





석사학위 청구논문  
2012학년도

# 대용량 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계

Output Filter Design of Grid-Connected Inverter  
for High Power Offshore Wind Power System

광운대학교 대학원

전기공학과

김 동 환



# 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계

Output Filter Design of Grid-Connected Inverter  
for High Power Offshore Wind Power System

지도교수 송 승 호

이 논문을 공학 석사학위 청구논문으로 제출함.

2013년 06월 일

광운대학교 대학원

전기공학과

김 동 환



김동환의 공학 석사학위논문을 인준함.

심사위원장 인

심 사 위 원 인

심 사 위 원 인

광운대학교 대학원

2013년 06월 일



## 감사의 글

2004년 대학교에 들어온 것도 어제와 같이 생생한데 벌써 9년 이라는 세월이 흘렀습니다. 저에게 정말 중요하고 의미 있는 시간을 보낼 수 있도록 저를 믿고 기다려준 부모님과 누나에게 진심으로 감사드리며 앞으로 더욱 가족의 사랑과 행복을 위해 노력하겠습니다.

부족한 저를 믿어주시고 가까이 없음에도 더 많은 가르침을 주시며 마지막까지 지도해주신 송승호 교수님께 감사드립니다. 또한, 대학원에 들어와 아무것도 모르던 저에게 논문을 쓰도록 용기와 기회를 주시고 항상 칭찬을 아끼지 않으신 최주엽 교수님께 감사드립니다. 그리고 수업으로써 전력전자를 더욱 진지하게 공부할 수 있도록 이끌어주신 정승기 교수님께 감사의 말씀 드립니다.

1년 동안 교수님의 빈자리가 느껴지지 않도록 애정을 주시고 부족한 지식을 가르쳐 준 임지훈 박사님께 감사드리며, 제가 연구실 생활을 무사히 마칠 수 있도록 도와주신 선배님들과 후배님들께 감사드립니다.

동기지만 의지할 수 있게 해주신 현철이형, 늦게나마 진심을 알게 된 동욱이형, 내가 자만심에 빠지지 않도록 항상 열심히 해준 승민이, 컴퓨터 박사 동규형 모두 연구실 동기가 되어 같이 연구하고 공부할 수 있어 행복했습니다.

2013년 07월

김 동 환



## 국 문 요 약

### 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계

최근에 설치되고 있는 풍력발전기는 해상화, 대형화, 대용량화 되어감에 따라 낮은 스위칭 주파수, DC전압의 허용범위, 필터의 부피와 무게 등의 제약조건을 고려한 설계방법이 필요하며 계통 연계 적합성을 검증받아야 한다.

본 논문에서는 여러 계통의 고조파 규정을 비교 검토하고 인버터의 PWM 출력전압에 포함된 고조파 성분을 차수별로 스펙트럼 분석하여 그 리드 코드를 만족하는 출력단 필터의 최적 설계절차를 제시하였다.

IEEE Std.519-1992와 BDEW의 전류 고조파 규정을 만족하는 7MVA급 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터를 직접 설계하여 Matlab/Simulink 시뮬레이션 프로그램을 통해 검증하였다.



## Abstract

### Output Filter Design of Grid-Connected Inverter for High Power Offshore Wind Power System

The output filter design for high power grid-connected inverter of offshore wind-turbine has many limitations such as low switching frequency, allowable DC-voltage, and the component volume and weight.

In addition, the injected harmonic current into the grid is constrained by various grid connection requirements.

This paper compared and weighed with several harmonic regulations and suggested the optimal design procedure of the output filter compliance with the grid code using spectrum analysis of inverter output voltage that contains harmonics.

In this paper, the output filter of grid connected inverter for 7MVA offshore wind power system is designed to meet the BDEW harmonic currents limits and the IEEE 519-1992 requirements.

The performance of the designed output filter is validated by extensive simulations using Matlab/Simulink



## 목 차

국문요약 .....	i
Abstract .....	ii
목 차 .....	iii
그림목차 .....	v
표 목 차 .....	vii
 제 1 장 서 론 .....	 1
 제 2 장 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터 구성과	
고조파 제한 규정 .....	3
2.1 3 레벨 NPC 인버터 .....	4
2.1.1 3 레벨 NPC 인버터의 동작 원리 .....	4
2.1.2 3 레벨 NPC 인버터의 PWM 전략 .....	6
2.2 출력단 필터 토폴로지 .....	8
2.2.1 L 필터 .....	8
2.2.2 LC 필터 .....	8
2.2.3 LCL 필터 .....	9
2.3 고조파 제한 규정의 검토 및 적용 .....	10
2.3.1 국내의 고조파 제한 규정 .....	10
2.3.2 IEEE Std. 519-1992 고조파 제한 규정 .....	12
2.3.3 BDEW 고조파 제한 규정 .....	14
2.3.4 IEC 국제 규격에서의 풍력발전기 고조파 제한 규정 .....	15





2.3.5 전류 고조파 제한 규정의 적용 .....	17
제 3 장 출력단 필터 설계 .....	18
3.1 출력단 필터 설계 절차 .....	19
3.2 출력단 필터 설계 .....	21
3.2.1 시스템 및 계통의 사양 .....	21
3.2.2 출력 필터의 모델링 .....	22
3.2.3 인버터 전압 고조파 스펙트럼 .....	25
3.2.4 인버터의 전류 리플 .....	26
3.2.5 인버터 측 인덕터의 설계 .....	26
3.2.6 공진주파수의 결정 .....	29
3.2.7 계통 측 인덕터와 커패시터의 설계 .....	31
3.2.8 Passive damping 회로 설계 .....	36
제 4 장 시뮬레이션 .....	40
4.1 출력단 필터 설계 파라미터 .....	41
4.2 시뮬레이션 모델 소개 및 고조파 스펙트럼 분석 방법 .....	42
4.2.1 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델 .....	42
4.2.2 고조파 스펙트럼 분석 방법 .....	45
4.3 시뮬레이션 검증 .....	47
제 5 장 결 론 .....	51
제 6 장 참고문헌 .....	52



## 그 립 목 차

그림 2.1 풍력 발전 시스템의 구성도 .....	3
그림 2.2 3 레벨 NPC 인버터 .....	4
그림 2.3 스위칭 상태와 인버터의 극전압 .....	5
그림 2.4 3 레벨 NPC 인버터의 캐리어 방식에 따른 PWM 전략 .....	6
그림 2.5 3 레벨 과 2 레벨의 공간 전압 벡터도 .....	7
그림 2.6 전류 고조파 규정과 전압 고조파 스펙트럼 .....	17
그림 3.1 출력단 필터 설계 절차 .....	19
그림 3.2 계통 연계 NPC 인버터 시스템의 구성도 .....	21
그림 3.3 출력단 필터의 상당 등가 회로 .....	22
그림 3.4 출력단 필터 어드미턴스 전달함수의 주파수 응답 특성 .....	24
그림 3.5 VVHS 와 IEEE Std. 519-1992, BDEW 전류 고조파 규정의 비교 .....	25
그림 3.6 Worst-case 인버터 전류 리플을 위한 공간 벡터 전압 지령 ....	27
그림 3.7 최대 정격출력에서, a 상 인버터 리플 전류 .....	28
그림 3.8 공진주파수에 따른 필터 어드미턴스 변화와 규정별 필터의 최소 어드미턴스 비교 .....	30
그림 3.9 출력 전류의 고조파 스펙트럼과 전류 고조파 규정 비교 .....	31
그림 3.10 인버터 전체의 동작 범위에서 $L_{Grid}$ 변화에 따른 인버터 출력 전압 .....	33
그림 3.11 최대 정격출력에서, $L_{Grid}$ 변화에 따른 인버터 전류 .....	35



그림 3.12 최대 정격출력에서, $L_{Grid}$ 변화에 따른 필터에 저장된 전체 에너지 .....	35
그림 3.13 $L_{Grid}$ 변화에 따른 필터 각 구성요소에 저장된 에너지 .....	36
그림 3.14 Passive damping 회로를 고려한 출력단 필터의 상당 등가회로 .....	37
그림 3.15 Passive damping 방법에 따른 주파수 응답 분석 .....	39
그림 4.1 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델 .....	42
그림 4.2 3 레벨 NPC 인버터와 출력단 필터 회로 모델 .....	44
그림 4.3 디지털 전류 제어기와 게이팅 신호 발생기 .....	44
그림 4.4 SVM 전압 지령과 PD 캐리어 파형 .....	45
그림 4.5 powergui를 이용한 스펙트럼 분석 방법 .....	46
그림 4.6 최대 정격출력에서 역률이 (+)0.9 일 때, 시뮬레이션 파형 .....	48
그림 4.7 최대 정격출력에서 역률이 (-)0.9 일 때, 시뮬레이션 파형 .....	49
그림 4.8 최대 정격출력에서 역률이 1.0 일 때, 시뮬레이션 파형 .....	50



## 표 목 차

표 2.1 3 레벨 NPC 인버터의 스위칭 상태 정의 .....	5
표 2.2 국내 고조파 허용 기준 .....	11
표 2.3 IEEE Std. 519-1992 전압 고조파 제한치 .....	12
표 2.4 IEEE Std. 519-1992 전류 고조파 제한치 (120V-69000V) .....	13
표 2.5 BDEW 전류 고조파 제한을 위한 계수값 .....	15
표 2.6 IEEE 와 IEC의 고조파 규정 비교 .....	16
표 3.1 시스템 베이스 파라미터 .....	21
표 4.1 설계된 출력단 필터 파라미터 .....	41
표 4.2 시뮬레이션 파라미터 .....	43
표 4.3 인버터 측 전류 와 계통 측 전류의 THD 비교 .....	47



## 제 1 장 서 론

최근 전력 사용량 증가와 원전의 잇단 가동 중지로 인하여 원활한 전력 공급을 위한 대체에너지 개발에 대한 관심이 높아지고 있다. 또한 신재생에너지 의무할당제(RPS: Renewable Energy Portfolio Standard)의 시행으로 신재생에너지 개발과 보급은 해외뿐만 아니라 국내에서도 매우 중요해지고 있다. 이러한 문제 해결을 위해 세계적으로 풍력 발전에 대한 관심이 매우 높아지고 있다. 실제로 세계풍력에너지협회(WWEA)의 ‘2012년 세계 풍력 보고서’(World Wind Energy Report 2012)에 따르면 2011년 새로 설치된 풍력 설비의 발전 용량은 45[GW]에 달하며 전체 풍력 발전 용량은 282[GW]에 달하였다.

최근의 풍력발전기는 해상화, 대형화, 대용량화 되고 있다. 기존의 육상에 설치되던 풍력발전기와 달리 해상용의 대형 풍력 발전기는 운송, 설치, 유지관리의 어려움이 있어 시스템 전체의 무게와 부피는 설계 시 매우 중요한 고려 대상이다. 또한 대용량화되는 풍력발전기로 인하여 계통의 안정도를 저하시킬 수 있기 때문에 풍력 발전 시스템의 전력변환 장치의 출력 품질은 매우 중요하다.

대용량의 전력변환 장치의 출력 품질을 향상시키기 위해서는 2 레벨 이상의 멀티레벨 인버터가 사용되어야 하며, 고차 필터를 사용하여 출력전류의 고조파를 충분히 감소시켜야한다.

기존의 계통 연계 인버터의 출력단 필터를 설계하는 방법에서는 낮은 스위칭 주파수나 인버터 출력 전압의 제한과 같은 대용량 시스템에서의 문제들을 고려하지 않고 필터를 설계하였다.

본 논문에서는 여러 고조파 규정을 비교 검토 하였으며 7[MVA]급



NPC(Neutral Point Clamped) 인버터의 PWM(Pulse Width Modulation) 출력전압에 포함된 고조파 성분을 차수별 스펙트럼 분석하여 계통의 규정을 만족하는 계통 연계 인버터의 출력단 필터를 설계하였다. 또한 대용량 해상 풍력 발전 시스템의 제약 사항을 고려하여 필터를 최적화 하였다.

본 논문은 총 5장으로 구성되어 있으며 각 장은 내용 요약은 다음과 같다.

제 1장에서는 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계 연구의 필요성과 배경 및 연구 목적에 대하여 설명한다.

제 2장에서는 대용량 해상 풍력 발전 시스템을 위한 계통 연계 인버터 및 인버터의 PWM 방식에 관하여 서술하고 출력단 필터의 토폴로지 및 적합한 필터를 선정하였다. 또한 국내외 계통의 고조파 규정을 검토하고 필터 설계를 위해 적용하였다.

제 3장에서는 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계 시에 문제점을 설명하고 문제점이 고려된 출력단 설계 절차를 작성하였으며 이를 토대로 출력단 필터를 설계하였다.

제 4장에서는 Matlab/Simulink를 이용하여 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 시뮬레이션 모델을 제작하였으며 이를 출력단 필터의 설계 및 검증하는데 사용하였다. 또한 powergui tool을 이용하여 주파수 스펙트럼 분석하는 방법에 관하여 서술하였다.

제 5장에서는 본 논문의 결론과 향후 연구방향에 대해 기술하였다.



## 제 2 장 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터 구성과 고조파 제한 규정

그림 2.1은 풍력 발전 시스템의 구성도를 나타낸다. 발전기 측 인버터와 계통 측 인버터는 Back-to-Back의 형태로 구성되며 발전기와 계통 측 각각에 필터가 연결된다. 본 논문에서는 계통 측 인버터와 계통 측 필터에 관하여만 논하였다.

대용량의 풍력발전기가 계통에 발전된 전력을 공급하기 위해서는 연계된 계통의 규정에 만족되어야 한다. 이와 같은 대용량 시스템에서는 기존의 2레벨 인버터보다 출력 품질이 뛰어난 multi 레벨 인버터가 사용되어야 하며 출력 전류의 고조파를 감쇠시킬 수 있는 필터가 계통의 접속점과 계통 연계 인버터 사이에 설치되어야 한다.

본 장에서는 multi 레벨 인버터 중 3 레벨 NPC(Neutral Point Clamped) 인버터의 구성과 동작 원리 및 PWM 방식에 대하여 설명하고 출력단 필터 토폴로지를 비교 분석하였다. 또한, 국내외의 고조파 규정을 비교 검토하여 가상의 계통에 전류 고조파 규정을 적용하였다.

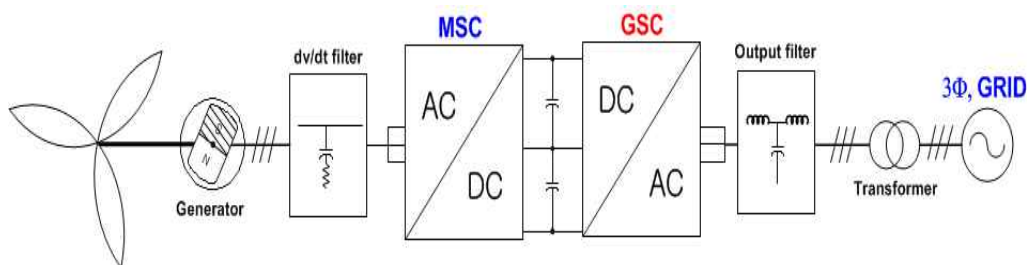


그림 2.1 풍력 발전 시스템의 구성도

Fig. 2.1 Wind power system diagram



## 2.1 3 레벨 NPC 인버터

### 2.1.1 3 레벨 NPC 인버터의 동작 원리

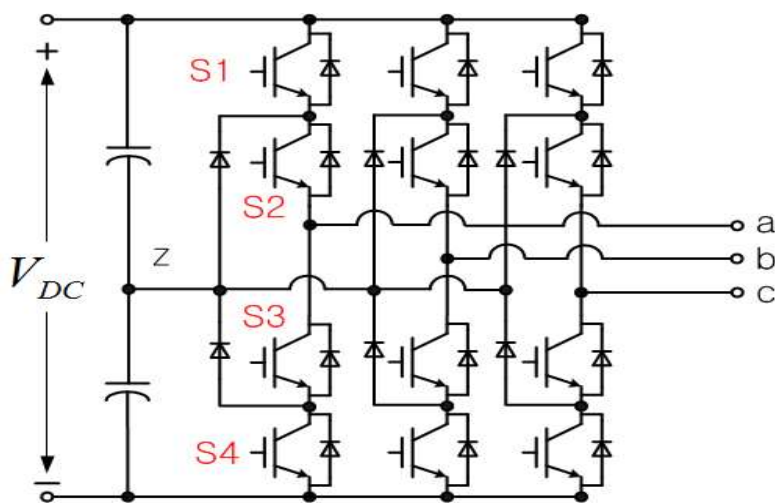


그림 2.2 3 레벨 NPC 인버터

Fig. 2.2 3 level NPC Inverter

그림 2.2 은 3 레벨 NPC의 구성을 나타낸다. NPC 인버터의 한 레그는 4개의 스위치와 DC-Link의 중성점(Z)와 연결된 역평형의 2개의 다이오드로 구성되어있다. 이로 인하여 각 상에 3개의 전압 레벨( $\frac{V_{DC}}{2}, 0, -\frac{V_{DC}}{2}$ )을 출력하게 된다. 또한, 각 스위치에 인가되는 전압이  $V_{DC}/2$ 의 전압까지만 인가되게 된다. 이론적으로는 DC 단의 두 커패시터의 전압은 같아야 하나, 각각의 커패시터들은 중성점 전류에 의해 충전과 방전이 되어 중성점 전압이 변동되는 문제가 발생한다. 표 2.1 은 3 레벨 NPC 인버터 한 레그의 4개의 스위치 동작에 따른 출력 전압의 정의를 나타내며 그림 2.3은 스위칭 상태에 따른 인버터 극전압 파형을 나타낸다.





표 2.1 3 레벨 NPC 인버터의 스위칭 상태 정의

Table. 2.1 Definition of switching states of 3 level NPC inverter

스위칭 상태	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	a 상 극전압 ( $V_{aZ}$ )
P	ON	ON	OFF	OFF	$\frac{V_{DC}}{2}$
O	OFF	ON	ON	OFF	0
N	OFF	OFF	ON	ON	$-\frac{V_{DC}}{2}$

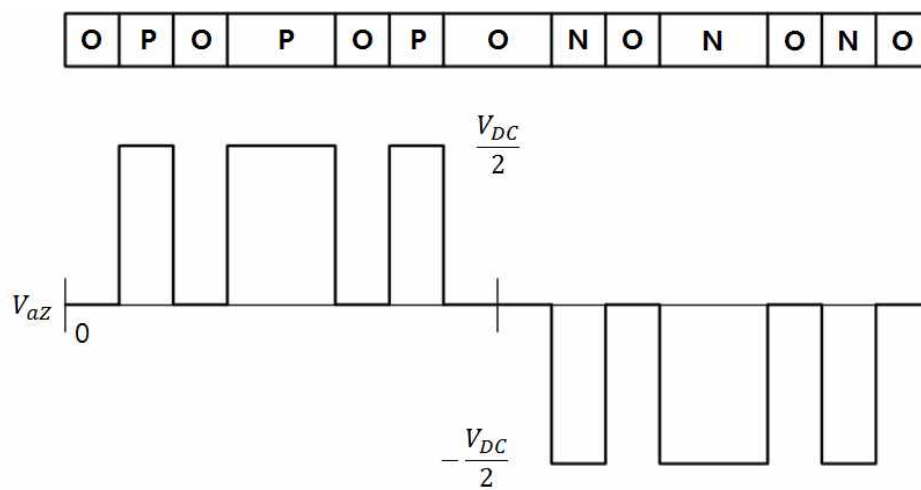


그림 2.3 스위칭 상태와 인버터의 극전압

Fig. 2.3 Switching states and inverter terminal voltage

### 2.1.2 3 레벨 NPC 인버터의 PWM 전략

#### ① 3 레벨 NPC 인버터의 캐리어 전략

3 레벨 이상의 인버터에서는 스위치에 각 상태의 신호를 입력하기 위해  $L-1$  개의 삼각 캐리어가 필요하다. ( $L$  = 레벨 수) 두 개 이상의 삼각 캐리어를 제어하는 방법으로 APOD(Alternative phase opposition disposition), POD(Phase opposition disposition), PD(Phase disposition) 이 있다. 본 논문에서는 출력 전압에 가장 낮은 고조파를 출력하는 PD 방식을 사용하였다. 그림 2.4는 각 캐리어 방식을 나타낸다.

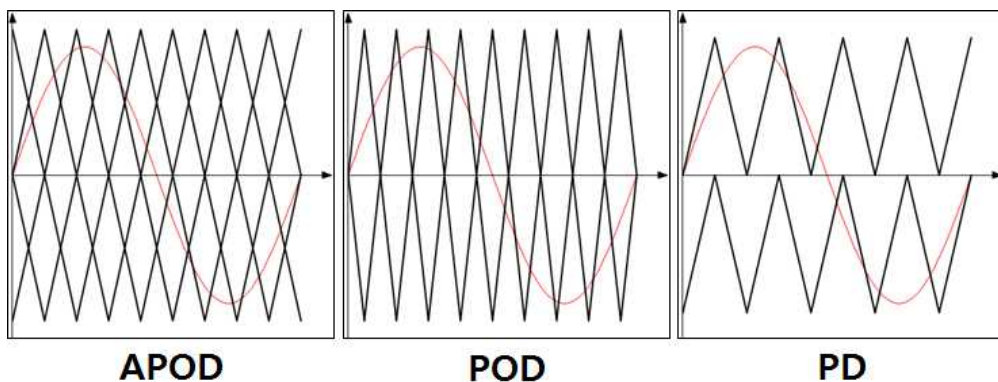


그림 2.4 3 레벨 NPC 인버터의 캐리어 방식에 따른 PWM 전략

Fig. 2.4 3 level NPC inverter modulation strategies using a carrier wave

#### ② 3 레벨 NPC 인버터의 SVM

SVM(Space Vector Modulation)을 사용하면 출력의 고조파양이 줄어들며 주어진 직류 전압 하에서 가장 큰 교류전압을 얻을 수 있어 3 레벨 인버터에서도 SVM 방식이 사용되며 그 연구 또한 계속해서 진행되고 있다. 기존의 2 레벨 SVM에서는 7개의 전압 벡터로 지령 전압을 나타낸 것과 달리 3 레벨



SVM 방식에서는 27개의 전압 벡터로 지령 전압을 나타낸다. 그림 2.5는 2 레벨 SVM 방식과 3 레벨 SVM 방식을 위한 공간 전압 벡터도를 나타내었다. 본 논문에서는 offset 전압 방식과 삼각파 비교 방식을 이용하여 SVM과 같은 전압 변조 방식을 구현하여 사용하였다.

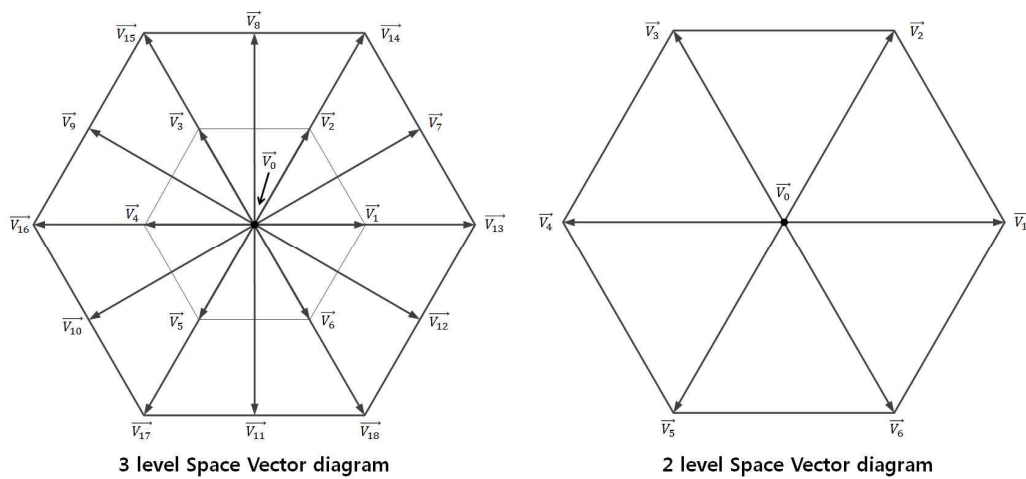


그림 2.5 3 레벨과 2 레벨의 공간 전압 벡터도

Fig. 2.5 Space vector diagram of the 3 level and 2 level inverter

### ③ 스위칭 주파수

3상 인버터 시스템에서 최적의 고조파를 감소시키는 방법은 기본파 주파수에 홀수차수의 3의 배수(odd triplen)로 스위칭 주파수를 설정하는 것이다.

기본파 주파수의 홀수차수 3의 배수로 캐리어의 주파수를 설정하면 3의 배수의 sideband 고조파가 감소되며, 짝수차수의 고조파 또한 감소된다.

이와 같은 방법을 사용하면 3의 배수가 아닌 홀수차수의 고조파만이 출력되는 고조파에 영향을 미치는 고조파가 된다. 이는 계통의 고조파 제한규정을 만족하기 위해서는 필수적이라 할 수 있다.



## 2.2 출력단 필터 토폴로지

### 2.2.1 L 필터

PWM 인버터가 계통과 접속되어 정현파 전류를 출력 시키는 간단한 방법은 각상에 직렬로 인덕터를 연결시키는 것이다. 만약 인버터가 계통과 변압기를 통하여 직접적으로 연결된다면 변압기의 누설 인덕턴스가 필터의 역할을 한다. L 필터는 전체의 주파수 대역에서  $-20[\text{dB/decade}]$ 의 감쇠효과를 보이는 1차 저역통과 필터이다. 이 필터는 구성성분이 적고 인덕턴스 값을 설정하기가 편리하다. 그러나 인덕터의 전압강하로 인하여 동특성이 매우 떨어지며, 전류의 왜곡을 낮추기 위해서는 스위칭 주파수가 수십  $[\text{kHz}]$ 이상으로 높아져야 한다.

### 2.2.2 LC 필터

LC 필터는 2차 저역통과 필터로 공진 주파수 보다 큰 주파수 대역에서  $-40[\text{dB/decade}]$ 의 감쇠효과를 보인다. LC 필터에서는 커패시터 값이 높아지면 인덕터 값을 줄일 수 있어 비용과 손실을 감소시킬 수 있다. 하지만 너무 높은 커패시터 값은 돌입전류가 발생 할 수 있으며 계통 측에 공진이 발생 될 수 있다. 또한 LC 필터는 고조파의 감쇠가 계통의 임피던스에 영향을 받게 되며, 대용량 시스템에서는 보통 변압기를 통하여 계통에 연결되기 때문에 LCL필터에 비해 많이 사용되지는 않는다.



### 2.2.3 LCL 필터

3차 저역통과 필터인 LCL 필터는 앞서 나온 두 필터에 비해 더 나은 계통과의 분리(decoupling)된 효과를 제공하며 공진 주파수 이상의 주파수 대역에서  $-60[\text{dB/decade}]$ 로 감쇠효과를 보여 앞서 나온 필터 보다 고조파 감쇠효과가 뛰어나다. LCL 필터는 그 응용 분야에서 L 필터와 많은 비교를 하게 된다. L 필터는 LCL 필터에 비해 부피가 크고 효율이 떨어진다. 또한 L 필터만으로는 여러 고조파 규정에서 제시한 요구사항을 만족시키기 어렵다. 하지만 LCL 필터는 설계 시에 고려되어야 할 사항이 매우 많아 설계가 어려우며 공진의 문제가 발생할 수 있다.

해상 풍력 발전 시스템에서는 그림 2.1과 같이 계통과 변압기를 통하여 연결되어진다. 따라서 LC 필터의 형태가 아닌 LCL 필터로의 설계가 필수적이다. 또한 LCL 필터는 고조파 감쇠가 뛰어나고 부피가 작기 때문에 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터로 적합하다.



## 2.3 고조파 제한 규정의 검토 및 적용

최근 신재생 에너지 비율이 증가됨에 따라 각 국 및 단체에서는 계통의 안정도와 신뢰도를 향상시키기 위한 신재생 에너지원의 계통 연계 규정이 계속해서 재정비 되고 있다.

특히 대용량의 계통 연계 인버터가 계통과 접속되었을 때 계통에 주입하는 전류에 함유된 고조파에 관한 규정은 각 규정마다 적용 방법 및 제한값이 다르기 때문에 풍력발전기가 설치될 지역의 적합한 규정을 검토하는 것은 매우 중요하다.

본 절에서는 우리나라 및 해외의 고조파 규정을 검토하고 IEEE Std. 519-1992 전류 고조파 규정과 BDEW 고조파 전류 규정을 가정한 계통에 적용함으로써 출력단 필터 설계를 위한 계통 연계 인버터 출력 전류의 계통 연계 제한 조건으로서 적용하였다.

### 2.3.1 국내의 고조파 제한 규정

국내에서는 고조파에 대한 허용 기준으로는 고조파 허용 잠정 기준을 근거로 작성된 한국전력공사의 영업처리 기준이 있다. 고조파에 대한 관리를 위해 한국전력공사에서는 영업업무처리지침을 작성 시행하고 있으며 세부내용은 아래 표 2.2에 나타내었다.



표 2.2 국내 고조파 허용기준

Table. 2.2 The domestic harmonic limits

전압 계통	지중선로가 있는 S/S에서 공급하는 수용가		가공선로만 있는 S/S에서 공급하는 수용가	
	전압왜형률 (%)	등가방해전류 (A)	전압왜형률 (%)	등가방해전류 (A)
66kV 이하	3	-	3	-
154kV 이상	1.5	3.8	1.5	-

전압왜형률(THD: Total Harmonic Distortion): 고조파 전압 실효치와 기본파전압 실효치의 비로서 나타내며, 고조파 발생의 정도를 나타내는데 많이 사용된다.

$$THD = \frac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_n^2}}{V_1} \times 100[\%] \quad (2-1)$$

등가방해전류(EDC: Equivalent Disturbing Current): 전력계통에서 발생한 고조파는 인접해 있는 통신선에 영향을 주며, 통신선에 영향을 주는 고조파 전류의 한계를 등가방해 전류로서 규제하며, 식 (2-2)와 같이 나타낸다.

$$EDC = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (S_n^2 \times I_n^2)} [A] \quad (2-2)$$

$S_n$  : 통신 유도 계수,  $I_n$  : 영상 고조파 전류



### 2.3.2 IEEE Std. 519-1992 고조파 제한 규정

IEEE Std. 519-1992\_IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems 에서는 다음과 같은 사항을 다루고 있다.

- ① 여러 형태의 수용가(산업형, 상업형, 주거형)와 전력회사 시스템 상에 있는 기기에 적용하기 위한 일반적인 고조파 평가 절차를 제공
- ② 공통접합점(PCC: Point of Common Coupling)에서 고조파 레벨을 평가하는 방법
- ③ PCC에서 고조파 전압과 전류를 평가하는 측정 절차의 예
- ④ 기존의 수용가와 신설되는 수용가에 대한 고조파 레벨의 평가
- ⑤ 전력회사 시스템과 수용가 레벨에서의 고조파 제어 방법

표 2.3과 표 2.4에 전압과 전류 고조파의 제한값을 나타내었다. 본 논문에서는 출력단 필터 설계에 있어 전류 고조파 제한에 대해서만 사용하였다.

표 2.3 IEEE Std. 519-1992 전압 고조파 제한치

Table. 2.3 Voltage harmonic limits of IEEE Std. 519-1992

Voltage Harmonics		
Voltage at PCC	Individual Limit	THD
<69 kV	3.0	5.0
69-161 kV	1.5	2.5
>161 kV	1.0	1.5





표 2.4 IEEE Std. 519-1992 전류 고조파 제한치(120V-69000V)

Table. 2.4 Current distortion limits for general Dist. Systems (120V-69 000V)  
in IEEE Std. 519-1992

Maximum Harmonic Current Distortion in Percent of $I_L$ Individual Harmonic Order (Odd Harmonics)						
$I_{SC}/I_L$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 25$	$23 \leq h < 25$	$35 \leq h$	TDD
<20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20<50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50<100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.						
* All power generation equipment is limited to these values current distortion. regardless of actual $I_{SC}/I_L$						

$I_L$  : 평균 최대 부하 전류 (이전 12달의 월간 최대 부하전류의 평균값)

$I_{SC}$  : 단락 전류

표 2.4에서 전류 고조파 제한은 각 차수별 제한과 총 수용전류 왜형률 (TDD)을 제한한다. TDD(Total Demand Distortion)는 최대부하 전류에 대비하여 고조파 전류의 함유율을 말하며 일상적으로 사용하는 기본파 전류에 대한 고조파 전류의 함유율인 THD와는 다르다. 식 (2-3)은 TDD를 나타내는 식이다.

$$TDD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2} I_h^2}}{I_L} \times 100 [\%] \quad (2-3)$$



### 2.3.3 BDEW 고조파 제한 규정

독일의 전력회사인 E-ON은 2006년 자체적인 계통 연계 규정을 발표하고, 계통에 연계되는 신재생 에너지 발전 설비들에 대한 계통 협조 의무를 강조하였다. 2008년 독일 BDEW(German Association of Energy and Water Industries : 독일 연방 에너지 및 수자원 관리 협회)에서는 E-ON 의 규정을 근간으로 하여 특고압 계통 연계 신재생 에너지 발전 시스템에 대한 새로운 독일의 계통 연계 규정을 발표하였다.

발전기(unit) 및 발전 단지(Plants)에서 계통에 주입하는 전류의 고조파 성분에 대한 제한치는 표 2.5 와 식 (2-4),(2-5)을 접속되는 계통상황에 적용하여 구할 수 있다. 식 (2-4)는 한 개의 접속점에 한기의 발전기가 접속되었을 때 허용 가능한 차수별 고조파 전류의 크기( $I_{v\ zul}$ )를 나타내며, 식 (2-5)는 한 개의 접속점에 발전 단지가 접속되었을 때의 허용 가능한 차수별 고조파 전류의 크기를 구하는데 사용되어진다.

$$I_{v\ zul} = i_{v\ zul} \times S_{kv} \quad (2-4)$$

$S_{kv}$  : 계통의 단락용량

$$I_{v\ Azul} = I_{v\ zul} \times \frac{S_A}{S_{Gesament}} = i_{v\ zul} \times S_{kv} \times \frac{S_A}{S_{Gesament}} \quad (2-5)$$

$S_A$ : Apparent power of a generating plant composed of the highest apparent power of the generating units  
 $S_{Gesament}$  : Scheduled feed-in power



표 2.5 BDEW 전류 고조파 제한을 위한 계수값

Table. 2.5 Admissible harmonic current coefficient  
for BDEW current harmonic limits

Ordinal number $v, \mu$	Admissible related harmonic current $i_{v,\mu zul}$ in A/MVA		
	10 kV network	20 kV network	30 kV network
5	0.058	0.029	0.019
7	0.082	0.041	0.027
11	0.052	0.026	0.017
13	0.038	0.019	0.013
17	0.022	0.011	0.07
19	0.018	0.009	0.006
23	0.012	0.006	0.004
25	0.010	0.005	0.003
$25 < v < 40^{1)}$	$0.01 \times 25/v$	$0.005 \times 25/v$	$0.003 \times 25/v$
even-numbered	$0.06/v$	$0.03/v$	$0.02/v$
$\mu < 40$	$0.06/\mu$	$0.03/\mu$	$0.02/\mu$
$\mu, v > 40^{2)}$	$0.18/\mu$	$0.09/\mu$	$0.06/\mu$

1) : odd-numbered

2) : Integral and non-integral within a range of 200Hz

$\mu$  : inter-harmonics

### 2.3.4 IEC 국제 규격에서의 풍력발전기 고조파 제한 규정

IEC 61400-21 표준은 계통과 연계되는 풍력발전기의 출력 품질 특성에 대한 측정 및 평가에 대한 내용을 명시한 것으로 2008년 8월에 제안되었다. 본 규격에는 풍력발전기의 계통 연계 시 전력 품질 특성을 표현하기 위해 결정되어야 할 정의 및 사양, 특성, 측정 절차 및 전력 품질의 평가에 관한 내용을 포함하고 있다.



전류 고조파 및 inter-harmonics와 고주파수 성분들에 대한 제한치는 IEC 61000-3-6을 따르며 그 측정 방법은 IEC 61000-4-7의 규정을 따른다.

IEC 61000-3-6에서는 전류 고조파 제한치에 대하여 계약전력, 고조파 임피던스 등을 고려하여 별도의 허용 전류 왜형률을 설정하게 된다.

본 논문에서는 IEC의 고조파 규정을 출력 필터 설계에는 적용하지 않았으며 고조파 제한 규정을 비교 검토하는데 사용하였다. 표 2.6은 IEEE Std. 519-1992 와 IEC 61000-3-6을 비교한 표이다.

표 2.6 IEEE 와 IEC 의 고조파 규정 비교

Table. 2.6 Comparison of IEEE and IEC harmonic standards

	IEEE Std. 519-1992	IEC 61000-3-6
<b>Driving principle</b>	IEEE Std.519-1992의 고조파 제한은 계통과 고객의 공동 책임에 전제한다.	IEC 61000-3-6의 고조파 제한은 배정된 전류 제한 값에 기초한다.
<b>Voltage harmonic limits</b>	허용 전압 고조파의 제한치가 모든 주파수에서 일정하다.	허용 전압 고조파의 제한치가 주파수에 따라 감소한다.
<b>Current harmonic limits</b>	전류 고조파 제한치는 IEEE Std. 519-1992의 가장 중요한 부분이다. 하지만 그 제한값은 계통의 전압 크기에만 관련 있다.	IEC 61000-3-6에서는 일반적으로 전류 고조파 제한치가 주어지지 않으며 전압 제한치와 계통의 임피던스 특징에 의해 그 값이 결정되어 진다.
<b>Even-order harmonics</b>	IEEE Std. 519-1992에서는 짝수 차수 전압 고조파에 대하여 다루고 않으며, 짝수 차수 전류 고조파에 대해서는 홀수 차수 고조파의 25[%]로 제한하고 있다.	IEC 61000-3-6에서는 짝수 차수 전압 고조파에 대하여 특징적으로 다루며, 계통 임피던스에 의한 짝수 차수 전류 고조파에 대하여 IEEE보다 허용치가 높다.



### 2.3.5 전류 고조파 제한 규정의 적용

규정을 적용하기 위해 계통 용량 20[MVA], 계통 전압 3.3[kV], SCR(Short Circuit Ratio)가 20일 때 PCC 지점에 7[MVA] 급 풍력발전기 1기가 연결되어 있을 때를 가정하였다. 이때 계통의 단락 용량은 400[MVA] 이며, 계통의 임피던스는 별도로 고려하지 않았다.

BDEW 고조파 전류 규정을 가정된 상황에 적용하면, 표 2.5의 10[kV] 규정의 계수값(admissible related harmonic current)을 식 (2-4)에 적용하면 간단히 구해질 수 있다. IEEE Std.519-1992 규정의 경우 계통의 단락용량과는 무관하게 계통의 전압 레벨에만 제한을 받게 된다. 표 2.4의 <20\* 행이 적용될 고조파 전류 제한 규정 값을 나타내며 부하전류( $I_L$ )는 인버터의 정격전류로 가정하였다. 그림 2.5에 임의의 전압 고조파와 고조파 전류 제한 규정 값을 주파수 스펙트럼으로 나타내었다. 빨간색은 BDEW 전류 고조파 규정을 나타내며 파랑색은 IEEE Std.519-1992 전류 고조파 규정을 나타낸다.

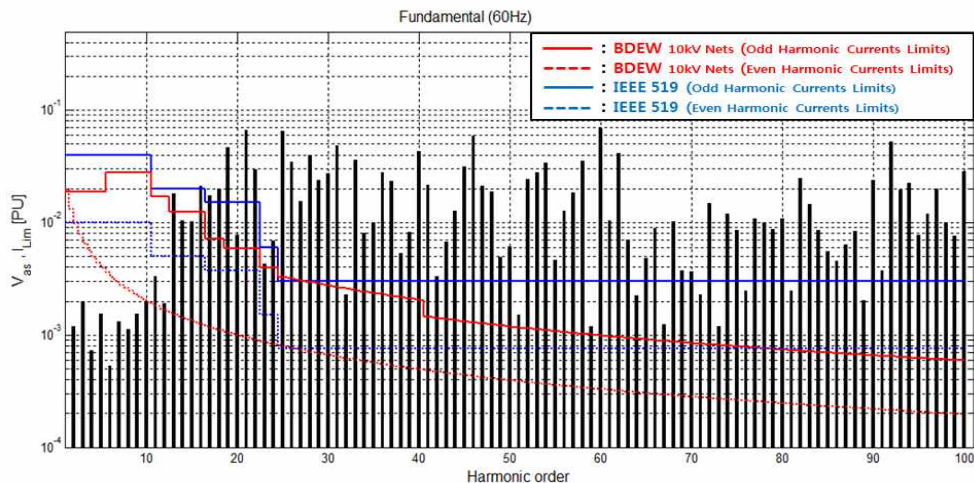


그림 2.6 전류 고조파 규정과 전압 고조파 스펙트럼

Fig. 2.6 Current harmonic limits and voltage harmonic spectrum



## 제 3 장 출력단 필터 설계

기존의 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계에서는 인버터의 스위칭 주파수가 높아 필터의 공진주파수를 가장 낮은 side-band 고조파가 영향을 미치지 않는 범위에 설정이 가능하였으며 이용 가능한 최대의 DC-Link 전압이 필터의 설계에 고려되지 않았다. 하지만 고전압, 대용량의 시스템에서 사용되는 스위칭 소자의 스위칭 주파수는 매우 낮으며, 이용 가능한 DC-Link 전압이 한정적이다. 따라서 기존의 설계 방식으로는 대용량 시스템에 적합한 출력단 필터를 설계하기 어렵다. 또한, 해상용 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터 설계에 있어 가격과 부피 및 무게는 매우 중요한 요소이다.

본 장에서는 이러한 문제점들을 고려하여 필터를 설계하는 절차를 설명하고, 7[MVA]급 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 최적화된 출력단 필터를 설계하였다.



### 3.1 출력단 필터 설계 절차

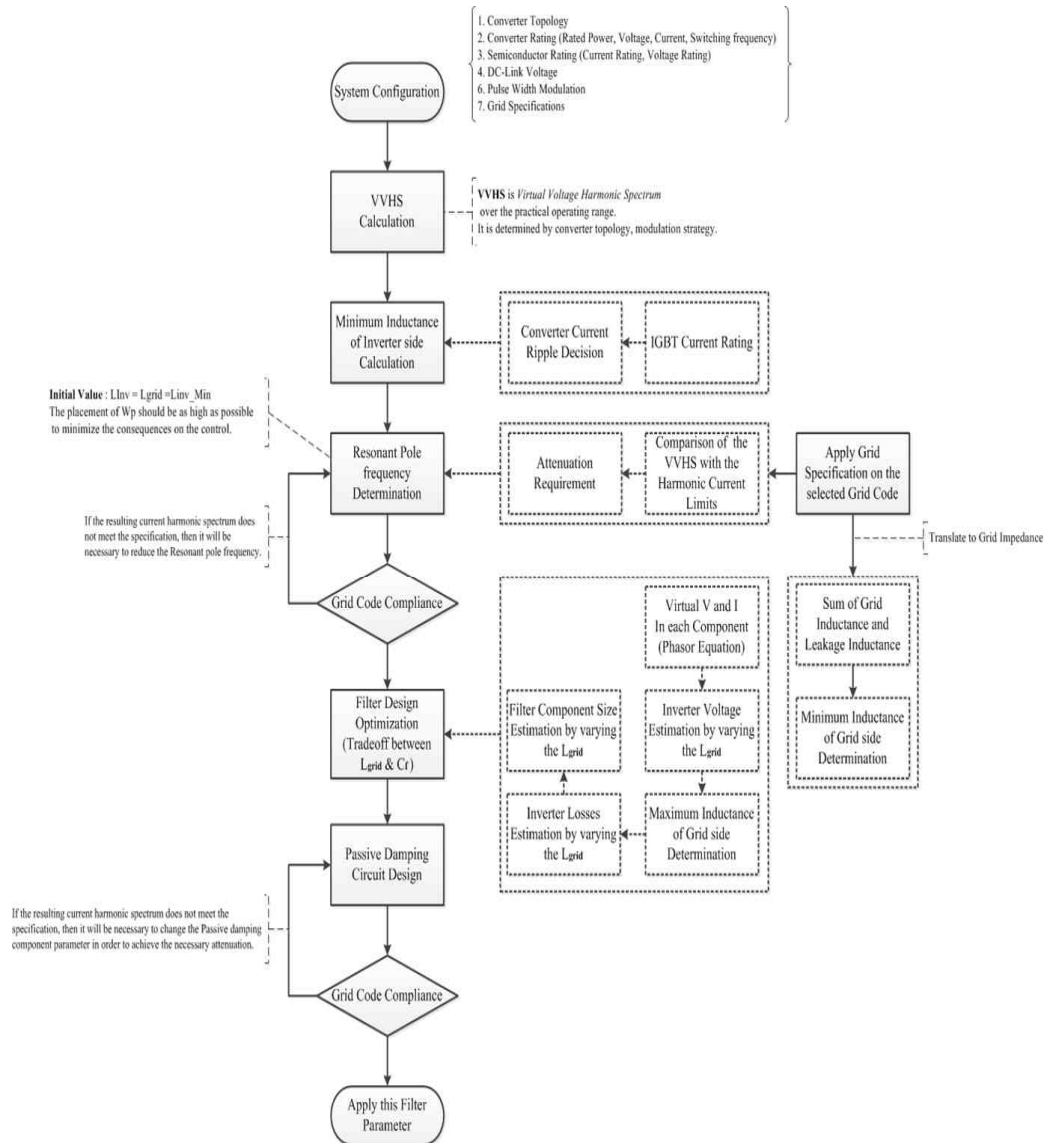


그림 3.1 출력단 필터 설계 절차

Fig. 3.1 The output filter design procedure



대용량 시스템에서는 위에서 설명하였듯 기존의 설계 방법과는 다른 방법을 사용하여야 한다. 본 논문에서는 참고 문헌 [3]의 설계 방법을 참고하여 그림 3.1의 설계 절차를 구성하였다. 설계 절차는 아래의 중요 절차에 기초하여 제작되었다.

- ① 계통 연계 인버터의 출력단 필터를 설계하기 위해서는 인버터의 사양과 연계단의 계통 사양 또한 중요한 파라미터이다. 표 4.1에 제시된 7가지의 사양 정보는 출력단 필터 설계의 기본 정보이다.
- ② VVHS(Virtual Voltage Harmonic Spectrum)는 참고 문헌 []에서 소개된 것으로 인버터의 동작 운전 범위 내에 worst-case에서 인버터가 출력하는 전압의 고조파 스펙트럼을 말하며 출력 필터에 요구되는 고조파의 감쇠정도를 파악하는데 사용된다.
- ③ 인버터 측 전류의 리플의 크기는 인버터 측 인덕터의 사양을 결정하는데 매우 중요하다. 따라서 이를 반드시 고려하여 설계가 되어야 한다.
- ④ 출력단 필터의 공진주파수는 필터의 고조파 감쇠정도와 필터의 부피를 결정하는 중요한 요소이다. 하지만 대용량 시스템에서는 스위칭 주파수가 낮아 필터의 공진주파수를 적절한 위치에 설정하는 것이 매우 어렵기 때문에 여러 사항을 고려하여 공진주파수를 설정하여야 한다.
- ⑤ 모델링된 출력단 필터의 기본파에서의 페이저 방정식을 이용하여 인버터의 출력전압, 인버터의 전류, 필터에 저장된 에너지를 구하여 주어진 시스템에 적합한 필터를 최적 설계 할 수 있다.
- ⑥ 계통의 고조파 전류 규정은 출력단 필터를 설계하는 기본적인 목적이다. 따라서, 필터의 중요한 파라미터가 결정되어질 때 마다 출력 전류의 고조파 스펙트럼과 전류 고조파 규정을 비교하도록 하였다.



## 3.2 출력단 필터 설계

### 3.2.1 시스템 및 계통의 사양

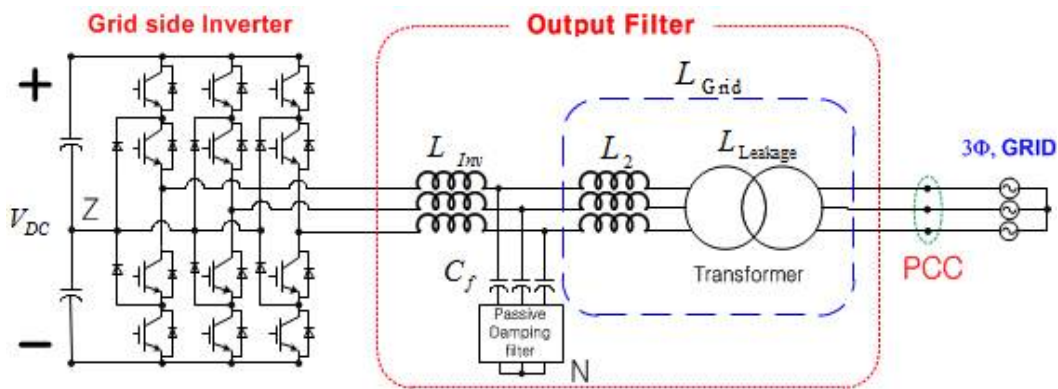


그림 3.2 계통 연계 NPC 인버터 시스템의 구성도

Fig. 3.2 System configuration of grid-connected NPC inverter with output filter

표 3.1 시스템 베이스 파라미터

Table. 3.1 System base parameter

Parameters	Symbol	Value
연계 계통의 용량	$S_{Grid}$	20 [MVA]
계통의 선간 전압	$V_{Grid}$	3300 [V]
계통의 주파수	$f_B$	60 [Hz]
정격출력	$S_B$	7.0 [MVA]
정격 전압	$V_B$	1905 [V]
정격 전류	$I_B$	1225 [A]
베이스 임피던스	$Z_B$	1.556 [ $\Omega$ ]
DC-Link 전압	$V_{DC}$	5400 [V]
스위칭 주파수	$f_{sw}$	1260 [Hz]



설계를 위한 계통 연계 인버터 시스템의 구성은 그림 3.2와 같다. 계통 연계 인버터는 3 레벨 NPC 타입으로 구성되어 있으며 출력단 필터와 변압기를 통하여 계통과 연결된다. 출력단 필터는 3차 필터인 LCL 필터의 형태로 계통 측 인덕터( $L_{Grid}$ )는 LCL 필터의  $L_2$  와 변압기의 누설인덕턴스 ( $L_{Leakage}$ )의 합으로 구성된다. 그리고 LCL 필터의 공진 최대점 억제를 위해서 커패시터와 직렬로 Passive damping 회로를 연결하였다. 본 논문에서는 전원 측을 변압기의 저압 측으로 환산된 것으로 가정하였으며 변압기를 누설 인덕턴스 ( $L_{Leakage}$ )로 가정하였다. 또한 계통은 왜곡이 없는 정현파이며 NPC 인버터의 DC-Link는 변하지 않는다고 가정하였다.

출력단 필터 설계에 필요한 기본적인 파라미터는 표 3.1에 나타내었다.

### 3.2.2 출력 필터의 모델링

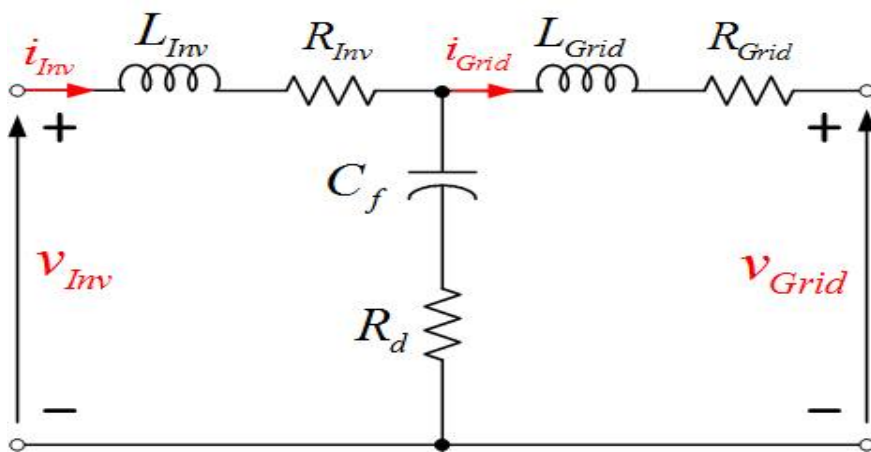


그림 3.3 출력단 필터의 상당 등가 회로

Fig. 3.3 Equivalent single-phase output filter schematic



그림 3.3은 출력단 필터의 상당 등가 회로를 나타낸다.  $R_{Inv}$ 와  $R_{Grid}$ 는 각각  $L_{Inv}$ 와  $L_{Grid}$ 의 기생성분을 나타낸다. 이 기생성분은 필터의 감쇠에는 영향을 미치지 않으므로 필터 모델링의 편의를 위해 제하고 진행하였다. 후 필터의 시간영역 분석에서는 각각의 인덕터 값의 0.5 [%]로 설정하여 분석하였다.

출력단 필터는 입력이 인버터 전압( $v_{Inv}$ )과 계통 전압( $v_{Grid}$ )이며 출력이 인버터 전류( $i_{Inv}$ )와 계통 전류( $i_{Grid}$ )인 어드미턴스로 모델링된다. 계통의 전압은 변화가 없는 것으로 가정하였으므로 필터 설계에 있어 중요한 전달함수는 인버터 전압에 의해 각각의 전류응답이 결정되는 어드미턴스 전달함수이다. 이는 식 (3-1)과 (3-2)와 같다. 식 (3-1)은 인버터의 제어에 사용되며 식 (3-2)는 필터로 인한 출력 전류의 고조파 감쇠정도를 분석하는데 사용되므로 설계에 있어 중요한 전달함수이다.

$$Y_{Inv}(s) = \frac{I_{Inv}(s)}{V_{Inv}(s)} = \frac{1}{L_{Inv}} \cdot \frac{s^2 + \frac{R_D}{L_{Grid}}s + \frac{1}{L_{Grid} \cdot C_f}}{s(s^2 + 2\zeta\omega_p s + \omega_p^2)} \quad (3-1)$$

$$Y_{Grid}(s) = \frac{I_{Grid}(s)}{V_{Inv}(s)} = \frac{R_D}{L_{Inv} \cdot L_{Grid}} \cdot \frac{s + \frac{1}{R_D \cdot C_f}}{s(s^2 + 2\zeta\omega_p s + \omega_p^2)} \quad (3-2)$$

$$\omega_p = \sqrt{\frac{L_{Inv} + L_{Grid}}{L_{Inv} \cdot L_{Grid} \cdot C_f}} \quad (3-3)$$

$$\zeta = \frac{R_D}{2} \sqrt{\frac{C_f(L_{Inv} + L_{Grid})}{L_{Inv} \cdot L_{Grid}}}$$



그림 3.4는 두 전달함수의 주파수 응답을 나타낸다.  $Y_{Inv}(s)$  전달함수는 공진 영점과 공진 극점이 존재하며 공진 영점이 공진 극점보다 낮다. 또한 공진점을 제하고 전 주파수 대역에서 L 필터와 같이 어드미턴스의 크기가  $-20[\text{dB/decade}]$ 로 감소된다.  $Y_{Grid}(s)$  전달함수는 공진 이후 어드미턴스의 크기가  $-60[\text{dB/decade}]$ 로 감소하며 이 후  $1/(R_D \cdot C_f)$ 에 위치한 영점에 의해  $-40[\text{dB/decade}]$ 로 감소된다.

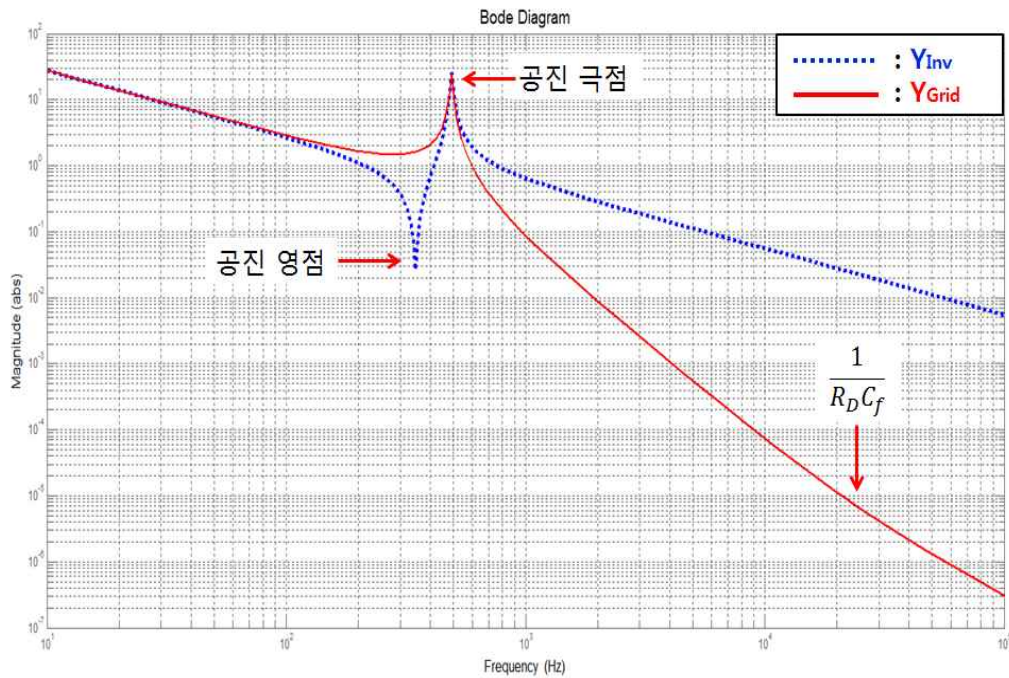


그림 3.4 출력단 필터 어드미턴스 전달함수의 주파수 응답 특성

Fig. 3.4 Frequency domain analysis of output filter admittance transfer function

$$(\omega_p = 8 \text{ p.u.}, L_{Inv}/L_{Grid} = 1, \zeta = 0.05)$$

### 3.2.3 인버터 전압 고조파 스펙트럼

인버터의 전압 고조파 스펙트럼은 인버터가 동작하는 전 범위에서 필터의 성능을 보장할 수 있도록 worst-case에서 인버터가 출력하는 전압의 고조파 스펙트럼이다. 인버터의 전압 고조파 스펙트럼 VVHS(Virtual Voltage Harmonic Spectrum)는 인버터의 토폴로지, PWM 방식 및 전압 변조 지수에 의해 달라진다. 참고 문헌 [3]에서는 VVHS를 이용한 출력 필터 설계를 제시하였다. 본 논문에서는 최대 출력 7[MVA]에서 역률이 (-)0.9~(+)0.9 까지 변할 때, 3 레벨 NPC 인버터에 SVM (Space Vector Modulation)을 적용하여 인버터의 전압 고조파 스펙트럼을 구하였다. 그림 3.5는 인버터의 전압 고조파 스펙트럼과 전류 고조파 규정을 비교한 것으로, 인버터의 전압 고조파 스펙트럼의 차수별 고조파의 크기와 전류 고조파 규정의 차수별 제한값을 이용하여 필터의 고조파 감쇠정도를 파악하는데 사용하였다.

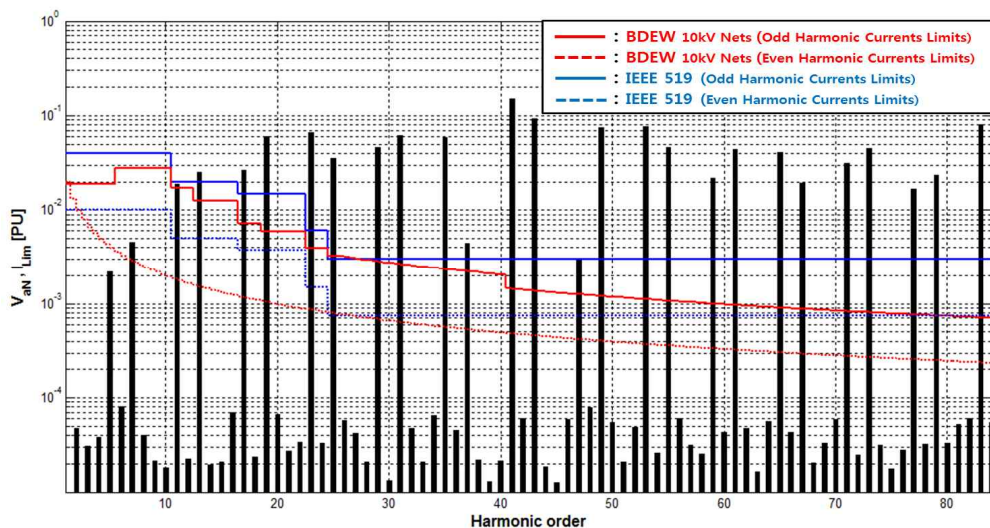


그림 3.5 VVHS 와 IEEE Std. 519-1992, BDEW 전류 고조파 규정

Fig. 3.5 VVHS and current harmonic limits of IEEE Std. 519-1992, BDEW



### 3.2.4 인버터의 전류 리플

출력단 필터의 설계는 계통의 요구조건을 만족시켜야 하며, 동시에 인버터의 사양 또한 만족시켜야 한다. 대용량 전력변환 장치의 사양은 이용 가능한 스위칭 소자에 기초하며, 인버터 측 전류는 스위칭 소자의 정격 전류를 어떠한 경우에도 넘지 않아야 한다. 따라서 스위칭 소자의 정격 전류는 인버터가 낼 수 있는 전류 리플의 최대값을 제한한다. 인버터의 전류 리플은 인덕터의 자성 물질의 선택에서부터 코어의 적층, 부피 및 두께에도 영향을 주기 때문에 인버터의 최대 허용 전류 리플은 인버터측 인덕터의 무게와 가격 등에 매우 중요한 영향을 미친다.

본 논문에서는 1.2[kA], 3.3[kV] IGBT 를 고려하여 최대 전류 리플의 크기를 정격 전류의 40[%]로 설계 하였다.

### 3.2.5 인버터 측 인덕터의 설계

고 주파수 대역에서 LCL 필터의 커패시터 전압은 계통의 정현파와 거의 같게 된다. 이 때 인버터의 전류 리플은 오직 인버터 측 인덕터( $L_{Inv}$ )에 의해 결정된다.  $L_{Inv}$ 는 이러한 고주파수의 성분을 견뎌내야 하기 때문에 계통 측 인덕터( $L_{Grid}$ )에 비하여 값이 비싸다. 따라서  $L_{Inv}$ 는 worst-case에서 위의 인버터 전류 리플의 최대값 제한을 만족할 수 있는 범위에서 가능한 작게 설정된다.

인버터의 worst-case의 전류 리플을 결정하기 위해서는 인버터의 토폴로지와 PWM 방식이 고려되어야 한다. 그림 3.6은 3 레벨 NPC 인버터 SVM의 전압벡터를 나타내며, 최대 리플 전류는 지령 전압 벡터( $\overrightarrow{V_{ref}}$ )가 세 개의 전

압 벡터( $\vec{V}_0, \vec{V}_2, \vec{V}_3$ )로 구성 되어 있을 때, 영벡터( $\vec{V}_0$ )의 인가시간( $T_0$ )이 '0' 이고 다른 두 벡터의 인가시간이 같을 때 ( $T_1 = T_2$ )이다. 이때,  $L_{Inv}$  양단에 Volt-Second 를 적용하면 식 (3-4) 이며 이때, 최소  $L_{Inv}$  는 식 (3-5)와 같다.

$$V_L \Delta T = \frac{V_{DC}}{6} \frac{T_{sw}}{4} \quad (3-4)$$

( $T_{sw} = 1/f_{sw}$ )

$$L_{Inv-Min} = \frac{V_{DC}}{24 \Delta i_{Inv-ripple} f_{sw}} \quad (3-5)$$

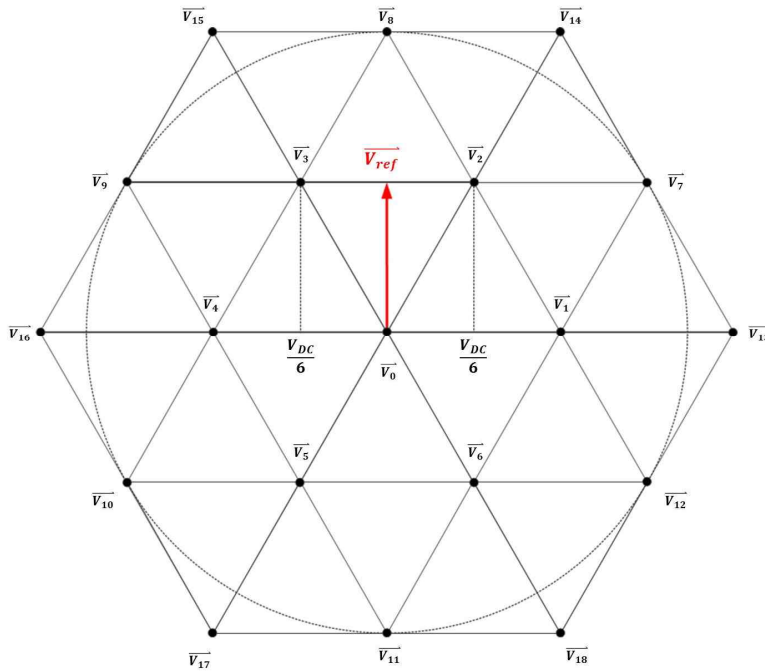


그림 3.6 Worst-case 인버터 전류 리플을 위한 공간 벡터 전압 지령

Fig. 3.6 Space vector voltage reference for worst-case inverter ripple current





$\Delta I_{Inv-ripple}$  는 위에서 설정한 허용 가능한 최대 리플 전류의 크기로 정격 전류의 40[%]의 값을 말하며, 인버터 측 인덕터의 최소값은  $365[\mu H](\approx 0.0884 \text{ p.u.})$  이다.

인버터의 리플 전류는 식 (3-6)와 같이 출력 전류에 기본파 전류를 빼주어 구할 수 있다. 그림 3.7은 설정된 인덕터 값을 이용하여 최대 출력에서 역률이  $\pm 0.9, 1$  일 때 인버터 측 전류 리플의 크기를 검증한 것으로 최대 리플 전류의 크기가 설정한 값( $0.4 \text{ p.u.}$ )와 거의 비슷한 것을 확인 할 수 있다. 또한, 최대 리플 전류는 a 상 전압이 0을 지날 때이며 이는 역기전력이 최소일 때 이다.

$$i_{Inv-ripple} = i_{Inv} - i_{Inv1} \quad (3-6)$$

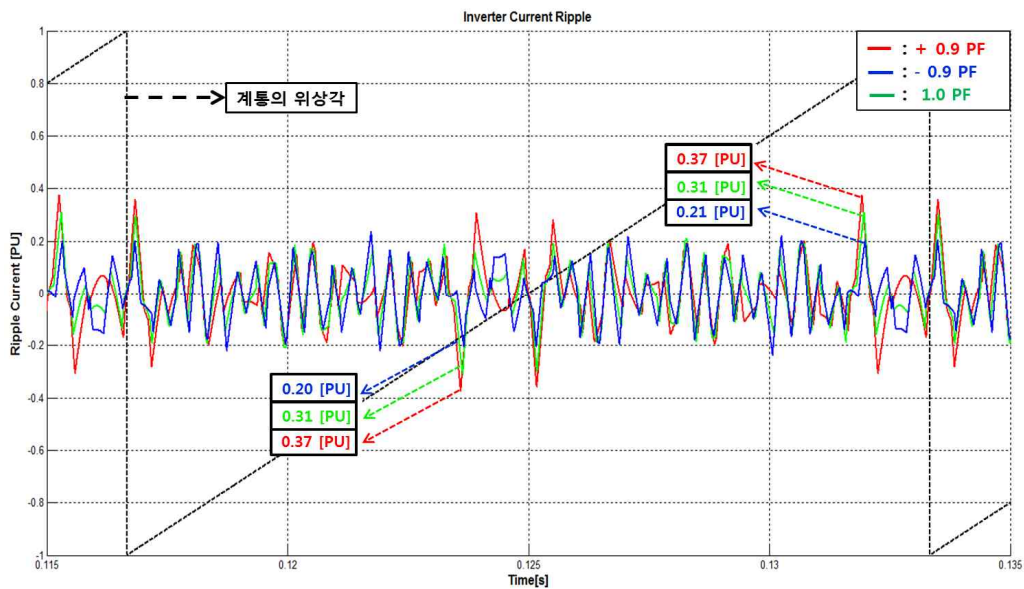


그림 3.7 최대 정격출력에서, a 상 인버터 리플 전류

Fig. 3.7 Ripple current of phase a inverter current at full rated power

( $S = 1.0 \text{ p.u.}, L_{Inv} = 0.0884 \text{ p.u.}, \omega_p = 7 \text{ p.u.}, L_{Inv}/L_{Grid} = 1, \zeta = 0.05$ )





### 3.2.6 공진주파수의 결정

2차 이상의 고차 필터에서는 공진 극점이 존재하여 시스템 전체에서 필터의 공진점에 크게 영향을 미치지 않는 주파수 대역에 공진주파수가 설정되어야 한다. 기존의 계통 연계 인버터의 필터 설계에서는 스위칭 주파수가 높아 필터의 공진주파수를 sideband 고조파가 영향을 미치지 않는 범위 혹은 제어 시스템의 안정도를 보장할 수 있도록 제어 대역폭보다 충분히 높은 범위에 설정이 가능하였다.

하지만 고전압의 대용량 시스템에서는 사용가능한 스위칭 소자의 스위칭 주파수가 낮아 그림 3.5와 같이 sideband 고조파가 영향을 미치지 않는 주파수 대역에 필터의 공진주파수를 설정하는 것은 불가능하다. 따라서 이러한 상황에서 필터의 공진주파수는 필터의 고조파 감쇠정도에 의하여 선택되게 된다.

본 논문에서는 식 (3-7)과 같이 VVHS의 차수별 전압( $V_{Inv-VVHS}$ )의 크기와 전류 고조파 규정의 차수별 크기( $I_{h-Lim}$ )을 이용하여 출력단 필터의 최소 어드미턴스( $Y_{Filter-Min}$ )를 구하였다.

$$\frac{I_{h-Lim}}{V_{Inv-VVHS}} = Y_{Filter-Min} \quad (3-7)$$

필터의 어드미턴스 크기는 필터의 고조파 감쇠정도를 말한다. 즉 필터의 어드미턴스가 크면 출력 전류의 고조파 감쇠정도가 낮은 것이며 필터의 어드미턴스가 작으면 출력 전류의 고조파 감쇠정도가 높은 것이다.

필터의 공진주파수가 낮을수록 고조파 감쇠정도는 상승하나 필터의 전체 부피는 상승하게 되므로 계통의 규정을 넘지 않는 범위에서 가능한 높게 설정



되어야 한다.

그림 3.8은 공진주파수를 10 p.u. 에서 6 p.u. 까지 변화 시켰을 때 필터의 어드미턴스 변화와 고조파 규정별 필터의 최소 어드미턴스의 크기를 비교한 파형이다. 그림에서 보듯이 공진주파수가 낮을수록 필터의 고조파 감쇠정도는 상승하는 것을 볼 수 있으며 8 p.u. 보다 낮은 공진주파수에서 고조파 규정을 넘지 않는 것을 확인 할 수 있다.

그림 3.9는 공진주파수가 9 p.u. 와 7 p.u. 일 때 출력 전류의 고조파 스펙트럼을 전류 고조파 규정과 비교한 것으로 9 p.u. 인 경우 고조파 규정을 넘으며 7 p.u.인 경우 전 범위에서 고조파 규정을 넘지 않는 것을 확인할 수 있다.

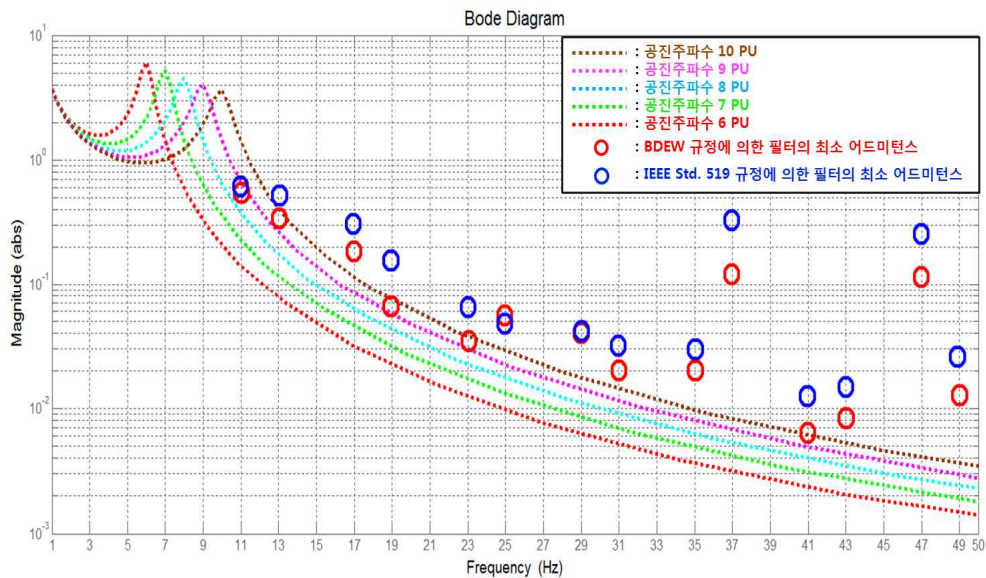


그림 3.8 공진주파수에 따른 필터의 어드미턴스 변화와

규정별 필터의 최소 어드미턴스 비교

Fig. 3.8 Comparison between change of filter admittance by resonant frequency and the minimum filter admittance by harmonic limits

$$(L_{Inv} = 0.0884 p.u., L_{Inv}/L_{Grid} = 1, \zeta = 0.05)$$

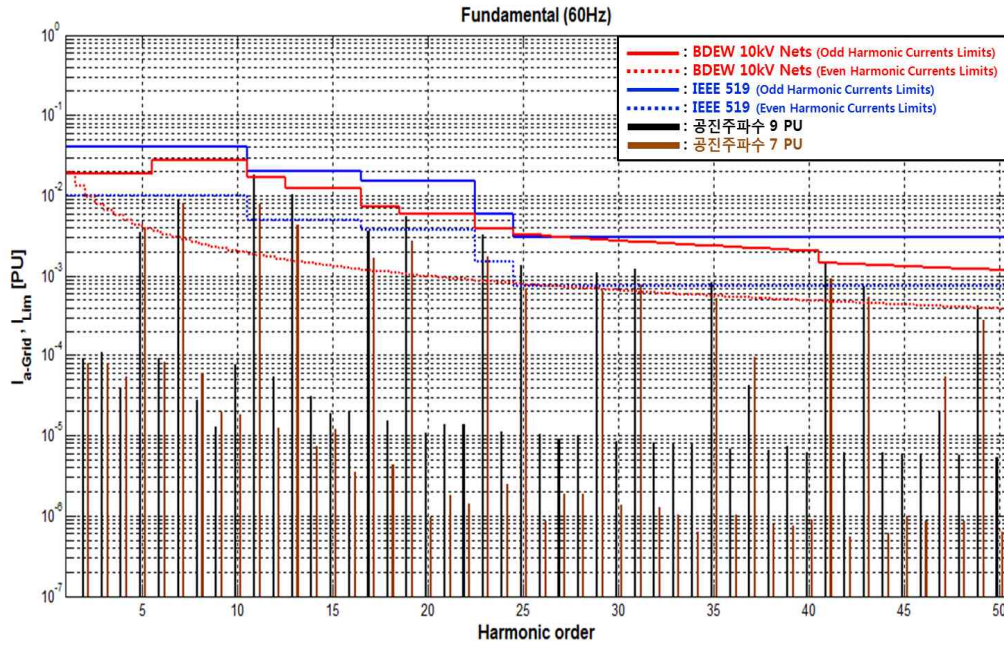


그림 3.9 출력 전류의 고조파 스펙트럼과 전류 고조파 규정 비교

Fig. 3.9 Comparison between harmonic spectrum of output currents and current harmonic limits

$$(S=1.0p.u., L_{Inv}=0.0884p.u., \omega_p=7p.u., \omega_p=9p.u., L_{Inv}/L_{Grid}=1, \zeta=0.05)$$

### 3.2.7 계통 측 인덕터와 커패시터의 설계

출력단 필터의 각 구성요소는 정해진 공진주파수에서 균형을 이루고 있어 각각의 값의 변동은 서로에 영향을 미치게 된다. 계통 측 인덕터( $L_{Grid}$ )와 커패시터( $C_f$ )는 공진주파수에 의해 두 값은 상보적인 관계를 갖는다.

최소값으로 설정된  $L_{Inv}$  를 고정하면  $L_{Grid}$ 와  $C_f$ 의 값은 공진주파수에 의해 상보적인 관계를 갖는다.



모델링된 필터의 상당 등가회로를 이용하여 손실을 제하고 필터의 각 구성 요소의 전압과 전류를 구하면 식(3-8)~(3-11)과 같다.

$$\begin{aligned} S &= \overrightarrow{V_{Grid}} \cdot \overrightarrow{I_{Grid}} \\ \overrightarrow{I_{Grid}} &= I_B \cdot (\cos \theta + j \sin \theta) \end{aligned} \quad (3-8)$$

$$\overrightarrow{V_{Inv}} = (1 - \omega^2 L_{Inv} C_f) \cdot \overrightarrow{V_{Grid}} + j(\omega L_{Inv} + \omega L_{Grid} - \omega^3 L_{Inv} L_{Grid} C_f) \cdot \overrightarrow{I_{Grid}} \quad (3-9)$$

$$\overrightarrow{I_{Inv}} = (1 - \omega^2 L_{Grid} C_f) \cdot \overrightarrow{I_{Grid}} + j\omega C_f \cdot \overrightarrow{V_{Grid}} \quad (3-10)$$

$$\overrightarrow{V_C} = \frac{1}{j\omega C_f} (\overrightarrow{I_{Inv}} - \overrightarrow{I_{Grid}}) \quad (3-11)$$

그림 3.10은 식 (3-9)을 이용하여(계통 측 전압은 변하지 않다고 가정) 인버터의 출력과  $L_{Grid}$ 가 변화할 때 역률이  $\pm 0.9$ , 1에 따른 인버터 출력 전압을 나타낸 것이다. 인버터가 과변조(Over modulation) 하지 않는 정상 동작 범위에서 인버터의 출력 전압은 DC-Link 전압 및 PWM 방식에 의해 제한된다. SVM 방식의 최대 전압 변조 지수(MI: Modulation Index)는 1.15 이므로 인버터 전압은 식 (3-12)에 의해 1.15 p.u. 로 출력이 제한되게 된다.

$$V_{Inv-Max} [p.u.] = MI_{Max} \times \frac{V_{DC}}{2} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{V_B} \quad (3-12)$$

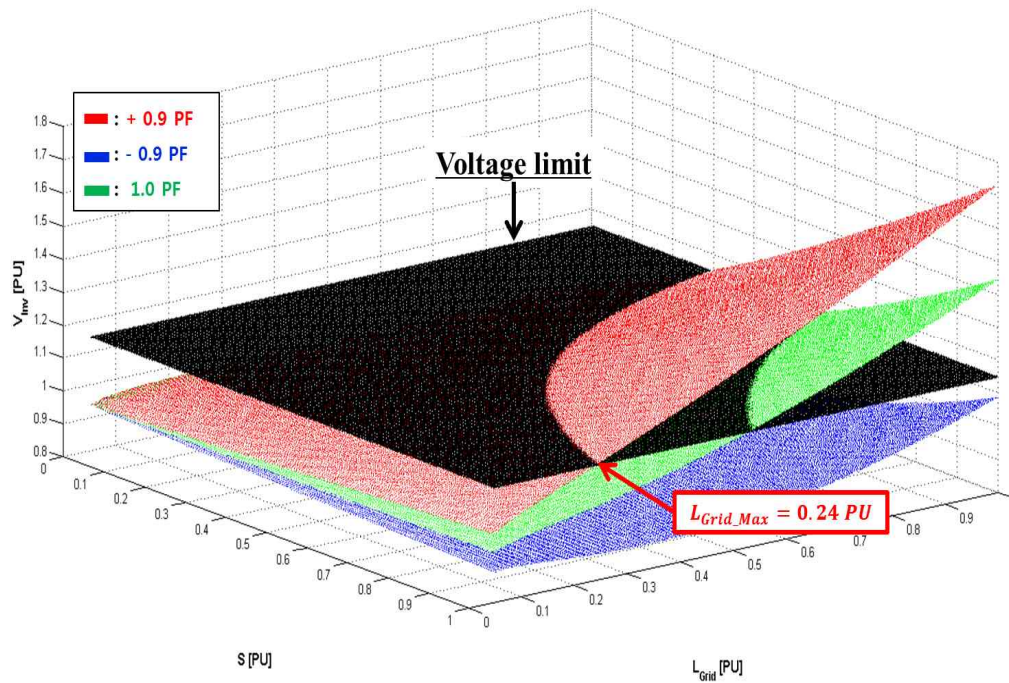


그림 3.10 인버터 전체의 동작 범위에서  $L_{Grid}$ 의 변화에 따른 인버터 출력 전압

Fig. 3.10 Inverter voltage magnitude over the full specified

operating range of the inverter versus  $L_{Grid}$

$$(L_{mv} = 0.0884 p.u., \omega_p = 7 p.u., \zeta = 0.05, pf = \pm 0.9, 1)$$

그림 3.10 에서 보면 역률이 (-)0.9 에서 인버터가 최대 출력 7[MVA] 일 때  $L_{Grid}$ 의 가능한 최대값  $L_{Grid\_Max}$ 는 0.24 p.u. 이다.

그림 3.11은 식(3-10)을 이용하여 인버터가 최대 출력 7[MVA]에서  $L_{Grid}$ 가 가능한 최대값까지 변화할 때 역률  $\pm 0.9, 1$  에서의 인버터 전류를 나타낸 것이다. 인버터 전류는 인버터의 손실을 의미하며 인버터 전류가 커질수록 인버터의 손실은 증가하게 된다. 그림 3.11 을 보면  $L_{Grid}$ 가 증가할수록 인버터 전류가 감소하는 것을 확인 할 수 있으며 그 변화는 0.06 p.u. 이후 미비하다.

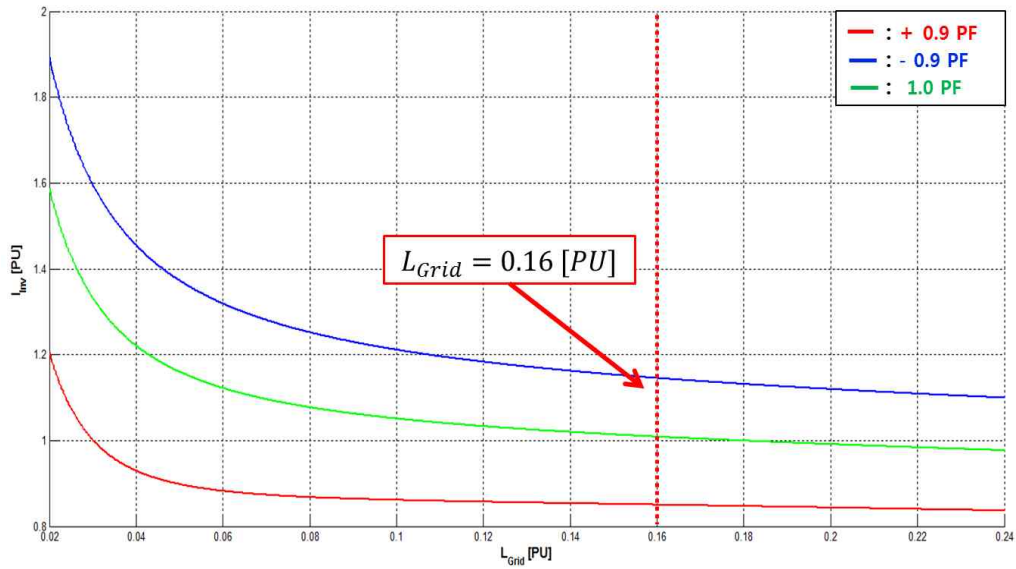


그림 3.11 최대 정격출력에서,  $L_{Grid}$  변화에 따른 인버터 전류

Fig. 3.11 Inverter current magnitude at full rated power versus  $L_{Grid}$

$$(S = 1.0 p.u., L_{inv} = 0.0884 p.u., \omega_p = 7 p.u., \zeta = 0.05, pf = \pm 0.9, 1)$$

그림 3.12는  $L_{Grid}$ 가 최대값까지 변화할 때 필터에 저장된 총 에너지를 나타내었다. 필터의 각 구성요소의 에너지는 식 (3-9)~(3-11)의 식을 식 (3-13)에 적용하여 구해진다. 필터의 각 구성요소에 저장된 에너지는 구성요소의 부피와 밀접한 관련이 있다.

$$L_{energy} = \frac{1}{2} L \times I^2$$

$$C_{energy} = \frac{1}{2} C \times V^2$$
(3-13)





그림 3.12에서 보면  $L_{Grid}$ 가 0.14 p.u. 이상에서 필터 전체에 저장된 에너지가 다시 증가하게 된다. 그림 3.13은  $L_{Grid}$ 의 변화에 따른 필터 각 구성요소에 저장되는 에너지를 나타낸 것으로  $L_{Grid}$ 가 증가됨에 따라  $L_{Inv}$ 와  $C_f$ 에 저장된 에너지는 감소되는 것을 확인 할 수 있다. 따라서 필터의 총 에너지 증가의 원인은  $L_{Grid}$ 의 증가이며  $L_{Grid}$ 의 증가는 다른 구성요소의 부피를 감소시킬 수 있음을 확인 할 수 있다.

$L_{Grid}$ 는 부분적으로 변압기의 누설인덕턴스로 구성되며 변압기의 누설 인덕턴스는 대부분 0.05 p.u. 부근으로 제작된다. 따라서  $L_{Grid}$ 의 가능한 값의 범위는 0.05 p.u. 에서 0.24 p.u. 이다. 본 논문에서는 가능한 인버터 전류와 필터에 저장된 에너지를 고려하여  $L_{Grid}$  값을 0.16 p.u.( $\approx 656[\mu H]$ )로 설정하였으며 식 (3-)에 의해  $C_f$  값은 2.78 p.u.( $\approx 612[\mu F]$ )으로 설정하였다.

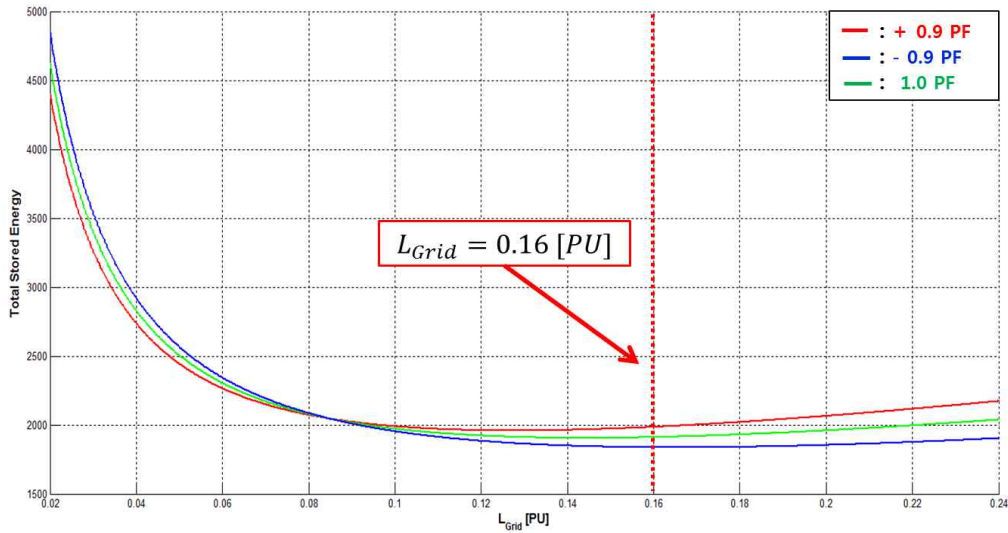


그림 3.12 최대 정격출력에서,  $L_{Grid}$  변화에 따른 필터에 저장된 전체 에너지

Fig. 3.12 Total stored energy in filter at full rated power versus  $L_{Grid}$

$$(S=1.0p.u., L_{Inv}=0.0884p.u., \omega_p=7p.u., \zeta=0.05, pf=\pm 0.9, 1)$$

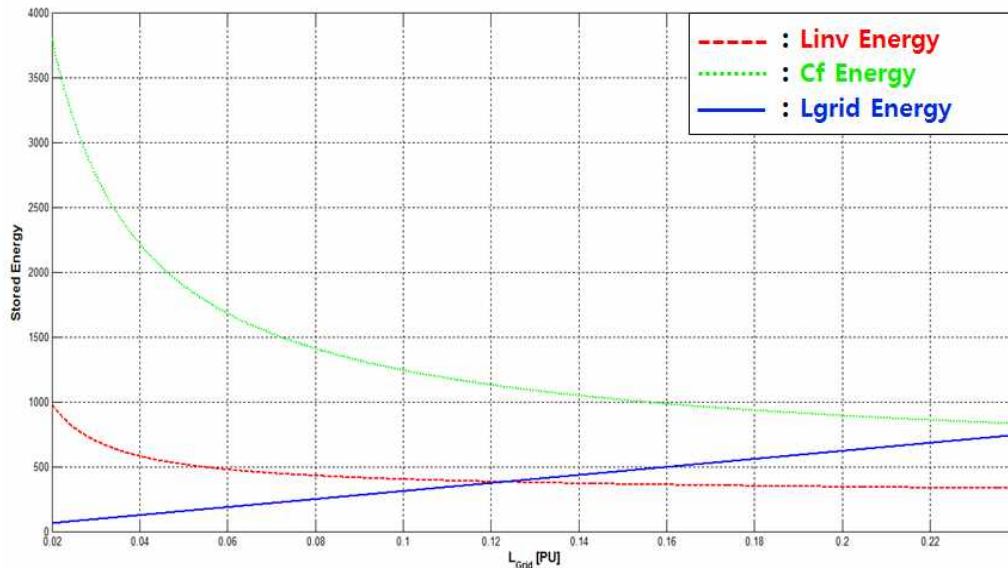


그림 3.13  $L_{Grid}$  따른 필터 각 구성요소에 저장된 에너지

Fig. 3.13 Stored energy of each filter components according to  $L_{Grid}$

( $S=1.0p.u.$ ,  $L_{Inv}=0.0884p.u.$ ,  $\omega_p=7p.u.$ ,  $\zeta=0.05$ ,  $pf=\pm 0.9,1$ )

### 3.2.8 Passive damping 회로 설계

LCL 필터와 같은 고차 필터는 단순한 L 필터와 달리 시스템 내외에서 있을 수 있는 외란에 의해 공진이 발생할 수 있다. 따라서 고차 필터에서는 공진억제를 위한 Active damping이나 Passive damping이 필수적이다.

Active damping은 인버터 제어 시스템의 구조를 변경하거나 게인값 등을 변경하여 공진점을 낮추는 것이며, Passive damping은 필터의 구조를 변경하거나 수동소자를 추가하여 공진점을 낮추는 방식이다. Active damping 방식은 손실은 없으나 부가적인 센서를 필요로 하며 시스템의 제어 대역폭에 의해 동특성이 좌우될 수 있다. 보통 효과적인 Active damping을 하기 위해



서는 최소한 시스템의 sampling frequency가 필터의 공진주파수에 두 배 이상이어야 한다. Passive damping은 감쇠를 필요로 하는 특정 주파수대역만을 선택적으로 감쇠시키기가 매우 어려워 필터의 고조파 감쇠 능력을 떨어뜨리며 추가적인 수동소자에서 발생하는 손실로 시스템 전체의 효율을 감소시킨다.

본 논문에서는 그림 3.14와 같이 댐핑 저항  $R_D$ 이 외에  $L_D$ 가 병렬로 연결된 경우와  $L_D$ 와  $C_D$ 가 같이 병렬로 연결된 경우의 세 가지의 Passive Damping 방법을 주파수 분석하고 고조파 규정을 만족시키면서 공진점을 억제할 수 있는 Passive damping을 설계하였다. 그림 3.15는 각 댐핑 방법별 주파수 분석한 것이다.

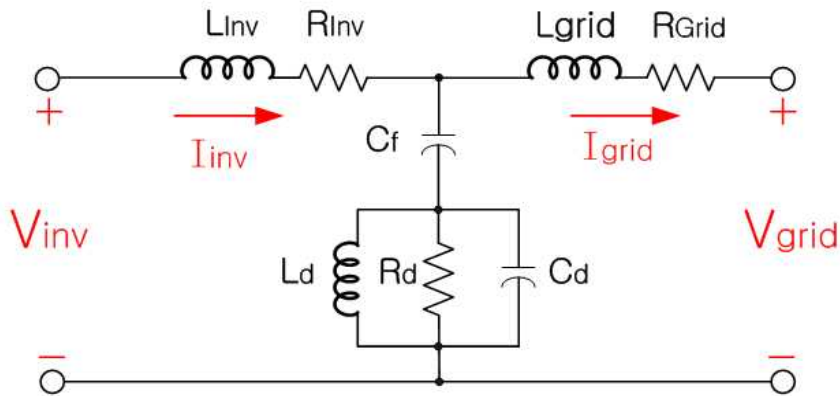


그림 3.14 Passive damping을 고려한 출력단 필터의 상당 등가 회로

Fig. 3.14 Equivalent single-phase output filter schematic considering the passive damping



$R_D$  만을 이용한 댐핑은 공진점 뿐만 아니라 주파수 전체에서 댐핑 작용을 하여 공진점 이후 고조파 감쇠 능력이 떨어지게 된다. 이는  $R_D$  값이 클수록 공진 최대점은 낮아지나 공진점 이후 필터의 고조파 감쇠정도는  $-60[\text{dB/decade}]$  에서  $-40 [\text{dB/decade}]$ 로 빠르게 변화하게 된다. 이는 식 (3-2)의 공진영점이  $R_D$  값이 클수록 낮아지기 때문에 공진극점과의 거리가 가까워지기 때문이다. 또한 저항은 손실을 발생시키는 주된 성분으로 손실이 매우 높다. 댐핑 저항의 손실을 낮추기 위해  $R_D$ 에 병렬로  $L_D$ 를 연결하면 저 주파수 대역에서 전류가  $L_D$ 쪽으로 흐르므로 손실을 낮출 수 있다. 하지만 그림 3.15에서처럼 고주파수 대역에서  $R_D$ 만을 사용한 댐핑 방식과 같이  $-40 [\text{dB/decade}]$ 로 고조파 감쇠정도가 떨어지게 된다.

$R_D-L_D$  병렬에 추가적으로  $C_D$ 를 병렬로 연결하면 저 주파수 대역의 손실 뿐만 아니라 고 주파수 대역에서의 손실 또한 감소시킬 수 있으며 그림 3.15와 같이 고 주파수대역에서 고조파 감쇠정도를 댐핑을 사용하지 않는 방식과 동일한  $-60[\text{dB/decade}]$ 로 유지시킬 수 있다. 하지만 Passive damping을 이용하여 특정 주파수 대역만을 댐핑을 적용하는 방법은 매우 어렵다.

기존의 논문에서는 댐핑 저항( $R_D$ ) 값을 공진주파수에서의 커패시터의 임피던스 ( $1/\omega_p C_f$ )의 1/3로 설정하였다. 하지만 설명하였듯 댐핑 저항의 값이 커지면 필터의 고조파 감쇠정도가 떨어지기 때문에 본 논문에서는 댐핑 계수( $\zeta$ )을 0.05 에서 0.2 까지 변화시켜 공진 최대점을 낮추면서 충분히 고조파를 감쇠시킬 수 있는 댐핑 계수 값을 선정하였다.  $R_D$  값은 정해진 댐핑 계수와 위에서 설정한 각 구성요소의 값을 이용하여 식 (3-3)에 의해 결정된다.

식 (3-14), (3-15)는 참고 문헌[21]의  $L_D$ 와  $C_D$ 를 설계하는 식으로  $R_D$ 에 의해 낮추어진 공진 최대점이 유지되도록 각각의 값을 설계할 수 있다.



$$L_D = \frac{R_D}{\sqrt{\omega_B \cdot \omega_p}} \quad (3-14)$$

$$C_D = \frac{1}{R_D \cdot \sqrt{\omega_{sw} \cdot \omega_p}} \quad (3-15)$$

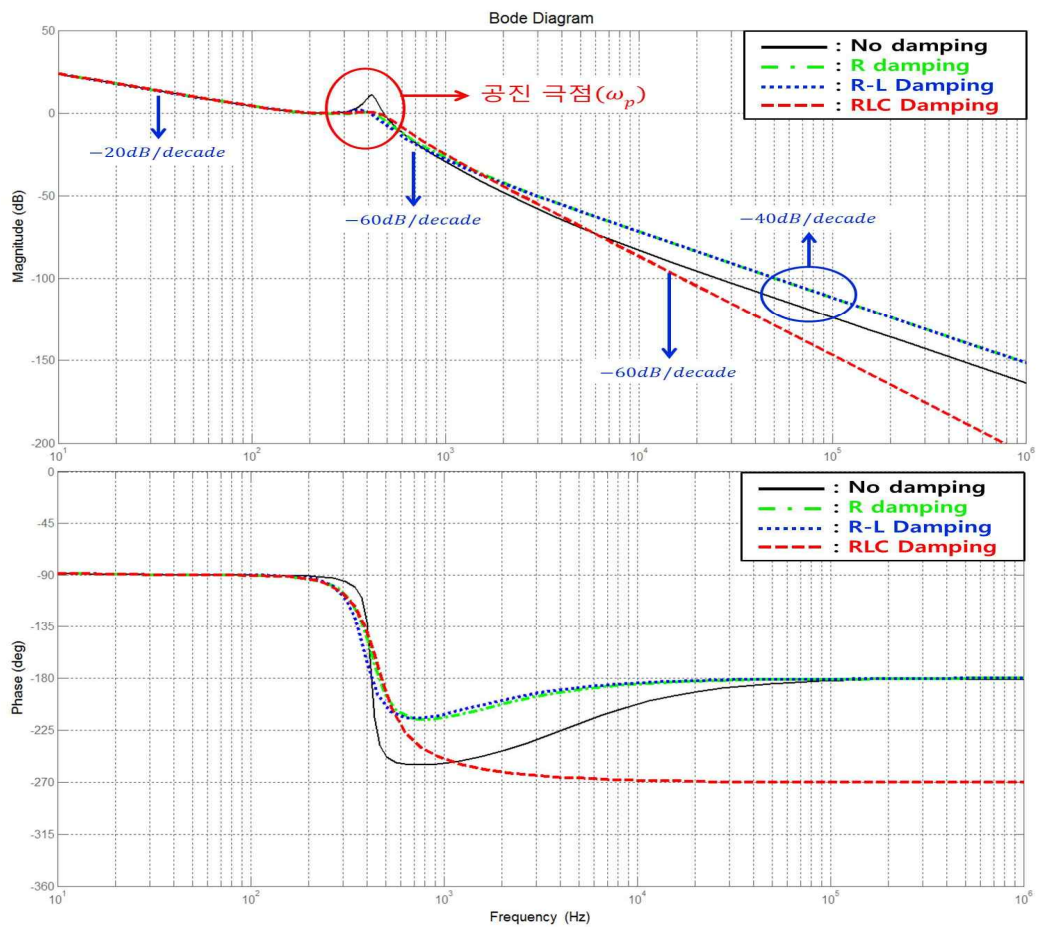


그림 3.15 Passive damping 방법에 따른 주파수 응답 분석

Fig. 3.15 Bode plot of the output filter with passive damping circuit



## 제 4 장 시뮬레이션

본 논문에서는 대용량의 시스템에서의 문제점을 필터 설계에 고려하여 필터를 설계하였다. 따라서 실험실 레벨의 소용량 시스템에서의 분석은 무의미할 수 있어 시뮬레이션을 통한 분석을 진행하였다.

본 장에서는 Matlab/Simulink을 이용하여 제작된 계통 연계 NPC 인버터 시스템의 시뮬레이션 모델을 소개하고, 사용된 주파수 스펙트럼 방법에 대하여 설명하였다. 또한 3장에서 설계된 출력단 필터를 시간영역 분석과 스펙트럼 분석을 통하여 검증하였다.



## 4.1 출력단 필터 설계 파라미터

3장에서 설계된 필터의 파라미터는 표 4.1과 같다. 댐핑 인덕터( $L_D$ )를 제외하고 인덕터의 기생성분은 0.5[%] 로 설정하였으며, 커패시터의 등가 직렬 저항(ESR: Equivalent Series Resistor)은 1[%] 로 설정하였다.

표 4.1 설계된 출력단 필터 파라미터

Table. 4.2 Designed output filter parameter

Parameters	Symbol	Value
인버터 측 인덕터	$L_{Inv}$	365 [ $\mu H$ ]
인버터 측 인덕터의 기생성분	$R_{Inv}$	0.688[ $m\Omega$ ]
계통 측 인덕터	$L_{Grid}$	656 [ $\mu H$ ]
계통 측 인덕터의 기생성분	$R_{Grid}$	1.2 [ $m\Omega$ ]
커패시터	$C_f$	612 [ $\mu F$ ]
커패시터의 ESR	$R_{C-ESR}$	43.3 [ $m\Omega$ ]
댐핑 저항	$R_D$	250 [ $m\Omega$ ]
댐핑 인덕터	$L_D$	250 [ $\mu H$ ]
댐핑 커패시터	$C_D$	875 [ $\mu F$ ]



## 4.2 시뮬레이션 모델 소개 및 스펙트럼 분석 방법

### 4.2.1 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델

Matlab/Simulink를 이용하여 계통 연계 3 레벨 NPC 시스템 모델을 그림 4.1과 같이 구성하였으며, 표 4.2는 시뮬레이션에 사용된 제어 파라미터를 나타내었다. 시뮬레이션을 설계하는데 있어 아래와 같이 가정하였다.

- NPC 인버터의 DC-Link는 변동 및 불평형의 문제가 없다.
- 계통은 이상적인 전압원이다.
- 모든 소자는 이상적이다.
- 변압기는 누설 인덕턴스로 가정하여 필터의 계통 측 임피던스와 직렬 합성하였다.

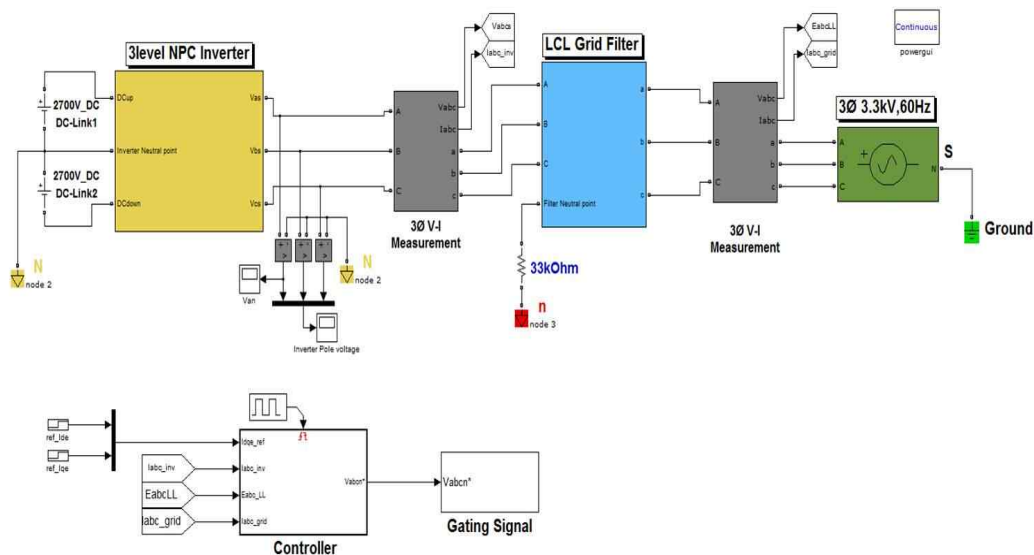


그림 4.1 Matlab/Simulink 시뮬레이션 모델

Fig. 4.1 Simulation model using Matlab/Simulink



표 4.2 시뮬레이션 파라미터

Table. 4.2 Simulation parameter

Parameters	Symbol	Value
스위칭 주파수	$f_{sw}$	1260[ Hz ]
샘플링 주파수	$f_{sample}$	2520[ Hz ]
시뮬레이션 스텝 타임	$T_{step}$	0.2 [ $\mu$ sec ]
P 게인	$K_p$	1.05
I 게인	$K_i$	60

3 레벨 NPC 인버터와 출력단 필터는 그림 4.2와 같이 Matlab/Simulink에서 제공되는 SimPowerSystems 라이브러리를 사용하여 구성하였다. 그림 4.3은 인버터의 제어기와 게이팅 신호 발생장치이다. 인버터의 제어부는 디지털 전류 제어기로 구성하였으며 샘플링 주파수는 스위칭 주파수의 두 배로 설정하였으며 게이팅 신호는 삼각파와 비교하여 발생하도록 제작하였다. 그림 4.4에 PD 캐리어 파형과 SVM에 의한 전압지령을 같이 나타내었다.

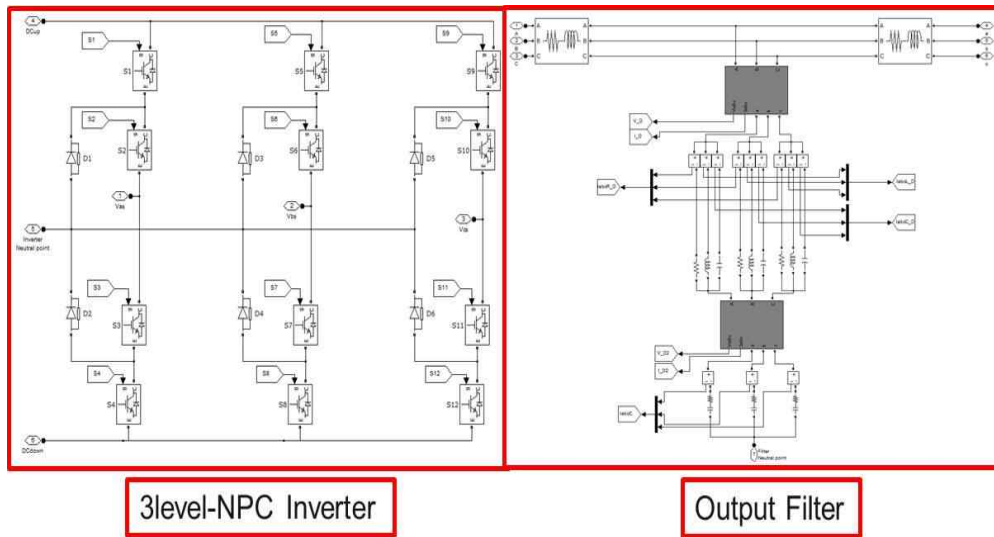


그림 4.2 3 레벨 NPC 인버터와 출력단 필터 회로 모델

Fig. 4.2 3 level NPC inverter and output filter circuit model

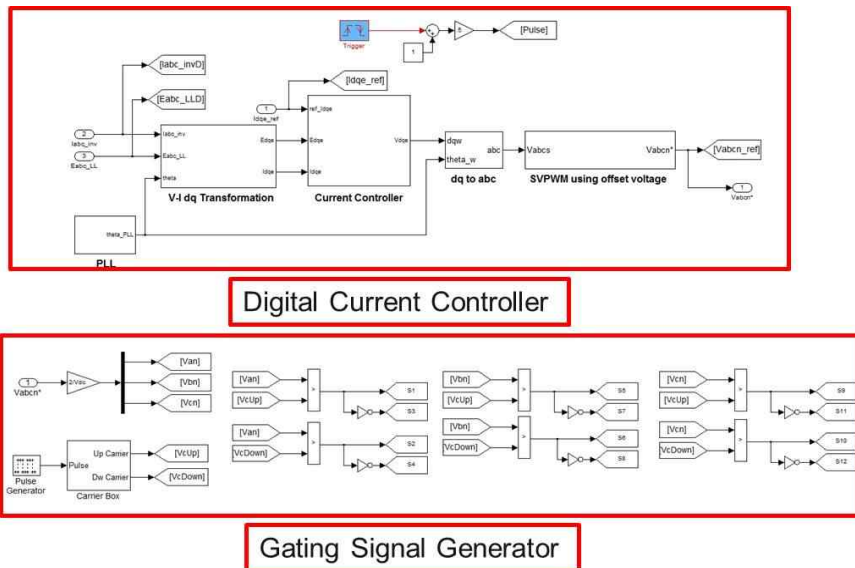


그림 4.3 디지털 전류 제어기와 게이팅 신호 발생기

Fig. 4.3 Digital current controller and gating signal generator



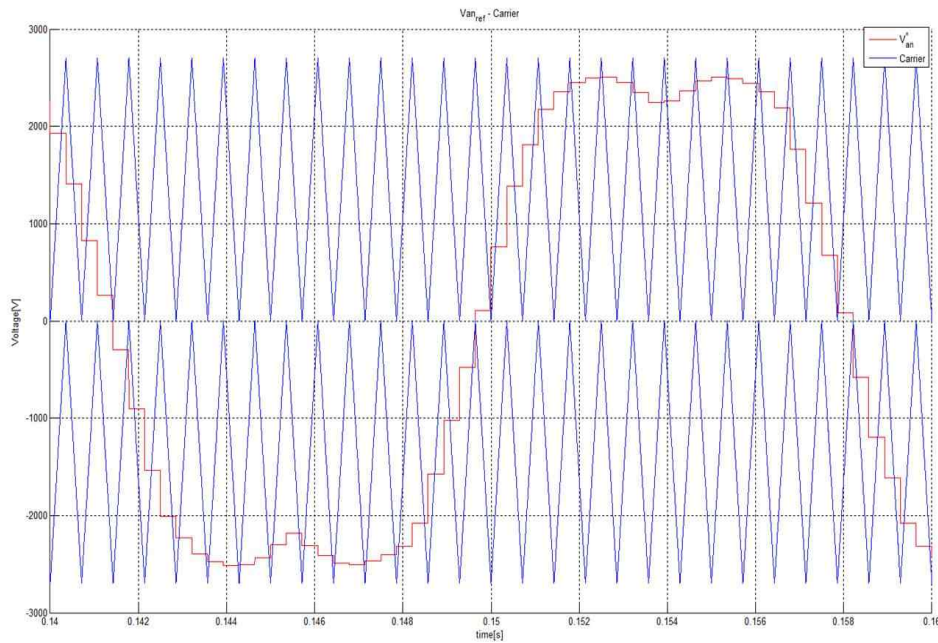


그림 4.4 SVM 전압 지령과 PD 캐리어 파형

Fig. 4.4 Voltage reference using SVM and PD carrier wave

## 4.2.2 스펙트럼 분석 방법

Matlab/Simulink의 SimPowerSystems 라이브러리 기반의 모델을 제작시 분석의 간소화를 위해 powergui 툴을 제공한다. powergui 툴에는 Discrete FFT 분석을 이용하여 수집된 신호를 주파수 스펙트럼을 통하여 분석한다.

그림 4.5 는 powergui 의 FFT 분석 툴을 나타낸 것이다. Simulink scope의 분석할 신호를 structure with time 으로 저장하게 되면 powergui FFT 분석 툴에 신호가 선택된다. 분석할 신호의 기본파 주파수와 분석할 신호 범위를 결정하여 주면 스펙트럼 분석하여 FFT 분석 화면 창에 출력된다. powergui



의 FFT 툴은 Discrete FFT 분석이므로 시뮬레이션의 스텝 방식을 fix-step 방식으로 시뮬레이션 하여야 한다. 또한 출력된 신호는 전부 최대값이며 RMS 값이 필요할 경우 이를 변경하여 값을 변환하여 출력할 수 있다.

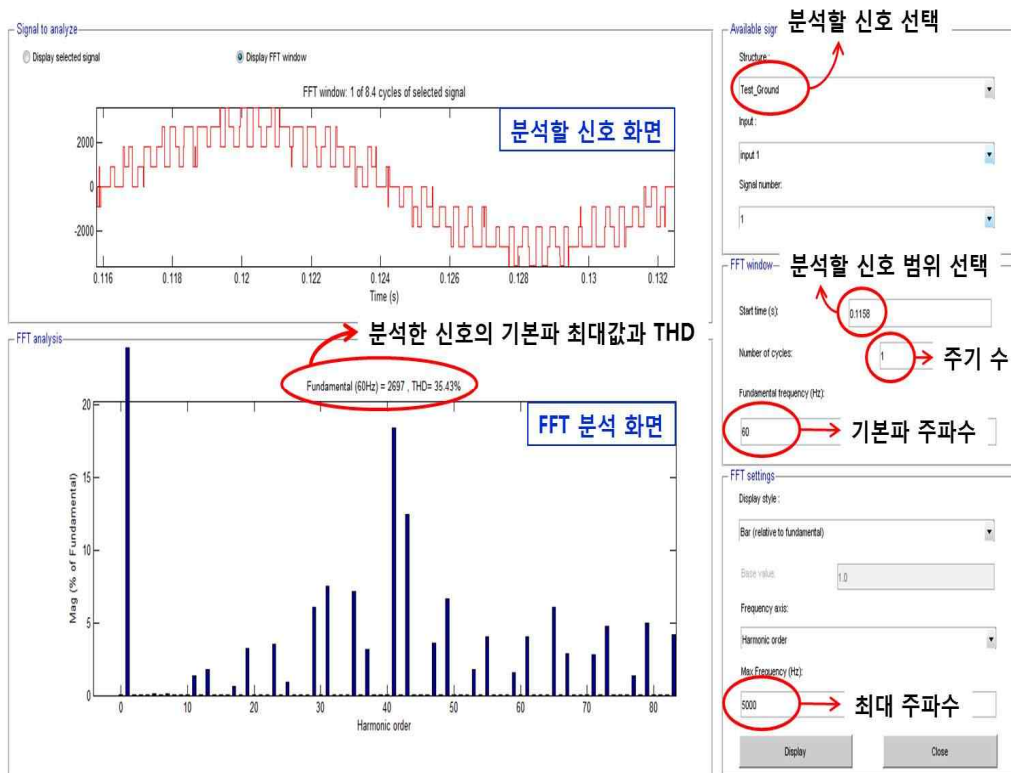


그림 4.5 powergui를 이용한 스펙트럼 분석 방법

Fig. 4.5 Spectrum analysis method using powergui tool



### 4.3 시뮬레이션 검증

해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터는 전력 시스템의 적절한 안정성 유지를 위하여 무효전력을 공급해야 한다.

본 논문에서 설정된 인버터의 동작 범위는 출력이 7[MVA]에서 역률이 (+) 0.9 Sourcing 상황과 (-) 0.9 Sinking, 역률 1.0 일 때 이며, 최대 출력에서 역률이 (+) 0.9 Sourcing 일 때를 worst-case로 가정하였다.

표 4.3은 인버터 측 전류(필터 전)와 계통 측 전류(필터 후)의 THD를 분석한 것이다. 필터 후 THD 는 1[%] 내외로 매우 좋아진 것을 확인 할 수 있다.

그림 4.6, 4.7, 4.8 은 최대 정격출력에서 역률이  $\pm 0.9$  일 때, 인버터의 전압·전류( $V_{Inv}, I_{inv}$ )와 계통의 전압·전류( $V_{Grid}, I_{Grid}$ )의 파형과, 인버터 전류와 계통 전류의 고조파 스펙트럼과 IEEE Std.519-1992와 BDEW 의 전류 고조파 규정을 비교한 것이다. 각 파형은 p.u. 값으로 나타내었으며 시스템의 과도상태는 제하고 정상상태에서의 파형만을 나타내었다. 각 파형의 주파수 스펙트럼을 보면 worst-case 인 역률이 (+) 0.9 Sourcing 인 경우를 포함하여 전류 고조파 규정을 넘지 않는 것을 확인할 수 있다.

표 4.3 인버터 측 전류와 계통 측 전류의 THD 비교

Table. 4.3 Comparison between THD of the inverter current and grid current

		인버터 측 전류 THD	계통 측 전류 THD
역률	(-) 0.9	7.87[%]	0.63[%]
	1.0	9.32[%]	0.95[%]
	(+) 0.9	12.28[%]	1.04[%]

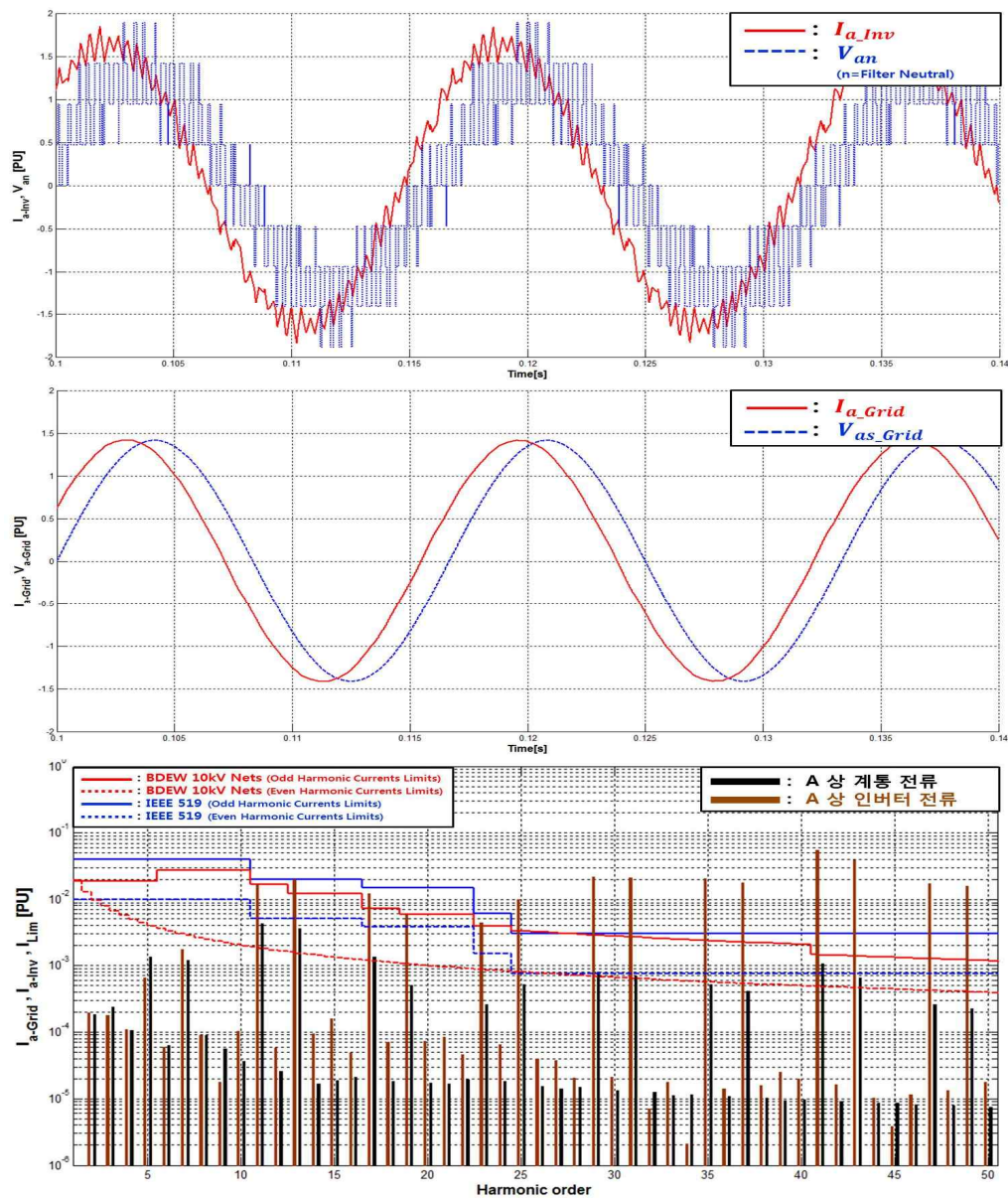


그림 4.6 최대 정격출력에서 역률이 (+)0.9 일 때, 시뮬레이션 파형

위: 인버터 전압·전류, 중간: 계통 전압·전류, 아래: 인버터 전류와 계통 전류의 스펙트럼과

IEEE Std.519-1992, BDEW 전류 고조파 규정 비교

Fig. 4.6 Simulation wave-forms at full rated power, (+) 0.9 power factor

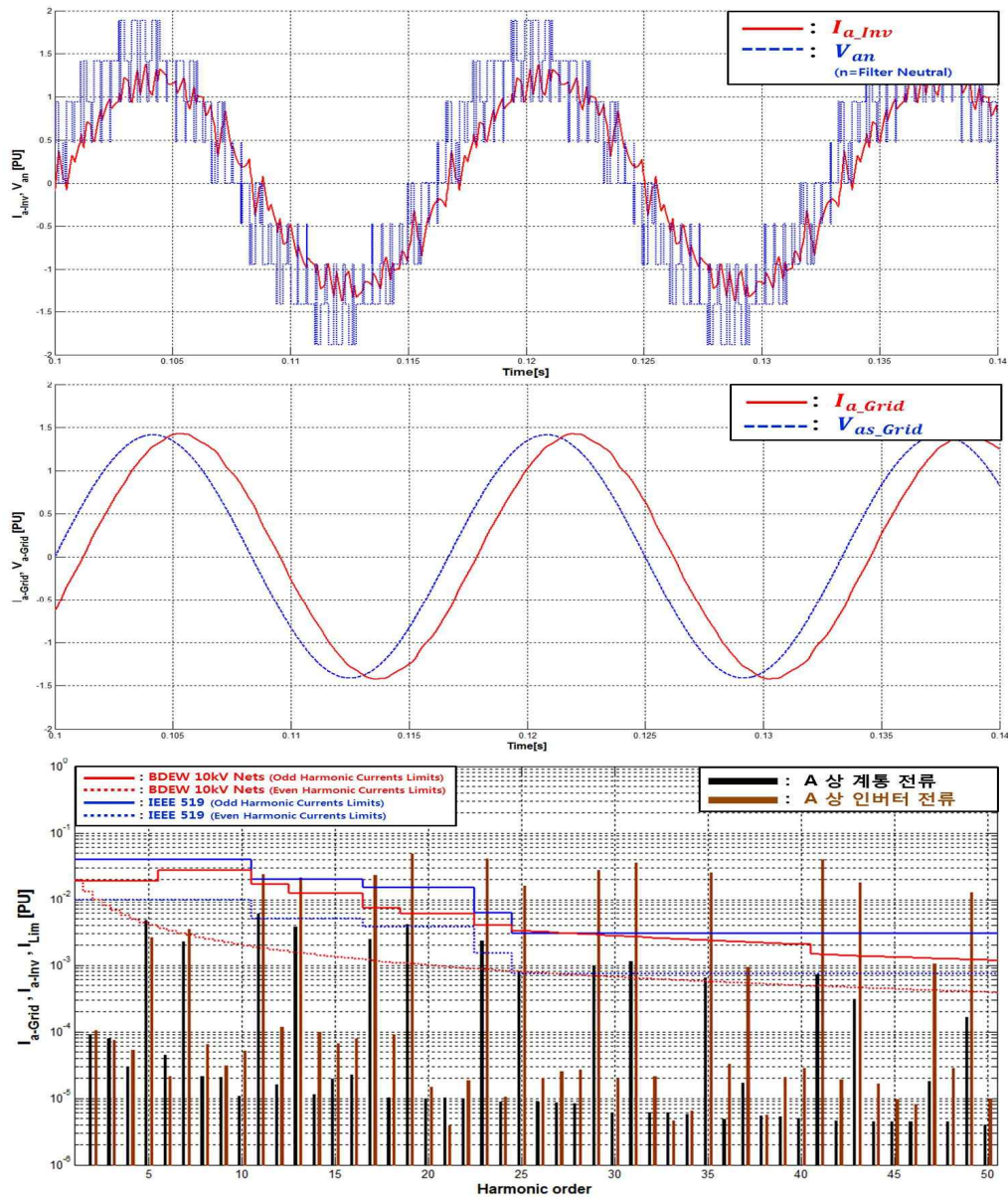


그림 4.7 최대 정격출력에서 역률이 (-)0.9 일 때, 시뮬레이션 파형

위: 인버터 전압·전류, 중간: 계통 전압·전류, 아래: 인버터 전류와 계통 전류의 스펙트럼과

IEEE Std.519-1992, BDEW 전류 고조파 규정 비교

Fig. 4.7 Simulation wave-forms at full rated power, (-) 0.9 power factor



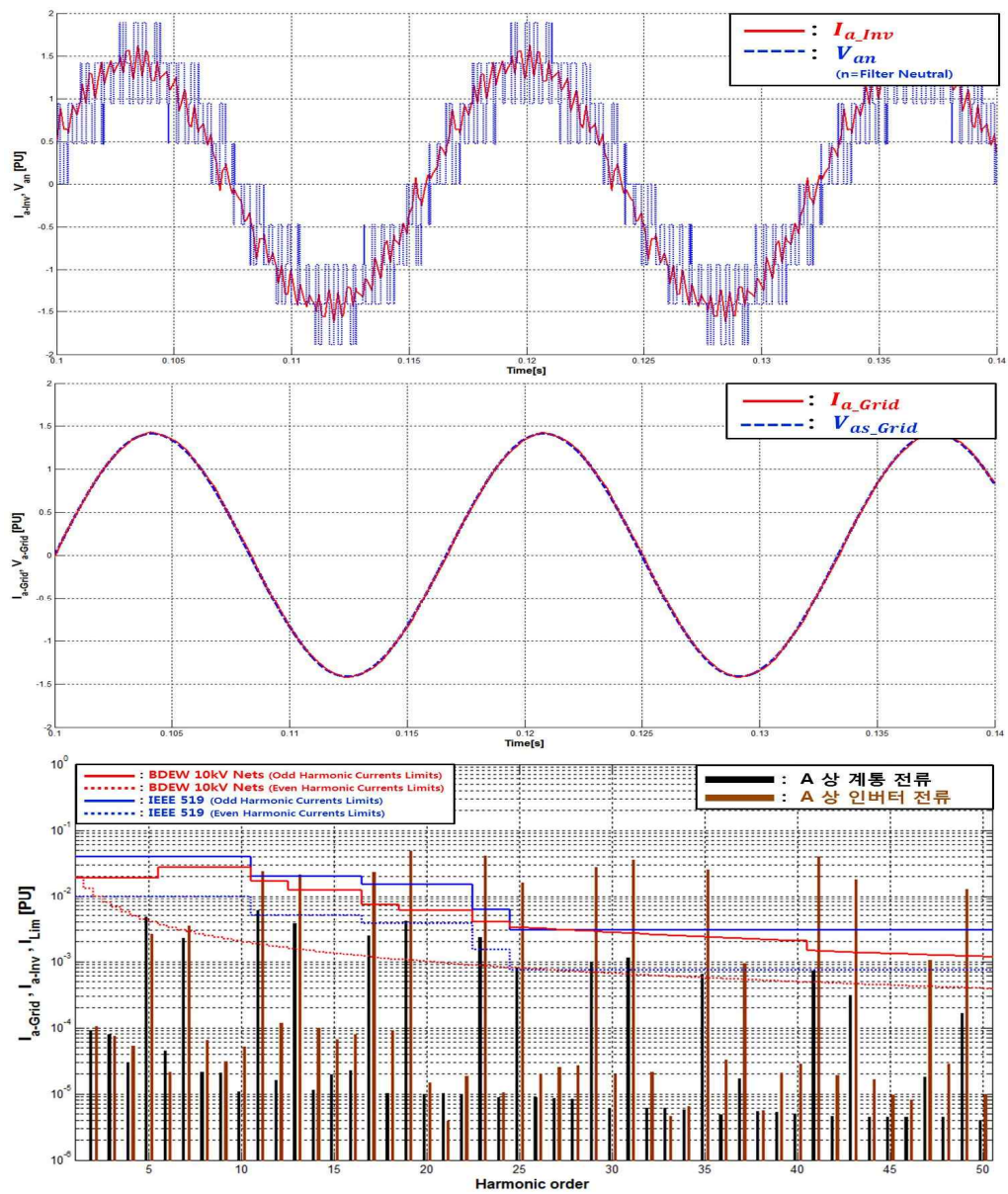


그림 4.8 최대 정격출력에서 역률이 1.0 일 때, 시뮬레이션 파형

위: 인버터 전압·전류, 중간: 계통 전압·전류, 아래: 인버터 전류와 계통 전류의 스펙트럼과

IEEE Std.519-1992, BDEW 전류 고조파 규정 비교

Fig. 4.8 Simulation wave-forms at full rated power, 1.0 power factor



## 제 5 장 결 론

해상 풍력 발전 시스템은 운송, 설치 및 유지관리의 문제가 있어 설계 시에 부피와 무게를 반드시 고려하여야 하며, 경제성을 위한 시스템의 가격도 중요한 고려대상이다. 또한 대용량의 해상 풍력 발전 시스템이 계통에 발전된 전력을 주입하기 위해서는 계통의 요구 조건을 만족해야 한다.

본 논문에서는 7[MVA]급 계통 연계 NPC 인버터의 PWM 출력전압에 포함된 고조파 성분을 차수별 스펙트럼 분석하여 계통의 규정에 적합한 출력단 필터를 설계하였다. 또한, 대용량 시스템에서 생길 수 있는 여러 제약 조건하에서 필터의 부피 및 가격을 최소화하기 위해 최적화 설계하였다.

설계된 출력단 필터는 3 레벨 계통 연계 NPC 시스템을 Matlab/Simulink로 제작하여 인버터의 동작 운전 범위에서 설계된 출력 필터의 고조파 특성을 스펙트럼 분석과 시간 축 리플 특성 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

향후에는 Passive damping 및 Active damping을 전부 고려한 대용량 해상 풍력 발전 시스템용 계통 연계 인버터의 출력단 필터를 설계 하는 방법을 연구하여 전체적으로 최적화된 출력단 필터 설계에 관하여 연구를 수행 할 것이다.



## 참 고 문 헌

- [1] S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan, and F. Antunes, "LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines", in Proc. 7th International Conf. Power Electronics ICPE '07, 2007, pp. 1133-1138.
- [2] J. Rodriguez, S. Bernet, Bin Wu, J.O. Pontt, S. Kouro, "Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage-Drives", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol.54, no.6, pp.2930-2945, 2007.
- [3] A. A. Rockhill, M. Lieserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid Filter Design for a Multi-Megawatt Midium-Voltage Voltage Source Inverter", IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 58, no.4, pp.1205-1217, 2010.
- [4] Bin Wu. High-Power Converters and AC Drives. IEEE Press, Wiley-Interscience, 2006.
- [5] D.G. Homes and T. A. Lipo, Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice, ser. Power Engineering, M. E. El-hawary, Ed. IEEE Press, 2003.
- [6] Michael Lindgren M.Sc., Jan Svensson M.Sc., "Connecting Fast Switching Voltage-source Converters to the Grid-Harmonic Distortion and its Reduction" Ph D. dissertation, Chalmers Univ. Technol., Gote-borg, Sweden, 1998.





- [7] Khalad H. AHMED, Stephen J. FINNEY, Barry W. Williams, “Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation” in Compatibility in Power Electronics, 2007.CPE 07, pp.1-9, Jun 2007.
- [8] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL filter-based three-phase active rectifier”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 41, no. 5, pp. 1281 - 1291, 2005.
- [9] P. Channegowda and V. John, “Filter optimization for grid interactive voltage source inverters”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 57, no. 12, pp.4106-4114., 2010.
- [10] IEEE Std. 519-1992 - IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems - IEEE Industry Application Society/ Power Engineering Society.
- [11] The German BDEW Technical Guideline for Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network.
- [12] IEC 61400-21 Edition 2.0 INTERNATIONAL STANDARD Wind turbines - Part 21: Measurement and assessment of power quality characteristics of grid connected wind turbines.
- [13] IEC/TR 61000-3-6 Edition 2.0 TECHNICAL REPORT Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3-6: Limits - Assessment of emission limits for the connection of distorting installations to MV,HV and EHV power systems.
- [14] Seongjin Oh, “New German Medium Voltage Grid Requirements for PV Inverters”, 2010 전력전자학술대회, pp.307-308, 2010.



- [15] S.M.Halpin, "Revision to IEEE Standard 519-1992", 2006 IEEE.
- [16] S.M.Halpin, "Comparison of IEEE and IEC Harmonic Standards", 2005 IEEE.
- [17] J. San-Sebastian, I. Etxeberria-Otadui, A. Rujas, J. A. Barrena, P. Rodriguez, "Optimized LCL Filter Design Methodology Applied to MV grid-connected Multimegawatt VSC", Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, pp. 2506-2512, 2012
- [18] N. Mohan, et al, Power Electronics: Converters, Applications and Design, Third Edition, John Wiley & Sons Inc., 2003.
- [19] 김상훈 "DC 및 AC 모터 제어", 북두 출판사 2008.
- [19] T. C. Y. Wang, Z. Ye, G. Sinha, and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter", in Proc. IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conf. PESC '03, pp. 779-784, 2003.
- [20] D.Ricchiuto, M.Liserre, De Santid, D., "Low-Switching-Frequency Active Damping Methods of Medium-Voltage Multi-level Inverters", 2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, pp.1991-1996, 2012
- [21] Rafael Pena-Alzola, Marco Liserre, Frede Blaabjerg, "Analysis of the Passive Damping Losses in LCL-Filter Based Grid Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol.28, pp.1205-1217, 2012.
- [22] Reactive Power Issues, USAID SARI/Energy.