

독립제어구조를 갖는 N+1 모듈형 UPS 시스템의 병렬운전

趙垞奭*, 韓宰元, 崔圭夏

Wireless Parallel Operation Control of N+1 Redundant UPS System

Jun-Seok Cho, Jae-Won Han, and Gyu-Ha Choe

요 약

본 논문에서는 N+1 모듈형 UPS 시스템의 병렬운전을 위해 기존에 사용된 부하분담용 신호선을 제거하고 독립적인 운전을 수행하는 새로운 형태의 wireless 병렬제어 알고리즘을 제안하고자 한다. 제안된 제어시스템은 기존 방식이 갖는 센싱 노이즈나 상호간섭에 의한 문제를 제거할 수 있다. 또한 wireless방식의 단점을 보완하기 위해 인버터간 불평형요소 제거 알고리즘을 적용하여 무효전력편차의 발생을 최소화하는 구조를 가지며, 시스템의 불안정한 과도특성을 완충하는 가상의 임피던스를 삽입하여 과도순환전류를 저감하는 방식이 적용되었다. 제안된 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 시뮬레이션 결과를 제시하였다.

ABSTRACT

In this paper, a novel wireless parallel operation algorithm of N+1 redundant UPS system with no control interconnections for load-sharing is presented. The proposed control system eliminates the sensing noise and interconnection interference of conventional parallel operation system. To reduce a reactive power deviation in wireless control method, this technique automatically compensates for inverter parameter variation and line impedance imbalances with wireless auto-tuning method. In addition, to increase reliability on transient characteristics of parallel operation, a virtual injected impedance is adopted to eliminate a circulation current among inverter modules. Simulation results are provided in this paper to prove the proposed novel wireless algorithm.

Key Words : N+1 redundant UPS, Wireless parallel operation algorithm, Wireless auto-tuning method
Virtual injected impedance

1. 서 론

최근 전원의 신뢰성과 더불어 전원이상에 대비한 무

정전원장치(UPS)의 필요성이 더욱 증가하고 있는 추세이며, 특히 정보화 시스템과 같은 중요한 부하에 대한 신뢰성을 확보하기 위한 리던던시(Redundancy) 개념의 병렬운전방식이 도입되고 있다. 그러나 병렬운전 시스템은 모듈사이에 임피던스가 서로 다르고 동기가 일치하더라도 라인 임피던스 및 특성차이로 순환전류가 항상 발생하는 문제점을 가진다. 그러므로 병렬형 UPS 시스템은 인버터 사이에 발생하는 순환전류의 제거가 핵심기술이며 이를 구현하기 위해 별도의 부하

*(주)엔시스 기술연구소 연구원
E-mail : jscho@ensys.co.kr
접수일자 : 2002. 7.25
1차심사 요청일 : 2002. 7.30
심사완료일 : 2002. 9.11

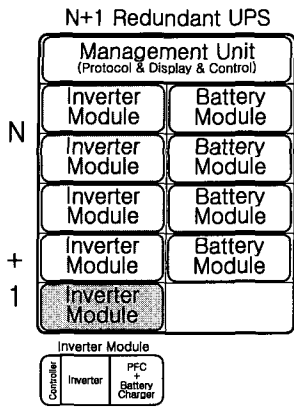


그림 1 N+1 Redundant UPS의 구성
Fig. 1 Configuration of N+1 redundant UPS

분담 알고리즘이 필요하다. 지금까지 연구된 병렬운전 제어 알고리즘은 대표적으로 인버터 사이에 발생하는 전력편차를 주고받는 집중식 병렬제어방식^[1,2]과 전압 제어를 하는 마스터와 전류제어를 수행하는 슬레이브 인버터를 결합한 마스터-슬레이브방식^[3,4] 그리고 주파수 및 출력전압 수하특성(Droop)을 이용한 wireless 병렬제어방식으로 나뉠 수 있다^[5,6,7,8]. 특히 그림 1과 같이 전산장비에 적용되는 랙-마운트 구조의 N+1 모듈형 UPS 시스템은 개별적인 독립성과 원활한 확장성 그리고 정비의 간편성을 위한 핫-스왑(Hot-Swap)구조를 지원해야 한다. N+1 리던던시 UPS의 개념은 정격 용량을 인버터모듈 N개로 분담하여 보상하고 모듈의 폴트나 정비를 위해 여분의 모듈 1개를 추가하여 고신뢰성 전원장비를 구축하는 방식이다. 또한 인버터모듈의 제어기를 독립형태로 구성하면 용량과 신뢰성의 무한확장이 가능한 N+X 구조를 구현할 수 있다. 그러므로 이러한 시스템에 적용되는 병렬제어 방식은 부하 분담을 위한 신호연결선을 제거한 완전독립형 제어구조가 유리하다.

본 논문에서는 모듈형 인버터의 병렬운전제어를 위해 기존에 사용된 부하분담용 신호선을 제거하고 독립적인 운전을 수행하는 새로운 형태의 제어 알고리즘을 제안하고자 한다. 본 논문에서 적용하고자 하는 제어기는 기존 방식이 갖는 센싱 노이즈나 상호간섭에 의한 문제점을 제거할 수 있으며 신호라인이 없으므로 장소와 환경에 무관하게 설치가 가능하다. 또한 기존의 wireless 방식의 단점을 보완하기 위해 인버터간 불평형요소 제거 알고리즘을 적용하여 무효전력편차의 발생을 최소화하는 구조를 가지며, 시스템의 불안정한 과도특성을 완충하는 가상의 임피던스를 삽입하여 과

도 순환전류를 저감하였다. 그리고 가상 임피던스 삽입에 따른 출력전압강하를 보상하기 위해 임피던스 전압강하 보상을 적용하여 정상상태 전압을 안정화시킨다. 또한 주파수 수하제어의 단점인 바이패스와 위상 비동기를 제거하기 위해 위상수하(Phase Droop) PLL 알고리즘을 적용하여 유효전력편차를 보상하고 정전 및 복전시 위상보정이 가능한 구조를 제안하였다. 본 연구에서 제안한 병렬제어 알고리즘을 검증하기 위해 시뮬레이션을 수행하였으며 제어특성을 확인하였다.

2. Wireless 병렬운전 알고리즘의 원리

UPS의 병렬운전에서 인버터의 기본파 전압을 \vec{V}_1 , \vec{V}_2 로 설정하고 선로 임피던스와 인버터 출력임피던스를 Z_{o1} , Z_{o2} 로 가정하면 병렬 UPS의 등가회로 방정식은 식 (1)~(3)과 같이 간략화 하여 전개할 수 있다.

$$\vec{V}_1 = V_1 \angle 0 = V_1 \tag{1}$$

$$\vec{V}_2 = V_2 \angle \delta = (V_1 + \Delta V) e^{j\delta} \tag{2}$$

$$\vec{Z}_{o1} + \vec{Z}_{o2} = \vec{Z}_{eq} = (R + jX) e^{j\theta} \tag{3}$$

순환전류에 의한 피상전력을 구하면 식 (4)와 같이 복소벡터로 전개된다. 여기서 인버터 출력필터는 주로 인덕턴스 성분으로 구성되므로 식 (3)의 등가 임피던스에서 저항성분을 무시하고 리액턴스($Z_{eq} = jX$)만을 고려하고 δ 를 인버터 출력전압의 위상차로 가정하면 피상전력은 다음과 같이 표현된다.

$$\vec{S} = \frac{V_1 V_2}{X} \sin \delta + j \left(\frac{V_1^2}{X} - \frac{V_1 V_2}{X} \cos \delta \right) \tag{4}$$

병렬 인버터의 라인 임피던스는 출력필터에 의한 영향으로 거의 순수한 인덕턴스 성분을 가지므로 위상이 일정하고 출력크기의 변동이 있을 경우 무효전력 순환 성분(ΔQ)이 발생하며, 이러한 순환무효전력은 인버터 출력전압의 이득제어로 보상이 가능하다. 반면에 출력전압의 크기가 일정하고 모듈간에 위상편차 δ 가 존재하면 유효전력 순환성분(ΔP)이 발생하며 이는 인버터 위상제어를 통해 보상될 수 있다. 이러한 전력편차를 교환하는 고전적인 병렬제어 방식과는 다른 개념으로 wireless 제어 알고리즘에서는 $Q-V$ 와 $P-\omega$ 수하방식을 사용하여 순환전류를 제거한다. 이론적으로 수하제

어는 유효전력에 비례하여 일정한 기울기로 주파수가 저감되며 무효전력에 비례하여 출력전압이 강아되는 수하특성을 나타낸다. 식 (5), (6)은 주파수와 출력전압의 관계식에 따른 수하곡선을 나타낸다.

$$\omega = \omega_o - k_p P \tag{5}$$

$$V = V_o - k_q Q \tag{6}$$

여기서 ω_o : 무부하시 주파수 V_o : 무부하시 출력전압
 k_p : 주파수 수하계수 k_q : 전압 수하계수

그림 2는 주파수-유효전력의 수하곡선을 나타내고 있으며 유효전력에 비례하여 수하계수 k_p 의 기울기로 운전주파수가 감소하는 특징을 보여준다. 특히 인버터의 병렬운전시 주파수 동기는 상용전원을 기준으로 PLL을 수행하므로 무부하 주파수는 거의 일치한다. 그림 2와 같이 두 대의 인버터가 병렬운전 모드로 운전될 경우 수하특성에 의해 운전주파수는 ω_m 으로 수렴되며 각각의 인버터는 동일한 유효전력 P_m 으로 전력분담을 수행한다. 그러므로 주파수 수하제어방식은 병렬운전시스템 사이에 특별한 신호선의 상호연결없이 PLL동기만으로 유효전력의 분담을 수행할 수 있다.

그림 3은 무효전력에 비례하여 k_q 의 기울기로 인버터의 출력전압이 감소하는 전압-무효전력의 수하곡선을 나타내고 있다. 주파수 수하제어에서는 PLL을 사용함으로써 상용전원의 위상과 주파수를 정확하게 검출하여 각각의 인버터가 동일한 기준동기를 공유할 수 있으나 전압 수하제어기는 PLL과 같은 계환요소가 없으므로 무부하시 전압편차를 나타내고 있다. 이는 인버터 상호간에 정보를 주고받지 않으면 선로임피던스에 의한 전압강하나 제어변수의 검출오차 및 인버터 이득편차에 의한 무효전력의 불평형 현상은 보상될 수

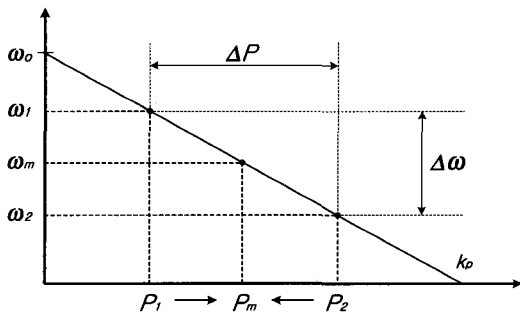


그림 2 주파수-유효전력 수하특성
 Fig. 2 Frequency-active power droop scheme

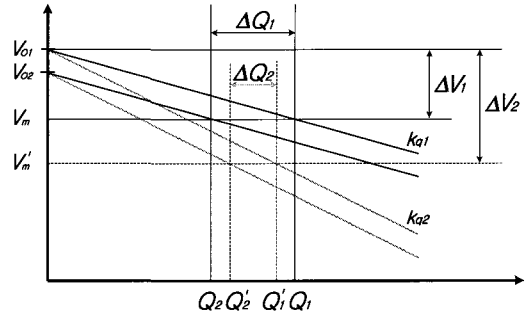


그림 3 전압-무효전력 수하특성
 Fig. 3 Voltage-reactive power droop scheme

없음을 의미한다. 식 (7), (8)은 전압편차에 따른 무효전력의 편차와 전압안정도를 나타내고 있다.

$$\Delta Q = \frac{V_{o1} - V_{o2}}{k_q} = \frac{\Delta V_o}{k_q} \tag{7}$$

$$\% \epsilon = \left| \frac{k_q Q_{\max}}{V_L} \right| \times 100\% \tag{8}$$

그림 3과 같이 기존의 wireless 제어방식에서는 수하계수 k_q 가 증가할수록 무효전력편차 ΔQ 는 감소하지만 전압편차 ΔV 가 증가하므로 부하용량에 비례하여 전압안정도와 더불어 시스템 과도안정도 역시 증가시켜 병렬운전시스템을 불안정하게 만든다. 그러므로 기존방식의 단점을 보완하기 위해서는 무효전력제어를 위한 별도의 보상 알고리즘이 요구된다.

3. 제안한 Wireless 제어 알고리즘

3.1 병렬 인버터의 불평형요소 제거 알고리즘

본 논문에서는 무효전력편차의 보상과 동시에 우수한 전압안정도를 구현하기 위해 기존의 $Q-V$ 수하특성 제어기의 계수 k_q 를 최소화하고자 한다. 모든 인버터 모듈에서 발생하는 불평형요소를 제거하려면 오차보정 이전의 출력전압 기준값 V_{m-1}^* 을 보정된 새로운 기준값 V_m^* 으로 갱신해야한다. 기본원리는 그림 4와 같이 $Q-V$ 와 $P-\omega$ 수하제어 방식을 사용하고 있으나 무부하상태에서 모든 모듈이 병렬운전을 하므로 궁극적으로 순환유효전력 기준값 P^* 와 순환무효전력 기준값 Q^* 은 0으로 설정된다. 이러한 사실은 병렬인버터가 wireless 방식으로 운전되더라도 무부하 상태이면 무효전력과 유효전력의 기준값이 존재하는 것과 같은 효

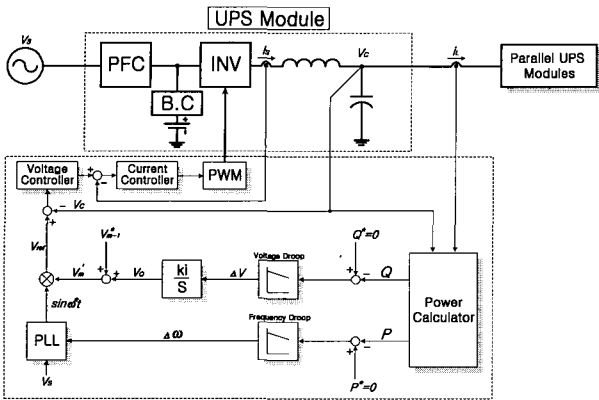


그림 4 Wireless 오토튜닝 알고리즘 블록도
Fig. 4 Control block diagram of wireless auto-tuning algorithm

과를 나타내므로 특히 무효전력 Q 를 0으로 수렴시키면 부가적으로 새로운 전압 기준값을 얻을 수 있다. 식 (9)와 같이 V_{m-1}^* 을 기준값으로 설정하고 P 와 Q 를 0으로 수렴시키면 새로운 선간전압 기준값 V_m^* 를 추정할 수 있다. 이는 병렬 인버터간에 전압불평형이 발생하지 않으면 Q 는 항상 0의 값을 유지하지만 불평형이 발생할 경우 순환성분 Q 가 존재하고 이 값을 적분 보상기를 사용하여 0으로 수렴시키는 원리를 나타내고 있다.

$$V_m' = \left[V_{m-1}^* + \frac{k_i(Q^* - Q)}{s} \right] \quad (9)$$

$$V_{ref} = V_m' \cdot \sin[\omega_o - k_p(P^* - P)]t \quad (10)$$

여기서, $V_{m-1}^* = 220\sqrt{2}$, $Q^* = 0$, $P^* = 0$

Wireless 방식으로 오토튜닝(Auto-Tuning)된 전압 기준값 V_m^* 은 식 (11)과 같이 Q 가 0으로 수렴함에 따라 인버터간 전압편차 ΔV_Q 가 일정한 값으로 수렴됨으로써 쉽게 추정이 가능해진다. 또한 이와 같은 알고리즘을 적용하면 $Q-V$ 수하제어기 계수인 k_q 를 기존의 wireless 방식에 비해 크게 감소시켜 전압안정도와 시스템안정도를 대폭 향상시킬 수 있다.

$$\lim_{Q \rightarrow 0} V_m' = V_{m-1}^* - \Delta V_Q \quad (11)$$

$$V_m^* = V_m' \quad (12)$$

3.2 가상 임피던스 주입법

Wireless 방식은 독립적으로 유효·무효전력을 보상하기 때문에 인버터 모듈이 투입 및 절체되는 조건에서는 신호선을 주고받는 방식에 비하여 불안정한 과도상태를 보인다. 그러므로 과도상태에서는 상대적으로 느린 응답성을 가진 wireless 제어기가 모든 부하분담을 처리하지 않고 별도의 과도부하분담용 보상기가 필요하다. 본 논문에서는 전체적인 제어기구조를 변형하지 않고 인버터 출력단에 임피던스를 삽입하여 과도순환전류를 저감하는 방식을 도입하였다. 그러나 실제로 인버터 출력단에 인덕터와 저항을 사용하여 임피던스를 삽입하면 전압안정도 및 효율이 저감하므로 적용하기가 곤란하므로 본 연구에서는 가상의 임피던스를 대신 주입한다.

그림 5는 가상의 임피던스가 주입된 병렬인버터의 회로관계를 보여주고 있으며 각각의 인버터는 전압제어의 응답성에 따른 출력임피던스 Z_o 와 임의로 삽입한 가상의 임피던스 Z_s 로 구성된다.

식 (13)은 인버터 출력단자의 전력방정식을 나타내고 있으며 실제 센싱전압 V_c 성분에 임피던스 전압강하 성분 V_{zs} 를 첨가하면 제어기로 귀환되는 새로운 출력전압 V_c' 가 생성된다. 즉 임피던스 주입은 단순히 전압귀환신호의 값을 변형함으로써 구현이 가능하다.

병렬운전의 기본원리는 병렬 전압원이 리액터로 결합하여 $P-\omega$ 와 $Q-V$ 의 관계식으로 별도의 제어구조를

$$V_c' = V_c + Z_s \cdot I_o = V_c + V_{zs} \quad (13)$$

$$V_{zs} = L_s \frac{di_o}{dt} + R_s i_o \quad (14)$$

$$Z_s = R_s + jX_s = L_s S + R_s \quad (15)$$

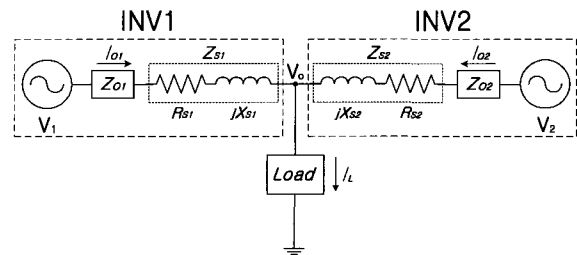


그림 5 가상 임피던스를 고려한 병렬UPS 등가회로
Fig. 5 Equivalent circuit of parallel UPS with virtual injected impedance

형성하는 것이 일반적이다. 그러므로 위의 관계를 유지하기 위해서는 가상 임피던스는 순수한 리액터로 구성되어야 하나 이를 적용할 경우 임피던스에 댐핑이 전혀 없으므로 상태에 따라 제어기와는 무관하게 과도 응답이 시정수가 느려지는 단점이 있다. 그러므로 실제 시스템에는 리액터(L_s)와 더불어 댐핑저항(R_s)을 첨가하여 식 (15)와 같이 임피던스를 설정한다. 그러나 과도응답의 속응성을 위해 댐핑을 너무 많이 삽입하면 앞서 말한 $P-\omega$, $Q-V$ 의 제어 관계가 성립하지 않고 서로 간섭을 일으키게 된다. 그러므로 댐핑저항은 전체 주입 임피던스의 10% 이내로 설정한다. 특히 UPS에 전산장비와 같은 비선형부하가 접속되는 경우 인버터 출력전류는 다량의 고조파를 포함하고 있으며, 고조파의 주파수가 높을수록 리액터의 임피던스가 증가하므로 인버터 출력단에 고조파에 비례하는 전압강하가 발생한다. 그러므로 순수한 리액터를 임피던스로 주입하지 않고 일정한 차단주파수(ω_c)의 고조파영역 이상에서는 일정한 저항성분만을 갖는 임피던스를 설계하여 고조파 전압강하를 저감시켜야 한다. 이를 위해 식 (16)과 같이 순수한 리액터에 차단주파수 ω_c 에서 극점을 첨가하여 이득 기울기를 일정하게 만든다. 그림 6은 극점을 첨가한 변형된 임피던스의 주파수 응답을 보여주고 있으며 상용주파수 영역에서는 20dB로 임피던스가 증가하나 차단주파수 200Hz 이상의 영역에서는 기울기가 감소하고 있음을 볼 수 있다.

$$Z'_s = L_s S \frac{\omega_c}{S + \omega_c} + R_s = \frac{(\omega_c L_s + R_s)S + \omega_c R_s}{S + \omega_c} \quad (16)$$

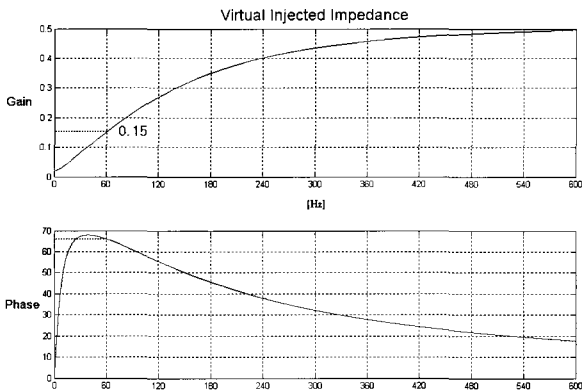


그림 6 가상 임피던스의 주파수 특성
Fig. 6 Frequency characteristics of virtual injected impedance

3.3 가상 임피던스 전압강하 보상기

과도상태에서 효과적인 부하분담을 위해서는 임피던스를 정격부하의 1~2%정도 삽입해야만 한다. 그러나 일반적으로 UPS 시스템의 전압안정도는 2%내에서 제한되기 때문에 $Q-V$ 제어기에서 발생하는 전압강하성분까지 고려하면 위와 같은 수치는 전압안정도를 훨씬 초과하게 된다. 그러므로 본 논문에서는 과도상태가 발생하는 순간에는 가상 임피던스가 과도순환전류를 차단하고 정상상태가 되면 임피던스 효과를 제거하는 알고리즘을 도입하여 우수한 정상상태 전압안정도를 유지하도록 하였다. 이러한 동작을 위해서는 과도상태에서만 임피던스가 유효하고 정상상태에서는 임피던스를 제거하는 적응 알고리즘을 도입해야한다.

본 논문에서는 이를 쉽게 구현하기 위해 그림 7과 같이 임피던스에 의해 강하된 V_c 전압과 $Q-V$ 제어기의 출력전압 기준값을 비교하여 저역통과 필터와 적분 보상기를 통해 전압강화성분을 보상하는 구조를 적용하였다. 여기서 임피던스 주입방식과 전압강하 보상기는 서로 상반된 개념이므로 상호간섭을 일으킬 수 있으나 저역통과 필터와 적분이득을 조정하여 전압강하 보상기의 대역폭을 가상 임피던스에 비하여 낮게 설정하면 상호교란성분을 거의 제거할 수 있다. 이와 같은 방법으로 실제 시스템은 과도상태에서만 임피던스가 주입되는 효과를 얻을 수 있다.

식 (17)은 선로 임피던스의 불평형을 고려하여 일반적인 $Q-V$ 수하제어기를 구현한 것이며 이 값은 출력 전압제어기의 기준값으로 사용된다.

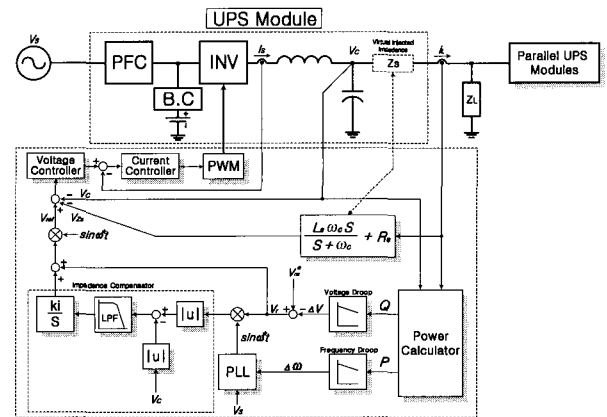


그림 7 새로운 wireless 병렬제어 알고리즘 블록도
Fig. 7 Control block diagram of novel wireless parallel algorithm

식 (18)은 전압강하 보상이 포함된 새로운 출력전압기준을 나타내고 있으며 실제로 인버터가 추종하는 전압값을 나타낸다. 또한 그림 7과 같이 출력전압 기준값 V_{ref} 과 출력전압 V_c 그리고 임피던스 강하전압 V_{zs} 를 사용하여 식 (19)의 전압제어기를 구성할 수 있다.

$$V_r = V_m^* - k_q Q \tag{17}$$

$$V_{ref} = \left[\frac{k_i}{S} LPF(|V_r \sin \omega^* t| - |V_c|) + V_r \right] \sin \omega^* t \tag{18}$$

$$I_o^* = \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{S} \right) (V_{ref} - V_c - V_{zs}) \tag{19}$$

3.4 새로운 Wireless PLL 설계

기존의 wireless 제어 알고리즘에서 사용되는 주파수 수하방식은 유효전력에 비례하여 주파수가 감소하므로 부하운전 상태에서는 항상 바이패스 주파수에 비해 낮은 주파수로 운전되어 실제 UPS 시스템에 적용하기가 불가능하다. 그러므로 본 연구에서는 바이패스 위상을 오차범위 내에서 추정하는 새로운 구조의 wireless PLL 알고리즘을 적용하고자 한다.

그림 8은 제안하는 wireless PLL의 구성을 나타내고 있으며 루프필터와 적분기로 이루어진 VCO를 나타내고 있다. 식 (20), (21)은 본 논문에서 사용된 PLL의 전달함수를 보여주고 있으며 바이패스 전압과 PLL 코사인출력의 상호상관함수를 계산하고 저역통과 필터를 통해 위상오차를 추출하는 과정을 보여준다.

기존의 주파수 수하제어에서는 유효전력의 보상성분을 그림 8의 K_2 루프를 통하여 주파수에 직접 보상하고 코사인 값의 궤환이 K_2 루프이전에서 이루어지므로 PLL출력 $\sin \theta^*$ 는 바이패스 신호의 주파수보다 낮은

값을 출력하여 위상 비동기를 유발한다. 그러므로 이러한 PLL을 사용하는 UPS는 인버터 운전 중에 바이패스로 절대 절체할 수 없는 시스템 구조가 된다.

$$E(\theta) = V_m \sin(\theta - \phi) \cos \theta = V_m \cos \phi \sin \theta \cos \theta + \frac{V_m \sin \phi}{2} (1 + \cos 2\theta) \tag{20}$$

$$\Delta\theta = LPF[E(\theta)] = \frac{V_m \sin \phi}{2} \tag{21}$$

본 논문에서 제안하는 PLL은 바이패스 전원이 위상 신호를 공급하는 상전모드와 위상신호가 없는 정전모드로 구분되는 이중 PLL 구조를 가진다. 먼저 상전모드에서 PLL은 식 (22)와 같이 주파수 수하제어가 아닌 위상 수하제어를 수행하여 위상전이로 전력각을 제어한다. 또한 제안한 PLL은 주파수가 항상 일정하고 미세한 위상편차만을 가지므로 바이패스 절체시간을 고려하여 위상편차의 제한값을 설정하면 바이패스 절체가 가능해진다. 물론 유효전력의 불평형요소 또한 wireless 방식으로 보상이 가능한 구조이다. 식 (23)은 정전모드를 나타내고 있으며 기본 구조는 주파수 수하방식과 동일하다. 정전모드에서는 기준위상이 없으므로 각각의 UPS 모듈이 미리 설정된 자주 주파수로 운전되며 모듈간의 주파수 편차는 적분기에 의해 자동적으로 보상되는 구조를 가진다. 그러므로 상전 및 정전모드에 따라 K_1 과 K_2 의 이득을 조정함으로써 모드 전환을 구현할 수 있다. 이와 같은 새로운 구조의 wireless PLL을 적용하면 상전과 전전상태 모두 사용 가능하며 인버터 사이에 위상신호를 주고받지 않아도 자동적으로 위상을 동기시킬 수 있다.

$$\sin \theta^* = \sin \left[\frac{1}{S} \left(k_{pv} + \frac{k_{iv}}{S} \right) \Delta\theta + K_1 P \right] = \sin(\omega_o t + \phi_p) \tag{22}$$

$$\sin \theta^* = \sin \left[\frac{\omega_{osc} + K_2 P}{S} \right] = \sin(\omega_o + \omega_p) t \tag{23}$$

4. 시뮬레이션 및 결과

본 논문에서 제안하는 wireless 병렬제어 알고리즘을 검증하기 위해 표 1과 같이 시스템 파라미터를 설정하여 시뮬레이션을 수행하였다. UPS 시스템을 모듈별 5[kVA]의 용량을 기준으로 역률 0.7의 RL부하와

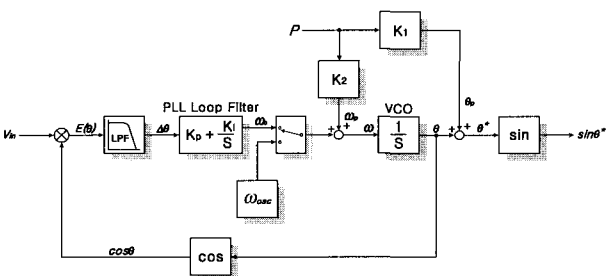


그림 8 wireless PLL의 블록도
Fig. 8 Block diagram of a novel wireless PLL

다이오드 정류기부하를 인가하였다. 가상 임피던스는 정격용량에서 전압강하 1.5%를 기준으로 댐핑율을 10%로 설정하였다. 필터 인덕터값의 편차를 5%로 설정하였고 인버터 불평형 이득보상을 위해 인버터 이득을 각각 0.32%와 0.16%의 오차를 고려하였다. 또한 정격유효전력에서 전압안정도 2%를 기준으로 $Q-V$ 계수 k_q 와 정격유효전력에서 0.5° 의 위상지연을 고려하여 $P-\omega$ 계수 k_p 를 설정하였고 UPS1 출력단에 라인 임피던스의 편차를 주입하여 무효전력 편차를 발생시켰다.

그림 9는 wireless 병렬운전 알고리즘을 검증하기 위해 Matlab Simulink를 사용한 시뮬레이션 회로도를 보여주고 있다.

그림 10과 11는 시뮬레이션 조건에서 설정한 인버터 이득의 불평형을 보상하기 위해 오토튜닝 알고리즘을 적용하여 파라미터를 변경하는 과정을 나타내고 있다. 두 대의 인버터가 무부하 상태로 접속되므로 그림 4와 같이 오토튜닝 운전을 수행하면 전력편차와 순환전류가 0으로 수렴하는 것을 볼 수 있으며 그 결과로 그림 11과 같이 인버터 이득이 보상된 새로운 전압기준값을 추출할 수 있으며 그림 12~17은 새로 갱신된 전압기준값을 가지고 병렬운전을 수행한 결과를 나타낸다.

그림 12, 13은 역률 0.7의 지상부하를 적용하고, UPS2를 투입하여 단독운전에서 병렬운전모드로 전환되는 과도상태를 보여준다. 특히 그림 13은 제어기에 적용되는 유효 및 무효전력 추정기의 출력이며 제안한 wireless 제어가 전력분담을 원활하게 수행하고 있음을 나타낸다.

표 1 시뮬레이션 파라미터

Table 1 Simulation parameters

항 목	설정값
모듈별 정격용량	5[kVA]
출력전압	220[V]
부하역률 (PF)	0.7
가상 임피던스 인덕터 (L_s)	400[μ H]
가상 임피던스 저항 (R_s)	0.02[Ω]
기본주파수의 가상 임피던스 값 (Z_s)	0.15
가상 임피던스의 차단주파수 (ω_{cz})	$2\pi \cdot 200$ [rad/s]
인버터 입력 직류전압	400[V]
UPS1/UPS2의 필터 인덕터 (L_A/L_B)	0.6 / 0.63[mH]
필터 커패시터 (C_f)	50[μ F]
전압 Droop 계수	4/3[V/kVAR]
주파수 Droop 계수	1/20[rad/s/kW]
위상 Droop 계수	1/400[rad/kW]
UPS1의 라인 임피던스	0.03 + j 0.004
UPS1의 인버터 이득	311/312
UPS2의 인버터 이득	311/310.5

그림 14와 15는 선형부하와 비선형부하의 정격운전을 수행하는 경우의 정상상태 인버터 출력전압 및 전류를 나타낸다. 필터 인덕터와 인버터 이득의 오차를 보상했기 때문에 wireless 방식으로 우수한 부하분담 성능을 얻을 수 있었다.

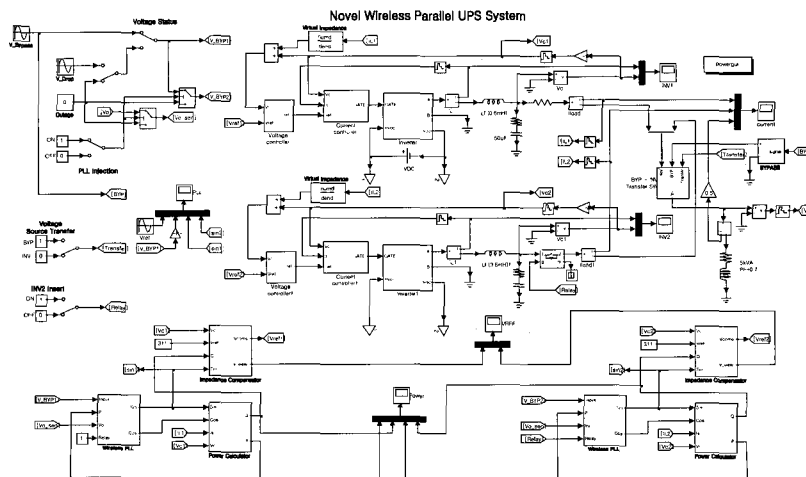


그림 9 Wireless 병렬운전 시뮬레이션 회로도
Fig. 9 Simulation schematic of wireless parallel operation

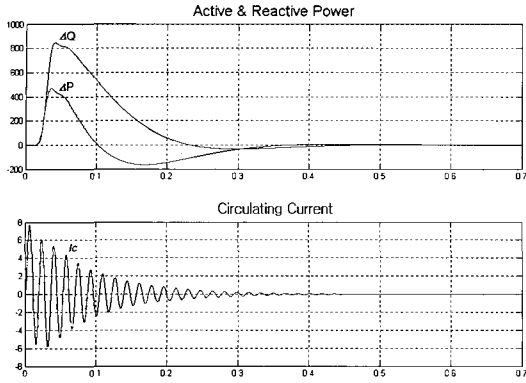


그림 10 오토튜닝 동작시 전력편차와 순환전류
 Fig. 10 Power deviation and circulating current for auto-tuning operation

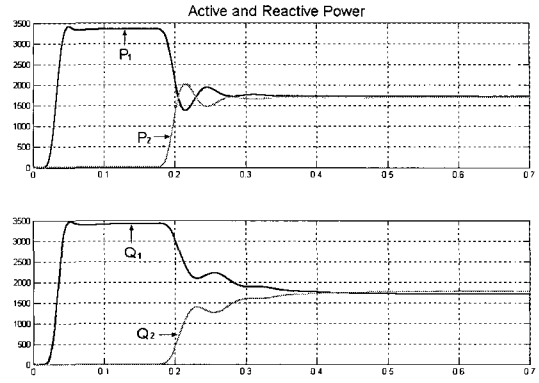


그림 13 과도상태의 유효 및 무효전력 (선형부하)
 Fig. 13 Active & reactive power waveforms under transient state (Linear Load)

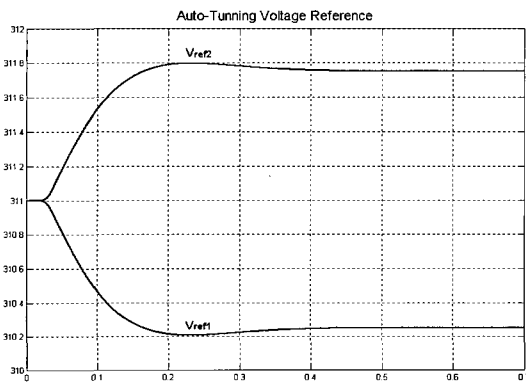


그림 11 오토튜닝 동작시 전압기준값 보상응답
 Fig. 11 Compensated responses of voltage reference for auto-tuning operation

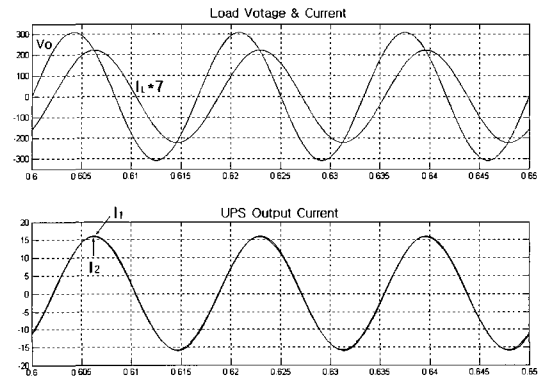


그림 14 정상상태의 인버터 전압 및 전류 (선형부하)
 Fig. 14 Inverter voltage & current waveforms under steady state (Linear Load)

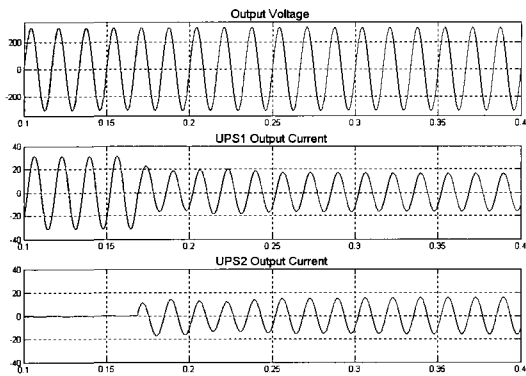


그림 12 과도상태의 인버터 전압 및 전류 (선형부하)
 Fig. 12 Inverter voltage & current waveforms under transient state (Linear Load)

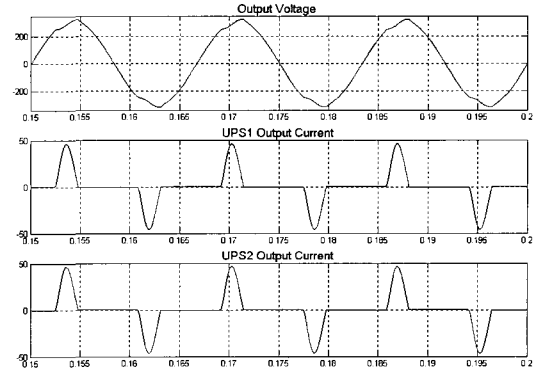


그림 15 정상상태의 인버터 전압 및 전류 (비선형부하)
 Fig. 15 Inverter voltage & current waveforms under steady state (Nonlinear Load)

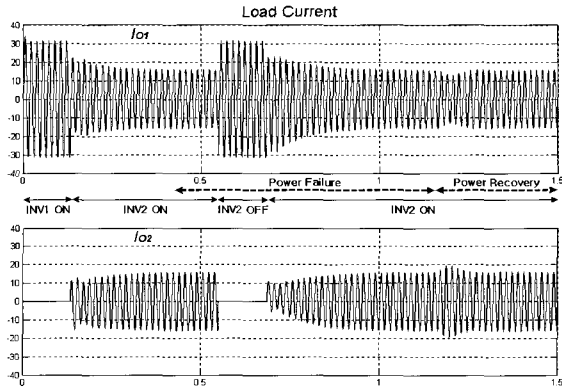


그림 16 정복전시 인버터 출력전류
 Fig. 16 Inverter current waveforms under power failure and power recovery

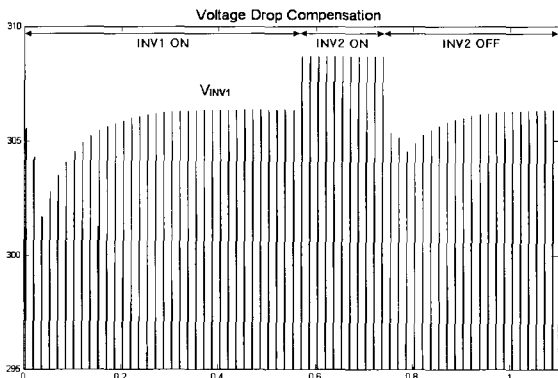


그림 17 가상 임피던스의 전압강하 보상응답
 Fig. 17 Compensated response of voltage drop for virtual injected impedance

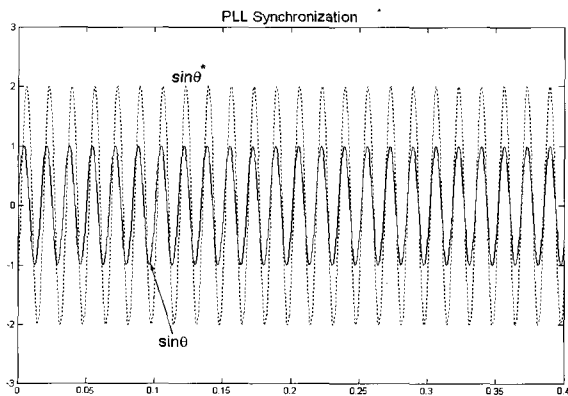


그림 18 PLL 위상동기화 운전
 Fig. 18 PLL synchronization operation

여기서 임의로 삽입한 라인 임피던스의 영향으로 그림 13과 같이 미세한 무효전력편차가 존재하고 이 결과로 2%이내의 전류편차가 발생한다. 또한 그림 15와 같은 비선형부하 상태의 출력전압은 5%이내의 THD를 갖는다.

그림 16은 임의로 설정한 과도상태 시퀀스에서 병렬 인버터의 출력전류를 나타내고 있으며 부하분담 신호 없이 정전과 복전상태에서 인버터의 투입과 절체가 원활하게 수행됨을 확인할 수 있다. 또한 과도상태에서 가상 임피던스가 순환전류를 효과적으로 차단하는 효과를 볼 수 있다. 그러나 정전에서 복전상태로 전이될 때 PLL 모드가 전환되면서 약간의 위상불평형이 발생하여 전류편차를 일으키지만 위상 Droop계수를 증가하면 이 값은 저감된다.

그림 17은 가상 임피던스에 의한 전압강하를 보상하는 파형을 보여주고 있으며 과도상태에서 유효한 임피던스가 일정한 시정수 이후의 정상상태에서는 감소되는 추이를 보여준다.

그림 18은 Wireless PLL 위상추종 성능을 보여주고 있으며 위상편차 초기값을 45°로 설정하고 주파수 안정도 ±0.3[Hz]의 제한값을 만족하는 PLL을 수행하였다.

5. 결 론

본 논문에서는 모듈형 인버터의 병렬운전제어를 위해 기존에 사용된 부하분담용 신호선을 제거하고 독립적인 운전을 수행하기 위해 새로운 형태의 제어알고리즘을 제안하였다.

본 논문에서 적용하는 제어기는 기존 방식이 갖는 센싱 노이즈나 상호간섭에 의한 문제를 제거하였으며 인버터간 불평형요소 제거 알고리즘을 적용하여 무효전력편차의 발생을 최소화하여 최적운전 조건을 추종하게 해준다. 또한 제안한 제어구조가 인버터 병렬운전의 고 신뢰성을 보장할 수 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

반면에 임피던스를 삽입하여 순환전류를 차단하므로 기존의 방식에 비하여 전압 왜형률이 다소 높다는 문제점을 가지나 제안하는 병렬운전 제어방식은 신호선을 제거하므로 높은 신뢰성이 요구되는 모듈형 전원공급장치 분야에 활용될 수 있을 것으로 기대된다. 또한 향후에는 자동으로 문제가 발생한 인버터 모듈을 절체하는 wireless Selective Tripping 방식에 관한 연구가 계속되어야 할 것이다.

본 논문은 정보통신부의 정보통신산업기술개발사업의 지원을 받아 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Takao Kawabata, "Parallel Operation of Voltage Source Inverters", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol. 24, No. 2, pp. 281~287, March 1988.
- [2] Duan Shanxu, "Parallel Operation Control Technique of Voltage Source Inverters in UPS", PEDS '99 of IEEE, Hong Kong, pp. 883~887, July 1999.
- [3] Heinz van der Broeck, "A Simple Method for Parallel Operation of Inverters", Proceedings of the IEEE, pp. 143~150, 1999.
- [4] Jiann-Fuh, "Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 5, pp. 547~558, September 1995.
- [5] Anil Tuladhar, "Control of Parallel Inverters in Distributed AC Power Systems with Consideration of Line Impedance Effect", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol. 36, No. 1, pp. 131~138, Jan. 2000.
- [6] S.J. Chiang, "A Multimodule Parallelable Series-Connected PWM Voltage Regulator", IEEE Trans. on Industrial electronics, Vol. 48, No. 3, pp. 506~516, June 2001.
- [7] T.G. Koo, "A Wireless Parallel Operation Control of a two-module UPS system for Equivalent Load Sharing", Proceedings of the IEEE, pp. 2291~2296, 2000.
- [8] M.C. Chandorkar, "Novel Architectures and Control for Distributed UPS Systems", Proceedings of the IEEE, pp. 683~689, 1994.

저 자 소 개



조준석(趙竣奭)

1974년 5월 4일생. 1997년 건국대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 (주)엔시스 기술연구소 연구원.



한재원(韓宰元)

1960년 11월 6일생. 1983년 경북대 전자공학과 졸업. 1987년 KAIST 전기공학과 졸업(석사). 1995년 KAIST 전기공학과 졸업(박사). 1995년~1999년 파워시스 대표이사. 1999년~현재 (주)엔시스 기술본부장.



최규하(崔圭夏)

1955년 7월 24일생. 1978년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동 대학원 졸업(공학박사). 1987년~1988년 미국 오레곤주립대 Post Doc. 1998년~1999년 미국 버지니아 주립대 교환방문교수. 당 학회 부회장 역임. 현재 건국대 전기공학과 교수 및 전력전자기술연구센터 소장.