



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

공학박사학위논문

분산 전원용 계통 연계형 컨버터의
단독 운전 검출 및 무순단 절환에 관한
연구

**Islanding Detection and Seamless Transfer for
Grid-connected PWM Converters of
Distributed Generation Units**

2015년 2월

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

조 병 극

분산 전원용 계통 연계형 컨버터의
단독 운전 검출 및 무순단 절환에 관한
연구

Islanding Detection and Seamless Transfer for
Grid-connected PWM Converters of
Distributed Generation Units

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함

2015년 2월

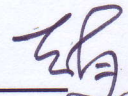

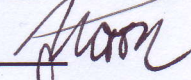
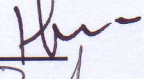
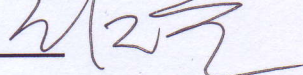
서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

조 병 극

조병극의 공학박사 학위 논문으로 인준함

2015년 2월

위원장 : 조 보 형 
부위원장 : 설 승 기 
위원 : 문 승 일 
위원 : 한 병 준 
위원 : 최 재 훈 

초록

본 논문에서는 분산 전원용 계통 연계형 컨버터의 단독 운전 검출 및 무순단 절환을 위한 제어 방식에 대해 다룬다. 분산형 전원은 기존의 화석 연료를 대체할 수 있는 새로운 에너지원인 신재생 에너지를 바탕으로 하여 소규모로 전력 소비 지역 부근에 배치 가능한 전원으로써 원거리 전력 전송에 따른 손실을 감소 시키고 기존의 계통 개발 비용을 저감 시키며 계통 신뢰성 및 전력 품질 향상 등의 장점을 가진 미래의 배전 계통 구성 요소이다. 하지만 이러한 분산형 전원의 특성에도 불구하고 기존 계통과의 연계 운용에 있어서는 해결해야 할 기술적인 문제들이 많이 남아 있다. 그 가운데에는 분산형 전원의 계통 연계 운전을 담당하는 컨버터의 제어 기술이 자리 잡고 있다.

이러한 컨버터의 운전 기술 중에서 가장 특징적인 성능 중의 하나는 계통으로부터 분리된 상태에서도 운전할 수 있다는 것이다. 즉, 분산형 전원이 부하에 충분한 전력을 공급할 수 있을 정도의 발전양을 가지고 있을 때에는, 계통에 문제가 발생하더라도 독립적인 운전이 가능하여 효과적으로 부하의 전원 품질을 보장할 수 있다. 따라서 최근에는 이와 같은 분산형 전원의 장점을 적극적으로 활용하고 수용하기 위해 컨버터의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전에 대해 활발한 연구가 진행되고 있다.

통상적으로 계통 연계 운전에서는 분산형 전원의 발전양을 제어하기 위하여 컨버터는 전류 제어 모드로 구동하고, 계통 분리 운전에서는 중요 부하에 일정 품질 이상의 전원을 공급하기 위해 전압 제어 모드로 동작한다. 하지만 이러한 두 가지의 운전 모드 사이의 전환 과정에서는 부하 전압에 과도 상태가

발생하거나 계통 혹은 컨버터에 정격 크기 이상의 돌입 전류가 흐를 위험이 존재한다. 따라서 분산형 전원의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전 사이의 전환을 부드럽게 이어주는 컨버터의 무순단(Seamless) 절환 성능이 매우 중요한 문제로 인식되고 있다.

분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환되는 경우는 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫번째는 지락 사고(Ground fault)와 같은 송배전 계통에서의 사고에 의해 계통 전원의 품질이 저하되어 분산형 전원 시스템이 스스로 계통과 차단한 후 계통 분리 운전으로 전환하는 경우이며 두번째는 계통단의 수리 및 점검 등의 이유로 단독 운전(Islanding)이 발생하게 되어 계통 분리 운전으로 전환하는 경우이다. 따라서 두 가지 경우에 대하여, 중요 부하의 안정적인 전원 공급을 가능하게 하는 무순단 절환 전략이 요구된다.

본 논문에서는 단독 운전 검출 성능을 포함하여 계통 연계 운전 모드와 계통 분리 운전의 부드러운 전환 제어 방식을 제안한다. 제안된 무순단 절환 전략의 성능을 5kW 용량의 전력 변환 장치 2대와 에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS)를 이용한 실험을 통해 검증하였다.

주요어: 분산형 전원, 계통 연계형 컨버터, LCL 필터 능동 댐핑, 단독 운전 검출, 자립 운전으로의 전환, 계통 재병입

학 번: 2009-30935

목차

초록.....	i
목차.....	iii
제 1 장 서론.....	1
1.1 연구 배경.....	1
1.2 연구 목표.....	3
1.3 논문의 구성.....	7
제 2 장 계통 연계형 컨버터의 전류 제어 - LCL 필터의 능동 댐핑 제어.....	9
2.1 시스템 구성 및 모델링	10
2.2 전류 제어기 설계	11
2.3 기존의 LCL 필터의 공진 억제 방식.....	14
2.3.1 기존의 수동 댐핑 방법.....	15
2.3.2 기존의 능동 댐핑 방법.....	19
2.4 제안된 LCL 필터의 공진 억제 방식.....	21
2.5 실험 결과.....	28
제 3 장 단독 운전 검출.....	37
3.1 단독 운전 시험 회로	39
3.2 기존의 단독 운전 검출 방식	42
3.2.1 직접 검출 방식.....	43
3.2.2 간접 검출 방식.....	45
3.3 제안된 단독 운전 검출 방식	73
3.3.1 부하 조건.....	76

3.3.2 주입할 무효 전력 설계.....	92
3.4 실험 결과.....	105
3.4.1 부하 시험.....	106
3.4.2 단독 운전 검출 시험.....	108
제 4 장 계통 연계 운전과 계통 분리 운전의 무순단 절환.....	120
4.1 기존의 운전 모드 절환 방식	122
4.2 제안된 자립 운전으로의 전환 방식	128
4.2.1 전압 제어기 구성.....	128
4.2.2 전압 제어기 설계.....	130
4.2.3 전압 제어기 전향 보상.....	134
4.3 제안된 계통 재병입 방식	135
4.4 실험 결과.....	137
제 5 장 결론 및 향후 과제.....	150
5.1 연구 결과.....	150
5.2 향후 과제.....	153
부록 A. 분산형 전원 관련 기술 및 연계 사항	155
A.1 중요 용어 정리.....	155
A.2 기술 요건 세부 사항.....	159
A.2.1 계통 연계 운전.....	159
A.2.2 단독 운전.....	161
A.2.3 자립 운전.....	162
참고 문헌.....	165
Abstract	174

그림 목차

그림 1.1 (a) 서로 다른 분산 전원 혹은, (b) 단일 분산 전원의 병렬 시스템 구조.....	5
그림 1.2 시스템 회로도.....	6
그림 2.1 LCL 필터가 적용된 단일 컨버터 시스템 구성도.....	10
그림 2.2 LCL 필터가 적용된 컨버터 시스템의 단상 등가 회로.....	11
그림 2.3 필터 1에 대한 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 파형.....	13
그림 2.4 LCL 필터의 어드미턴스에 대한 보드 선도.....	14
그림 2.5 직렬 댐핑 저항이 추가된 LCL 필터의 단상 등가 회로.....	15
그림 2.6 LCL 필터의 직렬 댐핑 저항에 의한 어드미턴스 변화.....	17
그림 2.7 병렬 댐핑 저항이 추가된 LCL 필터의 단상 등가 회로.....	18
그림 2.8 LCL 필터의 병렬 댐핑 저항에 의한 어드미턴스 변화.....	19
그림 2.9 캐패시터 전류 궤환을 이용한 능동 댐핑 제어 구조도.....	20
그림 2.10 캐패시터 전류 궤환을 이용한 능동 댐핑의 등가 블록도.....	21
그림 2.11 캐패시터 전류 궤환을 이용한 어드미턴스 변화에 대한 보드 선도.....	21
그림 2.12 제안된 능동 댐핑 방식의 블록도.....	23
그림 2.13 기존 방식과 제안된 방식의 위상 여유 비교.....	25
그림 2.14 기존 방식과 제안된 방식의 전류 제어 대역폭 비교.....	25
그림 2.15 고역 통과 필터로 구현한 제안된 능동 댐핑 방식.....	26
그림 2.16 제안된 방식에서의 고역 통과 필터의 영향.....	27

그림 2.17 필터 1에 대한 기존의 능동 댐핑 구현 시, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형.....	29
그림 2.18 필터 1에 대한 제안된 능동 댐핑 구현 시, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형.....	30
그림 2.19 필터 2에 대한 능동 댐핑 없을 때, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형.....	31
그림 2.20 필터 2에 대한 기존의 능동 댐핑 구현 시, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형.....	33
그림 2.21 필터 2에 대한 제안된 능동 댐핑 구현 시, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형.....	33
그림 2.22 스텝-업(Step up) 지령에 대한 응답 특성.....	34
그림 2.23 스텝-다운(Step down) 지령에 대한 응답 특성.....	35
그림 3.1 단독 운전 시험 회로.....	39
그림 3.2 신호 생성기를 이용한 직접 검출 회로.....	44
그림 3.3 직접 검출에서의 전압 파형.....	45
그림 3.4 단독 운전 시의 계통 전압 실효값 및 주파수 변화 양상.....	48
그림 3.5 AFD의 주파수 상승 제어 시 컨버터 전류 파형.....	51
그림 3.6 AFD의 주파수 상승 제어 시 컨버터 전류 기본파 파형.....	53
그림 3.7 AFD의 주파수 상승 제어 시 등가 운전 개념도.....	54
그림 3.8 AFD의 주파수 감소 제어 시 등가 운전 개념도.....	55
그림 3.9 AFD의 주파수 상승 제어 시 c_f 에 따른 단독 운전 주파수 변동.....	55
그림 3.10 AFD의 주파수 감소 제어 시 c_f 에 따른 단독 운전 주파수 변동.....	56

그림 3.11 기존 AFD 방식에서의 컨버터 전류 고조파.....	57
그림 3.12 향상된 AFD 방식에서의 컨버터 전류 고조파.....	58
그림 3.13 기존 AFD와 향상된 AFD에서의 컨버터 전류 비교.....	59
그림 3.14 주파수 상승 제어 시 SFS와 AFD의 단독 운전 주파수 변동.....	60
그림 3.15 주파수 감소 제어 시 SFS와 AFD의 단독 운전 주파수 변동.....	61
그림 3.16 SMS의 컨버터 전류 파형.....	62
그림 3.17 부하 제정수에 따른 단독 운전 시의 무효 전력과 주파수의 관계..	64
그림 3.18 주기적인 2.5% 크기의 무효 전력 주입 방식.....	65
그림 3.19 주기적인 5% 크기의 무효 전력 주입 방식.....	66
그림 3.20 부하의 공진 주파수를 고려한 무효 전력 주입 방식.....	67
그림 3.21 비동기화된 2.5% 무효 전력 주입 방식을 이용한 병렬 운전.....	68
그림 3.22 비동기화된 5% 무효 전력 주입 방식을 이용한 병렬 운전.....	68
그림 3.23 비동기화된 부하 공진 주파수를 고려한 무효 전력 주입 방식의 병 렬 운전.....	69
그림 3.24 계통 전압 실효값 및 주파수 양성 궤환 제어 흐름도.....	70
그림 3.25 드롭을 이용한 무효 전력 변동 방식.....	71
그림 3.26 계통 연계 시 외란 전류 경로.....	72
그림 3.27 단독 운전 시 외란 전류 경로.....	72
그림 3.28 분산형 전원의 출력 변동에 따른 유/무효 전력 차이를 이용하여 표 시한 단독 운전 검출 불가 영역.....	74
그림 3.29 부하 전력 변동에 따른 단독 운전 검출 불가 영역.....	75
그림 3.30 부하의 제정수를 이용한 단독 운전 검출 불가 영역.....	75

그림 3.31 저항 부하에서의 단독 운전 회로도.....	77
그림 3.32 저항 부하에서 유도성 무효 전력 주입 시, 부하 전압 및 컨버터 전류 파형.....	78
그림 3.33 저항, 캐패시터 부하에서의 단독 운전 회로도.....	80
그림 3.34 계통 연계 시 저항, 캐패시터 부하에서의 전압 및 전류 파형.....	80
그림 3.35 단독 운전 시 저항, 캐패시터 부하에서의 전류 페이지도.....	82
그림 3.36 캐패시터 부하가 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 미치는 영향..	84
그림 3.37 계통 주파수가 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 미치는 영향.....	84
그림 3.38 계통 연계 시 저항, 인덕터 부하에서의 전압 및 전류 파형.....	86
그림 3.39 저항, 인덕터 부하에서의 단독 운전 회로도.....	86
그림 3.40 계통 연계 시 저항, 인덕터 부하에서의 전류 페이지도.....	87
그림 3.41 인덕터 부하의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향.....	89
그림 3.42 계통 주파수의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향.....	89
그림 3.43 Q_f 의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향.....	91
그림 3.44 부하 공진 주파수의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향..	92
그림 3.45 대칭적인 주입 무효 전력을 가지는 부하 조건.....	95
그림 3.46 낮은 공진 주파수에서의 단독 운전 전압 주파수 특성.....	95
그림 3.47 비동기화된 제안된 방식.....	96
그림 3.48 동기화된 무효 전력 주입의 일례.....	97
그림 3.49 동기화된 무효 전력 주입의 일례.....	98
그림 3.50 계통 전압 반주기 기준으로 동기화된 무효 전력 주입 방식.....	99
그림 3.51 계통 전압 반주기 기준으로 동기화된 무효 전력을 주입하는 방식에	

서의 계통 전류 파형.....	100
그림 3.52 계통 전압 반주기 기준으로 무효 전력 주입할 때의 전류 고조파.....	101
그림 3.53 계통 전압 4분의 1주기로 무효 전력을 주입하는 방식.....	103
그림 3.54 계통 전압 4분의 1주기 기준으로 동기화된 무효 전력을 주입하는 계통 전류 파형.....	104
그림 3.55 계통 전압 4분의 1주기로 무효 전력 주입할 때의 전류 고조파.....	104
그림 3.56 제안된 무효 전력 주입 방법의 주기 설정.....	105
그림 3.57 실험 세트 구성.....	105
그림 3.58 실험 부하의 무효 전력과 주파수 관계.....	107
그림 3.59 무효 전력 주입 없을 때의 단독 운전 검출 성능(컨버터 및 부하 전 력이 5kW로 동일할 때).....	108
그림 3.60 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 5kW 로 동일할 때).....	109
그림 3.61 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 각각 1kW와 5kW일 때).....	110
그림 3.62 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 각각 2kW와 5kW일 때).....	110
그림 3.63 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 각각 3kW와 5kW일 때).....	111
그림 3.64 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 각각 4kW와 5kW일 때).....	111
그림 3.65 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(컨버터 및 부하 전력이 각각	

5kW와 2.5kW일 때).....	112
그림 3.66 3%의 5, 7고조파를 함유한 계통 전압 파형.....	113
그림 3.67 고조파 함유된 계통 전압 시의 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검 출(컨버터 및 부하 전력이 각각 1kW와 5kW일 때).....	113
그림 3.68 고조파 함유된 계통 전압 시의 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검 출(컨버터 및 부하 전력이 각각 5kW와 2.5kW일 때).....	114
그림 3.69 R 부하에서의 단독 운전 검출 성능.....	115
그림 3.70 RL 부하에서의 단독 운전 검출 성능.....	115
그림 3.71 RC 부하에서의 단독 운전 검출 성능.....	116
그림 3.72 두 대의 컨버터가 병렬 운전 시 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(총 컨버터 및 부하 전력이 각각 10kW와 5kW일 때).....	116
그림 3.73 두 대의 컨버터가 병렬 운전 시 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출(총 컨버터 및 부하 전력이 각각 5kW와 10kW일 때).....	117
그림 3.74 부하용 유도 전동기.....	118
그림 3.75 유도 전동기 부하에서의 단독 운전 검출 성능.....	118
그림 4.1 STS 특성에 의한 스위칭 지연 현상.....	122
그림 4.2 STS 전류 제어에 의한 스위칭 지연 감소.....	123
그림 4.3 STS가 적용된 컨버터 병렬 구조의 예.....	124
그림 4.4 기존의 부하 전압 제어기 형태.....	125
그림 4.5 간접 전류 제어 방식의 제어기 구조.....	126
그림 4.6 드롭 제어에 따른 컨버터 전압 크기 및 주파수 평면에서의 운전 영 역.....	127

그림 4.7 계통 재병입을 위한 기존의 주파수 및 위상 동기화 제어기.....	128
그림 4.8 제안된 자립 운전 시의 전압 제어 방식.....	129
그림 4.9 자립 운전 시의 단상 등가 회로.....	131
그림 4.10 제안된 부하 전압 제어기 블록도.....	131
그림 4.11 간략화된 제안된 부하 전압 제어기 블록도.....	132
그림 4.12 유효 전력 부하를 고려한 제안된 부하 전압 제어기 블록도.....	132
그림 4.13 컨버터 전류를 이용한 전향 보상.....	135
그림 4.14 제안된 계통 재병입 방식 - 전압 동기화.....	136
그림 4.15 제안된 계통 재병입 방식 - 위상 동기화.....	137
그림 4.16 SEMI F47-0706 규정.....	138
그림 4.17 IEC 61000-4-34(Class 3) 규정.....	138
그림 4.18 CBEMA 규정.....	139
그림 4.19 설계된 전압 제어기의 계단 응답 특성.....	140
그림 4.20 제안된 자립 운전 전환 방식 결과(컨버터 1과 컨버터 2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 10kW일 때).....	142
그림 4.21 제안된 자립 운전 전환 방식 결과(컨버터 1과 컨버터 2의 출력이 각각 1kW, 5kW, 부하 전력이 10kW일 때).....	143
그림 4.22 제안된 자립 운전 전환 방식 결과(컨버터 1과 컨버터 2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 5kW일 때).....	144
그림 4.23 계통의 품질 저하 시 제안된 자립 운전 전환 방식 결과(컨버터의 총 전력 1kW, 부하 전력이 5kW일 때).....	145
그림 4.24 전향 보상 없을 때의 부하 전압 파형.....	146

그림 4.25 전향 보상 있을 때의 부하 전압 파형.....	146
그림 4.26 기존의 능동 댐핑을 내부 루프로 사용하였을 때의 부하 전압 파형.	148
그림 4.27 제안된 능동 댐핑을 내부 루프로 사용하였을 때의 부하 전압 파형.	148
그림 4.28 제안된 계통 재병입 방식 결과(컨버터 1과 컨버터 2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 10kW일 때).	149
그림 A.1 연계 관련 용어 간의 관계.....	156
그림 A.2 (a) 단독 운전 상태, (b) 자립 운전 상태.....	157
그림 A.3 다수의 구내 계통 존재 시 (a) 단독 운전 상태, (b) 자립 운전 상태.	158

표 목차

표 2.1 시스템 제정수.....	10
표 2.2 필터 1 제정수.....	12
표 2.3 필터 2 제정수.....	28
표 3.1 각종 규정의 단독 운전 시험 회로 설계 기준값.....	40
표 3.2 단독 운전 검출 방식 구분.....	42
표 3.3 부하 조건 별 분산형 전원의 공급 무효 전력과 단독 운전 시의 부하 전압 주파수 관계.....	92
표 3.4 실험 시스템 사양.....	106
표 3.5 부하의 무효 전력과 주파수 관계 측정 결과.....	107
표 A.1 비정상 전압에 대한 분산형 전원 분리 시간[5].	160
표 A.2 비정상 주파수에 대한 분산형 전원 분리 시간[5].	161
표 A.3 전류의 고조파 기준[6].	161
표 A.4 자립 운전 시 분산형 전원의 정상 상태 고조파 기준 – IEEE 519.	163
표 A.5 계통 연계를 위한 동기화 변수 제한 범위[5,6].	164

제 1 장 서론

1.1 연구 배경[1-6]

전 세계는 지난 수십 년 전부터 급속한 경제 발전으로 전력 수요가 증가하고 있는 추세이며 이에 따라 전원 설비와 안정적인 전력 공급을 위한 에너지 문제로 고민하고 있다. 하지만 수백 년 이상 사용해온 화석 연료는 고갈의 우려와 함께 온실 가스로 인한 환경 변화의 요인으로 인식되어 이를 대체할 수 있는 새로운 에너지원에 대한 관심이 그 어느 때보다도 높다. 신재생 에너지는 이러한 기존의 화석 연료의 문제에 대처할 수 있는 친환경 에너지로써, 신에너지와 재생 에너지를 합쳐 지칭한다. 구체적으로, 신에너지 및 재생 에너지 개발, 이용, 보급 촉진법 제2조에 따르면 신재생 에너지의 정의는 기존 화석 연료를 변환 시켜 이용하거나 햇빛, 물, 지열, 강수, 생물 유기체 등을 포함하는 재생이 가능한 에너지로 변환하여 이용하는 에너지를 말한다. 대표적으로는 태양광, 태양열, 바이오, 풍력, 수력, 연료 전지, 수소 에너지 등이 있다.

이러한 신재생 에너지는 친환경적인 특성으로 인해 향후에 전 세계적으로 활발히 보급될 것으로 예상되는데, 신재생 에너지를 바탕으로 하는 분산형 전원 운용 방식이 미래의 배전 계통 구성 방식으로 각광 받고 있다[1-4].

이 때의 분산형 전원이란 대규모 집중형 전원과는 달리 소규모로 전력소비 지역 부근에 분산하여 배치가 가능한 전원으로서 다양한 에너지 변환 및 발전 형태를 포함하며[5], 수 kW에서 수 MW 범위까지 직접적인 전력 공급이 가능하기 때문에 아래와 같은 장점을 가지고 있다[6].

- 전력 전송 손실 감소(Reduced electric line losses)
- 송/배전 계통 혼잡 해소(Reduced transmission and distribution congestion)
- 기존 계통 개발 비용 저감(Grid investment deferment)
- 계통 신뢰성 및 전력 품질 향상(Improved grid reliability and power quality)
- 부하 및 계통 변동에 따른 대응력 강화(Ancillary services such as voltage support or stability, var support and black start capability)
- 에너지 효율 향상(Improved energy and load management)

하지만, 이와 같은 분산형 전원의 장점에도 불구하고 기존 계통과의 연계 운용에 있어서는 해결해야 할 기술적인 문제들이 많이 있다. 분산형 전원은 광범위한 에너지를 통해 전기를 공급하기 때문에 계통에 연결되는 구조나 형식이 조금씩 다르고 따라서 이로 인해 발생하는 문제들도 다양하게 되는데, 일반적으로는 전력 변환 장치(Power Conditioning System, PCS)라고 불리는 컨버터의 제어 기술이 그 중심에 자리 잡고 있다. 그러므로 기존 전력 시스템에 많은 긍정적인 역할을 할 수 있는 분산형 전원의 활발한 운용을 위해서는 계통 연계형 컨버터의 운전 기술을 충분히 확보하는 것이 중요하다.

이러한 컨버터의 운전 기술 중에서 가장 특징적인 성능 중의 하나는 계통으로부터 분리된 상태에서도 운전할 수 있다는 것이다. 즉, 분산형 전원이 부하에 충분한 전력을 공급할 수 있을 정도의 발전량을 가지고 있을 때에는, 계통에 문제가 발생하더라도 독립적인 운전이 가능하여 효과적으로 부하의 전원 품질을 보장할 수 있다. 따라서 최근에는 이와 같은 분산형 전원의 장점을 적극적으로 활용하고 수용하기 위해 컨버터의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전

에 대해 활발한 연구가 진행되고 있다.

통상적으로 계통 연계 운전에서는 분산형 전원의 발전량을 제어하기 위하여 컨버터는 전류 제어 모드로 구동하고, 계통 분리 운전에서는 중요 부하에 일정 품질 이상의 전원을 공급하기 위해 전압 제어 모드로 동작한다. 하지만 이러한 두 가지의 운전 모드 사이의 전환 과정에서는 부하 전압에 과도 상태가 발생하거나 계통 혹은 컨버터에 정격 크기 이상의 돌입 전류가 흐를 위험이 존재한다. 따라서 분산형 전원의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전 사이의 전환을 부드럽게 이어주는 컨버터의 무순단(Seamless) 절환 성능이 매우 중요한 문제로 인식되고 있다.

1.2 연구 목표

본 논문에서는 앞서 언급하였듯이 분산형 전원의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전 사이를 부드럽게 이어주는 계통 연계형 컨버터의 무순단 절환에 대해 다룬다. 일반적으로 분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환되는 경우는 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫번째는 지락 사고(Ground fault)와 같은 송배전 계통에서의 사고에 의해 계통 전원의 품질이 저하되어 분산형 전원 시스템이 스스로 계통과 차단한 후 계통 분리 운전으로 전환하는 경우이며 두번째는 계통단의 수리 및 점검 등의 이유로 단독 운전(Islanding)이 발생하게 되어 계통 분리 운전으로 전환하는 경우이다. 따라서 두 가지 경우에 대하여, 중요 부하의 안정적인 전원 공급을 가능하게 하는 무순단 절환 전략이 요구된다.

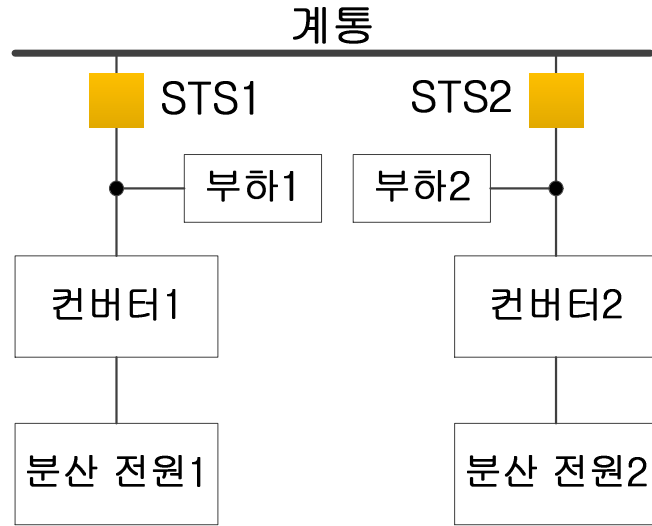
첫번째의 경우에는 계통과의 차단이 이루어지지 않은 상황에서 스스로 계통과 분리되어야 하기 때문에 컨버터와 계통을 이어주는 STS(Static transfer switch)

의 성능이 중요한 역할을 하게 된다. 일반적으로 사용되는 STS는 싸이리스터 (Thyristor)로 구현되어 있는데, 이로 인해 OFF 신호 인가 시점과 실질적으로 STS가 꺼지는 시점 사이에 지연이 발생하게 되어 이를 고려하지 않고 전압 제어 모드로 전환할 때에는 부하 전압의 품질은 정상적으로 유지되더라도 컨버터 전압원과 계통 전압원이 충돌하여 정격 크기 이상의 돌입(Inrush) 전류가 발생할 위험이 존재한다. 따라서 이러한 돌입 전류를 방지할 수 있는 전략이 요구된다.

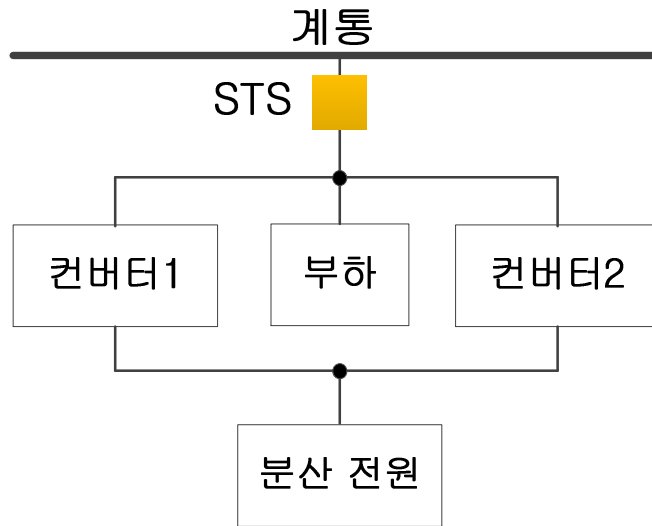
한편 두번째의 경우에는, 분산형 전원이 운전 모드를 전환하기 전에 이미 계통과의 분리가 이루어져 있는 상태이므로 부하 전압 품질의 과도 상태는 단독 운전 검출 성능과 검출 이후의 부하 전압 제어 성능에 의해 영향을 받는다. 국제적인 IEEE 1547 규정에 따르면 단독 운전이 발생한 후 2초 이내에 이를 검출해야 하므로 두 번째 경우를 위한 계통 분리 운전으로의 전환을 다루기 위해서는 단독 운전 검출 전략도 요구된다.

시스템 구성의 관점에서는 계통과 분리된 독립형 단일 전원 이외에는 그림 1.1과 같이 2대 이상의 서로 다른 분산형 전원이 동시에 병렬로 운전되거나, 단일 분산형 전원에서도 여러 대의 컨버터가 병렬로 운전되는 것이 일반적이라고 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 이와 같이 분산 전원용 컨버터가 병렬로 운전되는 구조에 대해서 다루는데, 기존의 다양한 단독 운전 검출 방식에 따르면, 서로 다른 종류의 검출 알고리즘을 적용할 때뿐만 아니라 동일한 검출 방식을 다수의 컨버터에 병렬로 구현할 경우에서도 단독 운전 검출 성능이 저하되는 문제가 있다. 본 논문에서는 이를 개선하여 동일한 검출 방식을 다수의 컨버터에 적용할 경우에 한해서, 단독 운전 검출 성능이 저하되지 않

는 방식을 제안하여 계통 분리 운전으로의 전환이 원활히 이루어 지도록 한다.



(a)



(b)

그림 1.1 (a) 서로 다른 분산 전원 혹은
(b) 단일 분산 전원의 병렬 시스템 구조

제안된 단독 운전 검출 및 무순단 절환 전략의 성능은 5kW 용량의 전력 변환 장치 2대와 에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS)를 이용한 실험을 통해 검증하였다. 그림 1.2와 같이 배터리를 두 대의 컨버터가 공유하며, 두 대의 컨버터는 통신이 가능하여 출력 공유 성능이 뛰어난 마스터-슬레이브(master-slave) 운전이 적용된다. 계통 연계 시에는 각 컨버터가 출력 제어 및 단독 운전 검출을 위해 전류 제어 모드로 운용되며 계통 분리 운전 시에는 마스터에 해당하는 컨버터는 부하에 전원을 제공하기 위해 전압 제어 모드로 운용되고 슬레이브 컨버터는 마스터 컨버터가 공급하는 전압에 동기화 되어 계통 연계 시와 동일하게 전류 제어 모드로 운전된다. 전류 센서는 기본파 및 능동 댐핑 제어를 위해 컨버터 측 인덕터 및 계통 측 인덕터의 전류를 동시에 측정하기 위해 두 곳에 설치되었으며 전압 센서는 전류 제어와 계통 재병입 시 컨버터 전원과 계통 전원의 동기화를 위해 STS 양단에 설치되었다.

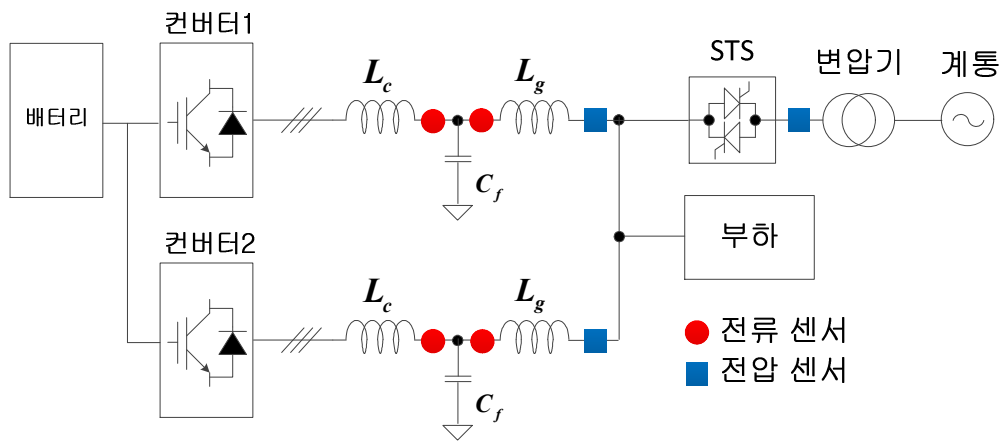


그림 1.2 시스템 회로도

1.3 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

1장에서는 분산형 전원 시스템의 배경에 대해 간략하게 서술하고 본 논문에서 다룰 연구의 목표를 제시하고 본 논문의 구성 방식을 기술한다.

2장에서는, 분산형 전원의 운용을 위한 계통 연계형 컨버터의 전류 제어 방식에 대해 다룬다. 계통 연계 운전 시 분산형 전원의 출력을 효과적으로 계통에 전달할 때나 또는 단독 운전 검출을 원활하게 구현하기 위해서는 컨버터의 전류 제어 성능이 보장되어야 하는데, 스위칭 고조파를 제한하기 위해 흔히 사용되는 LCL 필터의 공진 특성으로 인해 전류 제어기의 안정성이 위협 받을 수 있다. 따라서 기존의 방식보다 폭넓은 전류 제어 대역폭을 구현할 수 있는 새로운 LCL 필터 공진 억제(Damping) 방식을 다룬다.

3장에서는 단독 운전 발생으로 인한 계통 분리 운전으로의 전환을 위해 단독 운전을 검출 하는 방식에 대해 다룬다. 제안된 검출 방법은 기존의 방식과 다르게 다수의 분산형 전원이 동일한 검출 방식을 구현하여 병렬로 운전될 때에도 단독 운전을 검출할 수 있는 장점을 가진다.

4장에서는, 2장과 3장의 전류 제어 방식과 단독 운전 검출 방식을 적용하여 계통 분리 운전으로의 전환 시 부하 전압의 과도 상태를 최소화 하기 위한 컨버터의 전압 제어기를 제안한다. 그리고 계통 전원의 정상 회복으로 인해 분산형 전원이 계통에 재병입 되는 과정을 다룬다.

마지막으로 5장에서는 본 논문의 연구 결과를 요약하며 향후 과제에 대하여 언급한다.

한편, 본 논문에서 언급되는 각종 용어 정의와 규정의 이해를 돕기 위해 부

록에 한국 전력(주)에서 제시한 “분산형 전원 배전 계통 연계 기술 가이드라인”
과 IEEE 규정인 “IEEE 1547 Standard for Interconnecting Distributed Resources with
Electric Power Systems”를 정리하여 수록하였다.

제 2 장 계통 연계형 컨버터의 전류 제어

- LCL 필터의 능동 댐핑 제어

본 장에서는, 분산형 전원 컨버터의 전류 제어 방식에 대해 다룬다. 분산형 전원 시스템은 에너지원의 불규칙한 전력 생산성으로 인해 계통에 전달하는 발전량이 수시로 변화하며, 급변하는 부하 수요에 대응하기 위해 부하 조절 기능을 수행하여야 하고, 계통과의 전기적 분리를 판별하기 위한 단독 운전 검출 성능을 갖추어야 하기 때문에, 분산형 전원과 계통을 연계시켜주는 컨버터는 제어 대역폭(Control bandwidth)이 넓은 전류 제어 성능이 요구된다.

이 때, 컨버터의 전류 제어 성능은 계통과 컨버터 사이의 인터페이스(Interface) 회로로 사용되는 고조파 필터에 의해 큰 영향을 받는데, 흔히 계통 연계형 컨버터의 스위칭 고조파를 효과적으로 제한하기 위해 LCL 필터가 적용된다[7]. 하지만 LCL 필터는 특정 주파수에서 필터의 임피던스가 매우 작아져서 작은 크기의 입력에도 출력이 정상 범위를 벗어나거나 발산해버리는 공진(Resonance) 현상이 존재한다. 이로 인해 연계된 계통 전압에 순시 전압 상승 및 저하와 같은 외란이나 운전 조건의 변동에 의해 전압의 계단 변화(Step variation)가 발생하게 되면 전류 제어의 불안정성(Instability)이 야기된다[8-13].

따라서 이러한 LCL 필터의 공진 현상을 억제하면서 폭넓은 전류 제어 성능을 보여 주는 제어 방법이 요구된다. 본 장에서는 기존 방식보다 광범위한 전류 제어 대역폭을 가지며 추가적인 손실이 없는 새로운 능동 댐핑(Active damping) 방법을 제안한다. 제안된 방법을 서로 다른 제정수를 가지는 2개의 LCL 필터에 대한 실험을 통하여 그 유효성과 신뢰성을 검증하고자 한다.

2.1 시스템 구성 및 모델링

본 논문에서 다루는 컨버터는 통상적으로 많이 쓰이는 3상 2레벨 PWM 컨버터이며 그림 2.1은 계통 연계 운전 시, LCL 필터가 적용된 단일 컨버터 시스템 구성도를 나타낸다. L_c 와 L_g 는 각각 LCL 필터의 컨버터 측 인덕턴스와 계통 측 인덕턴스를 나타내며, C_f 는 필터 캐패시턴스를 의미한다. R_c 와 R_g 는 필터 인덕터의 손실 성분을 나타내는 저항 크기를 나타낸다. 이 때 실험에 사용된 시스템 제정수는 표 2.1에 나타낸 바와 같다.

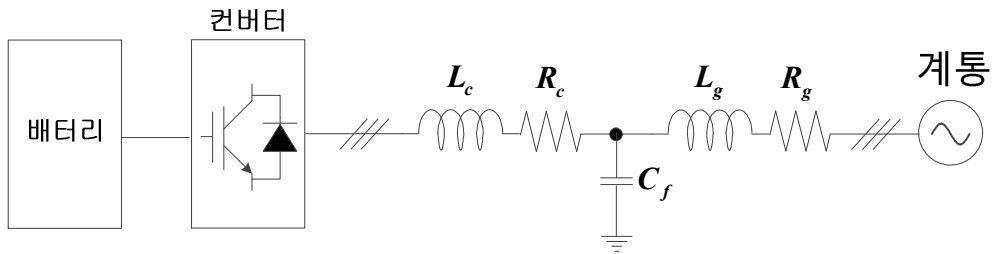


그림 2.1 LCL 필터가 적용된 단일 컨버터 시스템 구성도

표 2.1 시스템 제정수

정격 전력(P_b)	5[kW]	스위칭 주파수(f_{sw})	5[kHz]
정격 전압(V_b)	220[V _{rms}]	계통 주파수(f_{grid}/ω_{grid})	60[Hz]/377[rad/s]
정격 전류(i_b)	13.12[A _{rms}]	직류단 정격 전압(V_{dc})	414.4[V]

그림 2.1을 컨버터 출력단과 계통 사이의 회로에 대하여 단상 등가 회로로 나타내면 그림 2.2와 같다. $V_{conv,x}$ 와 $V_{grid,x}$ 는 컨버터 출력 상전압과 계통 상전압을 뜻하며, $i_{conv,x}$ 와 $i_{grid,x}$, 그리고 $i_{cf,x}$ 는 각각 컨버터 측 인덕터와 계통 측 인덕터, 그리고 필터 캐패시터에 흐르는 상전류를 각각 나타낸다.

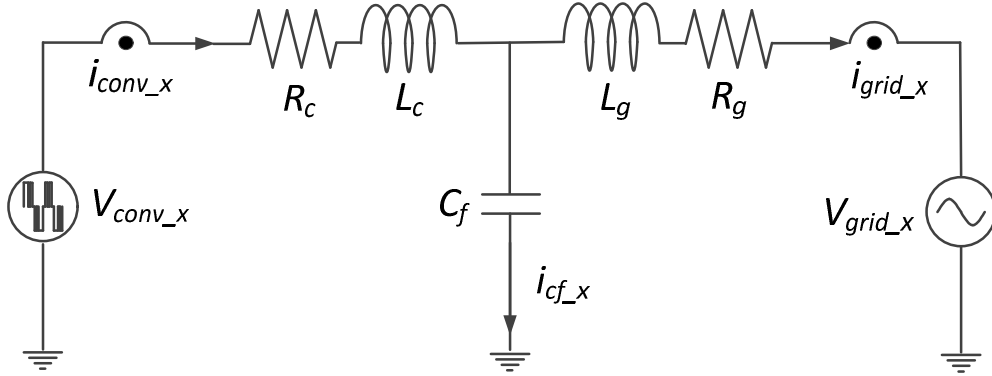


그림 2.2 LCL 필터가 적용된 컨버터 시스템의 단상 등가 회로

LCL 필터에서는 전류 제어 대역폭 이내의 영역에서 일반적으로 캐패시터의 영향을 무시할 수 있기 때문에[14], (2.1)을 이용하여 시스템을 모델링 할 수 있다. 이 식을 계통 전압 위상에 동기된 좌표계로 변환하면 최종적으로 (2.2)의 형태로 표현할 수 있다. 이 때 V_{dq_conv} 와 V_{dq_grid} , 그리고 i_{dq_grid} 는 각각 동기 좌표계에서의 컨버터 전압과 계통 전압, 그리고 계통 전류를 의미한다.

$$V_{conv_x} = (R_c + R_g)i_{grid_x} + (L_c + L_g)\frac{d}{dt}i_{grid_x} + V_{grid_x}. \quad (2.1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{d_conv} = (R_c + R_g)i_{d_grid} + (L_c + L_g)\frac{d}{dt}i_{d_grid} - \omega_{grid}(L_c + L_g)i_{q_grid} + V_{d_grid} \\ V_{q_conv} = (R_c + R_g)i_{q_grid} + (L_c + L_g)\frac{d}{dt}i_{q_grid} + \omega_{grid}(L_c + L_g)i_{d_grid} + V_{q_grid} \end{array} \right\}. \quad (2.2)$$

2.2 전류 제어기 설계

식 (2.2)를 이용하여 LCL 필터의 동기 좌표계 비례 적분(Proportional and Integral, PI) 전류 제어기를 (2.3)과 같이 구현할 수 있다. 이 때 $V_{dq_conv_ref}$ 는 동

기 좌표계에서의 컨버터 전압 지령을 의미한다. 동기 좌표계의 계통 전류 지령인 $i_{dq_grid_ref}$ 는 분산 전원의 유/무효 전력에 해당하는 크기로 결정되며, 비례적분 제어기의 이득은 제어기의 영점(Zero)이 시스템의 극점(Pole)을 상쇄하도록 설계하면, (2.4)의 형태로 결정된다. 이 때, ω_{cc} 는 전류 제어기의 대역폭을 나타내며, 계통 전류 지령과 계통 전류 사이의 전달함수는 (2.5)와 같이 1차 지연(Delay) 요소로 정해진다.

$$\begin{cases} V_{d_conv_ref} = (i_{d_grid_ref} - i_{d_grid}) \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) - \omega_{grid} (L_c + L_g) i_{q_grid} + V_{d_grid} \\ V_{q_conv_ref} = (i_{q_grid_ref} - i_{q_grid}) \left(K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} \right) + \omega_{grid} (L_c + L_g) i_{d_grid} + V_{q_grid} \end{cases}. \quad (2.3)$$

$$K_{pc} = (L_c + L_g) \omega_{cc}, K_{ic} = (R_c + R_g) \omega_{cc}. \quad (2.4)$$

$$\frac{i_{dq_grid}}{i_{dq_grid_ref}} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}}. \quad (2.5)$$

이와 같이 설계된 전류 제어기를 구성하여 표 2.2의 제정수를 가지는 LCL 필터를 대상으로 하여 그림 2.3과 같이 전류 제어 성능을 전류 제어 대역폭에 따라 확인해 보았다. 결과를 살펴보면, 전류 제어 대역폭이 400Hz 이하로 낮을 때는 안정적으로 전류 제어가 이루어 지지만 대역폭이 500Hz 이상으로 증가하게 되면 계통 전류에 고조파 성분이 함유되고 시스템이 발산하게 됨을 알 수 있다.

표 2.2 필터1 제정수

L_c	L_g	C_f
1.065[mH], 0.0415[p.u.]	1.36[mH], 0.0532[p.u.]	21.5[μF], 0.0785[p.u.]

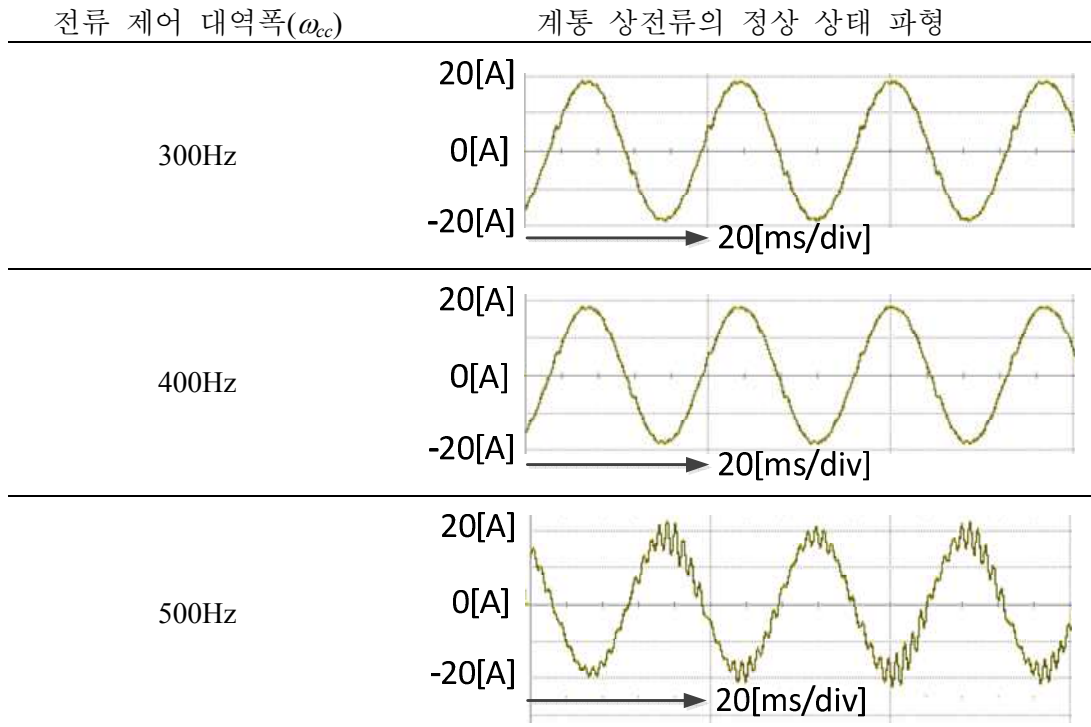


그림 2.3 필터 1에 대한 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 파형

이러한 현상은 LCL 필터의 어드미턴스를 나타내는 (2.6)의 보드(Bode) 선도를 통해 이해할 수 있다. 그림 2.4에 따르면, LCL 필터는 특정 주파수에서 임피던스가 매우 작아져서 소량의 고조파 성분이 컨버터 전압에 존재하더라도 계통 전류의 크기가 증폭되는 공진 현상이 존재함을 알 수 있고, 위상이 180도가 되는 공진 주파수에서 음의 이득 여유(Gain margin)를 가지게 되어 전류 제어 안정성이 위협 받게 되는 것이다. 따라서 계통 전류의 제어 성능을 향상시키기 위해서는 LCL 필터의 공진을 억제 시킬 수 있는 댐핑 제어가 필요하다.

$$Y_{LCL} = \frac{i_{grid_x}}{V_{conv_x}} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_g + s(L_c + L_g)}. \quad (2.6)$$

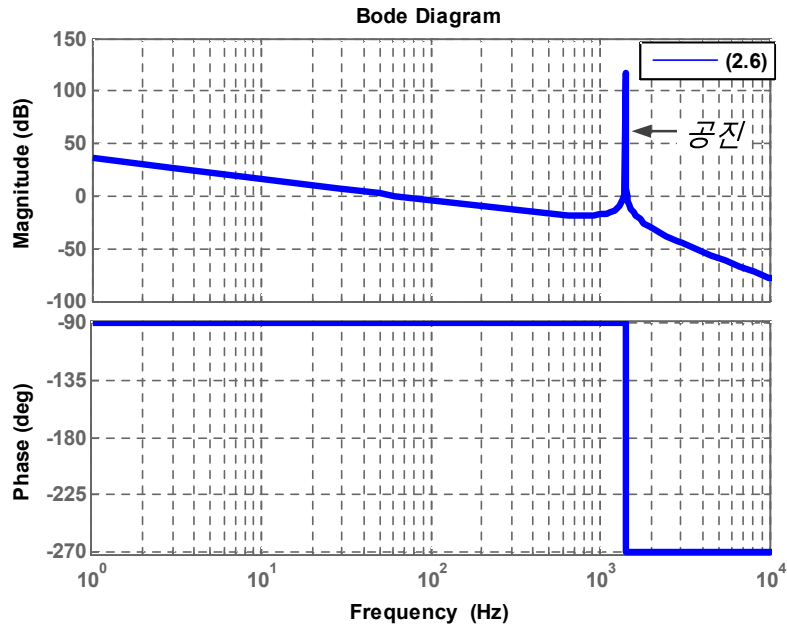


그림 2.4 LCL 필터의 어드미턴스에 대한 보드 선도

2.3 기존의 LCL 필터의 공진 억제 방식

LCL 필터의 공진을 억제하기 위한 방법으로는 수동(Passive) 댐핑과 능동 댐핑의 방법이 사용되고 있다[15-17]. 수동 댐핑 방식은 물리적인 저항 성분을 LCL 필터 회로에 삽입하여 공진 현상을 감소 시키는 방식으로, 저항에 흐르는 전류로 인해 회로 손실이 증가하여 효율이 감소하는 단점이 있지만 공진 억제 성능은 뛰어나다. 일반적으로 필터 캐패시터에 직렬 또는 병렬로 저항을 추가하거나 컨버터 측 인덕터와 계통 측 인덕터에 병렬로 저항을 추가하는 방

식이 사용된다[18-19]. 반면, 능동 댐핑 방식은 회로의 수정 없이 제어기 상에서 LCL 필터의 공진을 억제하는 방식으로 추가적인 손실 없이 구현할 수 있다는 장점이 있다. 하지만 수동 댐핑과 같이 LCL 필터의 공진 요소를 회로적으로 제거하지 않았기 때문에 제어기 변수가 부적절할 경우 여전히 공진의 위험이 존재하게 된다. 본 절에서는 기존의 각 댐핑 방식에 대해 간략히 설명하고 그 특성에 대한 분석을 실행한다.

2.3.1 기존의 수동 댐핑 방법[15, 18-19]

수동 댐핑은 저항 성분을 삽입하는 방식에 따라 공진 억제 효과와 시스템 효율뿐만 아니라 고조파 저감 성능에도 큰 영향을 끼친다. 가장 이상적인 상황은 공진이 발생하는 주파수에서만 댐핑이 존재하도록 설계하는 것이지만 실질적으로는 모든 주파수 영역에서 영향을 끼치게 되어 원래의 LCL 필터의 고조파 억제 성능이 저해된다.

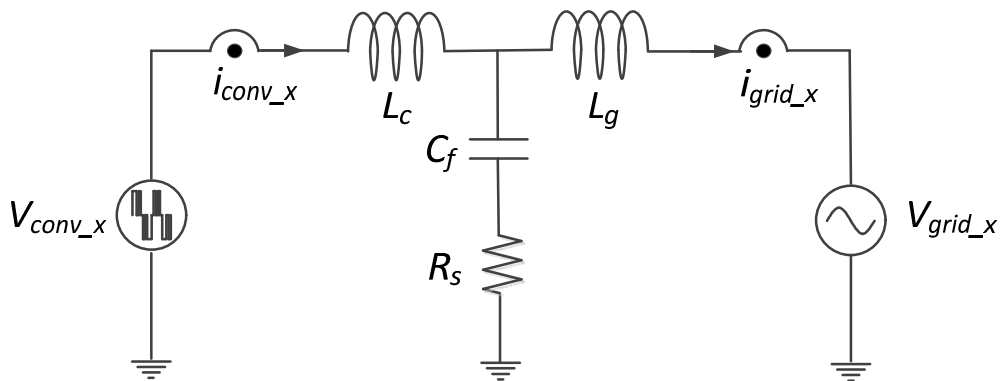


그림 2.5 직렬 댐핑 저항이 추가된 LCL 필터의 단상 등가 회로

그림 2.5는 가장 일반적으로 사용되는 수동 댐핑 방식 중의 하나가 적용된

LCL 필터의 단상 등가 회로를 나타낸다. 댐핑 저항(R_s)을 필터 캐패시터에 직렬로 연결하여 캐패시터가 제거하는 고조파 성분을 댐핑 하려는 목적이며, 직렬 댐핑 저항으로 인해 컨버터 전압에 대한 계통 전류의 어드미턴스가 (2.6)에서 (2.7)로 바뀐다. (2.7)은 (2.6)에 없던 2차항이 분모에 존재하기 때문에 공진 주파수에서의 특성이 바뀐다. 이러한 직렬 댐핑 저항의 공진 억제 효과는 어드미턴스의 보드 선도를 통해 쉽게 확인할 수 있다. 그림 2.6은 그림 2.4의 LCL 필터와 직렬 댐핑 저항이 추가된 LCL 필터의 보드 선도를 보여주는데, 공진 주파수에서의 어드미턴스 크기가 대폭 감소하게 된다. 하지만 공진 주파수 이상의 높은 주파수에서는 고조파 감쇠율이 -60dB/dec 에서 -40dB/dec 로 감소하여 초기에 설계한 LCL 필터의 스위칭 주파수와 그 고조파에 대한 제거 성능이 약해지는 문제점이 있다.

$$Y_{LCL} = \frac{sC_f R_s + 1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 C_f R_s (L_c + L_g) + s(L_c + L_g)}. \quad (2.7)$$

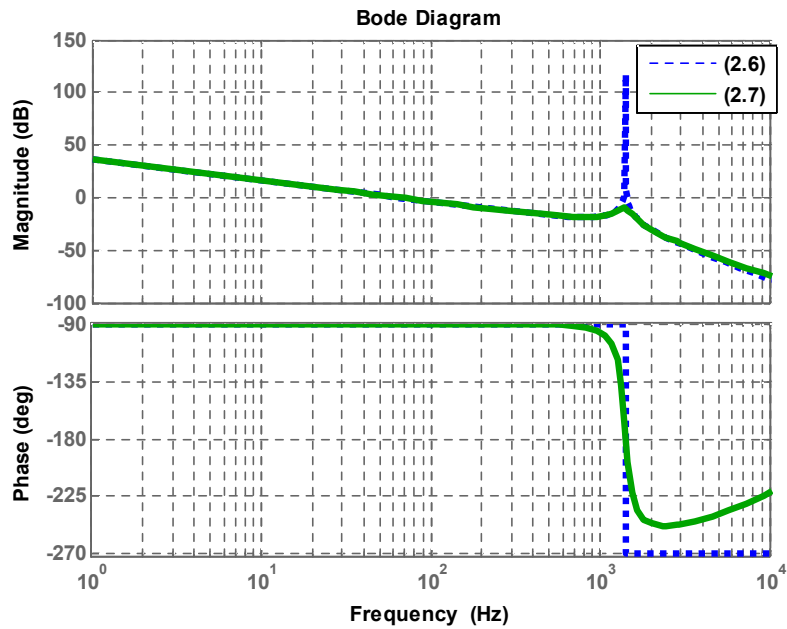


그림 2.6 LCL 필터의 직렬 댐핑 저항에 의한 어드미턴스 변화

또 다른 수동 댐핑으로는 그림 2.7과 같이 필터 캐패시터에 병렬로 저항을 연결하는 방법이 있다. 공진 주파수 근처에서는 필터 캐패시터보다 병렬 댐핑 저항(R_p)의 임피던스가 작아서 병렬 댐핑 저항으로 전류가 흐르게 하는 반면 스위칭 주파수 부근에서는 필터 캐패시터보다 병렬 댐핑 저항의 임피던스가 커서 고조파 성분은 캐패시터가 제거 하도록 하는 병렬 댐핑 저항을 선정하면 공진 주파수에서만 선택적으로 작용하는 이상적인 댐핑 효과를 구현할 수 있다.

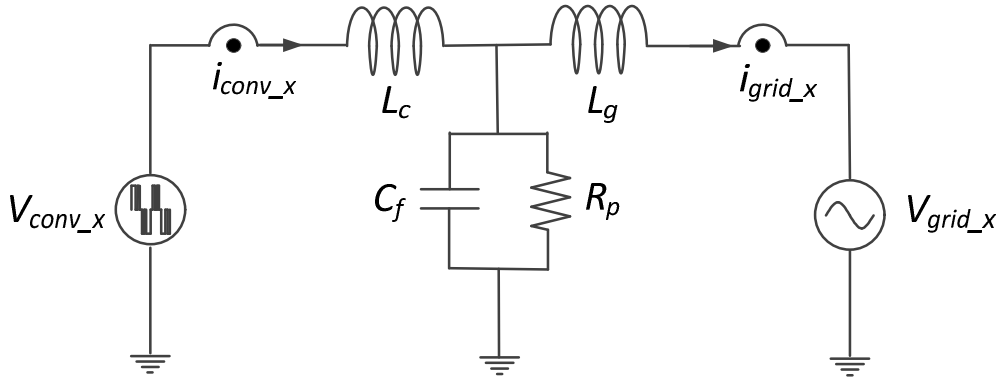


그림 2.7 병렬 댐핑 저항이 추가된 LCL 필터의 단상 등가 회로

$$Y_{LCL} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 \frac{L_c L_g}{R_p} + s(L_c + L_g)}. \quad (2.8)$$

병렬 댐핑 저항을 구현한 LCL 필터의 어드미턴스는 (2.8)과 같고 수동 댐핑이 적용 되지 않은 LCL 필터의 어드미턴스와 비교한 보드 선도는 그림 2.8과 같다. 공진 주파수에서 LCL 필터의 이득이 감소하며 직렬 댐핑 때와는 다르게 스위칭 주파수 이상의 고주파 영역에서도 여전히 -60dB/dec 특성을 보임을 알 수 있다.

위의 두 수동 댐핑 방식의 가장 큰 차이점은 효율과 고주파 억제 성능이다. 캐패시터에 직렬 댐핑 저항을 연결하는 방식은 비슷한 공진 억제 성능을 보일 때 상대적으로 손실이 적어 효율이 더 높지만 고주파의 감쇠 성능 측면에서 불리하다. 이와 반대로 캐패시터에 병렬 댐핑 저항을 연결하는 방식은 손실이 더 커서 효율은 불리하지만 LCL 필터의 고주파 감쇠 성능을 그대로 유지하게 된다. 일반적으로 수동 댐핑을 구현할 때는 효율을 더 중요시하여 병렬 댐핑 저항보다는 직렬 댐핑 저항을 선호하는 측면이 있다.

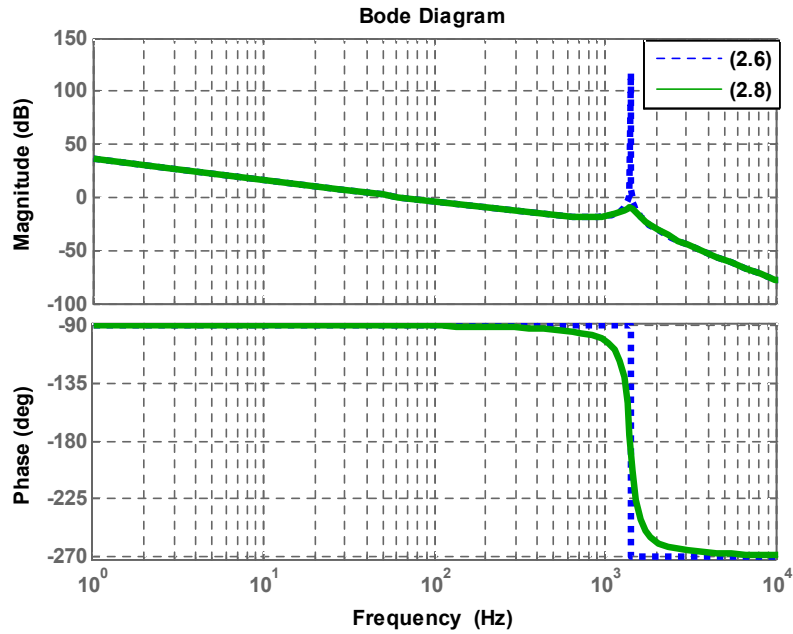


그림 2.8 LCL 필터의 병렬 댐핑 저항에 의한 어드미턴스 변화

2.3.2 기존의 능동 댐핑 방법[20-23]

수동 댐핑 방법과 다르게 능동 댐핑 방법은 가상(Virtual)의 저항 효과를 나타내도록 제어기의 구조를 변형 하는 것으로 LCL 필터의 상태 변수(State variable)를 주로 궤환(Feedback)하여 구현한다. 이로 인해 추가적으로 센서를 필요로 하게 되거나 필요한 정보를 얻기 위한 추정기 등이 사용된다.

LCL 필터의 상태 변수 중, 능동 댐핑에 가장 흔히 사용되는 상태 변수는 필터 캐패시터 전류이다. 이 때 필터 캐패시터 전류를 얻기 위해 추가 센서를 구성하는 경우와[31, 47-53], 추가적인 센서 없이 계통 전류 혹은 컨버터 전류로부터 필터 캐패시터 전류를 추정하는 방식이 있다[54-56]. 본 논문에서는 컨

버터 측 인덕터 전류와 계통 측 인덕터의 전류를 측정하여 필터 캐패시터 전류 정보를 획득하는 시스템을 고려한다.

그림 2.9는 필터 캐패시터 전류를 제한하여 LCL 필터의 능동 댐핑을 구현한 전류 제어 구조를 나타낸다. 능동 댐핑을 설계할 때에는 전압 변조 방식을 고려하지 않기 때문에 전압 변조에 대한 이득을 1로 가정하면, 컨버터 전압 지령과 스위칭을 통한 컨버터 전압은 동일하다고 할 수 있다. 따라서 컨버터 전압 지령에 대한 계통 전류를 나타내는 어드미턴스는 캐패시터 전류와 계통 전류의 관계식인 (2.9)를 이용하여 (2.10)으로 주어지고, 따라서 전류 제어기의 출력에 해당하는 컨버터 전압 지령의 관점에서는 등가적으로 그림 2.10과 같은 시스템으로 수정하게 된다. 이 때, 캐패시터 전류에 대한 능동 댐핑 이득 (K_d)이 0인 상황에서는 능동 댐핑이 존재하지 않는 (2.6)과 동일하게 됨을 알 수 있다.

캐패시터 전류 제한으로 인한 댐핑 효과를 (2.10)에 대한 보드 선도를 그림 2.11을 통해 살펴보면, 공진 주파수에서의 이득을 감소 시켰음을 알 수 있다. 따라서 가상의 저항 성분을 구현하여 LCL 필터의 공진 성분을 억제 시켜주게 된다.

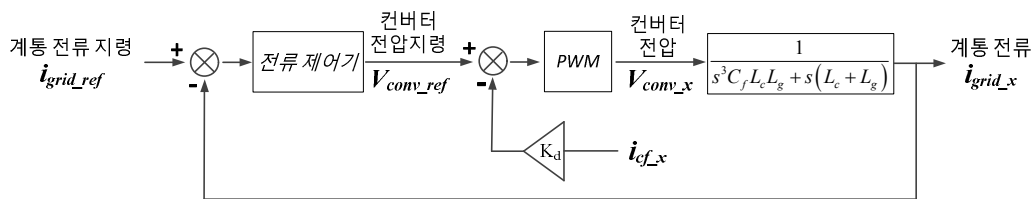


그림 2.9 캐패시터 전류 제한을 이용한 능동 댐핑 제어 구조도

$$i_{cf_x} = s^2 C_f L_g i_{grid_x} \quad (2.9)$$

$$Y_{LCL_i_{cf}} = \frac{i_{grid_x}}{V_{conv_ref}} = \frac{i_{grid_x}}{V_{conv_x}} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 K_d C_f L_g + s(L_c + L_g)}. \quad (2.10)$$

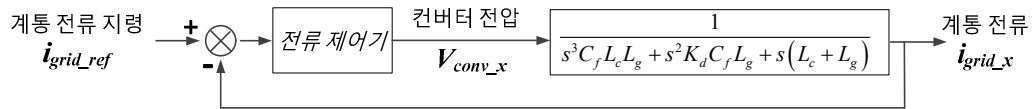


그림 2.10 캐패시터 전류 제환을 이용한 능동 댐핑의 등가 블록도

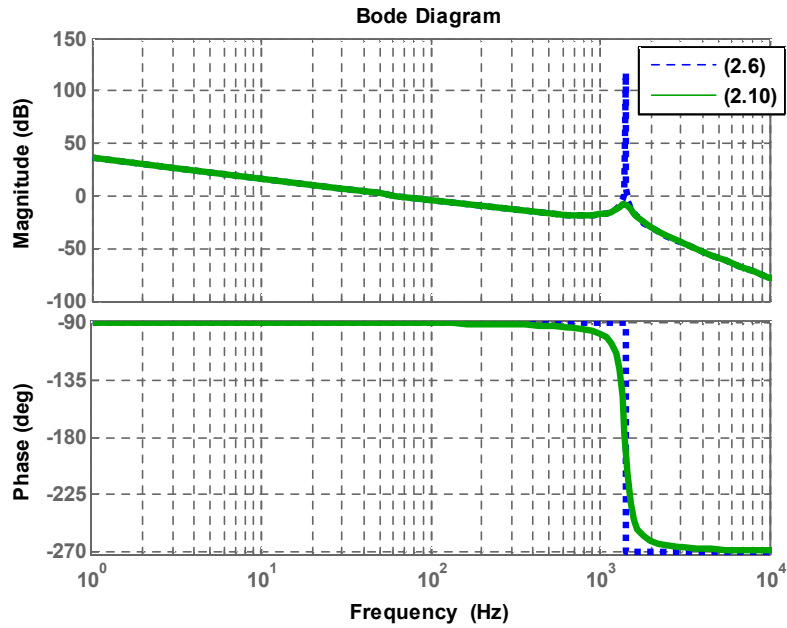


그림 2.11 캐패시터 전류 제환을 통한 어드미턴스 변화에 대한 보드 선도

2.4 제안된 LCL 필터의 공진 억제 방식

본 논문에서 제안하는 LCL 필터 능동 댐핑 방식은 기존 방식 중 가장 효과적으로 사용되는 캐패시터 전류 제환 방식에 착안하였으며 기존 방식과 동일

하게 캐패시터 전류 정보만을 필요로 한다.

2.3.1의 병렬 댐핑 저항을 이용한 수동 댐핑 LCL 필터의 어드미턴스는 (2.8)과 같이 표현되고 2.3.2에서 분석된 캐패시터 전류 제한 방식에서 수정한 LCL 필터의 어드미턴스는 (2.10)과 같이 표현되는데, 두 식을 비교하면 그 형태가 동일함을 알 수 있다.

$$Y_{LCL} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 \frac{L_c L_g}{R_p} + s(L_c + L_g)}. \quad (2.8)$$

$$Y_{LCL_{-ief}} = \frac{1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 K_d C_f L_g + s(L_c + L_g)}. \quad (2.10)$$

즉, 캐패시터 전류를 제한한 능동 댐핑은 등가적으로 필터 캐패시터에 병렬 댐핑 저항을 구현한 수동 댐핑과 같아지는 것이다. 따라서 제한 이득은 (2.11)과 같이 필터 제정수와 구현할 수동 댐핑 계수를 이용해 결정할 수 있다.

$$K_d = \frac{L_c}{C_f R_p}. \quad (2.11)$$

이처럼 기존의 캐패시터 전류 제한 방식이 필터 캐패시터에 병렬 댐핑 저항을 연결한 회로와 등가라는 분석에 기초하여 본 논문에서는 필터 캐패시터에 직렬 댐핑 저항을 연결한 회로와 등가인 능동 댐핑 방식을 제안한다.

제안된 직렬 댐핑 저항을 모사하는 능동 댐핑을 구현하기 위해서는 (2.7)에 주어진 필터의 어드미턴스를 변환하여 (2.12) ~ (2.15) 과정을 거쳐 최종적으로 (2.16)을 얻을 수 있다.

$$Y_{LCL} = \frac{i_{grid_x}}{V_{conv_ref}} = \frac{sC_f R_s + 1}{s^3 C_f L_c L_g + s^2 C_f R_s (L_c + L_g) + s(L_c + L_g)}. \quad (2.7)$$

$$V_{conv_ref} (sC_f R_s + 1) = (s^3 C_f L_c L_g + s^2 C_f R_s (L_c + L_g) + s(L_c + L_g)) i_{grid_x}. \quad (2.12)$$

$$V_{conv_ref} (sC_f R_s + 1) - s^2 C_f R_s (L_c + L_g) i_{grid_x} = (s^3 C_f L_c L_g + s(L_c + L_g)) i_{grid_x}. \quad (2.13)$$

$$V_{conv_ref} (sC_f R_s + 1) - \frac{R_s (L_c + L_g)}{L_g} s^2 C_f L_g i_{grid_x} = (s^3 C_f L_c L_g + s(L_c + L_g)) i_{grid_x}. \quad (2.14)$$

$$V_{conv_ref} (sC_f R_s + 1) - \frac{R_s (L_c + L_g)}{L_g} i_{cf_x} = (s^3 C_f L_c L_g + s(L_c + L_g)) i_{grid_x}. \quad (2.15)$$

$$\frac{V_{conv_ref} + sC_f R_s V_{conv_ref} - \frac{R_s (L_c + L_g)}{L_g} i_{cf_x}}{s^3 C_f L_c L_g + s(L_c + L_g)} = i_{grid_x}. \quad (2.16)$$

식 (2.16)을 이용하여, 기존의 캐패시터 전류를 계산하는 그림 2.9에 적용하면 제안된 능동 댐핑 방식은 그림 2.12와 같이 구현할 수 있다. 기존 방식과 동일하게 캐패시터 전류 정보만을 추가로 필요로 하며 이 때 각 능동 댐핑 요소의 이득인 K_{d1} , K_{d2} 의 값은 (2.17)로 결정된다.

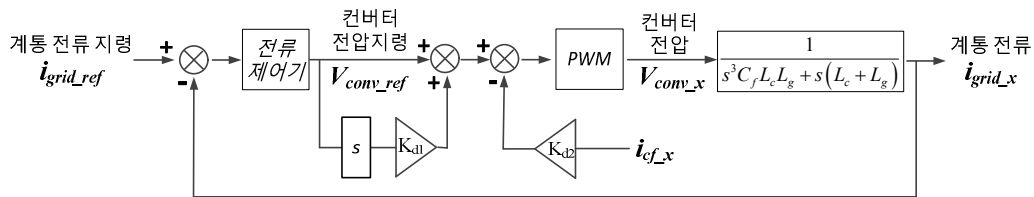


그림 2.12 제안된 능동 댐핑 방식의 블록도

$$K_{d1} = C_f R_s, K_{d2} = \frac{R_s (L_c + L_g)}{L_g}. \quad (2.17)$$

그림 2.12의 제안된 능동 댐핑 방식과 그림 2.9의 기존 능동 댐핑 방식의 성능을 분석하기 위해 동일한 크기의 댐핑을 구현하였을 때, 설계 가능한 전류 제어기의 대역폭을 비교할 수 있다.

위상이 180도가 되는 공진 주파수에서 이득 여유(Gain margin, GM)를 10dB가 되도록 설계하려면, 기존의 능동 댐핑 방식에서는 (2.18)에 해당하는 가상 댐핑 저항을 구현하여야 하고, 제안된 능동 댐핑 방식에서는 (2.19)에 해당하는 가상 댐핑 저항을 구현하여야 한다.

$$\left| \frac{i_{grid}}{V_{conv_ref}} \right| = \left| \frac{1}{-\omega_{res}^2 \frac{L_c L_g}{R_p} + j(L_c + L_g)\omega_{res} - jC_f L_c L_g \omega_{res}^3} \right| = 10^{\frac{-GM}{20}} \quad (2.18)$$

$$\Rightarrow R_p = \frac{(L_c + L_g)}{C_f} 10^{\frac{-GM}{20}} = 35.67[\Omega]$$

$$\left| \frac{i_{grid}}{V_{conv_ref}} \right| = \left| \frac{1 + j\omega_{res} C_f R_s}{-\omega_{res}^2 C_f R_s (L_c + L_g) + j(L_c + L_g)\omega_{res} - jC_f L_c L_g \omega_{res}^3} \right| = 10^{\frac{-GM}{20}} \quad (2.19)$$

$$\Rightarrow R_s = \sqrt{\frac{1}{\omega_{res}^4 C_f^2 (L_c + L_g)^2 10^{\frac{-GM}{10}} - \omega_{res}^2 C_f^2}} = 0.7875[\Omega]$$

각각의 댐핑 저항이 구현된 LCL 필터의 어드미턴스에 대한 보드 선도를 그림 2.13에 나타내었다. 이득이 0이 되는 지점에서의 위상 여유(Phase margin, PM)가 제안된 방식에서 약 0.4도 증가함을 알 수 있다. 이러한 위상 여유의

차이는 설계된 능동 댐핑의 효과가 커질수록, 그리고 LCL 필터의 공진 주파수가 낮아지거나 전체 인덕턴스의 크기가 작아질수록 점점 증가하게 된다.

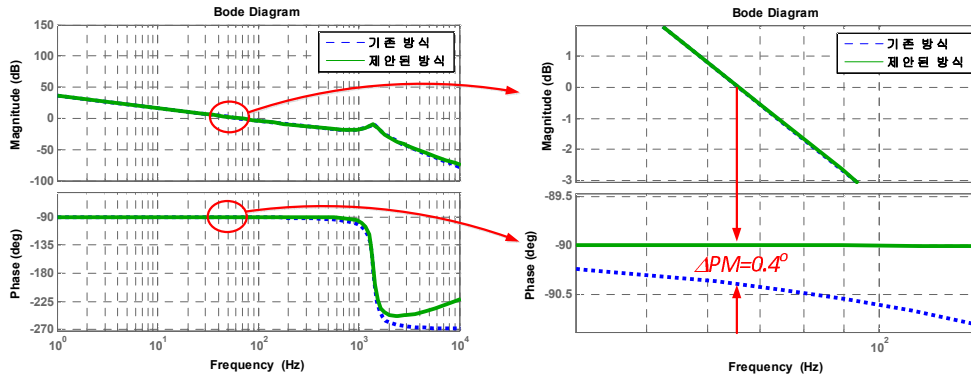


그림 2.13 기존 방식과 제안된 방식의 위상 여유 비교

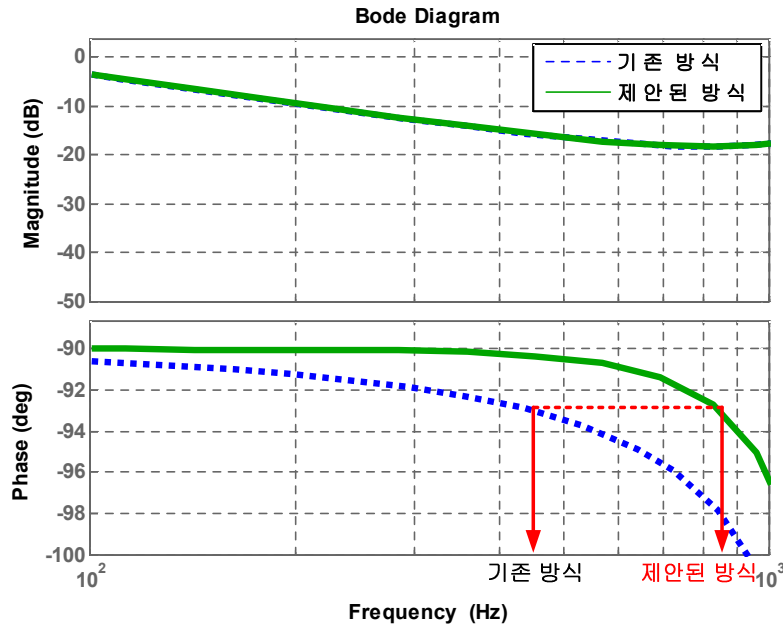


그림 2.14 기존 방식과 제안된 방식의 전류 제어 대역폭 비교

이러한 위상 여유 차이로 인해 전류 제어기의 대역폭 관점에서는 큰 성능 차이를 보여준다. 그림 2.14는 기존의 능동 댐핑을 이용한 전류 제어 대역폭을 500Hz로 설계하였을 경우에, 동일한 위상 여유를 가지도록 제안된 능동 댐핑을 구현하게 되면, 전류 제어 대역폭이 약 850Hz까지 증가할 수 있음을 보여준다. 따라서 직렬 댐핑 저항을 모사(Emulation)한 제안된 능동 댐핑 방식은 병렬 댐핑 저항을 모사한 기존의 능동 댐핑 방식보다 광범위한 전류 제어 대역폭을 가능하게 하므로 더 우수한 전류 제어의 동특성 및 강인한 외란 제거 특성을 제공하게 된다.

한편, 제안된 능동 댐핑은 컨버터 전압 지령에 대한 미분 항이 추가된 것을 알 수 있다. 미분 함수는 불필요한 노이즈(Noise) 성분까지 증폭시켜 시스템 신뢰도를 떨어뜨릴 위험이 있으므로 본 논문에서는 (2.20)과 같이 저역 통과 필터(Low pass filter)와 미분 함수를 결합하여 고역 통과 필터(High pass filter)로 구현하였다. 이 때, ω_{der} 은 고역 통과 필터의 차단 주파수를 나타낸다.

$$s \approx s \frac{\omega_{der}}{s + \omega_{der}}. \quad (2.20)$$

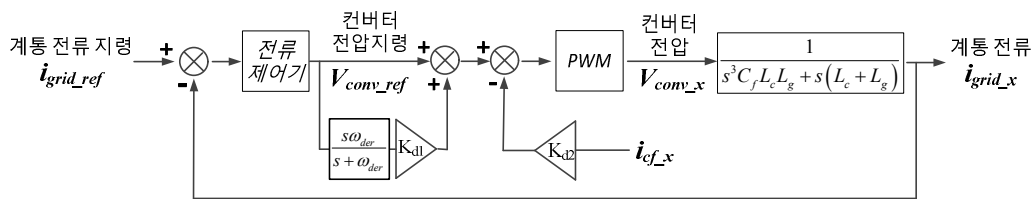


그림 2.15 고역 통과 필터로 구현한 제안된 능동 댐핑 방식

이러한 고역 통과 필터는 제안된 능동 댐핑의 성능에 큰 영향을 끼칠 수 있는데, 그림 2.15는 고역 통과 필터가 구현된 제안된 능동 댐핑 방식을 보여준다. 컨버터 전압 지령에 대한 고역 통과 필터 적용으로 인해 (2.7)과 같이 의

도되었던 필터의 어드미턴스가 (2.21)과 같은 형태로 변하게 된다. 변화된 필터의 어드미턴스를 살펴보면, 그림 2.16과 같이 고역 통과 필터의 차단 주파수가 낮아질수록 위상 이득 및 전류 제어 대역폭이 감소하게 됨을 알 수 있는데, 여전히 기존의 능동 댐핑 방식보다 전류 제어 대역폭은 향상된다는 것을 확인할 수 있다.

$$Y_{LCL} = \frac{i_{grid_x}}{V_{conv_ref}}$$

$$= \frac{s(\omega_{der} C_f R_s + 1)}{s^4 C_f L_c L_g + s^3 C_f [\omega_{der} L_c L_g + R_s (L_c + L_g)] + s^2 (L_c + L_g) (\omega_{der} C_f R_s + 1) + s \omega_{der} (L_c + L_g)}$$

(2.21)

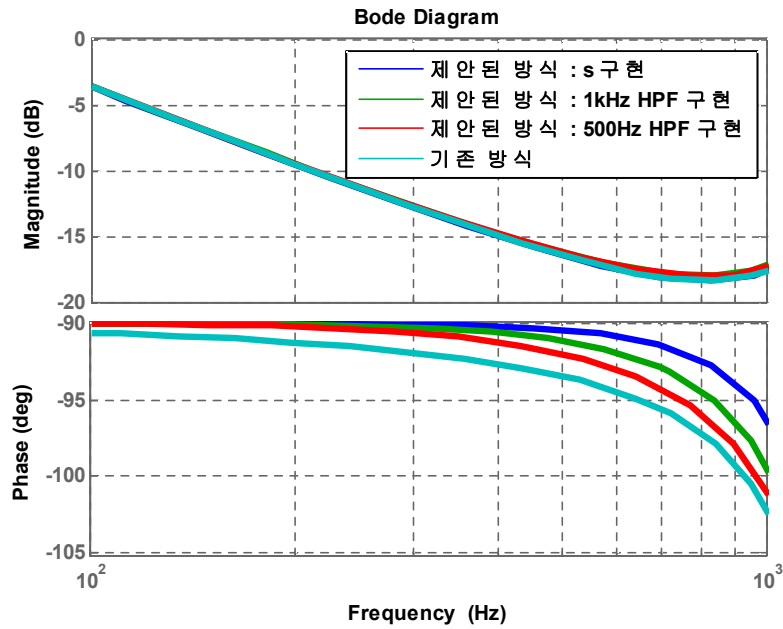


그림 2.16 제안된 방식에서의 고역 통과 필터의 영향

2.5 실험 결과

제안한 LCL 필터 능동 댐핑 방식의 효능을 검증하기 위해서 실험을 진행하였다. 시스템 사양은 표 2.1을 바탕으로 하며 서로 다른 공진 주파수를 가지는 LCL 필터에서의 능동 댐핑 성능을 확인하기 위해, 표 2.2의 제정수를 가지는 필터1과 표 2.3의 제정수를 가지는 필터2를 대상으로 실험을 실시하였다. 각각의 필터는 1.4kHz와 2.49kHz의 공진 주파수를 가진다.

표 2.2 필터1 제정수

L_c	L_g	C_f
1.065[mH], 0.0415[p.u.]	1.36[mH], 0.0532[p.u.]	21.5[μ F], 0.0785[p.u.]

표 2.3 필터2 제정수

L_c	L_g	C_f
1.2[mH], 0.0467[p.u.]	0.732[mH], 0.0285[p.u.]	9[μ F], 0.0328[p.u.]

기존의 캐패시터 전류 제한 방식과 제안된 방식의 가장 큰 차이점은 댐핑 효과를 구현할 수 있는 계통 전류 제어 대역폭이 다르다는 점이다. 따라서 실험을 통해 전류 제어 대역폭이 각 댐핑 방식에 미치는 영향을 확인한다.

그림 2.17은 기존의 캐패시터 전류 제한을 통한 능동 댐핑을 구현 했을 때의 정상 상태 성능을 전류 제어 대역폭에 따라 나타낸 것이다. 능동 댐핑이 구현되었으므로 전류 제어 대역폭이 증가 하더라도 능동 댐핑이 없는 그림 2.3의 경우에 비해 공진 성분이 더 많이 억제 되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 600Hz 이상 대역폭이 증가하면 공진에 대한 억제가 약해지고 계통 전류가

불안정해진다.

그림 2.18은 제안된 능동 댐핑 방식을 구현 했을 때의 정상 상태 성능을 전류 제어 대역폭에 따라 나타낸 것이다. 필터 1의 공진 주파수가 1.4kHz이지만 900Hz의 전류 제어 대역폭 설계 시에도 계통 전류의 안정성이 보장되어 기존 방식에 비해 전류 제어 대역폭이 약 80% 향상되었으며, 고조파 함유량도 기존 방식에 비해 상당히 개선되었음을 알 수 있다.

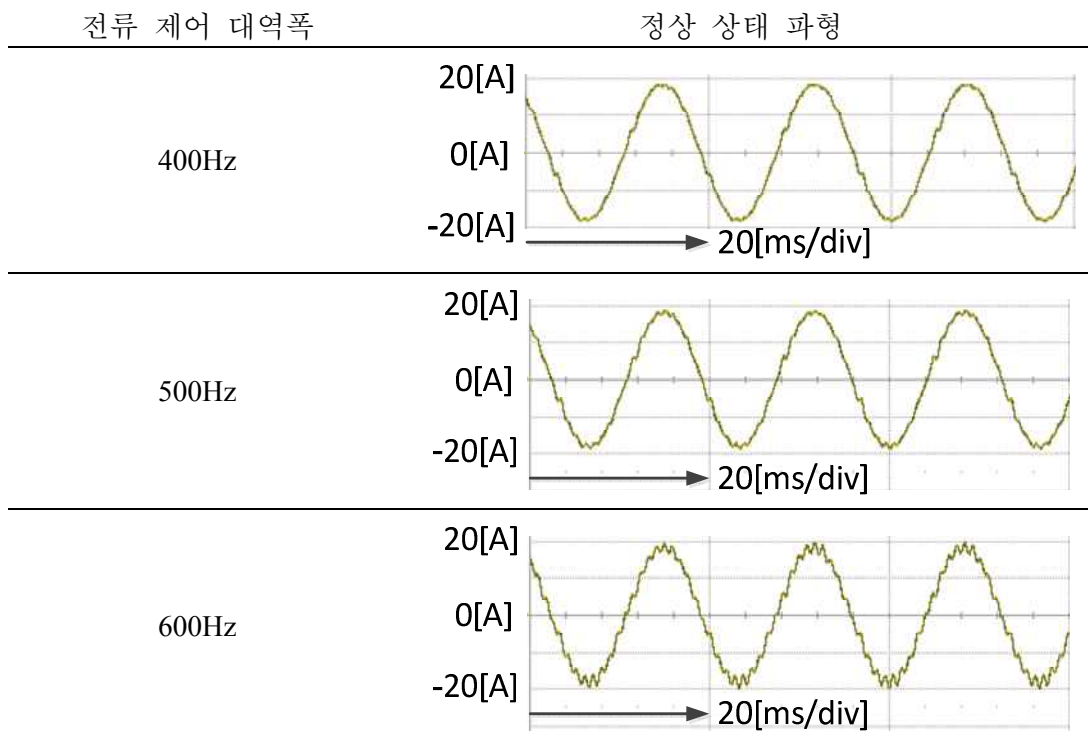


그림 2.17 필터 1에 대한 기존의 능동 댐핑 구현 시,
전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형

전류 제어 대역폭

정상 상태 파형

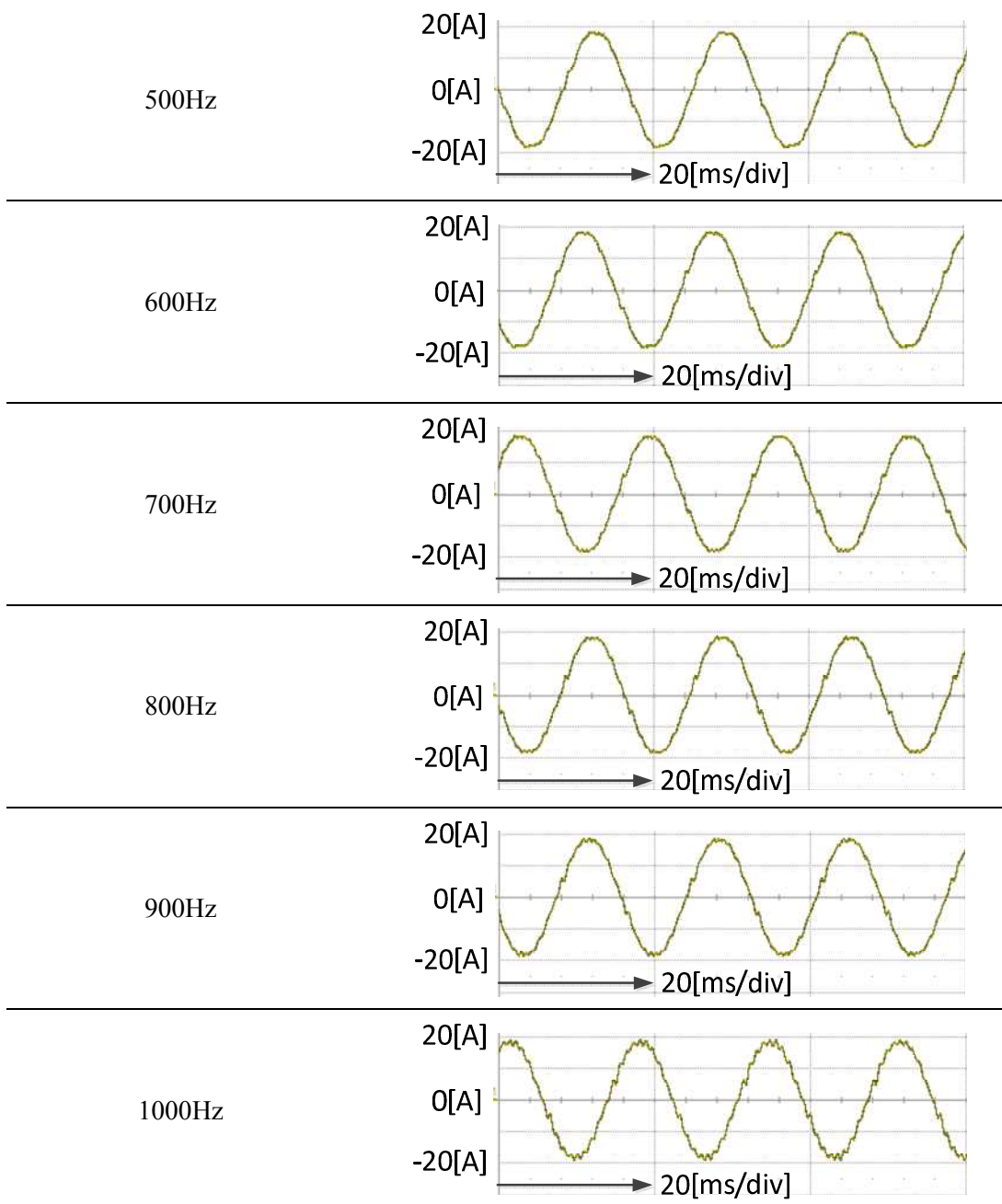


그림 2.18 필터 1에 대한 제안된 능동 댐핑 구현 시,
전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형

그림 2.19 ~ 2.21은 필터 2에 대한 정격 조건 실험 결과를 보여준다. 필터 1에 비해 공진 주파수가 증가하였기 때문에 각 방식의 전류 제어 대역폭도 증가하게 되고 따라서 능동 댐핑을 구현하지 않아도 그림 2.19와 같이 1100Hz의 전류 제어 대역폭에서 안정적인 운전이 가능하다. 하지만 1200Hz 이상으로 대역폭을 증가 시킬 때, 능동 댐핑이 필요하게 된다.

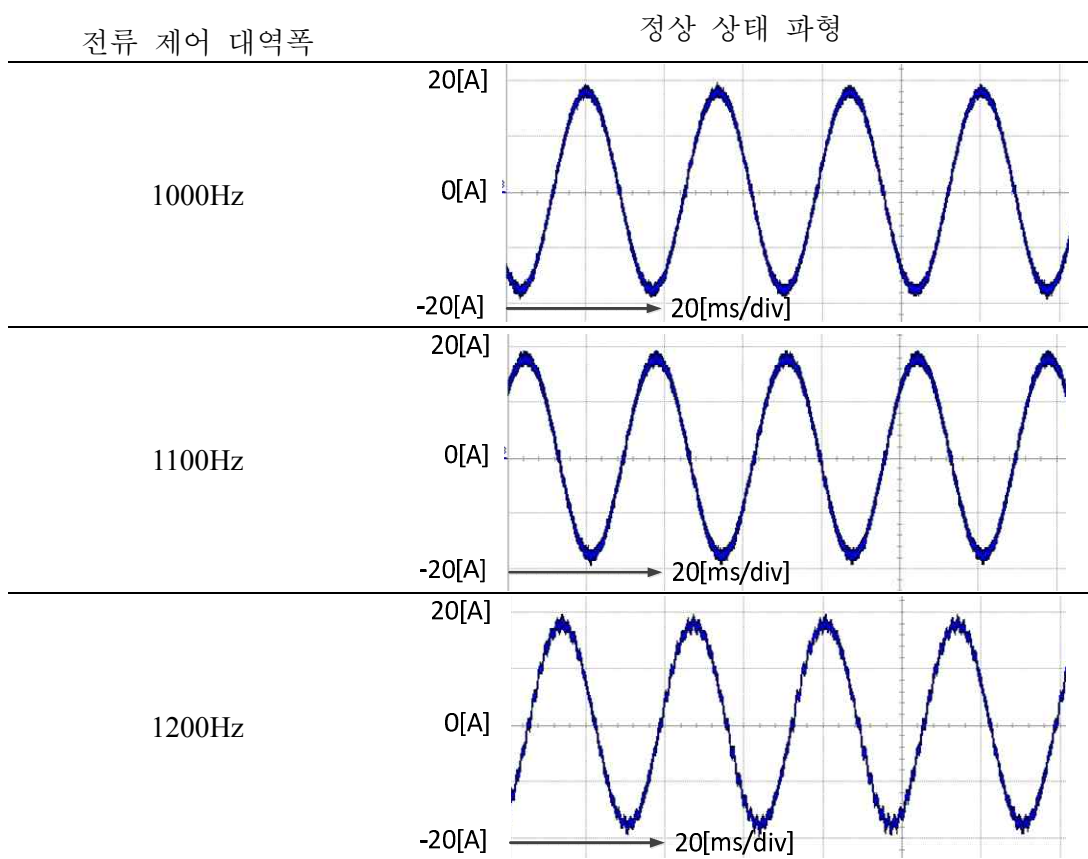


그림 2.19 필터 2에 대한 능동 댐핑 없을 때, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형

그림 2.20은 기존의 캐패시터 전류 제한을 통한 능동 댐핑을 필터 2에 구현

했을 때의 정상 상태 성능을 전류 제어 대역폭에 따라 나타낸 것이다. 필터 1의 경우보다 능동 댐핑이 없을 때와 큰 차이를 보여주지 않으며 전류 제어 대역폭이 1200Hz 이상 증가 하면 공진에 대한 억제가 약해지고 계통 전류가 불안정해진다.

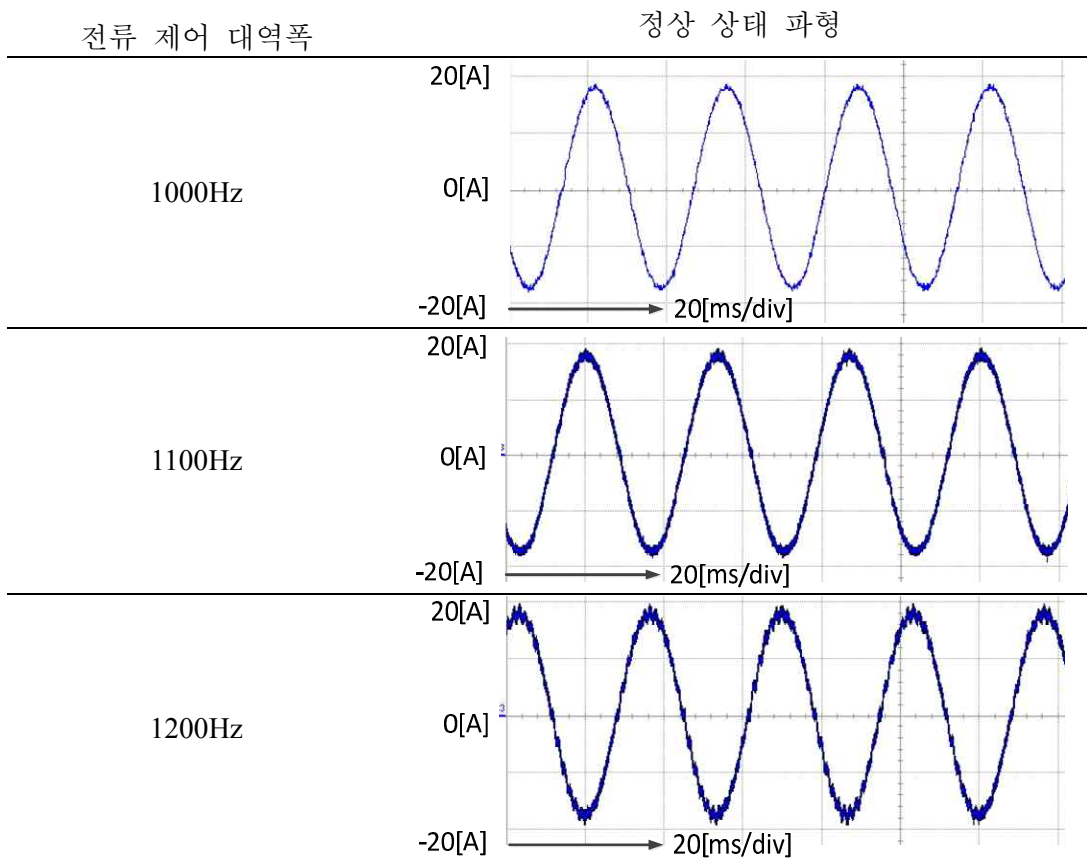


그림 2.20 필터 2에 대한 기존의 능동 댐핑 구현 시, 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형

그림 2.21은 필터 2에 제안된 능동 댐핑 방식을 구현 했을 때의 정상 상태 성능을 전류 제어 대역폭에 따라 나타낸 것이다. 능동 댐핑 제어 가 없는 경우

또는 기존의 능동 댐핑 방식 보다 1200Hz의 전류 제어 대역폭에서도 공진 억제
 제가 원활히 이루어지는 것을 확인할 수 있으며 고조파 함유량도 기존 방식에
 비해 상당히 개선되었음을 알 수 있다.

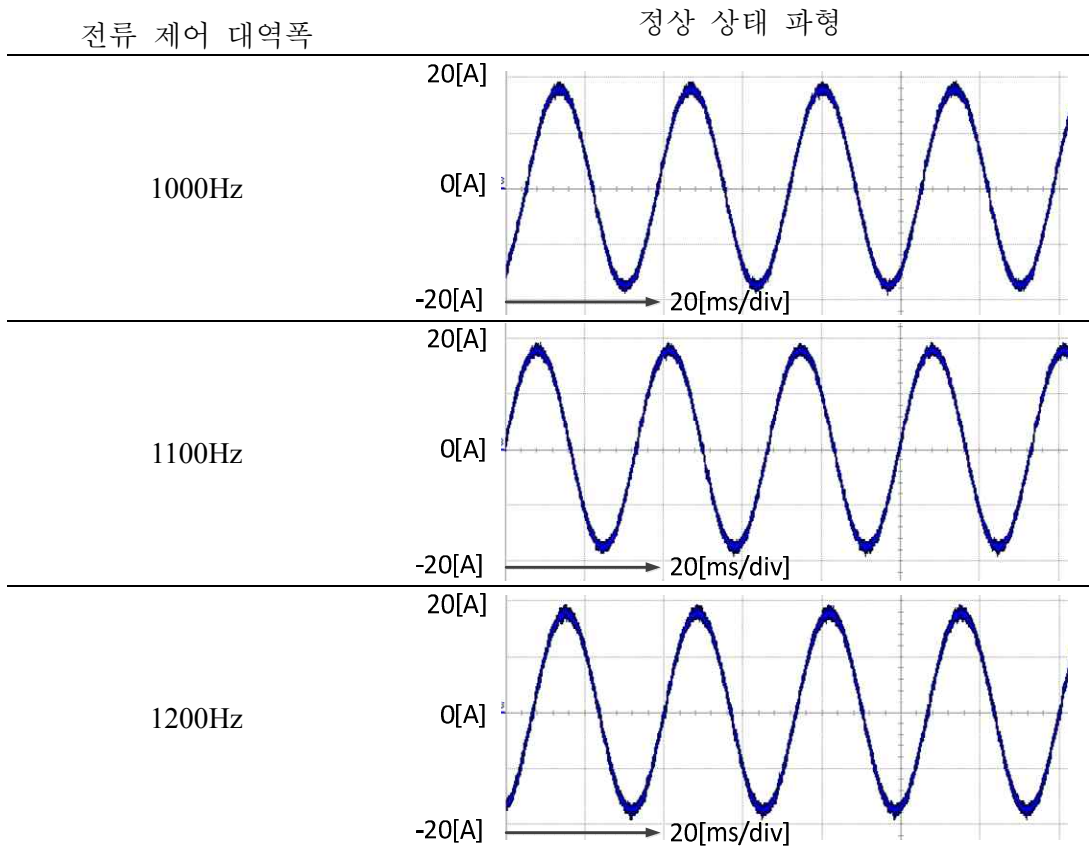


그림 2.21 필터 2에 대한 제안된 능동 댐핑 구현 시,
 전류 제어 대역폭에 따른 계통 전류 제어 파형

제안된 방식의 동특성 및 동기 좌표계 d축과 q축의 상호 간섭(Coupling)을
 알아보기 위해 q축 전류 지령 인가 시의 계단 응답(Step response)을 살펴보았
 다. 그림 2.22와 그림 2.23은 전류 제어 대역폭이 1000Hz일 때, 능동 댐핑이
 구현되지 않은 방식, 기존의 능동 댐핑 방식 그리고 제안된 능동 댐핑 방식의

스텝업(Step up), 스텝다운(Step down) 지령에 대한 결과를 각각 나타낸다.

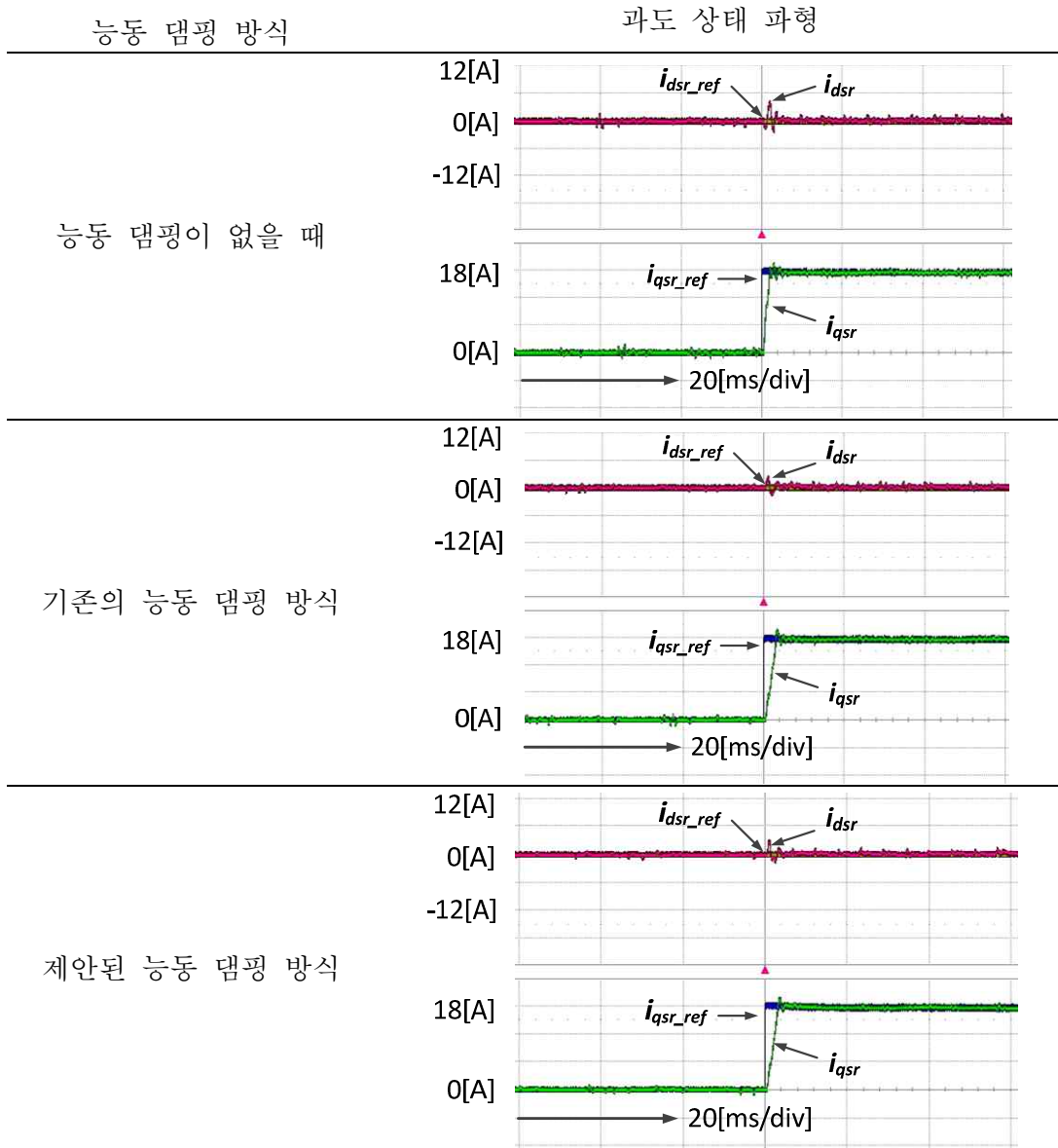
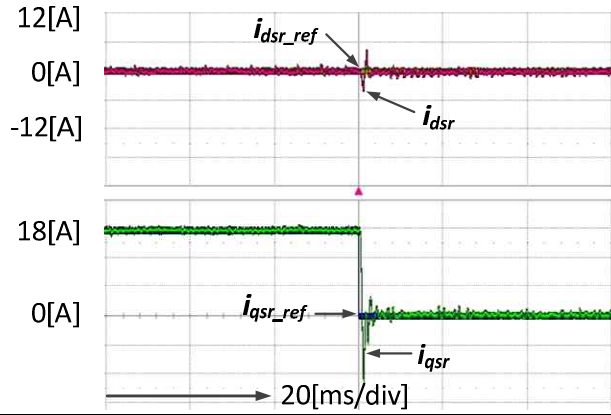


그림 2.22 스텝-업(Step up) 지령에 대한 응답 특성

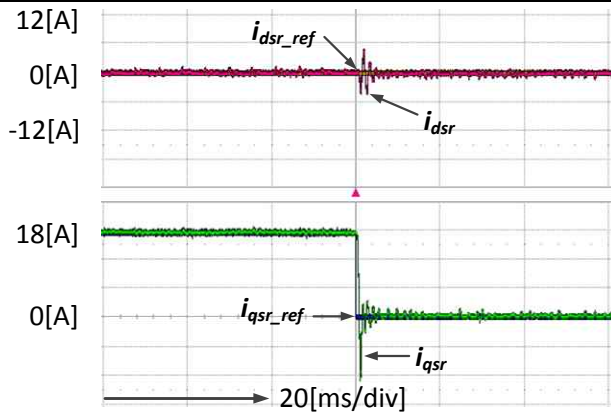
능동 댐핑 방식

과도 상태 파형

능동 댐핑이 없을 때



기존의 능동 댐핑 방식



제안된 능동 댐핑 방식

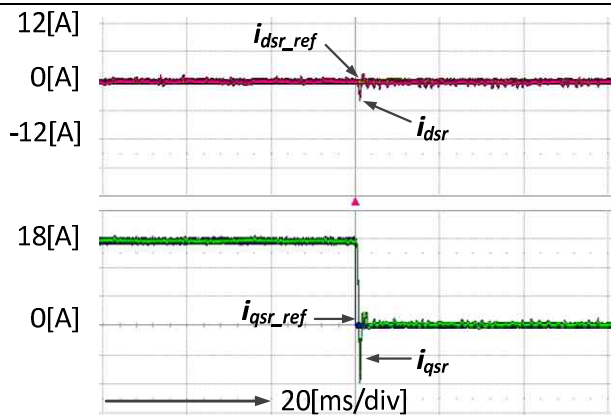


그림 2.23 스텝-다운(Step down) 지령에 대한 응답 특성

동기 좌표계 상에서의 d축 전류 지령(i_{dsr_ref}) 및 d축 전류(i_{dsr}), 그리고 q축 전류 지령(i_{qsr_ref}) 및 q축 전류(i_{qsr})의 파형을 살펴보면, 인가된 지령에 도달하는 시간 측면에서는 동일한 전류 제어 대역폭으로 구현하였으므로 3가지 방식이 거의 비슷한 특성을 보여준다. q축 전류 지령의 계단 변화 시 d축에 나타나는 전류 변화는 스텝업 지령이 인가됐을 때는 능동 댐핑이 없을 때보다 능동 댐핑이 존재할 때 그 크기가 작으며 기존 방식과 제안된 방식에서는 큰 차이를 보여주지 않는다. 반면 스텝다운의 경우에는 d축의 변화가 제안된 방식에서 가장 작게 나타나므로 d, q축의 상호 영향 측면에서 제안된 능동 댐핑 방식이 가장 우수한 것을 확인할 수 있다.

본 장에서는 LCL 필터의 공진 억제를 위한 새로운 능동 댐핑을 제안하였다. 병렬 댐핑 저항을 연결한 수동 댐핑과 등가인 기존의 능동 댐핑 방식에 비해 직렬 댐핑 저항을 연결한 수동 댐핑과 등가인 능동 댐핑을 구현함으로써 인해 넓은 영역의 전류 제어 대역폭을 가질 수 있고 동기 좌표계에서의 d, q축 전류 사이에 상호 간섭도 상대적으로 작은 것을 두 개의 LCL 필터를 대상으로 한 실험을 통해 확인할 수 있었다.

제 3 장 단독 운전 검출

분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환되는 이유 중의 하나는 단독 운전 (Islanding)의 발생이다. 계통 전원의 품질 저하로 인한 계통 분리 운전과 달리 단독 운전이 발생할 경우에는 분산형 전원의 공급 전력과 부하의 소모 전력의 관계에 따라 부하 전압의 크기와 주파수가 정상 범위 영역에서 유지될 수 있기 때문에, 분산 전원용 계통 연계형 컨버터는 단독 운전 검출 성능이 구비 되도록 요구 받고 있다. 따라서 본 장에서는 부하 조건에 관계없이 다수의 컨버터가 동일한 검출 방식을 사용하더라도 검출 불가 영역이 존재하지 않는 단독 운전 검출 방식을 제안한다.

계통 연계 운전 중에 의도치 않게 단독 운전이 발생하는 이유는 일반적으로 다음과 같다[24-27].

- 전원 계통에 사고가 발생했을 때
- 장비의 오작동으로 전원 계통의 일부가 주전원으로부터 분리됐을 때
- 점검이나 수리 등의 이유로 계통 운영자가 의도적으로 계통을 차단했을 때
- 사람의 실수나 고의적인 인재로 인해 단락 등과 같은 사고가 발생했을 때
- 번개와 같은 천재 지변에 의해 한전 계통의 선로가 파괴됐을 때

단독 운전은 전원 공급자와 소비자 또는 관리자 사이에 사전 협의가 없는 상태에서 벌어지는 현상으로, 선로 작업자 및 일반 공공에 대한 안전, 계통의 전압 크기 및 주파수 제어 능력 상실로 인한 부하 손상, 계통의 회복 시 분산

형 전원과의 주파수, 위상, 그리고 전압 크기 차이로 인해 과전류가 발생할 우려가 크기 때문에 국내외 규정에서 금지되고 있다.

분산형 전원의 단독 운전 검출 성능 구현을 위해, 각종 규정에서는 허용 가능한 최대 검출 시간을 제시하고 있다. 우리 나라 계통 운영자인 한국전력(주) 규정에서는 단독 운전 발생 직후부터 0.5초 이내 그리고 IEEE 1547과 UL 1741 규정에서는 2초 이내에 단독 운전을 검출하도록 요구한다. IEEE 929-2000에서는 기본적으로 2초 이내에 검출하도록 요구하지만 부하의 역률이 0.95미만이거나 부하의 유효 전력 용량이 분산형 전원의 유효 전력보다 50% 이하 또는 150% 이상인 경우에는 계통 전원의 10주기 이내에 검출하도록 명시하고 있다.

이러한 각종 규정의 제한 요건에 맞춰 분산형 전원이 단독 운전 검출 성능을 구비하려면 다양한 단독 운전의 발생 요인과 부하 조건 등을 고려해야 한다. 단독 운전에 관한 초기의 연구들에서는 저항 부하, 전동기 부하, 무효 성분 부하 등 다양한 부하 상황에서 검출 성능을 검증하기도 하였다[28-29]. 하지만 실질적으로 광범위한 상황에 맞춰 개별적으로 모든 조건에서 단독 운전 상황을 구현하고 이를 시험할 수가 없기 때문에 몇몇 규정에서는 기준 시험 회로를 제공 한다. IEEE 1547, IEEE 929-2000 그리고 UL 1741에서는 시험 회로의 제정수는 제각기 다르더라도 저항 및 무효 성분 소자를 병렬 연결한 시험 회로를 공통적으로 제시하고 있다. 특히 기존의 단독 운전 검출 방식과 현재 상용되고 있는 제품들은 이러한 시험 회로를 바탕으로 그 성능이 검증되고 있다. 따라서 본 장에서도 각 규정에서 제시된 시험 회로를 적용하여 분산형 전원의 단독 운전 검출 방식을 다루도록 한다.

3.1 단독 운전 시험 회로

단독 운전 검출 방식을 다루기에 앞서, 본 절에서는 각 규정에서 제시하는 단독 운전 시험 회로와 제정수의 의미를 살펴본다. 이는 단독 운전 검출 시, 고려하는 부하 조건에 대한 분석을 제공한다.

그림 3.1은 IEEE 1547-1, IEEE 929-2000 그리고 UL 1741에서 제시된 시험 회로이다. 테스트 장비는 분산형 전원이며 부하는 저항(R), 인덕터(L), 캐패시터(C)의 병렬로 구성된 수동 소자이다. 시험 방식을 간략히 설명하면 스위치 S1, S2, S3를 닫은 채로 분산형 전원을 가동하다가 스위치 S3를 여는 것이고 이 때 S3의 개폐 여부를 판단할 수 있어야 한다.

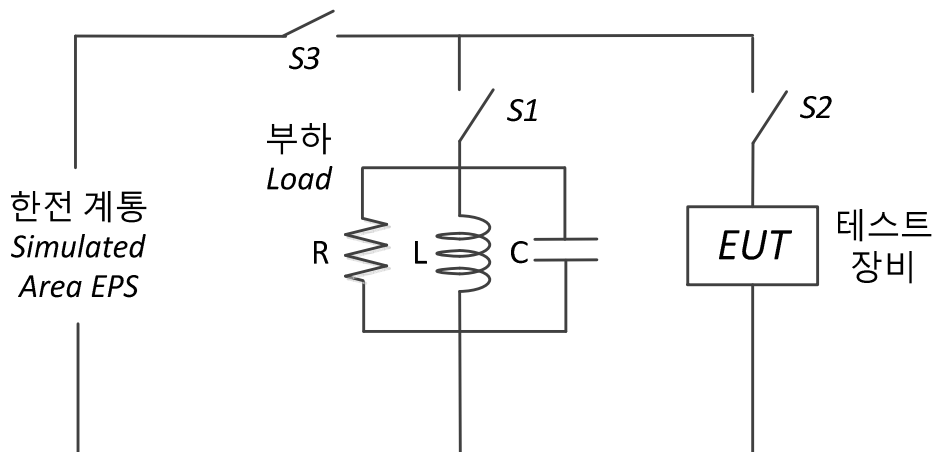


그림 3.1 단독 운전 시험 회로

표 3.1은 각종 규정에서 시험 회로 제정수 설계 시 명시하는 조건인데, (3.1)과 (3.2)로 정의되는 소자의 공진 주파수(f_{LC})와 Q_f (Quality factor)로 주어진다. 이 때 공진 주파수는 계통 연계 시 계통 전압의 주파수로 공통이지만, Q_f 는 규

정마다 다른 값을 가진다.

표 3.1 각종 규정의 단독 운전 시험 회로 설계 기준값

규정	공진 주파수(f_{LC})	Quality factor(Q_f)
IEEE 1547.1	f_{grid}	1 ± 0.05
IEEE 929-2000	f_{grid}	2.5
UL 1741	f_{grid}	≤ 2.5

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (3.1)$$

$$Q_f = R \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (3.2)$$

시험 회로의 저항은 부하에서 소모하는 유효 전력(P_{load})을 고려하여 우선 설계할 수 있는데 3상 계통의 상전압 실효값(V_{grid_rms})이 주어지면 (3.3)으로 결정된다. 그리고 이렇게 결정된 저항을 이용하여 (3.1)과 (3.2)를 연립하면 부하 인덕터와 캐패시터는 (3.4) 및 (3.5)로 표현된다.

$$R = \frac{3V_{grid_rms}^2}{P_{load}} \quad (3.3)$$

$$L = \frac{R}{2\pi f_{LC} Q_f} \quad (3.4)$$

$$C = \frac{Q_f}{2\pi f_{LC} R} \quad (3.5)$$

시험 회로 소자를 설계할 때 사용되는 공진 주파수와 Q_f 의 의미를 부하에서 소모하는 유/무효 전력의 관점으로 해석할 수도 있다. 부하 저항 설계 시 일반적으로 정격 조건을 고려하기 때문에 부하의 유효 전력은 분산형 전원의 정

격 전력과 동일하다. 한편 부하의 무효 전력(Q_{load})은 부하 인덕터가 소모하는 유도성(Inductive) 무효 전력(Q_{load_L})과 캐패시터(C)에서 소모하는 용량성(Capacitive) 무효 전력(Q_{load_C})의 합으로 이루어지는데, 계통 전압의 주파수를 이용하여 각각 (3.6)과 (3.7)로 표현할 수 있다. 그리고 공진 주파수 및 Q_f 를 부하가 소모하는 유/무효 전력으로 나타내기 위해 (3.3) ~ (3.7)을 정리하면, 최종적으로 (3.8)과 (3.9)를 얻을 수 있다.

$$Q_{load_L} = 3 \frac{V_{grid_rms}^2}{2\pi f_{grid} L}. \quad (3.6)$$

$$Q_{load_C} = 3V_{grid_rms}^2 (2\pi f_{grid} C). \quad (3.7)$$

$$f_{LC} = f_{grid} \sqrt{\frac{Q_{load_L}}{Q_{load_C}}}. \quad (3.8)$$

$$Q_f = \frac{\sqrt{Q_{load_L} Q_{load_C}}}{P_{load}}. \quad (3.9)$$

따라서 (3.8)과 (3.9)를 이용하면 표 3.1에서 주어진 각 규정의 부하 공진 주파수 및 Q_f 의 의미를 알 수 있다. 각 규정에서는 공통적으로 부하의 공진 주파수를 계통 주파수로 명시하였는데, 이를 (3.8)에 적용하면 (3.10)과 같이 부하 인덕터가 소모하는 유도성 무효 전력과 부하 캐패시터가 소모하는 용량성 무효 전력이 동일하게 된다. 그리고 (3.10)을 (3.9)에 적용하면 (3.11)과 같이 Q_f 는 부하의 유효 전력 대비 개별 소자의 무효 전력 크기를 나타내게 된다. 다시 말하면, IEEE 929-2000과 UL 1741은 유도성 부하 및 용량성 부하의 크기를 저항 부하의 최대 2.5배까지 고려하며 IEEE 1547.1은 저항 부하와 동일한 크기의 유도성 부하 및 용량성 부하를 대상으로 하는 것이다.

$$Q_{load_L} = Q_{load_C} \quad (3.10)$$

$$Q_f = \frac{Q_{load_L}}{P_{load}} = \frac{Q_{load_C}}{P_{load}} \quad (3.11)$$

통상적으로 우리 나라 계통의 운전 영역은 변위율(Displacement power factor, DPF)이 0.75 이상이므로[30], 실질적으로 계통 연계 시 고려할 수 있는 유도성 부하 또는 용량성 부하는 0.882 이하의 Q_f 를 가진다. 따라서 각 규정에서 시험 부하 조건을 최소 1 이상의 Q_f 를 내세운 것은 실질적인 상황보다 더 광범위한 부하 조건에 대하여 단독 운전 검출 성능을 확인하기 위해서이다.

이와 같이 각 규정에서 제시한 단독 운전 시험 회로는 다양한 형태의 부하 종류를 R, L, C 병렬 구성을 이용한 집중 정수 모델(Lumped parameter model)로 가정하고 있다. 따라서 본 장에서도 이러한 시험 회로를 이용하여 단독 운전 검출 방식을 다룬다.

3.2 기존의 단독 운전 검출 방식

표 3.2 단독 운전 검출 방식 구분

단 독 운 전 검 출	직접검출방식[31-34]		
	간 접 검 출 방 식	수 동 방 식	OUF/OUV 방식[26, 35]
			역상분 및 고조파 기반 측정 방식[36-39]
			위상 변이 검출 방식(Phase Jump Detection, PJD)[26, 29]
			계통 임피던스 및 기타 제정수 변동 검출 방식[35, 40]
		능 동 방 식	주파수 이동 방식(Frequency drift/bias)[41-55]
			유/무효 전력 변동 방식(Power perturbation)[56-69]
	외란 신호 주입 및 계통단 제정수 측정 방식 [70-83]		

단독 운전 검출 방식은 표 3.2와 같이 여러 가지 기준에 의해 나뉜다. 직접

검출 방식은 계통이 통신 장비 등을 이용하여 분산형 전원의 단독 운전을 방지하는 방식이며, 간접 검출 방식에 비해 성능이 우수하지만 비용이 많이 들며 시스템 구축이 복잡하다. 반면 간접 검출 방식은 분산형 전원이 스스로 계통의 전원 상실을 판단하는 방식으로 다양한 형태로 구분된다. 그 중 수동 방식은 단독 운전 발생으로 인한 회로의 특정 변수에 대한 변화를 분산형 전원의 특별한 운전 조작 없이 단순히 측정하는 방식이며 능동 방식은 분산형 전원을 인위적으로 조작하거나 외란 신호를 인가하여 단독 운전을 검출한다. 본 장에서는 기존의 단독 운전 검출 방식에 대하여 살펴보고 각 방식의 특성 및 한계 등을 분석한다.

3.2.1 직접 검출 방식

직접 검출 방식은 뛰어난 단독 운전 검출 성능을 보여주는 수단으로써 배전 변전소 단계에서 분산형 전원으로 통신 장비 또는 전력망을 통해 특정 신호를 전달해주는 형태를 띤다. 따라서 이 방식에서 분산형 전원은 배전 변전소에서 전달해주는 신호를 수신하는 역할만 수행하며, 부하의 조건에 상관없이 단독 운전 검출이 가능하기 때문에 신호의 전달이 원활할 경우에는 검출 불가 영역이 존재하지 않는다.

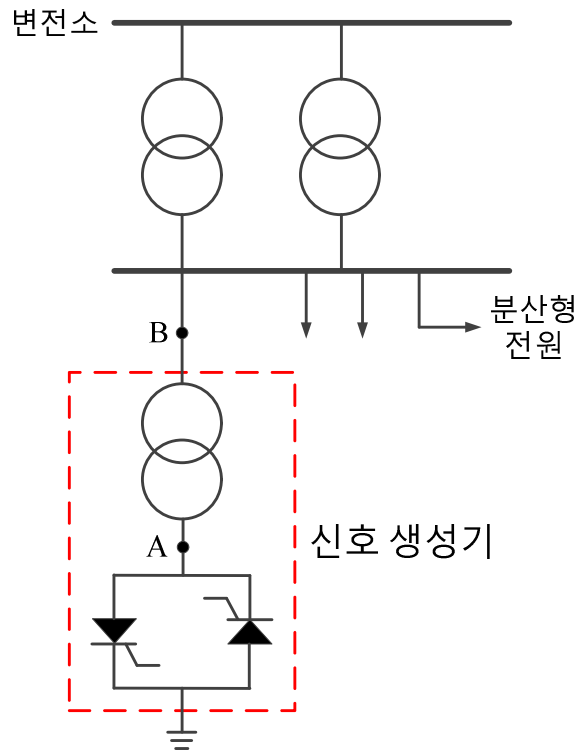
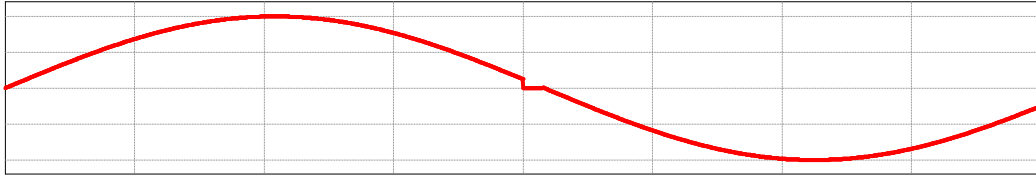


그림 3.2 신호 생성기를 이용한 직접 검출 방식 회로

그림 3.2는 배전 변전소에 트라이액(Triac) 신호 생성기를 설치한 직접 검출 방식을 보여주는 회로로써, 특정 주기마다 트라이액을 동작 시켜서 배전단 전압을 그림 3.3의 A지점 전압처럼 왜곡시킨다. 이러한 전압 형태가 전력망을 통해 분산형 전원으로 전달되면 그림 3.3의 B지점 전압 형태가 되며 분산형 전원은 이를 감지하여 계통 연계 상황과 단독 운전을 구분하게 된다. 직접 검출 방식은 신뢰성이 높고 신속하게 단독 운전을 방지할수 있지만 통신 장비나 신호 생성기와 같은 추가 장치의 설치 및 유지 비용 문제, 그리고 구현이 복잡하다는 단점이 있다.

A지점의 전압 파형



B지점의 전압파형

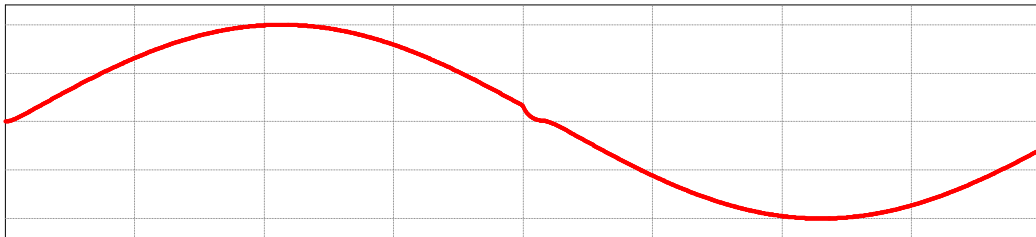


그림 3.3 직접 검출 방식에서의 전압 파형

3.2.2 간접 검출 방식

계통의 배전 변전소에서 분산형 전원으로 신호를 전달하는 직접 검출 방식과 달리 간접 검출 방식은 분산형 전원이 독립적으로 계통단의 정보를 수집하여 단독 운전을 판별하는 방식이다. 간접 검출 방식은 계통단의 전압 크기나 주파수 혹은 임피던스와 같은 제정수 측정을 통해 단독 운전을 인식하는 수동 방식과 단독 운전 검출을 위해 분산형 전원이 인위적으로 전기적 외란을 발생시키는 능동 방식으로 구성된다.

1) 수동 방식

수동 방식은 측정하는 계통단 제정수에 따라 일반적으로 4가지 형태로 구분된다. 그 중 첫번째는 계통 전압의 크기나 주파수를 측정하여 과전압(Over voltage, OV) 및 부족 전압(Under voltage, UV), 또는 과주파수(Over frequency, OF) 및 부족 주파수(Under frequency, UF)를 감지하는 방법이다.

단독 운전 발생 시, 계통 전압의 크기와 주파수는 분산형 전원과 부하의 전력 관계에 의해 결정된다. 그림 3.1의 시험 조건과 같이 R, L, C 병렬 부하를 가정하면, 계통 연계 시 부하에서 소모되는 유효 전력은 (3.3)을 변형하여 (3.12)와 같이 유도할 수 있으며 무효 전력은 유도성 부하와 용량성 부하의 합으로 나타나므로 (3.13)과 같다. 이 때 단독 운전이 발생하면 부하는 분산형 전원에 의해서만 전원을 공급 받으므로, 부하에서 소모되는 유/무효 전력은 분산형 전원의 유/무효 출력(P_{DG} , Q_{DG})에 의해 결정되고 따라서 단독 운전 시의 계통 전압의 실효값(V_{ID_rms})과 주파수(f_{ID})는 (3.14)와 (3.15)의 관계를 가지게 된다. 이 중에서 (3.12)와 (3.14)를 연립하면 (3.16)과 같이 단독 운전 시 계통 전압의 실효값을 계통 연계 시의 부하 유효 전력과 분산 전원이 공급하는 유효 전력으로 간단히 표현된다. 비슷한 방식으로, 단독 운전 시 계통 전압의 주파수는 (3.17)의 형태로 표현 가능하고, 이 식을 풀면 최종적으로 (3.18)로 나타낼 수 있다.

$$P_{load} = 3 \frac{V_{grid_rms}^2}{R}. \quad (3.12)$$

$$Q_{load} = 3V_{grid_rms}^2 \left(\frac{1}{2\pi f_{grid} L} - 2\pi f_{grid} C \right). \quad (3.13)$$

$$P_{DG} = 3 \frac{V_{ID_rms}^2}{R}. \quad (3.14)$$

$$Q_{DG} = 3V_{ID_rms}^2 \left(\frac{1}{2\pi f_{ID} L} - 2\pi f_{ID} C \right). \quad (3.15)$$

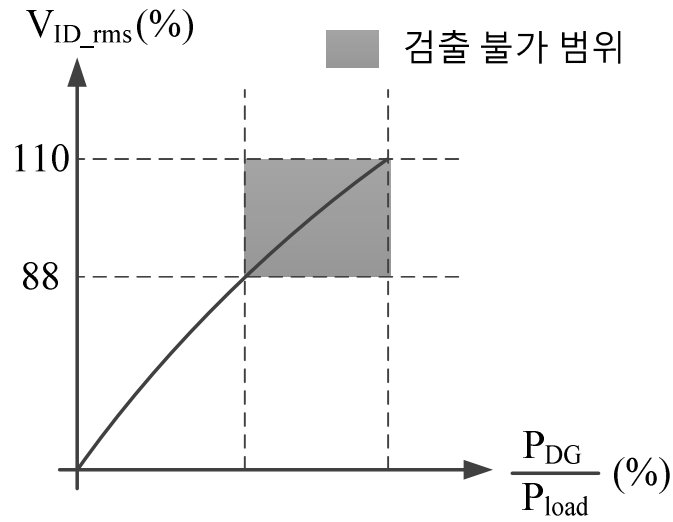
$$V_{ID_rms} = V_{grid_rms} \sqrt{\frac{P_{DG}}{P_{load}}}. \quad (3.16)$$

$$Q_{DG} = P_{DG} Q_f \left(\frac{f_{LC}}{f_{ID}} - \frac{f_{ID}}{f_{LC}} \right). \quad (3.17)$$

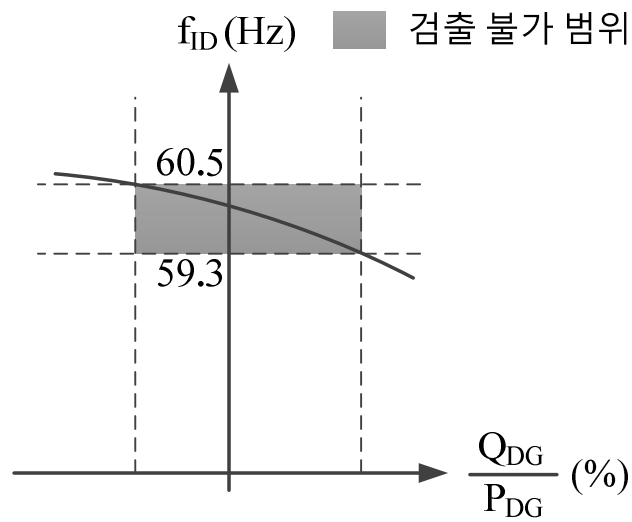
$$f_{ID} = \frac{-\frac{Q_{DG} f_{LC}}{P_{DG} Q_f} + \sqrt{\left(\frac{Q_{DG} f_{LC}}{P_{DG} Q_f} \right)^2 + 4 f_{LC}^2}}{2}. \quad (3.18)$$

식 (3.16)과 (3.18)을 살펴보면, 단독 운전 시 계통 전압의 실효값은 분산 전원이 생산하는 유효 전력과 계통 연계 시에 부하가 소모하는 유효 전력의 비율에 의해 결정되고, 단독 운전 시 계통 전압의 주파수는 계통 연계 시 부하의 무효 전력을 나타내는 공진 주파수와 Q_f 고정되어 있다면 분산 전원의 유/무효 전력 비율에 의해 결정된다는 것을 알 수 있다.

각종 규정에 따르면 분산형 전원이 가압할 수 있는 전원 계통의 정상 동작 범위는 분산형 전원의 용량이 30kW 이하라고 가정하면, 88% ~ 110%의 전압과 59.3Hz ~ 60.5Hz의 주파수 범위에서 연계되어야 한다. 분산형 전원의 용량이 30kW를 초과할 경우에는 연계할 수 있는 최소 주파수의 범위가 협의 가능하다[5, 6]. 따라서 이 규정을 (3.16)과 (3.18)에 적용하면, 단독 운전 발생 시 과전압 및 부족 전압 또는 과주파수 및 부족 주파수를 통해 검출 가능한 운전 영역을 그림 3.4와 같이 도시할 수 있다. 그 결과 특정 유/무효 전력 영역에서는 단독 운전 검출이 불가능한 것을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 3.4 단독 운전 시의 계통 전압 실효값 및 주파수 변화 양상

두번째 수동 방식은 계통 연계 운전 때와 단독 운전 시의 계통단에 나타나는 역상분(Negative sequence component) 및 고조파(Harmonics) 함유량을 비교하

여 그 성분의 변동을 이용하는 방식이다. 분산형 전원의 계통 연계 회로가 펄스폭 전압 변조를 이용하는 컨버터인 경우에는 전력 반도체의 스위칭 동작으로 인해 고조파 성분의 전압이 기본파 전압과 함께 합성된다. 이러한 고조파 전압은 계통단 임피던스와 결합하여 고조파 전류를 생성하게 되는데 계통 연계 시에는 부하 임피던스보다 훨씬 작은 크기의 임피던스를 가지는 계통단으로 대부분의 고조파 전류가 주입된다. 따라서 컨버터가 합성하는 고조파 전압에 의해 발생하는 계통 전압의 고조파 성분은 계통 연계 시에 계통단의 고조파 전류와 임피던스에 의해 결정되므로 거의 감지하기 어려울만큼 작다. 하지만 단독 운전으로 인해 계통과의 연결이 차단되었을 경우에는 계통단 임피던스보다 훨씬 큰 부하 임피던스에 의해 계통단의 고조파 성분이 결정되므로 계통 연계 시와는 다른 고조파 전압 및 전류가 나타난다. 이러한 현상을 이용하여 계통단 전압 및 전류의 특정 고조파 성분을 측정하거나 종합 고조파 왜형률을 계산하여 단독 운전을 판별하게 된다. 고조파 측정 기반 검출 방식은 이상적으로 검출이 불가능한 조건이 존재하지 않는다. 하지만 단독 운전 판별을 위한 고조파 성분의 기준값을 설계하기 어려우며 부하 변동에 따른 계통단의 고조파 영향을 반영할 수 없는 등의 이유로 폭넓게 사용되지는 않는다.

세번째 수동 방식은 위상 변이 검출 방식(Phase Jump Detection, PJD)이다. 이 방식은 단독 운전 시의 계통 전압 주파수가 계통 연계 시의 계통 전압 주파수와 달라져서 주파수에 대한 과도 상태가 존재하며 이러한 과도 상태의 주파수로 인해 분산형 전원의 전류가 계통 연계 시의 위상을 일시적으로 유지하지 못하게 되는 상황을 이용한다. 따라서 단독 운전으로 인한 주파수 변동 크기가 작더라도 계통 전압에 대한 전류의 위상 변동만 확인되면 단독 운전으로

판단한다. 하지만 이 방식은 위상 동기화 제어기(Phase locked loop, PLL)의 발전으로 분산형 전원의 전류 위상 제어가 매우 빠르기 때문에 매우 짧은 시간 동안에 전류 위상 변동을 인지해야 하거나 또 위상 변동에 대한 경계값을 적절히 정해야 하는 단점이 있다.

마지막 네번째 수동 방식은 계통 임피던스 및 기타 제정수 변동을 이용하는 방식이다. 고조파 기반 측정 방식과 유사하게 계통단의 전압 및 전류에 함유되어 있는 특정 주파수 성분을 동시에 측정하여 그 비율이 나타내는 임피던스의 변화를 감지하거나 또는 분산형 전원의 출력 대비 계통단 전압의 주파수 변동 크기를 이용하기도 한다. 이 방식 또한 이상적으로 모든 운전 조건 및 부하 조건에서 검출이 가능하지만, 단독 운전 판별을 위한 계통단 임피던스 및 주파수의 변동 기준값을 정하기 어려운 단점이 있다.

이와 같이 수동 방식은 설계 과정이 어렵거나 단독 운전을 검출할 수 있는 조건이 제한적이다. 따라서 일반적으로 뒤에 다룰 능동 방식과 병렬로 구현되어 단독 운전 검출에 적용된다.

2) 능동 방식

단독 운전 검출에 사용되는 능동 방식은 표 3.2와 같이 크게 3가지 종류로 나눌 수 있다. 첫번째는 주파수 이동 방식(Frequency drift/bias)으로 양성 궤환(Positive feedback) 등의 방법을 이용하여 컨버터 전류를 성형하는 방식이다. 계통에 연결되어 있을 때는 컨버터의 주파수가 계통 주파수에 의해 고정되어 있지만 단독 운전 발생 시에는 성형된 컨버터 전류로 인해 계통 전압의 주파수가 정상 범위가 아닌 영역으로 이동하게 된다.

그림 3.5는 대표적인 주파수 이동 방식으로 사용되는 AFD(Active frequency

drift)에서의 주파수 상승(Frequency drift up) 제어를 위한 계통 전압 및 컨버터 전류 파형이다. 각 파형의 양의 반주기 및 음의 반주기를 시작하는 위치는 동일하지만, 컨버터 전류의 주파수를 조절하여 영(Zero)에 도달하는 시점을 계통 전압보다 앞서게 한다. 그리고 계통 전압이 영에 도달할 때까지는 컨버터 전류를 영으로 유지한다. 이 때 컨버터 전류의 영전류 지속 시간을 t_z 라고 하는데, 계통 전압의 주기(T_{grid}) 대비 t_z 의 크기를 cf(Chopping factor)라 정의하면 AFD 방식에서는 고정된 cf를 이용하여 단독 운전을 검출하게 된다.

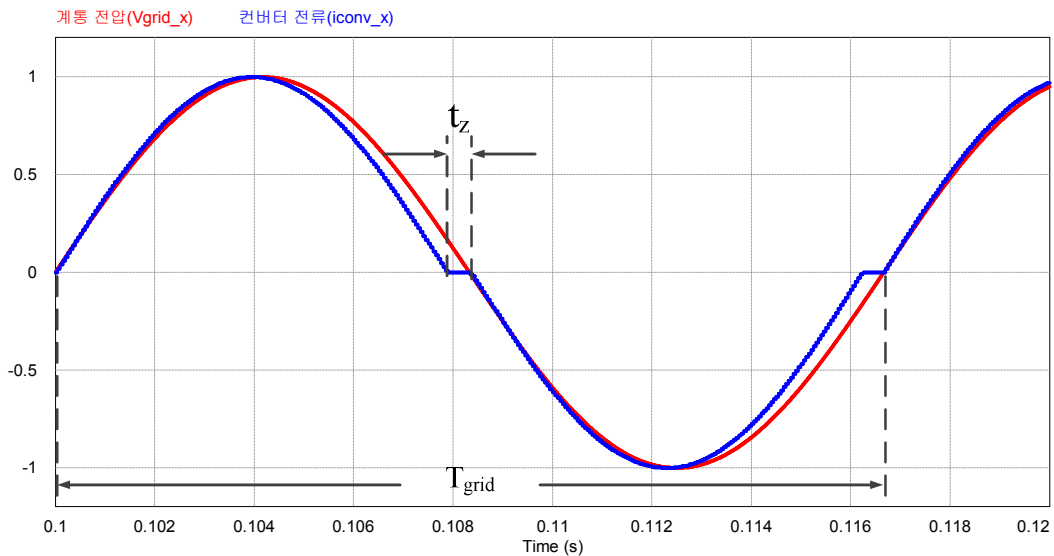


그림 3.5 AFD의 주파수 상승 제어 시 컨버터 전류 파형

AFD의 성능을 분석하기 위해 컨버터 전류 파형을 저항 부하에 적용해보면, 단독 운전 시 계통 전압은 인가되는 컨버터 전류의 위상과 동일하게 되므로 영전압 도달 지점이 컨버터 전류의 영전류 지점에 맞춰 앞당겨진다. 이렇게 앞당겨진 계통 전압을 기준으로 컨버터 전류는 또 다시 영전류 위치를 앞당기

게 되며 따라서 시간이 지날수록 계통 전압이 영전압에 도달하는 간격이 점차 짧아지게 되어 계통 주파수는 점점 상승하게 된다. 그리고 계통 주파수가 60.5Hz를 넘어서면 과주파수를 인지하여 단독 운전을 검출하게 된다. 일반적으로 cf를 증가시킬수록 단독 운전 검출이 잘 이루어지지만 계통으로 주입되는 컨버터 전류의 고조파 함유량이 증가하는 단점이 있다. 그림 3.5의 경우와 반대로 컨버터 전류의 영전류 도달 시점을 계통 전압보다 느리게 하여 주파수 감소(Frequency drift down) 제어를 할 수도 있다. 이 방식은 단독 운전 시 계통 주파수가 점차 감소하여 부족 주파수 현상이 인지되어 단독 운전을 검출 한다.

AFD 방식의 단독 운전 검출 성능을 분산형 전원의 유/무효 전력 관점에서 분석할 수 있다. 그림 3.5의 형태로 주입되는 컨버터 전류는 기본파 성분이 그림 3.6과 같이 계통 전압에 대해 일정하게 위상이 앞서게 되므로 계통 연계 시에는 분산형 전원이 유효 전력뿐만 아니라 용량성 무효 전력을 평균적으로 공급하고 있다고 할 수 있다. 이 때 단독 운전이 발생하면 계통 전압의 주기가 점차 빨라지므로 고정된 t_d 로 인해 계통 전압과 컨버터 전류의 위상 차이가 점점 커지게 된다. 따라서 단독 운전 시 계통 전압의 주파수가 증가할수록 분산형 전원이 공급하는 용량성 무효 전력이 증가하게 되고 유효 전력은 감소하게 되는 운전과 등가라고 볼 수 있다.

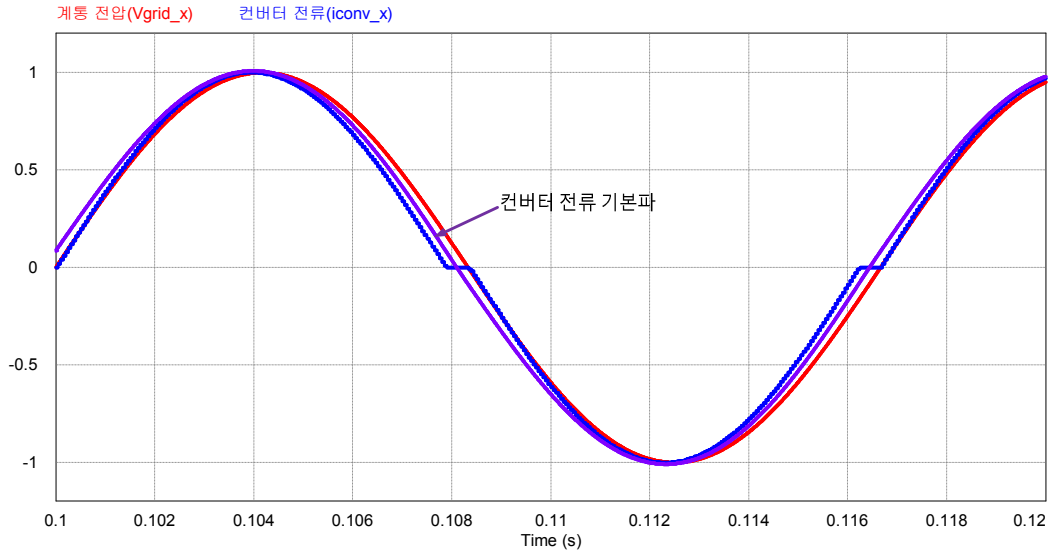


그림 3.6 AFD의 주파수 상승 제어 시 컨버터 전류 기본파 파형

이러한 등가 현상을 그림 3.4(b)의 유/무효 전력 비율에 따른 주파수 관계에 적용해보면, 그림 3.7과 같이 주파수가 증가할 수록 음의 무효 전력을 증가 시키는 형태로 운전하는 상황과 같다고 할 수 있다. 따라서 두 곡선이 만나는 위치가 단독 운전 시의 최종 운전 지점이 된다. 만약 이 운전 지점이 정상 범위 이내의 주파수 영역에 존재한다면, 계통 전압의 주파수는 단독 운전이 발생하더라도 과주파수(Over frequency)가 인지되지 않아 단독 운전 검출이 정상적으로 이루어 지지 않는다.

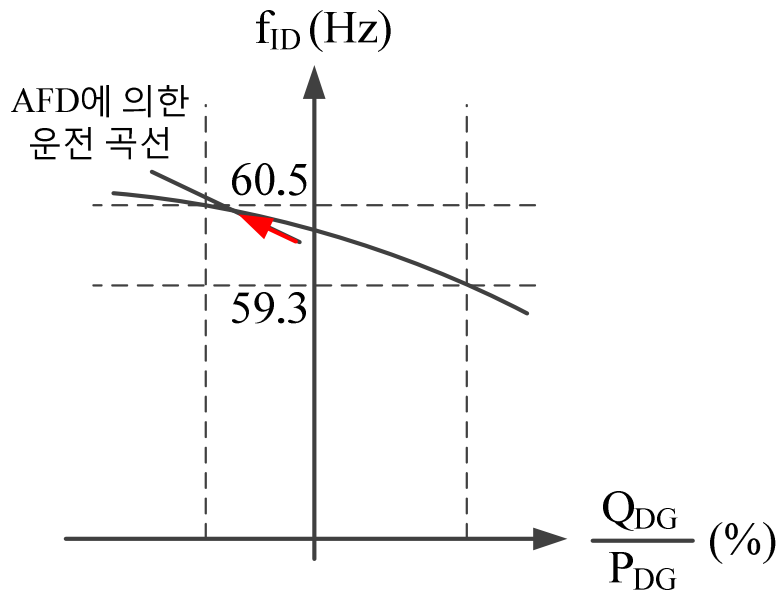


그림 3.7 AFD의 주파수 상승 제어 시 증가 운전 개념도

동일한 원리로 추론하면 주파수 감소 제어 방식은 컨버터 전류의 기본파 성분이 계통 전압에 대해 일정하게 위상이 느려지므로 계통 연계 시에는 분산형 전원이 유효 전력뿐만 아니라 유도성 무효 전력을 평균적으로 공급하고 있다고 할 수 있다. 하지만 단독운전 시에는 주파수가 느려질수록 고정된 t_d 로 인해 계통 전압과 컨버터 전류의 위상 차이가 점점 감소하게 된다. 따라서 분산형 전원이 공급하는 유효 전력은 점차 증가하고 유도성 무효 전력은 점차 감소하는 형태로 주입하는 운전과 증가이다. 따라서 그림 3.8과 같은 곡선에서 운전하는 상황으로 분석할 수 있으며, 주파수 상승 제어 때와 마찬가지로 두 곡선의 교점이 정상 범위 이내의 주파수 영역에 존재한다면 단독 운전 검출이 이루어지지 않는다.

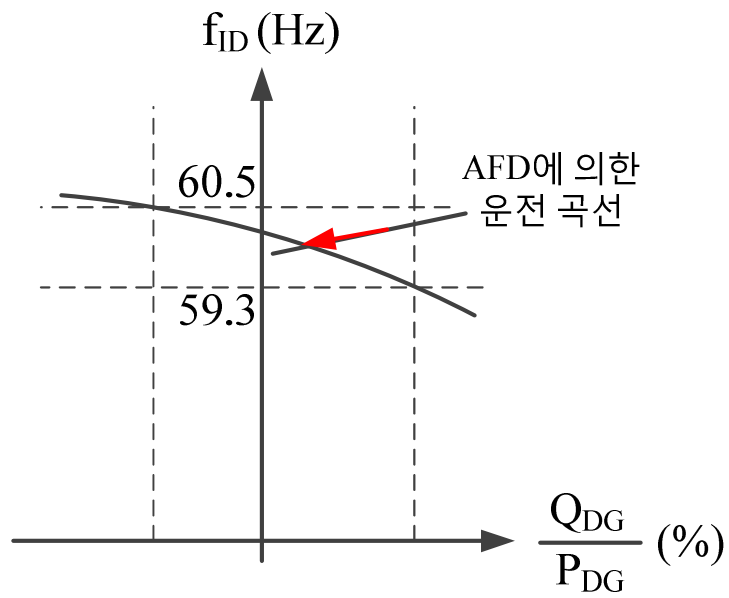


그림 3.8 AFD의 주파수 감소 제어 시 증가 운전 개념도

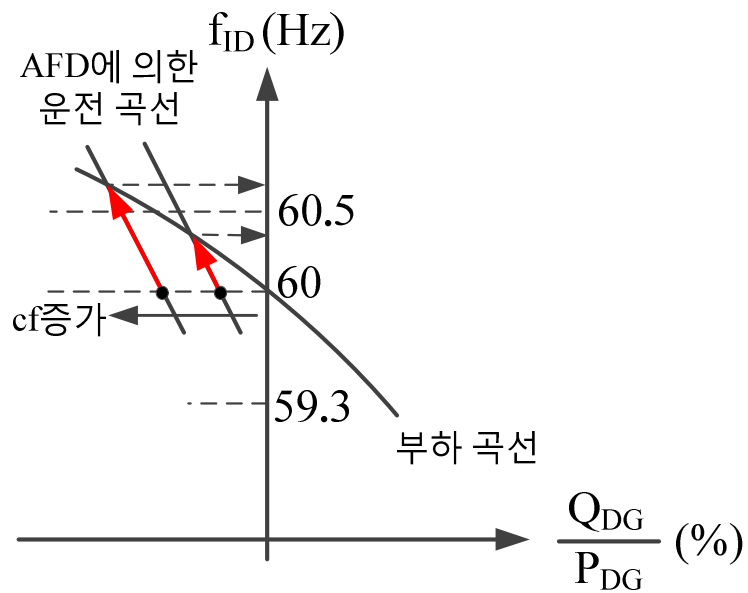


그림 3.9 AFD의 주파수 상승 제어 시 cf에 따른 단독 운전 주파수 변동

AFD 방식에서는 cf(Chopping factor)를 크게 설계할수록 두 곡선의 교점이 정상 범위 밖에 존재할 확률이 커진다. 그림 3.9와 3.10은 AFD의 주파수 상승(Frequency drift up) 및 감소(Frequency drift down) 제어 시의 증가 운전 개념도를 서로 다른 cf(Chopping factor)에 따라 나타낸 그림으로 cf(Chopping factor) 값이 큰 경우에는 계통 연계 시에서의 주입하는 무효 전력의 크기가 커서 단독 운전이 발생했을 때의 최종 운전 지점이 정상 범위 밖으로 나가게 된다.

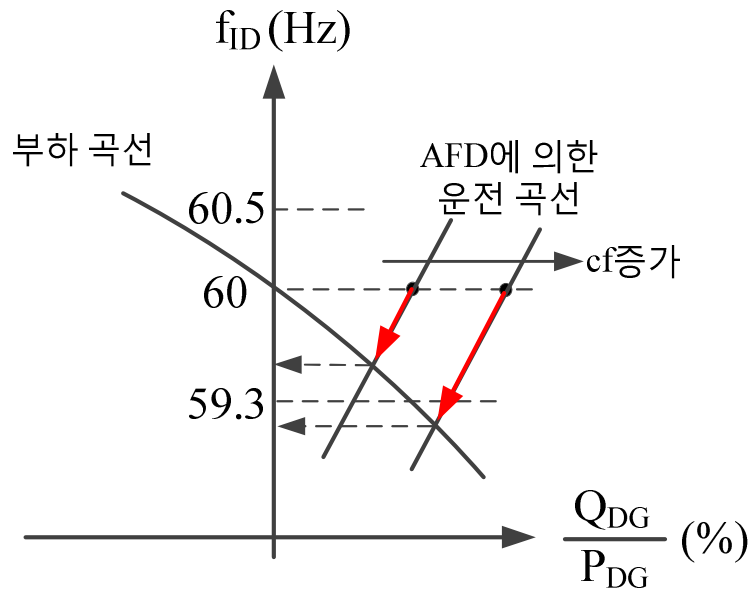


그림 3.10 AFD의 주파수 감소 제어 시 cf에 따른 단독 운전 주파수 변동

하지만 cf를 증가시킬수록 계통으로 유입되는 컨버터 전류의 고조파 성분이 동시에 증가한다. 따라서 일정 크기 이상 cf를 증가시킬 수 없는 제한때문에 AFD 방식은 특정 부하 조건에서 단독 운전을 검출하지 못하는 한계를 지니고 있다.

기존 AFD의 컨버터 전류 고조파

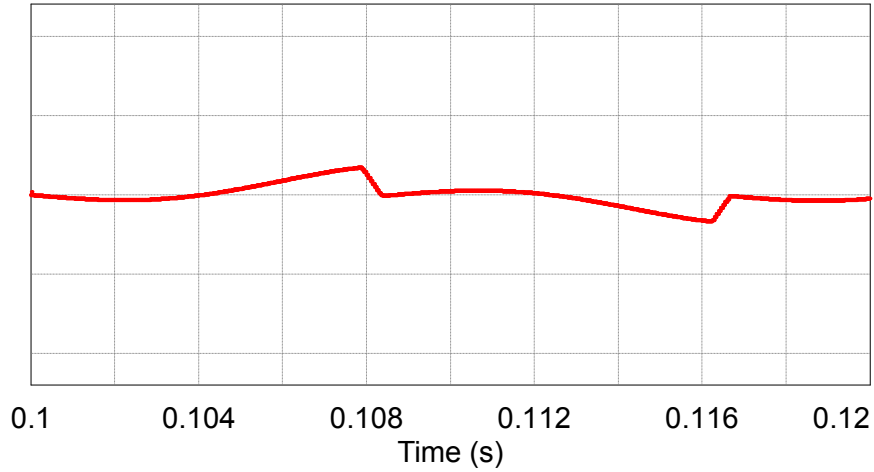


그림 3.11 기존 AFD 방식에서의 컨버터 전류 고조파

이를 보완하기 위해, 계통으로 유입되는 컨버터 전류의 고조파 함유량을 감소시킬수 있는 AFD 방식이 제안되었다[86]. 그림 3.11은 기존 AFD의 컨버터 전류와 기본파 성분의 차이를 보여주는데, 이는 AFD 구현 시 주입된 고조파 전류라고 할 수 있다. 따라서 이러한 고조파 성분의 크기를 감소하기 위해 그림 3.12와 같은 변형된 고조파 전류를 주입한다. 그림 3.13은 기존의 AFD 방식과 고조파 성분이 향상된 AFD 방식에서의 컨버터 전류 파형을 보여준다. 고조파 저감 효과로 인해 더 큰 cf 를 사용할 수 있으므로 더욱 광범위한 부하 조건에 대해 단독 운전 검출이 가능해진다.

향상된 AFD의 컨버터 전류 고조파

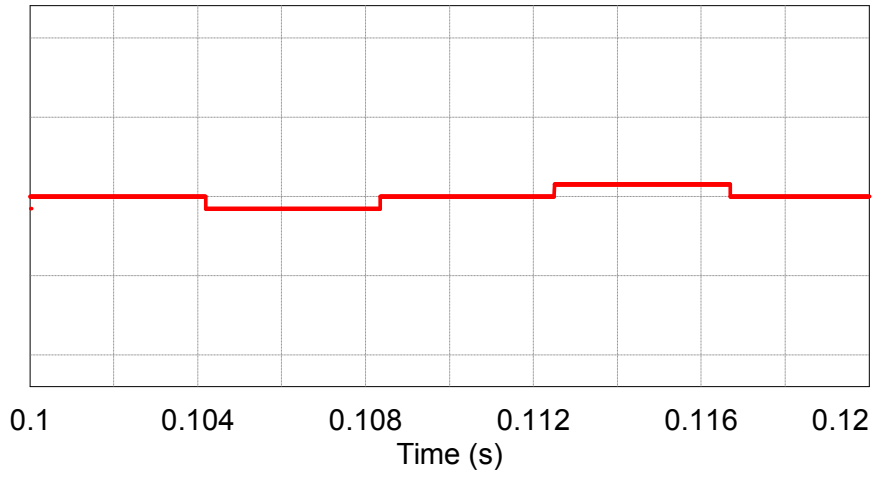
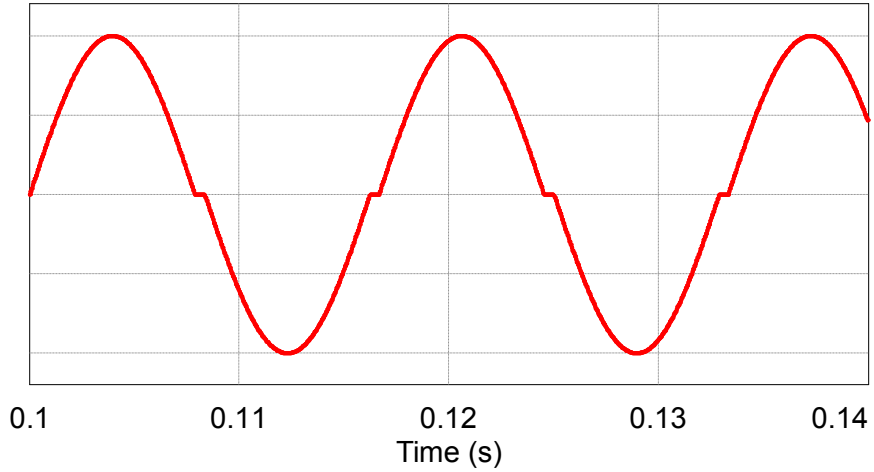


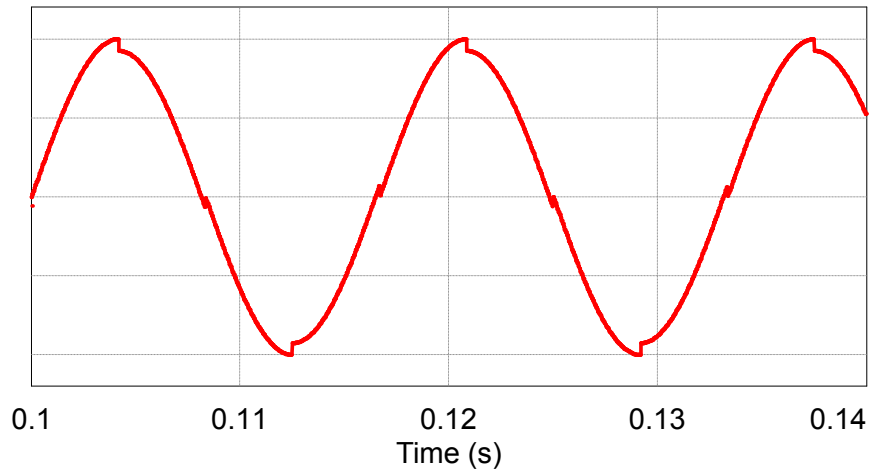
그림 3.12 향상된 AFD 방식에서의 컨버터 전류 고조파

컨버터 전류(iconv_x)



(a)

컨버터 전류(iconv_x)



(b)

그림 3.13 기존 AFD와 향상된 AFD에서의 컨버터 전류 비교

한편 SFS(Sandia frequency shift) 방식은 AFD 방식의 t_2 를 변형하여 단독 운전 검출 성능을 향상 시켰다[62]. SFS방식에서는 t_2 의 크기를 고정값이 아닌 (3.19)와 같이 주파수에 대한 이득(K_{SFS})을 이용한 함수로 변형하였다.

$$t_{z_SFS} = t_{z_AFD} + K_{SFS} \Delta f_{grid} \cdot \quad (3.19)$$

t_z 에 포함된 주파수 특성으로 인해 주파수 상승 제어에서는 단독 운전 발생 시 동일한 계통 주파수에서 AFD 방식보다 t_z 의 크기가 상대적으로 더 커지기 때문에 그림 3.6에서처럼 기본과 과형을 고려하면 계통 전압과 컨버터 전류의 위상 차이가 증가하여 더 많은 용량성 무효 전력을 공급하게 된다. 따라서 그림 3.14와 같이 AFD 방식보다 주파수 변동 폭이 커져서 단독 운전 검출 성능이 향상된다.

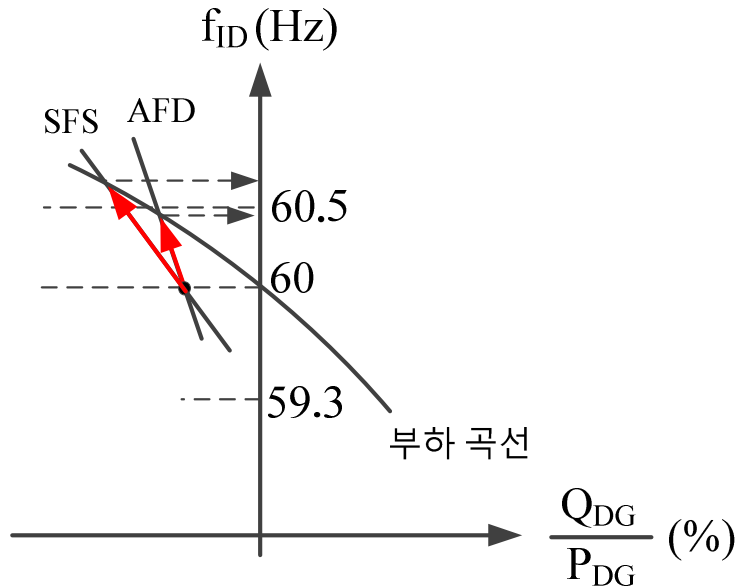


그림 3.14 주파수 상승 제어 시 SFS와 AFD의 단독 운전 주파수 변동

주파수 감소 제어에서도 동일한 분석이 적용된다. 주파수에 대한 이득의 부호를 바꾸면 단독 운전이 발생했을 때 t_z 의 크기가 AFD 방식보다 증가하여 분산형 전원이 공급하는 유도성 무효 전력 또한 증가하게 된다. 따라서 그림 3.15와 같이 AFD 방식보다 주파수 변동 폭이 커져서 단독 운전 검출 성능이

향상된다.

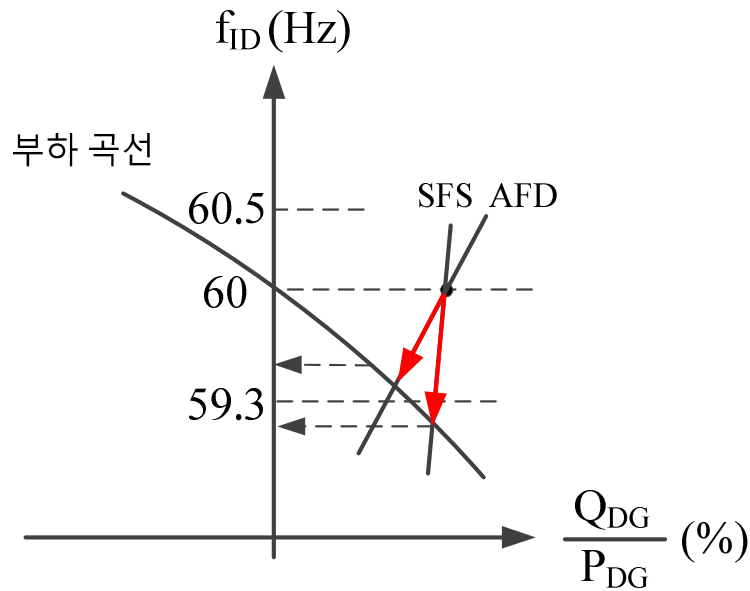


그림 3.15 주파수 감소 제어 시 SFS와 AFD의 단독 운전 주파수 변동

또 다른 주파수 이동 방식 중 하나인 SMS(Slip mode frequency shift)는 AFD 또는 SFS의 방식과 다르게 그림 3.16과 같이 영전류 위치를 수정한 방식이다. t_2 는 유지한 채 영전류의 위치를 변경할 경우에는 계통 전압과 컨버터 전류의 기본파 위상이 달라지므로 AFD에서는 t_2 의 수정없이 불가능했던 계통 연계 시의 무효 전력 크기를 조절할 수 있으며 반면 고조파 함유량의 변동은 없다. 따라서 그림 3.9 혹은 3.10에서 고조파 성분의 증가 없이 cf 를 증가시킨 효과가 구현되어 단독 운전 검출 성능이 향상된다.

이와 같이 주파수 이동 방식은 공통적으로 컨버터 전류의 영전류 위치를 계통 전압의 영전압 위치와 다르게 제어하여 단독 운전 발생 시 계통 전압의 위상이 컨버터 전류의 위상을 쫓아 주파수가 정상 범위를 벗어나는 방향으로 유

도한다. 이러한 제어 방식은 분산형 전원의 관점에서는 계통 전압과 위상이 다른 전류를 인가하고 있으므로 등가적으로는 계통 연계 시에 무효 전력을 공급하는 운전을 하고 있는 것이다. 구체적으로는 주파수 상승 제어일 때는 용량성 무효 전력을 공급하고 주파수 감소 제어일 때는 유도성 무효 전력을 공급한다. 따라서 전류에 포함된 고조파 성분을 배제하면 주파수 이동 방식은 용량성 또는 유도성 무효 전력 주입을 통한 단독 운전 검출 방식이라고 할 수 있다.

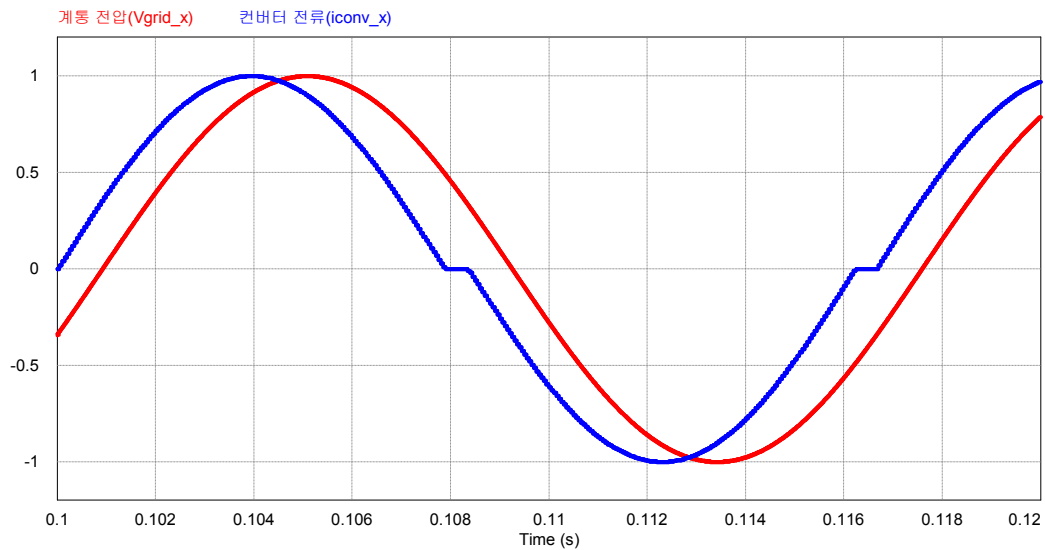


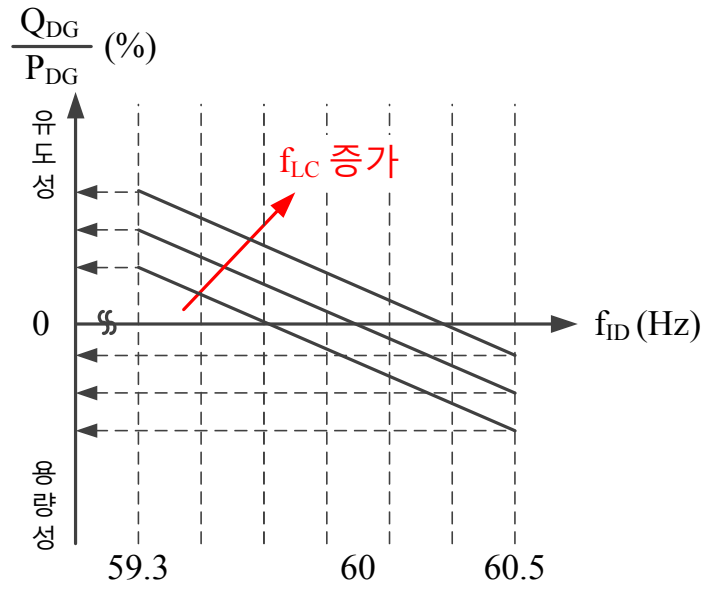
그림 3.16 SMS의 컨버터 전류 파형

두번째 단독 운전 능동 검출 방식은 유/무효 전력 변동(Power perturbation)을 이용한 방식이다. 주파수 이동 방식은 컨버터 전류의 성형을 이용하지만 유/무효 전력 변동 방식은 단독 운전 시의 계통 전압 특성이 분산형 전원의 전력과 부하의 관계에 의해 결정된다는 사실에 착안하여 고안되었다.

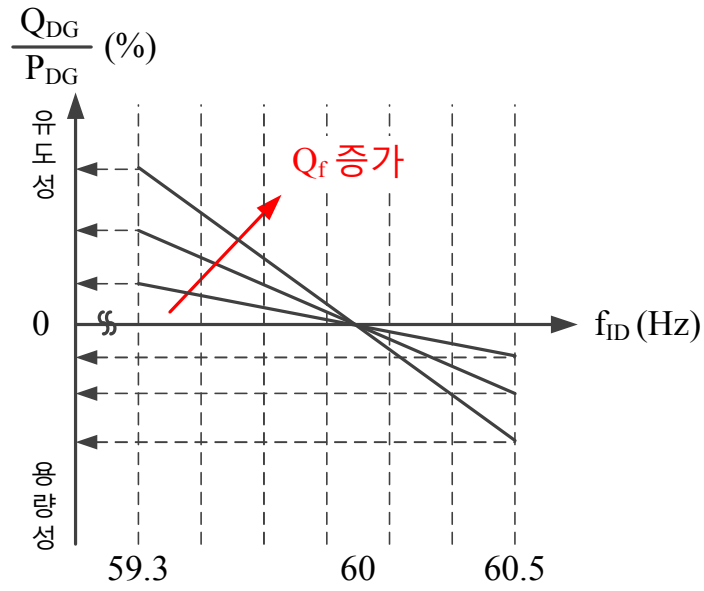
일반적으로 분산형 전원의 유효 전력을 변동할 경우에는 분산형 전원의 최

대 출력 운전을 저해하거나 병렬 운전 시 부하 분담 성능을 감소시키기 때문에 단독 운전 검출 방식은 주로 무효 전력을 성형하는 방식이 다수를 이루고 있다. 이러한 방식에서는 주입하는 무효 전력의 크기 및 양상(Pattern)에 대한 설계 과정이 단독 운전 검출 성능의 핵심이다.

$$\frac{Q_{DG}}{P_{DG}} = Q_f \left(\frac{f_{LC}}{f_D} - \frac{f_D}{f_{LC}} \right). \quad (3.20)$$



(a)



(b)

그림 3.17 부하 제정수에 따른 단독 운전 시의 무효 전력과 주파수의 관계

분산형 전원이 주입할 무효 전력의 크기를 설계할 때에는 (3.17)을 변형한 (3.20)을 고려할 수 있다. 그림 3.17은 (3.20)을 이용하여 R, L, C 부하의 공진 주파수와 Q_f 에 따라 부족 주파수 및 과주파수를 발생시킬 유효 전력에 대한 무효 전력의 비율이 달라짐을 보여준다. 그림 3.17에 따르면, 부하의 공진 주파수가 클수록 부족 주파수를 발생 시키기 위해서는 유도성 무효 전력을 증가시켜야 하는 반면 과주파수를 발생 시키기 위한 용량성 무효 전력은 감소한다. 그러나 Q_f 가 증가하게 되면 부족 주파수 및 과주파수를 발생시키기 위한 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력은 동시에 증가 되어야 한다.

이러한 부하의 특성을 반영하여 다양한 무효 전력 변동 방식이 제안되었다. 그림 3.18은 유효 전력의 2.5% 크기를 가지는 유도성 및 용량성 무효 전력을 최소 100ms 이상의 주기로 변동 시키는 방법을 나타낸다. 반면 그림 3.19는 유효 전력의 5% 크기를 가지는 유도성 및 용량성 무효 전력을 각각 200ms 동안 인가한 뒤 단독 운전 검출 제한 시간을 2초로 고려하여 나머지 1.6초 동안에는 역률 1 운전을 한다.

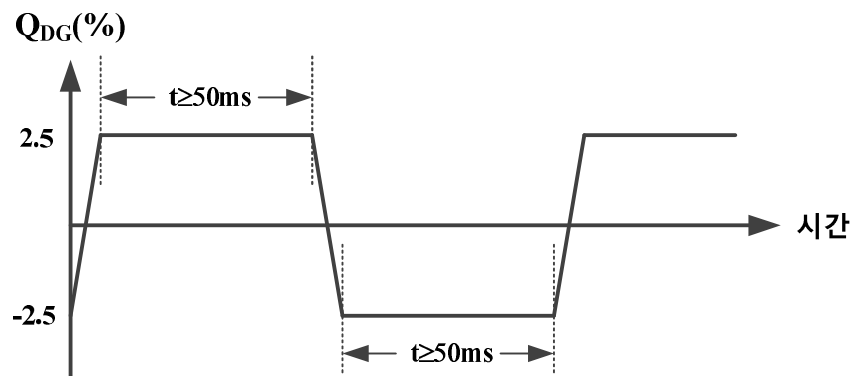


그림 3.18 주기적인 2.5% 크기의 무효 전력 주입 방식

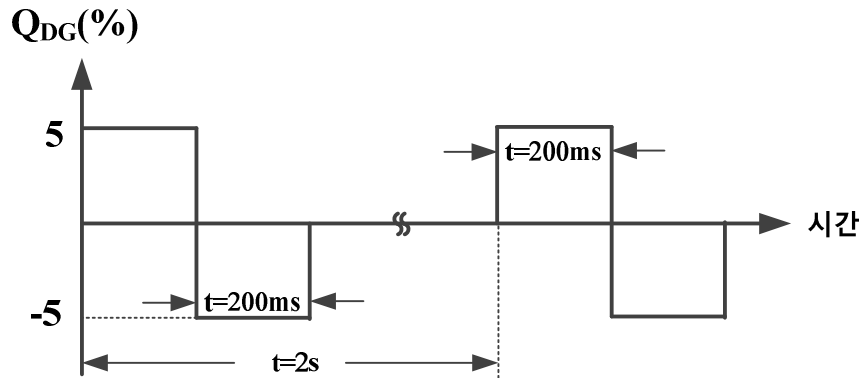


그림 3.19 주기적인 5% 크기의 무효 전력 주입 방식

한편 단독 운전 시 분산형 전원에 연결된 부하를 R, L, C 부하로 가정할 경우, 부하의 공진 주파수를 파악할 수 있다면 그림 3.17을 통해 주입해야 할 무효 전력의 크기를 알 수 있다. 부하의 공진 주파수에서는 (3.8)과 같이 단독 운전 시 부하의 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력의 크기가 동일하므로 분산형 전원의 관점에서는 역률 1 운전을 통해 부하의 공진 주파수 정보를 얻을 수 있다. 따라서 그림 3.20과 같이 1.9초 동안 역률 1 운전을 유지하며 이 기간 동안 단독 운전이 발생할 경우에는 측정된 계통 주파수가 부하의 공진 주파수와 동일하므로 다음 0.1초 동안에는 계산된 무효 전력을 주입하게 된다.

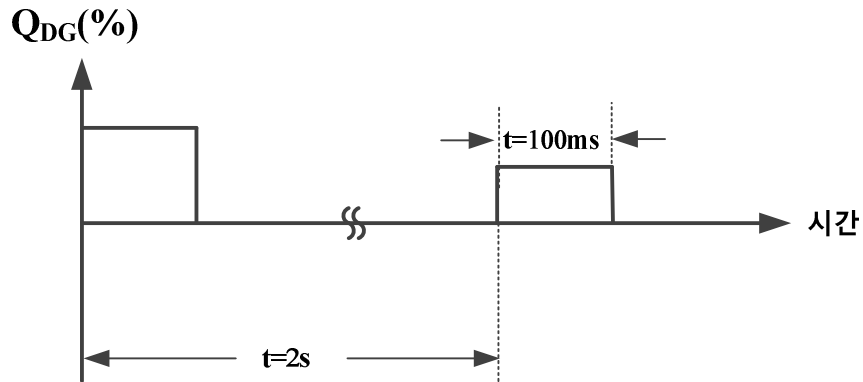


그림 3.20 부하의 공진 주파수를 고려한 무효 전력 주입 방식

현재 단독 운전 검출 방식의 가장 중요한 연구 주제는 다수의 서로 다른 구내 계통에 존재하는 분산형 전원이 병렬로 운전될 때 검출 기능이 정상적으로 동작하는지의 여부이다. 단일 분산형 전원에 적용 가능한 방식 혹은 동일한 구내 계통에서 동기화 된 전기적 신호를 주입하여 단독 운전 검출이 가능한 방식이라 하더라도 다수의 분산형 전원에 적용하였을 때는 그 검출 확률이 현저히 감소하기도 한다. 그림 3.18 ~ 3.20에 적용된 분산형 전원의 무효 전력 변동 방식은 무효 전력의 크기에 대한 논란을 차치하더라도 주입하는 무효 전력에 대한 동기 신호가 없기 때문에 그림 3.21 ~ 3.23과 같이 두 대의 분산형 전원이 동일한 검출 방식을 적용하더라도 유도성 및 용량성의 무효 전력을 서로 어긋나게 인가할 경우에는 통합 무효 전력이 상쇄되어 의도된 단독 운전 검출 성능을 보여줄 수 없다.

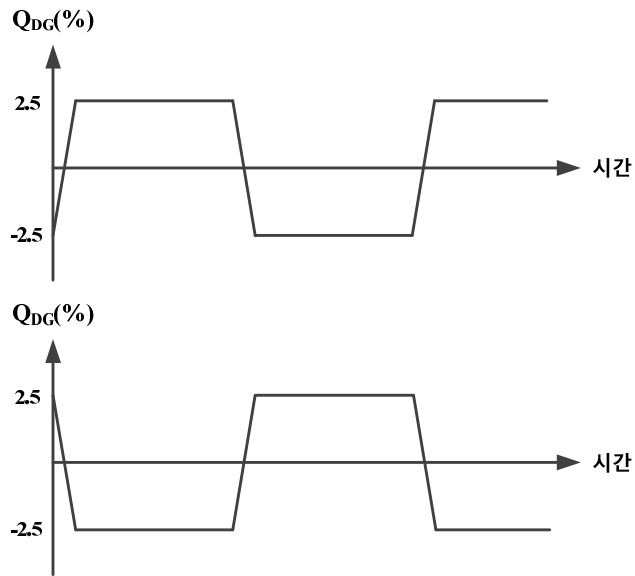


그림 3.21 비동기화된 2.5% 무효 전력 주입 방식을 이용한 병렬 운전

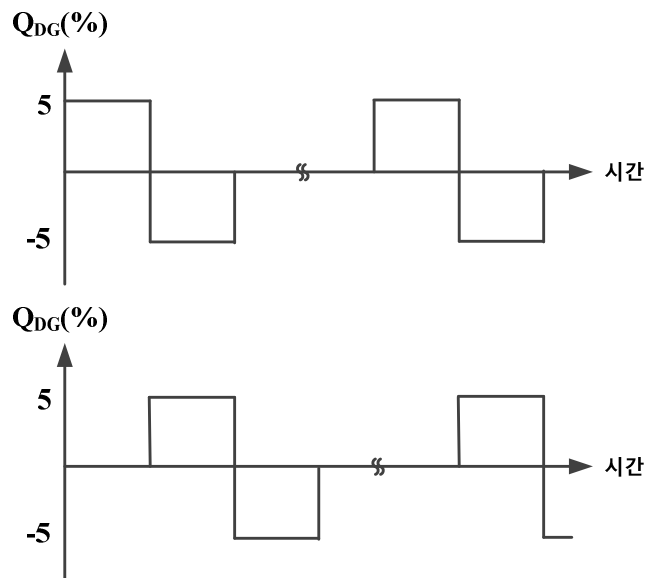


그림 3.22 비동기화된 5% 무효 전력 주입 방식을 이용한 병렬 운전

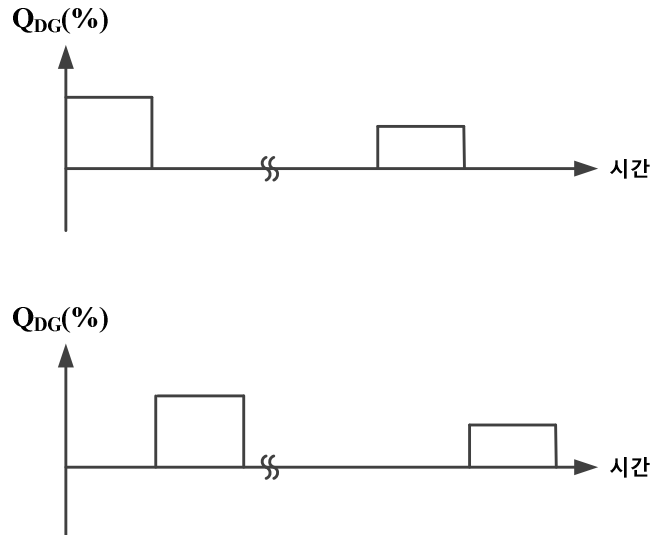


그림 3.23 비동기화된 부하 공진 주파수를 고려한 무효 전력 주입 방식의 병렬 운전

유/무효 전력 변동 방식(Power perturbation)을 이용한 두번째 방법은 계통 전압 실효값(V_{ID_rms}) 및 주파수(f_{ID})에 대한 양성 궤환을 통한 단독 운전(Islanding) 검출 방식이다. 식 (3.16)과 (3.18)을 통해 분산형 전원의 유효 전력(P_{DG})은 단독 운전(Islanding) 시의 계통 전압 실효값(V_{ID_rms})에 비례하고 무효 전력(Q_{DG})은 계통 전압(V_{grid_x})의 주파수(f_{ID})에 비례함을 알 수 있다. 따라서 그림 3.24와 같이 단독 운전(Islanding) 시 계통 전압 실효값(V_{ID_rms}) 및 주파수(f_{ID})의 변화를 유/무효 전력 지령 생성에 양성적으로 반영하여 계통 실효값(V_{ID_rms}) 및 주파수(f_{ID})를 발산하도록 유도한다. 이 방식은 증가적으로 유/무효 전력과 단독 운전(Islanding) 시의 계통 전압 실효값(V_{ID_rms}) 및 주파수를 이용한 드롭(Droop) 제어와 같다. 따라서 무효 전력의 경우에는, 그림 3.17의 무효 전력과 주파수의 기울기보다 더 큰 기울기를 가지는 드롭(Droop) 곡선을 적용하여 그림 3.25

와 같이 계통 연계 시의 안정적인 운전 지점에서 단독 운전(Islanding)이 발생하게 되면 계통 전압의 주파수(f_{ID})가 발산한다.

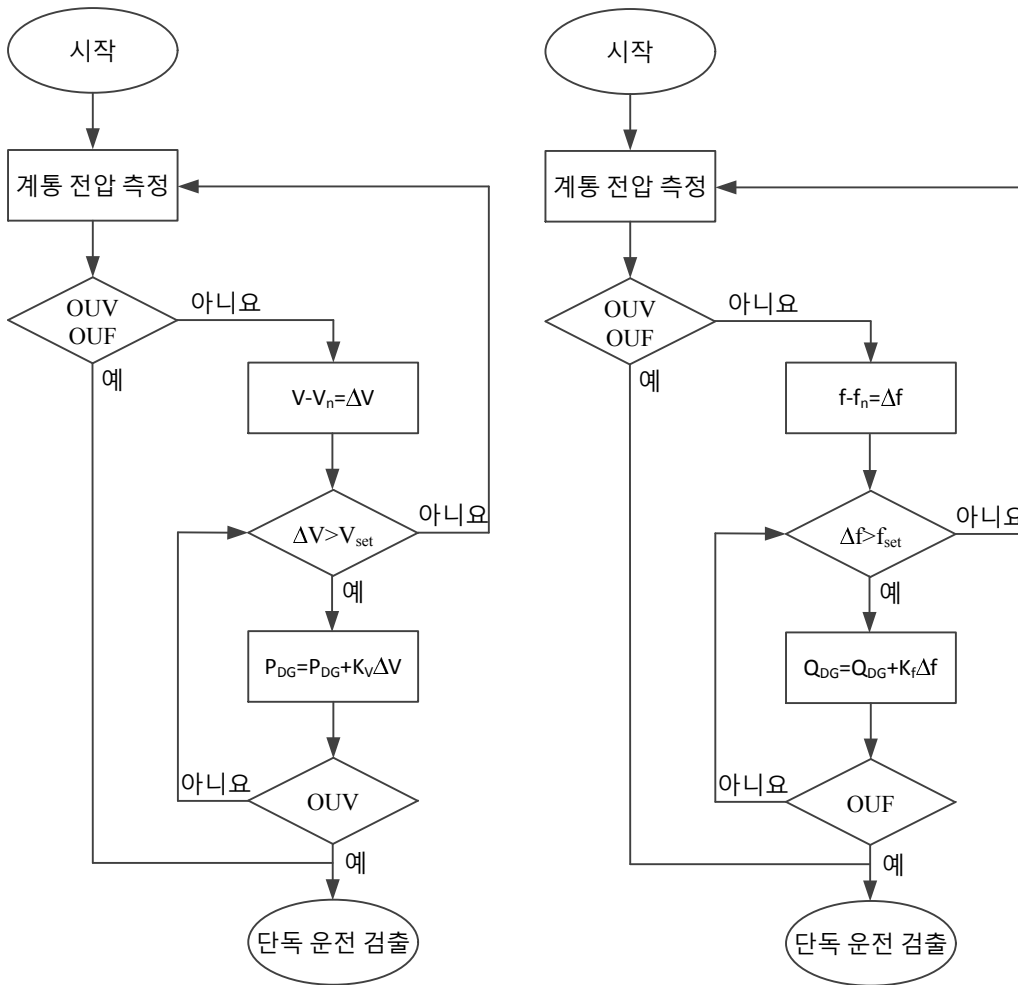


그림 3.24 계통 전압 실효값 및 주파수 양성 궤환 제어 흐름도

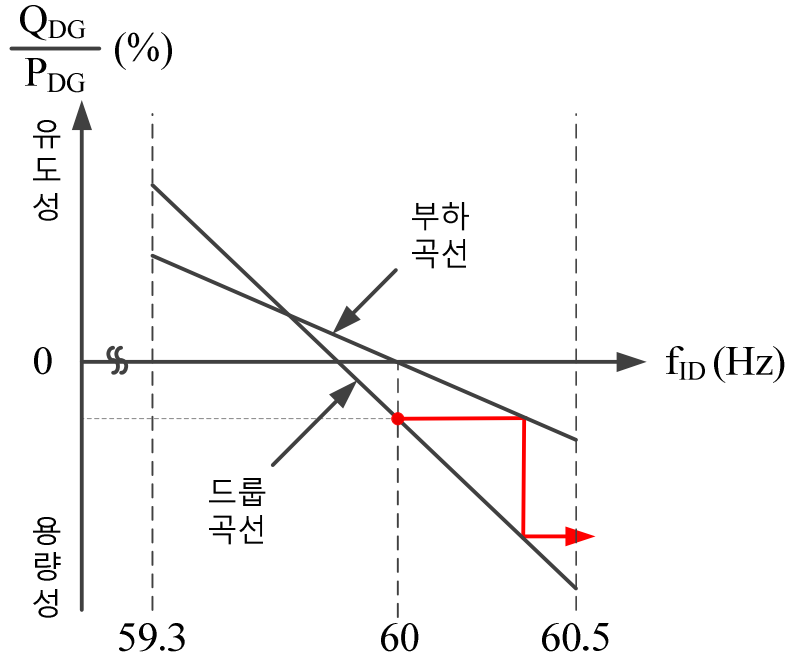


그림 3.25 드롭을 이용한 무효 전력 변동 방식

이 방식은 주파수 이동 방식과 달리 계통 연계 시 컨버터 전류에 고조파 성분
 분이 포함되어 있지 않기 때문에 전력 품질이 우수한 장점이 있다. 하지만 부
 하의 공진 주파수에 따라 단독 운전 검출 시기 동안 분산형 전원의 역률이 매
 우 낮아지거나 과도한 무효 전력의 주입으로 단독 운전 검출 전에 과전류
 (Over-current) 현상이 발생할 수 있다. 그리고 설계한 드롭 곡선과 부하 곡선의
 교점에서 단독 운전이 발생하더라도 계통 전압 주파수가 발산하지 않을 수도
 있으며 서로 다른 구내 계통에 존재하는 분산형 전원의 서로 다른 위상 동기
 화 제어기 성능에 의해 병렬 운전 때 적절한 크기의 무하 전력이 주입되지 않
 을 위험이 있다.

마지막 세번째 단독 운전 능동 검출 방식은 외란 신호 주입 및 계통단 제정

수 측정 방식이다. 이 방식은 계통 전압에 통상적으로 존재하지 않는 성분의 외란 전류를 주입하고 이에 해당하는 전압을 측정하여 단독 운전을 판별한다.

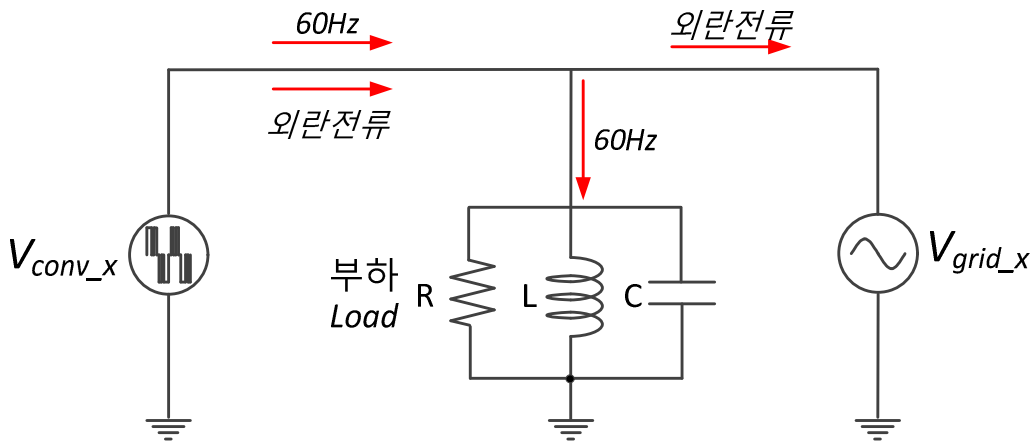


그림 3.26 계통 연계 시 외란 전류 경로

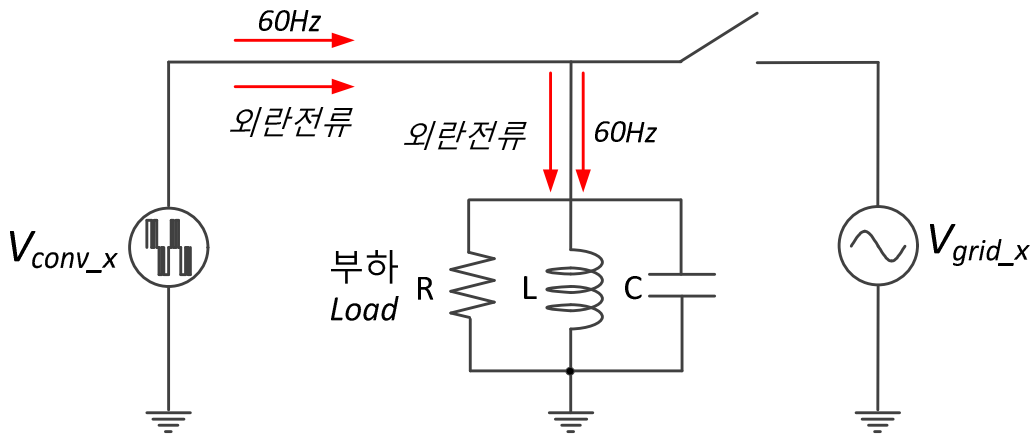


그림 3.27 단독 운전 시 외란 전류 경로

그림 3.26과 같이 계통 연계 시에는 주입된 외란 전류가 계통 임피던스를 통해 흐르기 때문에 계통 전압에 나타나는 영향이 미비하지만 그림 3.27과 같이 단독 운전이 발생할 경우에는 계통 임피던스보다 상대적으로 큰 부하 임피

던스를 통해 흐르게 되어 계통 전압에 나타나는 양상이 달라지는 현상을 이용하는 것이다. 일반적으로 주입 성분의 계통 전압 크기를 측정하여 단독 운전을 판단하거나 주입한 외란 전류 대비 계통 전압의 외란 크기를 뜻하는 외란 임피던스를 측정하여 판별한다[84].

이러한 외란 신호 주입 및 계통단 제정수 측정 방식은 계통 연계 시 만족해야 하는 고조파 규정에 따라 주입할 수 있는 크기가 제한 된다. 그리고 주입 주파수의 결정이나 단독 운전 판정을 위한 해당 외란 전압의 크기 및 임피던스에 대한 경계값 설정이 어렵다. 특히 주입하는 고조파 성분이 다른 분산형 전원으로부터 흡수되거나 계통의 고조파 성분과 유사할 경우에는 단독 운전으로 판별하기 위한 경계값 설정이 더욱 모호하여 설계 과정에 대한 일반화가 어려운 단점이 있다[85].

3.3 제안된 단독 운전 검출 방식

본 절에서는 기존의 단독 운전 검출 방식이 가지는 한계 및 제한점을 보완하며 구현 및 설계가 용이한 단독 운전 검출 방식을 제안한다.

다양한 단독 운전 검출 방식을 비교 분석할 때는 일반적으로 단독 운전 검출 불가 영역이라는 지표를 이용한다. 이러한 검출 불가 영역을 표현할 때 대표적으로 사용되는 변수는 분산형 전원의 유/무효 전력과 부하의 제정수이다.

유/무효 전력을 이용하여 검출 불가 영역을 나타내는 방식은 기준 전력에 따라 두 가지로 나뉜다. 그림 3.28은 정격 유효 부하를 기준 전력으로 하여 분산형 전원의 출력을 단계별로 변화 시킬 때 발생하는 차이(ΔP , ΔQ)에 따라 단독 운전 검출 불가 영역(Non Detection Zone, NDZ)을 표시한다. 이와 반대로 그

림 3.29와 같이 분산형 전원의 정격 유효 전력을 기준으로 하여 부하의 유/무효 전력을 단계별로 변화 시켜 단독 운전 검출 불가 영역(NDZ)을 표현하기도 한다.

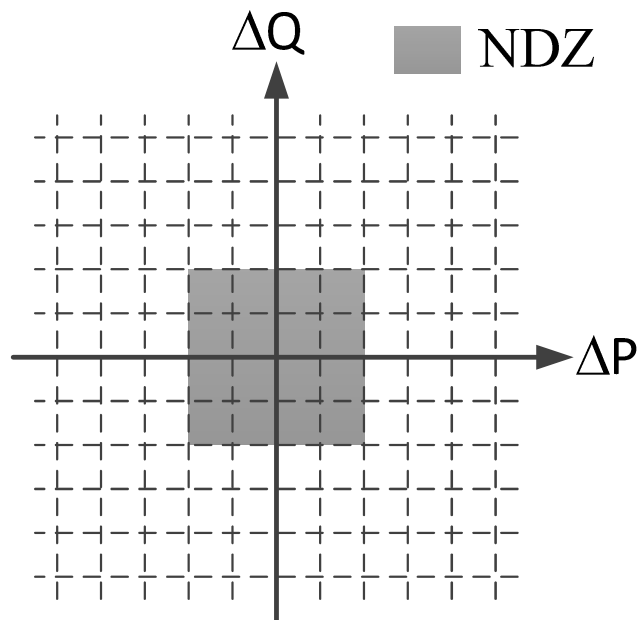


그림 3.28 분산형 전원의 출력 변동에 따른 유/무효 전력 차이를 이용하여 표시한 단독 운전 검출 불가 영역

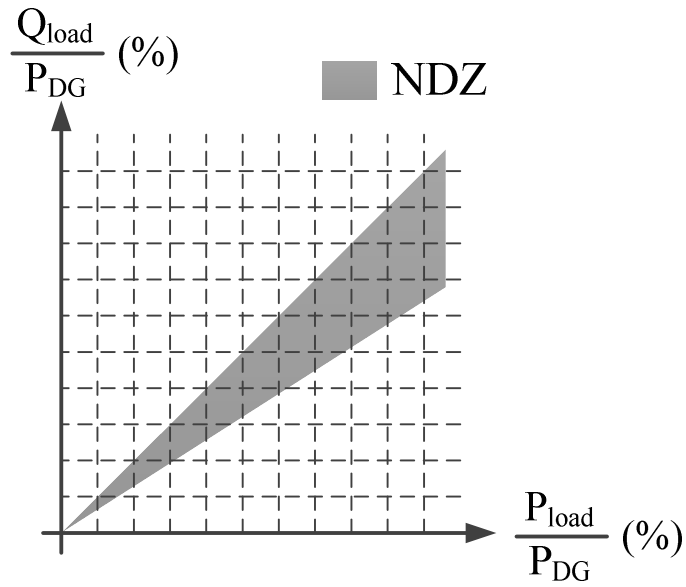


그림 3.29 부하 전력 변동에 따른 단독 운전 검출 불가 영역

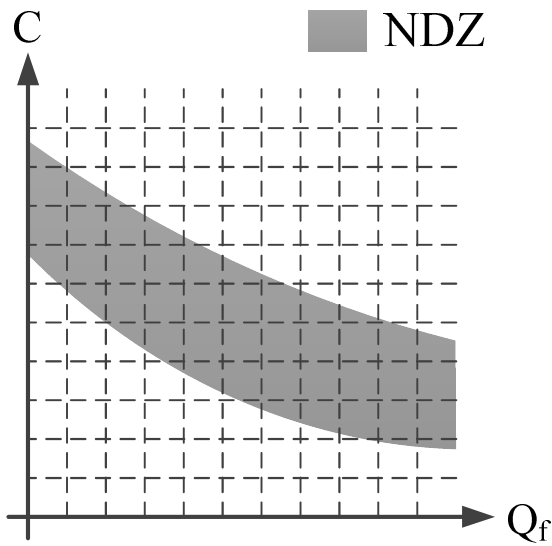


그림 3.30 부하의 제정수를 이용한 단독 운전 검출 불가 영역

부하의 제정수를 이용하여 검출 불가 영역을 나타내는 방식에서는 그림 3.30과 같이 부하의 Q_f 와 캐패시터를 이용하기도 한다. 분산형 전원의 정격 유효 전력 조건에서 부하 제정수의 저항 성분은 정격으로 고정시키고 무효 성분 소자의 값만 변화 시키므로 유/무효 전력 방식으로 표현하는 검출 불가 영역의 관점에서 보면 부하의 무효 전력 변화에 따른 단독 운전 검출 성능이라고 볼 수 있다.

이와 같이 다양한 관점에서 여러 단독 운전 검출 방식의 성능을 비교, 분석할 수 있다. 하지만 유/무효 전력 기준에서 더 작은 검출 불가 영역을 보여주는 검출 방식이 제정수 기준에서는 반대인 경우도 존재한다. 즉 단독 운전 검출 성능을 판단하는 기준에 따라 그 유효성이 달라지므로 단독 운전 검출 방식에 대한 성능 평가를 통일된 지표로 수행하기는 어려운 것이다. 또한 서로 다른 용량의 시스템 비교 시에는 광범위한 변수를 이용한 분석이 난해하므로 단독 운전 검출 불가 영역의 통일된 지표를 도입하는 것도 쉽지 않다. 따라서 본 논문에서는 분산형 전원과 부하의 출력 및 부하 제정수를 모두 고려하여 무효 전력 변동을 적용한 단독 운전 검출 방식을 제안한다.

3.3.1 부하 조건

단독 운전 검출 성능은 부하 제정수의 크기뿐만 아니라 구성 형태에 의해서도 영향을 받는다. 각종 규정에서 제공한 그림 3.1의 시험 회로는 R, L, C 병렬 회로로 부하를 구성하여 저항 부하 이외에 유도성 및 용량성 부하가 항상 존재한다고 가정하고 있으며 기존에 보고된 연구들은 이러한 조건을 전제로 단독 운전을 식별할 수 있는 방법을 제시하였다. 따라서 본 논문에서도 R, L, C

부하의 다양한 조합에 따른 특징을 우선 분석한다. 이 때 무효 전력 성분이 존재하는 부하 조건에서는 여러 실제적인 부하 조건과 규정들을 고려하여 Q_f 가 최대 2.5인 상황, 즉 부하가 소모하는 무효 전력이 유효 전력의 2.5배가 되어 역률이 최소 0.3714인 부하 조건까지 고려한다.

1) 저항 부하

부하가 저항 성분으로만 구성되어 있을 경우에는 역률이 1이 되며 그림 3.31과 같이 단독 운전 발생 후에는 부하 전압의 크기 및 위상은 컨버터 전류에 정비례하게 된다. 특히 부하 전압의 위상은 컨버터 전류의 위상과 정확히 동기화 되는데, 컨버터 전류의 위상은 분산형 전원의 무효 전력 크기에 의해 결정된다. 예를 들어 그림 3.32와 같이 분산형 전원이 계통 연계 시에 유도성 무효 전력을 공급하고 있다면 컨버터 전류의 위상은 부하 전압의 위상보다 항상 느리게 제어된다.

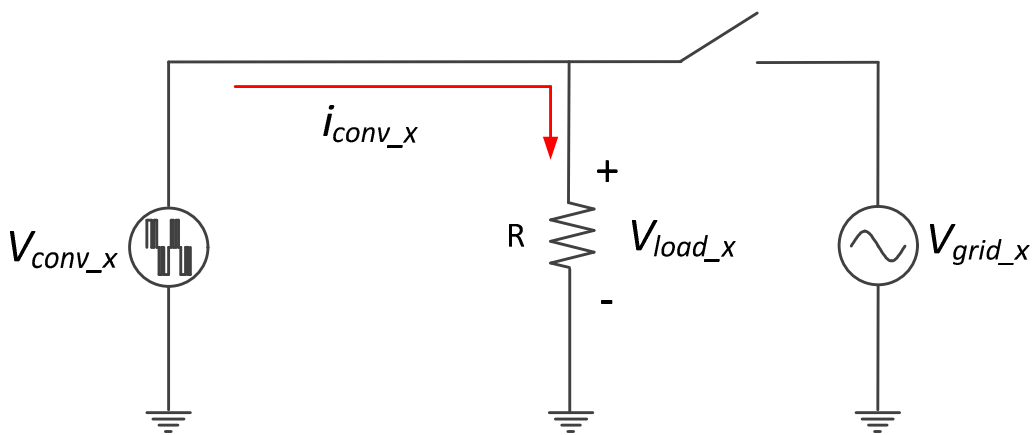


그림 3.31 저항 부하에서의 단독 운전 회로도

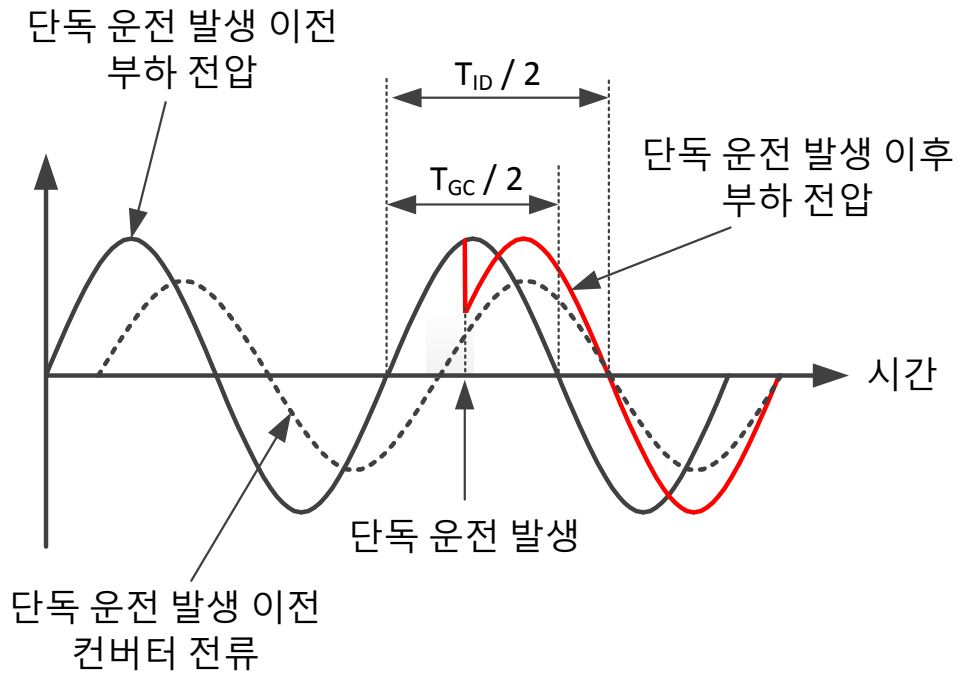


그림 3.32 저항 부하에서 유도성 무효 전력 주입 시
부하 전압 및 컨버터 전류 파형

이러한 상황에서 단독 운전이 발생한다면, 부하 전압의 위상은 컨버터 전류의 위상과 동기화 되어야 하기 때문에 컨버터 전류의 위상을 쫓아 점차 영전압의 위치가 느려진다. 따라서 계통 연계 시의 부하 전압의 주기(T_{GC})보다 단독 운전 시의 주기(T_{ID})가 더 느려져서 주파수가 감소하는 현상이 발생한다. 그리고 이렇게 느려진 부하 전압을 기준으로 또 다시 컨버터 전류는 유도성 무효 전력을 주입하기 위해 위상을 더욱 지상(Lagging)시키게 되고 이로 인해 결국 부하 전압의 주파수는 정상 상태에 도달하지 않고 불안정한 상태가 된다. 주파수가 변동하는 동특성은 주입하는 무효 전력의 크기와 전류 제어의 대역폭 그리고 위상 동기화 제어에 영향을 받지만 주파수가 불안정한 특성은 하지

않기 때문에 저항 부하 조건에서는 적은 양의 유도성 무효 전력이 주입되더라도 단독 운전 시에 부족 주파수 혹은 과주파수 현상이 항상 발생하게 된다.

반면, 분산형 전원이 용량성 무효 전력을 공급한다면, 컨버터 전류의 위상은 부하 전압의 위상을 앞서게 된다. 따라서 단독 운전 시에 부하 전압의 위상은 부하 저항으로 인해 컨버터 전류의 위상과 동기화 되므로 점차 영전압의 위치는 빨라지게 되고 이로 인해 계통 연계 시의 부하 전압 주기보다 단독 운전 시의 주기가 더 빨라져서 주파수가 점차 증가하게 된다. 따라서 유도성 무효 전력을 주입하는 경우와 마찬가지로 적은 양의 용량성 무효 전력을 주입하더라도 단독 운전 발생 시 부하 전압의 주파수가 불안정해지기 때문에 부족 주파수 및 과주파수 현상이 발생하게 된다.

이와 같이 부하 조건이 저항 성분으로 구성되어 있을 경우에는 무효 전력의 크기 및 부호에 상관없이 적은 양의 주입만으로도 단독 운전 검출이 쉽게 이루어짐을 알 수 있다.

한편, 주입하는 유효 전력에 의해서도 단독 운전 시 부하 전압의 특성이 가변하기 때문에 단독 운전 검출에 사용될 수 있다. 하지만 본 논문에서는 분산형 전원의 유효 전력은 최대 출력 추종(Maximum power point tracking, MPPT) 등의 운전을 수행한다고 가정하고 단독 운전 검출을 위한 자유도는 제한되어 있다고 가정하여 유효 전력 주입을 이용한 방식은 고려하지 않는다.

2) 저항, 캐패시터 부하

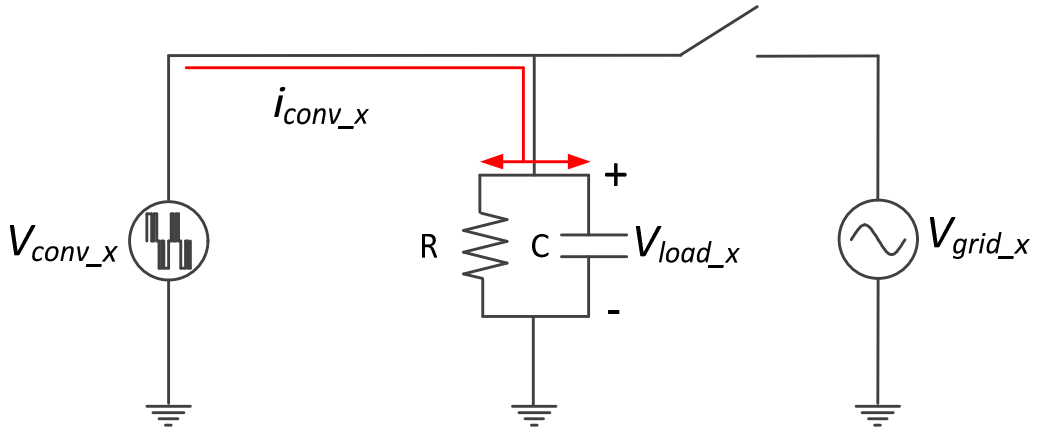


그림 3.33 저항, 캐패시터 부하에서의 단독 운전 회로도

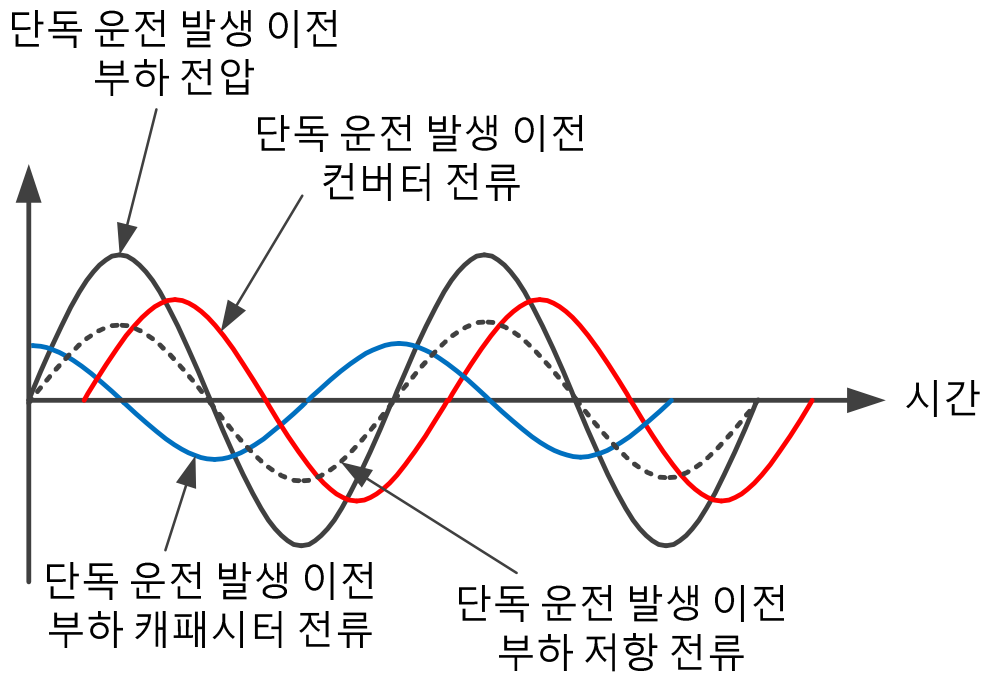


그림 3.34 계통 연계 시 저항, 캐패시터 부하에서의 전압 및 전류 파형

저항, 캐패시터 조건에서도 단독 운전 시에 저항에 흐르는 컨버터 전류 성분에 의해 부하 전압의 위상이 결정된다. 하지만 캐패시터 부하로 인해 그림 3.33과 같이 단독 운전 발생 후에는 컨버터 전류가 부하 임피던스에 따라 나뉘어지기 때문에 부하 제정수 및 분산형 전원이 인가하는 무효 전력에 따라 부하 전압의 양상이 달라진다.

그림 3.34는 계통 연계 시 분산형 전원이 유도성 무효 전력을 공급할 때의 부하 전압, 컨버터 전류, 그리고 부하 저항 및 캐패시터에 흐르는 전류를 보여준다. 이 때 전류의 위상 순서를 살펴보면, 캐패시터 전류가 가장 앞서며 저항 전류 그리고 컨버터 전류가 뒤따른다.

하지만 단독 운전이 발생하게 되면, 그림 3.35의 페이저도(Phasor diagram)에 따라 전류의 위상 순서가 캐패시터 전류, 컨버터 전류 그리고 저항 전류의 순서로 변하게 된다. 따라서 단독 운전 시에는 저항 전류에 의해 결정되는 부하 전압의 위상을 기준으로 컨버터 전류는 계통 연계 운전 시처럼 부하 전압의 위상보다 느려지도록 제어를 하려 하지만 그림 3.35와 같은 페이저도 특성에 의해 부하 전압의 위상을 결정하는 저항 전류는 컨버터 전류보다 항상 위상이 느리게 된다. 이로 인해 부하 전압의 위상과 컨버터 전류의 위상이 안정적인 운전 지점으로 수렴하지 못하게 되는 것이다.

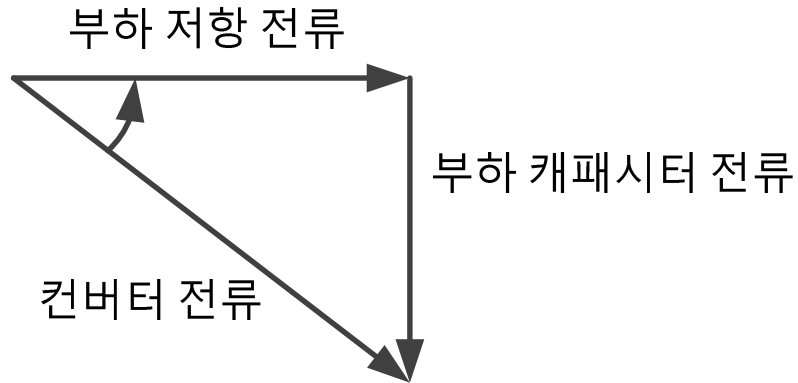


그림 3.35 단독 운전 시 저항, 캐패시터 부하에서의 전류 페이저도

이와 같은 저항, 캐패시터 부하 조건에서의 단독 운전 특성은 캐패시터 부하가 소모하는 무효 전력과 분산형 전원이 공급하는 무효 전력의 불균형 관점에서 이해할 수 있다. 식 (3.21)은 단독 운전 시 분산형 전원이 공급하는 무효 전력과 부하 전압과의 관계를 나타낸다. 이 때 분산형 전원이 양의 크기를 가지는 유도성 무효 전력을 공급한다면, 단독 운전 시의 부하 전압 주파수가 음의 값을 가져야 한다. 그러나 실질적으로 주파수는 음의 값을 가질 수 없으므로, 이러한 현상은 부하 전압의 주파수가 정의되지 않는다고 볼 수 있다.

$$Q_{DG} = -3V_{ID_rms}^2 (2\pi f_{ID})C. \quad (3.21)$$

이와 유사한 방식으로 분산형 전원이 용량성 무효 전력을 공급할 때의 부하 전압 특성도 간단하게 분석할 수 있다. 계통 연계 시와 단독 운전에서의 전력 관계는 (3.21) ~ (3.24)에 의해 결정되는데, 이 식들을 연립하면 분산형 전원의 출력과 단독 운전 시의 부하 전압 주파수를 부하 유/무효 출력의 비율과 계통 연계 시의 부하 전압 주파수의 변수를 이용해 (3.25)와 같이 유도할 수 있다.

$$P_{DG} = 3 \frac{V_{ID_rms}^2}{R}. \quad (3.22)$$

$$P_{load} = 3 \frac{V_{grid_rms}^2}{R}. \quad (3.23)$$

$$Q_{load} = -3V_{grid_rms}^2 (2\pi f_{grid}) C. \quad (3.24)$$

$$\frac{Q_{DG}}{P_{DG}} = \frac{Q_{load}}{P_{load}} \frac{f_{ID}}{f_{grid}}. \quad (3.25)$$

그림 3.36과 3.37은 각각 저항, 캐패시터 부하의 유/무효 전력 비율과 계통 연계 시의 부하 전압 주파수가 단독 운전 시의 부하 전압 주파수에 미치는 영향을 보여주는데, 부하의 유/무효 전력 비율은 곡선의 기울기를 증가시키고 계통 연계 시의 부하 전압 주파수는 곡선의 오프셋(Offset)을 증가 시키게 된다. 이로 인해 단독 운전 시에 부족 주파수 혹은 과주파수를 발생 시킬 분산형 전원의 용량성 무효 전력 크기를 결정하기 위해서는 계통 연계 시의 부하 전압 주파수와 부하의 소모 전력에 대한 정보가 이용 가능하여야 한다. 하지만 부하의 소모 전력은 측정 불가능하기 때문에 단독 운전 시에 부족 주파수 혹은 과주파수를 발생 시킬 분산형 전원의 용량성 무효 전력 크기를 특정한 값으로 결정할 수 없다.

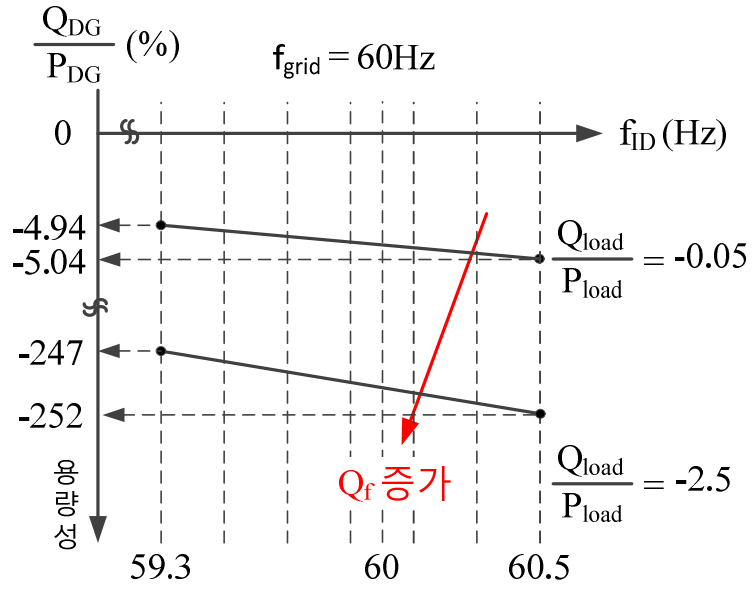


그림 3.36 캐패시터 부하가 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 미치는 영향

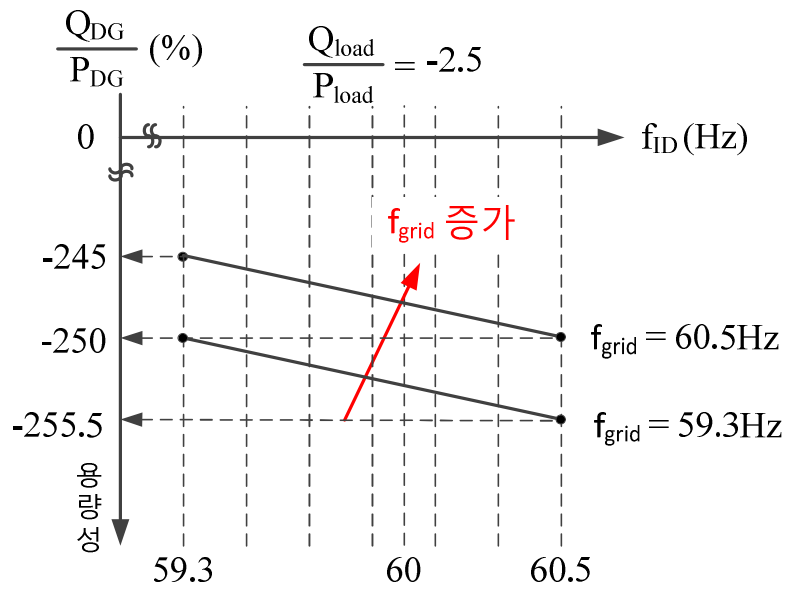


그림 3.37 계통 주파수가 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 미치는 영향

따라서 위의 결과를 요약하면, 저항과 캐패시터의 부하에서는 유도성 무효 전력을 주입할 경우에는 부하 전압 주파수가 정의되지 않는 영역으로 발산하게 되고 용량성 무효 전력을 주입할 경우에는 부하 제정수 및 계통 연계 시의 부하 전압 주파수에 따라 단독 운전 시의 부하 전압 주파수가 안정적으로 결정된다.

3) 저항, 인덕터 부하

2)에서와 유사한 방식으로 저항, 인덕터 부하 조건에서 단독 운전 상태를 분석할수 있다. 계통 연계 시, 분산형 전원이 용량성 무효 전력을 공급 하는 상황에서는 각 전류의 위상이 그림 3.38과 같이 컨버터 전류가 가장 앞서며 부하 저항 전류 그리고 부하 인덕터 전류가 뒤따른다. 이 때 단독 운전이 발생하게 되면, 그림 3.39와 같이 컨버터 전류가 부하 임피던스에 의해 나뉘어지는데, 그림 3.40의 페이저도에 따라 부하 저항의 전류가 가장 위상이 빠르게 되고 컨버터 전류의 위상과 부하 인덕터 전류의 위상이 뒤따르게 된다.

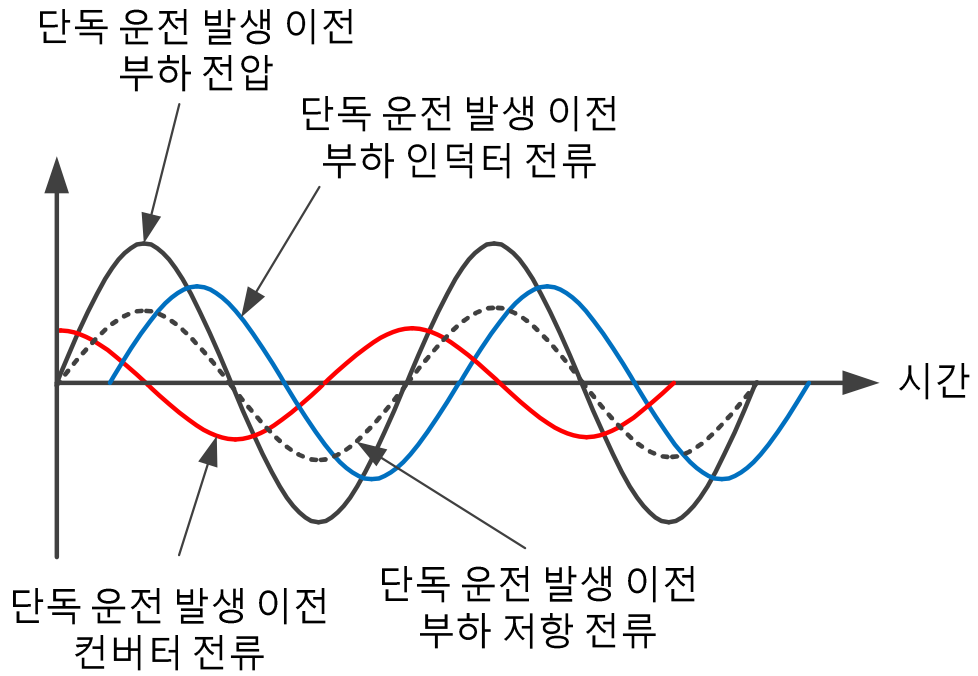


그림 3.38 계통 연계 시 저항, 인덕터 부하에서의 전압 및 전류 파형

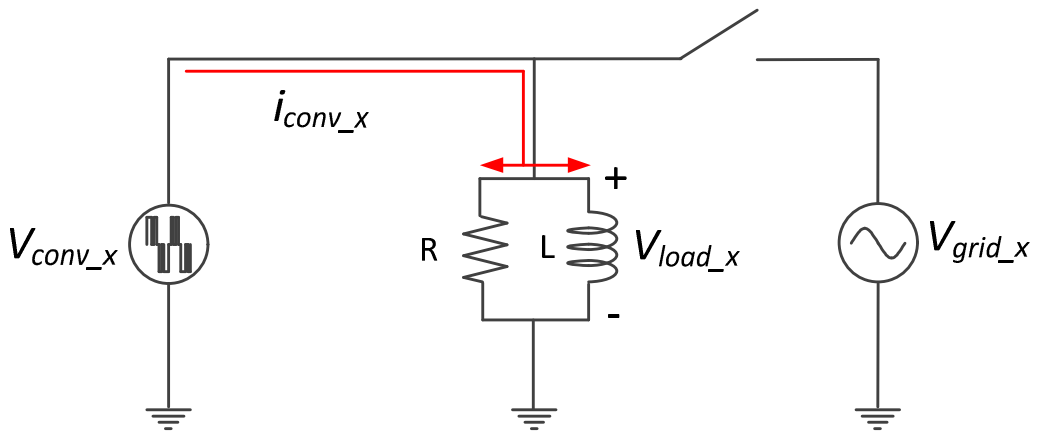


그림 3.39 저항, 인덕터 부하에서의 단독 운전 회로도

따라서 단독 운전 시에 컨버터 전류는 부하 저항 전류에 의해 결정되는 부하 전압의 위상을 기준으로 그림 5.38에서의 계통 연계 운전 시처럼 부하 전압의 위상보다 빠르게 제어를 하려 하지만 그림 3.40과 같은 페이지도 특성에 의해 부하 저항 전류는 컨버터 전류보다 항상 위상이 빠르게 된다. 이로 인해 부하 전압의 위상과 컨버터 전류의 위상이 안정적인 운전 지점으로 수렴하지 못하게 된다.

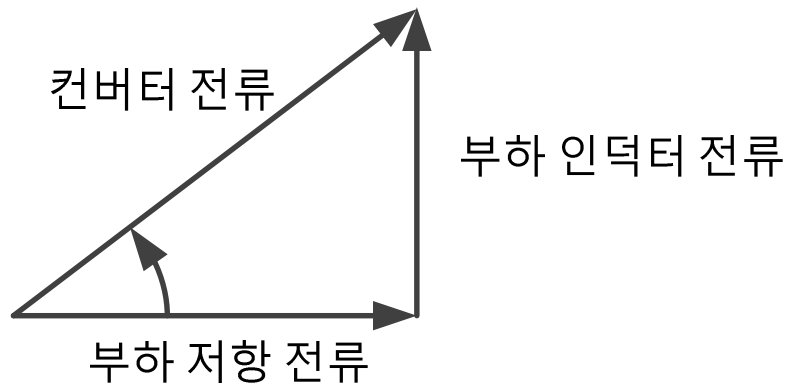


그림 3.40 계통 연계 시 저항, 인덕터 부하에서의 전류 페이지도

분산형 전원이 저항, 인덕터 부하 조건에서 유도성 무효 전력을 공급할 때의 단독 운전 특성은 계통 연계 시와 단독 운전에서의 전력 관계를 나타내는 (3.26) ~ (3.29)를 통해 유도한 (3.30)을 이용해 분석할 수 있다.

$$Q_{DG} = 3V_{ID_rms}^2 \frac{1}{(2\pi f_{ID})L} \quad (3.26)$$

$$P_{DG} = 3 \frac{V_{ID_rms}^2}{R} \quad (3.27)$$

$$P_{load} = 3 \frac{V_{grid_rms}^2}{R}. \quad (3.28)$$

$$Q_{load} = 3V_{grid_rms}^2 \frac{1}{(2\pi f_{grid})L}. \quad (3.29)$$

$$\frac{Q_{DG}}{P_{DG}} = \frac{Q_{load}}{P_{load}} \frac{f_{grid}}{f_{ID}}. \quad (3.30)$$

식 (3.30)을 분산형 전원의 유/무효 전력과 단독 운전 시의 부하 전압 주파수의 관계로 나타내면 그림 3.41과 3.42로 표현할 수 있는데, 저항, 캐패시터 부하의 경우와 마찬가지로 부하의 유/무효 전력 비율은 곡선의 기울기를 증가시키고 계통 연계 시의 부하 전압 주파수는 곡선의 오프셋(Offset)을 증가 시키게 된다. 따라서 부하의 소모 전력에 대한 정보가 없기 때문에 단독 운전 시에 부족 주파수 혹은 과주파수를 발생 시킬 분산형 전원의 유도성 무효 전력 크기를 특정한 값으로 결정할 수 없다.

이와 같이 저항과 인덕터의 부하 조건에서는 용량성 무효 전력을 주입하게 되면 부하 전압 주파수가 정의되지 않는 영역으로 발산하게 되고 유도성 무효 전력 주입할 경우에는 부하 제정수 및 계통 연계 시의 부하 전압 주파수에 따라 단독 운전 시의 부하 전압 주파수가 안정적으로 결정된다.

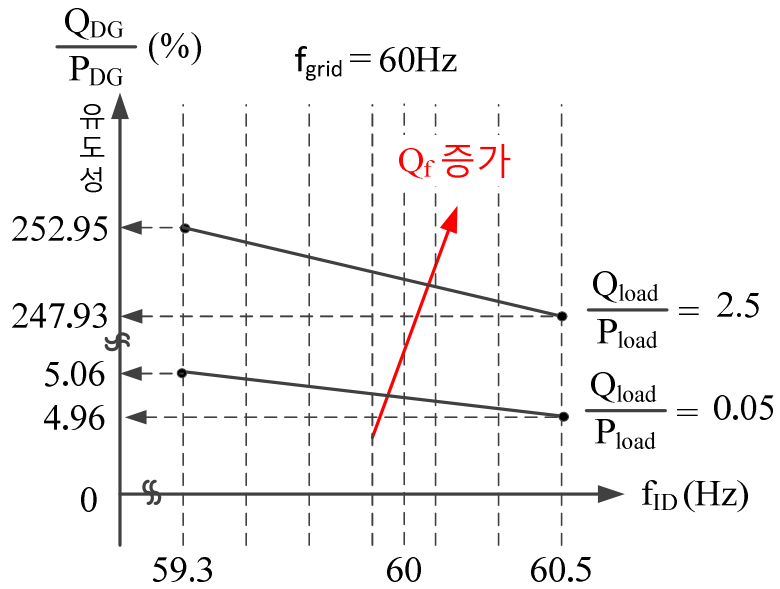


그림 3.41 인덕터 부하의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향

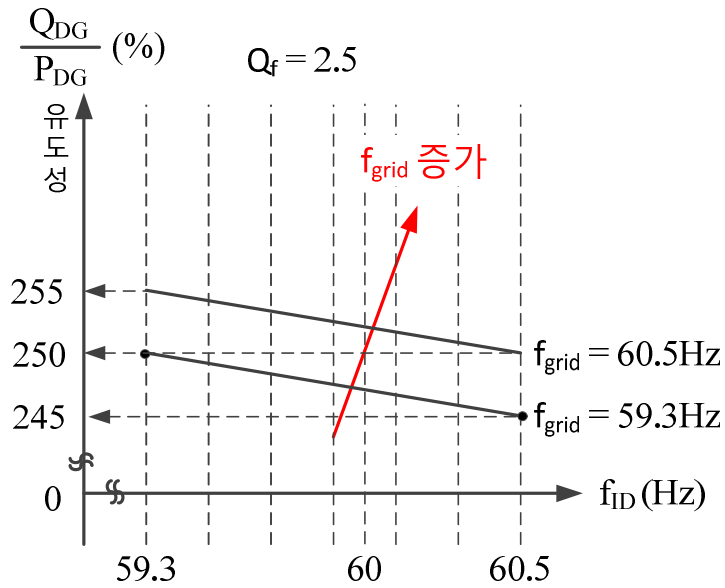


그림 3.42 계통 주파수의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향

4) 저항, 인덕터, 캐패시터 부하

부하가 저항과 인덕터, 그리고 캐패시터의 병렬로 구성되어 있을 때에는 인덕터와 캐패시터의 크기에 따라 2)와 3)의 경우로 나뉘어진다. 즉, 캐패시터가 지배적인 경우에는 2)에서와 같이 유도성 무효 전력 공급은 불안정한 부하 전압을 발생시키고 용량성 무효 전력 공급은 부하 제정수에 따라 안정적인 단독 운전 상태를 결정한다. 반면 인덕터가 지배적인 경우에는 3)과 같이 용량성 무효 전력 공급이 불안정한 부하 전압을 발생 시키고 유도성 무효 전력 공급은 부하 제정수에 따라 안정적인 단독 운전 상태를 결정한다. 따라서 저항과 인덕터 그리고 캐패시터의 조합으로 이루어진 부하 조건에서는, 제정수의 변이에 따른 분석이 필요하다.

식 (3.31) ~ (3.34)는 계통 연계 혹은 단독 운전 시의 부하 및 분산형 전원의 출력을 나타낸다. 이 식들과 부하의 공진 주파수 및 Q_f 를 적용하여 연립하면 (3.20)과 동일한 형태로 정리된다.

$$P_{load} = 3 \frac{V_{grid_rms}^2}{R}. \quad (3.31)$$

$$Q_{load} = 3V_{grid_rms}^2 \left(\frac{1}{(2\pi f_{grid})L} - (2\pi f_{grid})C \right). \quad (3.32)$$

$$P_{DG} = 3 \frac{V_{ID_rms}^2}{R}. \quad (3.33)$$

$$Q_{DG} = 3V_{ID_rms}^2 \left(\frac{1}{(2\pi f_{ID})L} - (2\pi f_{ID})C \right). \quad (3.34)$$

$$\frac{Q_{DG}}{P_{DG}} = Q_f \left(\frac{f_{LC}}{f_{ID}} - \frac{f_{ID}}{f_{LC}} \right). \quad (3.20)$$

식 (3.20)을 분산형 전원의 유/무효 전력과 주파수의 관계로 나타내면 그림 3.43과 3.44로 표현할 수 있다. 2) 또는 3)의 경우와 다른 점은 계통 연계 시의 부하 전압 주파수가 포함되어 있지 않고, 부하의 공진 주파수로 대체되었다는 것이다.

그림 3.43을 살펴보면 Q_f 는 고정된 부하 공진 주파수에 대해 기울기를 증가시키는 영향을 주며, 그림 3.44의 부하 공진 주파수는 고정된 Q_f 에 대해 오프셋을 증가시키는 영향을 준다는 것을 알 수 있다. 따라서 저항, 인덕터, 그리고 캐패시터로 이루어진 부하 상황에서는 단독 운전 시의 부하 전압 상태는 부하의 공진 주파수 및 Q_f 에 따라 달라진다.

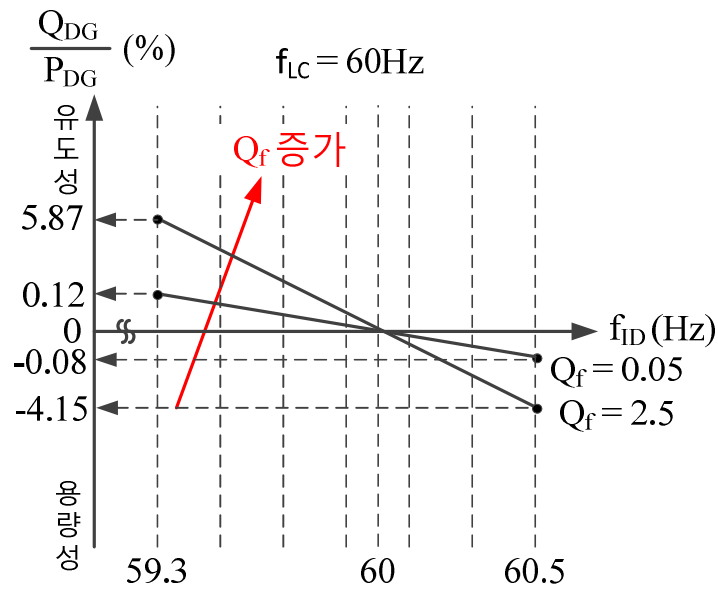


그림 3.43 Q_f 의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향

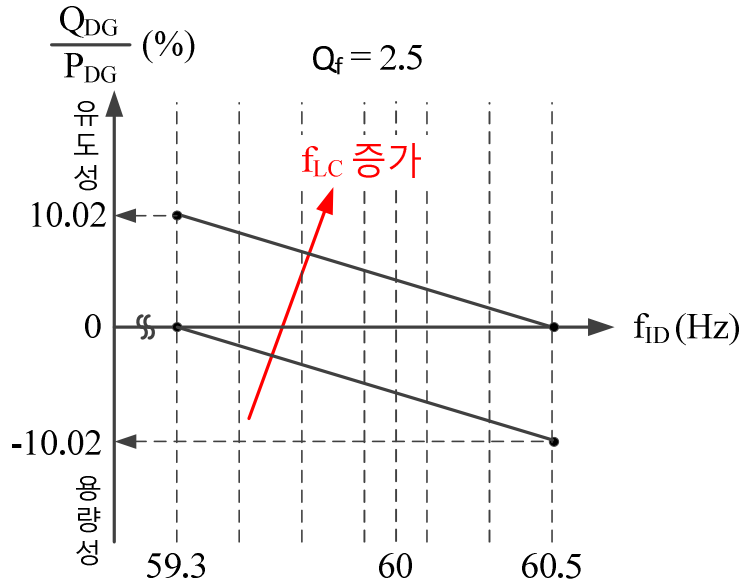


그림 3.44 부하 공진 주파수의 단독 운전 시 부하 전압 주파수에 대한 영향

3.3.2 주입할 무효 전력 설계

표 3.3 부하 조건 별 분산형 전원의 공급 무효 전력과 단독 운전 시의 부하 전압 주파수 관계

부하 조건	분산형 전원의 공급 무효 전력	단독 운전 시의 부하 전압 주파수
저항	유도성	불안정
	용량성	불안정
저항, 캐패시터	유도성	불안정
	용량성	부하 제정수에 의해 결정
저항, 인덕터	유도성	부하 제정수에 의해 결정
	용량성	불안정
저항, 인덕터, 캐패시터	유도성	부하 제정수에 의해 결정
	용량성	부하 제정수에 의해 결정

3.3.1에서 살펴본 바와 같이 단독 운전 시의 부하 전압 주파수 변화 양상을

부하 조건 별로 분산형 전원의 공급 무효 전력에 따라 표 3.3과 같이 요약할 수 있다. 이러한 결과를 이용하여 모든 부하 조건에서 단독 운전을 검출할 수 있는 무효 전력 변동 방식을 설계할 수 있다.

부족 주파수 혹은 과주파수를 통해 단독 운전을 검출한다고 가정하면, 부하 조건에 따라 주입해야 하는 무효 전력의 부호가 달라진다. 즉, 단독 운전 발생 시점에서 공통 연결점에 연결되어 있는 부하에 대한 정보를 알 수 없는 경우에는 유도성 혹은 용량성 무효 전력 중 하나를 선택해서 분산형 전원이 무효 전력을 주입하게 되면 단독 운전 검출이 불가능한 상황이 발생할 수 있는 것이다. 따라서 본 논문에서는 일정 주기를 가지고 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력을 반복적으로 주입하는 무효 전력 변동 방식을 제안한다. 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력을 반복적으로 주입할 경우에는 저항과 인덕터 그리고 캐패시터가 모두 존재하는 부하 조건을 제외한 상황에서는 단독 운전 시 부하 전압이 필연적으로 불안정하게 되어 부족 주파수 혹은 과주파수가 발생하게 된다. 따라서 주입해야 되는 무효 전력의 크기를 설계하기 위해서는 단독 운전 검출에 영향을 주는 유일한 부하 조건인 저항과 인덕터, 그리고 캐패시터가 모두 존재하는 상황만 고려하면 된다.

저항과 인덕터, 그리고 캐패시터가 모두 존재하는 부하 조건에서 제안된 방식을 통해 부족 주파수 혹은 과주파수를 발생 시키기 위해서는 (3.20)을 나타내는 그림 3.43과 3.44를 자세히 분석해야 한다. 그림 3.43과 같이 부하의 공진 주파수가 60Hz로 고정되어 있다고 가정하면, 부하의 Q_f 가 증가할수록 부족 주파수와 과주파수를 발생 시키는 유도성 무효 전력 및 용량성 무효 전력의 크기가 증가하는데, 그 크기가 비대칭적임을 알 수 있다. 이러한 비대칭성에 영

향을 주는 요소는 그림 3.44에서 알 수 있듯이 부하의 공진 주파수인데, (3.20)에 59.897Hz의 부하 공진 주파수를 적용하면 그림 3.45와 같이 부족 주파수 및 과주파수를 발생 시키는 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력의 크기가 같아지게 되며 그 크기는 5.01%이다. 따라서 만약 고려하는 부하의 Q_f 를 최대 2.5로 제한하게 되면, 분산형 전원이 반복적으로 공급하는 유도성 및 용량성 무효 전력의 크기를 5.01% 이상으로 설계할 경우, 부하의 공진 주파수와는 상관없이 부족 주파수 혹은 과주파수가 발생하게 된다. 예를 들어 그림 3.43과 같이 부하의 공진 주파수가 60Hz인 경우에는 5.01%의 용량성 무효 전력에 의해 과주파수가 발생하게 되며 3.46과 같이 부하의 공진 주파수가 59.5Hz인 경우에는 5.01%의 유도성 무효 전력에 의해 부족 주파수가 발생하게 된다. 이외에도 부하의 공진 주파수가 과도하게 크거나 작은 경우를 포함한 다른 부하 조건에서도 제안된 무효 전력 주입 방식에 의해 부족 주파수 및 과주파수가 반드시 발생하게 된다.

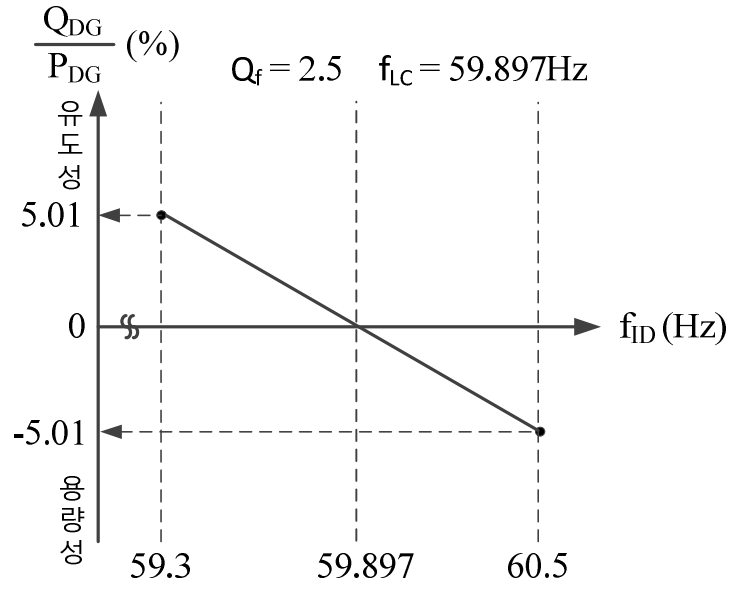


그림 3.45 대칭적인 주입 무효 전력을 가지는 부하 조건

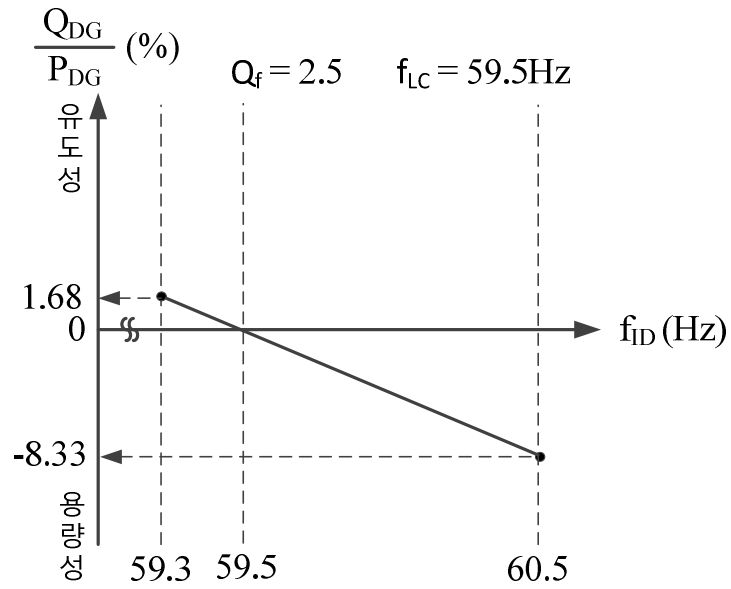


그림 3.46 낮은 공진 주파수에서의 단독 운전 전압 주파수 특성

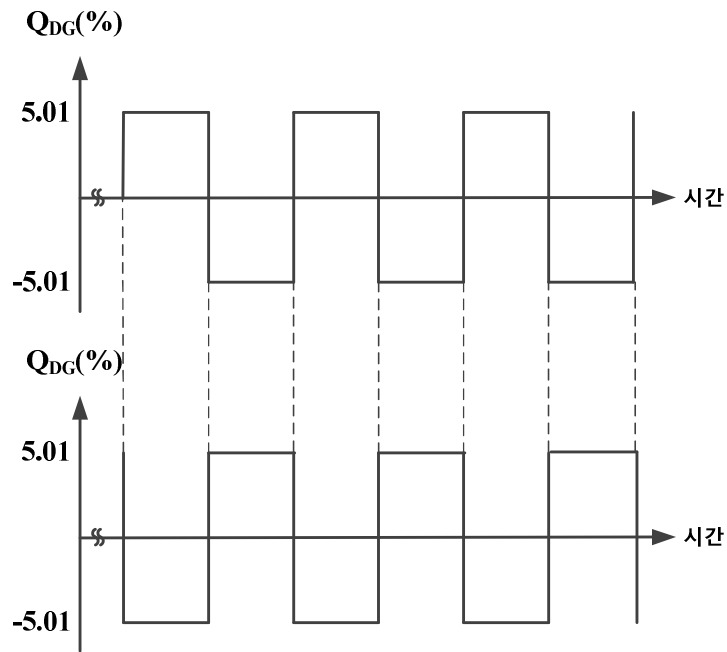


그림 3.47 비동기화된 제안된 방식

다음은 주입할 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력에 대한 주기를 결정해야 한다. 서로 다른 구내 계통에 존재하는 다수의 분산형 전원이 동기화 되지 않은 신호로 그림 3.47과 같이 제안된 방식을 이용하여 무효 전력을 주입할 경우에는 의도된 크기의 무효 전력이 인가되지 않아 부족 주파수 및 과주파수가 발생하지 않을 염려가 있다.

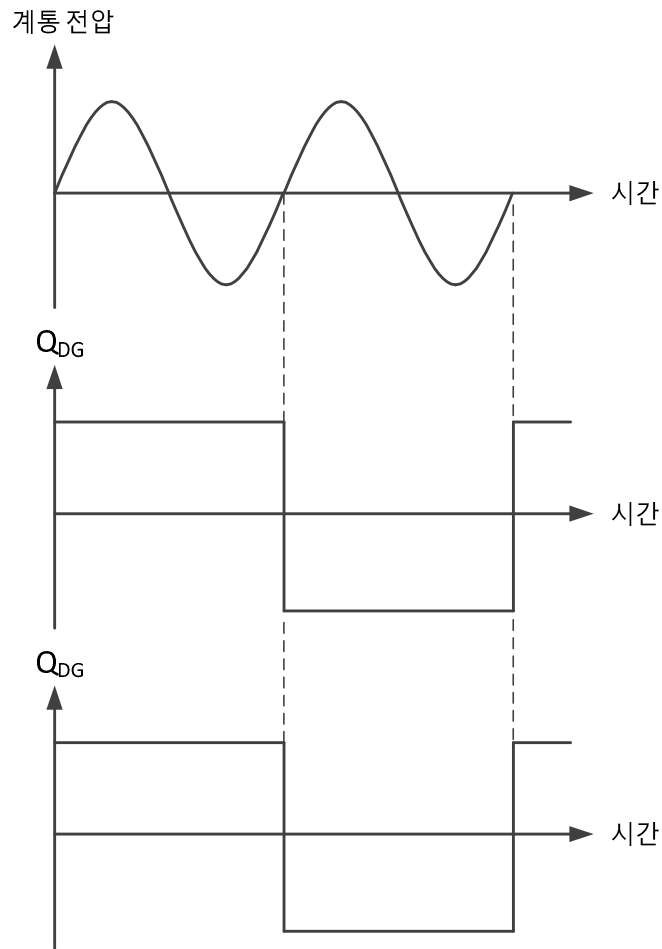


그림 3.48 동기화된 무효 전력 주입의 일례

통신 시스템이 갖추어지지 않은 다수의 분산형 전원들의 동기를 맞추기 위해서는 유일한 공통 측정 요소인 계통 전압의 위상을 이용하여야 한다. 그림 3.48과 3.49는 계통 전압의 한 주기를 기준으로 전압 위상에 동기 시켜 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력을 반복적으로 주입할 수 있는 2가지 경우의 수를 보여준다. 그림 3.48과 같이 무효 전력이 동기화되어 주입되는 경우는 제안

된 방식의 단독 운전 검출 성능이 영향을 받지 않지만 그림 3.49와 같이 동기되어 정반대의 무효 전력을 주입하게 되면 등가적으로 무효 전력을 주입하지 않는 상황이 발생하여 단독 운전 검출이 불가능한 부하 조건이 존재하게 된다. 따라서 이러한 비동기화 현상을 방지하기 위해서는 계통 전압의 한 주기 이내에 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력을 번갈아 주입해야 한다.

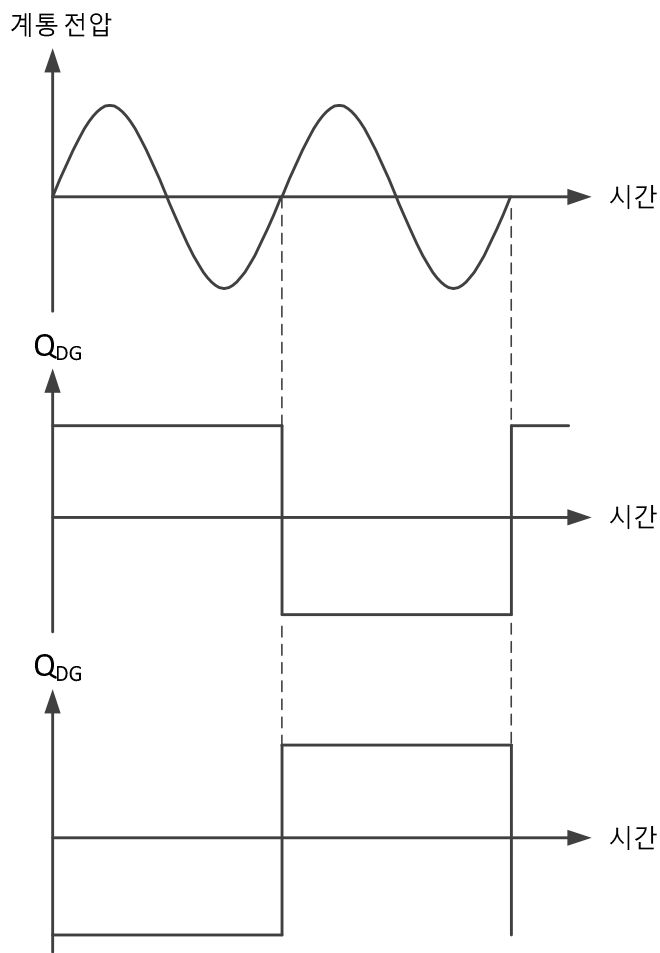


그림 3.49 동기화된 무효 전력 주입의 일례

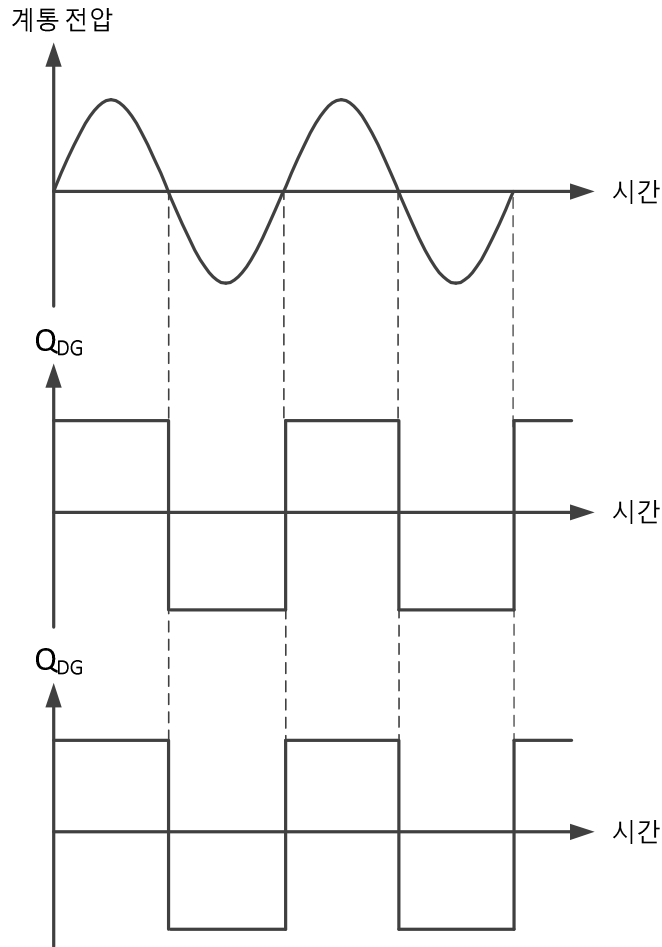


그림 3.50 계통 전압 반주기 기준으로 동기화된 무효 전력 주입 방식

그림 3.50과 같이 계통 전압의 반주기 동안 각각 유도성 및 용량성 무효 전력을 주입하게 되면, 다수의 분산형 전원이 항상 위상 동기화되어 주입된 무효 전력이 상쇄되지 않는다. 따라서 제안된 주입 방식을 이용한 병렬 운전에서도 효과적으로 단독 운전을 검출할 수 있다. 하지만 주입된 무효 전력에 의해 계통 연계 시에 계통으로 주입되는 전류는 그림 3.51과 같은 파형을 가지

게 된다. 이러한 전류에 대한 주파수 분석을 해보면, 그림 3.52와 같이 우수 고조파가 포함되어 있는 것을 알 수 있다. 일반적으로 우수(Even number) 고조파는 부록에서 제시했듯이 기수(Odd number) 고조파 규정보다 더욱 엄격하게 제한되고 있다. 그러므로 그림 3.50의 주입 방식은 고조파 규정에 의해 구현 불가능한 방식이다.

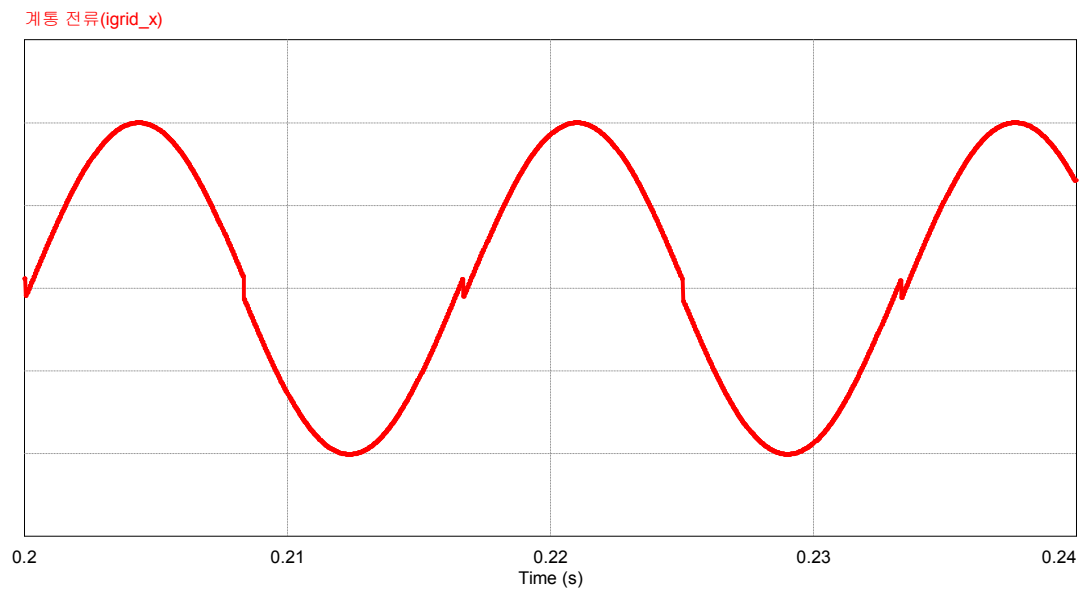


그림 3.51 계통 전압 반주기 기준으로 동기화된 무효 전력을 주입하는 방식에서의 계통 전류 파형

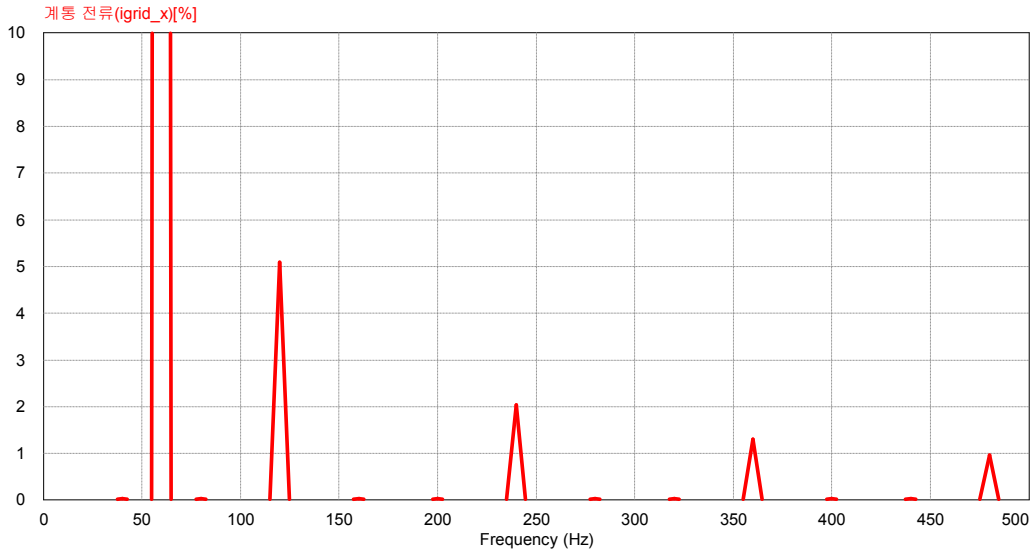


그림 3.52 계통 전압 반주기 기준으로 무효 전력 주입할 때의 전류 고조파

따라서 무효 전력 주입에 의해 발생하는 계통 전류의 고조파를 상대적으로 규정치가 큰 기수 고조파로 설계하기 위해 그림 3.53과 같이 계통 전압의 4분의 1주기 단위로 무효 전력을 주입한다. 계통 전압의 양의 반주기와 음의 반주기를 기준으로 유도성 및 용량성 무효 전력이 반복적으로 주입되기 때문에 다수의 분산형 전원이 실행하더라도 항상 동기화가 이루어지게 된다.

이 때 주입된 무효 전력에 의해 계통 연계 시에 계통으로 주입되는 전류는 그림 3.54와 같은 파형을 가지게 된다. 주입하는 무효 전력 성분이 급격이 변화하는 시점에서 전류의 위상 변화가 발생하기 때문에 고조파 성분이 함유됨을 알 수 있다. 발생한 고조파 성분을 분석하기 위해 계통 전류의 주파수 스펙트럼(Spectrum)을 살펴보면 그림 3.55와 같다. 계통 전압의 한 주기 동안 2주기의 무효 전력 변동으로 인해 계통 전류의 고조파에 3고조파가 가장 지배적으로 존재하며 5, 7 고조파와 같은 기수 고조파도 연쇄적으로 발생하고 있음을

알 수 있다. 우리 나라 규정이나 IEEE 1547의 규정에 따르면 계통 전류의 고조파는 11고조파 이하의 단일 기수 고조파 성분은 4%로 제한되고 종합 고조파 왜형률은 5%로 제한된다. 따라서 그림 3.53의 방식으로 주입하게 될 경우 이러한 고조파 규정의 경계에 근접하게 되어 계통 전압에 고조파가 존재하거나 비선형 부하 등의 영향을 받을 시에는 고조파 규정을 준수하지 못할 위험이 있다. 이를 방지하기 위해 제안된 무효 전력의 주입을 주기적으로 실행시키는 방안을 제안한다. 그림 3.56은 최대 0.5초 이내에 단독 운전을 검출하도록 요구하는 우리 나라 규정의 경우에 적용할 수 있는 무효 전력 주입 방식이다. 총 30주기를 기준으로 20주기의 지속시간 동안 그림 3.53의 무효 전력을 주입하게 되면, 고조파 평균값이 2/3로 감소하게 되어 3고조파의 경우 2.7%의 크기를 가지게 된다. 그리고 서로 다른 분산형 전원 간의 병렬 운전 시에도 최소 5주기 이상으로 무효 전력 주입 구간이 중복되기 때문에 단독 운전 검출 성능도 유지할 수 있다.

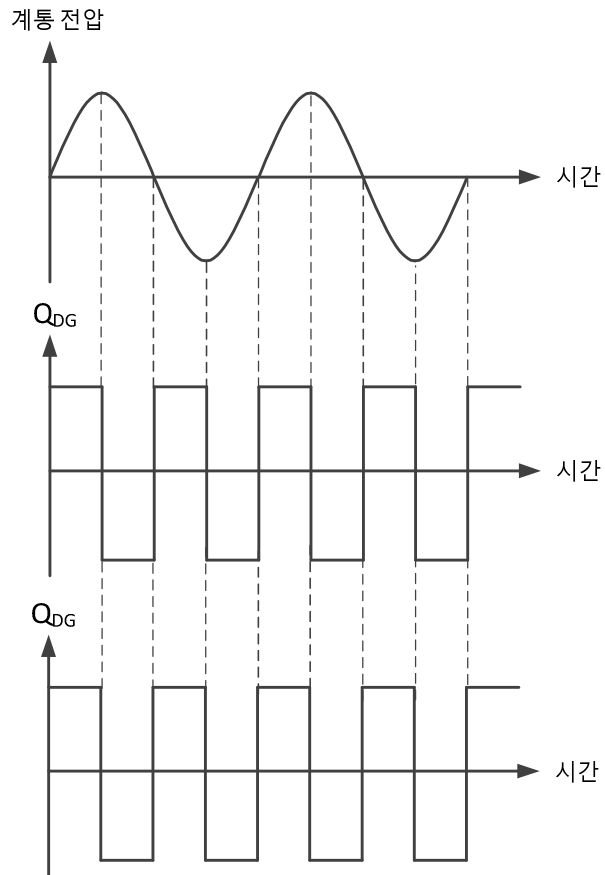


그림 3.53 계통 전압 4분의 1주기로 무효 전력을 주입하는 방식

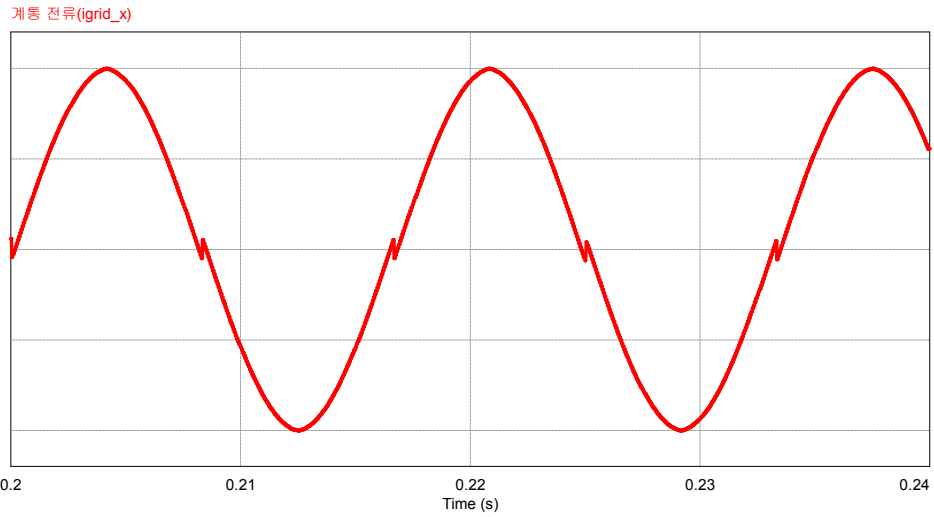


그림 3.54 계통 전압 4분의 1주기 기준으로 동기화된 무효 전력을 주입하는 방식에서의 계통 전류 파형

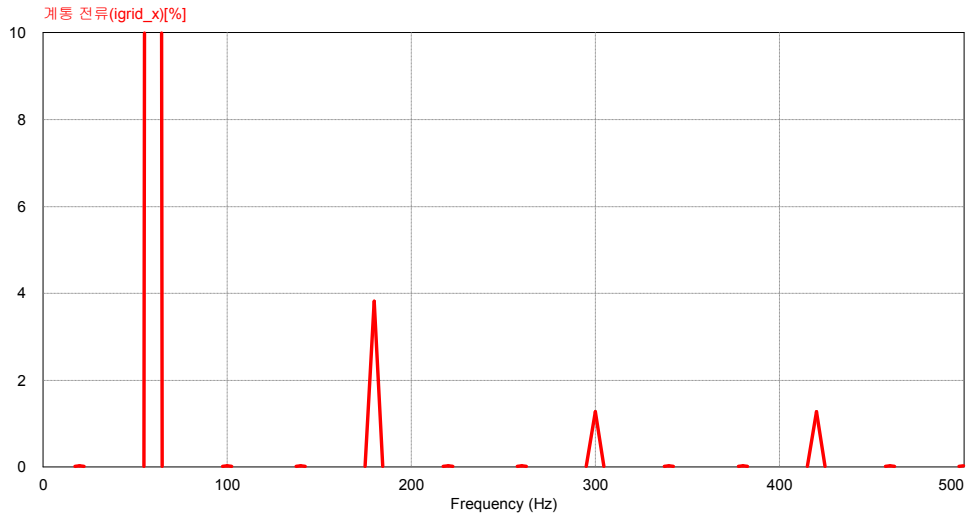


그림 3.55 계통 전압 4분의 1주기로 무효 전력 주입할 때의 전류 고조파

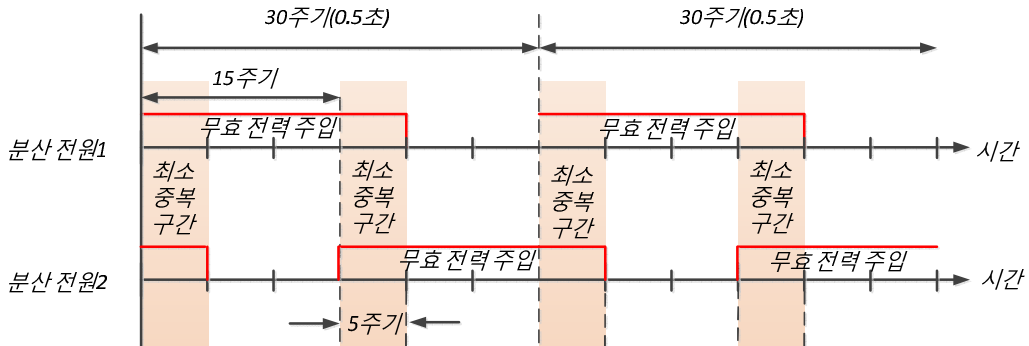


그림 3.56 제안된 무효 전력 주입 방법의 주기 설정

3.4 실험 결과

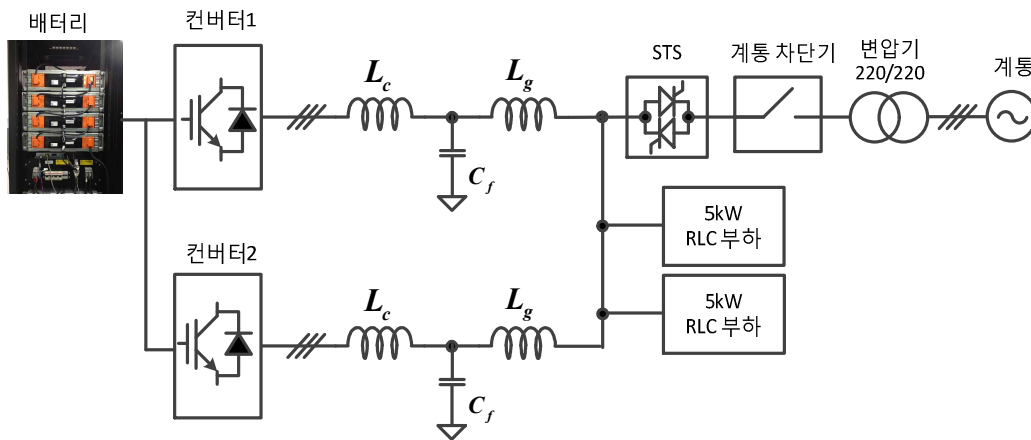


그림 3.57 실험 세트 구성

제안한 분산형 전원의 단독 운전 검출 방식의 효능을 검증하기 위해서 실험을 진행하였다. 시스템 구성은 그림 3.57과 같이 배터리를 에너지원으로 하여 두 대의 5kW 컨버터와 저항, 인덕터, 캐패시터의 병렬로 구성된 부하가 공유된 형태이다. 그리고 STS(Static transfer switch)는 분산형 전원이 단독 운전 검

출 후에 자립 운전으로의 전환을 위해 설치되었고 계통 차단기는 단독 운전을 모의하기 위한 장치이다. 배터리를 포함한 각종 시스템 사양은 표 3.4와 같다.

표 3.4 실험 시스템 사양

배터리 정격 용량	25.6[kWh]	계통 전압	220[V _{rms}]
배터리 정격 전압	414.4[V]	계통 주파수	60[Hz]
부하 저항	9.65[Ω]	L _c	1.2[mH]
부하 인덕터	10.3[mH]	L _g	0.732[mH]
부하 캐패시터	685[μF]	C _f	9[μF]

3.4.1 부하 시험

단독 운전 검출 방식의 성능은 부하의 제정수에 큰영향을 받는다. 따라서 실험에 사용된 부하의 무효 전력과 주파수의 관계를 측정하여 단독 운전 발생 시의 특성을 예상할 수 있다. 부하 특성 시험 방식은 계통과의 연결을 차단한 채 자립 운전 모드로 PCS를 통해 5kW의 유효 전력을 부하에 공급하면서 무효 전력의 비율을 변동시키는 형태이다. 그리고 각 무효 전력의 비율에 따라 변동하는 부하 전압의 주파수를 측정하였다. 측정된 부하 시험의 결과는 표 3.5와 같으며 그림 3.45에 예상했던 바와 유사하게 주입하는 무효 전력의 크기가 5%를 넘어설 때 단독 운전 발생 시 부족 주파수 및 과주파수 특성이 나타남을 알 수 있다. 본 논문에서 제안된 단독 운전 검출 방식을 구현할 때에는 부족 주파수에 대한 여유를 고려하여 주입하는 무효 전력의 크기를 6%로 결정하였다. 그림 3.58은 표 3.5에 대한 결과를 보여주는 무효 전력과 주파수의 관계이다.

표 3.5 부하의 무효 전력과 주파수 관계 측정 결과

무효 전력 주입양[%]	단독 운전 시 부하 전압 주파수[Hz]
-6	60.80
-5	60.66
-4	60.52
-3	60.38
-2	60.25
-1	60.11
0	59.98
1	59.85
2	59.71
3	59.57
4	59.44
5	59.30
6	59.17

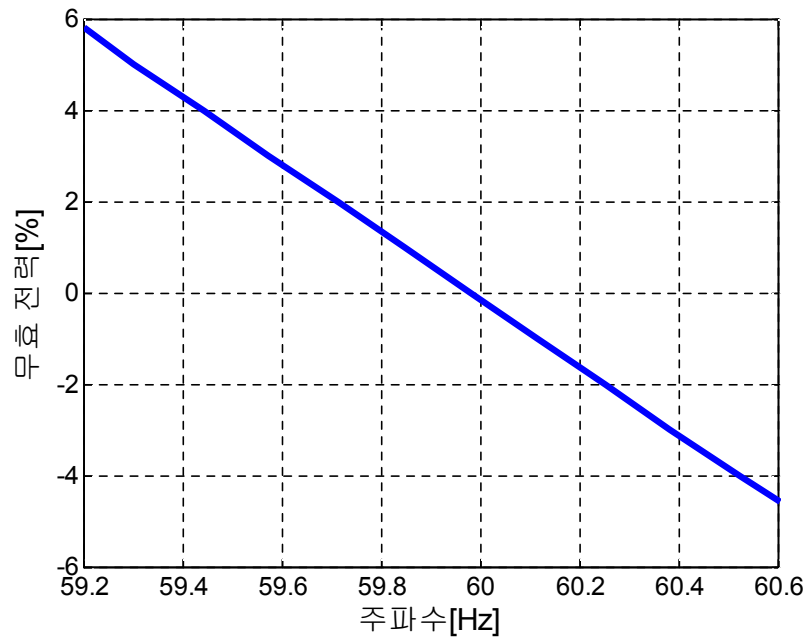


그림 3.58 실험 부하의 무효 전력과 주파수 관계

3.4.2 단독 운전 검출 시험

제안된 단독 운전 검출 성능을 확인하기 위하여 다양한 조건에서 실험이 진행되었다. 우선 그림 3.59는 단독 운전 검출 방식이 구현되지 않은 컨버터 1대가 5kW의 유효 전력과 0Var의 무효 전력을 공급할 때 5kW R, L, C 부하 조건에 대한 단독 운전 검출 성능을 보여준다. 단독 운전 발생 후에도 부하 전압 주파수 및 크기에 변동이 없어 단독 운전 검출이 불가능함을 보여준다.

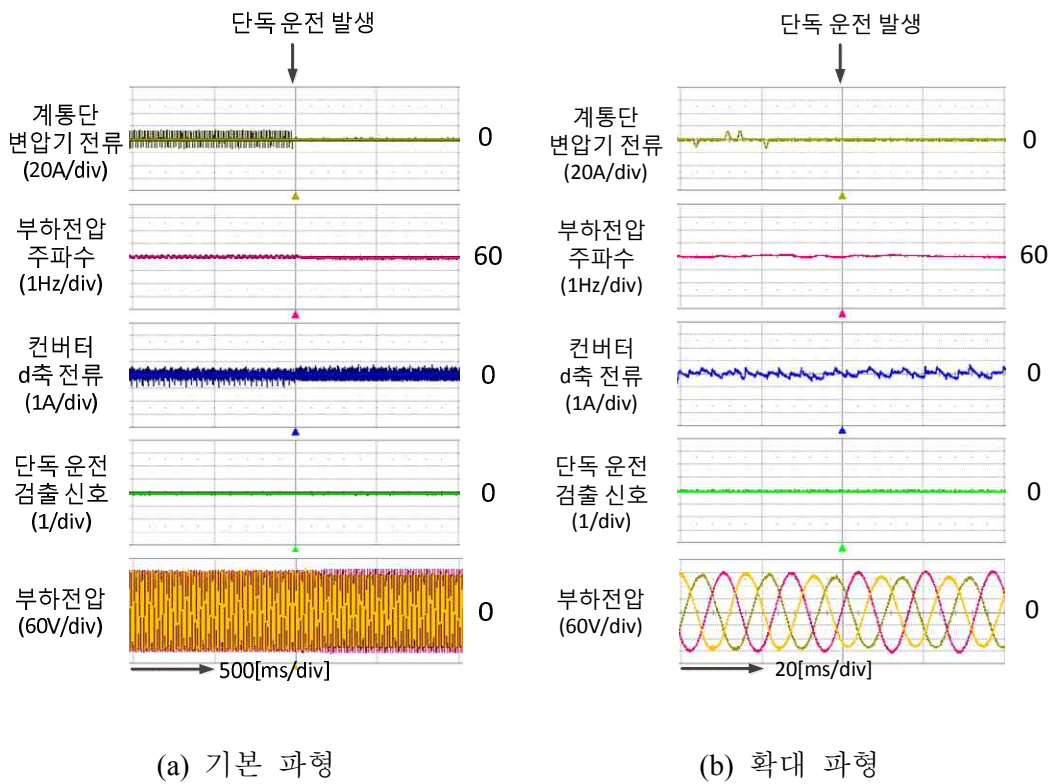


그림 3.59 무효 전력 주입 없을 때의 단독 운전 검출 성능
(컨버터 및 부하 전력이 5kW로 동일할 때)

그림 3.60은 그림 3.59와 동일한 부하 조건에서 제안된 검출 방식을 적용하

였을 때의 결과를 보여준다. 주입된 무효 전력에 의해 단독 운전 발생 직후 부하 전압의 주파수가 변동하여 과주파수를 발생 시키게 됨을 알 수 있다. 그림 3.61 ~ 3.64는 부하 조건은 유지한 채, 컨버터의 출력을 1kW에서 4kW로 변동시켰을 때에도 단독 운전 검출 성능이 원활하게 동작함을 보여준다. 단독 운전 검출 이후의 운전 상태는 4장의 계통 분리 운전으로의 전환에서 다르므로 본 장에서는 단독 운전 검출까지의 파형만 살펴 본다.

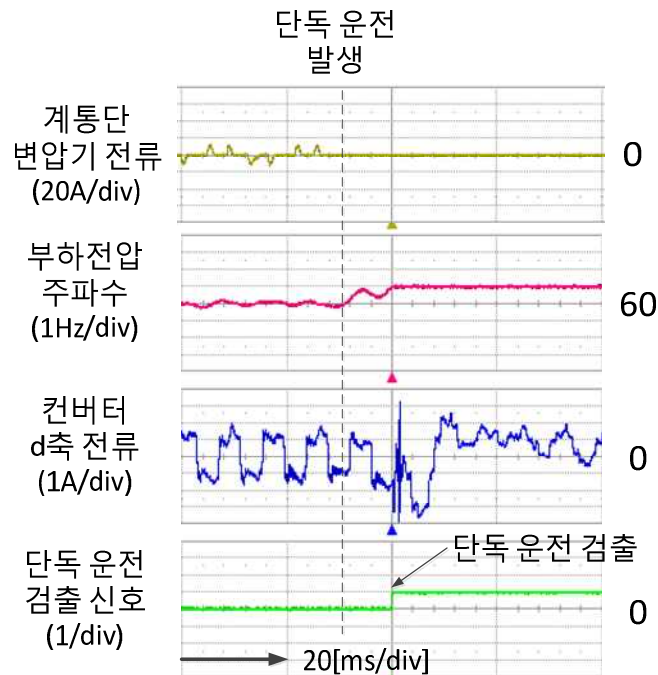


그림 3.60 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (컨버터 및 부하 전력이 5kW로 동일할 때)

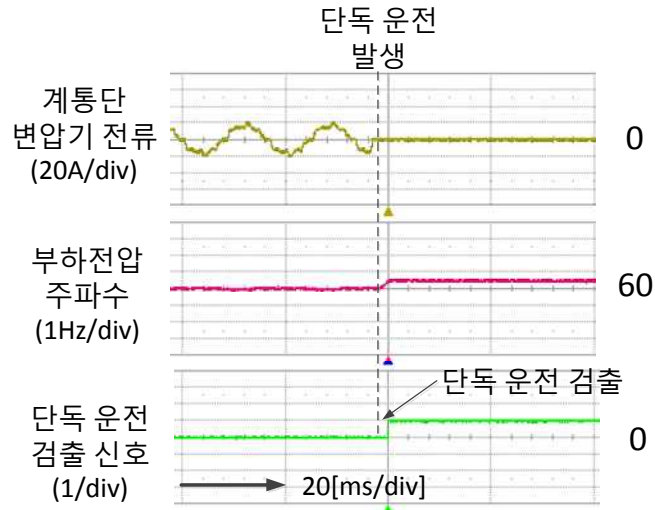


그림 3.61 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (컨버터 및 부하 전력이 각각 1kW와 5kW일 때)

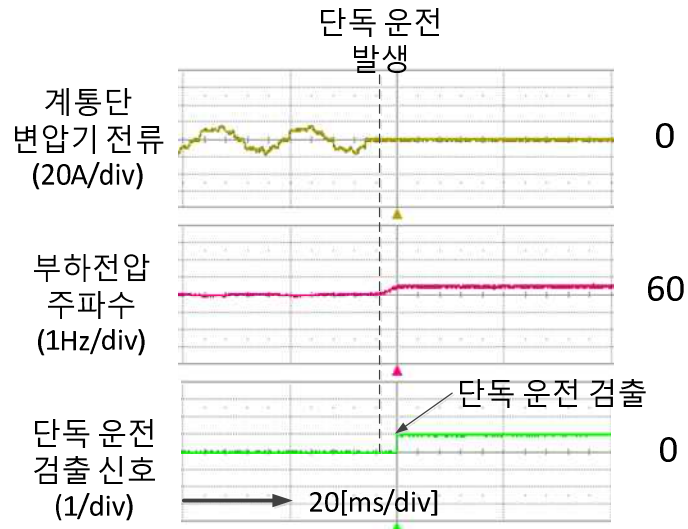


그림 3.62 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (컨버터 및 부하 전력이 각각 2kW와 5kW일 때)

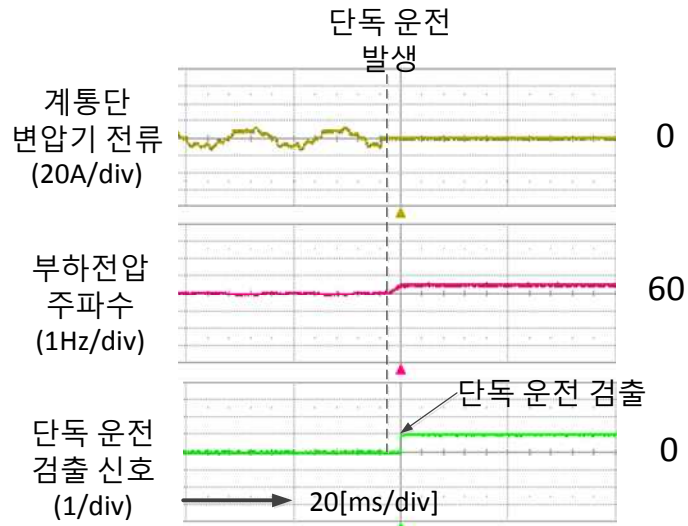


그림 3.63 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (컨버터 및 부하 전력이 각각 3kW와 5kW일 때)

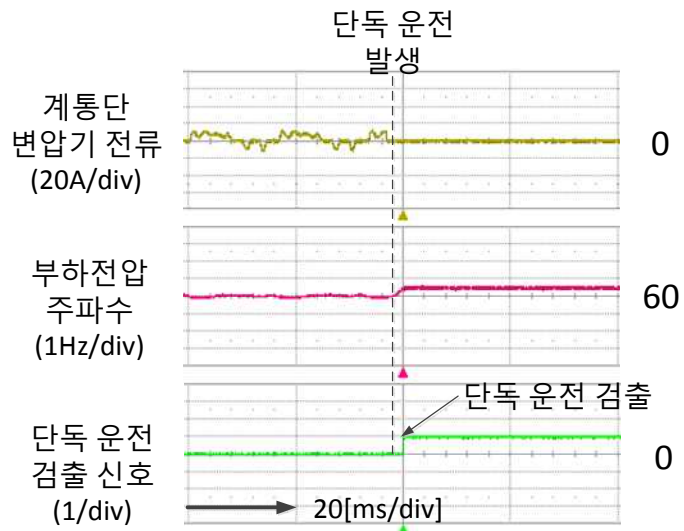


그림 3.64 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (컨버터 및 부하 전력이 각각 4kW와 5kW일 때)

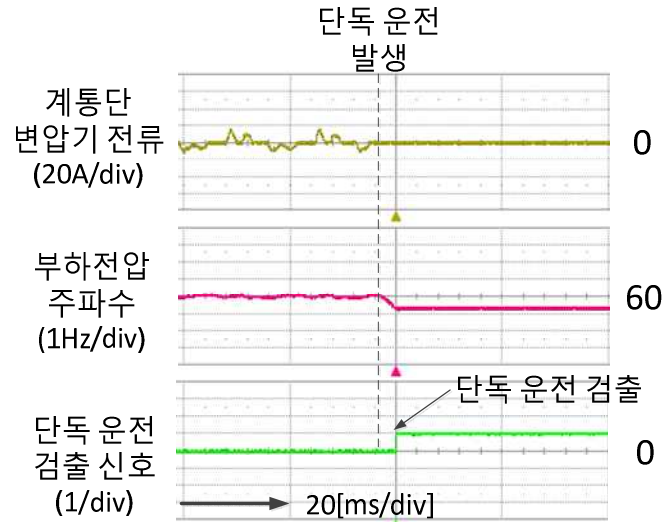


그림 3.65 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출
(컨버터 및 부하 전력이 각각 5kW와 2.5kW일 때)

제안된 방식을 이용해 컨버터의 출력이 부하 용량보다 큰 경우에 대해서도 단독 운전 검출 성능을 확인하였다. 그림 3.65는 컨버터 전력과 부하 전력이 각각 5kW와 2.5kW일 때의 파형을 보여주는데, 여전히 단독 운전 검출 성능이 정상 동작함을 알 수 있다.

제안된 단독 운전 검출 방식의 성능을 왜곡된 계통 전압의 상황에 대해서도 확인하였다. 그림 3.66은 계통 전압이 3%의 5, 7고조파를 함유할 때의 파형을 보여주며 그림 3.67과 3.68은 각각 5kW 및 2.5kW의 부하 조건에서 컨버터가 1kW 및 5kW 유효 전력을 공급할 때의 단독 운전 검출 성능을 보여준다. 고조파가 함유되지 않은 앞의 경우와 마찬가지로 단독 운전이 원활하게 검출된다.

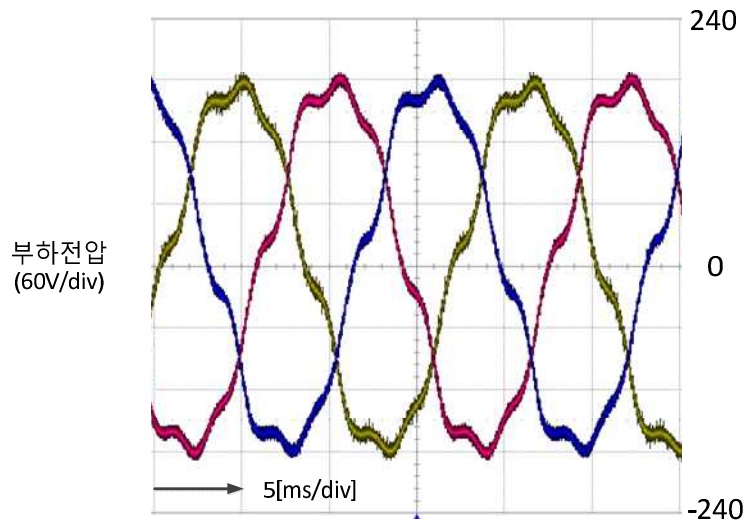


그림 3.66 3%의 5,7고조파를 함유한 계통 전압 파형

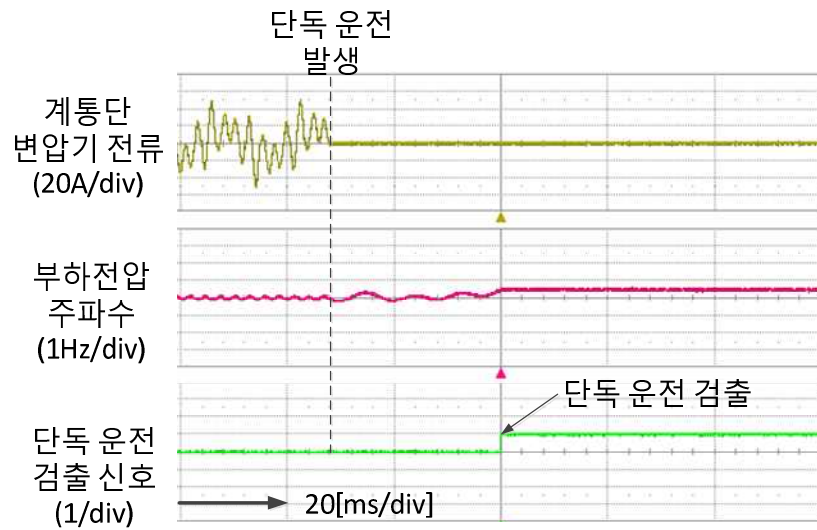


그림 3.67 고조파 함유된 계통 전압 시의 제안된 방식을 이용한
단독 운전 검출
(컨버터 및 부하 전력이 각각 1kW와 5kW일 때)

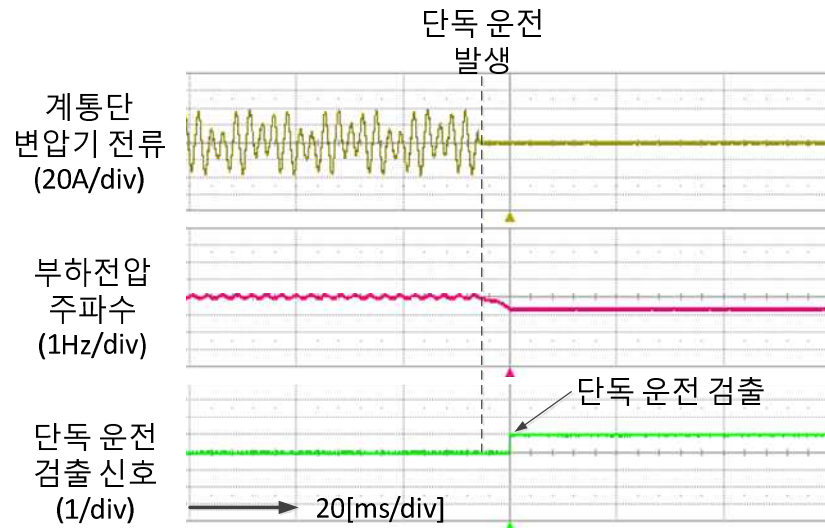


그림 3.68 고조파 함유된 계통 전압 시의 제안된 방식을 이용한
단독 운전 검출
(컨버터 및 부하 전력이 각각 5kW와 2.5kW일 때)

제안된 단독 운전 검출 방식의 성능을 R, RL, RC 부하 조건에 대해서도 확인하였다. 그림 3.69~3.71은 각각 R, RL, RC 부하에서의 컨버터의 출력과 부하의 소모 유효 전력이 5kW인 경우에 대한 결과를 보여준다. 유도성 및 용량성 무효 전력의 주입으로 인해 항상 단독 운전이 정상적으로 검출됨을 알 수 있다.

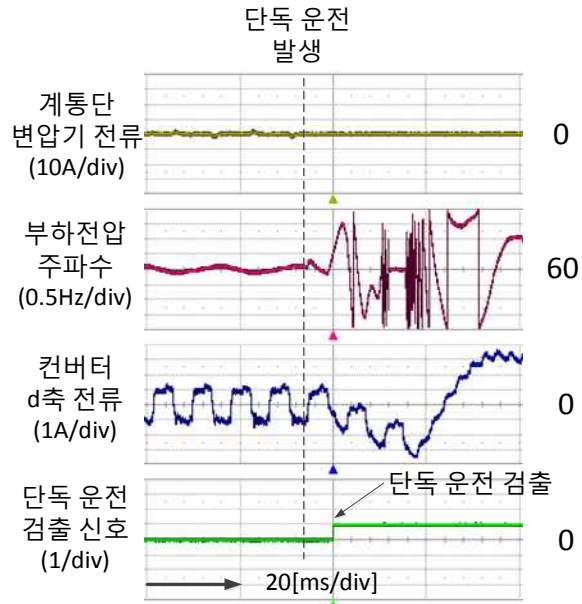


그림 3.69 R 부하에서의 단독 운전 검출 성능

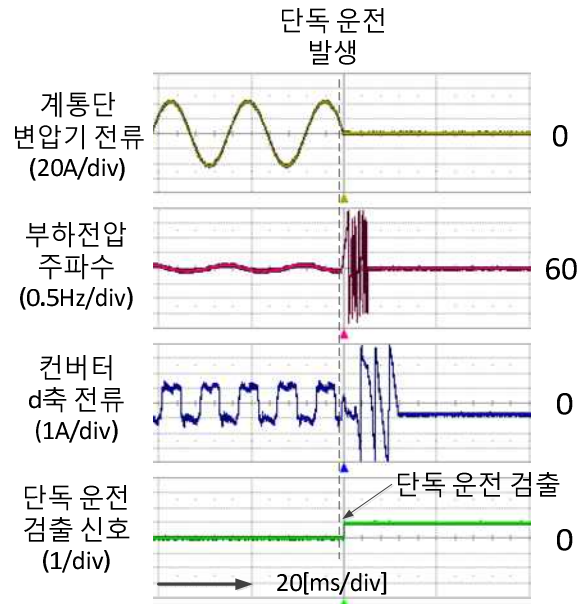


그림 3.70 RL 부하에서의 단독 운전 검출 성능

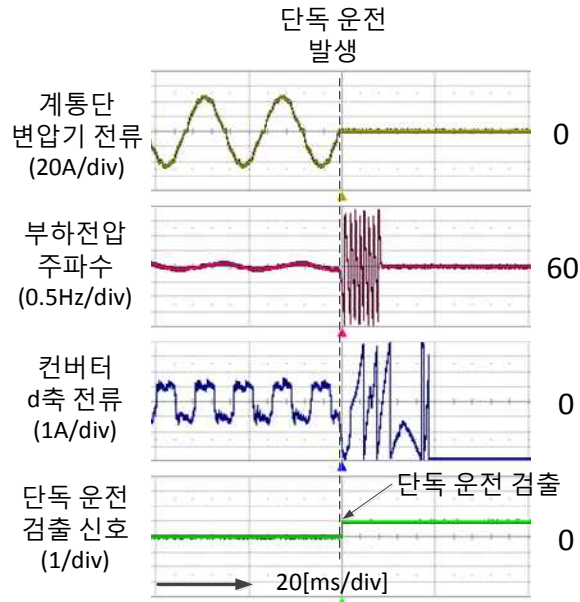


그림 3.71 RC 부하에서의 단독 운전 검출 성능

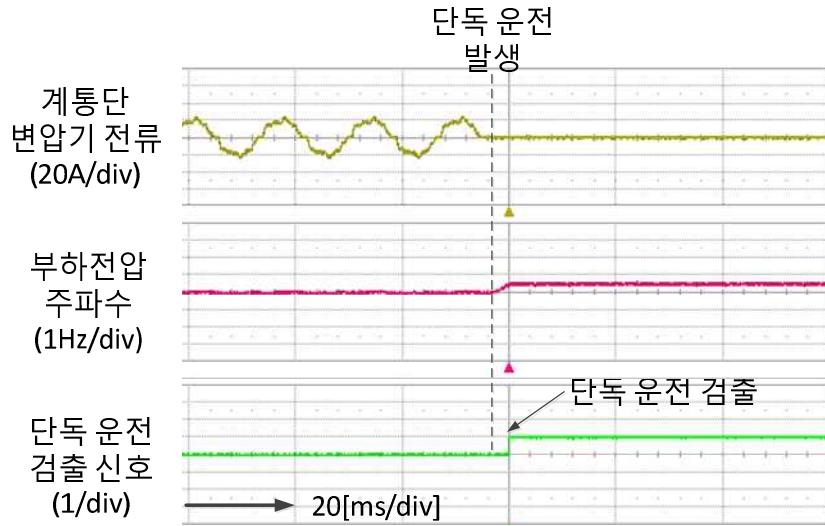


그림 3.72 두 대의 컨버터가 병렬 운전 시 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (총 컨버터 및 부하 전력이 각각 10kW와 5kW일 때)

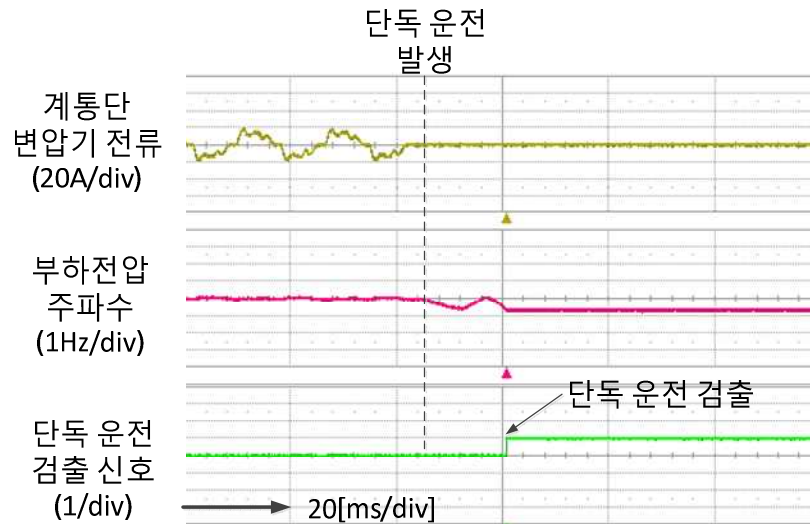


그림 3.73 두 대의 컨버터가 병렬 운전 시 제안된 방식을 이용한 단독 운전 검출 (총 컨버터 및 부하 전력이 각각 5kW와 10kW일 때)

제안된 단독 운전 검출 방식의 성능을 두 대의 컨버터가 병렬 운전하는 상황에 대해서도 확인하였다. 그림 3.72는 두 대의 컨버터가 총 10kW 전력을 공급할 때 5kW의 부하 조건에 대한 결과를 보여주며, 3.73은 총 5kW의 전력을 공급할 때 10kW의 부하 조건에 대한 결과를 보여준다. 병렬 운전 시에도 제안된 방식의 성능은 유효함을 알 수 있다.

제안된 단독 운전 검출 방식의 성능을 전동기 부하 조건에 대해서도 확인하였다. 그림 3.74는 부하에 사용된 유도 전동기를 나타내며 그림 3.75는 이 때의 단독 운전 검출 성능을 보여준다. 전동기 부하는 역기전력이 존재하지만 부하 제정수의 관점에서 R, L 부하와 등가이므로 제안된 단독 운전 검출 방식이 정상적으로 동작하게 된다.



그림 3.74 부하용 유도 전동기

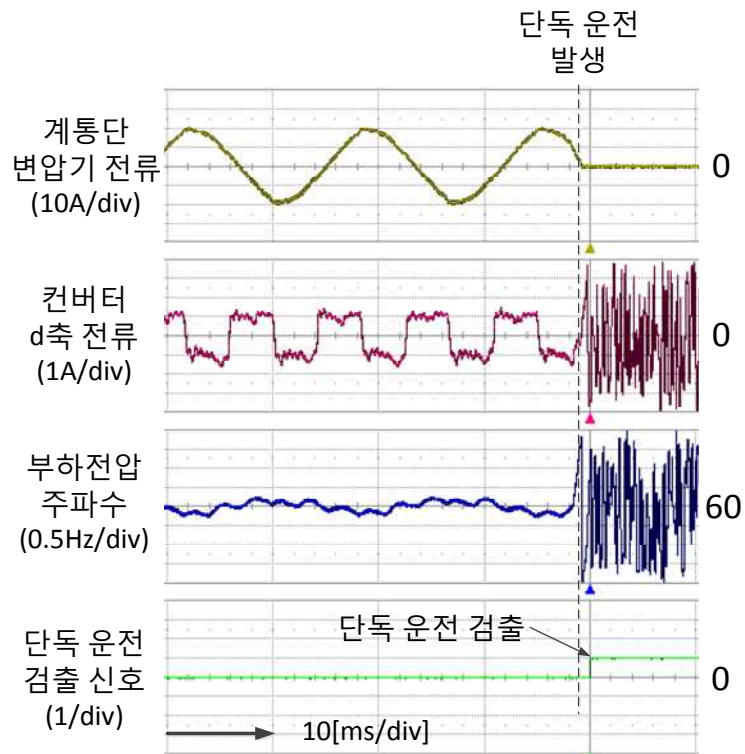


그림 3.75 유도 전동기 부하에서의 단독 운전 검출 성능

이와 같이 다양한 부하 조건 및 병렬 운전 상황에 대하여 제안된 단독 운전

검출 방식의 성능을 실험적으로 검증하였다. 제시된 부하 조건에서 단독 운전 검출을 위해 주입해야 하는 무효 전력의 크기가 5% 이상임을 유도하였으며 이를 계통 주파수의 2배의 주파수를 가지는 구형파 형태로 주입하여 병렬 운전 시에도 서로 다른 분산형 전원 간의 동기화를 가능하게 하였다.

제 4 장 계통 연계 운전과 계통 분리 운전의 무순단 절환

본 장에서는 분산 전원용 계통 연계형 컨버터의 무순단 절환에 관한 내용을 다룬다. 계통 연계 운전에서 계통 분리 운전으로의 전환 시, 기존 방식과 대비하여 부하 전원 과도 상태를 향상 시키기 위해 2장에서 설명한 폭넓은 대역폭의 제안된 LCL 필터 능동 댐핑 제어 방식이 내부 제어 루프(Control loop)에 포함되어 있고, 3장의 단독 운전 검출 성능을 구비하여 계통 분리 운전 시에도 다양한 부하 조건 및 병렬 운전 상황에서 신뢰성 있는 전압 제어가 가능한 방식을 제안한다. 그리고 계통 전원의 정상 회복으로 인해 분산 전원이 계통에 재병입 되는 과정도 설명한다.

분산형 전원이 계통 분리 운전으로 알려진 자립 운전으로 전환하는 경우는 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫번째는 단락 사고 등에 의해 계통 전압의 순시 전압 상승 또는 강하와 같이 계통 전원의 품질이 저하되어 분산형 전원이 스스로 계통과의 연결을 차단하는 경우이고, 두번째는 3장에서와 같이 사고나 수리 및 점검 등의 이유로 계통 측에서 전원 공급을 차단하여 단독 운전이 발생한 경우이다. 따라서 두 가지 상황에 대하여, 중요 부하의 안정적인 전원 공급을 가능하게 하는 무순단 절환 전략이 요구된다.

첫번째의 경우에는 계통과의 차단이 이루어지지 않은 상황에서 스스로 계통과 분리되어야 하기 때문에 컨버터와 계통을 이어주는 STS(Static transfer switch)의 성능이 중요한 역할을 하게 된다. 일반적으로 사용되는 STS는 싸이리스터로 구현되어 있는데, 이로 인해 OFF 신호 인가 시점과 실질적으로 STS가 꺼

지는 시점 사이에 시지연(Time delay)이 발생하게 된다. 이 때, 통상적으로 계통 연계 운전 시에는 전류 제어가 이루어지고 자립 운전 시에는 전압 제어가 구현되는데, 이러한 STS의 지연 효과를 고려하지 않고 전압 제어 모드로 전환할 때에는 컨버터 전압원과 계통 전압원이 충돌하여 정격 크기 이상의 돌입 전류가 발생할 위험이 존재한다. 따라서 이러한 돌입 전류를 방지할 수 있는 제어 전략이 요구된다.

한편 두번째의 경우에는, 분산형 전원이 운전 모드를 전환하기 전에 이미 계통과의 분리가 이루어져 있는 상태이므로 부하 전압 품질의 과도 상태는 단독 운전 검출 성능과 검출 이후의 부하 전압 제어 성능에 의해 영향을 받는다. 따라서 신뢰성 있는 단독 운전 검출 성능을 바탕으로 부하 조건의 변동에 강인하고 동특성이 빠른 전압 제어가 필요하다.

본 장에서는 위의 사항을 고려하여 분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환할 때와 계통 재병입이 필요한 경우에 일정 수준 이상의 전력 품질을 유지할 수 있는 전압 제어 전략을 제안하고 다양한 부하와 분산 전원의 출력 상황에 대하여 그 유효성과 신뢰성을 검증한다.

4.1 기존의 운전 모드 전환 방식

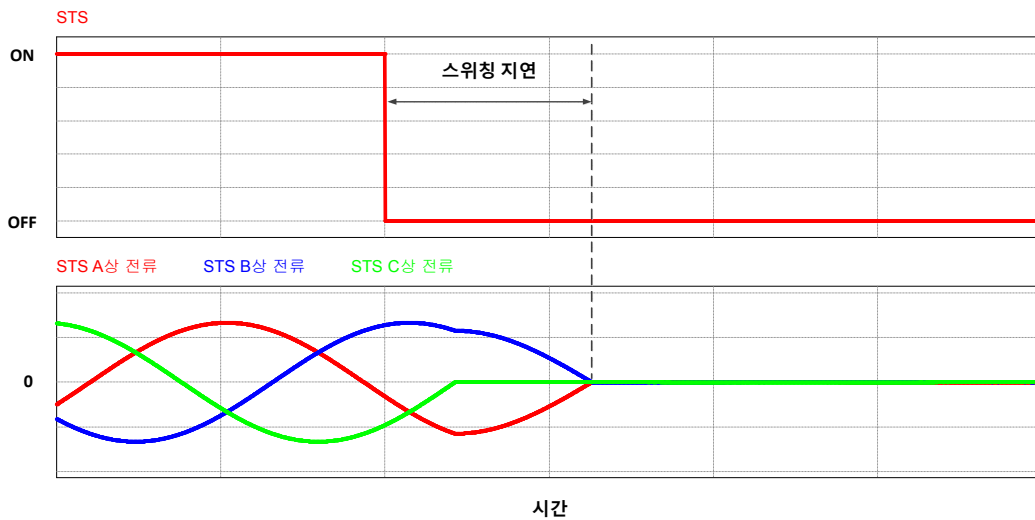


그림 4.1 STS 특성에 의한 스위칭 지연 현상

우선 계통 연계 운전에서 자립 운전으로의 전환에 관한 기존 연구의 상당수는 앞서 언급한 첫번째 경우인 계통 전압의 품질 저하로 인한 자립 운전 전환과 두번째 경우인 단독 운전으로 인한 자립 운전 전환을 동시에 고려하지 않고 있다[86-96].

계통 전압의 품질 저하로 인해 자립 운전으로 전환하는 방식에서는 그림 4.1과 같이 STS에 OFF 신호를 인가한 이후에도 트라이액(또는 역병렬 연결된 사이리스터)에 흐르던 전류때문에 최대로 전원 전압의 반주기 동안 분산형 전원과 계통의 전기적 차단이 지연된다. 따라서 이러한 스위칭 지연 구간 이내에 분산형 전원이 전압 제어 모드로 전환될 경우에는 계통 전압과의 충돌로 인해 과전류가 발생할 위험이 존재한다.

이러한 과전류의 발생을 방지하기 위해서는 자연적으로 STS의 전류가 완전

히 사라질 때까지 기다린 후 전압 제어 모드로 전환하거나 STS의 전류를 능동적으로 제어하여 제거한 뒤 전압 제어 모드로 전환하는 방식이 사용될 수 있다[97-101]. STS의 전류를 능동적으로 제어하는 방식은 계통 전압의 품질 저하를 인식하는 순간부터 실행되어 그림 4.2와 같이 스위칭 지연 시간을 쉽게 감소시킬 수 있으며 빠른 시간 안에 분산형 전원과 계통의 전기적 분리를 구현하게 되므로 부하 전압의 과도 상태 구간도 짧아져서 전력 품질이 향상된다.

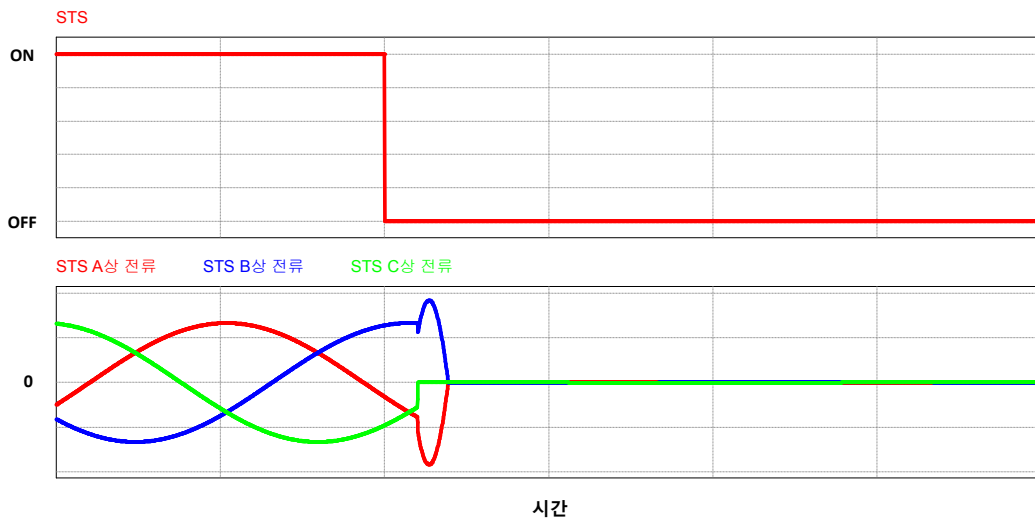


그림 4.2 STS 전류 제어에 의한 스위칭 지연 감소

하지만 STS의 전류를 제어하기 위해서는 STS에 흐르는 전류를 측정해야 하는데, 통상적으로 STS가 설치되는 위치는 그림 4.3과 같이 부하와 계통 사이이다. 따라서 분산형 전원의 출력 전류 제어를 하기 위한 센서 이외에 추가적인 센서가 구현되어야 하며 특히 컨버터가 병렬로 구성되어 있을 때는 시스템 중복성(Redundancy)을 위해 다른 컨버터들도 STS 전류 정보를 제공 받아야 하기 때문에 통신 장비가 구비되어야 하거나 더 많은 추가 센서를 설치하여야

한다. 또한 STS의 제어를 담당하는 컨버터가 STS 전류를 영전류로 제어하기 위해서는 나머지 컨버터들과 부하의 전력 불균형을 감당해야 하기 때문에 총 컨버터의 출력과 부하 조건에 따라 순시적으로 과전류가 발생할 위험도 존재한다. 그러므로 STS의 전류 제어를 이용한 자립 운전으로의 전환 방식은 제한된 시스템에서만 적용 가능한 단점이 있다.

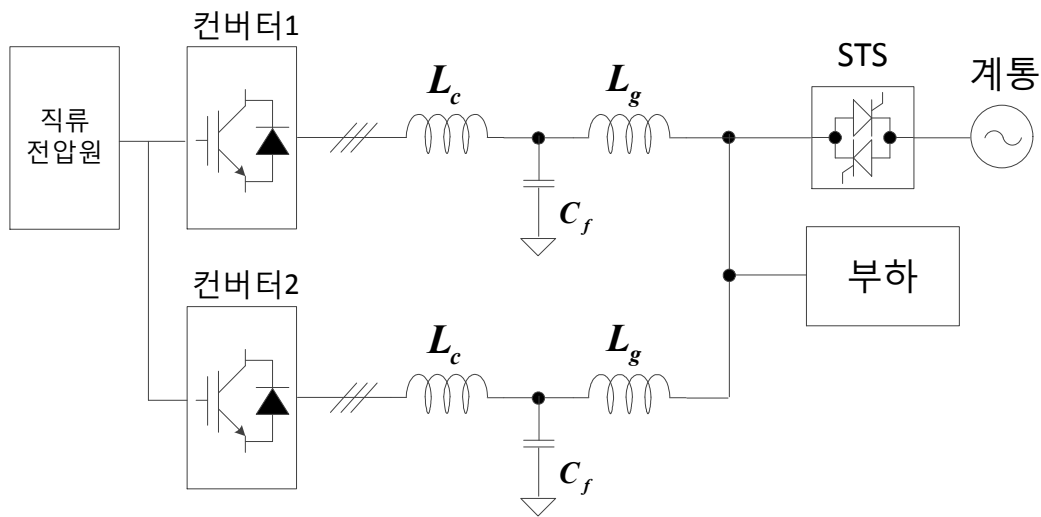


그림 4.3 STS가 적용된 컨버터 병렬 구조의 예

한편, 단독 운전에 의한 자립 운전으로의 전환 방식 중 가장 간단한 형태는 그림 4.4와 같이 단독 운전을 검출한 시점부터 부하 전압 제어를 구현하는 것이다[103-107]. 운전 모드 전환 시 과도 상태를 개선하기 위해 전압 제어기 지령의 초기 크기 및 위상을 모드 전환 직전의 부하 전압과 연동한 후 점차적으로 정격 크기 및 주파수를 가지는 부하 전압 지령을 생성하기도 한다. 단독 운전 검출 직후부터 부하 전압을 직접 제어할 수 있기 때문에 가장 일반적으로 사용되는 자립 운전으로의 전환 방식이다.

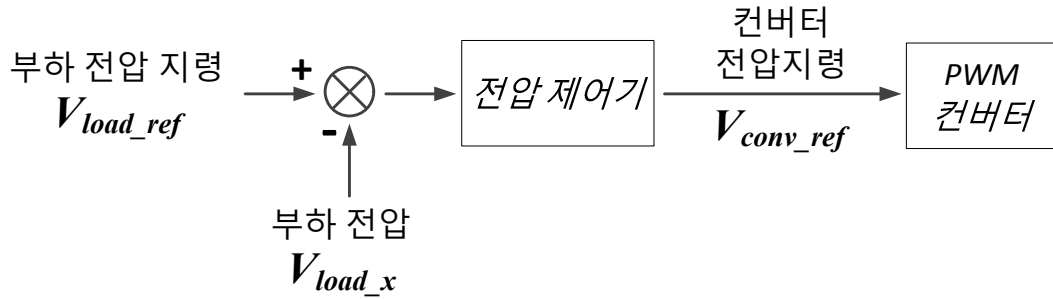


그림 4.4 기존의 부하 전압 제어기 형태

하지만 이러한 형태의 부하 전압 제어기를 구성한 자립 운전으로의 전환 방식은 그림 4.1과 같이 STS 전류가 완전히 제거되지 않은 상황에 대한 고려가 없다는 단점이 있다. 즉, 계통 전압의 품질 저하로 인해 자립 운전으로의 전환이 이루어진 경우에는 스위칭 지연 시간 동안 분산형 전원과 계통이 연결된 상태이므로 두 전압원이 단락된 현상을 야기하여 과전류가 발생하게 된다. 또한 동일 구내 계통 내의 컨버터가 병렬 운전 할 때에는 한 대의 컨버터가 전압 제어를 구현하게 되는데, 다른 컨버터의 총 전력과 부하의 소모 전력과의 차이에 따라 전압 제어를 수행하는 컨버터의 용량이 초과될 경우에 과전류가 발생하게 된다.

전압 제어 모드로 전환하지 않고 계통 연계 시의 컨버터 전류 제어 모드를 자립 운전 시에도 지속적으로 적용하지만 부하 전압이 항상 정상 범위 이내에 존재할 수 있도록 전류 제어기를 변형한 간접 전류 제어 방식도 활발히 연구되고 있다[108]. 이 방식은 그림 4.5와 같이 전류 제어기의 출력과 위상 동기화 제어기의 출력을 제한하여 컨버터 전압의 지령 크기와 주파수를 일정 범위 이내로 유지하는 형태이다. 이로 인해 부하 전압은 계통 연계에서만 아니라

자립 운전 시에서도 항상 일정 범위 이내에서 동작한다. 하지만 이 방식은 전류 제어기의 출력 제한으로 인해 계통 연계 운전 시에 주어진 직류단 전압 사용률이 감소하고 이로 인해 분산형 전원의 출력 변동에 대한 동특성이 느려지는 문제가 있다. 그리고 정상 범위 이내로 제한된 전류 제어기와 위상 동기화 제어기로 인해 부하 전압의 크기 및 주파수도 정상 범위 이내에 존재하도록 제어하기 때문에 부하 전압의 크기 및 주파수를 정상 범위 밖으로 유도해야 하는 단독 운전 검출 방식과 상충되는 단점이 있다. 만약 제한된 범위의 최대 또는 최소값에 도달할 때마다 단독 운전으로 인식한다면, 분산형 전원의 운전 조건 변동에 따라 컨버터 전압 지령이 순시적으로 최대 또는 최소에 도달하는 상황과 구분이 되지 않는 문제가 발생한다.

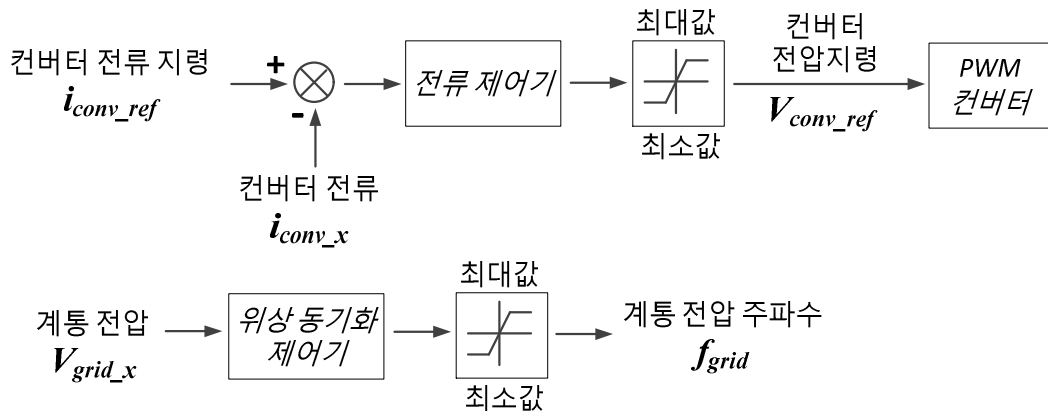


그림 4.5 간접 전류 제어 방식의 제어기 구조

드롭 제어를 이용한 자립 운전으로의 전환 방식도 제안되었다[109]. 드롭 제어는 컨버터의 출력 범위를 제한하여 전압 크기 및 주파수를 생성하기 때문에 병렬 운전 시에도 각 컨버터 간의 전력 분담이 적절히 이루어져 과전류 현상을 방지할 수 있으며 간접 전류 제어 방식과 유사하게 부하 전압의 크기 및

주파수를 항상 정상 범위 이내로 제어할 수 있는 장점이 있다. 하지만 간접 전류 제어 방식과 유사하게 그림 4.6에서 알 수 있듯이 컨버터의 동작 영역이 항상 정상 범위 이내에 존재하게 되어 단독 운전 검출 방식과 연동하기 난해한 문제가 있으며 계통 연계 시에도 드롭 운전으로 인해 동특성이 느리고 임의의 전류 제어가 불가능하여 분산형 전원의 최대 출력 운전 등이 제한된다.

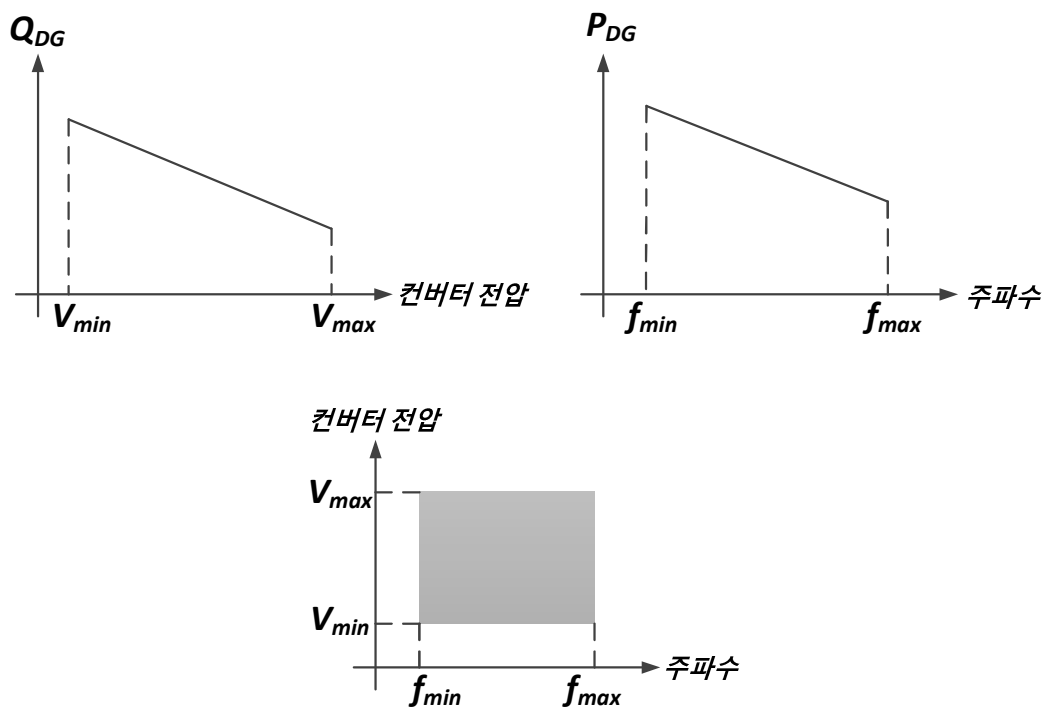


그림 4.6 드롭 제어에 따른 컨버터 전압 크기 및 주파수 평면에서의 운전 영역

한편, 자립 운전으로의 전환 이후 계통 회복으로 인해 재병입을 수행하는 방식은 자립 운전 시의 부하 전압을 회복된 계통 전압과 동기화 시키는 과정이라고 할 수 있다[110-111]. 분산형 전원이 계통 전압의 회복을 인지한 후에는 전압 크기의 오차는 미비하다는 전제하에 그림 4.7과 같이 자립 운전 시의

부하 전압의 위상을 제어하여 계통 전압과 동기화 시키는 방식이 일반적이다. 이러한 방식은 위상 제어기의 동특성에 의해 부하 전압이 회복된 계통 전압을 추종하는 과도 상태가 결정되는데, 적절하게 제어기 이득을 설계하지 못할 경우에는 동기화 과정에서 부하 전압의 주파수 및 위상이 계단 변화를 일으키거나 진동 현상을 보일 수 있는 문제가 있다.

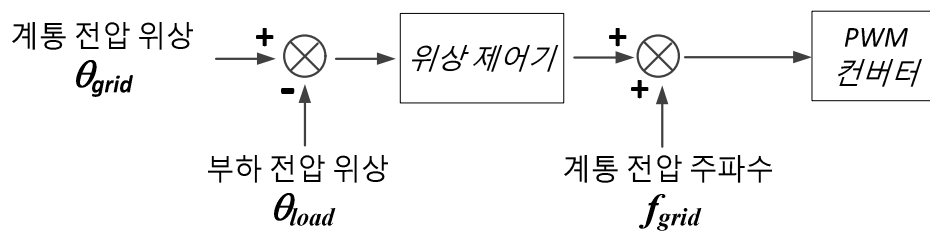


그림 4.7 계통 재병입을 위한 기존의 주파수 및 위상 동기화 제어기

4.2 제안된 자립 운전으로의 전환 방식

4.2.1 전압 제어기 구성

4.1에서 설명한 계통 전압의 품질 저하 또는 단독 운전의 발생으로 인한 기존의 자립 운전 전환 방식에 대한 문제점을 열거하면 아래와 같다.

- STS 전류 측정을 위한 추가적인 센서
- 분산형 전원과 계통 전압의 충돌이 발생하거나 병렬 운전 시 각 컨버터의 출력 불균형으로 인한 과전류 현상
- 계통 연계 시 동특성 제한
- 단독 운전 검출 방식과의 상충

자립 운전 시에 컨버터가 수행해야 하는 기본 성능은 부하가 연속적인 동작이 가능하도록 일정 수준 이상의 전력 품질을 가지는 전압원을 제공하는 것이다. 그러므로 제안된 자립 운전으로의 전환 방식은 그림 4.4와 같이 기존의 부하 전압 제어기를 바탕으로 한다. 이 때, 기존 방식의 단점을 극복하기 위해서는 STS의 전류 정보 없이 분산형 전원과 계통 전압의 충돌이나 병렬 컨버터의 출력 불균형 시에 발생하는 과전류를 방지해야 하므로 자립 운전 시에도 컨버터 전류의 크기를 적절히 제한할 수 있는 제어 성능을 갖추어야 한다. 또한 3장과 같은 단독 운전 검출 방식과의 원활한 연동을 가능하게 하고 계통 연계 운전에도 영향을 주지 않는 특성을 포함하여야 한다. 따라서 전압 제어기의 내부 루프에 2장에서 설계한 전류 제어기를 구성하여 부하 전압 및 컨버터 전류의 제어를 동시에 가능하게 하고 과전류가 발생할 수 있는 상황에서는 전압 제어기의 출력에 해당하는 컨버터 전류 지령을 정격 이내의 값으로 제한하여 부하 전압에 대한 제어 성능을 희생한다. 그림 4.8은 제안된 전압 제어 방법을 블록도로 나타낸 것이다.

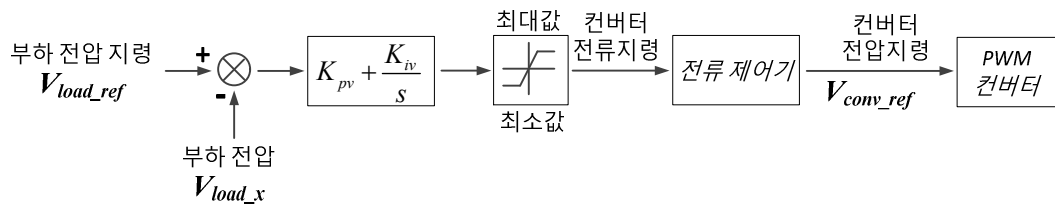


그림 4.8 제안된 자립 운전 시의 전압 제어 방식

제안된 전환 방식은 컨버터 전류 지령이 제한된 범위 이내에서 결정 되는 경우에는 전압 제어기의 동특성에 의해 부하 전압이 원활하게 지령을 추종하게 되며 기존의 전류 제어기 보다 대역폭을 넓게 설계할 수 있으므로 전압 제

여기의 대역폭도 더 넓게 구현할 수 있다. 그러나 STS의 전류가 완전히 제거되지 않아 분산형 전원과 계통 전압이 충돌하는 상황이거나 각 컨버터의 출력 불균형으로 순시적으로 전류 지령이 최대 또는 최소값을 가지게 될 때는 부하 전압이 정상적으로 지령을 추종하지 못하게 되지만 STS 전류가 제거되거나 다른 컨버터의 출력을 증가시킬 때까지 과전류를 발생시키지 않고 분산형 전원의 운전을 유지할 수 있는 장점이 있다. 제안된 방식을 병렬 시스템에 적용 시에는 마스터(Master) 역할을 수행하는 컨버터 또는 단독 운전을 최초로 검출한 컨버터가 자립 운전으로의 전환을 구현하며 나머지 컨버터는 계통 연계 시의 전류 제어 운전을 지속한다.

4.2.2 전압 제어기 설계

제안된 전압 제어기에 사용된 비례 적분 이득의 값은 자립 운전으로 전환할 때의 부하 조건을 고려하여 설계할 수 있다. 부하 조건을 3장의 단독 운전 검출 시험 회로와 동일하게 가정한다면, 그림 4.9와 같은 자립 운전 시의 단상 등가 회로를 구성할 수 있다. 따라서 컨버터 전류와 부하 전압의 관계는 (4.1)의 형태로 표현이 되고, 그림 4.8의 부하 전압 제어 블록도는 그림 4.10과 같이 나타낼 수 있다.

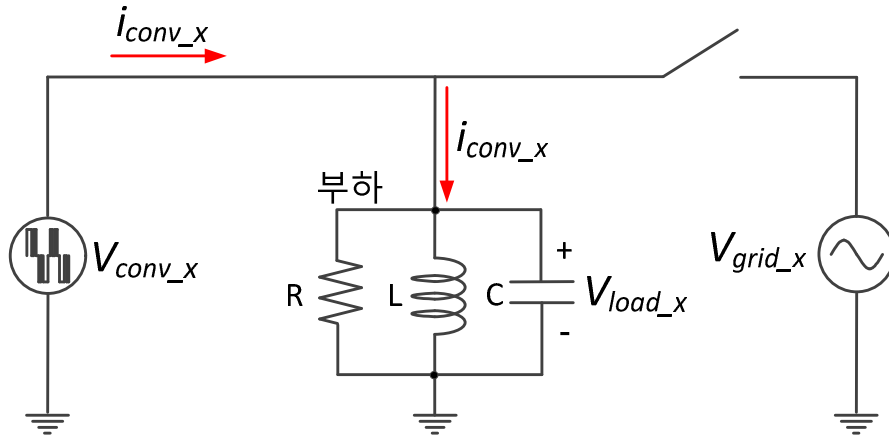


그림 4.9 자립 운전 시의 단상 등가 회로

$$\frac{V_{load_x}}{i_{conv_x}} = \frac{sLR}{s^2CLR + sL + R} \quad (4.1)$$

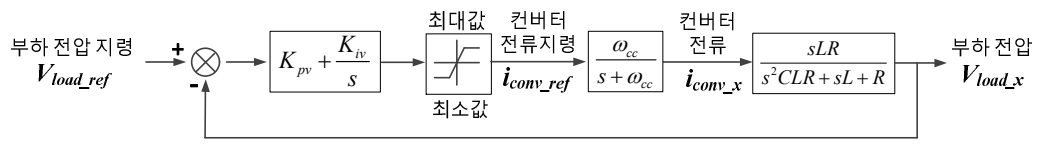


그림 4.10 제안된 부하 전압 제어기 블록도

이 때, 전류 제어 동특성보다 전압 제어 동특성이 충분히 느리다고 가정하고, 자립 운전 시 부하의 용량이 분산 전원의 용량을 초과하지 않는다면, 그림 4.10은 그림 4.11과 같이 간략화 할 수 있다.

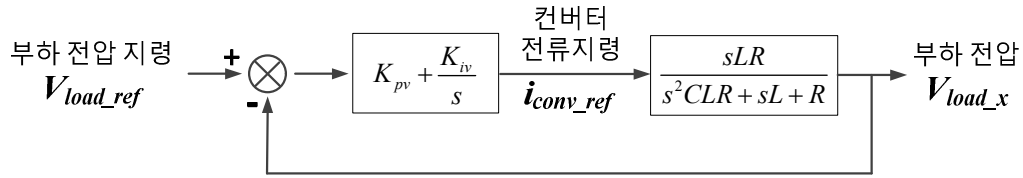


그림 4.11 간략화된 제안된 부하 전압 제어기 블록도

한편, 자립 운전 시 컨버터가 공급하는 전력은 부하 조건에 의해 결정된다. 통상적으로 중요 부하의 역률이 0.95 이상으로 가정된다면, 자립 운전 시 고려할 수 있는 부하 조건은 용량성 전력과 유도성 전력의 크기가 저항 성분에 비해 매우 작으므로 그림 4.11에서 고려한 부하 조건은 그림 4.12와 같이 근사화할 수 있게 된다.

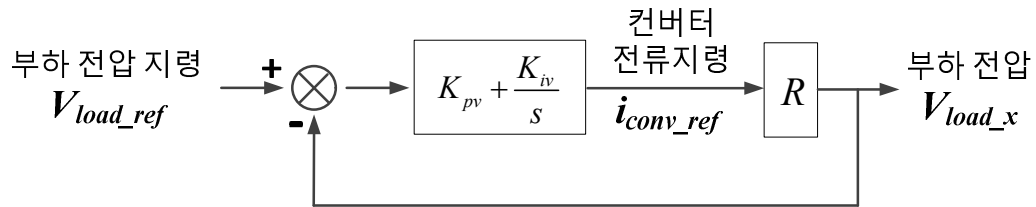


그림 4.12 유효 전력 부하를 고려한 제안된 부하 전압 제어기 블록도

그림 4.12를 이용하여 부하 전압에 관한 페루프 전달 함수를 계산하면, (4.2)와 같이 결정된다. 이러한 부하 전압 제어의 응답 특성에서 (4.3)과 같은 조건을 만족한다면 설계된 부하 전압 제어기는 (4.4)와 같은 1차 지연 요소로 구현된다.

$$\frac{V_{load_x}}{V_{load_ref}} = \frac{R \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}{1 + R \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)} = \frac{R(sK_{pv} + K_{iv})}{s(1 + RK_{pv}) + RK_{iv}}. \quad (4.2)$$

$$sK_{pv} \ll K_{iv}, RK_{pv} \ll 1. \quad (4.3)$$

$$\frac{V_{load_x}}{V_{load_ref}} = \frac{R \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)}{1 + R \left(K_{pv} + \frac{K_{iv}}{s} \right)} = \frac{R(sK_{pv} + K_{iv})}{s(1 + RK_{pv}) + RK_{iv}} \approx \frac{RK_{iv}}{s + RK_{iv}}. \quad (4.4)$$

이 때, 전압 제어기의 대역폭은 전류 제어기의 대역폭보다 충분히 낮게 설계되어야 하므로 2장에서 설계된 전류 제어기의 대역폭이 수백 Hz 범위에서 결정된다면 전압 제어기의 대역폭은 수십 Hz 범위내로 결정할 수 있다. 만약 20Hz 이하의 대역폭으로 구현할 경우에는, 우선 (4.5)를 통해 적분 이득부터 설계할 수 있다. 하지만 적분 이득을 계산하기 위해서는 부하 저항의 정보를 고려해야 하는데, 최대 정격 부하 범위 이내에서는 적분 이득이 (4.6)의 조건을 만족하면 되므로 최소값으로 결정할 경우, 모든 부하 조건에 대하여 20Hz 이하의 전압 제어 응답 특성을 얻을 수 있다. 그리고 식 (4.6)에서 설계된 적분 이득을 (4.3)의 조건에 대입하면, (4.7)과 같이 비례 이득의 값을 설계할 수 있다.

$$\frac{V_{load_x}}{V_{load_ref}} \approx \frac{RK_{iv}}{s + RK_{iv}} = \frac{\omega_{vc}}{s + \omega_{vc}} \Rightarrow K_{iv} = \frac{\omega_{vc}}{R}. \quad (4.5)$$

$$\omega_{vc} = 2 \times \pi \times 20, R \leq 1 [p.u.] \Rightarrow K_{iv} \geq 12.9818. \quad (4.6)$$

$$2 \times \pi \times 20 \times K_{pv} \ll 12.9818 \Rightarrow K_{pv} \ll 0.1033. \quad (4.7)$$

한편, 전압 제어기의 출력에 해당하는 컨버터 전류 지령의 최대 및 최소 크기는 자립 운전 시의 부하 조건을 고려하여 설계할 수 있다. 앞서 언급한 바와 같이 중요 부하의 역률은 최소 0.95 이상으로 유지된다고 가정하면, 자립 운전 시에 동기 좌표계에서 요구 되는 d, q축의 전류 크기가 (4.8) ~ (4.10)의 과정을 이용하여 결정된다.

$$i_{q_conv_ref_max} = i_{rated}. \quad (4.8)$$

$$\frac{i_{q_conv_ref_max}}{\sqrt{i_{d_conv_ref_max}^2 + i_{q_conv_ref_max}^2}} \geq 0.95. \quad (4.9)$$

$$i_{d_conv_ref_max} \leq 0.3287 i_{q_conv_ref_max}. \quad (4.10)$$

4.2.3 전압 제어기 전향 보상

설계된 부하 전압 제어기의 과도 상태를 향상 시키기 위해서 계통 분리 운전 직전의 시스템 정보를 이용하여 전향(Feed-forward) 보상을 할 수 있다. 전향 보상은 컨버터 전압의 크기 및 위상의 연속성을 유지 시켜 부하 전압의 크기 및 위상 또한 연속성을 보장하려는 목적을 가진다.

컨버터 전압 크기의 연속성 관점에서 살펴보면, 그림 4.12의 전압 제어기 출력은 컨버터 전류 지령에 해당한다. 따라서 컨버터 전압 크기의 연속성은 컨버터 전류의 연속성으로 구현되므로 운전 모드 전환 시 컨버터 전류 지령의 연속성이 보장되어야 한다. 이를 위해 그림 4.13과 같이 계통 분리 운전으로 전환될 때, 전압 제어기의 적분기 초기값을 계통 연계 시의 컨버터 전류로 설

정할 수 있다. 즉, 계통 연계 모드에서 최종적으로 측정된 컨버터 전류가 계통 분리 운전 모드에서 전압 제어기의 초기값으로 결정되고 더 이상 적분기의 초기값에 대한 수정을 수행하지 않는다.

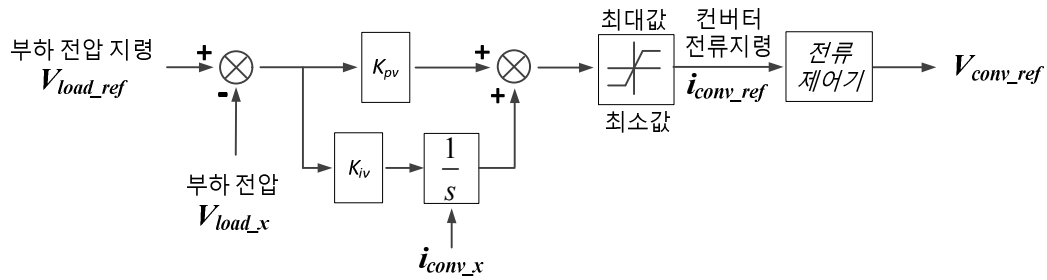


그림 4.13 컨버터 전류를 이용한 전향 보상

한편, 계통과의 전기적 연결이 차단된 계통 분리 운전 모드에서는 컨버터가 합성하는 위상 정보가 개루프 형태로 결정된다. 즉, 단독 운전 혹은 계통 전원 품질 저하로 인해 주파수가 정상 범위를 벗어난 시점부터 전압 제어 모드로 전환 되는데, 이 때 컨버터가 합성하는 위상이 연속적이지 않을 경우에는 부하 전압의 위상 또한 불연속적으로 변하게 된다. 따라서, 전압 제어 모드로 전환될 때의 초기 컨버터 전압 지령의 위상이 계통 연계에서의 최종 위상으로 설정되면 운전 모드 전환 시 부하 전압의 급격한 위상 변동을 억제할 수 있다.

4.3 제안된 계통 재병입 방식

한편, 자립 운전으로의 전환 후 계통으로 재병입하는 방식은 기존 방식에서 나타난 부하 전압 크기 및 주파수의 계단 변화 또는 진동 현상을 방지하기 위하여 램프 지령에 대한 개루프 제어기를 적용하여 회복된 계통 전압의 크기와 위상에 동기 시킨다. 이 때 부하 전압의 크기는 그림 4.14와 같이 회복된 계통

전압의 크기와 동일하도록 제어하지만 위상의 경우에는 동일한 주파수로 제어되더라도 위상 오차가 발생할 수 있으므로 그림 4.15와 같이 인위적인 주파수 오차를 생성하여 부하 전압의 위상과 계통 전압의 위상이 순시적으로 변동하도록 설계한다. 그리고 부하 전압과 계통 전압의 위상이 특정 오차 이내에 존재하며 3상 중 한 상이 영전압을 통과할 때 STS를 ON 시켜서 과도 상태를 최소화 한다. 재병입이 이루어진 이후에는 계통 연계 운전으로 전환이 되어야 하므로 전류 제어 모드로 동작한다. 이러한 재병입 방식은 부하 전압의 위상 및 크기가 한쪽 방향으로 연속적으로 변동하므로 기존 방식보다 재병입 되기 직전까지의 부하 전압 품질을 향상 시킨다.

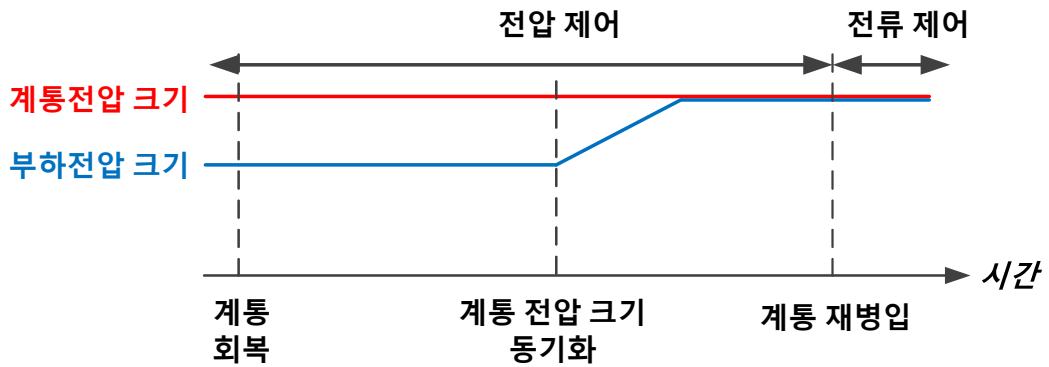


그림 4.14 제안된 계통 재병입 방식 - 전압 동기화

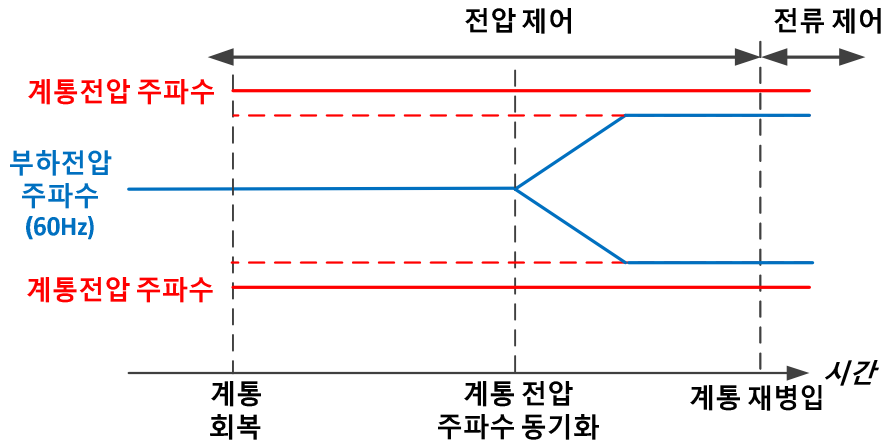


그림 4.15 제안된 계통 재병입 방식 - 위상 동기화

4.4 실험 결과

분산형 전원의 자립 운전 시 충족해야 하는 과도 상태에서의 전력 품질은 각종 부하 전원의 규정에 해당하는 SEMI F47-0706, CBEMA(2000) 또는 IEC 61000-4-34(Class 3)등을 기준으로 삼을 수 있는데, 그림 4.16~4.18은 각 규정이 제시하는 제한값을 보여준다. 본 논문에서는 분산형 전원과 부하 조건에 따른 실험 결과를 통해 각 규정에 대한 준수 여부를 확인할 수 있다.

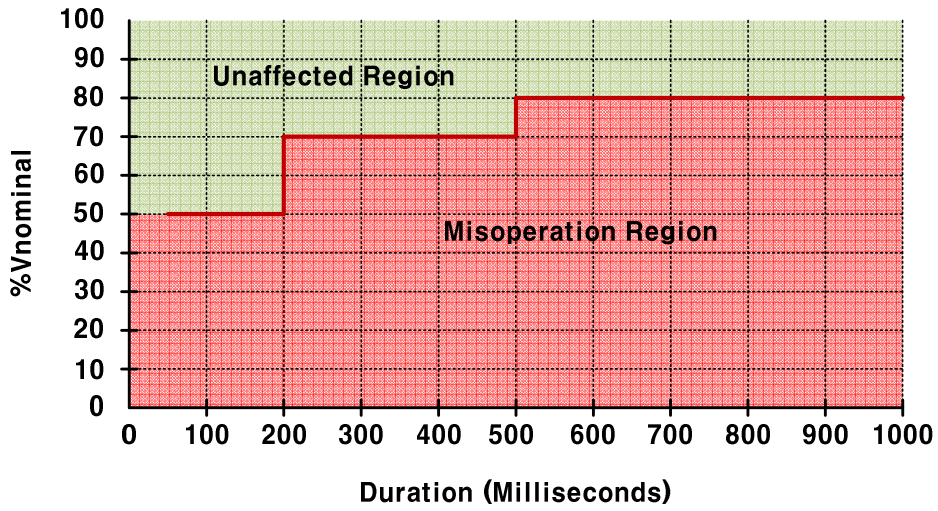


그림 4.16 SEMI F47-0706 규정

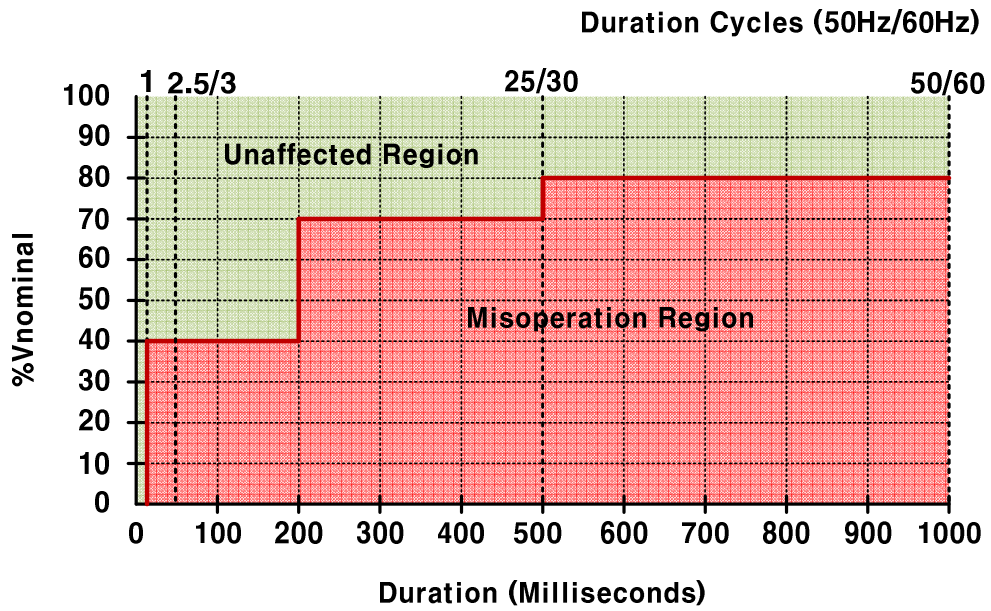


그림 4.17 IEC 61000-4-34(Class 3) 규정

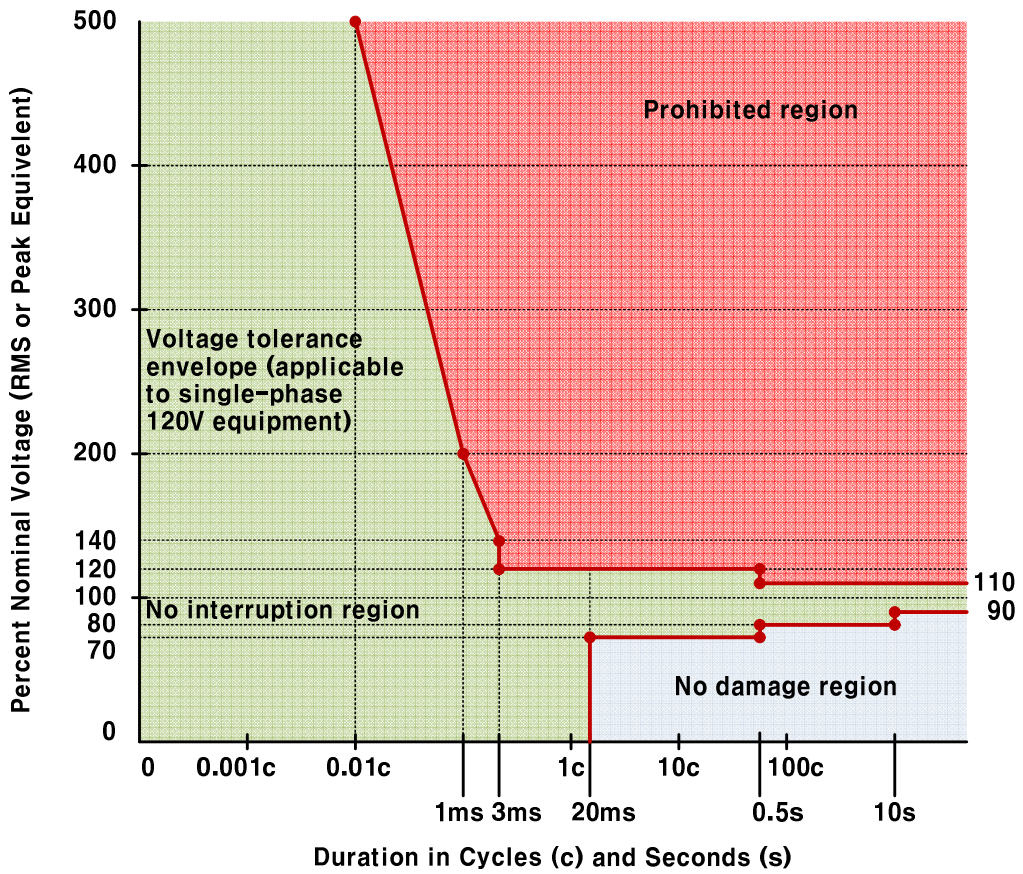
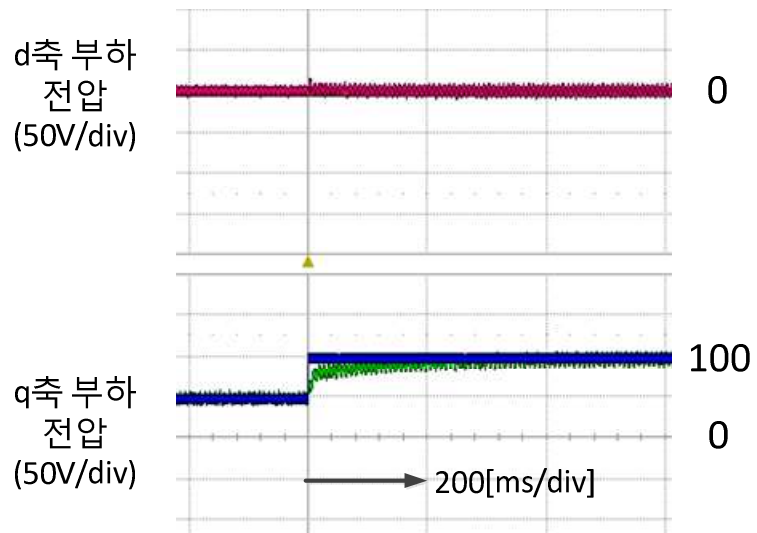
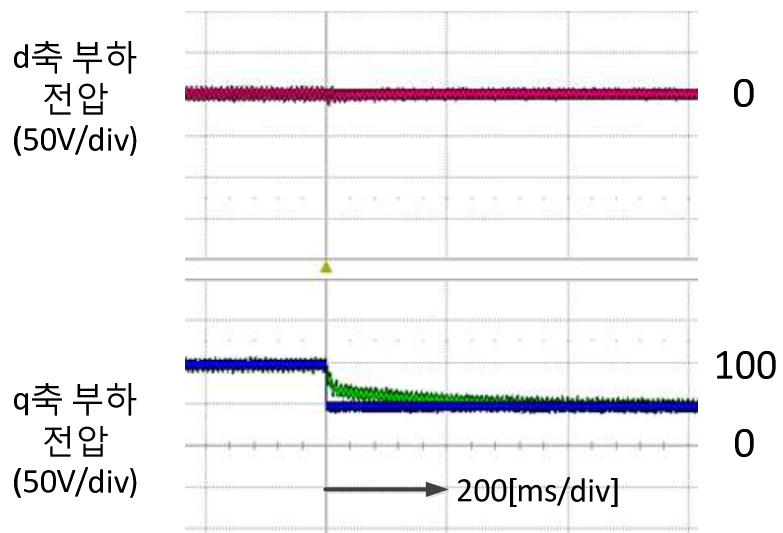


그림 4.18 CBEMA 규정

우선 설계된 전압 제어기의 특성을 확인하기 위해 자립 운전 시, 부하 전압 지령의 계단 응답을 살펴보았다. 그림 4.19는 20Hz의 대역폭으로 설계된 전압 제어기에 대한 결과를 보여주는 파형으로써, 상승 시간(Rising time) 및 하강 시간(Falling time)이 설계된 20Hz의 특성과 거의 유사하게 결정되는 것을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.19 설계된 전압 제어기의 계단 응답 특성

설계된 전압 제어기를 이용하여 제안된 자립 운전으로의 전환 방식을 확인하기 위해 3장의 실험 조건과 동일하게 2대의 5kW 컨버터와 10kW 용량의 R, L, C 부하를 이용하여 실험을 진행하였다. 두 대의 분산형 전원의 총 출력이 부하 조건과 같거나, 작거나, 클 때의 각 경우에 대하여 그 성능을 검증하였다. 그리고 계통 전압의 품질 저하로 인해 분산형 전원이 스스로 계통과 차단하여 자립 운전으로 전환하는 경우에 대해서도 그 성능을 검증하였다.

그림 4.20은 두 대의 컨버터가 5kW씩 총 10kW 전력을 공급할 때 10kW의 부하 조건에 대한 결과를 보여준다. 컨버터의 공급 전력과 부하의 소모 전력이 동일하기 때문에 단독 운전 시 전압 변동이 미비하여 부하 전압의 크기는 위의 규정에서 제시한 모든 기준을 잘 만족한다.

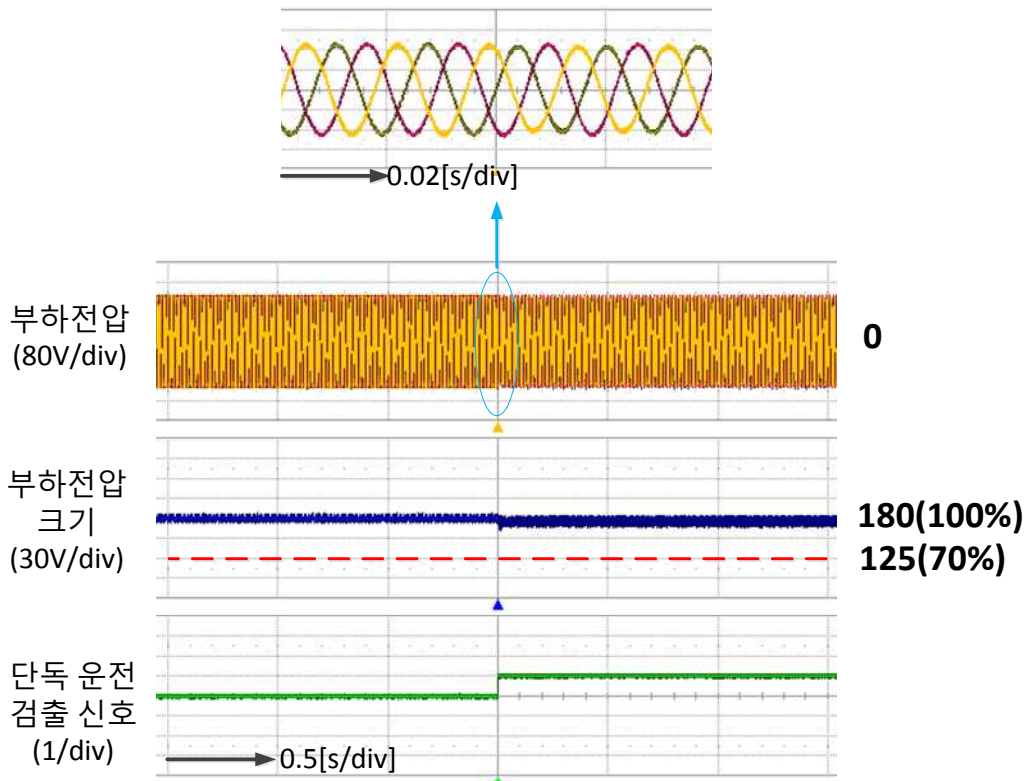


그림 4.20 제안된 자립 운전 전환 방식 결과
(컨버터1과 컨버터2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 10kW일 때)

그림 4.21과 4.22는 단독 운전 발생 시 부하 전압 크기의 변동이 발생하는 조건에 대하여 제안된 전환 방식의 결과를 확인하였다. 그림 4.21에서는 부하 용량이 10kW인 상황에서 계통 연계 시 전압 제어 모드로 전환하는 컨버터 1의 출력이 1kW이고 컨버터 2의 출력은 5kW로 제어되고 있다. 따라서 컨버터의 총 출력과 부하의 전력 불균형에 의해 단독 운전 발생 시 부하 전압 크기의 강하가 예상되는데, 제안된 전환 방식의 전압 제어기에 의해 컨버터 1의 출력이 상승하여 부하 전압의 크기가 규정을 만족하고 있다.

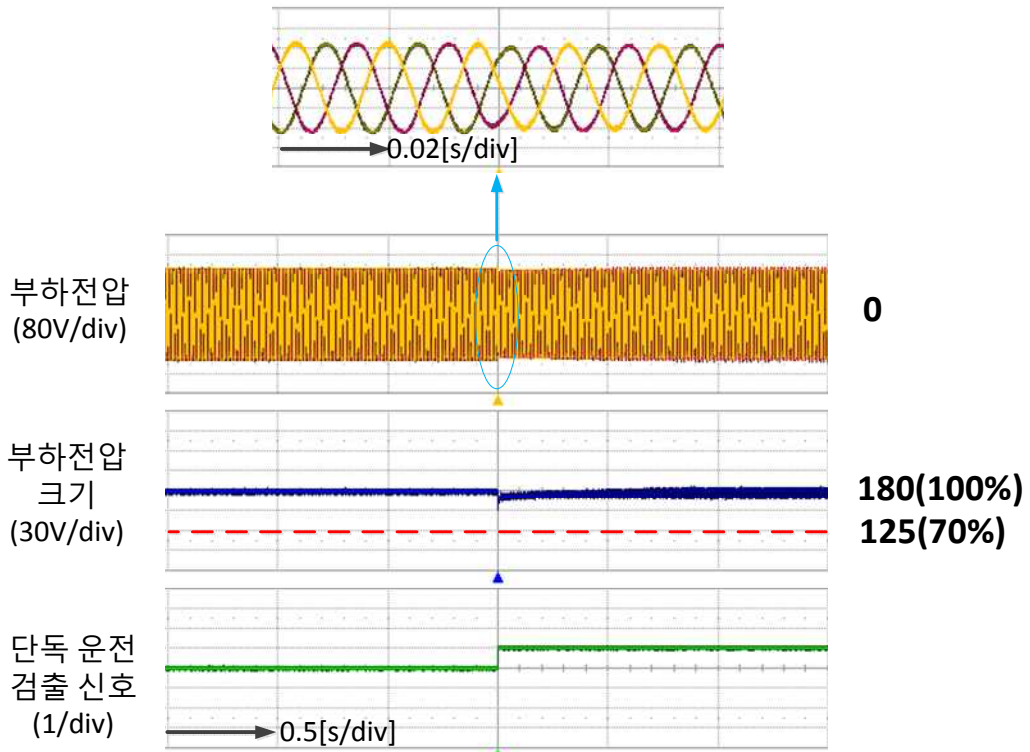


그림 4.21 제안된 자립 운전 전환 방식 결과
(컨버터1과 컨버터2의 출력이 각각 1kW, 5kW, 부하 전력이 10kW일 때)

그림 4.22에서는 부하 용량이 5kW인 상황에서 계통 연계 시 전압 제어 모드로 전환하는 컨버터 1과 컨버터 2의 출력이 각각 5kW로 제어되고 있는 조건에서의 제안된 전환 방식 결과를 보여준다. 컨버터의 총 출력과 부하의 전력 불균형에 의해 단독 운전 발생 시 부하 전압 크기가 상승하였지만 제안된 전환 방식의 전압 제어기에 의해 부하 전압의 크기는 정상 크기로 회복 되었으며 과도 상태에서도 각 규정에서 제시한 기준을 만족하고 있음을 알 수 있다.

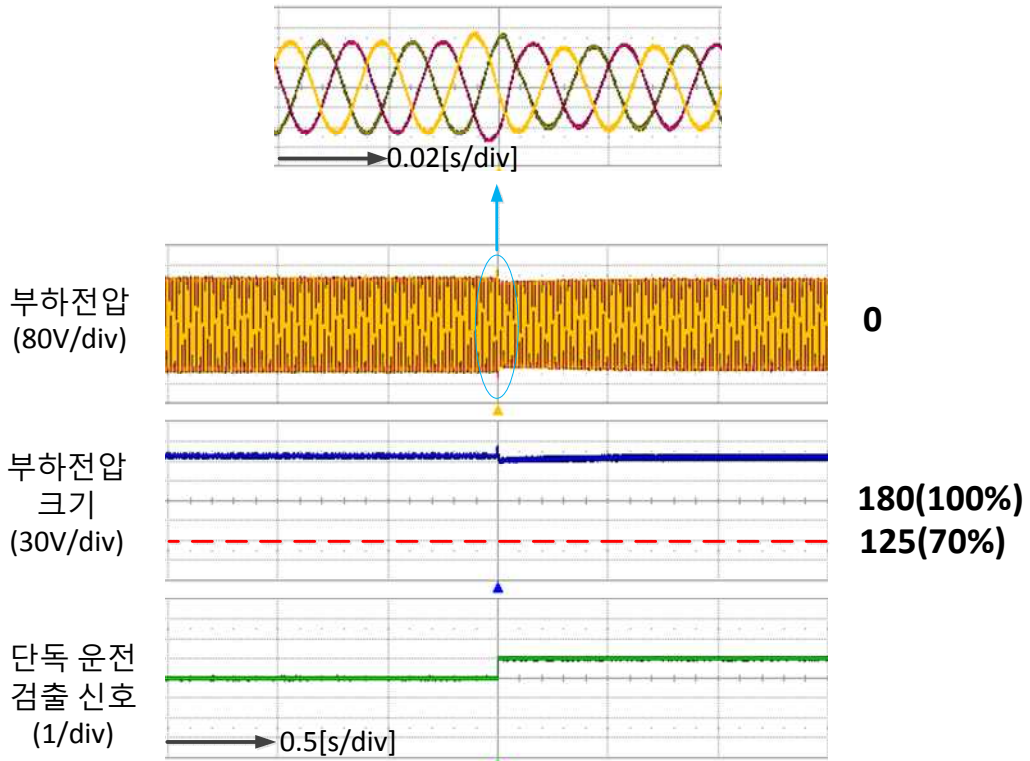


그림 4.22 제안된 자립 운전 전환 방식 결과
(컨버터1과 컨버터2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 5kW일 때)

한편 그림 4.23은 계통 전압의 품질이 저하된 상황에 대하여 제안된 자립 운전 전환 방식의 성능을 보여준다. 계통 전압의 주파수가 급격히 정상 범위 밖으로 벗어났을 때 분산형 전원이 이를 인지하고 스스로 계통과의 연결을 차단하는 상황을 모의하였다. 그림 4.1과 같은 스위칭 지연을 발생시키기 위해 분산형 전원이 1kW의 전력을 공급하고 부하는 5kW의 조건에서 실험을 진행하였으며 과전류 현상 없이 자립 운전으로 전환하는 것을 확인할 수 있다.

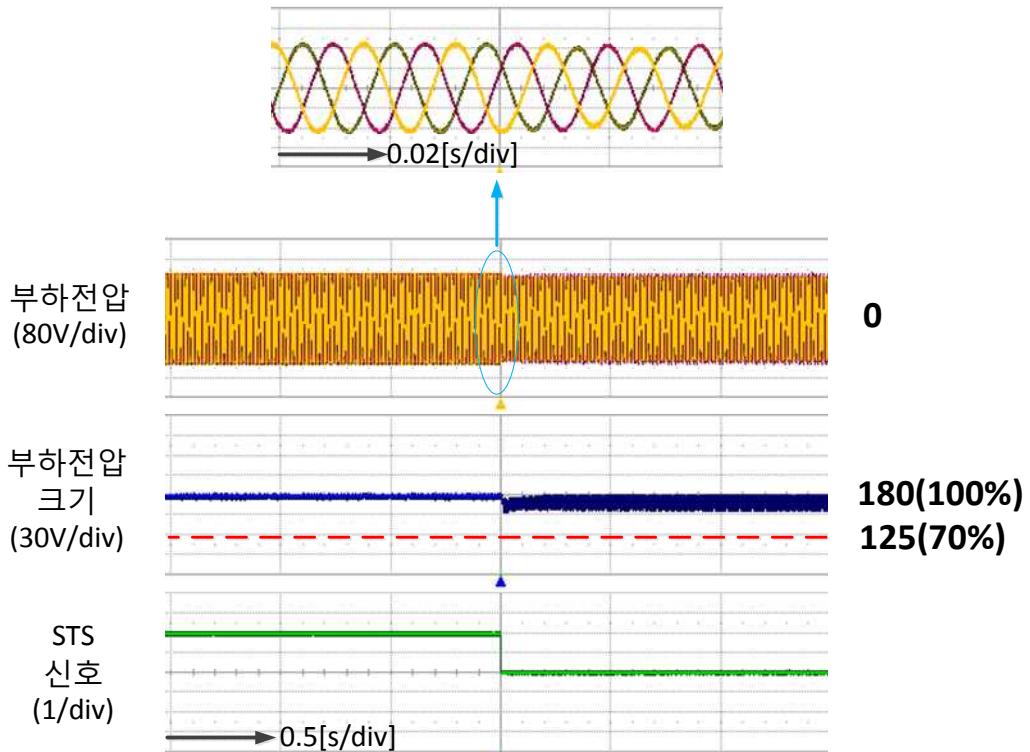


그림 4.23 계통의 품질 저하 시 제안된 자립 운전 전환 방식 결과
(컨버터의 총 전력 1kW, 부하 전력이 5kW일 때)

한편, 제안된 전압 제어기에서 전향 보상의 역할을 살펴보기 위해 전향 보상이 구현되었을 때와 구현되지 않았을 때의 부하 전압 상태를 확인하였다. 그림 4.24는 전향 보상이 구현되지 않았을 때의 파형을 보여주는데, 부하 전압의 크기가 10V 영역까지 감소하게 되고 정상 범위까지 회복되는데 약 40ms의 시간이 소요됨을 알 수 있다. 반면, 그림 4.25와 같이 전향 보상이 구현되었을 경우에는 동일한 상황에서 부하 전압의 크기가 80V 이상으로 유지되며 정상 범위의 전압 크기로 회복되는 시간 또한 현저히 감소하게 됨을 확인할 수 있다.

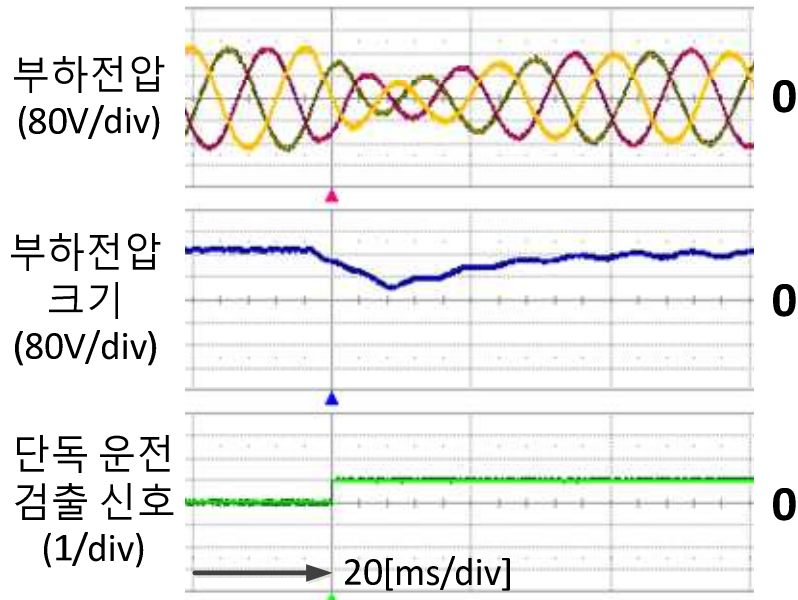


그림 4.24 전향 보상 없을 때의 부하 전압 파형

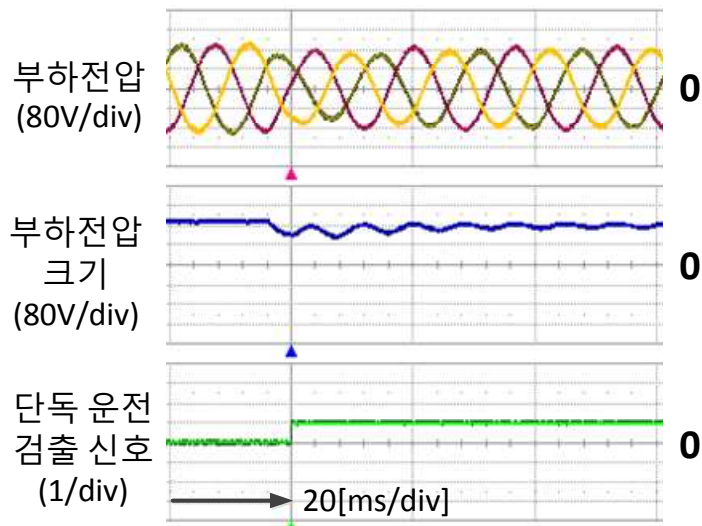


그림 4.25 전향 보상 있을 때의 부하 전압 파형

그리고 부하 전압의 과도 및 정상 상태에 미치는 내부 전류 제어기의 영향을 분석하기 위해 기존의 LCL 필터 능동 댐핑 방식을 적용한 전류 제어기를 구현하였을 때와 2장에서 제안된 능동 댐핑 방식을 적용하였을 때의 부하 전압 파형을 비교하였다. 그림 4.26과 4.27은 기존 능동 댐핑 방식과 제안된 능동 댐핑 방식을 각각 적용했을 때의 파형으로써 LCL 필터의 능동 댐핑 성능 또한 무순단 절환 성능에 미치는 영향이 크을 알 수 있고 제안된 능동 댐핑 전류 제어기로 인해 부하 전압 제어 성능이 향상되었음을 확인할 수 있다.

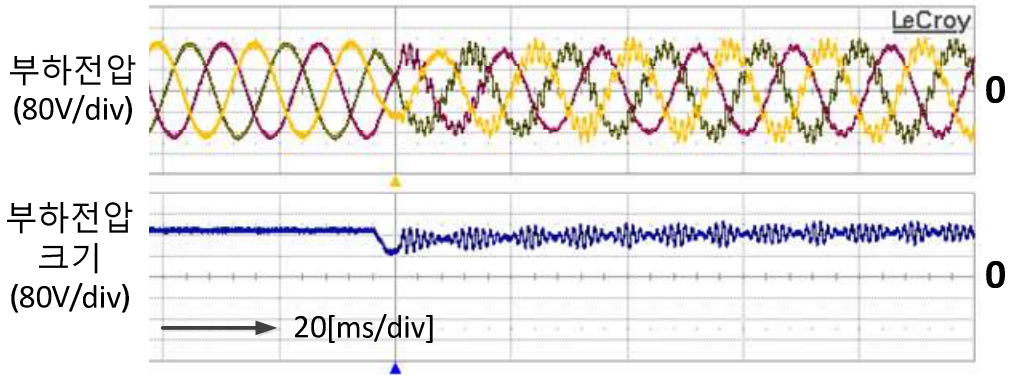


그림 4.26 기존의 능동 댐핑을 내부 루프로 사용하였을 때의 부하 전압 파형

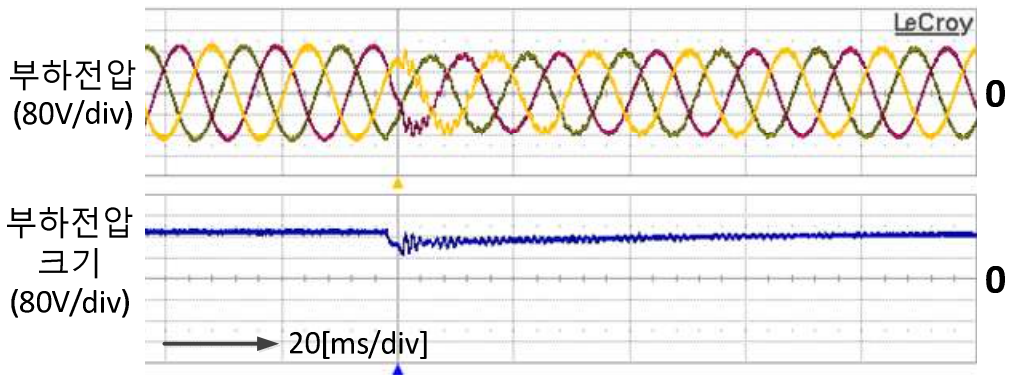


그림 4.27 제안된 능동 댐핑을 내부 루프로 사용하였을 때의 부하 전압 파형

계통 재병입에 대한 실험 결과는 계통 연계 시의 운전 조건에 영향을 받지 않기 때문에 그림 4.28과 같이 두 대의 컨버터가 총 10kW 전력을 공급할 때 10kW의 부하 조건에서의 결과를 통해 그 성능을 확인하였다. 계통이 회복하면 계통 주파수와 다른 주파수의 전압을 램프 형태로 인가하였으며 계통 재병입에 관한 한전 및 IEEE 1547 규정에 의해 계통 회복 후 5초 이내에 재병입이 이루어지면 안되므로 적절한 시간동안 계통 전압의 상태를 확인한 후 재병입

이 진행되었다. 부하 전압의 순간 전압 상승 혹은 강하 없이 제안된 방식의 유효성이 검증되었다.

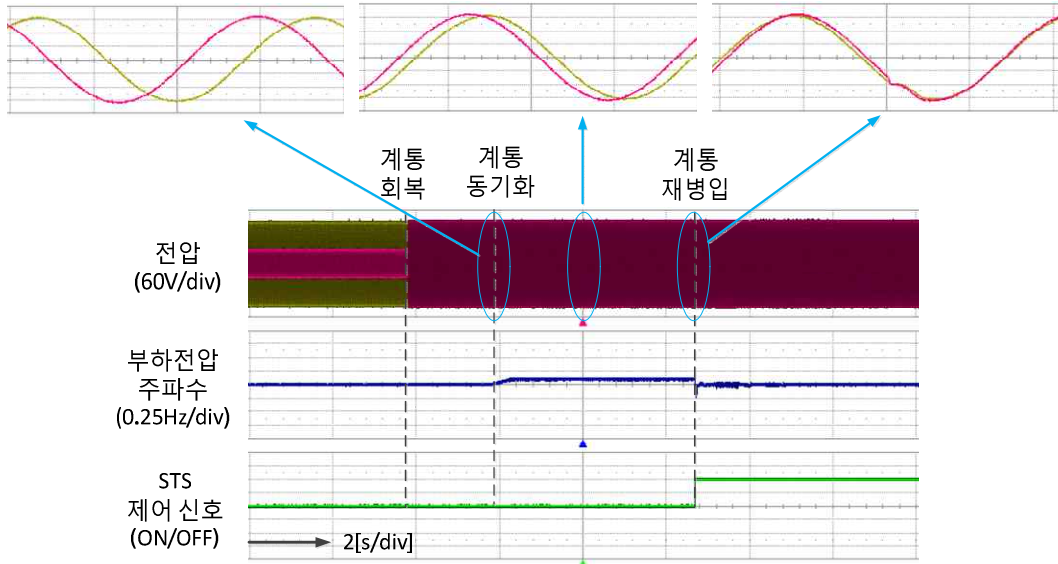


그림 4.28 제안된 계통 재병입 방식 결과
(컨버터1과 컨버터2의 출력이 각각 5kW, 부하 전력이 10kW일 때)

제 5 장 결론 및 향후 과제

분산형 전원 시스템은 미래 에너지원으로 각광받고 있는 신재생 에너지를 바탕으로 하여 기존의 계통과 원활한 연계 운용을 할 수 있도록 요구 받고 있다. 하지만 기존 계통과의 연계 운용에 있어서는 해결해야 할 기술적인 문제들이 많이 있는데, 전력 변환 장치에 해당하는 컨버터의 제어 기술이 그 중심에 자리 잡고 있다.

이러한 컨버터의 운전 기술 중에서 가장 특징적인 성능 중의 하나는 계통으로부터 분리된 상태에서도 운전할 수 있다는 것이다. 통상적으로 계통 연계 운전에서는 분산형 전원의 발전량을 제어하기 위하여 컨버터는 전류 제어 모드로 구동하고, 계통 분리 운전에서는 중요 부하에 일정 품질 이상의 전원을 공급하기 위해 전압 제어 모드로 동작한다. 하지만 이러한 두 가지의 운전 모드 사이의 전환 과정에서는 부하 전압에 과도 상태가 발생하거나 계통 혹은 컨버터에 정격 크기 이상의 돌입 전류가 흐를 위험이 존재한다.

따라서 본 논문에서는 분산형 전원의 계통 연계 운전과 계통 분리 운전 사이의 전환을 부드럽게 이어주는 컨버터의 무순단 절환에 대하여 다루었다. 본 논문에서 수행한 연구 성과를 살펴보면 다음과 같다.

5.1 연구 결과

1) LCL 고조파 필터가 적용된 컨버터 시스템의 전류 제어 대역폭 향상

분산형 전원 시스템은 에너지원의 불규칙한 전력 생산성으로 인해 계통에 전달하는 발전량이 수시로 변화하고, 급변하는 부하 수요에 대응하기 위해 부하 조절 기능을 수행하여야 하고, 계통과의 전기적 분리를 판별하기 위한 단

독 운전 검출 성능을 갖추어야 하기 때문에 분산형 전원과 계통을 연계시켜주는 컨버터는 대역폭이 넓은 전류 제어 성능이 요구된다. 또한 자립 운전 시 전압 제어기의 내부 루프로 구성할 경우에는 폭넓은 대역폭으로 인해 전압 제어의 대역폭 또한 증가하게 된다.

이 때, 컨버터의 제어 성능은 인터페이스(Interface) 회로로 사용되는 고조파 필터에 의해 큰 영향을 받는데, 흔히 계통 연계형 컨버터의 스위칭 고조파를 효과적으로 제한하기 위해 LCL 필터가 적용된다. 하지만 LCL 필터는 임피던스가 매우 작아져서 작은 크기의 입력에도 출력이 정상 범위를 벗어나거나 발산해버리는 공진 현상이 존재한다. 이로 인해 연계된 계통 전압에 순시 전압 상승 및 저하와 같은 외란이나 운전 조건의 변동에 의해 전압의 계단 변화가 발생하게 되면 전류 제어의 불안정성이 야기된다.

따라서 본 논문에서는 기존 방식보다 광범위한 전류 제어 대역폭을 가지며 추가적인 손실없는 새로운 능동 댐핑 방법을 제안하였으며 제안된 방법에 의해 기존 방식에 대비하여 전류 대역폭이 약 80% 향상됨을 확인하였다.

2) 부하 조건에 강인하고 신뢰성이 향상된 단독 운전 검출 방식 제안

분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환되는 이유 중의 하나는 단독 운전의 발생이다. 계통 전원의 품질 저하로 인한 계통 분리 운전과 달리 단독 운전이 발생할 경우에는 분산형 전원의 공급 전력과 부하의 소모 전력의 관계에 따라 부하 전압의 크기와 주파수가 정상 범위 영역에서 유지될 수 있기 때문에, 분산 전원용 계통 연계형 컨버터는 단독 운전 검출 성능이 구비 되도록 요구 받고 있다.

기존의 단독 운전 검출 방식들은 분산형 전원의 출력 또는 부하 전력의 조건에 따라 검출이 불가능한 영역이 존재하거나 다수의 분산형 전원이 동일한 검출 방식을 사용하더라도 병렬로 운용되는 상황에서는 적용 불가능하다는 문제점을 가지고 있다. 본 논문에서는 유도성 무효 전력과 용량성 무효 전력을 계통 전압의 4분의 1주기 단위로 주입하여 각종 규정에서 제시한 단독 운전 검출 시험 조건 이외의 다양한 부하 상황에서도 단독 운전을 검출 할 수 있으며 다수의 분산형 전원 시스템에서도 통신 없이 동기화가 가능하기 때문에 단독 운전 검출 성능이 저감되지 않는 방식을 제안 하였다.

3) 계통 연계 운전 모드와 계통 분리 운전의 과도 상태가 향상된 전환 방식 제안

분산형 전원이 계통 분리 운전으로 알려진 자립 운전으로 전환하는 경우는 크게 두 가지로 나눌 수 있다. 첫번째는 단락 사고 등에 의해 계통 전압의 순시 전압 상승 또는 강하와 같이 계통 전원의 품질이 저하되어 분산형 전원이 스스로 계통과의 연결을 차단하는 경우이고, 두번째는 3장에서와 같이 사고나 수리 및 점검 등의 이유로 계통 측에서 전원 공급을 차단하여 단독 운전이 발생한 경우이다. 따라서 두 가지 상황에 대하여, 중요 부하의 안정적인 전원 수급을 가능하게 하는 무순단 절환 전략이 요구된다.

본 논문에서는 위의 사항을 고려하여 분산형 전원이 계통 분리 운전으로 전환할 때와 계통 재병입이 필요한 경우에 일정 수준 이상의 전력 품질을 유지할 수 있고 기존 방식과 대비하여 다양한 부하와 분산 전원의 출력 상황에서 과도 상태가 향상되는 전압 제어 전략을 제안하였다.

5.2 향후 과제

향후에 추가되어야 하는 연구는 다음과 같이 요약될 수 있다.

- (1) 서로 다른 구내 계통으로 구성된 분산형 전원의 병렬 운전에서의 성능 확인

본 논문에서 제안하였던 단독 운전 검출 및 자립 운전으로의 전환, 그리고 계통 재병입 방식은 다수의 분산형 전원이 서로 다른 구내 계통에서 동작하는 상황에 대하여 적용 가능하도록 설계되었다. 하지만 실험 세트의 제한으로 인해 본 논문에서는 단일 분산형 전원을 이용하여 동일한 구내 계통에 존재하는 2대의 컨버터가 병렬 운전하는 상황에서 제안된 제어 방법을 검증하였다. 따라서 본 논문의 실용성을 향상 시키기 위해서는 서로 다른 구내 계통에 존재하는 2대 이상의 분산형 전원에 대해 그 성능을 확인하는 것이 중요할 것으로 판단된다.

- (2) 단독 운전 검출 시 무효 전력 주입과 주파수 변동 간의 동특성 분석

본 논문에서 제안된 단독 운전 검출 방식은 계통 전압의 4분의 1 주기 단위로 주파수 변동이 요구된다. 따라서 위상 동기화 제어기의 넓은 대역폭 성능을 필요로 하는데, 계통 전원의 왜곡이 심한 경우에는 위상 동기화 제어기의 대역폭을 증가 시킬 수 없다. 따라서 제한된 위상 동기화 제어기의 특성을 고려하여 주입하는 무효 전력의 크기와 단독 운전 시 결정되는 주파수의 관계에 대하여 자세한 분석이 필요할 것으로 보인다.

(3) 계통 전원 왜곡 시, 단독 운전 검출을 위한 전류 지령 생성 및 제어 방식에 관한 연구

본 논문에서 제안된 단독 운전 검출 방식의 경우에는, 인위적으로 계통 상 전류에 고조파 성분을 함유 시키게 된다. 이 때, 고조파의 크기는 일반적으로 계통 전원의 기본파 성분만을 고려하여 설계가 되는데 만약 계통 전원의 왜곡이 발생할 경우에는, 의도한 무효 전력을 주입하기 위한 계통 전류 지령 생성이 어려워진다. 부정확한 전류 지령이 생성될 경우에는 전류 고조파와 전압 고조파의 간섭으로 인해 단독 운전 검출에 필요한 무효 전력이 주입되지 않아 단독 운전 검출 성능에 악영향을 끼칠 우려가 있다. 따라서 이에 대한 보완 연구가 필요하다.

부록 A. 분산형 전원 관련 기술 및 연계 사항

본 장에서는 분산형 전원의 계통 연계 운전에 대한 기본 이해를 돕기 위하여 한국 전력에서 2012년에 제정하고 배포한 “분산형 전원 배전 계통 연계 기술 Guideline[5]”과 IEEE 1547 규정인 “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”를 바탕으로 시스템 설명에 필요한 중요 용어 정리 및 각종 기술 요건들의 세부 사항을 기술한다.

A.1 중요 용어 정리

- 한전 계통(Area Electric Power System, Area EPS) : 한국전력(주)이 시설, 소유, 관리하는 배전 계통
- 구내 계통(Local EPS) : 전기 사용자 또는 분산형 전원 설치자가 시설, 소유, 관리하는 전기 설비
- 연계점 : 분산형 전원이 한전 계통(Area EPS)에 연결되는 지점
- 공통 연결점(Point of Common Coupling, PCC) : 검토 대상 분산형 전원으로 부터 생산된 전력이 한전 계통(Area EPS)에 연결된 다른 분산형 전원 또는 전기 사용 부하에 영향을 미치는 지점

그림 A.1은 한전의 “분산형 전원 배전 계통 연계 기술 Guide”에 나와 있는 연계 용어 간의 관계를 묘사한 그림이며, 한전 및 구내 계통 그리고 연계점과 공통 연결점은 뒤에서 다룰 분산형 전원의 각종 기술 요건을 이해하는데 필수적인 4가지 요소이다. 연계점은 구내 계통과 한전 계통의 접점으로 이해할 수 있으며 공통 연결점은 서로 다른 구내 계통간의 접점이라고 할 수 있다.

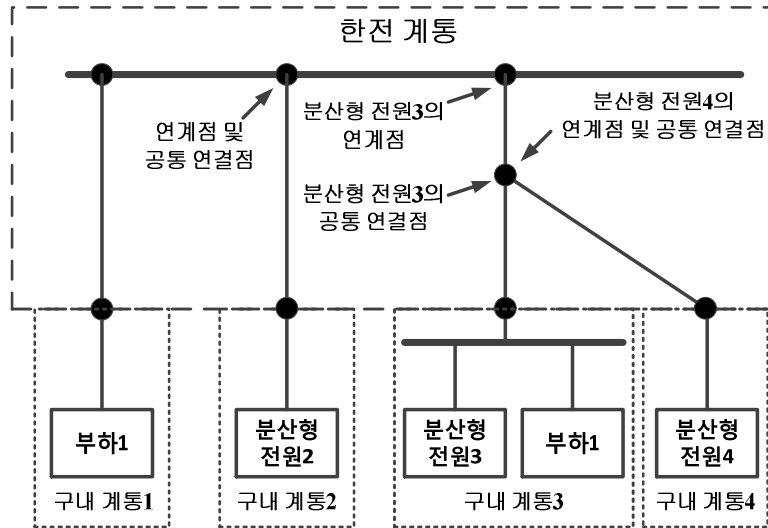


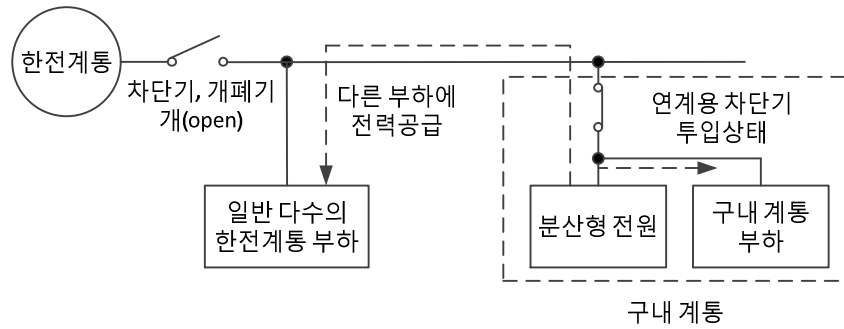
그림 A.1 연계 관련 용어 간의 관계

한편, 분산형 전원의 계통 연계 운전의 관점에서 가장 중요한 용어는 단독 운전(Islanding)과 자립 운전(Stand-alone)이라고 할 수 있는데, 각 용어에 대한 정의는 아래와 같다.

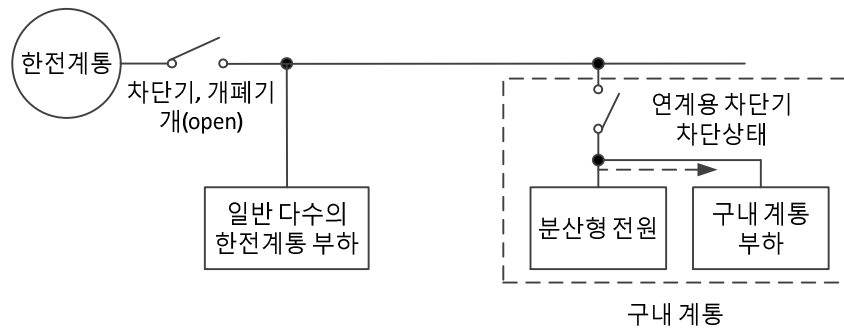
- 단독 운전 : 한전 계통의 선로 일부가 한전 계통의 전원과 전기적으로 분리된 상태에서 분산형 전원에 의해서만 가압되는 상태
- 자립 운전 : 분산형 전원이 한전 계통에서 분리되어 분산형 전원 설치자의 구내 계통 내 부하에만 전력을 공급하는 상태

두 운전 상태에 대한 가장 명확한 차이는, 한전 계통의 부하에 대한 전원 공급 여부이다. 그림 A.2와 같이 한전 계통의 차단기 혹은 개폐기가 열려 있어 일반 다수의 한전 계통 부하의 전원이 한전 계통으로부터 전력을 공급 받을 수 없는 상태일 때, 구내 계통의 연계용 차단기가 투입 상태이면 분산형 전원이 한전 계통의 부하에 전원을 공급 해줄 수 있기 때문에 단독 운전 상태

가 되는 반면, 구내 계통의 연계용 차단기가 차단 상태이면 분산형 전원은 한전 계통의 부하에는 전원 공급을 하지 않고 해당 구내 계통 내의 부하에만 전력을 공급하는 자립 운전 상태가 되는 것이다.

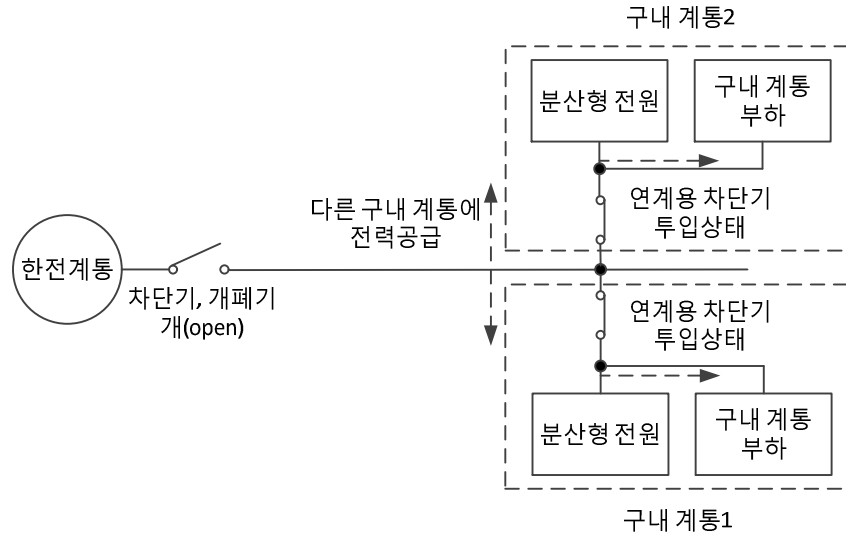


(a)

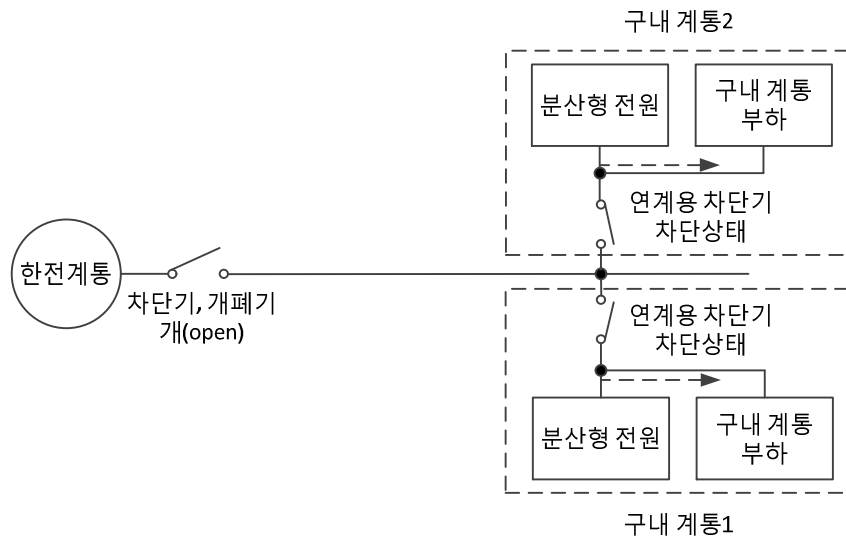


(b)

그림 A.2 (a) 단독 운전 상태, (b) 자립 운전 상태



(a)



(b)

그림 A.3 다수의 구내 계통 존재 시 (a) 단독 운전 상태, (b) 자립 운전 상태

또한, 한전 계통의 부하가 존재하지 않지만 다수의 구내 계통이 존재할 때

한전 계통이 분리된 경우에는, 그림 A.3(a)와 같이 서로 다른 구내 계통들끼리 한전 계통을 통하여 전력 공급을 하는 상황도 분산형 전원에 의해 한전 계통이 가압되었기 때문에 단독 운전으로 고려되며 각 구내 계통의 연계용 차단기가 차단된 그림 A.3(b)의 상황은 자립 운전으로 정의된다. 일반적으로 단독 운전은 허용되지 않고 자립 운전은 허용되기 때문에 이 두 운전에 대한 명확한 이해가 요구된다.

A.2 기술 요건 세부 사항

분산형 전원의 운전 모드는 앞서 설명한 단독 운전과 자립 운전 그리고 계통 연계 운전으로 나뉜다. 계통 연계 운전은 그림 A.2(a) 또는 그림 A.3(a)에서 한전 계통의 차단기나 개폐기가 투입되어 분산형 전원이 한전 계통과 동조하여 운전하는 것을 의미한다. 이러한 세 가지 운전 모드에 대하여 한전의 규정이나 IEEE 1547 규정에서는 각 운전 모드에 대해 요구되는 기술 요건들을 아래와 같이 명시하고 있다.

A.2.1 계통 연계 운전(Grid-connected)

분산형 전원이 계통 연계 운전 모드로 운전 중일 때는 크게 2가지 요구 조건이 필요하다. 첫 번째는 한전 계통의 품질이 일정 수준 이하로 감소하였을 때 이를 감지하고 해당 시간 이내에 한전 계통에 대한 가압을 중지 하는 것이고, 두 번째는 한전 계통에 주입하는 분산형 전원의 전력 품질이 일정 수준 이상 유지되도록 하는 것이다. 한전 계통의 품질 확인을 위해서는 적절한 장치를 사용하여 실효값 또는 기본파 값을 감지하여야 하며, 분산형 전원의 전

력 품질을 보장하기 위해서는 분산형 전원 설치자가 고조파 필터 설치 등과 같은 대책을 강구하여야 한다. 이들 항목 중, 분산형 전원의 전력 품질에 대해서는 한전 규정과 IEEE 1547 규정이 차이를 보이는데, 한전 규정에서는 “배전계통 고조파 관리 기준”에 준하는 허용 기준을 초과하는 고조파 전류 발생을 금지하고 있는 반면, IEEE 1547에서는 공식 IEEE 고조파 제한 기준인 IEEE 519 규정에 근거하여 그 수치를 결정하고 있다. 한전에서 언급한 “배전계통 고조파 관리 기준”은 2009년 12월 개정 이전에는 IEEE 519 규정을 적용하고 있었으나 개정 이후에는 IEC 국제 표준인 IEC/TR 61000-3-6을 우선 적용하는 방향으로 개정하였다.

두 규정의 가장 큰 차이점은 IEEE 519 규정에서는 고조파 전류를 기반으로 하여 정격 부하 조건에서의 고조파 수치를 나타내는 종합 부하 왜형율(Total Demand Distortion, TDD)을 사용하는 반면 IEC/TR 61000-3-6에서는 고조파 전압을 바탕으로 하여 각 부하 조건에서 기본파 성분 대비 고조파 수치를 나타내는 종합 고조파 왜형률(Total Harmonic Distortion, THD)을 사용한다는 것이다. 한전의 “배전계통 고조파 관리 기준”은 계통 전체에 대한 고조파 전압의 허용 목표 수준을 종합 고조파 왜형율 5% 이하로 정하고 있으며, 기타 각 규정의 수치는 아래의 표 A.1 ~ 표 A.3의 값과 같다.

표 A.1. 비정상 전압에 대한 분산형 전원 분리 시간[5]

전압 범위 (기준 전압에 대한 백분율[%])	분리 시간* [초]
$V < 50$	0.16
$50 \leq V < 88$	2.00
$110 < V < 120$	1.00
$V \geq 120$	0.16

분리 시간*:비정상 상태의 시작부터 분산형 전원의 계통 가압 중지까지의 시간

표 A.2. 비정상 주파수에 대한 분산형 전원 분리 시간[5]

분산형 전원 용량	주파수 범위 [Hz]	분리 시간 [초]
30kW 이하	> 60.5	0.16
	< 59.3	0.16
30kW 초과	> 60.5	0.16
	< (57.0 ~ 59.8) 조정 가능	(0.16 ~ 300) 조정 가능
	< 57.0	0.16

표 A.3. 전류의 고조파 기준[6]

개별 홀수 고조파	정격 전류 기준 백분율(%)
$h < 11$	4.0
$11 \leq h < 17$	2.0
$17 \leq h < 23$	1.5
$23 \leq h < 35$	0.6
$35 \leq h$	0.3
종합 부하 왜형율 (Total Demand Distortion, TDD)	5.0

*우수 고조파는 기수 고조파의 25% 이내로 제한된다.

A.2.2 단독 운전

분산형 전원이 계통 연계 운전 상태일 때, 앞서 설명한 한전 계통의 품질 저하로 인해 스스로 한전 계통으로부터 분리하는 상황과는 다르게 갑작스런 사고나 점검 및 수리 등의 이유로 한전 계통의 전원 공급이 중단되어 분산형 전원에 의해 한전 계통이 가압되는 단독 운전이 발생하면 한전 규정과 IEEE 1547에서는 이를 일정 시간 이내에 검출하고 한전 계통의 가압을 중지하도록 요구하고 있다. 이는 한전 계통에 연결된 설비 보호 및 보수 작업자와 일반 공공의 안전 문제로 인해 제정된 규정이라 할 수 있다.

한편, 단독 운전 검출 시간에 대한 수치는 두 규정에서 차이를 보이고 있다. 한전의 규정에 따르면 단독 운전 발생 후 최대 0.5초 이내에 한전 계통에 대

한 가압을 중지해야 하지만 IEEE 1547 규정에서는 2초 이내에 검출하도록 명시하고 있다. 일반적으로 단독 운전 검출을 위해 한전 계통의 전압 및 주파수를 이용하고 있는데, 두 규정에서는 단독 운전 검출을 위한 전압 및 주파수의 기준값을 제시하고 있지는 않다. 하지만 통상적으로 표 A.1과 표 A.2를 기준으로 단독 운전 검출 방식이 적용되고 있다.

A.2.3 자립 운전

분산형 전원이 단독 운전을 검출한 후에는 한전 계통이 회복되어 재병입되기 전까지 주 전원과 분리된 채 구내 계통의 부하에 독립적으로 전원 공급이 가능한 자립 운전이 허용된다. 자립 운전은 중요 부하의 연속적인 운전을 가능하게 하는데 한전 계통에 연결되어 있지 않은 상태이므로 한국전력(주) 규정이나 IEEE 1547과 같은 규정에 제약 조건이 명시 되어 있지 않다. 하지만 분산형 전원의 전력 품질에 따라 부하 장비의 동작 성능이 결정되므로 자립 운전 시의 분산형 전원에 대한 부하 입력 전원 조건을 따르는 것이 타당하다.

부하 입력 전원은 크게 정상 상태와 과도 상태로 나눌 수 있다. 정상 상태는 단독 운전 검출 후 자립 운전으로 전환하고 일정 시간이 지나 부하 입력 전압이 특정한 크기와 주파수를 가지는 상태를 의미한다. 이러한 정상 상태에서 구내 부하가 정상 동작하기 위해 분산형 전원이 제공해야 하는 전력 품질은 계통 연계 시 우리 나라 계통의 정상 범위를 나타내는 표 A.1과 A.2의 조건으로 제한할 수 있다. 즉, 전압의 크기는 정격의 88% ~ 110%를 만족해야 하며 주파수는 59.3Hz ~ 60.5Hz 범위를 유지해야 한다. 그리고 IEEE 519-1992에 명시되어 있는 우리 나라 계통의 고조파 기준도 동일하게 적용하여 표 A.4와

같은 제한 조건을 적용한다.

표 A.4 자립 운전 시 분산형 전원의 정상 상태 고조파 기준- IEEE 519

Bus Voltage at PCC	Individual Voltage Distortion (%)	Total Voltage Distortion THD (%)
69kV and below	3.0	5.0
69.001kV through 161kV	1.5	2.5
161.001kV and above	1.0	1.5

과도 상태는 단독 운전 발생 시점부터 자립 운전 전환 후 정상 상태 도달하기까지의 상태를 나타낸다. 과도 상태 동안에는 단독 운전 검출 전략과 검출에 소요되는 시간 그리고 자립 운전으로의 모드 전환 전략에 따라 부하 전압의 크기와 주파수가 순시적으로 가변한다. 이러한 과도 상태에서 중요 부하의 연속적인 운전을 보장하기 위해서는 부하의 순시 전력 품질에 대한 내성력 (Susceptibility)을 살펴봐야 한다. 과거와 달리 최근에는 불가항력적인 전력 품질에 대해서 부하 스스로가 내성을 가지게 하는 방향으로 나아가고 있는데, 예를 들면 반도체 제조 장치에 대한 규정인 SEMI(Semiconductor Equipment and Materials Institute) F47-0706 , 컴퓨터 및 사무기기에 대한 규정인 CBEMA(Computer and Business Equipment Manufacturers Association), 그리고 국제 권고 기준인 IEC 61000-4-11/61000-4-34 또는 IEEE 1159-1995 등은 순시 전압 변동에 대한 부하 내성력을 규정한다. 따라서 본 논문에서는 분산형 전원의 자립 운전 시 충족해야 하는 과도 상태에서의 전력 품질은 SEMI F47-0706, CBEMA(2000) 또는 IEC 61000-4-34(Class 3)을 기준으로 삼는다.

한편 자립 운전 시 부하 전압이 정상 상태에 접어든 후에는 계통의 전원 품질이 정상 상태로 회복될 때까지 분산형 전원의 계통 재병입이 발생해서는 아니된다. 즉, 재병입 과정은 계통 선로의 복구 과정과 협조되어야 한다. 우리

나라 규정에 따르면 계통에서 운영되고 있는 차단기나 개폐기의 복귀 시간은 3~180초까지 조정이 가능하게 되어 있어 계통의 전압 및 주파수가 안정 상태에서 5분 이상 유지되면 분산형 전원을 계통에 재병입 시킬 수 있도록 규정하고 있다.

재병입을 위해 분산형 전원은 계통 전원과 동기화하는 과정이 필요한데, 두 규정에서는 표 A.5와 같이 동기화 변수에 대하여 제한을 두고 있으며, 만약 어느 하나의 조건이라도 만족하지 않을 경우에는 분산형 전원의 재병입이 발생하여서는 아니된다.

표 A.5 계통 연계를 위한 동기화 변수 제한 범위[5, 6]

분산형 전원 정격 용량 합계 (kW)	주파수 차 (Δf , Hz)	전압 차 (ΔV , %)	위상각 차 ($\Delta \phi$, °)
0 ~ 500	0.3	10	20
500 초과 ~ 1,500	0.2	5	15
1,500 초과 ~ 20,000 미만	0.1	3	10

참고 문헌

- [1] N. D. Hatziargyriou and A. P. S. Meliopoulos, "Distributed energy sources: technical challenges," in *Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE, 2002*, pp. 1017-1022 vol.2.
- [2] C. Smallwood, "Distributed generation in autonomous and nonautonomous micro grids," in *Rural Electric Power Conference, 2002. 2002 IEEE, 2002*, pp. D1-D1_6.
- [3] R. H. Lasseter and P. Piagi, "Control and design of microgrid components," *PSERC Publication 06*, vol. 3, 2006.
- [4] 원동준, "마이크로그리드가 여는 분산 자율형 전력 시스템의 미래," 스마트그리드 논문집 2012.11.
- [5] KEPCO, "분산형전원 배전계통 연계 기술 **Guideline**," 2012.
- [6] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," ed, 2003.
- [7] K. Jalili and S. Bernet, "Design of LCL Filters of Active-Front-End Two-Level Voltage-Source Converters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 1674-1689, 2009.
- [8] Z. Wenqiang and C. Guozhu, "Comparison of active and passive damping methods for application in high power active power filter with LCL-filter," in *Sustainable Power Generation and Supply, 2009. SUPERGEN '09. International Conference on*, 2009, pp. 1-6.
- [9] L. Poh Chiang and D. G. Holmes, "Analysis of multiloop control strategies for LC/CL/LCL-filtered voltage-source and current-source inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 644-654, 2005.
- [10] M. Malinowski and S. Bernet, "A Simple Voltage Sensorless Active Damping Scheme for Three-Phase PWM Converters With an LCL Filter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, pp. 1876-1880, 2008.
- [11] J. Dannehl, C. Wessels, and F. W. Fuchs, "Limitations of Voltage-Oriented PI Current Control of Grid-Connected PWM Rectifiers With LCL Filters," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 56, pp. 380-388, 2009.
- [12] J. Hea-Gwang, L. Kyo-Beum, C. Sewan, and C. Woojin, "Performance Improvement of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverters Using PQR Power Transformation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1320-1330, 2010.
- [13] J. Dannehl, F. W. Fuchs, and P. B. Thogersen, "PI State Space Current Control of Grid-Connected PWM Converters With LCL Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2320-2330, 2010.
- [14] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 41, pp. 1281-1291, 2005.

- [15] K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Passive Filter Design for Three-Phase Inverter Interfacing in Distributed Generation," in *Compatibility in Power Electronics, 2007. CPE '07, 2007*, pp. 1-9.
- [16] H. Jinwei and L. Yun Wei, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1850-1861, 2012.
- [17] S. Guoqiao, Z. Xuancai, Z. Jun, and X. Dehong, "A New Feedback Method for PR Current Control of LCL-Filter-Based Grid-Connected Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 2033-2041, 2010.
- [18] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez, "Grid-Filter Design for a Multimegawatt Medium-Voltage Voltage-Source Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 1205-1217, 2011.
- [19] C. Byung-Geuk and S. Seung-Ki, "LCL filter design for grid-connected voltage-source converters in high power systems," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE, 2012*, pp. 1548-1555.
- [20] H. Jinwei and L. Yun Wei, "Generalized Closed-Loop Control Schemes with Embedded Virtual Impedances for Voltage Source Converters with LC or LCL Filters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 1850-1861, 2012.
- [21] P. Donghua, R. Xinbo, B. Chenlei, L. Weiwei, and W. Xuehua, "Capacitor-Current-Feedback Active Damping With Reduced Computation Delay for Improving Robustness of LCL-Type Grid-Connected Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 3414-3427, 2014.
- [22] S. G. Parker, B. P. McGrath, and D. G. Holmes, "Regions of Active Damping Control for LCL Filters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 424-432, 2014.
- [23] B. Chenlei, R. Xinbo, W. Xuehua, L. Weiwei, P. Donghua, and W. Kailei, "Step-by-Step Controller Design for LCL-Type Grid-Connected Inverter with Capacitor-Current-Feedback Active-Damping," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 1239-1253, 2014.
- [24] J. Stevens, R. Bonn, J. Ginn, S. Gonzalez, and G. Kern, "Development and testing of an approach to anti-islanding in utility-interconnected photovoltaic systems," Sandia National Laboratories 2000.
- [25] C. Jeraputra, P. N. Enjeti, and I. H. Hwang, "Development of a robust antiislanding algorithm for utility interconnection of distributed fuel cell powered generation," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2004. APEC'04. Nineteenth Annual IEEE, 2004*, pp. 1534-1540.
- [26] Z. Ye, A. Kolwalkar, Y. Zhang, P. Du, and R. Walling, "Evaluation of anti-islanding schemes based on nondetection zone concept," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1171-1176, 2004.
- [27] V. John, Y. Zhihong, and A. Kolwalkar, "Investigation of anti-islanding protection of power converter based distributed generators using frequency domain analysis," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1177-1183, 2004.

- [28] M. E. Ropp, M. Begovic, and A. Rohatgi, "Analysis and performance assessment of the active frequency drift method of islanding prevention," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, pp. 810-816, 1999.
- [29] M. E. Ropp, M. Begovic, A. Rohatgi, G. A. Kern, R. H. Bonn, Sr., and S. Gonzalez, "Determining the relative effectiveness of islanding detection methods using phase criteria and nondetection zones," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 15, pp. 290-296, 2000.
- [30] I. S. C. C. 21, "IEEE 1547-1 Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems," 2005.
- [31] A. Kitamura, M. Okamoto, F. Yamamoto, K. Nakaji, H. Matsuda, and K. Hotta, "Islanding phenomenon elimination study at Rokko test center," in *Photovoltaic Energy Conversion, 1994., Conference Record of the Twenty Fourth. IEEE Photovoltaic Specialists Conference - 1994, 1994 IEEE First World Conference on*, 1994, pp. 759-762 vol.1.
- [32] W. Wencong, J. Kliber, and X. Wilsun, "A Scalable Power-Line-Signaling-Based Scheme for Islanding Detection of Distributed Generators," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 903-909, 2009.
- [33] W. Wencong, J. Kliber, Z. Guibin, X. Wilsun, B. Howell, and T. Palladino, "A Power Line Signaling Based Scheme for Anti-Islanding Protection of Distributed Generators—Part II: Field Test Results," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1767-1772, 2007.
- [34] X. Wilsun, Z. Guibin, L. Chun, W. Wencong, W. Guangzhu, and J. Kliber, "A Power Line Signaling Based Technique for Anti-Islanding Protection of Distributed Generators—Part I: Scheme and Analysis," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 1758-1766, 2007.
- [35] F. De Mango, M. Liserre, A. D. Aquila, and A. Pigazo, "Overview of Anti-Islanding Algorithms for PV Systems. Part I: Passive Methods," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2006. EPE-PEMC 2006. 12th International*, 2006, pp. 1878-1883.
- [36] J. Sung-Il and K. Kwang-Ho, "An islanding detection method for distributed generations using voltage unbalance and total harmonic distortion of current," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 745-752, 2004.
- [37] L. Soo-Hyoung and P. Jung-Wook, "New Islanding Detection Method for Inverter-Based Distributed Generation Considering Its Switching Frequency," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 46, pp. 2089-2098, 2010.
- [38] R. M. Hudson, T. Thorne, F. Mekanik, M. R. Behnke, S. Gonzalez, and J. Ginn, "Implementation and testing of anti-islanding algorithms for IEEE 929-2000 compliance of single phase photovoltaic inverters," in *Photovoltaic Specialists Conference, 2002. Conference Record of the Twenty-Ninth IEEE*, 2002, pp. 1414-1419.
- [39] H. Zeineldin, M. I. Marei, E. F. El-Saadany, and M. M. A. Salama, "Safe controlled islanding of inverter based distributed generation," in *Power*

- Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004*, pp. 2515-2520 Vol.4.
- [40] P. Fu-Sheng and H. Shyh-Jier, "A detection algorithm for islanding-prevention of dispersed consumer-owned storage and generating units," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 16, pp. 346-351, 2001.
- [41] G. A. Kern, "SunSine300, utility interactive AC module anti-islanding test results," in *Photovoltaic Specialists Conference, 1997., Conference Record of the Twenty-Sixth IEEE, 1997*, pp. 1265-1268.
- [42] G. A. Smith, P. A. Onions, and D. G. Infield, "Predicting islanding operation of grid connected PV inverters," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 147, pp. 1-6, 2000.
- [43] H. Guo-Kiang, C. Chih-Chang, and C.-L. Chen, "Automatic phase-shift method for islanding detection of grid-connected photovoltaic inverters," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 18, pp. 169-173, 2003.
- [44] L. A. C. Lopes and S. Huili, "Performance assessment of active frequency drifting islanding detection methods," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 171-180, 2006.
- [45] X. Wang, W. Freitas, W. Xu, and V. Dinavahi, "Impact of DG interface controls on the sandia frequency shift antiislanding method," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 22, pp. 792-794, 2007.
- [46] H. L. Jou, W. J. Chiang, and J. C. Wu, "Virtual inductor-based islanding detection method for grid-connected power inverter of distributed power generation system," *Renewable Power Generation, IET*, vol. 1, pp. 175-181, 2007.
- [47] J. Hurng-Liahng, C. Wen-Jung, and W. Jinn-Chang, "A Simplified Control Method for the Grid-Connected Inverter With the Function of Islanding Detection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 2775-2783, 2008.
- [48] W. Xiaoyu and W. Freitas, "Impact of Positive-Feedback Anti-Islanding Methods on Small-Signal Stability of Inverter-Based Distributed Generation," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 923-931, 2008.
- [49] L. A. C. Lopes and Z. Yongzheng, "Islanding Detection Assessment of Multi-Inverter Systems With Active Frequency Drifting Methods," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 480-486, 2008.
- [50] Z. Xuancai, S. Guoqiao, and X. Dehong, "Evaluation of AFD islanding detection methods based on NDZs described in power mismatch space," in *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE, 2009*, pp. 2733-2739.
- [51] X. Mingyu, L. Fangrui, K. Yong, and Z. Yu, "Investigation of active islanding detection methods in multiple grid-connected converters," in *Power Electronics and Motion Control Conference, 2009. IPERC '09. IEEE 6th International, 2009*, pp. 2151-2154.
- [52] H. H. Zeineldin and S. Kennedy, "Sandia Frequency-Shift Parameter Selection to Eliminate Nondetection Zones," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24,

- pp. 486-487, 2009.
- [53] A. Yafaoui, W. Bin, and S. Kouro, "Improved Active Frequency Drift Anti-islanding Detection Method for Grid Connected Photovoltaic Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 2367-2375, 2012.
- [54] F. Liu, Y. Zhang, M. Xue, X. Lin, and Y. Kang, "Investigation and evaluation of active frequency drifting methods in multiple grid-connected inverters," *Power Electronics, IET*, vol. 5, pp. 485-492, 2012.
- [55] H. Vahedi and M. Karrari, "Adaptive Fuzzy Sandia Frequency-Shift Method for Islanding Protection of Inverter-Based Distributed Generation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 84-92, 2013.
- [56] S. J. Huang and F. S. Pai, "Design and operation of grid-connected photovoltaic system with power-factor control and active islanding detection," *Generation, Transmission and Distribution, IEE Proceedings-*, vol. 148, pp. 243-250, 2001.
- [57] J. Jin Beom, K. Hee-jun, A. Kang-Soon, and K. Chan Ho, "A Novel Method for Anti-Islanding using Reactive Power," in *Telecommunications Conference, 2005. INTELEC '05. Twenty-Seventh International*, 2005, pp. 101-106.
- [58] J. Jin Beom, K. Hee-jun, B. Soo Hyun, and A. Kang-Soon, "An improved method for anti-islanding by reactive power control," in *Electrical Machines and Systems, 2005. ICEMS 2005. Proceedings of the Eighth International Conference on*, 2005, pp. 965-970 Vol. 2.
- [59] J. Yiding, S. Qiang, and L. Wenhua, "Anti-islanding protection for distributed generation systems based on reactive power drift," in *Industrial Electronics, 2009. IECON '09. 35th Annual Conference of IEEE*, 2009, pp. 3970-3975.
- [60] H. H. Zeineldin, "A $\frac{Q}{f}$ Droop Curve for Facilitating Islanding Detection of Inverter-Based Distributed Generation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 665-673, 2009.
- [61] Z. Ye, X. Dehong, H. Ning, M. Jie, Z. Jun, Z. Yangfan, *et al.*, "A Novel RPV (Reactive-Power-Variation) Antiislanding Method Based on Adapted Reactive Power Perturbation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 4998-5012, 2013.
- [62] Z. Jun, X. Dehong, S. Guoqiao, Z. Ye, H. Ning, and M. Jie, "An Improved Islanding Detection Method for a Grid-Connected Inverter With Intermittent Bilateral Reactive Power Variation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 268-278, 2013.
- [63] C. Xiaolong and L. Yongli, "An Islanding Detection Algorithm for Inverter-Based Distributed Generation Based on Reactive Power Control," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 4672-4683, 2014.
- [64] P. Mahat, C. Zhe, and B. Bak-Jensen, "A Hybrid Islanding Detection Technique Using Average Rate of Voltage Change and Real Power Shift," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 764-771, 2009.

- [65] H. H. Zeineldin and J. L. Kirtley, "A Simple Technique for Islanding Detection With Negligible Nondetection Zone," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 24, pp. 779-786, 2009.
- [66] D. Pengwei, Y. Zhihong, E. E. Aponte, J. K. Nelson, and F. Lingling, "Positive-Feedback-Based Active Anti-Islanding Schemes for Inverter-Based Distributed Generators: Basic Principle, Design Guideline and Performance Analysis," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 2941-2948, 2010.
- [67] K. Seul-Ki, J. Jin-Hong, C. Heung-Kwan, and K. Jong-Yul, "Voltage Shift Acceleration Control for Anti-Islanding of Distributed Generation Inverters," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 2223-2234, 2011.
- [68] K. Seul-Ki, J. Jin-Hong, A. Jong-Bo, L. Byongjun, and K. Sae-Hyuk, "Frequency-Shift Acceleration Control for Anti-Islanding of a Distributed-Generation Inverter," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 494-504, 2010.
- [69] A. Cardenas and K. Agbossou, "Experimental Evaluation of Voltage Positive Feedback Based Anti-Islanding Algorithm: Multi-Inverter Case," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 498-506, 2012.
- [70] G. Hernandez-Gonzalez and R. Iravani, "Current injection for active islanding detection of electronically-interfaced distributed resources," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 21, pp. 1698-1705, 2006.
- [71] H. Karimi, A. Yazdani, and R. Iravani, "Negative-Sequence Current Injection for Fast Islanding Detection of a Distributed Resource Unit," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 298-307, 2008.
- [72] A. M. Massoud, K. H. Ahmed, S. J. Finney, and B. W. Williams, "Harmonic distortion-based island detection technique for inverter-based distributed generation," *Renewable Power Generation, IET*, vol. 3, pp. 493-507, 2009.
- [73] M. Ciobotaru, V. G. Agelidis, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "Accurate and Less-Disturbing Active Antiislanding Method Based on PLL for Grid-Connected Converters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1576-1584, 2010.
- [74] Y. Byung-Gyu, M. Matsui, and Y. Gwon-Jong, "A Correlation-Based Islanding-Detection Method Using Current-Magnitude Disturbance for PV System," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 2935-2943, 2011.
- [75] G. Hua, X. Dewei, W. Bin, and Y. Geng, "Active Islanding Detection for Inverter-Based Distributed Generation Systems With Power Control Interface," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 1063-1072, 2011.
- [76] D. Velasco, C. Trujillo, G. Garcera, and E. Figueres, "An Active Anti-Islanding Method Based on Phase-PLL Perturbation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 1056-1066, 2011.
- [77] K. Jae-Hyung, K. Jun-Gu, J. Young-Hyok, J. Yong-Chae, and W. Chung-Yuen, "An Islanding Detection Method for a Grid-Connected System Based on the Goertzel Algorithm," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 1049-1055, 2011.

- [78] B. Bahrani, H. Karimi, and R. Iravani, "Nondetection Zone Assessment of an Active Islanding Detection Method and its Experimental Evaluation," *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol. 26, pp. 517-525, 2011.
- [79] S. R. Samantaray, A. Samui, and B. Chitti Babu, "Time-frequency transform-based islanding detection in distributed generation," *Renewable Power Generation, IET*, vol. 5, pp. 431-438, 2011.
- [80] D. D. Reigosa, F. Briz, C. B. Charro, P. Garcia, and J. M. Guerrero, "Active Islanding Detection Using High-Frequency Signal Injection," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1588-1597, 2012.
- [81] H. Chung-Chuan and C. Yu-Chun, "Active anti-islanding detection based on pulse current injection for distributed generation systems," *Power Electronics, IET*, vol. 6, pp. 1658-1667, 2013.
- [82] C. Wen, L. Bangyin, D. Shanxu, and Z. Changyue, "An Islanding Detection Method Based on Dual-Frequency Harmonic Current Injection Under Grid Impedance Unbalanced Condition," *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, vol. 9, pp. 1178-1187, 2013.
- [83] M. Tedde and K. Smedley, "Anti-Islanding for Three-Phase One-Cycle Control Grid Tied Inverter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 3330-3345, 2014.
- [84] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 1480-1490, 2005.
- [85] L. Asiminoaei, R. Teodorescu, F. Blaabjerg, and U. Borup, "A digital controlled PV-inverter with grid impedance estimation for ENS detection," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 20, pp. 1480-1490, 2005.
- [86] R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Flexible control of small wind turbines with grid failure detection operating in stand-alone and grid-connected mode," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 19, pp. 1323-1332, 2004.
- [87] K. Hyosung, Y. Taesik, and C. Sewan, "Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters in Distributed Generation Systems," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, pp. 1342-1347, 2008.
- [88] Y. Taesik, C. Sewan, and K. Hyosung, "Indirect Current Control Algorithm for Utility Interactive Inverters for Seamless Transfer," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
- [89] K. Junbum, Y. Sunjae, and C. Sewan, "Indirect Current Control for Seamless Transfer of Three-Phase Utility Interactive Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, pp. 773-781, 2012.
- [90] Y. Sunjae, K. Junbum, P. Junsung, and C. Sewan, "Indirect current control for seamless transfer of three-phase utility interactive inverters," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE*, 2011, pp. 625-632.
- [91] G. Fang and M. R. Iravani, "A Control Strategy for a Distributed Generation Unit in Grid-Connected and Autonomous Modes of Operation," *Power Delivery, IEEE*

- Transactions on*, vol. 23, pp. 850-859, 2008.
- [92] R. Majumder, A. Ghosh, G. Ledwich, and F. Zare, "Control of parallel converters for load sharing with seamless transfer between grid connected and islanded modes," in *Power and Energy Society General Meeting - Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, 2008 IEEE*, 2008, pp. 1-7.
 - [93] Y. Sunjae, O. Hyeongmin, and C. Sewan, "Controller design and implementation of indirect current control based utility-interactive inverter system," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 955-960.
 - [94] Y. Sunjae, O. Hyeongmin, and C. Sewan, "Controller Design and Implementation of Indirect Current Control Based Utility-Interactive Inverter System," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 28, pp. 26-30, 2013.
 - [95] H. Shang-Hung, K. Chun-Yi, L. Tzung-Lin, and J. M. Guerrero, "Droop-controlled inverters with seamless transition between islanding and grid-connected operations," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, 2011, pp. 2196-2201.
 - [96] J. Jae-Hun, N. Eui-Cheol, K. In-Dong, K. Heung-Geun, C. Tae-Won, and C. Nam-Sup, "Seamless control mode transfer of a PCS for islanding mode operation," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 2658-2662.
 - [97] M. Ranjbar, H. Ebrahimirad, S. Mohaghegh, and A. Ghaleh, "Seamless transfer of three-phase grid-interactive microturbine inverter between grid-connected and stand-alone modes," in *Electrical Engineering (ICEE), 2011 19th Iranian Conference on*, 2011, pp. 1-6.
 - [98] S. Guoqiao, X. Dehong, and X. Danji, "Novel seamless transfer strategies for fuel cell inverters from grid-tied mode to off-grid mode," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2005. APEC 2005. Twentieth Annual IEEE*, 2005, pp. 109-113 Vol. 1.
 - [99] S. Guoqiao, X. Dehong, and Y. Xiaoming, "A Novel Seamless Transfer Control Strategy Based on Voltage Amplitude Regulation for Utility-interconnected Fuel cell Inverters with an LCL-filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
 - [100] S. Guoqiao, X. Dehong, and Y. Xiaoming, "Voltage Phase Regulated Seamless Transfer Control Strategy for Utility-interconnected Fuel cell Inverters with an LCL-filter," in *Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE*, 2006, pp. 1-6.
 - [101] T. Thanh-Vu, C. Tae-Won, L. Hong-Hee, K. Heung-Geun, and N. Eui-Cheol, "PLL-Based Seamless Transfer Control Between Grid-Connected and Islanding Modes in Grid-Connected Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 5218-5228, 2014.
 - [102] D. S. Ochs, B. Mirafzal, and P. Sotoodeh, "A Method of Seamless Transitions Between Grid-Tied and Stand-Alone Modes of Operation for Utility-Interactive Three-Phase Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, pp. 1934-1941, 2014.

- [103] Y. Zhilei, X. Lan, and Y. Yangguang, "Seamless Transfer of Single-Phase Grid-Interactive Inverters Between Grid-Connected and Stand-Alone Modes," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 25, pp. 1597-1603, 2010.
- [104] M. J. Yang, F. Zhuo, X. W. Wang, H. P. Guo, and Y. J. Zhou, "Research of seamless transfer control strategy of microgrid system," in *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, 2011, pp. 2059-2066.
- [105] T. Thanh-Vu, C. Tae-Won, L. Hong-Hee, K. Heung-Geun, and N. Eui-Cheol, "PLL-Based Seamless Transfer Control Between Grid-Connected and Islanding Modes in Grid-Connected Inverters," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 5218-5228, 2014.
- [106] C. Xin, W. Yan Hong, and W. Yun Cheng, "A novel seamless transferring control method for microgrid based on master-slave configuration," in *ECCE Asia Downunder (ECCE Asia), 2013 IEEE*, 2013, pp. 351-357.
- [107] D. S. Ochs, P. Sotoodeh, and B. Mirafzal, "A technique for voltage-source inverter seamless transitions between grid-connected and standalone modes," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2013 Twenty-Eighth Annual IEEE*, 2013, pp. 952-959.
- [108] L. Zeng and L. Jinjun, "Indirect Current Control Based Seamless Transfer of Three-phase Inverter in Distributed Generation," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, pp. 3368-3383, 2014.
- [109] J. Cheng, G. Mingzhi, L. Xiaofeng, and C. Min, "A seamless transfer strategy of islanded and grid-connected mode switching for microgrid based on droop control," in *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2012 IEEE*, 2012, pp. 969-973.
- [110] M. N. Arafat, S. Palle, Y. Sozer, and I. Husain, "Transition Control Strategy Between Standalone and Grid-Connected Operations of Voltage-Source Inverters," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, pp. 1516-1525, 2012.
- [111] M.-C. Lin, L.-Y. Lu, and C.-C. Chu, "Implementations of seamless transfer and active islanding detections for microgrid applications," in *Industrial Electronics (ISIE), 2013 IEEE International Symposium on*, 2013, pp. 1-6.

Abstract

This thesis deals with islanding detection and seamless transfer for grid-connected PWM converters of distributed generation (DG) units. One of the characteristics of the grid-connected PWM converters is that off-grid operation is provided. So when the grid is in an outage condition, stand-alone operation is still available and decent power quality can be supplied if the power capacity of the DGs is large enough for the local loads. Therefore a lot of efforts on the research about the grid-connected operation and off-grid operation for the converters are made to accommodate the DGs into the existing grid systems.

Typically, power or current is controlled in the grid-connected mode while voltage control is conducted in off-grid mode. During the transition between the two modes, there may be severe transient in the load voltage or large inrush current may flow. Therefore, a proper strategy for the seamless transfer is considered as an important issue.

The reasons for the off-grid operation are divided into two cases. The first case is when the DGs spontaneously separate from the grid because the power quality is deteriorated due to the accident such as ground fault and the second case for the off-grid operation is the islanding condition. Consequently, the converters of the DGs must be equipped with the islanding detection capability. In this thesis, a reactive power injection method is proposed and the performance of the method is still effective in the parallel operation of the converters with the proposed method for the islanding detection.

To validate the effectiveness of the proposed methods, two sets of 5kW converters and energy storage system are configured and it is experimentally verified.