

# 분산전원 시스템의 주파수 변동을 통한 단독운전 방지기법 분석

조영민<sup>1</sup>, 조상윤<sup>1</sup>, 송승호<sup>1</sup>, 최익<sup>2</sup>, 최주엽<sup>†</sup>, 이영권<sup>3</sup>

## Analysis of Anti-Islanding Schemes using Frequency Drift in Distributed Generation System

Yeong-Min Jo<sup>1</sup>, Sang-Yoon Cho<sup>1</sup>, Seung-Ho Song<sup>1</sup>, Ick Choy<sup>2</sup>,  
Ju-Yeop Choi<sup>†</sup>, and Young-Kwoun Lee<sup>3</sup>

### Abstract

Unintentional islanding results in safety hazards, power quality degradation, and many other issues. Thus, islanding detection of grid-connected distributed generation system is a key function for standards compliance. Many anti-islanding schemes are currently being studied; however, existing anti-islanding schemes used in inverters have power quality degradation and non-detection zone issues. Therefore, this paper analyzes existing anti-islanding schemes by using frequency drift in accordance with both islanding detection performance and power quality. This paper also proposes a new anti-islanding scheme by using frequency drift. Both simulation and experimental results show that the proposed scheme has negligible power quality degradation and no non-detection zones compared with other existing schemes.

**Key words:** Grid connected, Distributed generation, PCS, Active anti-islanding, Frequency drift, Power quality, THD

### 1. 서 론

태양광 발전 시스템에서의 단독운전은 안전성과 시스템 보호 측면에서 볼 때, 계통과 시스템 양쪽 모두에서 중요한 문제이다. 단독운전은 계통의 사고 또는 정전 발생 시 선로의 유지, 보수 및 기타의 사유로 계통을 차단하였을 때 분산전원 시스템이 이를 인식하지 못하여 배전선에 단독으로 전력을 공급하는 현상이다. 단독운전이 발생할 경우 태양광 발전 시스템은 정확한 전압 및 주파수를 검출할 수 없으므로 제어가 불안정해진다. 따라

서 비정상적인 전압과 주파수를 갖는 출력이 부하에 공급되므로 전력품질에 악영향을 미치게 되고 계통 수리, 유지 관리를 하는 인력 혹은 주변 근접 인력의 안전에 위험을 초래한다<sup>[1]</sup>.

이와 같이 단독운전 현상의 문제점을 해결하기 위해서 단독운전이 발생하였을 경우에 빠르고 정확하게 이를 검출하여 태양광 발전 시스템을 계통으로부터 분리시키는 기능이 인버터에 내장되어야 한다.

단독운전 검출에 대한 연구의 경우 단독운전이 발생하는 빈도가 낮아 연구의 중요성이 떨어지는 분야였다. 그러나 신재생에너지 확대 보급 정책으로 인하여 태양광 발전 시스템을 비롯한 대체에너지 시스템의 설치량이 매우 빠른 속도로 증가하고 있고, 인버터 출력 전력의 크기가 증가함으로써 부하 전력과 일치할 가능성이 높아지므로 이로 인한 단독운전의 발생 가능성이 증가함에 따라 단독운전에 대한 연구가 활발히 진행되고 있는 시점이다. 현재 그림 1에 보이듯이 태양광 발전 시스템을 비롯한 계통 연계형 분산전원 시스템의 단독운전 방지를 위해 다양한 기법들이 연구되었다<sup>[2]</sup>.

그중 Local 방식은 별도의 장치를 필요로 하지 않기

Paper number: TKPE-2015-20-3-7

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: juyeop@kw.ac.kr

Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

Tel: +82-2-940-5146 Fax: +82-2-943-8147

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

<sup>2</sup> School of Robotics, Kwangwoon University

<sup>3</sup> Keumbee Electronics

Manuscript received Jan. 30, 2015; revised Mar. 3, 2015; accepted Apr. 16, 2015

— 본 논문은 2014년 추계학술대회 우수추천논문임

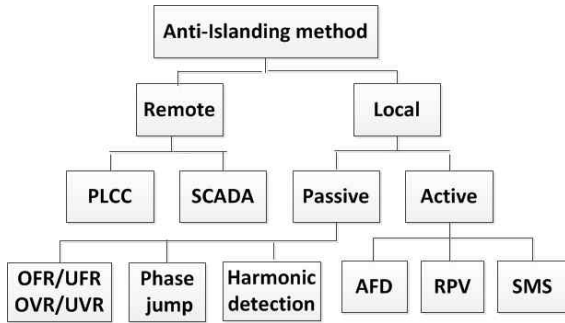


Fig. 1. Classification of anti-islanding method.

때문에 대부분의 소용량 계통 연계 시스템에서 사용되고 있고, 단독운전 현상을 검출하는 방식에 따라 수동적 기법과 능동적 기법으로 나눌 수 있다.

수동적 기법은 연계점의 전력 상태를 단순히 모니터링하고 연계점의 전압 및 위상 변동에 의하여 검출하므로 정상상태에서도 오동작을 일으킬 수 있고, 분산전원에서 공급하는 전력과 부하에서 소비하는 전력이 평형을 이루었을 때 단독운전 검출이 불가능하여 광범위한 불검출 영역을 가진다.

이에 반해, 능동적 기법의 경우 분산전원 시스템의 출력 전류를 계통에 크게 영향을 주지 않는 범위에서 변화를 주어, 연계점에서의 전압이나 주파수가 정상 범위를 벗어나도록 유도하여 시스템의 단독운전을 검출하는 방법으로 수동적 기법에 비해 불검출 영역이 현저히 줄어들어 검출 성능이 보장된다. 그러나 현재 존재하고 있는 기법들 중 검출 성능이 우수한 기법들은 대부분 인버터에 단독운전 검출을 위해 어떠한 외란을 인가하므로 이 외란에 의해 정상상태 시 인버터 전력 품질에 안 좋은 영향을 끼치게 된다<sup>[3]</sup>.

그러므로 본 논문에서는 단독운전 발생 시 주파수의 변동을 유도하여 전력 품질에 악영향을 미치지 않으면서 단독운전 검출을 보장할 수 있는 새로운 단독운전 기법을 제안하고, 이를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증한다. 또한, 이와 유사한 기존의 주파수 변동 기법들과 비교하여 제안하는 기법의 우수성을 검증하도록 한다.

## 2. 기존의 주파수 변동 기법

### 2.1 AFD 기법

AFD(Active Frequency Drift) 기법은 주파수 쉬프트 기법 또는 주파수 바이어스(Frequency Bias) 기법이라 부르고, 그림 2에 보이는 것처럼 출력 전류의 영교차점에 출력 전류가 0이 되는 시간인 일정 크기의 데드타임을 인가하여 단독운전 발생 시 주파수가 지속적으로 증가 또는 감소하도록 유도하는 기법이다.

여기서 인가하는 데드타임의 크기를  $cf$ (chopping fraction)로 칭하며 식 (1)과 같이 전압의 반주기에 대한 데드타임 인가 시간의 비로 정의된다<sup>[4]</sup>.

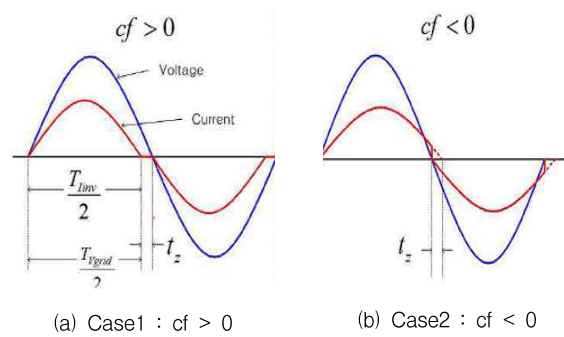


Fig. 2. Active frequency drift scheme.

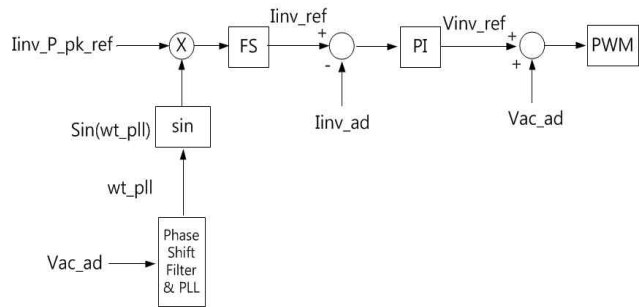


Fig. 3. Control block diagram of AFD scheme.

$$cf = \frac{2 \times t_z}{T_{Vgrid}} \tag{1}$$

DSP와 같은 마이크로프로세서 기반의 PCS에서 비교적 쉽게 구현이 가능하여 가장 기본적으로 많이 사용되었던 기법으로, 정상상태 시에는 이러한 출력 전류의 왜곡이 단자 전압의 주파수에 영향을 주지 않으나 계통이 사고나 인위적인 상황으로 인하여 차단되어 단독운전이 발생하였을 경우 PCS 출력 전력과 부하 소비 전력 사이에 평형이 이루어졌다고 하더라도 출력전압이 출력 전류를 따라감으로 주파수의 변화를 일으킬 수 있다. 따라서  $cf$  값을 주파수 제한치를 벗어나게끔 설정한다면 단독운전을 검출할 수 있다.

또한 제어 기법은 그림 3과 같이 출력 전류의 지령치를 주파수와 출력 전류가 0인 구간을 가공하는 FS 블록을 이용하여 원하는 기준 신호를 만들게 된다.

그러나 이 기법은 출력전류에 인가하는 외란의 크기를 키울수록 단독운전 검출 성능은 좋아지지만 이에 따라 정상상태 시 THD(Total Harmonic Distortion) 또한 증가하게 된다. 국제 규격에 의하면 정격 출력 시 출력 전류의 THD는 5[%] 이내로 제한되기 때문에 인가할 수 있는  $cf$ 의 크기는 제한적이 된다. 또한, 단독운전 시 부하의 무효 전력이  $cf$ 에 의하여 발생하는 출력의 무효전력을 상쇄하는 경우 무효전력이 일치하게 되어 주파수의 변동이 발생하지 않아 단독운전을 검출하지 못한다.

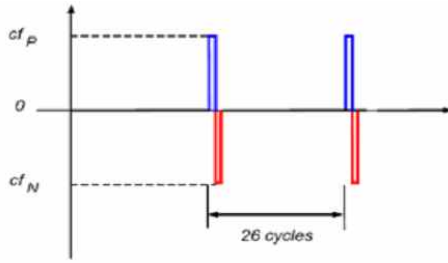


Fig. 4. Waveform of cf in FJP scheme.

따라서 이 기법은 다른 능동적 기법에 비해 폭넓은 NDZ를 가지는 단점을 가지게 된다.

### 2.2 AFDPF 기법

AFDPF(AFD with Positive Feedback) 기법은 위의 AFD 기법의 단점을 개선한 기법으로서 SFS(Sandia Frequency Shift) 기법으로도 부른다. 이 기법은 AFD 기법과 달리 계통 주파수에 따라 cf의 크기와 방향이 가변 되게 된다. 즉 아래의 식 (2)처럼 단자 전압의 주파수를 검출하여 기준주파수에 대한 오차를 가속 이득 K에 비례하여 초기 cf에 더해주어 cf의 크기를 가변 하게 된다.

$$cf = cf_0 + K(\omega_k - \omega_0) = cf_0 + K \cdot \Delta\omega \quad (2)$$

정상상태에서는 주파수 변동  $\Delta\omega$ 가 매우 작으므로 cf의 크기 또한 작고, 따라서 cf에 의한 전류 THD의 증가도 매우 미소하다. 그러나 단독운전 발생 시 주파수 오차  $\Delta\omega$ 는 미소한 cf에 의해서 변동할 것이고, 이는 cf를 증가시켜 결국 주파수가 제한치를 벗어나도록 출력 전류가 제어된다. 이 기법은 정상상태 시 cf의 크기가 AFD 기법에 비해 미소하기 때문에 결국 출력 전류의 THD도 AFD 기법에 비해 현저히 감소하는 장점을 가지게 된다.

### 2.3 FJP 기법

FJP(Frequency Jump with Pulsation) 기법 또한 AFD 기법의 단점을 개선한 기법으로서 cf를 일정한 값으로 인가하는 것이 아니라 그림 4와 같은 펄스 형태로 인가함으로써 주파수의 급변을 유도하여 단독운전을 검출하는 기법이다. 국제 단독운전 검출 규정은 2초 이내로 정해져있지만, 국내의 경우 0.5초로 규정이 되어있으므로 0.5초 이내에 단독운전을 검출하기 위하여, 기준 주파수 60Hz를 기준으로 0.5초마다 30cycle의 주기를 가지므로 그림 4에 보이는 것과 같이 26cycle마다 단 두 번만 cf를 서로 상반되는 부호의 값으로 한 번씩 펄스의 형태로 인가하는 방식이다. 이때 26cycle로 인가하는 이유는 정상 범위를 벗어난 주파수를 검출한 후 인버터가 정지하는 시간으로 4cycle의 여유를 둔 것이다. 이 기법

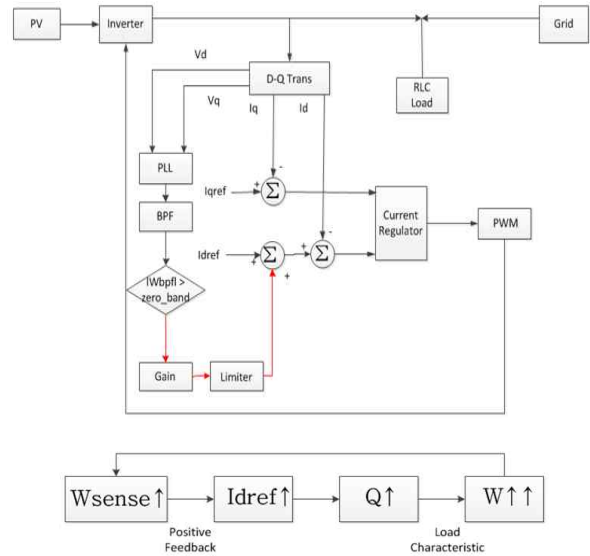


Fig. 5. Algorithm of FSSPF scheme.

의 장점은 cf를 26cycle마다 한 번씩 인가하고, 그 이외의 상태에서는 외란을 인가하지 않으므로 정상상태 시의 평균 THD는 현저히 감소하게 되고, 따라서 cf의 크기를 더욱 확대하여 단독운전 검출 성능을 높일 수 있는 장점이 있다. 또한, 검출 시간의 제한에 따라 cf의 인가 주기를 결정하므로 제한시간 이내에 검출을 보장할 수 있다.

## 3. 새로운 주파수 변동 기법

FSSPF(Frequency Shift Scheme with Positive Feedback) 기법은 앞서 설명한 주파수 변동 기법처럼 별도의 장치 없이 소프트웨어 상으로만 구현되고 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 단독운전 현상을 검출하게 된다. 하지만 기존의 기법들과는 다르게 cf와 같은 외란의 인가가 없기 때문에 전력품질에 악영향을 미치지 않으면서도 신속하게 단독운전을 검출할 수 있다는 장점을 가진다.

이 기법의 기본적인 알고리즘은 그림 5와 같고, 단독운전을 검출하기 위해 PV 시스템과 연결된 단상 인버터의 출력을 D-Q 변환 후 PLL(Phase Locked Loop)을 통해 인버터 출력 전압의  $\omega$ 를 검출한 후, 이를 BPF(Band Pass Filter)를 거친 후 출력되는  $\Delta\omega$  값을 미리 설정해 놓은 Zero\_band보다 클 경우에 단독운전 현상으로 의심하여 단독운전 검출을 위해 설계된 Feedback loop를 통해  $\Delta\omega$ 에 gain을 곱한 값을 무효전류 지령치  $i_{dref}$ 에 더해주어 무효전력을 증가시키게 되고, 이는 다시  $\Delta\omega$ 를 키워 결국 주파수가 정상 범위를 벗어나게 하여 단독운전을 검출하게 된다. 본 기법에서 Positive feedback loop를 설계하기 위해 다음과 같은 방법으로 BPF, Zero band, Gain, Limiter의 값을 설정한다.

### 3.1 BPF 설계

고역대의 노이즈 성분은 전력품질에 영향을 주고 저역대의 DC offset은 정상상태의 추중에 영향을 주므로 노이즈 성분을 제거하기 위해 LPF가 필요하고, DC offset 성분을 제거하기 위해서 HPF가 필요하므로, 이 두 성분을 모두 제거하기 위해 BPF를 사용하고, BPF의 전달함수는 LPF와 HPF를 결합한 형태로 구성되어 있으며 수식은 식(3)과 같다.

$$H(s) = \frac{s}{s+w_{c1}} \cdot \frac{w_{c2}}{s+w_{c2}} \quad (3)$$

국내의 검출 제한 시간 0.5초를 만족하기 위해서 BPF의 대역폭을 4-20Hz로 설정한다. 이를 BPF 전달함수 식 (3)에 대입하면 식 (4)과 같다.

$$H(s) = \left( \frac{4 \times 2\pi}{s + 4 \times 2\pi} \right) \times \left( \frac{s}{s + 20 \times 2\pi} \right) = \frac{25.13s}{s^2 + 150.8s + 3158} \quad (4)$$

### 3.2 Zero band 설계

BPF를 통해 출력되는  $\Delta\omega$ 가 초기 설정한 Zero band 이상일 경우에만 feedback loop가 동작하므로 단독운전 검출을 위해 적절한 값으로 설정하여야 한다. Zero band가 너무 작으면 정상상태에서 전력품질에 악영향을 미칠 뿐만 아니라 오동작을 일으킬 우려가 있으며, 반대로 너무 크게 설정하면 단독운전이 발생되었을 때도 이를 판단하지 못하고 feedback loop가 동작하지 않아 단독운전 검출을 하지 못하게 된다.

### 3.3 Gain 설계

Feedback loop의 Gain이 커질수록 단독운전 검출 성능은 좋아지는 반면 전력품질에 악영향을 끼치기 때문에 검출 성능이 보장되는 범위 내에서 최소한의 값으로 선정하여야 한다. 계통 연계형 분산전원 시스템에서  $K_a$ 는 최소한 단독운전 현상이 발생하였을 때, 시스템을 불안정하게 할 수 있는 값으로 선정하여야 한다. 이러한 최소한의 Gain으로 단독운전 검출에 있어 NDZ(Non Detection Zone)가 존재할 가능성이 존재하므로 실제로는 이보다 큰 값으로 선정을 하게 된다. Gain의 하한치를 수식적으로 구하기 위하여 무효축 전류의 Small signal equation을 살펴보면 식 (5)와 같다.

$$K_{pf} \cdot (\Delta\omega(s) \cdot \frac{s}{s+w_{c1}} \cdot \frac{w_{c2}}{s+w_{c2}}) = \Delta i_d^* \quad (5)$$

또한, 단독운전 상황에서 분산전원에서 출력되는 무효전력과 부하에서 소모하는 무효전력이 같으므로 식 (6)에 부하 공진 계수  $Q_f$ 를 대입하여 정리하면 식 (7)을 얻을 수 있고, 식 (7)을 식 (8)에 대입하여 무효전류에

관한 수식으로 정리하면 식 (9)를 얻을 수 있다.

$$\Delta Q_{load}(s) = -V_{qe}^2 \left( \frac{1}{\omega_0^2} + C \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (6)$$

$$\Delta Q_{inv}(s) = -V_{qe} \cdot \Delta i_d(s) \quad (7)$$

$$\Delta Q_{inv}(s) = -2 \cdot V_{qe}^2 \left( \frac{Q_f}{\omega_0 R} \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (8)$$

$$\Delta i_d(s) = 2 \cdot V_{qe} \left( \frac{Q_f}{\omega_0 R} \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (9)$$

식 (5)에 식 (9)를 대입하면, 식 (10)과 같고 이를 정리하면 식 (11)와 같다.

$$s^2 + s \cdot \omega_{c1} + s \cdot \omega_{c2} - s \left[ \frac{K_{pf} \cdot \omega_{c2}}{2 \cdot V_{qe} \left( \frac{Q_f}{\omega_0 \cdot R} \right)} \right] + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2} = 0 \quad (10)$$

$$s^2 + s \left[ \frac{2 \cdot V_{qe} \left( \frac{Q_f}{\omega_0 \cdot R} \right) \left( \frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) - K_{pf}}{2 \cdot V_{qe} \left( \frac{Q_f}{\omega_0 \cdot \omega_{c2} \cdot R} \right)} \right] + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2} = 0 \quad (11)$$

식 (11)의 시스템이 unstable 해지기 위해서는 식 (12)를 만족하여야 한다.

$$K_{pf} > 2 \left( \frac{V_{qe}}{R} \right) \left( \frac{Q_f}{\omega_0} \right) \left( \frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) \quad (12)$$

### 3.4 Limiter 설계

Limiter는 허용 가능한 전류의 제한을 위하여 사용하며, 즉 인버터의 over-current 용량에 맞추어 사용하며, 순간적으로 너무 많은 전류를 가하여 전체 용량을 넘지 않도록 제한하는 역할을 하도록 설정한다.

## 4. 시뮬레이션

시뮬레이션을 하기 전에 국제 규격인 IEEE Std 929-2000과 국내 검출 성능 조건을 참고하여 표 1과 같이 파라미터를 설정한 후 그림 7과 같이 PSIM을 사용하여 시뮬레이션 회로를 구성하였다. 단독운전 발생 시 주파수 변화가 없어 단독운전을 검출하기에 최악의 경우인 R, L, C 부하의 공진 조건을 만족하도록 설정하였으며, 계산된 R, L, C 부하의 경우 실제 인버터에서 자체적으로 발생하는 무효전력 성분까지는 고려되지 않았다.

TABLE I  
PARAMETER OF SIMULATION

Parameter	Value
$V_{grid}$	220V
$f_0$	60Hz
$P_{inv}$	3kW
$P_{load}$	3kW
R	16.13Ω
L	17.118mH
C	411.26μF
$Q_f$	2.5
Nominal frequency range	59.3Hz < f < 60.5Hz

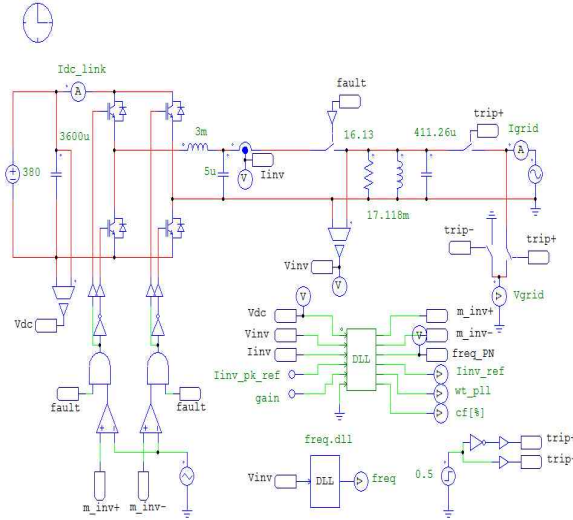


Fig. 7. Simulation circuit in PSIM.

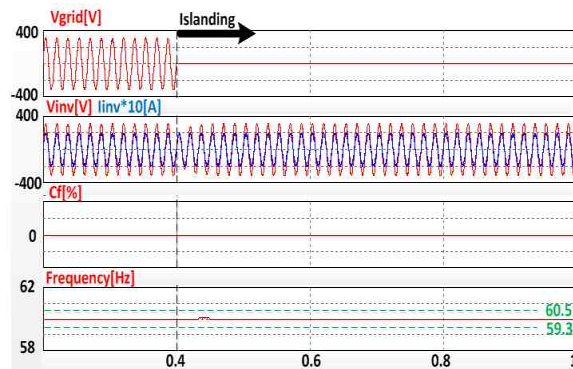


Fig. 8. Waveform without any anti-islanding scheme.

그림 8은 단독운전 검출 기법을 적용하지 않았을 경우 PCS의 단독운전 현상을 보인다. 계통이 차단되었을 때 주파수가 미소하게 변동하지만 정상 범위 내에 있으므로 PCS 측에서 단독운전을 인식하지 못하고 계속해서 출력하는 것을 확인할 수 있다.

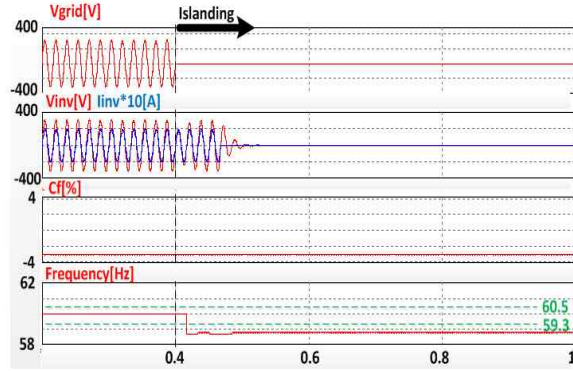


Fig. 9. Waveform used to AFD scheme.

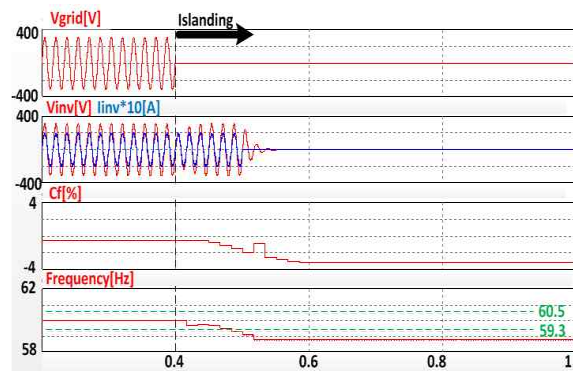


Fig. 10. Waveform used to AFDPF scheme.

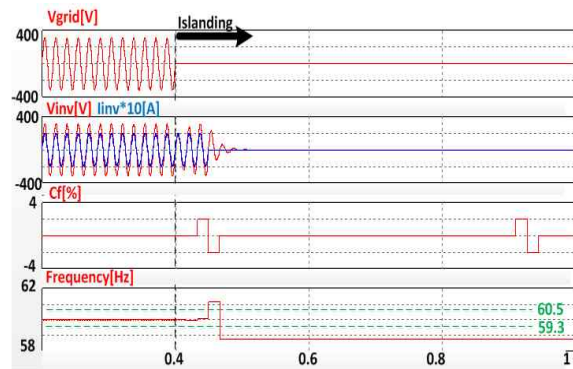


Fig. 11. Waveform used to FJP scheme.

그림 9에 보이듯이 AFD 기법으로 cf를 -3[%] 인가하였을 경우 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 PCS의 출력을 차단하는 것을 확인할 수 있다.

그림 10은 AFDPF 기법을 적용한 과형으로 초기 cf를 -0.5[%]로 미소하게 인가하므로 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만, 이 미소한 변동이 cf를 키워 결국 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 PCS의 출력을 차단하는 것을 확인할 수 있다.

그림 11은 FJP 기법으로 cf를 ±2[%]로 인가하였을 경우 단독운전 발생 시에는 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만, cf가 펄스 형태로 인가될 때 주파수를 정상

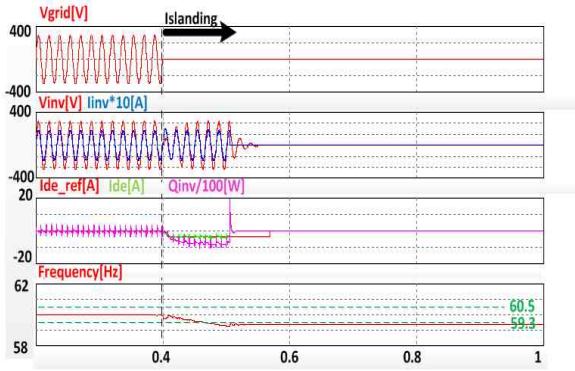


Fig. 12. Waveform used to FSSPF scheme.



Fig. 13. PV Simulator (pCube).

범위 밖으로 유도하여 단독운전을 검출하는 것을 확인할 수 있다.

그림 12는 FSSPF 기법을 적용하였을 경우의 PCS의 출력 파형을 나타낸다. 계통이 차단되어 단독운전이 발생하였을 경우, 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만 이때의  $\Delta\omega$ 에 의하여 무효전류 지령치를 키워 PCS와 부하의 전력 평형상태를 깨뜨려 주파수를 정상범위 밖으로 유도하며 PCS의 출력을 차단하여 단독운전을 방지하는 것을 확인할 수 있다.

### 5. 실험

실험회로 구성 파라미터 선정은 최대한 시뮬레이션 조건과 같게 하였다. 그림 13에 보이는 PV array를 대체할 수 있는 태양광 시뮬레이터 pCube를 사용하였고, AC power source 앞단에 차단기를 두어 Grid를 구성하였고, 병렬 R, L, C 부하를 구성하여 각 단독운전 검출 기법들의 검출 성능을 확인하기 위해 우선 단독운전 검출기법이 적용되지 않은 상태로 실험을 수행하여 단독운전 발생 시 주파수 변화를 확인해보고, 이와 비교해 각 검출 기법을 적용한 후 실험을 수행하여 각 기법들의 단독운전 검출 성능을 확인해 보았다. 또한 PCC에 전력 측정기기를 사용하여 출력 전류의 THD를 측정하였다.

그림 14는 단독운전 검출 기법을 사용하지 않은 상태에서의 단독운전 현상을 나타낸다. 이때 계통이 차단되

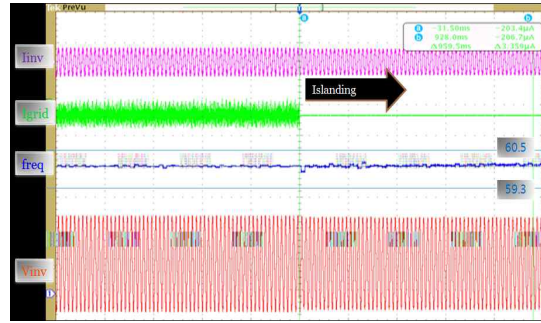


Fig. 14. Waveform without any anti-islanding scheme.

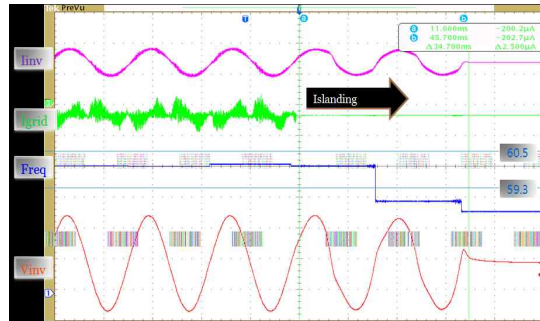


Fig. 15. Waveform used to AFD scheme.

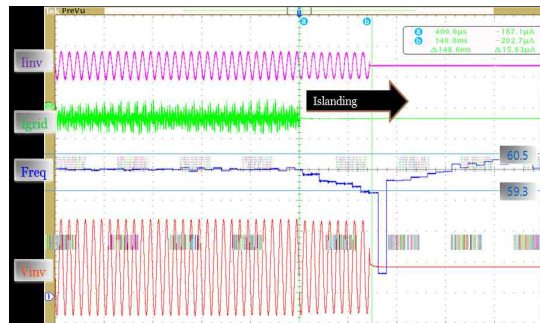


Fig. 16. Waveform used to AFDPF scheme.

었을 시 시뮬레이션과 같이 주파수가 정상 범위 내에서만 미소하게 변동하므로 단독운전으로 인식하지 못하고 PCS가 계속하여 출력하는 것을 확인할 수 있다.

그림 15는 앞서 시뮬레이션으로 확인했던 것처럼 AFD 기법으로 cf를 -3[%]로 인가하였을 경우 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 단독운전을 검출하는 파형이다.

그림 16도 마찬가지로 시뮬레이션 조건과 같게 AFDPF 기법으로 초기 cf를 -0.5[%]로 인가하고, 가속이득을 0.1로 설정하였을 경우 단독운전을 검출하는 파형이다. 단독운전이 발생 시에는 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만 cf가 증가함에 따라 주파수가 정상 범위를 벗어나 단독운전을 검출할 수 있게 된다. AFD 기법과 AFDPF 기법 적용 시 인가하는 cf의 크기에 따른 PCS의 출력 전류의 THD는 그림 17과 같다.

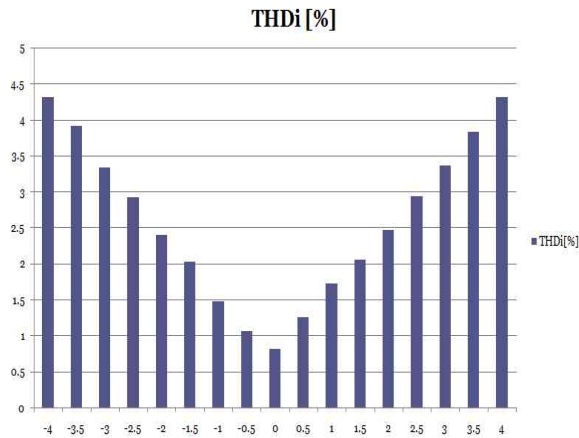


Fig. 17. Characteristics of THDi versus cf used to AFD & AFDPF scheme.

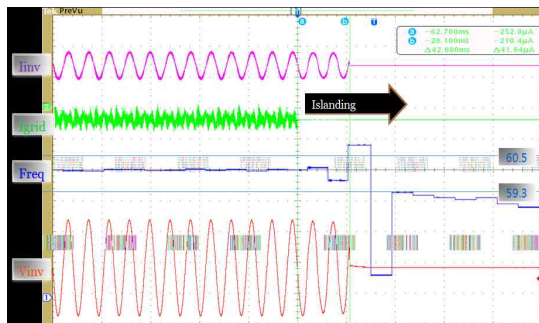


Fig. 18. Waveform used to FJP scheme.

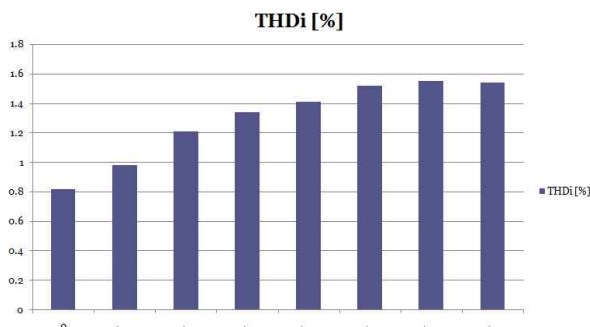


Fig. 19. Characteristics of THDi versus cf used to FJP scheme.

그림 18도 시뮬레이션 조건과 같게 cf를  $\pm 2\%$ 로 인가하였을 경우 펄스 형태로 cf가 인가됨에 따라 주파수 또한 펄스 형태로 변동하게 되면서 정상 범위를 벗어나 단독운전을 검출하는 것을 확인할 수 있다. 인가하는 cf의 크기에 따른 PCS 출력 전류의 THD는 그림 19와 같은 관계를 가지며, FJP 기법은 26cycle마다 펄스 형태로 인가하므로 앞선 다른 기법들과는 다르게 cf를 키워도 THD가 많이 증가하지 않는 것을 확인할 수 있다.

그림 20은 FSSPF 기법을 적용하였을 경우의 PCS의

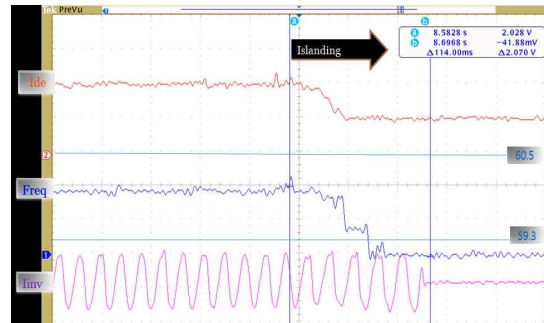


Fig. 20. Waveform used to FSSPF scheme.

TABLE II  
VARIATION OF THDi VERSUS THE LOWEST cf

AI scheme	Chopping fraction [%]	$\Delta$ THDi [%]
AFD	2.5	2.12
	-3	2.52
AFDPF	0.5	0.45
FJP	$\pm 2$	0.52
FSSPF	-	0.04

출력 파형을 나타낸다. 시뮬레이션의 결과와 같이 계통이 차단되어 단독운전이 발생하였을 경우 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만, 이때의  $\Delta\omega$ 에 의하여 무효전류 지령치를 키워 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 PCS의 출력을 차단하여 단독운전을 검출하는 것을 확인할 수 있다.

## 6. 결 론

본 논문에서 현재 사용되고 있는 능동적 단독운전 검출 기법들은 검출 성능 자체의 경우에는 타당성을 가지지만 전력품질의 측면에서는 출력 전류가 다수의 고조파 성분을 가지거나 역률의 변동이 지속적으로 발생되고 있기 때문에 주파수 변동 기법들에 대하여 시뮬레이션과 실험을 통해 각 기법들의 검출 성능뿐 아니라 전력품질의 영향에 대하여 알아보았다. 또한, 새로운 방식의 주파수 변동 기법을 제안하였고, 기존의 기법들과 비교하여 더 빠른 검출 특성과 전력품질에 영향을 끼치지 않는 것을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

결론적으로 기존의 기법들은 단독운전 검출을 위해 임의의 외란을 인가하기 때문에 정상상태 시 PCS 출력 전류의 THD가 증가하지만, 제안하는 기법은 외란을 인가하지 않으므로 THD를 증가시키지 않으면서 단독운전을 검출하는 것을 확인하였다. 이에 따른 각 기법의 경우 검출 성능을 보장할 수 있는 최소 외란 인가 시 PCS의 출력 전류의 THD 증가량은 표 2와 같다.

본 연구는 중소기업청에서 지원하는 2015년도 산학협력 기술개발사업(No.C0276134)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

## References

- [1] K. O. Lee, "Output power analysis for active frequency drift method," *Journal of the Korea Solar Energy Society*, Vol. 29, No. 6, pp. 75-80, Dec. 2009.
- [2] Z. Ye, A. Kolwalkar, Y. Zhang, P. Du, R. Walling, "Evaluation of anti-islanding schemes based on non-detection zone concept," *Sustainable Energy Technologies*, 2008. *ICSET 2008. IEEE International Conference on Digital Object Identifier*, pp. 1171-1176, 2004.
- [3] Z. Ye, "A new family of active anti-islanding schemes based on DQ implementation for grid-connected inverters," *Power Electronics Specialists Conference*, 2004. *PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, Vol. 1, 2004.
- [4] Y. S. Jung, "Analysis of active islanding detection methods for a single-phase photovoltaic power conditioning systems," *Journal of the Korean Institute of Electrical Engineers*, pp. 1477-1479, Jul. 2004.



### 조영민(趙榮敏)

1990년 2월 27일생. 2014년 2월 광운대 전기공학과 졸업. 2014년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



### 조상윤(曹常倫)

1967년 4월 26일생. 1993년 인하대 컴퓨터공학과 졸업. 1995년~1998년 (주)유진데이타근무. 1998년~현재 (주)다한테크 대표이사. 2014년~현재 광운대 대학원 전기공학과 석사과정.



### 송승호(宋丞鎬)

1968년 8월 28일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 2000년~2005년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2006년~현재 광운대 전기공학과 교수.



### 최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2003년~현재 광운대 로봇학부 교수.



### 최주엽(崔宙燁)

1961년 2월 11일생. 1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 Texas Univ at Arlington 졸업(석사). 1994년 Virginia Tech. Post Doc. 1995년~1999년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 선임연구원. 2000년~현재 광운대 전기공학과 교수.



### 이영권(李映券)

1962년 8월 5일생. 1981년 한양공고 자동차공학과 졸업. 1990년~1996년 오성전자(주) 대표이사. 1997~현재 금비전자(주) 대표이사.