

IEEE 929-2000 단독운전 시험조건 하에서 단상 계통연계형 PV 시스템의 Anti-Islanding을 위한 RPV 방식 및 AFD방식의 해석 및 설계

金洪聖[†], 金漢球^{*}, 崔圭夏^{**}, 金載哲^{***}, 崔榮鎬^{****}

An Analysis and Design of RPV and AFD Method for Anti-Islanding of Single-Phase UIPV System under The Test Condition Recommended by IEEE 929-2000

Hong-Sung Kim, Han-Goo Kim, Gyu-Ha Choe, Jae-Chul Kim, Yung-ho Choi

요 약

계통연계형 PV 시스템의 중요한 보호기능인 단독운전 검출기능은 시스템의 안전성 및 전기적 안정성 측면에서 매우 중요하다. 단독운전 검출기법으로는 크게 수동적 방식과 능동적 방식으로 분류되는 다양한 기법들이 있다. 본 연구에서는 IEEE 929-2000에서 제시하는 단독운전 시험조건 하에서 현재 널리 사용되는 능동적 방식 중 무효전력 변동 방식(RPV method)과 능동적 주파수 변동 방식(AFD method)을 채용한 시스템의 연계점에서 주파수 변동 특성을 해석하였다. 그리고 해석결과를 바탕으로 RPV 방식 및 AFD 방식의 설계법을 제시하였다. EMTP를 이용한 시스템 시뮬레이션을 통하여 제안된 해석 및 설계법의 타당성 및 유효성을 검증하였다.

ABSTRACT

To detect islanding mode when the grid is being tripped is a major safety issue in utility interactive PV(UIPV) system. Widely used techniques among various active methods to detect islanding mode are Reactive power variation (RPV)method and Active frequency drift(AFD) method. In this paper, analytical design method is suggested for AFD and RPV method under IEEE recommended islanding test condition. And in order to show the validity of proposed method, EMTP based simulation was done for UIPV system with RPV method and AFD method. Results shows proposed method is very useful.

Key Words : UIPV system, Islanding, RPV method, AFD method

1. 서 론

계통연계형 PV 시스템에서 계통의 정전시 PV 시스템의 운전을 멈추는 단독운전 검출 기능은 계통과의 보호 협조면에서 매우 중요한 기능이다^[1-5].

Anti-Islanding과 관련한 연구들로는 대규모 실험 단지의 조성을 통하여 실제 시스템의 검출특성의 시험^[1,2], 새로운 알고리즘의 제안^[3-6], 그리고 제안된 여러 방식들의 특성에 대한 이론적 해석에 관한 연구를

[†]교신저자 : 정회원, 건국대 전기공학과 강의교수

E-mail : pvkim@hanmail.net

^{*}학생회원, 브이씨텍 기술연구소 연구원

^{**}정회원, 건국대 전기공학과 교수

^{***}정회원, 송실대 전기공학부 교수

^{****}정회원, 건국대 전기공학과 조교수

접수일자 : 2006. 8. 29 1차 심사 : 2006. 9. 29

2차 심사 : 2006. 12. 29 심사완료 : 2007. 1. 10

들 수 있다^[7-12]. 단독 운전 검출기능은 크게 계통의 정전시 PV 시스템이 연계된 연계점에서 일어나는 전압 변동, 주파수 변동 및 위상 변동을 감시하여 전원의 이상을 검출하는 수동적인 방식(passive method)과 PV 시스템에서 무효전류, 고조파 전류 등의 임의의 시험신호를 주입하여 전원의 이상을 검출하는 능동적인 방식(active method)을 들 수 있는데^[7,8], 단독 운전시의 특성을 해석한 연구로는 다음과 같은 사례들을 들 수 있다.

- 수동적인 방식의 전압 및 주파수 변동, 위상 변동 면에서 검출 실효성에 관한 특성 해석^[7]
- 시스템의 과도해석 모델을 이용한 동특성 시뮬레이션에 의한 무효전력 변동방식(RPV method) 또는 능동적 주파수 변동방식(AFD method)을 포함하는 능동적 기법에 관한 특성해석^[8-11]

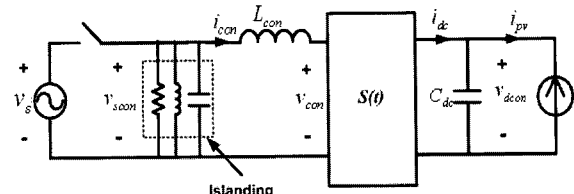
시스템의 동특성 해석 모델을 이용한 시뮬레이션에 의한 해석은 시스템의 운전 특성을 정확하게 알 수 있게 하는 장점이 있으나, 운전 특성을 일반화하여 표현하는 데는 한계가 있으며, 설계인자 - 예를 들면 무효전력 변동방식의 경우는 주입 무효전력의 양, AFD 방식의 경우는 데드타임 구간의 크기-를 해석적으로 설계하기 어려운 단점을 갖는다.

단독운전시 특성은 부하에 따라 틀려지므로 특성해석을 위해서는 일반성 있는 부하의 선정이 중요한데, 본 연구에서는 IEEE 929-2000이 제시한 단독운전 시험조건 하에서 RPV 방식을 적용한 UIPV 시스템의 단독 운전 특성을 해석하고, 그 결과를 기초로 하여 AFD 방식에서 데드타임 구간의 크기에 따른 주파수 변동량을 정량적으로 해석하고 설계법을 제시한다. 제안된 방법의 타당성은 EMTP를 이용한 시스템 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

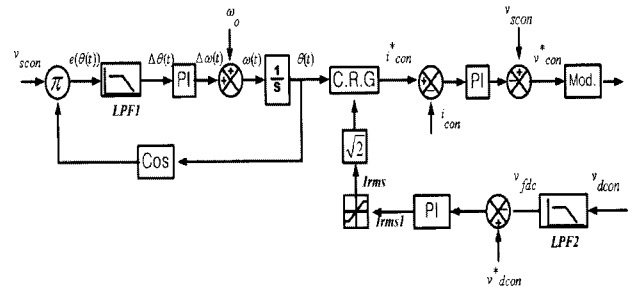
2. 전체 시스템 구성

그림 1은 해석에 이용된 전력회로 및 제어기로 구성된 계통 연계형 PV 시스템의 전체 구성도이다. 전력회로는 계통 측에서 일어나는 현상에 관심을 두었으므로 시뮬레이션 시간을 단축시키기 위하여 S(t)로 표현된 단상 풀브리지 컨버터 회로 및 전류원으로 간략화하여 표현하였다. 제어기는 PLL, 전류 제어기, 전압 제어기로 구성된다.

2.1 Phase locked loop(PLL)



(a) 전력회로
(a) Power circuit



(b) 제어계통
(b) control blockdiagram

그림 1 전체 시스템 구성도
Fig. 1 Overall system configuration

단상 계통 연계형 PV 시스템에서 계통전압의 위상 추정을 위해 사용되는 일반적인 PLL로는 영점 검출 방식^[12,13]과 직교신호를 이용한 방식^[14], 그리고 가상 2상 방식^[13,15] 등을 들 수 있다. 본 연구에서는 이들 방식 중 노이즈에 비교적 강건하고, 응답성 측면에서는 중간 정도의 성능을 가지는 직교신호를 이용한 방식을 적용한 시스템을 해석하였으며, 운전 원리는 다음과 같다. 계통 전압 v_{scon} 및 v_{co} 를 다음과 같다고 하면,

$$v_{scon} = V_m \sin \theta^*(t) \tag{1}$$

$$v_{co} = \cos \theta(t) \tag{2}$$

$$\text{여기서 } \theta(t) = \int \omega(t) dt$$

v_{scon} 과 v_{co} 의 곱으로 표현되는 $e(\theta(t))$ 는 다음과 같다.

$$e(\theta(t)) = \frac{1}{2} V_m [\sin(\theta^*(t) - \theta(t)) + \sin(\theta^*(t) + \theta(t))] \tag{3}$$

계통전압의 기준 입력 위상이 $\theta^*(t) = \theta(t) + \alpha$

면 식(3)은 다음과 같이 표현된다.

$$e(\theta(t)) = \frac{1}{2} V_m [\sin \alpha + \sin(2\theta(t) + \alpha)] \quad (4)$$

$e(\theta)$ 를 저역통과필터(Low Pass Filter)- 그림 1(b)에서 LPF1-를 이용하면 AC 성분을 제외한 위상차 정보를 표현하는 DC 성분 만 얻을 수 있고, PI 제어를 이용하여 DC 성분이 영이 되도록 제어하면 계통 전압의 위상 $\theta^*(t)$ 와 일치하는 위상 $\theta(t)$ 를 추정할 수 있다. 위상차 $\theta^*(t) - \theta(t)$ 가 매우 작다고 가정하면 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t)) \approx (\theta^*(t) - \theta(t))$ 로 근사화할 수 있으므로 그림 1(b)에서 $\Delta\theta(t)$ 는 다음과 같이 선형화시켜 표현할 수 있다.

$$\Delta\theta(t) = E \sin(\theta^*(t) - \theta(t)) \approx E(\theta^*(t) - \theta(t)) \quad (5)$$

$$\text{여기서, } E = \frac{1}{2} V_m$$

응답 속도를 개선하기 위해 전향 보상한 계통의 각파수 ω_o 를 무시하고 식(5)를 이용하면 $\theta(s)$ 는 다음과 같이 구해지므로,

$$\theta(s) = [E(\theta^*(s) - \theta(s))(K_p + \frac{K_i}{s})] \frac{1}{s} \quad (6)$$

기준 위상각 $\theta^*(s)$ 와 추종 위상각 $\theta(s)$ 사이의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\theta(s)}{\theta^*(s)} = \frac{EK_p s + EK_i}{s^2 + EK_p s + EK_i} \quad (7)$$

제어기 이득은 극배치 법을 이용하여 다음과 같이 선정한다^[16].

$$K_i = \frac{\omega_n^2}{E} \quad (8)$$

$$K_p = \frac{2}{E} \zeta \omega_n \quad (9)$$

식 (8),(9)에서 ζ 를 0.707로 선정시 자연 주파수 ω_n 는 PLL의 저역필터(LPFI)의 차단 주파수보다 작게 선정한다. V_m 은 시스템 정격전압의 첨두치로 설정한다.

2.2 전류 제어기 및 전압 제어기^[16,17]

전류제어기는 C.R.G(Current Reference Generator)에서 만들어진 전류 기준 신호 i_{con}^* 을 이용하여 PV 시스템의 출력전류 i_{con} 을 제어하는 역할을 하며 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{i_{con}}{i_{con}^*} = \frac{\frac{K_{pc}}{L_{con}} s + \frac{K_{ic}}{L_{con}}}{s^2 + \frac{K_{pc}}{L_{con}} s + \frac{K_{ic}}{L_{con}}} \quad (10)$$

여기서 K_{pc} : 전류 제어기 비례 이득, K_{ic} :적분 이득 전류 제어기의 이득은 다음과 같이 계산된다.

$$K_{pc} = 2 \zeta \omega_{nc} L_{con} \quad (11)$$

$$K_{ic} = \omega_{nc}^2 L_{con} \quad (12)$$

전류 제어기의 자연 주파수 ω_{nc} 는 계통 전압의 주파수에 비해 10배 정도로 선정한다. 그리고 전압 제어기는 PV 시스템 출력 전류(i_{con})의 유효 전류의 실효치 신호 I_{rms} 를 만드는 역할을 하며 다음과 같은 전달함수를 이용하여 PI 제어기의 이득을 선정한다.

$$\frac{V_{dcon}}{V_{dcon}^*} = \frac{\frac{K_{cg} K_{pv}}{C_{dc}} s + \frac{K_{cg} K_{iv}}{C_{dc}}}{s^2 + \frac{K_{cg} K_{pv}}{C_{dc}} s + \frac{K_{cg} K_{iv}}{C_{dc}}} \quad (13)$$

여기서, $K_{cg} = \frac{\text{계통전압의 정상운전점(220)}}{\text{직류전압의 정상운전점(기준전압값)}}$

K_{pv} :전압 제어기 비례 이득, K_{iv} :적분 이득 전압 제어기의 이득 다음과 같이 선정 된다.

$$K_{pv} = 2 \zeta \omega_{nv} C_{dc} / K_{cg} \quad (14)$$

$$K_{iv} = \omega_{nv}^2 C_{dc} / K_{cg} \quad (15)$$

식(14),(15)에서 자연 주파수 ω_{nv} 는 저역통과 필터(LPFI)의 차단 주파수에 비해 작게 선정한다.

2.3 전류 기준 신호 발생부(C.R.G)^[5,9,11]

전류기준 신호 발생부(C.R.G)는 전압 제어기를 이용하여 만들어진 PV 시스템 출력의 유효전류의 실효치 신호-그림 1(b)에서 I_{rms} -와 PLL에서 만들어진 위

상 정보 $\theta(t)$ 를 이용하여 단독운전 검출 방식에 따라 다음과 같이 전류 기준신호를 만든다.

(1) 수동적 방식(능동방식을 채용 않을 경우)

식(16)과 같이 실효치 신호에 $\sqrt{2}\sin(\theta(t))$ 를 곱하여 단위 역율로 운전되는 전류 기준 신호를 만들어 낸다.

$$i_{con}^* = \sqrt{2}I_{rms}\sin\theta(t) = i_{ac} \quad (16)$$

(2) RPV 방식 채용시

RPV 방식은 PV 시스템의 출력전류에 유효전류의 k 배만큼 무효전류를 주입할 수 있도록 PV 시스템의 전류 기준신호를 만든다.

$$i_{con}^* = \sqrt{2}(I_{rms}\sin\theta(t) + kI_{rms}\cos\theta(t)) = i_{ac} + i_{re} \quad (17)$$

그러므로 k 는 유효전력에 대한 무효전력의 비율을 나타내는 계수이다. RPV 방식 적용시 PV 시스템의 기본과 역률(FPF)은 다음과 같다.

$$FPF = \frac{1}{\sqrt{1+k^2}} \quad (18)$$

그림 1(a)의 전력회로에서와 같이 전류 i_{con} 의 기준 방향을 계통측에서 시스템측으로 정하고 시스템 제어기를 설계하면 발전이 되기 위해서는 그림 1(b)의 I_{rms} 신호의 부호는 음(-)이 된다. 그러므로 $\sin\theta(t)$ 를 기준으로 식(17)과 같이 전류 기준 신호를 만들면 무효 전류를 표현하는 전류원 i_{re} (이하 무효 전류원으로 기술함)는 계통에서 시스템 측을 바라볼 때 k 의 부호가 양이면 등가적으로 유도성 부하로 k 의 부호가 음이면 용량성 부하로 해석될 수 있다. RPV 방식에서는 k 가 설계인자이다.

(3) AFD 방식 채용시

AFD 방식은 그림 2와 같이 계통과 동상인 정현파 신호를 식(19) 또는 (20)과 같이 변조하고 여기에 $\sqrt{2}I_{rms}$ 를 곱하여 전류 기준 신호를 식(21)과 같이 구현하는 방식이다. AFD 방식의 적용시 계통 전압의 주파수를 기준으로 전류 i_{con} 의 한주기 주파수는 계통전압과 동일하나, 전류의 반주기 주파수는 높게 또는 낮

게 제어된다. 그림 2에서와 같이 정현파의 반주기 주파수를 계통 주파수에 비해 높게 또는 낮게 만들며 계통의 위상과 동기 시키므로 $\Delta t_1, \Delta t_2$ 와 같은 데드타임 부분이 발생하는데, 이는 식(19),(20)에서 k' 에 의해 결정되므로 AFD 방식에서 설계인자는 k' 이다.

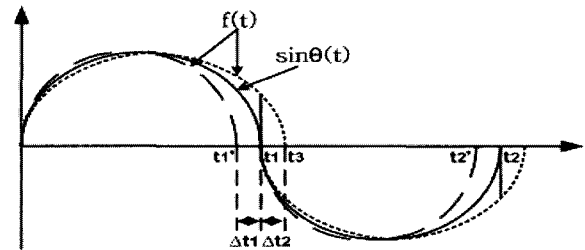


그림 2 AFD 방식이용시 계통 전압과의 동기 신호 및 변조 파형

Fig. 2 the waveforms of synchronized signal with utility voltage and modulated signal

- 반주기 주파수를 높게 할 경우

$$\begin{aligned} f(t) &= \sin(\omega(t) + k'\omega(t))t & 0 < t < t_1 \\ &= 0 & t_1 < t < t_1' \\ &= \sin(\omega(t) + k'\omega(t))(t - \Delta t_1) & t_1 < t < t_2 \\ &= 0 & t_2 < t < t_2' \end{aligned} \quad (19)$$

여기서 $\omega(t)$: PLL 추정 계통 각 주파수

$0 \leq k' \leq 1$ 임

- 반주기 주파수를 낮게 할 경우

$$\begin{aligned} f(t) &= \sin(\omega(t) + k'\omega(t))t & 0 < t < t_1 \\ &= \sin(\omega(t) + k'\omega(t))(t + \Delta t_2) & t_1 < t < t_2 \end{aligned} \quad (20)$$

여기서, $-1 < k' \leq 0$ 임

$$i_{con}^* = \sqrt{2}I_{rms}f(t) \quad (21)$$

3. Islanding Mode에서 계통연계 점에서의 주파수 변동 특성

본 연구에서 단독운전시 주파수 변동 특성해석을 위해 계통연계 시스템의 운전 지침 IEEE 929-2000에 따라 그림 1(a)와 같이 부하는 R-L-C 병렬회로로 가정하였고, 전원측의 스위치를 열어 강제로 정전상태를 발생시키는 운전 조건에서 해석된다^[18,19]. 본 연구에서 단독운전시 시스템 운전특성의 해석은 계통 전압의

주파수 변동에 대하여 이루어지며, 해석상의 가정은 다음과 같다.

- 스위칭 손실과 같은 시스템 손실은 무시함
- UIPV 시스템의 직류 전압제어에 의한 전력균형 제어는 이상적으로 수행됨
- 전류 제어기의 이득은 1(즉, $i_{con} = i_{con}^*$)임
- 정상상태에서 PLL의 위상오차는 영(즉 $\alpha(t) = \theta^*(t)$)임
- 단독운전시 계통전압의 크기는 유효전력 균형 방정식에 의해 다음과 같이 간단히 결정됨(동특성무시)

$$V_{scon} = \sqrt{RP_{sol}} \quad (22)$$

여기서, V_{scon} : 계통전압 (v_{scon})의 실효치
 R : 부하 저항
 P_{sol} : PV 시스템의 유효 발전 전력

3.1 수동적 방식 - 능동 방식 채용 않은 경우

상기의 가정하에 단독운전시 부하를 포함하는 시스템은 다음과 같이 간단히 표현될 수 있다[7].

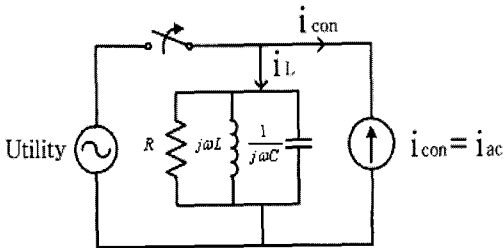


그림 3 시스템 등가회로 ($k=0$)

Fig. 3 System equivalent circuit ($k=0$)

그림 1(b)의 제어계통에서 순시적인 계통 주파수 $\omega(t)$ 는 PLL 회로에서 다음과 같이 계산된다.

$$\omega(t) = K_p E \sin(\theta^*(t) - \theta(t)) + K_i \int E \sin(\theta^*(t) - \theta(t)) dt + \omega_o \quad (23)$$

여기서 ω_o : 정상 계통 주파수 ($2\pi 60$ [rad/sec])
 정상 계통 주파수를 중심으로한 주파수 변동성분 ($\Delta\omega(t) = \omega(t) - \omega_o$)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta\omega(t) = K_p E \sin(\theta^*(t) - \theta(t)) + K_i \int E \sin(\theta^*(t) - \theta(t)) dt \quad (24)$$

단독운전시 식(24)에서 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t))$ 는 계통 전압 (v_{scon})과 부하 전류 ($i_L = -i_{con}$)의 위상차와 관련된 성분으로 나타난다. PLL이 이 항을 영으로 만들기 위한 제어를 수행하는 과정에서 주파수 변동이 발생한다. 정상상태 해석시 그림 3의 부하 임피던스는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$Z_L = \frac{V_{scon} \angle \theta^*}{I_L \angle \theta} = \frac{R - jR^2(\omega C - \frac{1}{\omega L})}{1 + R^2(\omega C - \frac{1}{\omega L})^2} \quad (25)$$

여기서, θ^* : 정상상태 계통 전압 위상각
 θ : 정상상태 부하 전류 위상각
 I_L : 부하전류의 실효치

식(25)를 이용하여 $\sin(\theta^* - \theta)$ 를 구하면 다음과 같다.

$$\sin(\theta^* - \theta) = \frac{-R(\omega C - \frac{1}{\omega L})}{\sqrt{1 + R^2(\omega C - \frac{1}{\omega L})^2}} \quad (26)$$

윗 식을 테일러급수를 이용하여 선형화 하면 다음과 같다.

$$\sin(\theta^* - \theta) = P_{DC} + P_{AC} (\omega - \omega_o) \quad (27)$$

$$P_{DC} = \frac{-R(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L})}{\sqrt{1 + R^2(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L})^2}}$$

여기서

$$P_{AC} = \frac{-R(C + \frac{1}{\omega_o^2 L})}{\left\{1 + R^2(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L})^2\right\}^{3/2}}$$

식(27)에서 계통 주파수 ω 는 실제로 다음과 같이 정상 동작점 주파수 ω_o 를 중심으로 시간에 따라 섭동(perturbation)하는 시간의 함수이므로,

$$\omega \equiv \omega(t) \equiv \omega_o + \Delta\omega(t) \quad (28)$$

식(28)의 시간의 함수로 표현된 계통 주파수를 식(27)에 대입하여 $\sin(\theta^* - \theta)$ 를 다음과 같이 시간의 함수로 가정할 수 있다.

$$\sin(\theta^* - \theta) \equiv f(t) = P_{DC} + P_{AC} \Delta\omega(t) \quad (29)$$

식(29)는 식(24)에서 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t))$ 와 비교해서 수학적으로 동일한 식으로 볼 수는 없으나, 단독운전시 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t))$ 의 특성을 유사하게 표현할 수 있을 것으로 가정하고 다음과 같이 등가로 정의한다.

$$\sin(\theta^*(t) - \theta(t)) \equiv (P_{DC} + P_{AC} \Delta\omega(t)) \quad (30)$$

그러므로 식(29)를 식(24)에서 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t))$ 대신 사용하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta\omega(t) = & K_p E (P_{DC} + P_{AC} \Delta\omega(t)) \\ & + K_i \int E (P_{DC} + P_{AC} \Delta\omega(t)) dt \end{aligned} \quad (31)$$

식(31)을 시간에 대해 미분하고 $\Delta\omega'(t) (= d\Delta\omega(t)/dt)$ 에 대해 정리하면 식(32)과 같은 선형 1계 미분 방정식을 얻을 수 있다. 정전 순간에서 초기치 $\Delta\omega(0) = 0$ 로 두고 식(32)의 해를 구하면 정전 순간부터 UIPV 시스템의 계통 주파수 변동에 관한 동특성 및 정상상태 특성을 규명할 수 있으며, 해는 식(33)과 같다.

$$\Delta\omega'(t) - \frac{K_i E P_{AC}}{1 - K_p E P_{AC}} \Delta\omega(t) = \frac{K_i E P_{DC}}{1 - K_p E P_{AC}} \quad (32)$$

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_{\max} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) \quad (33)$$

여기서,

$$\Delta\omega_{\max} = \frac{(-\omega_o C + \frac{1}{\omega_o L}) \left\{ 1 + R^2 (\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L})^2 \right\}}{C + \frac{1}{\omega_o^2 L}}$$

$$\tau = - \left(\frac{1 - K_p E P_{AC}}{K_i E P_{AC}} \right)$$

식(33)을 통해 단독운전시 계통 주파수의 변동분 $\Delta\omega(t)$ 는 $\tau > 0$ 이므로 지수함수 항은 4τ 후에 거의 0이 되고, $\omega_o + \Delta\omega_{\max}$ 에 수렴하는 1차 시스템의 특성을

가짐을 알 수 있다. 단독운전 시 변동 주파수의 최대치 $\Delta\omega_{\max}$ 는 부하 임피던스의 함수이며, 주파수가 변동하는 속도는 부하 임피던스와 PLL 루프의 PI 제어기 이득의 함수임을 알 수 있다. 계통 주파수 ω_o 에 대한 공진 조건($\omega_o C = 1/\omega_o L$)에서 계통주파수 변화가 발생하지 않음을 알 수 있다. 그러므로 공진 조건은 주파수 변동의 관측을 통해서는 단독운전 검출이 가장 어려운 조건임을 알 수 있다. 유도성 부하시($\omega_o C < 1/\omega_o L$)는 단독운전 모드에서 주파수가 상승하며, 용량성 부하시($\omega_o C > 1/\omega_o L$)는 주파수가 하강함을 알 수 있다. 그러므로 $\Delta\omega_{\max}$ 가 단독운전검출을 위해 PV 시스템이 설정한 상한 및 하한 주파수 범위를 검출 시한이내에 벗어나지 못하면 주파수 검출에 의한 단독운전 검출은 불가능하게 된다. 즉 $\Delta\omega_{\max}$ 가 상한 및 하한 주파수보다 크고, 4τ 가 설정된 검출시한보다 작으면 계통 주파수의 변동을 검출하여 단독운전모드의 인지가 충분히 가능하다.

3.2 RPV 방식 적용시 해석 및 k 설계

RPV 방식을 적용시 전류 기준신호는 식(17)과 같으므로 전류제어기 이득을 1로 가정하면 시스템 등가회로는 그림3에 무효 전류를 표현하는 전류원 i_{re} 가 포함되므로, 그림4(a)와 같이 표현할 수 있다. 단독운전시 유효전력 P_{sol} 과 의도적으로 주입되는 무효전력 Q_{inj} 의 합으로 표현되는 UIPV 시스템으로부터 부하로 발전되는 전력은 계통측을 기준으로 정상상태에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

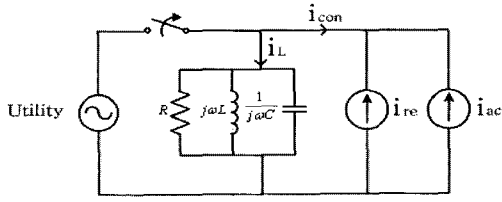
$$P_{sol} - jQ_{inj} = V_{scon} (I_{con} - jkI_{con}) = P_{sol} - jkP_{sol} \quad (34)$$

그러므로 주입되는 무효전력 $-jkP_{sol}$ 은 단독운전시 가상 임피던스 Z_{inj} 를 적용하여 표현하면 다음과 같으므로,

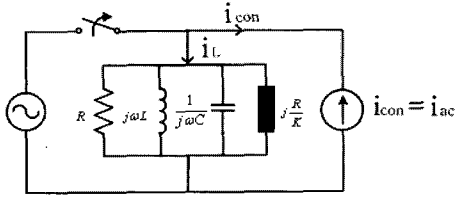
$$-jkP_{sol} = -jk \frac{V_{scon}^2}{R} = \frac{V_{scon}^2}{Z_{inj}} \quad (35)$$

무효 전류원 i_{re} 의 등가적인 표현인 가상 임피던스 Z_{inj} 는 다음과 같이 주파수 함수가 아닌 무효전력 부하로 표현될 수 있다.

$$Z_{inj} = j \frac{R}{k} \quad (36)$$



(a) 등가회로-1
(a) Equivalent circuit-1



(b) 등가회로-2
(b) Equivalent circuit-2

그림 4 RPV 적용시 시스템 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit for system with RPV

그림4(a)에서 무효 전류원을 가상 임피던스로 대체하면 단독운전시 등가회로는 그림 4(b)와 같이 그림 3의 회로에 가상임피던스가 부하와 병렬로 연결된 것으로 표현할 수 있다. 그러므로 RPV 방식 적용시 부하 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{LRPV} = \frac{R - jR^2(\omega C - \frac{1}{\omega L} - \frac{k}{R})}{1 + R^2(\omega C - \frac{1}{\omega L} - \frac{k}{R})^2} \quad (37)$$

그리고 3-1절과 동일한 과정을 적용하면 $\sin(\theta^*(t) - \theta(t))$ 는 식(38)과 같이 정의 할 수 있고, RPV 방식 적용시 계통의 주파수 변동특성을 규명할 수 있는 식(39)와 같은 1계 미방을 얻을 수 있다.

$$\sin(\theta^*(t) - \theta(t)) \equiv (P_{qDC} + P_{qAC} \Delta\omega(t)) \quad (38)$$

$$P_{qDC} = \frac{-R(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L} - \frac{k}{R})}{\sqrt{1 + R^2(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L} - \frac{k}{R})^2}}$$

여기서

$$P_{qAC} = \frac{-R(C + \frac{1}{\omega_o^2 L})}{\left\{1 + R^2(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L} - \frac{k}{R})^2\right\}^{3/2}}$$

$$\Delta\omega'(t) - \frac{K_i E P_{qAC}}{1 - K_p E P_{qAC}} \Delta\omega(t) = \frac{K_i E P_{qDC}}{1 - K_p E P_{qAC}} \quad (39)$$

초기치를 영으로 두고 해를 구하면 다음과 같다.

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_{\max q} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_q}}) \quad (40)$$

여기서,

$$\Delta\omega_{\max q} = \frac{(-\omega_o C + \frac{1}{\omega_o L} + \frac{k}{R}) \left\{1 + R^2(\omega_o C - \frac{1}{\omega_o L} - \frac{k}{R})^2\right\}}{C + \frac{1}{\omega_o^2 L}}$$

$$\tau_q = - \left(\frac{1 - K_p E P_{qAC}}{K_i E P_{qAC}} \right)$$

식(40)에서 $k=0$ 이면 식(32)와 동일한 결과임을 알 수 있으며, RPV 방식 적용시 최대 주파수 변동치 $\Delta\omega_{\max q}$ 는 어떤 부하 임피던스에서도 k 를 조절하여 제어가능함을 알 수 있다. 그러므로 주파수 변동측면에서 가장 검출이 어려운 조건을 설정하고 그 조건에서 k 를 선정하면 이론적으로 NDZ(불검출 영역)은 제거될 수 있다. 공진조건 ($\omega_o C = 1/\omega_o L$)이 이러한 조건에 해당하며 이 조건에서 $\Delta\omega_{\max q}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\Delta\omega_{\max q, \text{reso}} = \frac{\frac{k}{R}(1 + k^2)}{C + \frac{1}{\omega_o^2 L}} \quad (41)$$

윗식을 통해 R이 작을 수 록(즉, 부하 전력이 클 수록) 주파수 변동량이 커짐을 알 수 있다. 식(41)을 k 에 대해 정리하고, $\Delta\omega_{\max q, \text{reso}}$ 대신 주파수 변동치에 관한 설계량을 의미하는 $\Delta\omega_{\text{design}}$ 을 사용하면 다음과 같은 k 에 대한 3차 방정식을 얻을 수 있다.

$$k^3 + k = \Delta\omega_{\text{design}} R \left(C + \frac{1}{\omega_o^2 L} \right) \quad (42)$$

윗식에 대한 해 k 는 단독운전시 공진조건에서 $\Delta\omega_{\text{design}}$ 만큼 계통 주파수가 변화도록 주입 무효전력을 양을 결정하며 3차 방정식의 근의 공식을 이용하면 다음과 같이 구해진다^[20].

$$k = (A + \sqrt{\frac{1}{27} + A^2})^{1/3} + (A - \sqrt{\frac{1}{27} + A^2})^{1/3} \quad (43)$$

여기서

$$A = -\frac{\Delta\omega_{design}}{2} R(C + \frac{1}{\omega_o^2 L})$$

3.3 AFD 방식 적용시 해석 및 설계

단독운전 모드에서 AFD 방식의 적용시 계통 주파수 변동 특성을 해석하기 위한 연구 가설 및 가정은 다음과 같다.

가설 : 전류기준 신호를 그림 2와 같이 반주기에 대해 주파수를 현 상태의 계통 전압의 주파수에 비해 빠르게 또는 느리도록 하는 변조는 무효전력 변동량과 연관이 있고, AFD 방식과 RPV 방식은 기본과 역율이 일치하면 단독운전시 주파수 변화 특성은 거의 일치할 것이다.

가정 : PLL 루프의 대역폭이 계통주파수에 비해 낮고, 과도상태에서 계통 전압의 한 주기내에서의 주파수 변화는 매우 작아서 계통 전압의 한주기는 정상상태로 가정할 수 있다.

식(19),(20)과 같이 표현되는 변조된 정현파 신호 $f(t)$ 에서 $\omega(t)$ 를 상기의 가정을 적용하여 ω 로 놓으면 $f(t)$ 를 푸리에 급수로 전개할 수 있으므로 식(21)과 같은 전류 i_{con} 표현식(전류제어기 이득을 1로 가정하였으므로)에서 k' 와 유효전력에 대한 무효전력비를 나타내는 계수 k 와 등가적인 관계를 찾을 수 있다. 식(19)($0 \leq k'$ 인 경우)를 푸리에 급수를 이용하여 기본과 성분에 대하여 표현하면 다음과 같다.

$$f_1(t) = a_1 \cos(\omega t) + b_1 \sin(\omega t) \quad (44)$$

여기서,

$$a_1 = \frac{1}{\pi} [(\frac{-1}{k'} - \frac{1}{2+k'}) [\cos(\frac{k'\pi}{1+k'}) - 1]]$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} [\frac{1}{k'} \sin(\frac{k'\pi}{1+k'}) - \frac{1}{2+k'} \sin(\frac{2\pi+k'\pi}{1+k'})]$$

식(20)($-1 < k' \leq 0$ 인 경우)을 식(44)과 같이 기본과에 대해 푸리에 급수로 전개하면 푸리에 계수 a_1, b_1 은 다음과 같다.

$$a_1 = \frac{1}{\pi} [(-\frac{1}{k'} - \frac{1}{2+k'}) [\cos(k'\pi) - 1]] \quad (45)$$

$$b_1 = \frac{1}{\pi} [\frac{1}{k'} \sin(k'\pi) - \frac{1}{2+k'} \sin(2\pi+k'\pi)] \quad (46)$$

식(44),(45),(46)을 이용하여 얻을 수 있는 k' (주파수의 변동 크기를 결정하는 계수)의 함수인 a_1/b_1 는 기본과 유효 전력에 대한 무효 전력의 비를 나타내는데 측면에서 RPV 방식에서 k 와 등가이다. 표1은 $a_1/b_1 = k$ 가 되게 하는 k' 을 식(44),(45),(46)을 이용하여 구한 것이다. 표 1을 이용하여 k 와 등가인 k' 를 선정하고 AFD 방식을 적용한 시스템을 시뮬레이션하여 얻은 단독운전시 주파수 변동량을 RPV방식의 적용시의 시뮬레이션 결과와 비교하여 비슷한 결과를 보인다면 AFD 방식은 RPV와 등가적인 방식으로 해석할 수 있다. 즉 AFD방식은 RPV방식에 비교해서 무효전력 주입방식의 차이만 있는 것으로 해석할 수 있다. 그리고 전 절의 RPV 방식의 해석을 통하여 k 의 크기에 따른 단독운전시 주파수 변동량은 예측할 수 있으므로, k' 는 k 가 결정되면 표 1을 이용하여 설계될 수 있다.

표 1 RPV 방식의 k 와 등가인 AFD방식의 주파수 결정계수 k' (소숫점 4자리 이하 무시)

Table 1 k' for AFD Method equivalent with k

k	$\frac{a_1}{b_1}$	k'	k	$\frac{a_1}{b_1}$	k'
0.01	0.01	0.007	-0.01	-0.01	-0.007
0.02	0.02	0.013	-0.02	-0.02	-0.013
0.03	0.03	0.02	-0.03	-0.03	-0.02
0.04	0.04	0.026	-0.04	-0.04	-0.026
0.05	0.05	0.033	-0.05	-0.05	-0.033
0.06	0.06	0.04	-0.06	-0.06	-0.04
0.07	0.07	0.047	-0.07	-0.07	-0.047
0.08	0.08	0.054	-0.08	-0.08	-0.054
0.09	0.09	0.061	-0.09	-0.09	-0.061
0.1	0.1	0.068	-0.1	-0.1	-0.068
0.11	0.11	0.075	-0.11	-0.11	-0.075
0.12	0.12	0.083	-0.12	-0.12	-0.083
0.13	0.13	0.09	-0.13	-0.13	-0.09
0.14	0.14	0.097	-0.14	-0.14	-0.098
0.15	0.15	0.105	-0.15	-0.15	-0.106
0.16	0.16	0.113	-0.16	-0.16	-0.114
0.17	0.17	0.12	-0.17	-0.17	-0.122
0.18	0.18	0.128	-0.18	-0.18	-0.13
0.19	0.19	0.136	-0.19	-0.19	-0.138
0.2	0.2	0.144	-0.2	-0.2	-0.147
0.21	0.21	0.152	-0.21	-0.21	-0.155
0.22	0.22	0.16	-0.22	-0.22	-0.164
0.23	0.23	0.168	-0.23	-0.23	-0.173

4. 결 과

4.1 해석 조건

해석된 결과들을 검증하기 위하여 EMTP를 이용한 시뮬레이션을 실행하였다. 해석에서 그림 1의 단독운전 테스트 부하회로의 quality factor는 다음과 같이 정의된다^[18,19].

$$q = R\sqrt{C/L} = \sqrt{Q_L Q_C} / P_{sol} \quad (47)$$

여기서 $P_{sol} = V_{scon}^2 / R$, $Q_L = V_{scon}^2 / \omega L$, $Q_C = \omega C V_{scon}^2$ 만약 $P_{sol} = 3[kW]$ 이고 공진조건에서 $q = 2.5$ 이면 $Q_L = Q_C = 7.5[kVAR]$ 이다. 그리고 $q = 2.5$ 인 조건은 IEEE 929-2000이 제시하는 단독운전 시험을 위한 표준조건이다^[18]. 본 논문에서는 $q = 2.5$, 공진 주파수가 60[Hz]일 공진 조건에서 지상, 진상 무효전력 Q_L , Q_C 를 Q_L^* , Q_C^* 라고 표현한다(즉, $P_{sol} = 3[kW]$ 의 경우 $Q_L^* = Q_C^* = 7.5[kVAR]$ 임). IEEE 929-2000에 의하면 UIPV 시스템의 운전을 허용하는 UV(Under Voltage)/OV(Over Voltage) 와 UF(Under Frequency)/OF(Over Frequency) 허용 범위는 다음과 같다^[18].

.UV/OV -> 193.6[V]/242[V](88[%]-110[%])

.UF/OF-> 59.3[Hz]/60.5[Hz](98.83[%]-100.8[%])

그러므로 단독운전시 계통 전압 또는 주파수가 UV/OV 또는 UF/OF 범위를 벗어나지 않으면 UIPV system은 계통측에 문제가 없는 것으로 인식하고 단독운전을 검출하지 못하는 것으로 본다. 그리고 국내의 단독운전의 검출시험에 대한 운전지침은 정전후 UIPV 시스템이 0.5초 이내에 검출하도록 규정하고 있다^[21]. P-Q 평면상에서 수동적인 방식의 단독운전 불검출 영역(NDZ) 범위를 정의 하기 위해 단위화된 전력량을 다음과 같이 정의한다.

$$\Delta P = \frac{P_{sol}(kW) - \text{부하소비 전력}(kW)}{P_{sol}(kW)} \times 100[\%] \quad (48)$$

여기서, 부하소비전력 = $\frac{220^2}{R} [kW]$

$$+ \Delta Q = \frac{Q_C^*(kVAR) - Q_L(kVAR)}{P_{sol}(kW)} \times 100[\%] \quad (49)$$

여기서, $Q_c^* \geq Q_L$

$$- \Delta Q = \frac{Q_c(kVAR) - Q_L^*(kVAR)}{P_{sol}(kW)} \times 100[\%] \quad (50)$$

여기서, $Q_c \leq Q_L^*$

표 2는 EMTP를 이용한 그림1에 나타낸 시스템의 시뮬레이션에 사용된 조건을 나타낸다. 그리고 시뮬레이션시 주파수 계측은 EMTP가 제공하는 주파수 검출기(supplemental devices 중 Type 50)를 이용하였다.

4.2 능동 방식 적용치 없을 시 NDZ(불검출 영역)

그림 5는 $q = 2.5$ 이고 설계자가 설정한 단독 운전검출 시험을 0.1, 0.3초로 가정하였을 경우, 수동적 방식 적용시 NDZ를 나타낸다. 즉 0.1 초 또는 0.3초 내에 주파수 또는 전압의 크기가 UF/OF, UV/OV범위를 벗어나지 못하면 UIPV 시스템이 단독운전을 검출하지 못하는 것으로 상정하고 얻은 결과이다. 그림에서 Analytical로 표시된 것은 식 (28),(32)를 이용하여 Matlab으로 계산해서 얻은 결과를 의미하고, Simulated로 표시된 것은 EMTP를 이용하여 그림 1과 같이 구성된 UIPV 시스템을 시뮬레이션하여 얻은 결과이다. 단독 운전 검출 시간

표 2 해석 및 시뮬레이션 조건

Table 2 Analysis and simulation condition

L_{con} ,	3.2[mH],
C_{dc}	3200[uF]
정상 계통 조건	220[V], 60[Hz]
$P_{sol}[kW]$ 및 DC 전압(Vdcon)	3[kW], 380[V]
LPF1, LPF2 차단 주파수	40[Hz]
제동비 ζ	0.707
ω_{nc}	$2\pi 600$ [rad/sec]
ω_{nv}	$2\pi 8$ [rad/sec]
ω_n	$2\pi 8$ [rad/sec]
스위칭 주파수	10[kHz]
Limiter 상하한치	18, -18

에 대한 설정을 짧게 할 수 록 NDZ가 커질 수 있음을 알 수 있다. $-29.13[\%] \leq \Delta P \leq 17.35[\%]$ 범위에서 발생하는 UV/OV 검출에 의한 NDZ범위는 검출 시간 설정에 상관없이 두 결과가 모두 일치하나 규정된

시간내에 주파수가 변화하는 크기는 차이가 나므로 0.1초의 경우 ΔQ 축에서 NDZ의 크기가 커짐을 알 수 있다. 그리고 Analysis 결과와 Simulation 결과는 약간의 오차를 보이는데 이는 해석에서 고려하지 않은 요소로 인한 것으로, 단독운전 발생 순간 생기는 Phase jump에 의한 순간적인 주파수 상승 또는 하강(그림 8에서 확인 가능) 및 PLL에서 발생하는 위상 추정 오차에 기인하는 것으로 보인다. 그리고 검출시한을 0.3[sec]로 선정하고 구한 NDZ의 경우 Zhihong Ye 등이 제안한 수동적 방식의 NDZ 해석방식(주파수 변동 시간에 대한 정보 제공치 않음)을 이용한 결과[7] ($-29.13[\%] \leq \Delta P \leq 17.35[\%]$, $-4.11[\%] \leq \Delta Q \leq 5.94[\%]$)와 비슷한 결과를 보인다. 그림 6은 $P_{sol}=3[kW]$, $q=2.5$, $\Delta P=0[\%]$, $\Delta Q=0[\%]$ (공진조건), $q=2.5$ 인 조건에서(즉 그림 5의 P-Q 평면도에서 정 중앙에 해당) 0.3초에서 정전이 발생했을 경우 계통 전압 v_{scm} , UIPV 시스템의 출력 전류 i_{con} 및 계통 주파수를 보여준다. 정전 발생 후에도 전압의 크기 및 주파수에 거의 변화가 없음을 알 수 있다.

4.3 RPV 방식 적용시 주파수 변동 특성

그림 7은 $-29.13[\%] \leq \Delta P \leq 17.35[\%]$, $q=2.5$ 인 공진 조건에서 단독운전시 계통의 주파수가 정상 동작점(60[Hz])를 중심으로 $\pm 0.7[Hz]$ 만큼 변동할 조건을 식(43)를 이용하여 $|k|$ 를 계산한 결과를 보인다.

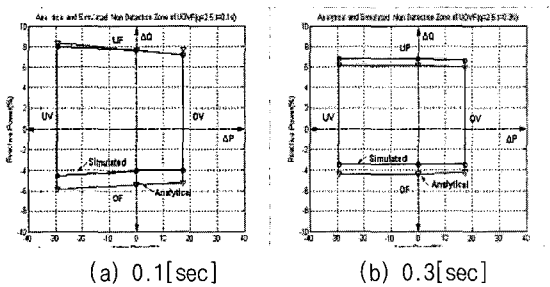
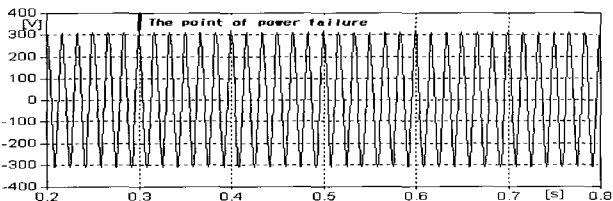
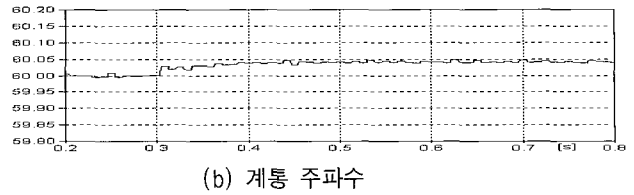


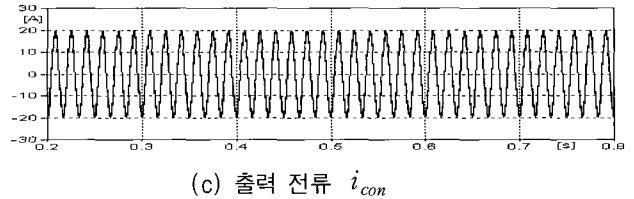
그림 5 수동적인 방식에서의 NDZ
Fig. 5 NDZ for Passive method



(a) 계통전압 v_{scm}



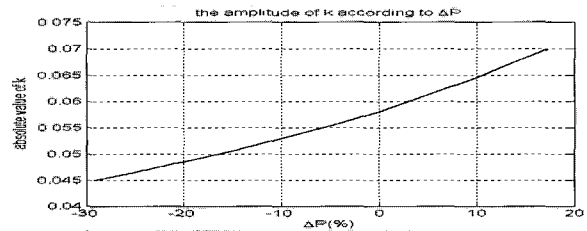
(b) 계통 주파수



(c) 출력 전류 i_{con}

그림 6 시스템 운전 파형 ($\Delta P=0[\%]$, $\Delta Q=0[\%]$)
Fig. 6 System operating waveforms

$\Delta P=17.35[\%]$ 에서 가장 많은 무효전력의 주입을 요구하는데 그때 $|k|$ 의 크기는 7%(0.07)이다 ($-29.13[\%] \leq \Delta P \leq 17.35[\%]$ 를 벗어나면 UV/OV 조건에 의해 단독운전이 검출가능하므로 계산하지 않음).



$\Delta P[\%]$	-29.13	-15	0	10	17.35
$ k $	0.0450	0.0506	0.0581	0.0646	0.0700

그림 7 주파수변동량이 $\pm 0.7[Hz]$ 가 되도록 하는 $|k|$
Fig. 7 Calculated $|k|$ for

$$\Delta \omega_{design} = \pm 2\pi 0.7 [rad/sec]$$

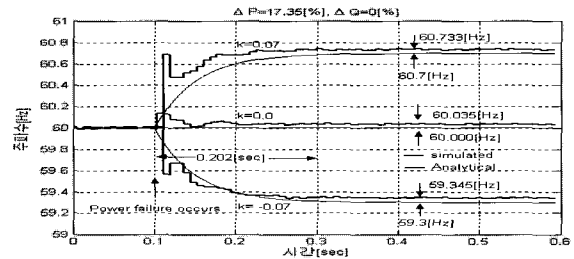


그림 8 k 에 따른 주파수 변화 특성
Fig. 8 the dynamic characteristics of frequency variation on a t-plane according to k

그림 8은 $P_{sol}=3[kW]$ 및 $k= \pm 7[\%]$ (± 0.07 , $0[\%]$),

$q=2.5$ 인 공진조건, $\Delta P=17.35[\%]$ 일 조건에서 식(28), (40) 이용하여 Matlab을 통해 얻은 결과와 EMTP를 이용하여 얻은 시스템의 단독운전 발생시 주파수 변동 특성을 보여준다(그림에서 0.1초가 정전 발생 순간임).

$k=0[\%]$ 일 경우는 공진조건이므로 이론적으로 주파수가 변동하지 않으나 EMTP를 이용한 시뮬레이션 결과 정상상태에서 평균 0.035[Hz](정상 상태 구간에서 0.2초간의 데이터를 평균하여 소수점 4자리 이하 무시하고 구한 결과임-이하 동일)정도 주파수가 변화하는 결과를 보여준다. 이는 해석시 고려하지 않은 가정에 의해 발생하는 오차에 기인하는 것으로 생각된다. 이러한 결과가 중첩되어 주파수가 증가할 경우($k=0.07$) 이론적 결과는 60.7[Hz]이나 EMTP상의 결과는 60.733[Hz] 정도이며, 주파수가 감소할 경우($k=-0.07$) 이론적 결과는 59.3[Hz]이나 EMTP상의 결과는 59.345[Hz] 정도로서 $k=0[\%]$ 에서 변동치 0.035[Hz]정도가 offset의 형태로 나타남을 볼 수 있다. 그리고 단독운전시 변동하는 주파수가 정상상태에 도달하는 시간 $4\tau_q$ 는 0.2026[sec]로서 $k=0.07, -0.07$ 일 때 모두 같고 해석 및 시뮬레이션 결과가 거의 비슷함을 알 수 있다. 이러한 결과를 통해 제안된 해석방법은 단독운전시 미소한 주파수 변동 특성에 대하여 전체적인 경향성을 잘 표현하고 있음을 알 수 있고, 제안된 k 의 선정방법은 약간의 오차가 있으나 대체로 타당함을 알 수 있다. 그리고 그림 8을 통해 전술한 바와 같이 단독운전 발생 순간 위상변동으로 인해 주파수가 순간적으로 변화하는 현상을 관찰할 수 있다.

4.4 AFD 방식 적용시 주파수 변동 특성

표 3과 4는 RPV 방식과 AFD 방식에서 동일한 기본과 역율로 시스템이 운전되도록 표1을 이용하여 k (주입무효전력량 조정계수)와 k' (주파수 변동량 조정계수)를 설정하고 $P_{sol}=3[kW]$ 조건에서 식(28),(40)을 이용하여 MATLAB으로 구한 주파수 변화량에 대한 해석결과와 RPV 적용시와 AFD 적용 시스템의 EMTP를 이용한 시뮬레이션 결과를 나타내며 표에 기재한 주파수는 주파수 변동치가 정상상태(즉 최대치)에 도달했을 때의 값이다. RPV와 AFD의 경우 k 와 k' 를 같은 양의 무효전력을 발생 시키도록 한 결과 두 기법의 주파수 특성은 거의 일치하며, 해석결과는 k 가 $-20[\%]\sim 20[\%]$ 범위에서 시뮬레이션 결과의 경향성을 잘 표현하고 있음을 볼 수 있다. 표 3과 4를 비교하면 동일한 무효전력 주입 조건에서 시스템 발전

전력 P_{sol} 에 비해 부하소비 전력이 큰 조건에서 주파수 등락폭은 커짐을 알 수 있으며, 주파수 변동 속도는 주파수 등락폭과 반대의 경향을 보임을 알 수 있다. 그림 9는 표 4에서 굵은 글씨체로 표현한 조건 ($k=\pm 0.15, \pm 0.07$)에서 주파수 변동특성을 시간 평면에서 보인 것이다. RPV 방식과 AFD 방식은 시간평면에서 거의 동일한 주파수 변동에 대한 정상 상태 및 과도특성을 보임을 알 수 있다. 그리고 해석결과는 단독운전 발생 순간의 순간적인 주파수 변화를 제외하면 두 방식의 주파수 변동 특성을 양과 시간축면에서 시뮬레이션 결과를 잘 표현함을 확인 할 수 있다. 이러한 결과를 통하여 AFD방식과 RPV방식의 차이는 무효전력 균형 상태(공진 조건)가 발생하지 않도록 인위적으로 주입하는 무효전력의 주입방식의 차이로 해석 할 수 있다.

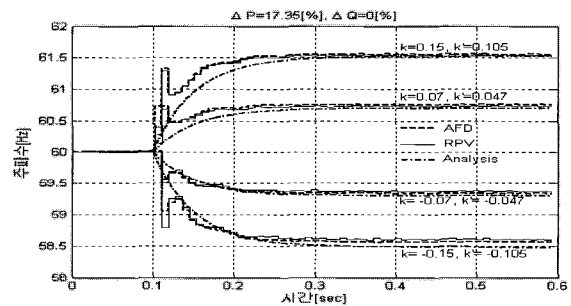


그림 9 시간평면에서 응답특성 비교

Fig. 9 The comparison of results obtained from each technique

표 3 $P_{sol}=3[kW], \Delta P=-29.13[\%], q=2.5$ 인 공진 조건에서 단독운전시 계통 주파수

Table 3 Utility frequency under islanding mode

k	k'	Analysis [Hz]	RPV [Hz]	AFD [Hz]	$4\tau_q$ [s]	FPF
-0.2	-0.147	56.776	57.031	57.097	0.298	0.980
-0.15	-0.106	57.623	57.769	57.834	0.293	0.988
-0.1	-0.068	58.435	58.518	58.579	0.290	0.995
-0.07	-0.047	58.910	58.971	59.019	0.288	0.998
-0.01	-0.007	59.845	59.886	59.849	0.287	0.999
0.01	0.007	60.155	60.195	60.253	0.287	0.999
0.07	0.047	61.090	61.129	61.175	0.288	0.998
0.1	0.068	61.565	61.602	61.637	0.290	0.995
0.15	0.105	62.376	62.396	62.422	0.293	0.988
0.2	0.144	63.223	63.199	63.214	0.298	0.980

* Analysis : 식(28),(40)을 이용한 결과를 의미

표 4 $P_{sol}=3[kW]$, $\Delta P=17.35[\%]$, $q=2.5$ 인 공진 조건에서 단독운전시 계통 주파수

Table 4 Utility frequency under islanding mode

k	k'	Analysis[Hz]	RPV[Hz]	AFD[Hz]	$4\tau_q$ [s]	FPF
-0.2	-0.147	57.937	58.083	58.129	0.207	0.980
-0.15	-0.106	58.476	58.565	58.608	0.205	0.988
-0.1	-0.068	58.998	59.051	59.091	0.203	0.995
-0.07	-0.047	59.302	59.345	59.376	0.202	0.998
-0.01	-0.007	59.900	59.936	59.957	0.202	0.999
0.01	0.007	60.099	60.134	60.171	0.202	0.999
0.07	0.047	60.697	60.733	60.758	0.202	0.998
0.1	0.068	61.001	61.034	61.056	0.203	0.995
0.15	0.105	61.521	61.538	61.553	0.205	0.988
0.2	0.144	62.063	62.047	62.055	0.207	0.980

4.5 PLL의 PI 제어기 게인에 따른 특성

그림 8에서 $k=0$ 인 공진조건에서 이론적으로 주파수 변화량은 영이나, 실제 단독운전시 약간의 주파수 변화량이 발생함을 볼 수 있었고, $k \neq 0$ 인 경우에 이러한 결과들이 중첩되어 나타남을 볼 수 있었다. $k=0$, 공진 조건에서 단독운전시 발생하는 주파수 변화량은 시뮬레이션을 통하여 PLL의 PI 제어기의 이득에 좌우됨을 알 수 있었다. 그림 10은 PI 제어기이득 선정시 계동비 ζ 는 0.707로 동일하고, ω_n 을 $2\pi 8[\text{rad/sec}]$, $2\pi 6[\text{rad/sec}]$, $2\pi 10[\text{rad/sec}]$ 로 선정하였을 경우에 $k=0$ 인 공진조건에서 주파수 변화량으로 조금씩 차이가 남을 알 수 있다. 그러므로 표 3, 4에서의 데이터는 PLL 이득의 크기에 따라 다소 차이를 보일 것으로 생각된다.

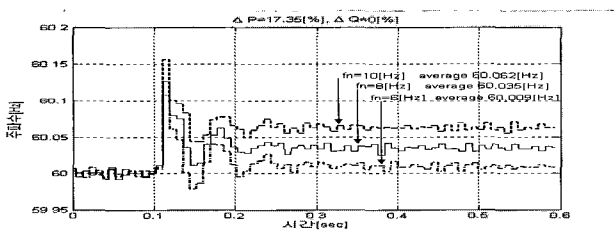


그림 10 PLL의 이득에 따른 주파수 변동 특성 ($P_{sol}=3[kW]$, $k=0$, $\Delta P=17.35[\%]$, $\Delta Q=0[\%]$)
 Fig. 10 Frequency variation characteristics according to the gain of PLL.

5. 결 론

본 연구는 단독운전모드에서 능동적 단독운전 검출 기법 가운데 무효전력 변동 방식(RPV) 및 Active

Frequency Drift(AFD)을 적용한 계통 연계형 태양광 발전 시스템의 연계점에서의 계통전압의 변동특성의 해석법 및 해석된 결과를 이용하여 정량적 설계법을 제시하였다. 제안된 방식의 타당성을 검증 하기위해 EMTP를 이용한 시스템 시뮬레이션을 통하여 검증하였으며 결과를 정리하면 다음과 같다.

- 수동적 방식 및 RPV방식을 적용한 시스템의 단독운전시 계통 주파수의 변동특성을 정량적으로 해석하였다. 정량적 해석결과와 시뮬레이션 결과는 약간의 차이를 보이나 본 연구에서 제안된 해석법은 단독운전 모드에서 계통 주파수 변화에 대한 경향성을 잘 표현 함을 알 수 있었다.

- 그리고 RPV 방식의 해석결과를 기초로 AFD 방식을 해석한 결과 두 방식은 등가적으로 이해 할 수 있었다. AFD 방식의 경우 데드타임 구간이 커질 수록 주파수 변동치가 커져서 단독운전 검출에 유리한 지침을 제공하나 전류 고조파가 증가하는 특성을 가진다 [11]. 그러므로 고조파 발생과 관련한 전원의 질 측면에서 RPV 방식이 AFD 방식에 비해 효과적인 무효전력 주입 방식으로 볼 수 있다.

본 연구는 산업자원부 지원에 의하여 기초전력연구원 주관으로 시행되었음

참 고 문 헌

- [1] H. Kobayashi, K. Takigawa, E. Hashimoto, A. Kitamura, H. atsuda, "Problems and countermeasures on safety of utility grid with a number of small-scale PV systems," IEEE PVSC, pp. 850-855, 1990.
- [2] A. Kitamura, M. Okamoto, K. Hotta, K. Takigawa, H. Kobayashi, Y. Ariga, "Islanding Prevention Measures: Demonstration Testing at Rokko Test Center for Advanced Energy Systems," IEEE PVSC, pp. 1063-1067, 1993.
- [3] Fadia M.A. Ghali, "A Combined Technique for Elimination of Islanding Phenomenon," IEEE PVSC, pp. 1473-1476, 1996.
- [4] H. Kobayashi, K. Takigawa, "Islanding Prevention Method for Grid Connection of Multiple PV System," WCPEC, pp. 2513-2518, 1998.
- [5] 황인호, "분산 전원시스템의 계통연계를 위한 새로운 단독운전 방지기법," 전력전자 학회 논문지, Vol. 9, No. 6, 2004.
- [6] O. Tsukamoto, K. Yamagishi, "Detection of Islanding of Multiple Dispersed Photovoltaic Power System,"

Solar Energy, Vol. 58, No. 1-3, pp. 9-15, 1996.

[7] Zhihong Ye, Amol Kolwalkar, Yu Zhang, Pengwei Du, Reigh Walling, "Evaluation of Anti-Islanding Schemes Based on Nondetection Zone Concept," IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 19, No. 5, Sep. 2004.

[8] Michael E. Ropp, Miroslav Begovic, Ajeet Rohatgi, Gregory A Kern, R.H. Bonn, "Determining the Relative Effectiveness of Islanding Detection Methods Using Phase Criteria and Nondetection Zones," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 15, No. 3, Sep. 2000.

[9] M.E. Ropp, Miroslav Begovic, A. Rohatgi, "Analysis and Performance Assessment of the Active Frequency Drift Method of Islanding Prevention," IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, Sep. 1999.

[10] G.A. Smith, P.A. Onions, D.G. Infield, "Prediction of Islanding Operation of Grid Connected PV Inverters," IEE Proc.-Electr. Power Appl., Vol. 147, No.1, Jan. 2000.

[11] 고문주, 최익, 최주엽, 이기옥, 유권중, "계통연계형 태양광 발전 인버터에 적용된 AFD 방식의 단독운전 불검출영역에 대한 시뮬레이션", 2005 전력전자 추계 학술대회 논문집, pp. 166-168, 2005.

[12] Dan H. Wolaver, Phas-Locked Loop Circuit Design, Prentice Hall, pp. 9-44, 1991.

[13] L.N. Arruda et al., "Wide Bandwidth Single and Three Phase PLL Structures for Grid-Tied PV systems" IEEE PVSC, pp. 1660-1663, 2000.

[14] 조준석, "비집중식 제어기반 분산형 인버터 시스템의 해석 및 설계" 2004년 건국대학교 공학박사 청구 논문, pp. 104-107, 2004.

[15] 김용균, 최중우, 김홍근, "디지털 PLL 제어의 특성 분석," 2003 전력전자 학술회의 논문지, pp. 548-553, 2003.

[16] Karl Johan Astrom, "Automatic Tuning of PID controller," INSTRUMENT SOCIETY OF AMERICA, pp. 81-83, 1988.

[17] Hong-Sung Kim, Gyu-Ha Choe, Hyung-Soo Mok, Dong-Seok Hyun, S.Y. Choe, "Design of current controller for 3-Phase PWM Converter with Unbalanced Input Voltage" PESC, pp. 503-509, 1998.

[18] IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic Systems, IEEE Std 929-2000, Approved 30 Jan., 2000.

[19] Achim Woyte, Ronnie Belmans, Johan Nijs, "Testing the Islanding Protection Function of Photovoltaic Inverters" IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 18, No. 1, Mar., 2003.

[20] http://kr.ks.yahoo.com/service/ques_reply/ques_view.html?dnum=AAK&qnum=1215144

[21] 한국전력공사 배전처, 분산형 전원 배전계통 연계 기술

기준, 2005.

저 자 소 개



김홍성(金洪聖)

1967년 2월 27일생. 1992년 건국대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1998년~1999년 일본 전력 중앙연구소 Post-Doc. 2000년 5월~2002년 1월 LS산전. 2004년 3월~2007년 2월 건국대 전기공학과 강의교수.



김한구(金漢球)

1978년 2월 14일생. 2004년 호서대 전기공학과 졸업. 2006년 건국대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년~현재 브이씨텍 기술연구소 연구원.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 Post-Doc. 1997년~1998년 건국대 연구처장. 2002년~2004년 건국대 교무처장. 현재 건국대 전기공학과 교수. 에너지전자기술연구소 소장. 당 학회 회장.



김재철(金載哲)

1955년 7월 12일생. 1979년 숭실대 전기공학과 졸업. 1983년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현재 숭실대 전기공학부 교수.



최영호(崔榮鎬)

1968년 9월 6일생. 1991년 연세대 공대 전자공학과 졸업. 2001년 University of Southern California 졸업(공학박). 미국 보스턴 소재 Intel 선임 연구원. 현재 건국대 전기공학과 조교수.