

불검출영역이 없는 새로운 단독운전 검출기법

조영민¹, 김동균¹, 조상윤¹, 송승호¹, 최익², 이영권³, 최주엽[†]

A Novel Islanding Detection Scheme without Non Detection Zone

Yeong-Min Jo¹, Dong-Gyun Kim¹, Sang-Yoon Cho¹, Seung-Ho Song¹, Ick Choy²,
Young-Kwoun Lee³, and Ju-Yeop Choi[†]

Abstract

Unintentional islanding results in safety hazards, reliability, and many other issues. Therefore, the islanding detection of a power conditioning system of a distributed generation, such as a grid-connected photovoltaic inverter, is a key function for standard compliance. Currently, many anti-islanding schemes have been examined, but existing anti-islanding schemes have poor power quality and non-detection zone issues. Therefore, this study analyzes the non-detection zone in a more deliberate manner than the existing analysis of the non-detection zone and proposes a new anti-islanding scheme, which has negligible power quality degradation and no non-detection zone. Simulation and experimental results validate that the proposed scheme shows much better performance than other existing schemes.

Key words: Grid-connected photovoltaic inverter, Anti-islanding, NDZ(Non Detection Zone), Power quality, THD(Total Harmonic Distortion)

1. 서 론

분산전원 시스템이 전력 계통과 연계되어 운전하기 위해서는 다른 수용가 및 계통에 피해를 주지 않도록 전압 변동 범위, 고조파 억제, 역률 개선, 직류 성분 제거, 과도현상 보호, 단독운전 방지 등과 같은 기술적 문제점을 해결해야 한다.

그중에서 단독운전이 발생하는 빈도가 낮아 연구의 중요성이 떨어지는 분야였지만, 신·재생에너지 확대 보급 정책으로 인하여 설치량이 매우 빠른 속도로 증가하고 있고, 단일 시스템의 용량도 점점 증가하고 있는 추세이다. 따라서 인버터의 출력 전력의 크기가 부하 전력과 일치할 가능성이 높아지므로 이로 인한 단독운전의

발생 가능성이 증가하므로 단독운전 검출에 대한 필요성이 높아지면서 간단하면서도 신뢰성 높은 검출기법에 대한 연구가 꾸준히 진행되고 있는 시점이다.

단독운전 현상은 배전계통의 사고 또는 정전 발생 시, 선로의 유지, 보수 및 기타의 사유로 계통이 차단되었을 때 분산전원 시스템이 이를 인식하지 못하고 배전선에 단독으로 전력을 공급하는 현상이다.

단독운전이 발생할 경우 분산전원 시스템은 정확한 전압 및 주파수를 검출할 수 없으므로 제어가 불안정해지고, 비정상적인 전압과 주파수를 갖는 출력이 부하에 공급되므로 전력품질에 악영향을 미치게 되고 계통 수리, 유지 관리를 하는 인력 혹은 주변 근접 인력의 안전에 위협을 초래한다^[1]. 또한, Recloser 재투입시의 전압의 위상이 맞지 않음으로 인한 단락 사고 문제 등이 있다.

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

따라서 본 논문에서는 분산전원 시스템 중 태양광 발전 시스템을 예로 들어 단독운전을 신속히 검출할 수 있는 기법을 제안하고자 부하 전력과 출력 전력의 특성을 이용한 불검출 영역을 새롭게 해석하였다. 또한, 이

Paper number: TKPE-2015-20-6-7

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

[†] Corresponding author: juyeop@kw.ac.kr

Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

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

¹ Dept. of Electrical Engineering, Kwangwoon University

² Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University

³ Keumbee Electronics

Manuscript received Sep. 25, 2015; revised Oct. 16, 2015; accepted Oct. 26, 2015

- 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 우수추천논문임

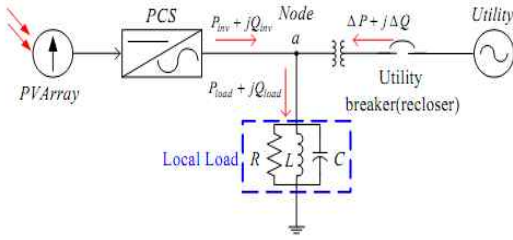


Fig. 1. Configuration of grid-connected PV system.

를 통해 주입하는 외란의 크기를 최소화하도록 설계하여 정상상태 시 전력품질에 영향을 끼치지 않으면서도 단독운전 발생 시 주파수의 변동이 없는 최악의 조건에서도 효과적으로 단독운전을 검출할 수 있는 검출기법을 새롭게 제안한다.

2. 불검출영역

계통연계형 발전 시스템은 출력 단자 전압의 크기나 주파수가 설정된 제한치를 벗어나는 경우에는 즉시 발전을 멈추고 배전계통으로부터 분리할 수 있도록 전압, 주파수 보호 계전기(OVR, UVR, OFR, UFR)가 반드시 설치되어야 한다. 대부분의 경우에는 이러한 보호 계전기만으로도 단독운전을 검출할 수 있다.

그림 1의 계통연계형 태양광 발전 시스템의 구성에서 보이는 Node a는 계통과 PV 시스템 사이에 위치하며 연계점(Point of Common Coupling: PCC)으로 불린다. 따라서 단독운전이 발생할 경우 PV 시스템은 즉시 발전을 중지하고 연계점에서 분리되어야 한다. 계통 측 차단기가 폐로되어 계통과 연계 시에는 PV시스템으로부터 발생하는 유·무효 전력은 연계점을 통하여 부하에 공급된다. 연계점에서의 발전전력과 소모 전력의 유효전력차와 무효전력 차는 다음과 같다.

$$\Delta P = P_{load} - P_{PV} \quad (1)$$

$$\Delta Q = Q_{load} - Q_{PV} \quad (2)$$

일반적으로 계통연계형 태양광 발전 시스템은 단위역률 제어를 수행하므로 인버터에서 공급되는 무효전력은 인버터 출력 전류의 위상이 연계점 전압의 위상과 같으므로 Q_{PV} 는 0이며, 계통에서 연계점으로 공급되는 무효 전력 ΔQ 는 부하의 무효전력 Q_{load} 가 된다. 따라서 부하에 의하여 소비되는 유효전력과 무효전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{load} = V_a I_{load} \cos\theta \quad (3)$$

$$Q_{load} = V_a I_{load} \sin\theta \quad (4)$$

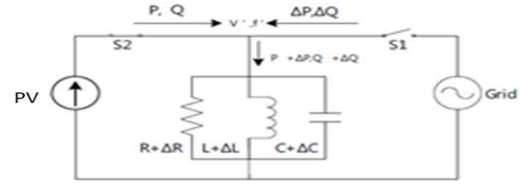


Fig. 2. DG and RLC circuit after grid disconnected.

여기서 $\cos\theta$ 는 부하의 역률이며 V_a 와 I_{load} 는 연계점 전압과 부하전류의 실효치이다. 그림 1과 같이 병렬로 연결된 부하가 R, L, C 회로로 구성된다면 다음과 같이 표현할 수 있다. 여기서 ω 는 연계점 전압의 주파수이다.

$$P_{load} = \frac{V_a^2}{R_{load}} \quad (5)$$

$$Q_{load} = V_a^2 \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C \right) \quad (6)$$

그리고 계통이 차단될 경우 ΔP 와 ΔQ 는 0이 되며, 전원으로부터 고립된 시스템의 특성은 계통이 차단되기 직전의 ΔP 와 ΔQ 에 의하여 결정된다.

2.1 기존의 불검출영역 해석

계통이 연결된 상태에서는 발전 전력과 부하 소모 전력의 차 ΔP , ΔQ 의 전력은 계통에서 공급되므로 전압 및 주파수 V , f 는 변동이 없으나 스위치 S1을 개방하여 단독운전이 발생되면 ΔP , ΔQ 는 0이 되고, 인버터 측면에서의 병렬 부하는 그림 2에서 보이는 바와 같이 새로운 값 $R + \Delta R$, $L + \Delta L$, $C + \Delta C$ 로 변동하게 된다. 따라서 이러한 부하의 변동에 의하여 단자전압과 주파수는 새로운 값 V' , f' 으로 변화한다^[2].

부하 변화에 의하여 형성된 새로운 공진주파수 f' 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$f' = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \frac{f' - f}{f} &= \frac{\frac{1}{2\pi \sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} - \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}}{\frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}} \\ &= \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} - 1 \end{aligned} \quad (8)$$

주파수의 상한치 f_{max} 와 하한치 f_{min} 이 주어진다면 단독운전이 지속되기 위해서는 새로운 공진주파수 f' 가 제한치 이내에 존재하여야 하므로 다음 식을 만족하여야 한다.

$$\frac{f_{min} - f}{f} \leq \frac{\sqrt{LC}}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} - 1 \leq \frac{f_{max} - f}{f} \quad (9)$$

식 (9)에서 $\Delta L \cdot \Delta C = 0$ 이라 가정하고 수식을 단 순화하면 식 (10)과 같다. 무효전력과 주파수의 관계를 수식적으로 유도하기 위해 $\Delta L, \Delta C, \Delta Q$ 의 관계를 수 식으로 전개하면 식 (11)과 같다.

$$\left(\frac{f}{f_{\max}}\right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \leq \left(\frac{f}{f_{\min}}\right)^2 - 1 \quad (10)$$

$$\begin{aligned} \Delta Q &= V^2 \cdot \left(\frac{1}{2\pi f(L+\Delta L)} - 2\pi f(C+\Delta C) \right) \\ &= V^2 \cdot \left(\frac{1}{2\pi fL(1+\frac{\Delta L}{L})} - 2\pi fC(1+\frac{\Delta C}{C}) \right) \\ &= \frac{Q_L}{1+\frac{\Delta L}{L}} - Q_C \cdot \left(1+\frac{\Delta C}{C}\right) \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 Q_L 과 Q_C 는 각각 병렬 부하 L과 C에 의해서 소비되는 무효전력을 의미하며, Q_f 는 품질 계수(quality factor)로 다음 식 (12)로 정의된다.

$$Q_L = Q_C = Q_f \cdot P \quad (12)$$

식 (12)를 식 (11)에 대입하여 ΔQ 에 대하여 정리하 면 식 (13)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{\Delta Q}{P} &= \frac{Q_f}{1+\Delta L/L} - Q_f \cdot (1+\Delta C/C) \\ &= Q_f \cdot \frac{1-(1+\Delta L/L) \cdot (1+\Delta C/C)}{1+\Delta L/L} \end{aligned} \quad (13)$$

식 (13)에서 $\Delta L \cdot \Delta C = 0$, $1+\Delta L/L = 1$ 로 근사 화하면 식 (13)과 식 (10)으로부터 다음의 식 (14)를 얻 을 수 있다.

$$Q_f \cdot \left\{ 1 - \left(\frac{f}{f_{\min}}\right)^2 \right\} \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq Q_f \cdot \left\{ 1 - \left(\frac{f}{f_{\max}}\right)^2 \right\} \quad (14)$$

위와 유사하게 전압과 유효전력의 관계식 또한 도출 할 수 있다. 단독운전 발생 전의 연계형 시스템의 유효 전력은 V^2/R 이며 단독운전 발생 후의 부하의 유효전 력은 $(V')^2/(R+\Delta R)$ 이므로, 시스템의 출력전력이 일 정하다고 가정하면 다음 식 (15)가 성립하며 식 (16)과 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{V^2}{R+\Delta R} = \frac{(V+\Delta V)^2}{R+\Delta R} = \frac{V^2}{R} \quad (15)$$

$$\frac{\Delta R}{R} = 2 \frac{\Delta V}{V} + \left(\frac{\Delta V}{V}\right)^2 \quad (16)$$

단독운전 발생 전에 계통전원으로부터 부하에 공급되 는 유효전력 ΔP 는 식 (17)과 같으므로 P에 대해서 일 반화하면 식 (18)을 얻을 수 있다.

$$\Delta P = \frac{V^2}{R+\Delta R} - \frac{V^2}{R} \quad (17)$$

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{\frac{V^2}{R+\Delta R} - \frac{V^2}{R}}{\frac{V^2}{R}} = -\frac{\Delta R}{R+\Delta R} = -\frac{\Delta R/R}{\Delta R/R+1} \quad (18)$$

식 (18)에 식 (17)을 대입하여 수식을 정리하면 다음 식 (19)를 얻을 수 있다.

$$\frac{\Delta P}{P} = -\frac{2 \frac{\Delta V}{V} - \left(\frac{\Delta V}{V}\right)^2}{2 \frac{\Delta V}{V} + \left(\frac{\Delta V}{V}\right)^2 + 1} = \frac{1}{(\Delta V/V+1)^2} - 1 \quad (19)$$

만약 전압의 상한치 V_{\max} 와 하한치 V_{\min} 이 주어진 다면, 단독운전이 지속되기 위해서는 새로운 전압 V' 이 제한치 이내에 존재하여야 하므로 다음 식 (20)을 만족 하여야 한다.

$$\left(\frac{V}{V_{\max}}\right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P} \leq \left(\frac{V}{V_{\min}}\right)^2 - 1 \quad (20)$$

2.2 새로운 불검출영역 해석

2.1절의 기존의 불검출영역의 해석 과정 중 병렬 부하 R, L, C 값이 $R+\Delta R, L+\Delta L, C+\Delta C$ 로 변동한 다는 가정과 $\Delta L \cdot \Delta C \approx 0$ 등의 계산의 편의를 위해 식을 근사화하며 수식을 풀이했기 때문에 불검출영역의 범위를 정확하게 표현하기에는 부족함이 있다.

따라서 본 절에서는 부하의 변동의 가정과 수식 풀이 중 근사화하지 않고, 더욱 정밀한 불검출 영역을 해석하 도록 한다. 그림 1의 병렬부하의 어드미턴스는 식 (21) 과 같고, 부하에서 소비하는 전력은 식 (22) ~ 식 (24) 로 표현된다.

$$Y_L = \frac{1}{R} + j(\omega C - \frac{1}{\omega L}) = G_L + jB_L \quad (21)$$

$$\begin{aligned} S_L &= v \cdot i^* = v \cdot (Y_L \cdot v)^* = Y_L^* \cdot v^2 \\ &= G_L \cdot v^2 - jB_L \cdot v^2 = P_L + jQ_L \end{aligned} \quad (22)$$

$$P_L = G_L \cdot v^2 = \frac{v^2}{R} \quad (23)$$

$$Q_L = -B_L \cdot v^2 = \left(\frac{1}{\omega L} - \omega C\right) \cdot v^2 \quad (24)$$

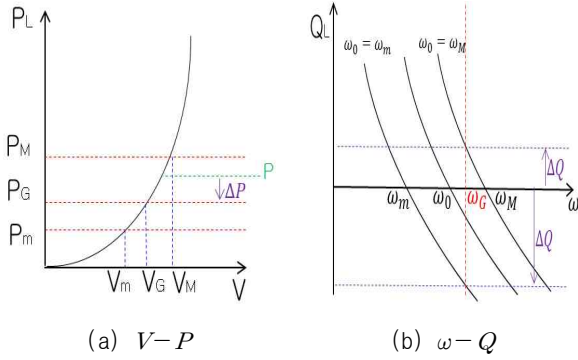


Fig. 3. $V-P$ curve and $\omega-Q$ curve.

공진 부하의 경우 식 (25)를 만족하고, 병렬 부하 공진 계수 Q_f 는 식 (26)과 같이 표현이 가능하므로 부하의 서셉턴스는 식 (29)와 같이 표현할 수 있게 된다.

$$\frac{1}{\omega_0 L} = \omega_0 C, \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}} \quad (25)$$

$$Q_f = R \cdot \sqrt{\frac{C}{L}} = R \cdot C \cdot \omega_0 = \frac{R}{\omega_0 \cdot L} \quad (26)$$

$$\frac{1}{\omega L} = \frac{1}{R} \cdot \frac{R}{\omega L} = \frac{1}{R} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \frac{R}{\omega L} = \frac{Q_f}{R} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \quad (27)$$

$$\omega C = \frac{1}{R} \cdot \omega CR = \frac{1}{R} \cdot \frac{\omega_0}{\omega} \cdot \omega CR = \frac{Q_f}{R} \cdot \frac{\omega}{\omega_0} \quad (28)$$

$$B_L = \omega C - \frac{1}{\omega L} = \frac{Q_f}{R} \cdot \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) \quad (29)$$

계통연계형 태양광 발전 시스템에서 PCC의 전압과 주파수(V_G, f_G)는 단독운전 발생 시 부하의 특성에 따라 새로운 값(V, f)으로 변화하게 된다. 그림 3과 같이 $V-P, \omega-Q$ 그래프에 국내외 단독운전 규정의 전압과 주파수 상·하한치를 적용하여 수식적으로 NDZ를 해석한다. 여기서 V_M, V_m 은 전압의 상·하한치이고, f_M, f_m 은 주파수의 상·하한치이며 ω_0 는 부하의 공진 주파수를 나타낸다.

우선 전압과 유효전력의 관계를 살펴보면, 계통연계 시 부하에서 소비하는 유효전력은 식 (30)과 같고, 계통이 끊어지면 ΔP 가 0이 되므로 식 (31)과 같게 변화하므로 불검출영역에 존재하기 위한 P 와 ΔP 의 범위는 식 (32)와 식 (33)과 같다.

$$P_L(V_G) = P + \Delta P \quad (30)$$

$$P_L(V_G) = P \quad (31)$$

$$P_L(V_m) \leq P \leq P_L(V_M) \quad (32)$$

$$P_L(V_G) - P_L(V_M) \leq \Delta P \leq P_L(V_G) - P_L(V_m) \quad (33)$$

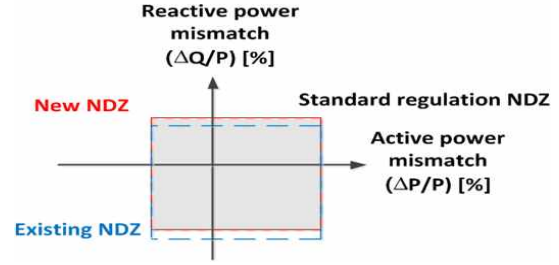


Fig. 4. NDZ verse power mismatch.

식 (33)에 식 (32)를 나누면 식 (34)와 같고, 이를 정리하면 최종적인 불검출영역은 식 (35)와 같이 표현된다.

$$\frac{P_L(V_G) - P_L(V_M)}{P_L(V_M)} \leq \frac{\Delta P}{P} \leq \frac{P_L(V_G) - P_L(V_m)}{P_L(V_m)} \quad (34)$$

$$\left(\frac{V_G}{V_M} \right)^2 - 1 \leq \frac{\Delta P}{P} \leq \left(\frac{V_G}{V_m} \right)^2 - 1 \quad (35)$$

이와 유사하게 주파수와 무효전력의 관계를 살펴보면 계통연계 시 부하에서 소비하는 무효전력은 식 (36)과 같은데, 일반적으로 계통연계형 PCS는 무효전력을 0으로 제어하기 때문에 계통에서 공급하는 ΔQ 에 의해 불검출 영역이 정해지게 된다. 단독운전 발생 후 ΔQ 가 0이 되므로 식 (37)과 같은 불검출영역을 가지게 되고, 이 식에 식 (24)와 식 (29)를 대입하여 최종적인 불검출영역을 식 (39)와 같이 표현할 수 있게 된다.

$$Q_L(\omega_G) = Q + \Delta Q \quad (36)$$

$$Q_L(\omega_G)|_{\omega_0 = \omega_m} \leq \Delta Q \leq Q_L(\omega_G)|_{\omega_0 = \omega_M} \quad (37)$$

$$P \cdot Q_f \left[\frac{\omega_m}{\omega_G} - \frac{\omega_G}{\omega_m} \right] \leq \Delta Q \leq P \cdot Q_f \left[\frac{\omega_M}{\omega_G} - \frac{\omega_G}{\omega_M} \right] \quad (38)$$

$$Q_f \left[\frac{f_m}{f_G} - \frac{f_G}{f_m} \right] \leq \frac{\Delta Q}{P} \leq Q_f \left[\frac{f_M}{f_G} - \frac{f_G}{f_M} \right] \quad (39)$$

그림 4와 같이 기존의 불검출영역과 새로운 불검출영역을 비교하면 전압과 유효전력의 관계는 동일하지만, 주파수와 무효전력의 관계는 두 수식이 다르며 기존의 방식보다 새로운 불검출영역의 수식은 해석과정이 간단하면서도 더욱 정확한 불검출영역을 나타내는 것을 확인할 수 있다.

3. 새롭게 제안하는 단독운전 검출기법

부하매칭 상황에서는 단독운전 발생 시 전압 또는 주파수가 앞서 해석한 불검출영역에 존재하지 않기 위하여 별도의 검출 알고리즘이 필요하게 된다.

본 논문에서 새롭게 제안하는 기법은 별도의 장치 없

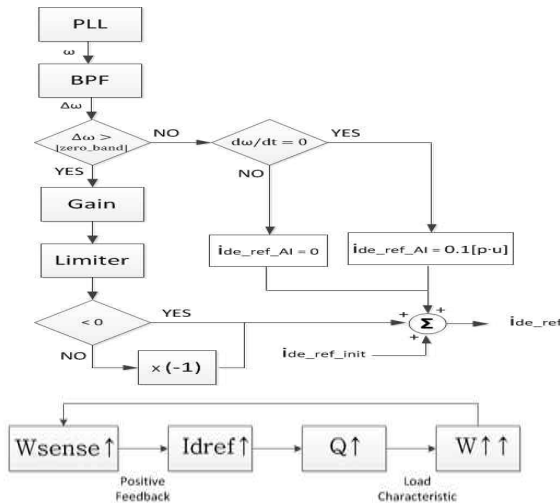


Fig. 5. Algorithm of proposed scheme.

이 소프트웨어 상으로 구현되므로 쉽게 적용이 가능하고, 기존의 능동적 기법들과 다르게 임의의 외란을 인가하지 않고 단독운전을 검출하기 때문에 정상상태 시 전력품질에 어떠한 영향을 미치지 않으면서도 빠른 시간 내에 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 단독운전을 검출하는 기법이다.

이 기법의 기본적인 알고리즘은 그림 5와 같이 PV 시스템과 연결된 단상 인버터의 출력을 D-Q 변환 후 PLL(Phase Locked Loop) 제어를 통해 출력 전압의 ω 를 검출한 후, BPF(Band Pass Filter)를 통해 출력되는 $\Delta\omega$ 값이 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 더해 주어 무효전력을 증가시키게 되고, 이는 다시 $\Delta\omega$ 를 키워 결국 주파수가 정상범위를 벗어나게 하여 단독운전을 검출하게 된다^[3]. 이 때, $\Delta\omega > 0$ 일 경우에는 부호를 반전시켜 진상 무효전류만을 주입하게 하여 주파수를 감소시키는 방향으로만 동작하게 된다.

만일 $\Delta\omega$ 가 정확히 0이면 검출이 불가능하므로, 오른쪽 알고리즘처럼 시간에 대한 ω 의 미분 값이 0이면 소량의 무효전류를 주입하여 $\Delta\omega$ 가 발생하도록 한다. 계통이 정상적이라면 $\Delta\omega$ 가 다시 0으로 수렴하고, 계통이 차단된 상태라면 알고리즘에 의해 $\Delta\omega$ 가 더욱 커지게 되어 이상적인 상황에서도 단독운전이 검출이 가능하게 된다.

본 기법 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 추종에 영향을 주므로

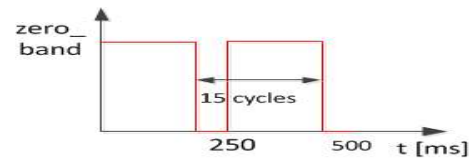


Fig. 6. Zero band variation according to time.

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(40)과 같다.

$$H(s) = \frac{s}{s + w_{cl}} \cdot \frac{w_{c2}}{s + w_{c2}} \quad (40)$$

국내의 검출 제한 시간 0.5초를 만족하기 위해서 BPF의 대역폭을 4~20Hz로 설정한다. 이를 BPF 전달함수 식 (40)에 대입하면 식 (41)과 같다.

$$\begin{aligned} H(s) &= \left(\frac{4 \times 2\pi}{s + 4 \times 2\pi} \right) \times \left(\frac{s}{s + 20 \times 2\pi} \right) \\ &= \frac{25.13s}{s^2 + 150.8s + 3158} \end{aligned} \quad (41)$$

3.2 Zero_band 설계

BPF를 통해 출력되는 $\Delta\omega$ 가 초기 설정한 zero_band 이상일 경우에만 알고리즘이 동작하므로 단독운전 검출을 위해 적절한 값으로 설정하여야 한다. zero_band가 너무 작으면 소량의 무효전류가 자주 주입되어 정상상태에서 전력품질에 악영향을 미칠 뿐만 아니라 오동작을 일으킬 우려가 있으며, 반대로 너무 크게 설정하면 단독운전이 발생되었을 때도 알고리즘이 동작하지 않아 단독운전 검출을 하지 못하게 된다.

따라서 정상상태에서 전력품질에 영향을 끼치지 않으면서 검출 성능을 보장하기 위하여 그림 6과 같이 60Hz 기준으로 15cycle마다 즉, 250ms마다 한 번씩 zero_band를 0으로 낮추어 주면 불필요하게 주입하는 무효전류를 최소화하면서도 완벽한 부하매칭 상황까지 단독운전 검출이 가능하게 된다.

3.3 Gain 설계

이득(gain)이 커질수록 단독운전 검출 성능은 좋아지는 반면 전력품질에 악영향을 끼치기 때문에 검출 성능이 보장되는 범위 내에서 최소한의 값으로 선정하도록 해야 한다.

실제로 gain 값을 선정하기 위해서는 주파수와 무효전력의 관계를 이해할 필요가 있고, 최종 식 (39)에서 국내의 단독운전 규정인 PV 502를 참고하면 Q_f , f_{min} , f_{max} 의 값이 각각 1, 59.3, 60.5로 정해져 있다.

이를 식 (39)에 대입할 경우 식 (42)와 같이 인버터의 유효전력과 무효전력의 변동량의 비에 따라 단독운전으로 판단되는 범위가 정해지고, 결국 인버터의 출력에 따라 적정 gain 값이 변화하게 되어 인버터의 출력의 크기에 따라 gain 값을 변경해줘야 하는 문제를 해결하기 위해 인버터 출력 따라 feedback loop의 gain이 변화하도록 gain 값을 설정한다^[4].

$$-2.347\% \leq \frac{\Delta Q}{P_{inv}} \leq 1.659\% \quad (42)$$

단독운전 검출을 위한 feedback loop의 gain 값을 K_{pf} 라 하면 식 (43)과 같이 q축 즉, 인버터의 유효전류에 따라 변화하게 설정하면 초기 게인 값 K_a 만 적정값으로 설정한다면 인버터의 출력에 따라 gain을 변경하지 않아도 항상 적정 gain을 유지하게 된다.

$$K_{pf} = i_q \cdot K_a \quad (43)$$

우선 K_a 의 하한치를 수식적으로 구하기 위하여 무효축 전류의 small signal equation을 살펴보면 식 (44)와 같다.

$$K_{pf} \cdot (\Delta\omega(s) \cdot \frac{s}{s+w_{cl}} \cdot \frac{w_{c2}}{s+w_{c2}}) = \Delta i_d^* \quad (44)$$

또한, 단독운전 상황에서 분산전원에서 출력되는 무효전력과 부하에서 소모하는 무효전력이 같으므로 식 (45)에 부하 공진 계수 Q_f 를 대입하여 정리하면 식 (46)을 얻을 수 있고, 식 (46)을 식 (47)에 대입하여 무효전류에 관한 수식으로 정리하면 식 (48)을 얻을 수 있다.

$$\Delta Q_{load}(s) = -V_{qe}^2 \left(\frac{1}{\omega_0^2} + C \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (45)$$

$$\Delta Q_{inv}(s) = -V_{qe} \cdot \Delta i_d(s) \quad (46)$$

$$\Delta Q_{inv}(s) = -2 \cdot V_{qe}^2 \left(\frac{Q_f}{\omega_0 R} \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (47)$$

$$\Delta i_d(s) = 2 \cdot V_{qe} \left(\frac{Q_f}{\omega_0 R} \right) \cdot \Delta\omega(s) \quad (48)$$

식 (44)에 식 (48)을 대입하면, 식 (49)와 같고 이를 정리하면 식 (50)과 같다.

$$s^2 + s \cdot \omega_{c1} + s \cdot \omega_{c2} - s \left[\frac{K_{pf} \cdot \omega_{c2}}{2 \cdot V_{qe} \left(\frac{Q_f}{\omega_0 R} \right)} \right] + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2} = 0 \quad (49)$$

$$s^2 + s \left[\frac{2 \cdot V_{qe} \left(\frac{Q_f}{\omega_0 R} \right) \left(\frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) - K_{pf}}{2 \cdot V_{qe} \left(\frac{Q_f}{\omega_0 \cdot \omega_{c2} \cdot R} \right)} \right] + \omega_{c1} \cdot \omega_{c2} = 0 \quad (50)$$

식 (50)의 시스템이 unstable 해지기 위해서는 식 (51)을 만족하여야 하고, 식 (43)을 이에 대입하면 식 (52)와 같이 K_a 의 하한치가 정해진다.

$$K_{pf} > 2 \left(\frac{V_{qe}}{R} \right) \left(\frac{Q_f}{\omega_0} \right) \left(\frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) \quad (51)$$

$$K_a > 2 \left(\frac{Q_f}{\omega_0} \right) \left(\frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) \quad (52)$$

초기 설정 gain 값이 크다는 것은 같은 주파수의 변동에 대하여 더 큰 무효 전력을 공급한다는 의미이며, 단독운전 상황에서 더욱 빠르게 단독운전 검출에 도움을 준다는 것이다. 하지만 너무 큰 gain 값은 시스템의 전력 품질에 악영향을 미칠 수 있으므로, 적정 gain의 상한치를 설정하여야 한다.

식 (44)를 식 (46)에 대입하여 인버터의 무효 전력 출력과 주파수의 관계를 정의하면 식 (53)과 같고, 이때 계산의 편의성을 위해 BPF의 전달함수를 생략하고, $\Delta\omega$ 를 $\Delta\omega_{step}$ 으로 대체하여 라플라스 역변환하면 식 (54)와 같다.

$$|\Delta Q_{inv}(s)| = V_{qe} \cdot K_{pf} \cdot \left| \frac{\Delta\omega_{step}}{s} \right| \quad (53)$$

$$\Delta Q_{inv}(t) = V_{qe} \cdot K_{pf} \cdot \Delta\omega_{step} \cdot \exp[\alpha t] \quad (54)$$

때문에 최대 무효전력 변동은 식 (55)와 같고, 이를 K_{pf} 에 대하여 정리하면 식 (56)과 같다.

$$\Delta Q_{max} > V_{qe} \cdot K_{pf} \cdot \Delta\omega_{step} \quad (55)$$

$$K_{pf} < \frac{\Delta Q_{max}}{V_{qe} \cdot \Delta\omega_{step}} \quad (56)$$

식 (56)에 식 (39)를 대입하면 (57)과 같고, 이를 K_a 에 대해 정리하면 식 (58)과 같다.

$$K_{pf} < \frac{P_{inv} \cdot Q_f}{V_{qe} \cdot \Delta\omega_{step}} \left[\frac{f_M}{f_G} - \frac{f_G}{f_M} \right] \quad (57)$$

$$K_a < \frac{Q_f}{\Delta\omega_{step}} \left[\frac{f_M}{f_G} - \frac{f_G}{f_M} \right] \quad (58)$$

결과적으로 식 (52)와 식 (58)에 의해 K_a 의 범위는 식 (59)를 만족한다.

$$2 \left(\frac{Q_f}{\omega_0} \right) \left(\frac{\omega_{c1}}{\omega_{c2}} + 1 \right) < K_a < \frac{Q_f}{\Delta\omega_{step}} \left[\frac{f_M}{f_G} - \frac{f_G}{f_M} \right] \quad (59)$$

국내의 단독운전 규정과 앞서 설계한 BPF에 맞게 식 (59)의 변수 Q_f , ω_0 , ω_{c1} , ω_{c2} , f_0 , f_{max} 를 대입하고, $\Delta\omega_{step} = 2\pi(0.3)$ 으로 대입하면 K_a 의 적정 범위는 식 (60)과 같다. 이 때 0.3Hz로 설정한 이유는 국내의 경우 주파수 변동이 0.2Hz 이하로 규정하고 있으므로 이보다 조금 더 심각한 주파수 변동을 가정하여 0.3Hz로 설정하도록 한다.

$$0.00637 < K_a < 0.00881 \quad (60)$$

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 위하여 국내 단독운전 검출 규격인 PV 502를 참고하여 표 1과 같이 파라미터를 선정한 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.

그림 8~13는 각각의 경우에 대한 단독운전 검출 파형을 나타내고 있다. 파형의 순서와 스케일은 모두 동일하였으며 모두 1.4초에 계통 측 차단기를 내려 단독운전 상황을 발생시켰다.

우선 그림 8은 단독운전 검출 기법을 적용하지 않았을 경우 인버터의 단독운전 현상을 보인다. 계통이 차단되었을 때 주파수가 미소하게 변동하지만 정상 범위 내에서 동작하므로 PCS 측에서 단독운전을 인식하지 못하고 계속해서 출력하는 것을 확인할 수 있다. 또한, L, C 부하의 공진에 의하여 계통 차단 후에도 60Hz를 유지하는 것을 확인할 수 있다.

그림 9는 제안하는 단독운전 검출기법을 적용하였을 경우의 인버터의 출력 파형을 나타낸다. 계통이 차단되어 단독운전이 발생하였을 경우, 주파수가 정상 범위 내에서 변동하지만 이때의 $\Delta\omega$ 에 의하여 무효전류 지령치를 키워 결국 무효전력을 주입하게 된다. 따라서 인버터와 부하의 전력 평형상태를 깨뜨려 주파수를 정상범위 밖으로 유도하며 인버터의 출력을 차단하여 단독운전을 검출하는 것을 확인할 수 있다.

TABLE I
PARAMETER OF SIMULATION

Parameter	Value
V_{util}	220V
f_0	60Hz
P_{inv}	3kW
P_{load}	3kW
R	16.13Ω
L	42.795mH
C	165.5163uF
Q_f	1.0
Nominal frequency range	59.3Hz < f < 60.5Hz

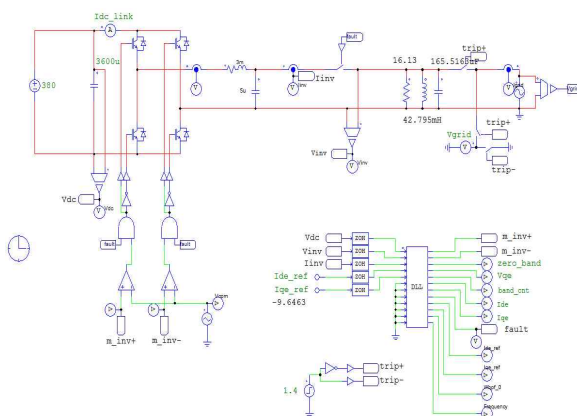


Fig. 7. Simulation circuit in PSIM.

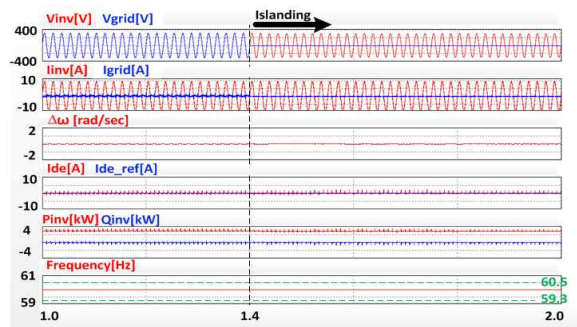


Fig. 8. Waveform without any anti-islanding scheme.

하지만 gain을 너무 낮게 설정한다면 그림 10에 보이듯이 무효전류를 소량 주입하다가 $\Delta\omega$ 가 다시 0으로 수렴하면서 단독운전을 검출하지 못하게 된다. 따라서 식 (60)을 만족하는 적정 gain 설정은 단독운전 검출에 가장 중요한 요소가 된다.

그림 11은 R, L, C 부하를 1kW 출력에 맞게 변경 후 시뮬레이션 결과 파형이다. 이 결과를 통하여 앞서 설정한 초기 gain을 변경하지 않고도 단독운전이 검출 가능하다는 것을 알 수 있다.

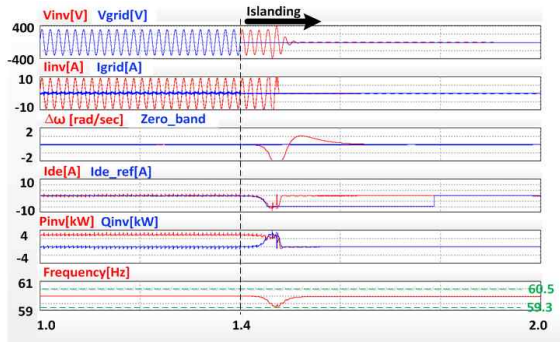


Fig. 9. Waveform with proposed anti-islanding scheme at reasonable gain.

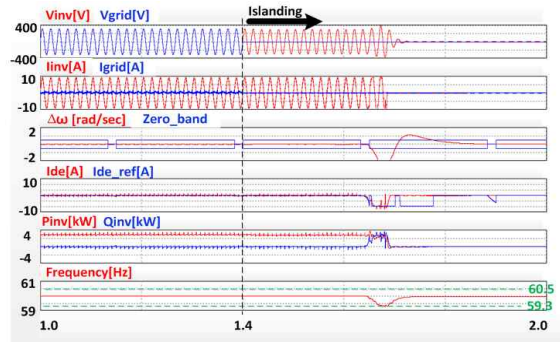


Fig. 13. Waveform with proposed anti-islanding scheme at reasonable gain and varied zero band.

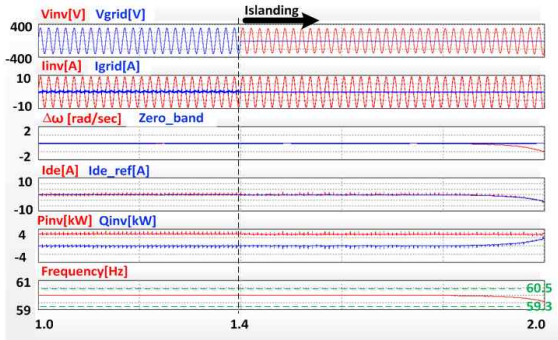


Fig. 10. Waveform with proposed anti-islanding scheme at low gain.

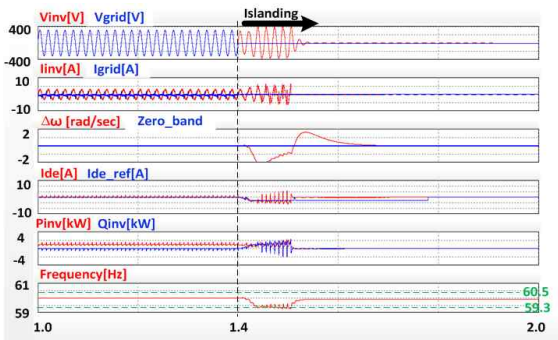


Fig. 11. Waveform with proposed anti-islanding scheme at reasonable gain ($P_{inv} = 1kW$).

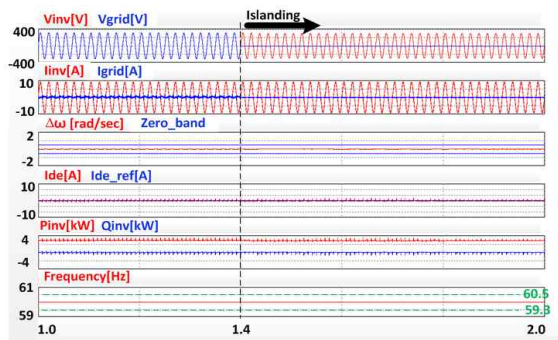


Fig. 12. Waveform with proposed anti-islanding scheme at reasonable gain and fixed zero band.

일반적인 경우 본 논문의 3.3절에서 구한 적정 gain을 설정해 준다면 전력품질에 영향을 미치지 않으면서도 단독운전을 검출할 수 있다. 하지만 단독운전 발생 시 초기 $\Delta\omega$ 가 zero_band 내에 존재한다면, 그림 12와 같이 검출 알고리즘이 동작하지 않으면서 단독운전 검출이 불가능하게 된다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문의 3.2절에서 설명한 바와 같이 zero_band를 가변하면 정상상태 시 주입하는 무효전류를 최소화하면서도 확실히 단독운전을 검출할 수 있게 된다.

그림 13에 보이듯이 단독운전 발생 시 $\Delta\omega$ 가 zero_band 내에 존재하였다 하더라도, zero_band를 0으로 가변했을 시 L, C 부하의 공진에 의하여 생긴 $\Delta\omega$ 를 이용해 검출 알고리즘이 동작하면서 단독운전을 검출하는 것을 확인할 수 있다.

5. 실험

실험회로의 파라미터 선정은 최대한 시뮬레이션 조건과 같이 그림 14의 구성으로 실험 세트를 구성하였다. 그림 15에 보이는 PV array를 대체할 수 있는 태양광 시뮬레이터 pCube를 사용하였고, 계통연계형 단상 인버터 S35K를 사용하였다. 또한, AC power source를 사용하여 grid를 구성하였고, 전자 부하와 슬라이더스, 콘덴서 박스를 사용하여 병렬 R, L, C 부하를 구성하였다.

단독운전 검출기법의 검출 성능을 확인하기 위해 우선 알고리즘이 적용되지 않은 상태로 실험을 수행하여 단독운전 발생 시 주파수 변화를 확인해보고, 이와 비교해 알고리즘을 적용한 후 실험을 수행하여 제안하는 알고리즘의 단독운전 검출 성능을 확인해 보았다. 그리고 PCC에 전력 측정기기를 사용하여 출력 전류의 THD를 측정하였다.

그림 16은 단독운전 검출기법을 사용하지 않은 상태에서의 단독운전 현상을 나타낸다. 이때 계통이 차단되었을 시 시뮬레이션과 같이 주파수가 정상 범위 내에서만 미소하게 변동하므로 단독운전으로 인식하지 못하고 PCS가 계속하여 출력하는 것을 확인할 수 있다.

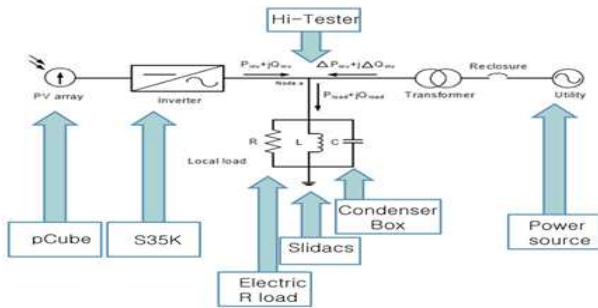


Fig. 14. Configuration of anti-islanding test circuit.



Fig. 15. PV Simulator(pCube) and inverter(S35K).

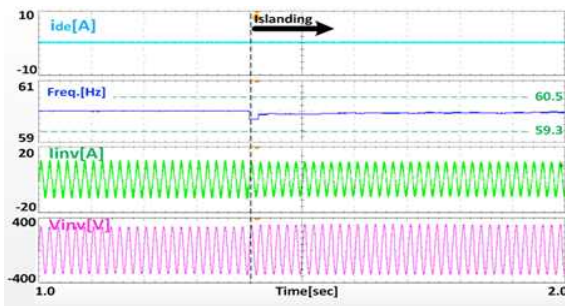


Fig. 16. Waveform without any anti-islanding scheme.

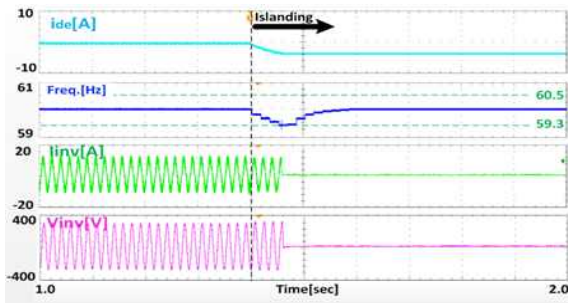


Fig. 17. Waveform with proposed anti-islanding scheme.

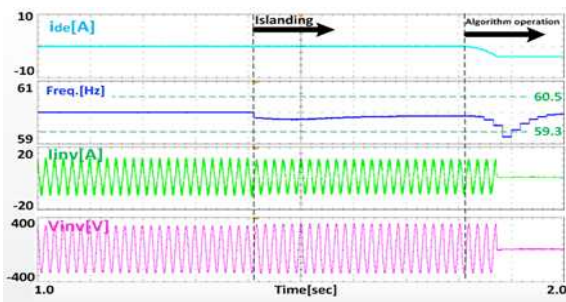


Fig. 18. Waveform with proposed anti-islanding scheme at varied zero band.

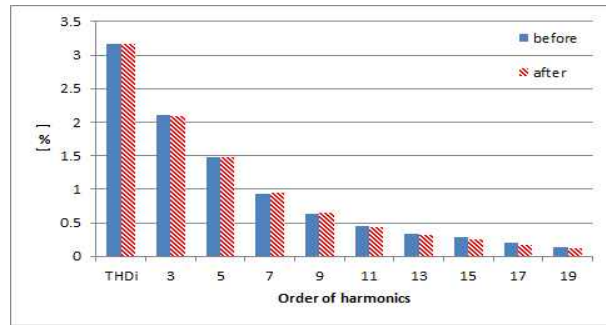


Fig. 19. Harmonics of output current at before and after of operation islanding detection algorithm.

이와 비교하여 그림 17과 18은 본 논문에서 제안하는 검출기법을 사용하여 단독운전을 검출하는 파형을 보인다. 그림 17과 같이 단독운전이 발생하였을 경우 $\Delta\omega$ 가 미리 설정한 zero_band보다 크다면 검출 알고리즘이 동작하여 무효전류를 주입하게 되고, 주파수를 정상 범위 밖으로 유도하여 단독운전을 검출하게 된다. 하지만 그림 18과 같이 단독운전 발생 시 $\Delta\omega$ 가 zero_band보다 작다면 알고리즘이 동작하지 않는데, 3.2절에서 설계한 데로 한 번씩 zero_band를 0으로 낮춤으로써 알고리즘이 동작하게 되어 단독운전을 검출할 수 있게 된다.

또한, 그림 19에 보이듯이 본 논문에서 제안하는 검출 알고리즘 동작 전·후의 출력 전류의 고조파 성분을 비교하였을 때, 거의 동일한 값을 가지는 것을 확인할 수 있다. 따라서 본 검출 알고리즘은 정상상태 시 전력품질에 영향을 미치지 않을 뿐만 아니라 불검출영역을 가지지 않고 단독운전 검출이 가능한 것을 확인하였다.

6. 결 론

본 논문에서 기존에 일반적으로 알려진 불검출영역 해석 과정에 대하여 알아보았고, 이와 비교하여 더욱 간단하면서도 정밀한 불검출영역 해석을 하였다. 또한, 정상상태 시 전력품질에 영향을 미치지 않으면서 모든 상황에서 확실히 단독운전 검출이 가능한 새로운 단독운전 검출기법을 제안하였고, 이를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

결론적으로 기존의 단독운전 검출기법들은 단독운전 검출을 위해 주기적으로 임의의 외란을 인가하기 때문에 정상상태 시 PCS 출력 전류의 THD가 증가하는 등의 전력품질에 악영향을 미치지만, 본 논문에서 새롭게 제안하는 기법은 외란을 인가하지 않으므로 THD를 증가시키지 않으면서 단독운전을 검출하는 것을 확인하였다. 본 논문에서 단상 태양광 인버터의 단독운전 검출에 대하여 설명하였지만, 3상 PCS 및 다양한 분산전원 시스템의 PCS에도 적용 가능하다.

본 연구는 중소기업청에서 지원하는 2015 년도 산학협력력 기술개발사업(No.C0276134)과 구매조건부 신제품개발사업(S2285714)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] M. J. Ko, "A study of non-detection zone using AFD method applied to grid-connected photovoltaic inverter for a variety of loads," *Journal of the Korea Solar Energy Society*, Vol. 26, No. 1, pp. 91-98, Mar. 2006.
- [3] Z. Ye, "A new family of active anti-islanding schemes based on DQ implementation for grid-connected inverters," *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2004 IEEE 35th Annual*, Vol. 1, 2004.
- [4] S. K. Kim, "Frequency-shift acceleration control for anti-islanding of a distributed-generation inverter," *IEEE Industrial Electronics Society*, Vol. 57, No 2, pp. 494-504, Feb. 2010.



조영민(趙榮敏)

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



김동균(金東均)

1991년 1월 16일생. 2009년~현재 광운대 전기공학과 학사과정.



조상운(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(공학박). 2000년~2006년 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(공학박). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2003년~현재 광운대 로봇학부 교수.



이영권(李映券)

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



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.