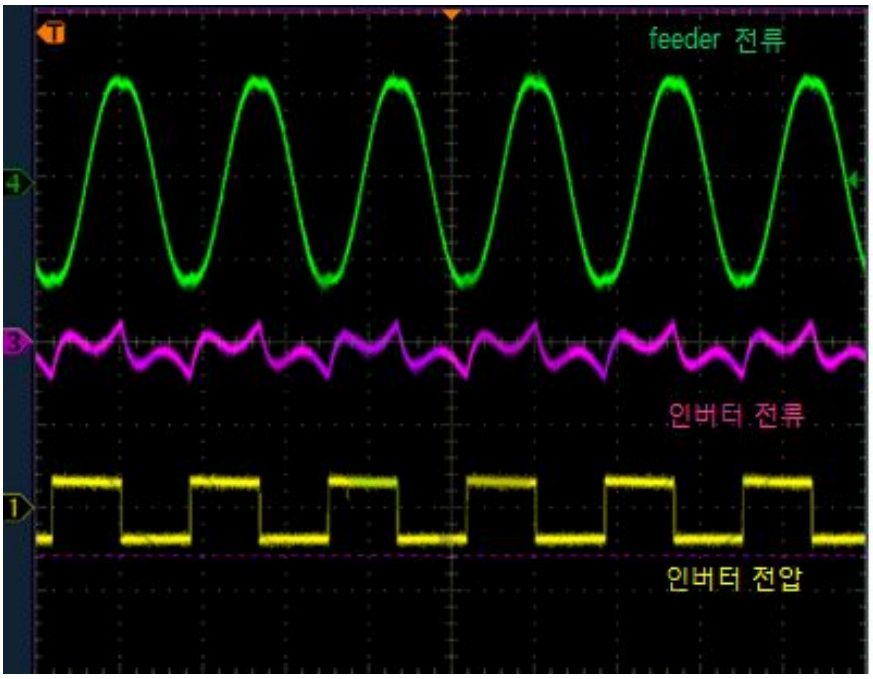


그림 43. feeder 단락시험 파형

상 : feeder 전류 200A/div

중 : 인버터 전류 200A/div

하 : 인버터 전압 500V/div

time base : 10us/div

Collection @ pknu

4.5 부하시험

feeder전류와 부하전압과의 관계는 다음과 같다.

$$M_{pk} = \frac{V_L}{\omega I_2} \tag{62}$$

여기서 V_L은 부하전압, I_2는 feeder 전류, M_{pk}는 feeder코일과 Pickup코일의 상호인덕턴스이다. 여기서 M_{pk}는 부하전압과 feeder 전류의 비를 나타내고 있으므로 M_{pk}가 변하면 feeder 전류가 일정할 때 부하전압 값이 변화한다. 표 7과 그림 44는 M_{pk}의 변화에 따른 부하전압과 feeder 전류의 상관관계를 보여준다. M_{pk}는 feeder코일과 Pickup코일의 거리와 코일의 턴 수로 조절한다.

표 7. feeder 전류와 부하전압

feeder 전류 [A]	부하전압 [V]	
	M_{pk} = 3.48uH	M_{pk} = 5.85uH
41.2	68	107
53.6	84	135
65.4	100	162
77.6	119	192
91.0	135	224
104	147	243

Collection @ pknu

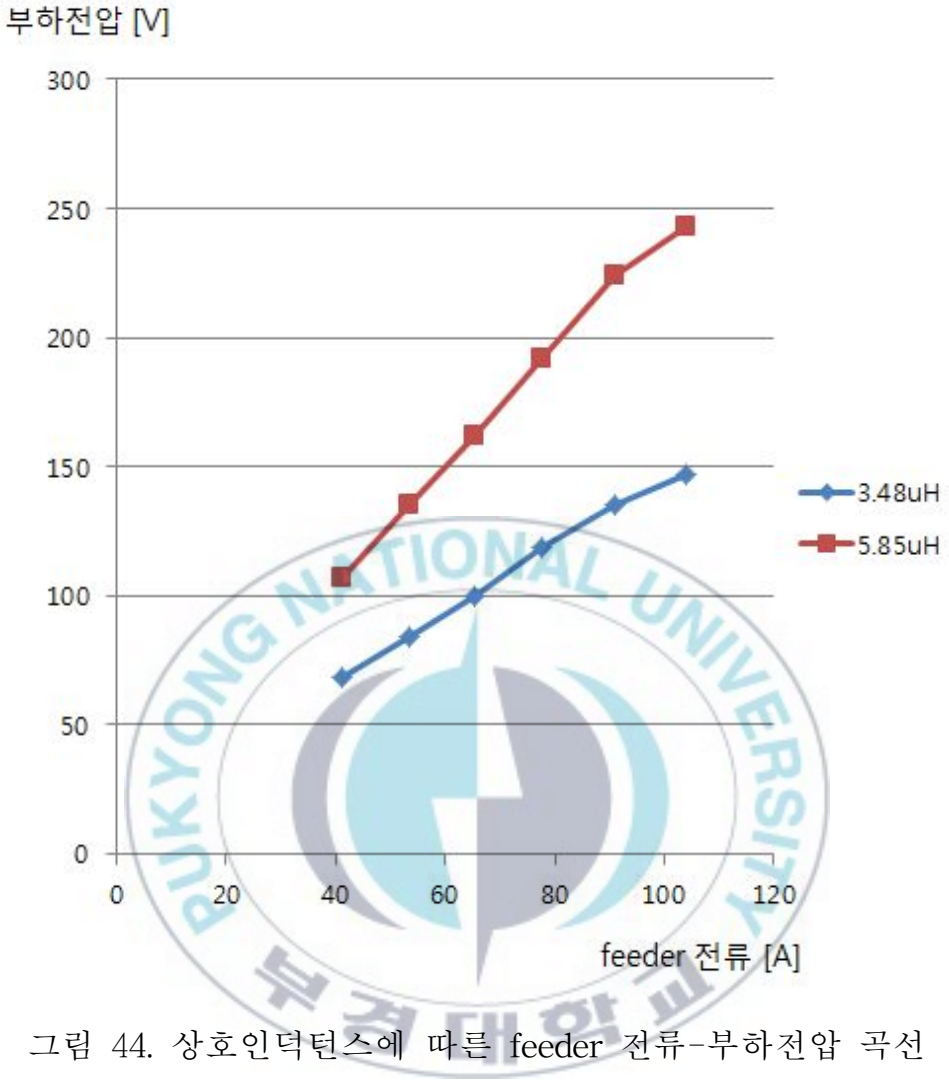


그림 44. 상호인덕턴스에 따른 feeder 전류-부하전압 곡선

Collection @ pknu

식 (61), (62)를 정리하면 다음 식을 구할 수 있다.

$$V_L = \frac{M_{pk}}{M_T} V_1 \tag{63}$$

식 (63)에서 M_{pk}가 10.5uH, M_T가 5.9uH로 정해지면 V_L은 V_1에 비례함을 알 수 있다. 그림 45는 부하저항 7.5Ω에서 30kW의 출력을 보여주고 있다.

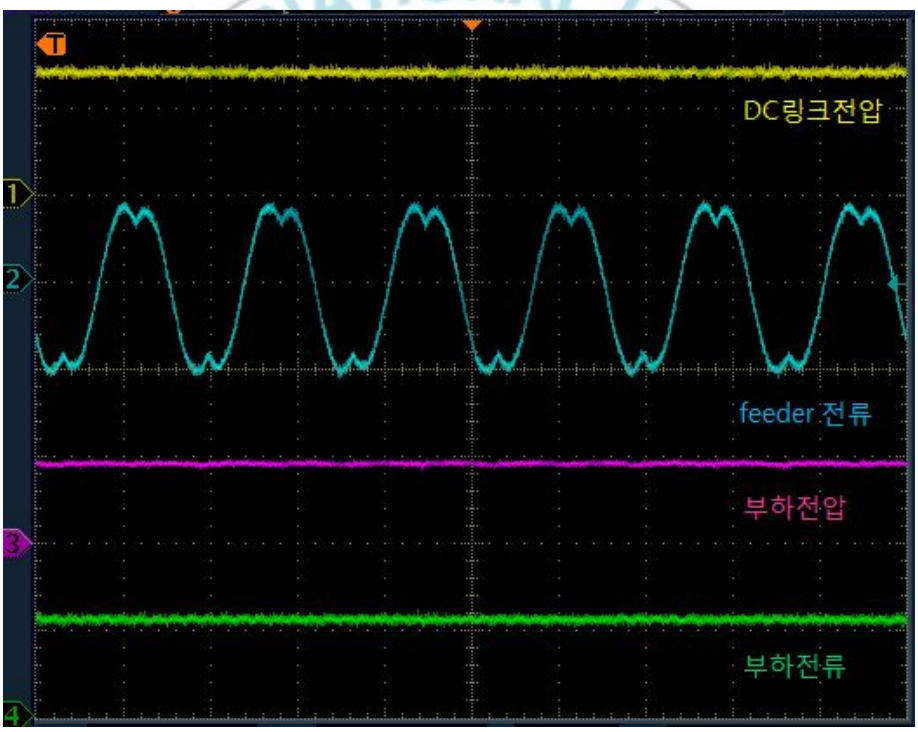


그림 45. 30kW 출력파형

상 : 250V/div, 중상: 200A/div,

중하: 500V/div, 하 : 50A/div,

time base : 10us/div

Collection @ pknu

Ⅴ. 결 론

본 논문에서 30[kW]급 Furtive 충전을 적용한 야드 트랙터용 무선충전장치의 prototype을 설계하고 제작하여 성능을 시험하였다. 시험을 통하여 본 논문에서 제안된 새로운 형식인 완전 보상된 변압기를 포함한 공진형 인버터와 일체형 Rectifier regulator의 타당성과 실용성을 확인하였다. 제안된 방식이 적용되면 전기식 야드 트랙터의 높은 가격과 긴 충전시간의 문제를 해결할 것으로 기대된다.

본 논문을 통하여 얻은 결과를 토대로 향후 더 큰 용량의 무선충전기를 충분히 설계할 수 있을 것으로 보여 진다. 또한 Furtive 충전을 적용한 무선충전방식이 야드 트랙터 같이 항만 뿐만 아니라 도심, 공항 내 상품 및 화물 운송 등 무공해 운송방안이 필요한 여러 분야에 적용되길 기대한다.

Collection @ pknu

참고문헌

[1] 지식경제부 '정책연구개발사업', 최종보고서, 2009.1.

[2] 이존하, 선희영, 김현수, 엄승욱, "전기자동차용 이차전기 개발동향", 2010.10

[3] 류홍제, 임근희, 김종수, 안석호, 장성륵, "전기자동차 급속충전시스템 구축 방안, 2010 대한전기학회하계학술대회논문집, 2010.

[4] C.-S. Wang, O. H. Stielau and G. A. Covic, "Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger", IEEE trans. Ind. elec. vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, 2005

[5] A. Kurs. A. Karalis, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P, Fisher, and M. Soljacic, "Wireless power transfer via strongly coupled magnetic resonance", Science, Vol.317, No.5834, pp.83-86, Jul. 2007

[6] Z.N. Low, R.A. Chinga, R. Tseng and J. lin, "Dedsgn and test of a high-power high-efficiency loosly coupled planar wireless power transfer system", IEEE trans. Ind. elec. vol. 56, no. 5, pp.1801-1812, 2009

[7] A. Karalis, A.B. Kurs, R. Moffatt, J.D. Joannopoulos, P.H. Fisher and M. Soljacic, "Wireless Energy Trasfer", US 7825543 B2, 2010

[8] J. Boys, "Inductive Power Trasfer Across an Extended Gap", WO 98/50993, 1998

[9] S. Dieckerhoff, M.J. Ryan and W. DeDoncker, "Design of an IGBT-based LCL-Resonant inverter for high-frequency induction

dCollection @ pknu

heating", Proc. IEEE Industry Applications Conference, vol. 3, pp. 2039-2045, 1999.

[10] J.-E. Yeon, K.-M. Cho, W.-S. Oh and H.-J. Kim, "A dimmable high frequency resonant inverter for electrodeless lamps", Proc. of KIEE CICS'04, pp.487-489, 2004

[11] S.-J. Jeon B.Y. Song, J.G. Shin, D.-W. Seo, S.J. Son, and D.-H. Cho, "Pickup with compensating winding for KAIST OLEV", Proc. of 42th KIEE Summer Conference, pp.3-4, 2011.

[12]. J. Kim, H.-C. Son, D.-H. Kim, K.-H. Kim, Y.-J. Park, "Comparison of Characteristics between magnetic induction and magnetic resonance using K inverter", Proc. of 42th KIEE Summer Conference, pp.9-10, 2011

[13] S.-H. Cheon, Y.-H. Kim, N.-L. Lee, and S.-Y. Kang, "Circuit model based analysis of a wireless energy transfer system via coupled magnetic resonance", KIPE Trans. vol. 16, no. 2, pp.137-144, 2011.

[14] S.G. Lee, H. Haong, Y.H. Choi and F. Bien, "Efficiency improvement for magnetic resonance based wireless power transfer with axial-misalignment", Electronics Letters, vol. 48, no. 6, pp.339-340, 2012.

[15] D.-S. Lee, D.-N. Lim, S.-J. Jeon, "Pickup system designe for wireless power transfer", Proc. of 42th KIPE Summer Conference, pp.381-382, 2012.

dCollection @ pknu

[16] 전성즙, '전력전자에서의 무선전력전송기술', 2012 무선전력 전송기술 단기 강좌, pp.97-128, Apr. 2012.

[17] 전성즙, 송보윤, 신재구, 서대원, 손성준, '보상권선이 있는 KAIST OLEV용 pickup', 대한전기학회 하계학술대회논문집, pp.3-4, 2011.

[18] K. Hatanaka, F. Sato, H. Matsuki, S. Kikuchi, J. Murakami, M. Kawase and Satoh, "Power transmission of a desk with a cord-free power supply," IEEE Trans. Magnetics, vol. 38, no. 5, pp. 3329-3331, 2002.

[19] Y. S. Seo, Z. Hughes, M. Hoang, and D. Isom, "Investigation of wireless power transfer in through wall application," in Proc. APMC 2012, pp.403-405

[20] J. Wang, S.L. Ho, W.N. Fu, and M. Sun, "analytical design of a novel witricity charger with lateral and angular misalignments for efficient wireless energy transmission," IEEE Trans. Magnetics, vol, 47, no. 10, pp. 2616-2619, 2011

[21] 노의철, 정규범, 최남섭, "전력전자공학" 문운당

[22] 이동수, 임동남, 전성즙, "무선전력전송의 기술적 이론적 상호관계", 대한전기학회 논문집, Vol. 63, No. 2, pp. 245-249, 2014

[23] Gyu. B. Joung, Chun. T. Rim and Gyu. H. Cho, "Modeling of quantum series resonant converters-contorlled by integral cycle mode" IEEE. 1988

[24] M. H. Rashid, Power Electronics Handbook, Academic Press, 2001

[25] M. H. Rashid, Power Electronics-Circuits, Devices and Applications, 3rd edition, Pearson-Prenitice Hall 2004

dCollection @ pknu

감사의 글

박사학위논문이 완성되도록 도와주신 모든 분들에게 진심으로 감사의 마음을 전합니다. 항상 학문에 대한 깊은 열정과 성실함으로 모범이 되어주시고 모든 지원을 아낌없이 넘치도록 지원해주시고 배려해주시고 지도해주신 전성즙 교수님께 감사드립니다. 본 논문의 상세한 검토와 자상한 지도를 해주신 류지구 교수님, 노의철 교수님, 김인동 교수님, 최영규 교수님께 감사를 드립니다.

박사과정동안 전력전자연구실에서 함께 생활하며 많은 도움을 준 선후배에게 고마움을 전합니다. 허준 선배님 감사합니다. 하시는 사업 계속해서 잘 되시고 건강하시길 기원합니다. 2년 여간 함께하고 석사 졸업한 임동남 군에게 감사하며 취업한 곳에서 인정받는 인재가 되길 기원합니다. 학부생 김기용, 김종훈, 이지호 군에게 감사하며 졸업을 잘 준비해서 원하는 곳에 취업하길 기원합니다.

졸업을 위해 관심 가져주시고 조언해주고 기도로 지원해주신 미래로 교회와 고베목장 가족들에게 감사한 마음을 전합니다. 구정오 목사님, 김효준, 강선정 집사님 가정과 최연주 자매님께 감사드립니다.

오랫동안 저를 믿고 지켜봐주시고 격려해주신 아버지, 어머니, 그리고 동생 동국이에게 감사의 마음을 전합니다. 항상 건강하시고 행복하시길 기원합니다.

그리고 가장 옆에서 힘들 때 마다 기도와 말씀으로 함께해준 사랑하는 아내 황선영과 아들 이예성에게 너무 고맙습니다. 아내와 아들이 있어 힘들 때 웃을 수 있었고 큰 힘이 되었습니다. 저에게 귀한 아내와 아들을 허락하신 하나님께 감사드립니다.

dCollection @ pknu

부족한 저에게 이렇게 많은 소중한 사람들을 보내주시고 인도해주시고 축복해주시는 하나님께 감사드리며 앞으로 이 받은 은혜를 다른 사람들에게 전해주고 도움을 줄 수 있도록 노력하며 살겠습니다. 감사합니다.

Collection @ pknu