

태양광 발전용 직류/교류 변환장치의 개발동향

정용호*· 설승기**· 최호현***

(*금성산전 연구소 선임연구원,

동 책임연구원, *연구소장)

1. 서 론

현재 인류가 가장 널리 이용하고 있는 전기에너지의 대부분은 화력발전이나 원자력 발전을 통해서 얻고 있지만 이러한 방식들은 각각 화석에너지의 고갈이나 안전도 문제 때문에 한계가 있어서 선진각국에서는 대체에너지 개발에 박차를 가하고 있으며, 이 중에서도 산간벽지나 낙도등의 오지에 전력을 공급하기 위한 수단과 대도시 지역의 순시전력 보상기능으로서의 태양광 발전시스템이 주목을 받고있다. 뿐만 아니라, 지금까지 태양광 발전시스템 보급의 가장 큰 장애요인이었던 태양전지의 가격과 효율은 각각 감소 및 증가 추세에 있으므로 가까운 장래에 충분한 경제성이 있는 시스템이 출현되리라 생각된다.

일반적으로 태양광 발전 시스템의 기본구성은 그림 1에 도시된 바와 같이 태양에너지를 직류전원으로

로 바꾸어주는 태양전지, 태양에너지가 불충분하거나 태양에너지가 없을때에 에너지 공급원이자 에너지 저장원인 축전지, 태양전지로 부터 얻은 에너지를 이용하여 축전지를 충전시키는 충전기, 인버터에 공급되는 직류전원을 태양전지와 축전지중 어느것을 선택할 것인가를 결정하는 직류 배전반, 직류전원을 상용교류전원으로 바꾸어 주는 인버터 및 이들 전체 시스템을 총괄적으로 제어할 뿐만 아니라, 여러대의 인버터를 병렬운전 시킬때에 중앙에서 제어하는 중앙제어부로 이루어진다. 이때 인버터 출력단에 연결된 부하가 수동부하(선형 혹은 비선형 부하)인 경우에는 통상 축전지와 충전기를 필요로 하며 인버터의 동작특성은 기존의 무정전 전원장치(UPS)와 거의 동일한 기능을 가지며(이하, 독립형 인버터라 칭한다), 부하가 능동부하(계통선)인 경우에는 축전지와 충전기를 필요로 하지않는 경우가 대부분이며 그 기능은 전력용 능동필터(Power Active Filter)와 유사하다(이하, 계통형 인버터라 칭한다)는 특징을 가지고 있다.

이러한 태양광 발전시스템에 있어서 통상 태양전지의 에너지 변환효율이 매우 낮기때문에(결정질 태양전지 : 13%, 비정질 태양전지 : 7%)전체 발전시스템의 효율을 최대화 시켜 경제성이 있는 시스템을 만들기 위해서는 인버터 시스템의 효율을 극대화시켜야 할뿐만 아니라, 태양전지에서 얻은 에너지를 최대한으로 활용할 수가 있어야 한다. 이를 위해서 독립형 시스템의 경우에는 태양전지에서 얻은 에너

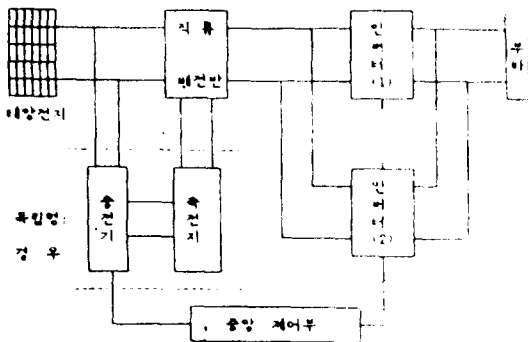


그림 1. 태양광 발전시스템의 기본 구성도

지를 축전지에 저장시킬때에 충전기가 최적동작을 할 수 있도록 해야하며, 계통형에서는 인버터에 공급되는 에너지량을 최적화 시켜야 한다. 뿐만 아니라 인버터 출력단에 나타나는 출력전압 파형이나 전류파형에 포함된 고조파 성분의 크기도 최소화 시켜서 양질의 전원을 얻을 수 있도록 하는것이 바람직하다.

그러나, 인버터의 효율을 어느 한계(예를들어, 90% 이상)이상으로 증가시키면서, 고조파 함유율을 어느 한계(예를 들어, 2%이하)이하로 낮추는 작업은 상당히 어려운 작업이다. 일반적으로 인버터 시스템을 구성하는 스위칭 소자와 전력회로의 형태가 결정되면, 스위칭 주파수와 주어진 인버터 입력/출력 사양으로부터, 인버터의 효율을 계산할 수가 있다. 이때 인버터에서 발생하는 손실은, 스위칭 소자가 켜져 있을 때 스위칭 소자 양단의 전압강하에 의해 나타나는 도통손실(Conduction Losses)과 스위칭 소자가 켜지거나 꺼지는 순간에 발생하는 스위칭 손실(Switching Losses)로 나타나게 되는데, 인버터 출력단의 전압 혹은 전류파형의 왜율을 감소시키기 위하여 스위칭 주파수가 증가하게되면 스위칭 손실이 크게 증가하여 인버터 효율이 나빠지게 된다. 따라서 출력단 왜율을 낮추면서 인버터 효율의 상승을 시키기 위해서는 새로운 방식의 인버터회로를 개발하거나 스위칭 손실을 최소화 시키는 방법을 개발해야 한다. 뿐만 아니라 고조파를 제거하기위하여 인버터 출력단에 연결된 필터의 크기나 용량도 최소화 시켜서 무효전력에 의한 인버터 효율감소를 억제해야하며, 인버터 전압제어 기법도 최적으로 하여 불필요한 스위칭동작을 하지않도록 해야 한다.

일반적으로 태양광 발전시스템의 구성에 있어서 인버터 1대로만 구성되는 경우는 거의없고 통상은 여러대의 인버터가 병렬로 동작되는 것이 보통이다. 이와같이 하는 이유중 가장 큰 요인은 전체 시스템의 효율과 신뢰성을 향상시키기 위함이며, 또 다른 이유중의 하나는 용량증설의 필요성에 의한 경우이다. 일반적으로 태양광 발전시스템에 연결된 부하는 시간대 및 계절에 따라서 다르기 때문에 예상되는 최대부하를 처리할 수가 있는 인버터 1대로만 동작되는 경우에는 최적동작 및 최적효율을 보장하지 못하고 또한 인버터가 고장날 경우에는 전체시스템이 Shutdown되는데 비해서, 여러대의 인버터를 병렬로

운전하는 경우에는 요구되는 부하량에 따라서 동작되는 인버터 개수를 제어하게 되므로 시스템의 전체 효율이 향상되게되고, 이중 어느한개의 인버터가 고장이 나더라도 나머지 인버터만으로 동작시킬 수가 있으므로 신뢰성이 증대된다는 특징을 가지고 있다.

본고에서는 이와같은 태양광 발전시스템의 특징을 고려하여 다음과 같은 사항에 대해서 중점적으로 이야기하고자 한다.

- (1) 태양전지에서서의 최적의 에너지를 얻기위한 방법.
- (2) 인버터의 손실을 최소화 시키는 방법.
- (3) 인버터 출력단 전압파형/전류파형에 포함된 왜율의 최소화.
- (4) 인버터 병렬운전 알고리즘

2. 태양전지 최대출력 제어법

일반적으로 태양전지에서 최대출력을 얻기 위해서는 두가지 사항을 고려해야 한다. 첫번째는 태양전지에서 최대출력을 얻기위해서는 태양전지의 동작점이 최대전력점에 위치하도록 제어하는 것이다. 이러한 최대전력 발생 동작점은 태양빛의 세기나 주위온도에 따라서 변화하고, 태양전지 제조업체마다 다르게 나타나며, 동일한 제조업체의 경우에도 각각 다르게 되므로 정량적인 결정법은 의미가 없으며 사용 상황에 따라서 적응제어 되어야한다. 두번째는 가변성 직류전원(태양전지)으로부터 일정한 직류 전원을 얻어서 축전지를 충전시키거나 인버터에 공급하기 위해서 DC/DC변환기를 사용해야 하는데, 이때의 직류변환기의 전력회로를 어떠한 방식으로 할것인가이다. 이때 사용하는 전력회로는 손실이 거의 없어야 하며, 또한 낮은 입력전압에서도 원하는 출력전압을 얻을수가 있도록 하기위해서는 승압(Roosting) 능력이 요구된다. 이들에 대해서 각각 살펴보기로 한다.

2.1 최대 출력 제어법[1,2]

태양전지에서 최대전력을 얻기위한 동작점은 여러 가지 방법으로 구할 수가 있으나 그 기본 원리는 모두 동일하다. 즉 태양전지 양단의 전압과 태양전지에서 흘러나오는 전류의 곱이 최대가 되는점이 최대

출력점이라는 사실이다. 따라서 마이크로 프로세서를 사용하여 전압과 전류의 값을 계속 구하면서 최대출력이 나오는점을 구할 수도 있지만, 태양전지의 전압·전류의 관계식으로부터 구하는 방법을 소개하기로 한다. 일반적으로 태양전지의 출력전류와 전압 사이의 관계식은 식(1)과 같이 근사화 시킬수가 있다.

$$I = I_s + I_o [1 - \exp(q(V + IR_s) / kT_c)] \quad (1)$$

여기서 $I_o = C_o T_c^3 \exp(-qE_g / akT_c)$: 역방향 포화 전류

- I : 전지 출력 전류
- V : 전지 출력전압
- R_s : 내부 저항
- T_c : 전지표면온도
- k : 볼츠만 상수
- C_o, a : 태양전지 상수
- I_s : 단락전류
- E_g : 반도체 에너지갭
- q : 전하량

식 (1)의 양변에 전지전압(V)를 곱한후에 전압(V)로 양변을 미분하게되면 최대전력이 발생하는 전지전압(V_{mp})를 얻을 수가 있고 이값을 다시 (1)식에 대입하게되면 최대 전력이 발생하는 전류값(I_{mp})를 얻을 수가 있으며, 내부저항 R_s 를 무시했을 때 식(2)와 같이 주어지게 된다.

$$I_{mp} = \frac{q V_{mp}^2 / kT_c}{1 + qV_{mp} / kT_c} (I_s + I_o) \quad (2)$$

일반적으로 $I_s \gg I_o$ 이고, V_{mp} 값의 변동은 일사량이나 주위온도 변화에 대해서 크게 변하지 않으므로 I_{mp} 값은 근사적으로 단락전류 I_s 에 비례하게 된다. 따라서 단락전류 값만 알면 순시적으로 최대 전력점에서 동작시킬수가 있게된다. 단락전류값은 간단하게 일사계로 측정할수도 있지만, (1)식을 이용하여 전지의 전압, 전류를 매순간 측정하여 계산하면 곧바로 추정된다. 그러나 단순한 비례식만을 사용하게 되면 동작온도나 태양전지의 경화정도에 따라서 오차가 발생하므로 식 (2)는 대략적인 동작점을 구하는데 이용하고 정확한 동작점은 여러가지 다른 방법으로 구하게 된다. (2)

2.2 DC/DC 변환기의 전력회로

여러가지 직류 변환기중에서 승압능력을 가진 대표적인 형태는 그림 2에 도시된 바와 같은 승압 콘

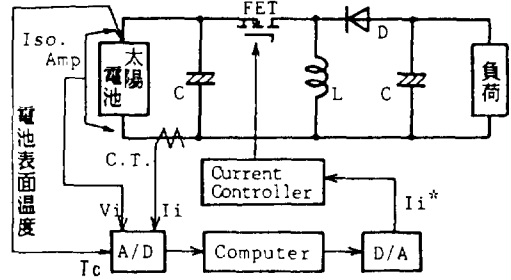


그림 2. 승압형 콘버터식 충전기

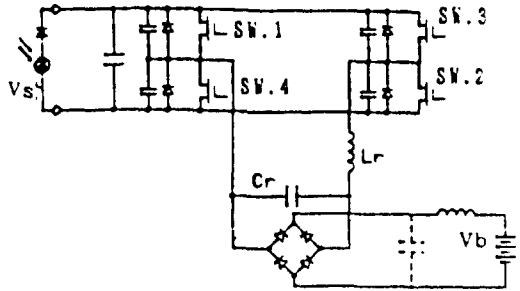


그림 3. 공진형 콘버터식 충전기

버터(Boost Converter)와 그림 3에 주어진 공진형 콘버터가 있다. 이들은 각각 일장, 일단이 있기 때문에 어떠한 방식이 최적인가에 대해서는 결론을 내릴 수는 없으므로 응용하는 경우에 따라서 선택해야한다. 그림 2의 승압콘버터의 동작원리는 널리알려져 있으며 또한 공진형 콘버터의 동작원리도 여러문헌에서 쉽게 찾아볼 수가 있다. (3)

3. 저왜율, 고효율 인버터

직류 전력에서 안정화된 교류 전력으로 변환하는 인버터 시스템의 제어 알고리즘은, 기존의 SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation), Regular sampled PWM, Optimal PWM등을 이용하여 인버터 출력단 전압의 실효치(RMS값)만을 제어하는 방식에서 제어변수를 순시적으로 궤환하여 실시간으로 제어하는 순시전압 제어 방법으로 옮겨가고 있다. 지금까지 Double Deadbest Control(4~7), Adaptive Hysteresis Control(8), PD제어기를 이용한 순시제어(9), Sliding Mode Control(10,11)등 여러가지 순시

전압제어 방법이 발표되었으나, 프로세서내의 계산 시간등으로 인한 펄스폭의 제한이나 시간지연, 제한되는 상태변수 수의 증가, 시스템의 매개변수의 변이로 인한 제어기의 성능 저하등의 문제가 제기되었다. 최근에 이러한 문제점을 해결한 새로운 방식의 인버터 전압제어방법이 도입되었는데 본절에서 이를 소개하기로 한다.

3.1 Real-time PWM with PI Compensation (12)

3.1.1 시스템 모델

그림 4는 제안된 알고리즘을 적용할 플랜트로써 인버터, LC필터와 부하로 나누어지며, 이때 부하로는 선형부하의 대표적인 경우인 R-L부하와 그림 5의 정류기 부하를 사용하였다. 본 플랜트를 인버터 전류 I_s 와 출력전압 V_o 를 상태변수 벡터 $x = [I_s \ V_o]^T$ 로 하여 2차 시스템으로 모델링하면 상태 방정식은

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_s \\ \dot{V}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ \frac{1}{C_p} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ V_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s} \\ 0 \end{bmatrix} V_i + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{C_p} \end{bmatrix} I_o \quad (3)$$

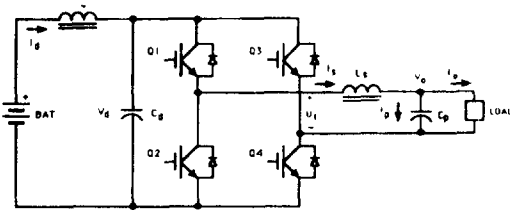


그림 4. 단상 인버터의 전력회로

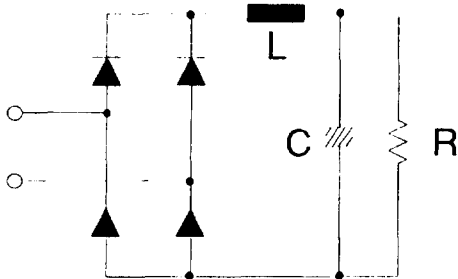


그림 5. 정류기 부하의 전력회로

$$\dot{x}(t) = Ax(t) + Bu(t) + Fw(t) \quad (4)$$

$x(t)$: 상태 변수

$u(t)$: 제어 변수

$w(t)$: 외란

이 되며, 이때 제어 변수 $u(t)$ 는 $+V_d, 0, -V_d$ 의 3가지 값을 갖으며 부하전류는 외란(Disturbance)으로 처리하였다. Sampled Data 시스템에 대한 상태 방정식을 구하기 위해 샘플 구간을 T 라고 하고, $kT \leq t \leq (k+1)T$ 구간동안 부하 전류 $I_o(t)$ 는 $I_o(kT)$ 로 일정하고, 인버터 전압 $V_i(t)$ 는 $V_i(kT)$ 라고 가정하면 식(3)으로 부터 Sampled Data 상태 방정식 (5)을 얻을 수 있다.

$$x(k+1) = A \cdot x(k) + B u(k) + F w(k) \quad (5)$$

$$a = \frac{1}{\sqrt{L_s C_p}}$$

$$A(T) = \begin{bmatrix} \cos aT & -\frac{1}{L_s a} \sin aT \\ \frac{1}{L_s a} \sin aT & \cos aT \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

$$B(T) = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_s a} \sin aT \\ 2 \sin^2 \frac{aT}{2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix}$$

$$F(T) = \begin{bmatrix} 2 \sin^2 \frac{aT}{2} \\ -\frac{1}{C_p a} \sin aT \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \end{bmatrix}$$

3.1.2 전압 제어 알고리즘

본 알고리즘의 출력전압파형 제어원리는 그림 6과 같이 출력 전압 V_o 와 부하 전류 I_o 는 측정하고 인버터 전류 I_s 는 다른 측정량을 이용하여 추정한다. 인버터 출력전압제어의 기본개념은 $t=kT$ 시점에서 측정한 $V_o(kT)$ 와 $I_o(kT)$ 및 시스템의 관계식을 이용하여 $I_s(kT)$ 값을 추정한 후 $t=(k+2)T$ 에서 인버터 출력단 전압 $V_o(k+2)$ 가 기준전압 $V_{ref}(k+2)$ 에 도달하도록 하는 제어입력 $U_i(k+1)$ 를 계산하여 $t=(k+1)T$ 에서 출력하는 것이다. 이와같이 함으로써 제어기내에서의 알고리즘 계산시간으로 인해서 펄스폭이 제한되는 것을 해결하였다. 이와동시에 출력전압 오차에 PI제어기를 사용하여 Deadbeat제어기를 보상함으로써, 시스템의 동작중에 플랜트 매개변수 변이에 대해 Deadbeat제어기가 Robust하게 하고,

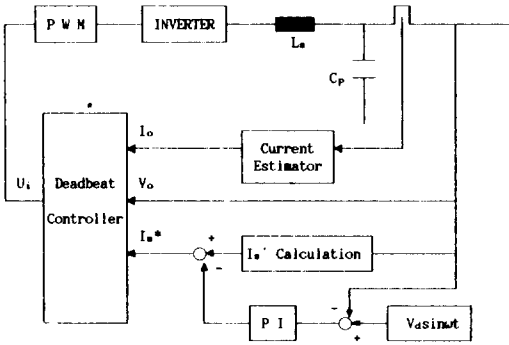


그림 6. 인버터 제어기 구성도

부하가 변하더라도 출력 전압을 안정화시키는 출력 전압 제어 알고리즘은 다음과 같이 유도된다. 식(5)로부터 인덕터전류 I_s 와 출력전압 V_o 는

$$I_s(k+1) = a_{11}I_s(k) + a_{12}V_o(k) + b_1V_i(k) + f_1I_o(k) \quad (6)$$

$$V_o(k+1) = a_{21}I_s(k) + a_{22}V_o(k) + b_2V_i(k) + f_2I_o(k) \quad (7)$$

로 주어진다.

식(6)과 식(7)을 연립하고, 다음 구간에서의 출력전압 V_o 를 그 구간에서의 기준전압 V_{ref} 으로, 즉, $V_o(k+2) = V_{ref}(k+2)$, $V_o(k+1) = V_{ref}(k+1)$ 로 대치하여 정리하면

$$V_i(k+1) = \frac{1}{b_2} V_{ref}(k+2) - \frac{a_{22}}{b_2} V_{ref}(k+1) - \frac{a_{21}a_{11}}{b_2} I_s(k) - \frac{a_{21}a_{12}}{b_2} V_o(k) - \frac{a_{21}b_1}{b_2} V_i(k) - \frac{a_{21}f_1}{b_2} I_o(k) - \frac{f_2}{b_2} I_o(k+1) \quad (8)$$

이 된다. 식 (8)에서 $I_o(k+1)$ 을 직접 구할수가 없으므로 2차 예측 방법 (2nd Order prediction Method) [5]을 사용하면.

$$I_o(k+1) = 3(I_o(k) - I_o(k-1)) + I_o(k-2) \quad (9)$$

이 되며, 아울러, 측정되는 $V_o(k)$ 와 $I_o(k)$ 로부터 $I_s(k)$ 를 계산하기 위해서

$$I_s(t) = \frac{1}{L_s} (V_i(t) - V_o(t)) dt \quad (10)$$

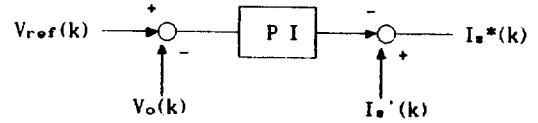


그림 7. PI에 의한 인버터 전류의 보상

사용하면

$$I_s'(k) = I_s'(k-1) + \frac{T}{L_s} \left[V_i(k-1) - \frac{V_o(k) + V_o(k-1)}{2} \right] \quad (11)$$

로 구해지나, 계산된 인버터 전류 $I_s'(k)$ 와 실제의 인버터 전류 $I_o(kT)$ 사이에는 오차가 존재한다. 이 전류 오차와 출력전압 $V_o(k)$ 와 기준전압 $V_{ref}(k)$ 사이의 오차로 인해 시스템이 불안정화되는 것을 방지하기 위해서 그림 7과 같이 PI제어기를 첨가하여 보상된 인버터 전류 $I_s^*(k)$ 를 구한다.

$$V_{err}(k) = V_{ref}(k) - V_o(k)$$

$$I_s^*(k) = I_s'(k) - (k_p V_{err}(k) + K_i \sum V_{err}(n) T) \quad (12)$$

식 (8), (9), (12)를 결합하여 다음 구간의 제어기 출력 $U_i(k+1)$ 를 구하면

$$U_i(k+1) = K_1 V_{ref}(k+2) - k_2 V_{ref}(k+1) - k_3 V_o(k) - k_4 U_i(k) - k_5 I_o(k) - k_6 I_o(k-1) - k_7 I_o(k-2) - k_8 I_s^*(k) \quad (13)$$

$$\begin{cases} k_1 = \frac{1}{b_2} & k_2 = \frac{a_{22}}{b_2} & k_3 = \frac{a_{21}a_{12}}{b_2} \\ k_4 = \frac{a_{21}b_1}{b_2} & k_5 = \frac{a_{21}f_1 + 3f_2}{b_2} & k_6 = \frac{3f_2}{b_2} \\ k_7 = \frac{f_2}{b_2} & k_8 = \frac{a_{21}a_{11}}{b_2} \end{cases}$$

이 되므로, 샘플 구간 k 에서 측정된 $V_o(k)$, $I_o(k)$ 와 기준전압 $V_{ref}(k+2)$, $V_{ref}(k+1)$, 과거에 측정된 $I_o(k-1)$, $I_o(k-2)$, $V_o(k-1)$, 추정된 전류 $I_s^*(k)$ 등으로부터 구간 $k+1$ 의 제어 변수 $U_i(k+1)$ 를 미리 구할 수 있음을 알수 있다.

3.1.3 제어 알고리즘의 순서

전압제어 알고리즘이 프로세서내에서 수행되는 순서는 다음과 같다.

- Step 1.) 구간 $k-1$ 에서 계산된 $U_i(k)$ 를 출력한다.
- Step 2.) $V_o(k)$, $I_o(k)$ 를 측정한다.
- Step 3.) $V_{err}(k) = V_{ref}(k) - V_o(k)$ 를 구한다.
- Step 4.) $I_s^*(k)$ 를 식(11)과 (12)로 구한다.
- Step 5.) $U_i(k+1)$ 를 식(13)으로 구해 $T = (k+1)$ 에서 출력한다.
- Step 6.) k 를 증가하고 Step 1.으로 간다.

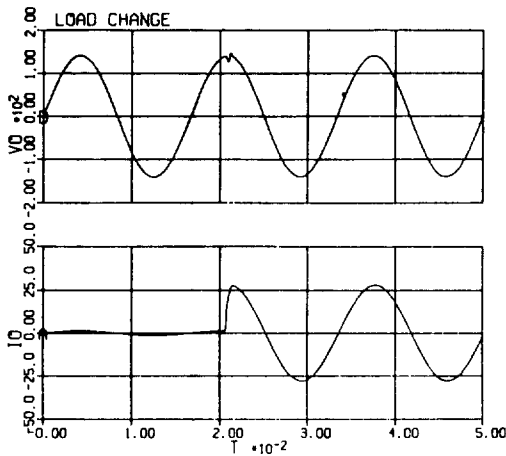


그림 8. 부하변동시의 인버터 출력전압, 부하전류

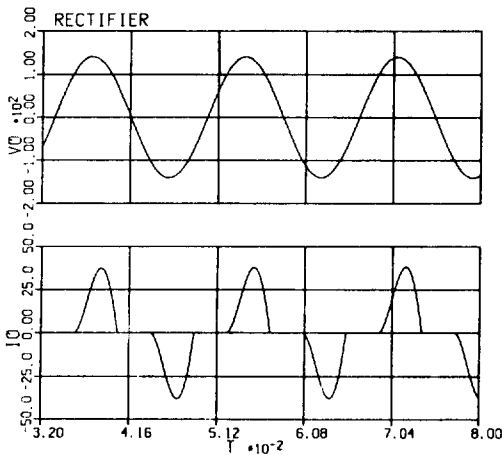


그림 9. 정류기 부하시의 인버터 출력전압, 부하전류

이때 프로세서내에서 Step 1.부터 Step5.까지의 알고리즘은 $50\mu\text{sec}$ 의 주기, 즉 20kHz 로 수행된다.

3.1.4 시뮬레이션 및 실험결과

그림 4의 단상 인버터 회로에서 $L_s = 200\mu\text{H}$, $C_p = 100\mu\text{F}$ 이고 정격부하를 2KVA 로 했을때, 무부하에서 정격부하로 부하변동 시켰을때와 그림 5의 정류기 부하를 인버터 출력단에 연결시켰을때의 인버터 출력단 전압과 부하전류의 파형에 대한 시뮬레이션 및 실험결과가 그림 8에서 그림 11에 주어져 있다. 그림 8의 경우 인버터 출력단전압의 첨두치 근처에서 부하변동을 시켜 변동되는 부하전류량을 최대로 하였을 때의 파형을 보여주고 있는데, 출력단 전압의 파형왜곡이 곧바로 보상이 됨을 알수가 있다. 그림 9는 정류기 부하상태에서의 파형을 보여주고 있는데, 이 경우에도 출력단 전압파형의 왜율이 거의 없

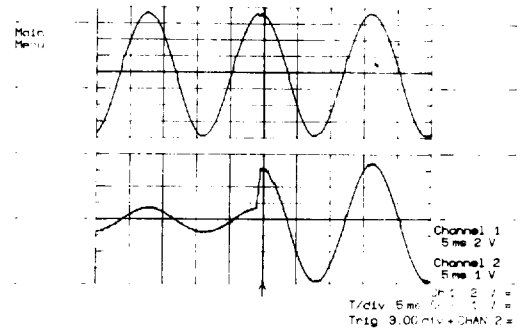


그림 10. 부하변동시의 인버터 출력전압 (50V/div), 부하전류 (10A/div)

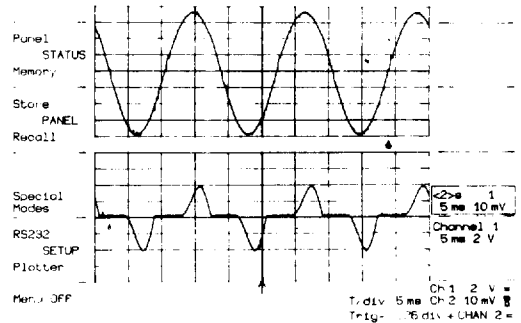


그림 11. 정류기 부하시의 인버터 출력전압 (50V/div), 부하전류 (10A/div)

음을 알 수가 있다. 한편 그림 10과 그림 11은 각각 부하변동시와 정류기 부하시에 실험파형을 보여주고 있으며 시뮬레이션에서 구한 결과와 비슷함을 알 수가 있다.

3.2 고효율 인버터

일반적으로 인버터 시스템의 효율을 향상시키기 위해서는 인버터의 스위칭 및 도통 손실을 최소화 시키고 동시에 인버터 출력단에 연결된 필터의 용량을 최소화 시켜 무효전력에 의한 손실도 감소시켜야 한다. 스위칭 주파수를 10-20KHz정도로 유지시키면서 스위치의 손실을 줄일 수 있는 방법은 크게 4가지로 분류된다. 첫째로 회생용스너버(Regenerative Snubber) [13,14] 를 사용함으로써 스위칭 손실과 스너버 손실을 모두 최소화 시키는 방법이다. 통상 수백 KVA이상의 인버터 시스템에서 GTO를 주 전력 소자로 사용할 경우에 효과적인 방법으로 생각된다. 그러나 중,소 용량의 인버터 시스템에서 회생용 스너버 회로를 이용하고자 할 경우에는 추가로 필요한 하드웨어와 제어신호를 발생시켜야 하기 때문에 경제성에 있어서 불리한 입장에 놓이게 된다. 두번째는 스위칭이 영전류 혹은 영전압에서 일어나게 하는 공진형 인버터[15,16]를 사용하는 것이다. 그러나 공진형 인버터의 경우에는 스위칭 손실이 거의없는 반면에 공진 전류에 의해서 발생하는 스위치나 공진소자의 도통손실이 커지기 때문에 통상은 수십 KVA 정도의 용량으로 제한된다.

세번째는 스위칭 속도가 매우 빠른 소자인 IGBT

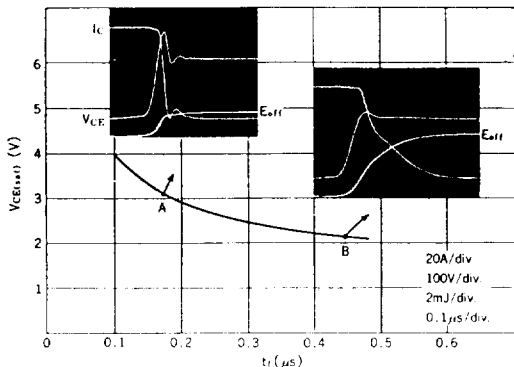


그림 12. 600V/100A 소자의 포화전압과 스위칭 특성

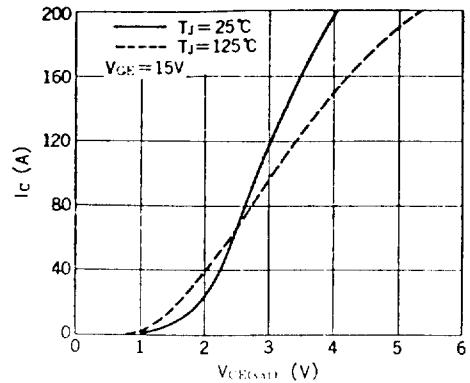


그림 13. 600V/100A 소자의 포화전압 특성

나 Power MOSFET를 사용하는 방법이다. 통상 중 전력 이상을 처리할때에는 IGBT를 사용하므로 이에 대해서 이야기 하기로 한다. 그림 12는 정격이 600V/100A인 IGBT소자의 포화전압과 스위칭 시간(하강시간 : t_f)과의 상관관계를 보여주고 있다. 그림에서도 알 수가 있듯이 동작점 A와 B점 사이의 차이가 두드러지게 나타난다. 즉 스위칭 속도가 빠르면 빠를수록 스위칭 손실은 줄어드는 대신에 포화전압은 증가하여 도통손실이 증가됨을 알 수가 있다. 제1세대의 IGBT는 빠른스위칭 속도를 가진 반면에 포화전압이 높다는 단점을 가지고 있었으나, 최근에 발표되고 있는 제2세대 IGBT는 스위칭 속도가 조금 느린 대신에 포화전압의 크기를 트랜지스터 정도까지 낮추고 있다. 따라서 사용하는 스위칭 주파수에 따라서 제1세대와 제2세대 IGBT중 어느것을 택하는 것이 효율적인가를 결정해야한다. 그러나 만약에 스위칭 주파수가 높을 경우에는 도통 손실을 줄이기 위해서는 그림 13에 도시된 바와같이 스위칭 소자 정격 전류의 1/2이내에서 사용하게되면 포화전압의 크기가 트랜지스터 보다 낮음을 알 수가 있다. 또한 이 범위 내에서는 온도가 증가하면 포화전압이 오히려 감소됨을 알 수가 있다. 즉, 스위칭 손실과 도통 손실이 모두 줄어들게 되므로 고효율 인버터 시스템이 얻어지게 된다.

4. 인버터의 병렬운전 알고리즘

인버터를 병렬운전시킬 수 있는 여러가지 제어방법이 제안되어 왔다[17~20]. 그러나 대부분의 제어

방법이 인버터 출력단 전압의 위상(혹은 주파수)과 진폭을 조정함으로써 인버터 출력단에서의 유효전력과 무효전력의 균형을 맞추는 방법으로 병렬운전을 해왔다. 반면에 최근에 주목을 끌고있는 순시전압 제어 알고리즘을 이용할 경우에는 유효전력이나 무효전력의 개념은 사라지고 순시전력의 개념만 존재하기 때문에 종래의 기술과는 완전히 다른 접근방법을 취할 수 있다. 예를들어 3장에서 살펴본 인버터의 전압제어 알고리즘은 인버터가 단독으로 동작될 때의 경우로 제한시켰으나, 여러대가 병렬로 운전될 때에도 쉽게 적용 시킬 수가 있다. 이해하기 쉽게 인버터 2대가 병렬운전될때의 경우를 살펴보기로 한다.

그림 14는 인버터 2대가 병렬 운전될때의 등가회로를 나타내고 있다. 여기서 $V_1(t)$ 와 $V_2(t)$ 는 각각 인버터 1과 인버터 2의 브리지(Bridge) 회로에 의해서 발생된 전압을 나타내는데 각각의 인버터를 구성하는 스위치에 동일한 펄스패턴을 인가하더라도 $V_1(t)$ 와 $V_2(t)$ 는 약간 다르게 나타나게 된다. 뿐만 아니라 브리지 출력단에 연결된 LC필터의 값들도 완전하게 같게 만들수가 없기 때문에 필연적으로 인버터와 인버터 사이에 순환전류가 흐르게 되고, 이로 인하여 각각의 인버터는 자기 자신의 정격용량보다 훨씬 작은 용량만을 부하측에 공급하게되므로 전체적인 시스템 효율도 크게 감소하게 된다. 따라서 병렬운전의 최대관점은 어떻게하면 순환전류를 최소로 할 수가 있느냐에 있다. 순환전류는 인버터1(인버터 2)에서 공급한 전류가 부하로 전달되지 않고 인버터 2(인버터 1)로 전달되는 것을 의미하므로, 이를 최소화 시키기 위해서는 매순간 각각의 인버터 출력전류값의 크기가 같으면서 부하전류의 절반이 되게하면 두개의 인버터가 공급하는 순시전력은 모두 부하측에 공급되므로 순환전류가 제로가 되며, 이때의 관계식과 순환전류를 수학적으로 표현해보면

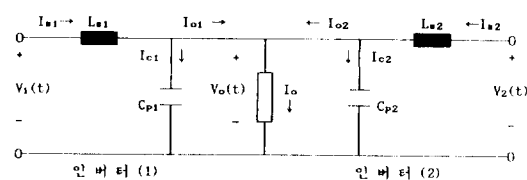


그림 14. 인버터 2대 병렬운전의 등가회로

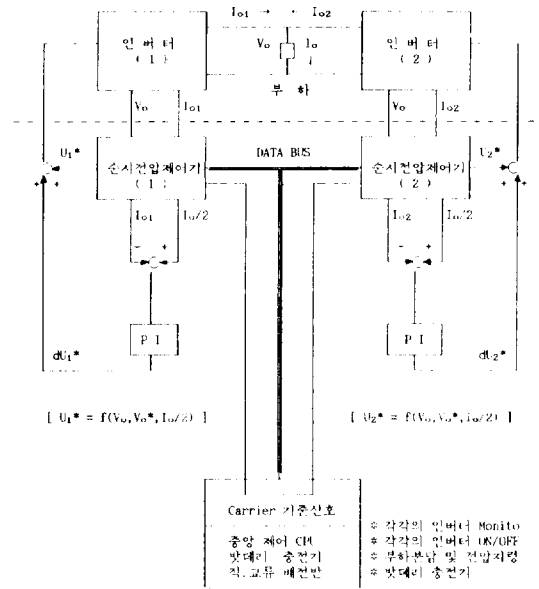


그림 15. 병렬운전시 제어기 구성도

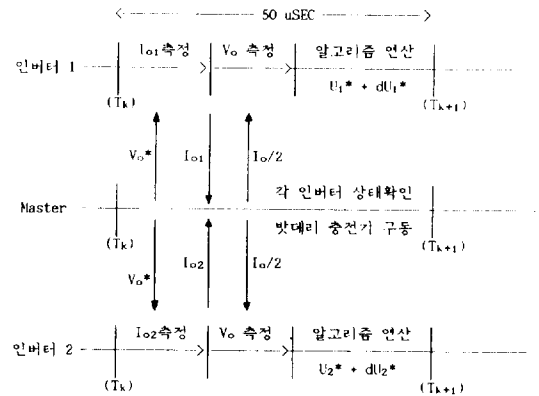


그림 16. 병렬운전시 Timing Diagram

다음과 같다.

$$I_{o1}(t) = I_{o2}(t) = I_o(t)/2 \quad (14)$$

$$I_{cir}(t) = \frac{1}{2}(I_{o1}(t) - I_{o2}(t)) \quad (15)$$

식 (14)를 항상 만족하기 위해서는 순시 전압 제어기에 대한 표현식 (13)에서 부하전류에 대한 표현식 $I_{o1}(t)$ 혹은 $I_{o2}(t)$ 대신에 식 (14)의 관계식을 대입하여 제어하면 각 제어기의 출력은 항상 같은 전력을 분담한다고 할수가 있다. 그러나, 이 경우 실제의 부하

전류 $I_{o1}(t)$, $I_{o2}(t)$ 의 전류 기준치 $I_o(t)/2$ 의 차이로 시스템이 불안정 해지므로 PI보상기를 첨가하여 시스템을 안정화 시킨다.

그림 15는 병렬운전시 제어기 구성도를 나타내며 그림 16은 이때의 Timing Diagram을 표시한다. 그림 15에서 중앙제어 CPU는 각각의 인버터 제어용 CPU에 출력전압의 기준치와 각각의 인버터 제어기가 읽은 부하전류량(I_{o1} , I_{o2})를 이용하여 각각의 인버터가 분담해야 할 전류기준치($I_o/2$)를 제공하여 각각의 인버터가 부하에 공급하는 순시전력이 균형되도록 하며, 또한 모든 인버터가 동기되어 동작하도록 삼각파와 Carrier의 기준신호를 인가함으로써 위상 동기 문제를 자동적으로 해결하였다. 예를 들어 그림 15의 병렬운전 제어기를 이용하여 인버터(1)이 동작되다가 인버터(2)가 투입되고, 다시 인버터(1)만 동작되는 과정을 살펴보기로 한다.

- ① 인버터(2)의 투입 전 인버터(1)은 순시 전압제어기(1)에 의하여 부하에서 필요한 모든 전력을 공급한다.
- ② 부하가 증가하여 인버터(2)의 투입이 필요하면 중앙제어 CPU는 인버터(2)의 출력단이 부하단에 연결되지 않은 상태에서 인버터(2)를 동작시킨다.
- ③ 인버터(1)과 인버터(2)의 출력전압의 위상이 같게 되면 중앙제어 CPU는 인버터(2)의 투입을 명령하여 인버터(2)가 투입된다.
- ④ 그림 16에 도시된 바와같이 중앙제어 CPU는 매 Sampling마다 각 인버터에 출력전압의 기준치를 제공하며, 각각의 인버터가 읽은 출력전류(I_{o1} , I_{o2})를 받아서 각각의 인버터가 분담해야 하는 전류 기준치 $I_o/2$ 를 제공한다.
- ⑤ 각 인버터의 순시전압 제어기는 순환전류 보상용 PI제어기를 포함하여 전압 지령치를 계산해 출력한다.
- ⑥ 부하전류가 감소하면 중앙제어 CPU는 인버터(2)를 분리시킨다.

시뮬레이션 결과

그림 14의 등가회로에서 L_{s1} , L_{s2} 는 200 μ H이고, C_{p1} , C_{p2} 는 100 μ F이며 각 인버터의 정격용량은 2KVA로 가정 하였다. 부하저항은 5[Ω]이며 첫번째 주기에서는 인버터(1)만 단독 운전하고 두번째 주기부터 인버터(2)를 투입 시켰고 다시 세번째 주기부터는 인

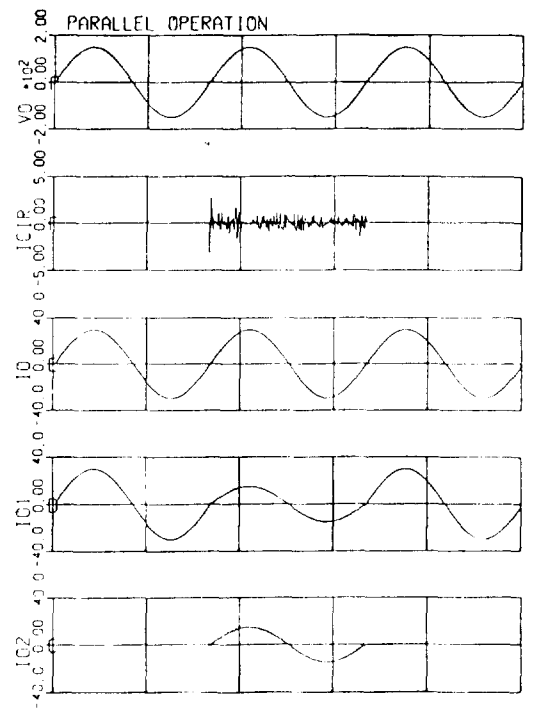


그림 17. 병렬운전시의 시뮬레이션 파형

버터(1)만 단독 운전하는 것으로 가정하여 시뮬레이션 하였다. 그림 17에 나타난 바와 같이 병렬 운전시의 순환전류(I_{CIR})는 정격 부하전류의 5%이내로 제어되며 각각의 인버터가 50%의 전력을 공급함을 알 수 있다. 출력전압의 왜율은 단독운전이나 병렬운전시 그리고 인버터의 투입과 차단시에도 거의 변화가 없음을 보여주고 있다. 이와 유사한 결과는 출력단 필터의 상수값이 변했을 경우에도 얻어진다.

5. 결 론

지금까지 태양광 발전 시스템에 이용되는 직/교류 변환장치의 기본 구성도와 각각의 동작특성에 대해서 살펴보았다. 기본 구성도중에서 전체 시스템의 성능과 효율을 좌우하는 주요 요소기술의 최근 기술동향을 중점적으로 살펴보았는데, 이중의 일부 기술은 이미 상당한 수준까지 도달한데 비해서 인버터의 병렬운전 제어알고리즘에 대한 연구는 아직 미진한 편이다. 따라서 이에 대한 제어알고리즘의 개발이 시급하다고 할 수가 있겠으며, 본고에서 언급하고 있는 인버터의, 순시전압 제어와 병렬운전에 대한

제어알고리즘도 그러한 노력의 하나로 생각한다. 뿐만 아니라 향후에 태양전지의 가격이 충분히 감소하게 되면 전체 시스템의 가격중에서 직/교류 변환장치가 차지하는 비율도 상당히 커지므로 직/교류 변환장치의 저가격화도 도모해야하며, 이와 동시에 시스템의 신뢰성 향상에도 노력을 경주해야 한다고 생각한다.

참 고 문 헌

- [1] 依田 義彦, 大庭 勝實, “太陽光發電システムの動作周波數適應形最大出力制御法”, 平成元年電氣學會全國大會, pp. 130-131
- [2] 赤塚康典, 高橋勳, “太陽電池の短絡電流推定による最大出力制御法”, 平成元年電氣學會全國大會, pp. 138
- [3] Masato Ohsato, Tomoo Kudo, Gunji Kimula and Mitsuo Shioya, “Battery charging Characteristics form Photovoltaic Modules Using Resonant DC-DC Converter”, *Conf. Record of IPEC*, Tokyo, 1990, pp 377-381.
- [4] A. Kawamura, R. Chuarayapratip and T. Haneyoshi, “Deadbeat control of PWM inverter with modified pulse patterns for uninterruptible power supply”, *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 35, No. 2, May, 1988, pp 295-300
- [5] T. Kawabata, Y. Shikano, S. Higashino, “Chargeless UPS using multifunctional BIMOS inverter”, *IEEE-IAS Conf. Record*, 1986, pp 513-520
- [6] K.P.Gokhale, A. Kawamura and R.G.Hoft, “Deadbeat microprocessor control of PWM inverter for sinusoidal output waveform synthesis”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1985, pp 28-36
- [7] A. Kawamura, T.Haneyoshi and R.G.Hoft, “Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1986, pp 576-583
- [8] A.Kawamura, R. Hoft, “Instantaneous Feedback controlled PWM inverter with Adaptive hysteresis”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 20, No. 4, pp 769-775, 1984
- [9] J. Holtz, W. Lotzkat, K. Werner, “A high-power transistor-inverter uninterruptable power system”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1986, pp 311-320
- [10] M. Carpita, M. Marchesoni, M. Oberti and L. Puglisi, “Power conditioning system using sliding mode control”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1988, pp 626-633
- [11] A. Sabanovic, N. Sabanovic and O. Music, “Sliding mode control of DC-AC converters”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1986, pp 560-566
- [12] H.J.Cha, S.S.Kim, M.G.Kang and Y.H.Chung, “Real-time digital control of PWM inverter with PI compensator for UPS”, *IEEE-IECON Conf. Record*, 1990, to be published.
- [13] Franz C. Zach, Karl H. Kaiser, et. al., “New lossless turn-on and turn-off(snubber) networks for inverters, including circuits for blocking voltage limitation”, *IEEE Tran. on Power Elec.*, Vol. PE-1, No. 2, April, 1986
- [14] G.Fregien, H.G.Langer and H.C.Skudelny, “A regenerative snubber for a 200KVA GTO-inverter”, *IEEE-PESC Conf. Record*, 1988, pp 498-504
- [15] D.M. Divan, “Resonant DC link converters-a new concept in static power conversion”, *IEEE-IAS Conf. Record*, 1986, pp 648-656
- [16] D.M.Divan, “Power converter topologies for high performance motion control systems”, *proc. of Conf. on Applied Motion Control*, 1987, pp 81-86
- [17] T.Kawabata and S. Higashino, “Parallel operation of voltage source inverters”, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 24, No. 2, March/April, 1988, pp 281-287
- [18] J. Holtz, K. Werner, “Multi-inverter UPS system with redundant load sharing control”, *IEEE-IECON Conf. Record*, 1989, pp159-164
- [19] T.kawabata et. al., “Large capacity parallel redundant transistor UPS”, *Conf. Record of IPEC*, Tokyo, 1983, pp 660-671
- [20] T. Kawabata et. al., “parallel Processing inverter system”. *Conf. Record of IPEC*, Tokyo, 1990, pp 107-114