

SVPWM 방식 마이크로소스로 구성된 마이크로그리드 모델링 및 해석

(Modeling and Analysis of the Micro-Grid with SVPWM Micro-Sources)

손광명* · 이계병 · 김영섭

(Kwang-Myung Son · Kye-Byung Lee · Young-Seob Kim)

요 약

마이크로소스는 1[kW]~수 [MW] 사이의 전력을 공급하고, 기존의 대규모 발전설비보다 높은 신뢰도와 에너지 효율을 가지는 고품질의 전력을 공급할 수 있다. 본 논문에서는 마이크로소스의 스위칭레벨 모델을 개발하였으며, 다수의 마이크로소스가 전력시스템과 연계되어 마이크로그리드를 형성할 경우의 특성에 대하여 연구하였다. 마이크로소스는 인버터의 효율을 극대화 할 수 있도록 공간벡터 펄스폭변조(Space Vector PWM, SVPWM) 기법을 채용하였으며, 마이크로소스의 제어시스템 파라미터 특성 및 마이크로소스 상호작용에 관하여 연구하였다. 마이크로소스는 PSCAD/EMTDC를 이용하여 구현하였으며 이를 이용해 마이크로그리드를 구성하여 시뮬레이션하였다. 사례 연구를 통하여 제안된 모델의 효용성을 확인하였다.

Abstract

Micro-source units having power ratings in thousands of watts can provide power quality with higher reliability and efficiency than the conventional large scale units. This paper develops switching level model of micro-source and studies the characteristics of the micro-grid consisting of multiple micro-sources and interfaced with electric power system. The developed model adopts the space vector PWM to fully utilize the capacity of inverter. The interaction of the grid connected micro-sources and the characteristics of the control system parameters are investigated. Micro-sources and micro-grid are implemented using PSCAD/EMTDC. Simulation results show that the proposed model is efficient for studying micro-grid system.

Key Words : Micro-source, Micro-grid, VSI(Voltage Source Inverter), Utility Interface,
SVPWM(Space Vector PWM)

1. 서 론

마이크로그리드는 소형 분산 에너지원(micro-Source or Distributed Energy Resources : DER)으로 이루어진 분산전원망의 총칭으로, 다수의 수용가들을 위

* 주저자 : 동의대학교 전기공학과 부교수, 공박
Tel : 051-890-1671, Fax : 051-890-1664
E-mail : kmson@deu.ac.kr
접수일자 : 2005년 10월 14일
1차심사 : 2005년 10월 19일, 2차심사 : 2005년 11월 28일
심사완료 : 2005년 12월 8일

하여 수요지에서 전력을 생산 및 공급 하는 기술로 기본적으로 여러 수용가의 부하 및 분산발전기들이 하나의 덩어리(Cluster)를 형성하게 되는 새로운 개념의 배전망이다[1-4].

마이크로소스는 전력원이 DC 전원을 생산하고, 전압원 인버터(Voltage Source Inverter, VSI)를 사용하여 교류전원을 발생하는 방식을 채택하고 있으며, 일반적으로 DC 입력을 일정한 주파수, 크기, 위상각을 가지는 AC 전압 혹은 전류 형태로 변환하여 출력 하게 된다. 다수의 마이크로소스가 마이크로그리드를 형성하면서 계통에 연계 되었을 경우 전력시스템 및 부하에 유효 및 무효전력을 원활히 공급할 수 있어야 한다. 마이크로소스의 제어시스템에는 여러 가지 제어파라미터가 존재하며 마이크로그리드 시스템의 효율적이고 안정적인 운전을 위해서는 다수의 마이크로소스의 개개의 제어 파라미터에 의한 유효 및 무효전력 등의 변동 및 상호작용에 관한 연구가 필요하다.

[1]에서는 전압 자속 벡터를 이용한 제어 방식인 DTC(Direct Torque Control) 제어방식을 채용한 마이크로소스 모델을 도입하였으며, [4]에서는 이를 통해 사례연구로서 유효 및 무효전력 전달 특성을 분석하였다. 그런데 PWM 스위칭 기법 중 공간벡터 펄스폭변조 방식(SVPWM)은 주어진 직류단 전압에서 가장 큰 교류 전압을 얻을 수 있고, 출력 상전류의 고조파 함유율에서 다른 어떠한 종류의 전압 변조 방식보다도 우수하다고 알려져 있으므로 이를 마이크로소스에 적용 할 경우 높은 효율을 가질 수 있다[5-6]. 이에 본 연구에서는 SVPWM 방식을 채용한 마이크로소스의 상세스위칭 모델의 제어시스템과 다수의 마이크로소스가 마이크로그리드를 구성하였을 때 이의 특성을 해석하기 위한 시스템 모델을 제안하였다.

개발된 마이크로소스 모델을 바탕으로 계통에 연계된 마이크로그리드 모델을 구성하였다. 구성된 마이크로그리드를 이용하여 각 마이크로소스의 제어 시스템 파라미터에 따른 유효·무효전력 제어특성을 분석하고 마이크로소스 상호간 미치는 영향을 분석하였다. 제안된 모델은 PSCAD/EMTDC상에서 구현하였으며, 개발된 모델의 유효 및 무효 전력 제어

효과를 시뮬레이션을 통하여 입증하였다.

2. 공간벡터 펄스폭변조 방식의 개요[6]

2.1 3상 전압원 인버터

3상 전압원 인버터는 그림 1과 같이 직류 입력 전원에서부터 3상 교류 출력의 전압을 발생하여 이를 3상 부하에 공급하는 기능을 갖는다.

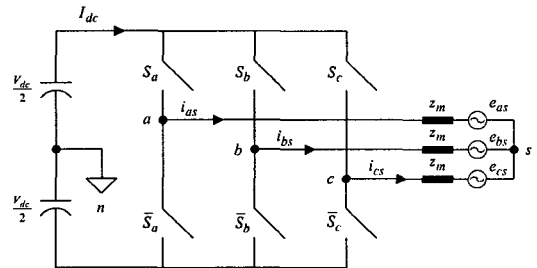


그림 1. 3상 전압원 인버터
Fig. 1. Three phase voltage source inverter

그림 1에서 V_{dc} 는 직류단 전압을 의미 하며, n은 가상의 직류단 중성점(neutral point) 전위(potential)이다. S_a, S_b, S_c 는 각각 3상의 양방향 전력 스위치의 존재함수(existence function)로서, $S_a=1$ 은 A상 위쪽 스위치가 도통함을 의미하고, $S_a=0$ 은 A상 아래쪽 스위치가 도통함을 의미한다. S_b 와 S_c 의 경우도 마찬가지로 정의된다. V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 을 극전압(pole voltage), V_{as}, V_{bs}, V_{cs} 를 상전압(phase voltage), V_{sn} 을 오프셋 전압(offset voltage)이라고 정의하면 그 관계식은 식 (1)과 같다.

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{as} + V_{sn} \\ V_{bn} &= V_{bs} + V_{sn} \\ V_{cn} &= V_{cs} + V_{sn} \end{aligned} \tag{1}$$

3상 인버터는 서로 독립적으로 동작할 수 있는 3개의 극(pole, arm, branch)으로 구성되며 각 극은 A상, B상, C상의 출력 극전압 V_{an}, V_{bn}, V_{cn} 을 각

각 발생시킨다. 존재함수와 극전압의 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_a - 1) \\ V_{bn} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_b - 1) \\ V_{cn} &= \frac{V_{dc}}{2}(2S_c - 1) \end{aligned} \quad (2)$$

만약 3상 부하의 임피던스가 3상 평형상태라면 KCL에 의해 3상 상전류의 합은 0이므로 3상 상전압의 합도 0이 된다 ($V_{as} + V_{bs} + V_{cs} = 0$). 따라서 식 (1)로부터 윗셋 전압은 다음과 같이 주어지고, 식 (2)을 대입하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{sn} &= \frac{V_{an} + V_{bn} + V_{cn}}{3} \\ &= \frac{V_{dc}}{6}(2S_a + 2S_b + 2S_c - 3) \end{aligned} \quad (3)$$

따라서 식 (2)와 식 (3)으로부터 3상 상전압과 존재 함수와의 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} V_{as} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ V_{bs} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_c - S_a) \\ V_{cs} &= \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{aligned} \quad (4)$$

2.2 공간 벡터

부하의 상전압 (V_{as}, V_{bs}, V_{cs})과 존재 함수와의 관계식 (4)를 살펴보면, 존재 함수에 따라 8개의 전압이 출력 가능하고 이를 복소수 벡터로 도시하면 a, b, c 상의 3상 좌표계(고정자 기준 d-q 좌표계)에서 그림 2와 같이 표시될 수 있다. 전압 벡터 $V_1 \sim V_6$ 는 위상적으로 60° 차이를 지니며 그 크기는 $2V_{dc}/3$ 로 고정되어 있다. 전압 벡터 V_0, V_7 은 부하에 실제 전압이 출력되지 않으므로 영 전압 벡

터 또는 영 벡터(zero vector)라 부른다. 반면에 $V_1 \sim V_6$ 는 유효전압 벡터(active voltage vector)라 부른다.

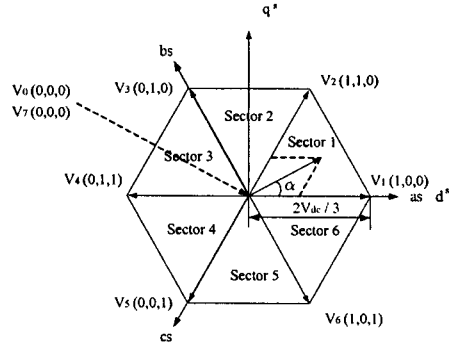


그림 2. 존재 함수(S_a, S_b, S_c)에 따른 공간 전압 벡터

Fig. 2. Space voltage vector with existence function(S_a, S_b, S_c)

공간벡터 펄스폭변조 방식의 경우 선형적으로 출력이 가능한 인버터의 최대 출력 상전압의 크기는 그림 2의 6각형에 내접하는 원의 반지름으로서 직류 링크 전압의 약 57.7%($1/\sqrt{3}=0.577$) 정도이다. 이는 정현파 전압 변조 방식의 경우보다 선형 제어 영역이 약 15.5[%] 증가한 것이다.

2.3 원리 및 벡터 인가 시간

공간벡터 펄스폭변조 방식의 기본 원리는 한 주기 내에서 기준 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 인버터의 유효 벡터들을 이용하여 합성해 내는 것이다. 즉 지령 출력 전압 벡터, V^* 가 주어진 경우 일정 제어주기 T_s 동안 지령 전압 벡터에 가장 가까운 두 유효 전압 벡터와 영 벡터를 이용하여 평균적으로 전압 지령 벡터와 동일한 전압을 발생시켜야 한다. T_1, T_2, T_0 을 각각 V_{n+1}, V_n , 영벡터의 인가 시간이라 할 때 식 (6)이 성립한다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (6)$$

스위칭 주기 T_s 동안 V^* 와 V_{dc} 가 일정하다면 식 (6)은 아래와 같이 표현된다.

$$V^* T_s = V_n T_1 + V_{n+1} T_2 \quad (7)$$

그림 2와 같이 구역(sector) 1에서 전압 지령치가 주어진 경우에는 식 (7)을 식 (8)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_s |V^*| \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (8)$$

단, $0 \leq \alpha \leq \pi/3$ 이다. 따라서 지령 전압 벡터가 구역 1에 위치한 경우 최종적으로 계산된 유효 벡터 및 영 벡터의 인가 시간은 다음과 같다.

$$T_1 = T_s \frac{|V^*|}{2V_{dc}/3} \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)}$$

$$T_2 = T_s \frac{|V^*|}{2V_{dc}/3} \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (9)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2)$$

나머지 구역에 대해서도 동일한 연산을 수행하여 유사한 결과를 얻을 수 있다.

3. SVPWM을 이용한 마이크로소스 모델링

3.1 마이크로소스의 제어시스템 모델링

전압의 크기와 위상을 결정하기 위해서 마이크로소스가 부하로 공급하는 유효 및 무효전력량이 필요한데, 이들은 마이크로소스가 출력하는 전압과 전류를 이용하여 계산할 수 있다. 유효 및 무효전력량을 계산하기 위해서, 이웃 모션 전압의 크기 및 위상과 전류를 측정하고 이 값들은 단위법(p.u.)으로 변환된다. 3상 전압과 전류는 식 (10)과 같은 Park's 변환을 통하여 변환된다. 여기서 $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$ 는 모두 [p.u.] 값을 의미한다.

$$P_r = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = P_r \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = P_r \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (11)$$

전압과 전류는 $v = v_d - jv_q, i = i_d - ji_q$ 로 표시되고, 유효전력 및 무효전력은 식 (12)와 같다.

$$P = (v_d i_d + v_q i_q), \quad Q = (v_d i_q - v_q i_d) \quad (12)$$

마이크로소스는 요구되는 유효, 무효전력을 출력하기 위해서 PI-제어를 이용하여 마이크로소스 전압의 크기(V_{mag})와 위상(δ_v)을 결정한다. 마이크로소스의 제어기는 그림 3과 같은 제어기구조를 가진다. 유효전력 및 무효전력 제어부분은 서로 독립되어 있으며 각각 PI-block을 가지고 있다. 요구되는 지정치는 외부에서 주어진다.

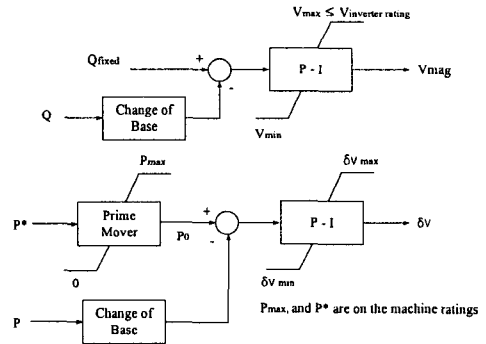


그림 3. P 와 Q 제어기 구성
Fig. 3. Control block for P and Q regulator

제어기는 무효전력 지정치와 측정된 무효전력을 비교하여 그 차를 PI-block에 입력되는 형태의 구조를 가지고 있다. 제어기의 출력은 요구되는 무효전력을 발생할 수 있는 적당한 인버터 단자 전압 크기 V 를 발생하도록 되어 있다.

유효전력 제어는 지정치 P^* 의 스텝 변경시 원동기(prime mover)의 응답이 이에 순서적으로 응답할 수 없으므로 원동기 정격 블록이 이러한 지연시간을

SVPWM 방식 마이크로소스로 구성된 마이크로그리드 모델링 및 해석

고려하여야 한다. 원동기 블록을 통과한 새로운 유효전력 지령치 P_0 는 음수가 될 수 없고, P_{max} 보다 작아야 한다. 왜냐하면 이 값이 음수가 되면 마이크로소스가 부하로 동작하는 것을 의미하고, 출력 한계를 벗어날 수 없기 때문이다.

P_0 와 측정치 전력 P 를 비교하여 그 차이가 PI-block으로 입력된다. PI-block의 출력은 δ_V 이며, δ_V 와 이웃 모션 전압 위상인 δ_E 의 차이인 δ_P ($= \delta_V - \delta_E$)가 유효전력을 결정하게 된다. SVPWM을 채용한 마이크로소스에서는 게이팅 인가시간을 계산하는 기준이 이웃 모션 전압을 기준으로 하기 때문에 δ_E 는 상대적으로 0° 가 되어, δ_P 는 항상 δ_V 가 된다. 여기서 δ_V 값의 최소 한계는 마이크로소스가 부하로 운전되지 않는 범위에서 음수가 될 수도 있다. 음수가 될 수 있는 경우는 무효전력량을 높이기 위해서 갑작스런 무효전력 지정치가 변경되면 마이크로소스에 대한 전압의 크기가 순간 상승하게 되는데 이때 전압의 크기에 비례하게 유효전력도 증가되게 된다. 유효전력은 지정치를 유지하기 위하여 전압의 위상은 작아지게 되며, 필요하다면 음수가 될 수도 있다. 즉 δ_V 의 최소값은 무효전력량에 대응되는 전압의 크기에 따라 달라진다. 최대 한계는 통상 30° 가 된다. 각각의 P-I 제어기는 다음과 같은 형태로 표현된다.

$$\begin{aligned} \delta_V &= (K_P + \frac{1}{sT_P})(P^* - P), \\ V_{mag} &= (K_Q + \frac{1}{sT_Q})(Q^* - Q) \end{aligned} \quad (13)$$

3.2 마이크로소스의 인버터

마이크로소스의 전력원은 직류이며, 부하에 대해 느린 응답 특성을 가지기 때문에 일정한 전압을 출력하지 못한다. 마이크로소스가 순간적인 부하 변화에 응답이 빠르고, 일정한 전압을 유지하기 위해서 전력원측에 배터리를 연결한다. 실제 배터리의 내부 임피던스를 고려하여 마이크로소스 인버터의 DC 링크 전압원측에 $0.1[\mu\text{H}]$ 의 인덕터를 직렬로 연결하였다.

마이크로소스의 전력변환은 3상 half bridge 인버

터를 사용하였다. 각 상당 IGBT와 diode가 2개씩의 조합으로 구성된다. IGBT를 동작시키는 게이팅 신호는 식 (9)에서와 같이 SVPWM 방식으로 게이팅 인가시간을 계산하여 구하였다. 식 (9)에서 게이팅 인가시간을 계산하기 위한 지령 전압은 그림 3에 나타난 것과 같이 마이크로소스의 제어기 출력인 전압 위상과 크기에 의해 결정된다.

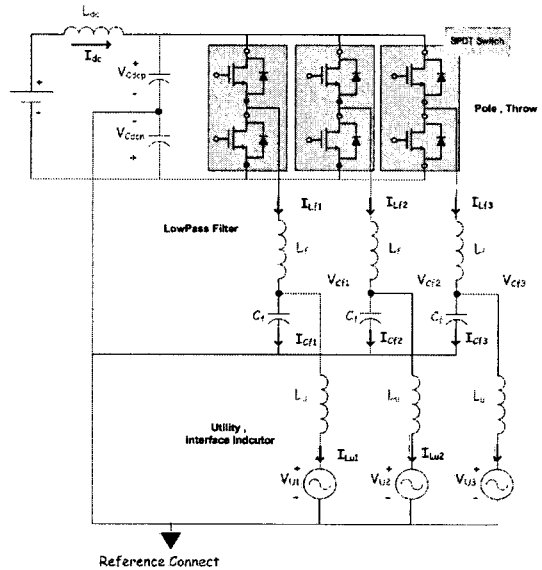


그림 4. 계통 연계된 3상 전압원 인버터의 회로
Fig. 4. Circuit of the grid-connected three phase voltage source inverter

3상 half bridge에서 출력된 3상 전압은 구형파를 출력한다. 이런 구형파는 필터를 통하여 정현파로 될 수 있는데 마이크로소스의 필터는 L_f 와 C_f 로 구성된 LC-필터를 사용하였다. 각 L_f 와 C_f 의 값은 $0.05[\text{mH}]$ 와 $100[\mu\text{F}]$ 이다. L_f 와 C_f 값에 따른 LC-필터의 공진주파수는 $2.25[\text{kHz}]$ 이며 차단주파수는 $3.49[\text{kHz}]$ 가 된다.

필터를 통하여 출력된 정현파 전압원은 계통과 연계되어 유효전력과 무효전력을 전달하기 위해서 계통 연계용 인덕터가 필요하다. 인덕터는 인버터의 운전범위와 AC 그리드의 버스 전압을 고려해서 결정되어야 한다[7]. 이러한 사항을 고려하여 마이크로소스가 계통에 연계되기 위해 L_u 를 $0.183[\text{mH}]$ 로

선정하였다.

마이크로소스의 전력원을 내부 임피던스 L_{dc} 를 가진 정전압원 V_{dc} 와 3상 half bridge, LC-필터의 L_f 와 C_f , 계통연계용 인덕터 L_u 를 고려하면 계통 연계된 마이크로소스를 그림 4와 같이 회로로 나타낼 수 있다.

3.3 모델 마이크로그리드 시스템

마이크로소스 간의 상호 작용을 분석하기 위한 모델 마이크로그리드시스템은 그림 5와 같다.

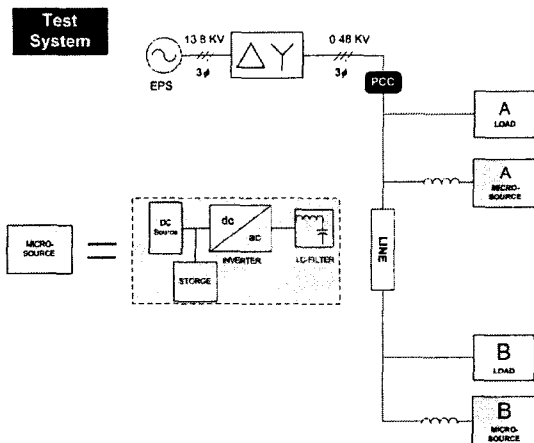


그림 5. 모델 마이크로그리드 시스템
Fig. 5. Model micro-grid system

마이크로소스는 직류전원, 전압원 인버터, 저장장치로 구성된다. EPS(Electric Power System)는 3상 13.8[KV] 전압원으로 구성하였다. PCC(Point of Common Coupling)는 solid state breaker가 위치하여 EPS로부터 분리 가능하다. 2개의 마이크로소스는 선로로 연결되고 A, B 각각의 부하를 가지게 된다.

4. 사례연구 및 분석

4.1 제어시스템 파라미터 특성 분석

그림 6은 상세스위칭 마이크로소스 모델의 필터전

과 후의 상전압을 나타내었다. SVPWM의 스위칭 주파수는 1[kHz]이며, 시뮬레이션 샘플링 시간은 5 [μ s]이다.

마이크로소스의 유효전력과 무효전력 출력은 상호 결합되어 있어서 유효전력 스텝 응답 시 무효전력 출력이 과도적으로 영향을 받고, 그 반대의 경우도 발생한다. 한 대의 마이크로소스의 특성을 개선 또는 유효전력만 특성을 개선하기 위하여 제어기의 파라미터를 결정하면 오히려 다른 한 대의 마이크로소스의 특성 또는 무효전력의 특성은 나빠지므로 절충점을 찾을 필요가 있다.

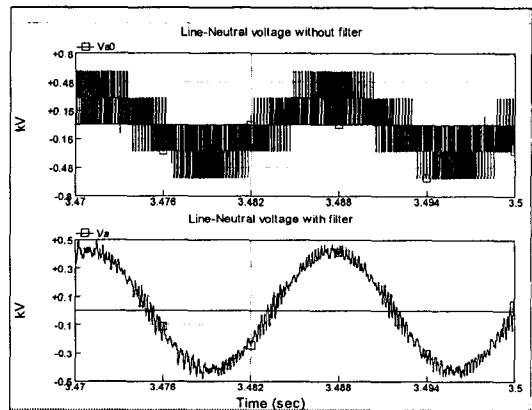


그림 6. 마이크로소스의 출력 상전압
Fig. 6. Phase voltage of micro-source

PI-제어시스템의 이득 변화에 따른 응답특성 변화를 살펴보면, K_p 를 증가시킬 경우 오버슈트를 줄일 수는 있으나, 상승 특성이 나빠진다. 그리고 상호 결합된 전력의 순간 변화 폭도 증가시키는 역할을 한다. τ_p 를 증가시키면 정착시간을 줄일 수 있으나, 오버슈트가 증가되는 특성을 보인다.

파라미터 결정의 절차는 PI-제어기의 K_p 를 '0'으로 설정하여 비례적분제어기를 적분제어기로 한다. 적분제어기는 시스템 응답의 시정수를 결정하므로 적분제어기의 파라미터인 τ_p 만을 조정하여 적절한 오버슈트, 상승시간, 정착시간을 갖게 설정한다. τ_p 설정 후 K_p 로 오버슈트를 억제시키면서 최대의 상승시간이 되는 K_p 를 설정한다. 이와 같은 절차에서 얻은 적절한 제어기 파라미터를 다음과 같이 결정하였다.

No.1 마이크로소스 PI-controller gain :

$$K_{P1}=0.479, \tau_{P1}=0.052, \\ K_{Q1}=0.178, \tau_{Q1}=0.13$$

No.2 마이크로소스 PI-controller gain :

$$K_{P2}=0.479, \tau_{P2}=0.052, \\ K_{Q2}=0.178, \tau_{Q2}=0.13$$

4.2 부하변동시 상세스위칭 모델의 응답

그림 7은 부하 변동시 각 마이크로소스의 제어시스템 응답특성을 보기 위한 시뮬레이션이다. 부하 변동이 발생한 경우 각 마이크로소스의 제어 출력 변화와 그로 인한 마이크로그리드 시스템 응답 특성을 시뮬레이션 하였다. 정상상태에서 두 대의 마이크로소스가 유효전력은 0.2[p.u.], 무효전력은 0.1 [p.u.]의 출력을 내고 있을 때 2번 마이크로소스와 같이 연결되어 있는 부하의 부하량이 50[%] 증가하고 각 마이크로소스가 이에 대응하여 각각의 출력을 증가시키는 것을 상정하였다.

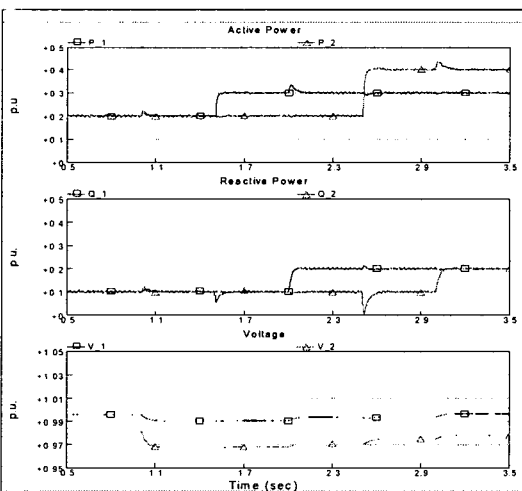


그림 7. 부하 변동시 마이크로소스의 응답 및 부하 측 전압 변화

Fig. 7. Response of micro-sources and the variation of the load side voltage with load variation

이때 그림 7에서 알 수 있듯이 1번 마이크로소스의 전압보다 2번 마이크로소스의 전압 강하가 월등히 많은 것을 알 수 있는데, 이것은 2번 마이크로소

스 측의 부하 증가로 인해 EPS와 1번 마이크로소스 측으로부터의 유효전력 전달이 많아짐으로써 선로를 통한 전압강하가 확대된 것에 기인한다. 이때 1, 2번 마이크로소스의 유효전력 및 무효전력은 지정치에 의하여 고정이기 때문에 부하 측의 전압은 강하될 수밖에 없다.

통상 배전회사의 요구사항으로서 부하 말단 측에서 전압제어를 할 수 없도록 하는 규정을 반영하여 마이크로소스는 유효전력과 무효전력량을 제어할 수 있으므로 P 및 Q 제어를 통하여 부하 전압을 보상하는 시나리오를 생각한다. 그림 7에서 보듯이 먼저 부하가 증가하여 각 부하측 전압이 강하되는 것을 볼 수 있고, 1번 마이크로소스의 유효전력 및 무효전력 출력량을 0.3[p.u.]와 0.2[p.u.]로 증가시키고 나서 2번 마이크로소스의 유효 및 무효전력량을 0.4[p.u.]와 0.2[p.u.]로 증가시켰을 경우 부하전압을 유지할 수 있음을 알 수 있다. 이때 과도현상을 최소화하기 위하여 먼저 마이크로소스 1의 유효전력 출력을 증가시키고 나서 무효전력 출력을 증가시키며, 이어 마이크로소스 2의 유효전력 출력을 변화시키고 나서 무효전력 출력을 증가시킨다. 이때 각각의 시퀀스의 시간 간격은 과도현상이 충분히 사라지고 나서 이루어지도록 하였다.

각 마이크로소스의 유효전력과 무효전력이 상호 결합되어 있어서 유효전력의 출력 증가가 무효전력 출력에 과도적으로 큰 영향을 주는 것을 발견할 수 있다. 마이크로소스 2의 경우 이 현상이 더욱더 두드러지는데, 그것은 2번 모선이 전력시스템 그리드에서 전기적으로 멀리 위치하여 이로 인한 전압강하 현상이 두드러지는 데에 기인한다.

그림 7 이외에도 다양한 사례연구를 통해 개발된 마이크로소스 모델을 통하여 부하 변동 등에 대한 마이크로소스 제어와 마이크로그리드의 안정한 운전이 가능함을 확인하였다.

5. 결 론

마이크로그리드 시스템의 효율적이고 안정적인 운영을 위하여 각 마이크로소스 제어시스템의 파라미터 결정 등에 이용될 수 있는 마이크로소스의 모

델링에 관하여 연구하였다. 개발된 마이크로소스 모델은 주어진 직류단 전압에서 가장 큰 교류 전압을 얻을 수 있고, 출력 상전류의 고조파 함유율이 우수하다고 알려져 있는 공간벡터 펄스폭변조 기법을 채용하였으며, PSCAD/EMTDC 상에서 구현되었다.

개발된 마이크로소스 모델을 이용하여 계통에 연계된 마이크로그리드 모델을 구성하였다. 구성된 마이크로그리드는 PSCAD/EMTDC 상에서 구현하였다. 마이크로그리드를 구성하는 각 마이크로소스의 제어시스템 파라미터에 따른 유·무효전력 제어특성을 분석하고, 마이크로소스 상호간 미치는 영향을 분석하였다. 부하변동에 대한 영향을 마이크로소스의 전력제어로 보상하는 사례연구를 통하여 제어효과를 검증함으로써, 개발된 모델의 효용성을 확인하였다.

본 논문은 동의대학교 연구비지원으로 수행되었으며 이에 감사드립니다. (과제번호 : 2003AA170)

References

[1] Lasseter, R.H. Piagi, P., "Providing Premium Power through Distributed Resources", Proceedings of the 33rd Annual Hawaii International Conference on System Sciences, 2000, Jan 4-7, Page(s): 1437 -1445.
 [2] Lasseter, R.H. et al., "White Paper on Integration of Distributed Energy Resources. The CERTS MicroGrid Concept," in Consort. Reliability Technology Solutions,

2002, pp. 1-27.
 [3] Lasseter, R.H., "MicroGrids", Power Engineering Society Winter Meeting, 2002. IEEE , Volume: 1 , 27-31 Jan. 2002, Page(s): 305-308 vol.1.
 [4] Lasseter, R.H., Piagi, P. "MicroGrid: A Conceptual Solution", Power Electronics Specialist Conference(PESC) '04, Aachen, Germany, 20-25, June 2004.
 [5] van der Broeck, H.W. Skudelny, H.-C. Stanke, G.V. "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator based on Voltage Space Vectors", Industry Applications, IEEE Transactions on, Volume: 24 Issue: 1, Jan.-Feb. 1988, Page(s): 142-150.
 [6] 설승기, "전기기기제어론", 브레인코리아. 2002. ISBN 89-953112-5-8-93560.
 [7] 손광명, 김영섭, "Micro-Source의 계통 연계용 인덕터 크기 선정에 관한연구", 한국조명전기설비학회 논문지, 제 19집, 6호, 2005년 9월, Page(s): 52-58.

◇ 저자소개 ◇

손광명 (孫光明)

1966년 9월 6일생. 1989년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년~현재 동의대 전기공학과 부교수.

이계병 (李桂秉)

1979년 12월 8일생. 2006년 동의대 공대 전기공학과 졸업. 2006년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.

김영섭 (金永燮)

1976년 10월 28일생. 2003년 동의대 공대 전기공학과 졸업. 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 한전 전력연구원 신재생에너지그룹 연구원.