

직렬 연결형 다중 레벨 컨버터를 위한 DC전압 평형화 기법

송홍석, 임재상, 남광희
포항공과 대학교 전자전기공학과 제어및자동화 연구실

DC Voltage Balancing Control Scheme for a Cascade Multilevel Inverter

H.S. Song, J.S. Lim, and K.H. Nam

CNA Lab. Dep. of Electronics and Electrical Engineering, POSTECH University

ABSTRACT

직렬연결형 다중레벨 컨버터(cascade multilevel converter)는 각기 절연된 DC전압원과 H-bridge인버터가 한 단위를 이루고, 각 단위 인버터의 출력을 직렬 연결한 구조로서, 부하(전동기)에 정현파에 가까운 전압을 인가할 수 있는 시스템이다. 각 H-bridge인버터의 DC전압원으로는 배터리 또는 커패시터등이 사용되는데, 일반적인 경우 각 H-bridge 컨버터의 입출력 파워가 틀려지게 되며, 따라서 DC전압간 불균형이 발생하게 된다. DC전압간 불균형이 발생하면 원하는 전압벡터를 정확하게 발생시킬 수 없게 되고, 고조파 하모닉이 만들어질뿐 아니라, 경우에 따라서는 DC전압원측에 과전압 또는 저전압 폴트가 발생할 수 있다. 본 논문은 N개의 H-bridge 인버터의 DC전압을 측정하지 않고, 전체 상출력전압만을 측정하여 각 DC전압을 추정하고, 스위칭 패턴을 변경하여 DC전압을 평형화 하는 방법을 제안한다. 모의실험을 통해서 알고리즘의 동작여부를 검증하였다.

1. 서 론

직렬 연결형 다중 레벨 컨버터는 H-bridge 인버터가 직렬로 연결된 구조를 갖는다. 직렬 연결형 다중 레벨 컨버터 (또는 인버터)의 각 상(per phase)은 그림1과 같이 직렬로 연결된 H-bridge 인버터들로 이루어진다. 다중 레벨 컨버터는 배터리, 연료전지, 또는 슈퍼커패시터등으로 구성된 각기 분리된 DC전압원을 이용하여 요구되는 출력 전압을 발생시킨다. 각 인버터 셀은 독립된 단상 인버터 구조이며, 여러개의 셀을 직렬로 연결함으로써, 저전압 전력용 반도체를 사용하여 고전압을 얻을 수 있고, 또한 셀의 수에 따라 출력 전압 레벨의 수가 증가하여 정현파에 가까운 전압 파형을 얻을 수 있다.

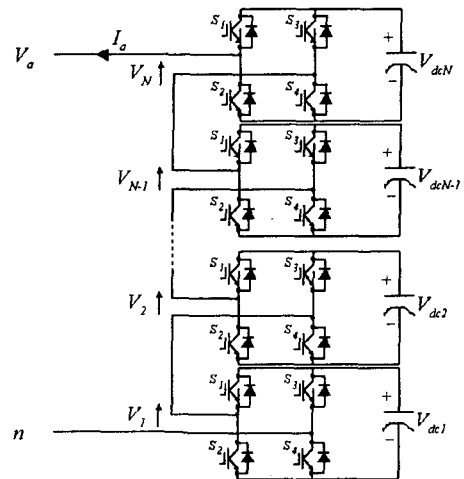


그림 1. N개의 DC전압원을 갖는 2N+1레벨의 다중 레벨 컨버터 단상 구조도.

2. 직렬 연결형 다중 레벨 컨버터 모델

각 단위 인버터의 출력전압은 +Vdc, 0 -Vdc의 값을 갖을 수 있고, 이 출력전압들은 직렬로 연결되어, 최종 출력전압은 다음과 같이 각 단위 인버터의 출력전압(Vj)의 합으로 구성이 된다.

$$V_{an} = \sum_{j=1}^N V_j$$

여기서, N은 DC전압원의 개수이고, Vj는 j번째 단위 인버터의 출력 전압이다. N개의 DC 전압원을 갖을때, 출력전압 레벨은 2N+1개 이고, 그림2는 5개의 DC전압원 일때 (11-레벨), 각 단위 인버터의 출력 전압과 전체 상 전압 파형이다.

그림 2과 같은 정상상태 출력전압에서 각 단위 인버터의 출력 전력은 다음과 같다.

$$P_j = \frac{2}{T} \int_{t_j}^{t_j + \Delta t_j} V_{dcj} I_a(\tau) d\tau$$

여기서, $\Delta t_j = T/2 - 2t_j$ 이고, T는 정상상태 출력전압

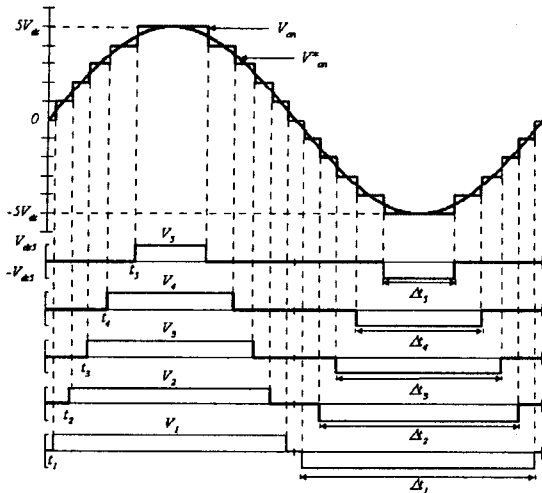


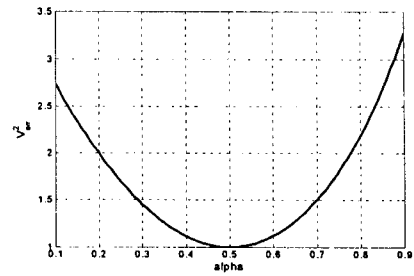
그림 2. 5개 DC전압원을 갖은 (11-level) 다중 레벨 컨버터 출력 전압 파형과 각 단위 인버터의 출력 전압파형의 일례.

의 한주기를 나타낸다. 이때 $I_a(t) = \bar{I} \sin(\omega t)$ 라고 하면 출력 전력은 다음과 같다.

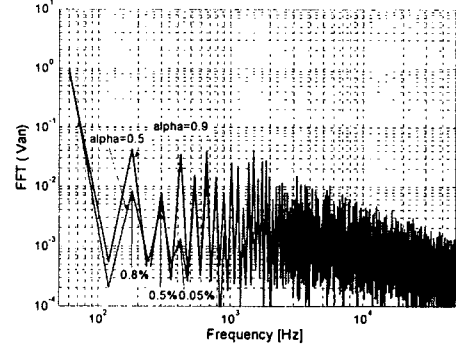
$$P_j = \frac{2}{\pi} V_{dcj} \bar{I} \sin\left(\frac{\pi \Delta t_j}{T}\right)$$

각 인버터의 DC전압이 동일하다고 가정하고, 그림 2의 출력 파형을 기준으로, 단위 인버터의 출력 전력을 비교하면 1번 인버터의 출력 전력을 기준했을때, 2번-5번 인버터의 출력 전력은 각기 96%, 87%, 72%, 54%이다. 이런 동일하지 않은 출력 또는 입력 전력은 각 인버터의 DC 전압을 다르게 해서 출력 전압이 올바르게 만드는데 방해가 될 뿐아니라, 특정 DC전압 소스에 과전압 또는 저전압을 발생 시킬 수 있다. 따라서, DC전압의 부하 및 회생시 DC전압을 동일하게 만들 필요가 있다.

지금까지 다중 레벨 컨버터를 위해서 여러 가지 스위칭 방식이 제안되어 왔다[1-4]. 그림 3과 같이 전압 지령치의 주파수에 해당하는 주파수로 스위칭 하는 방법은 각 스위치는 전원 지령치에 해당하는 주파수로 스위칭 하므로, 스위칭 손실에 매우 작으며, 스위칭 속도가 느린 소자를 사용하여도 되는 장점을 갖고 있다. 단, 고조파를 최소화 하기 위해서 스위치의 온/오프 순간을 반복적이고 복잡한 비선형 수학적계산을 통해 구해야 하기 때문에, 일반적으로 off-line으로 사전에 값을 얻어서 lookup table을 이용해서 구현한다. 그러나 이방법으로는 DC전압들이 불평형화 되었을때 그를 고려해서 스위칭 할 수가 없게 된다. 최근에 Tolbert, Chiasson, McKenzie, 와 Du[1]는 iterative numerical 해를 보다 적은 계산량으로 얻어내어 on-line으로 구현하는 방법을 제안 하였다. 그러나, 이 역시 적은 양의 계산량이 아니며, 레벨이 하나 올라갈때마다 계산량이 기하급수적으로 증가하여, 고성능 프로세서를 사용하지 않고는 구현하기가 거의 불가능 할 것으로 보인다. 본 논문에서는 불평형된 전압을 고려하여 스위칭구간을 결정하고, DC전압을 평형화 하기



(a)



(b)

그림 3. 경계전압 α 에 따른 출력전압과 기준전압차와 출력 전압의 주파수 특성.

위해서 다음과 같이 간단한 비교식을 통해서 실시간으로 계산하는 방법을 사용하였다. j번째 단위 인버터의 스위치 경계전압 V_{cj} 는 다음과 같이 결정된다.

$$V_{cj} = \alpha V_{dcj} + \sum_{i=1}^{j-1} V_{dci}, \quad j \in [1, \dots, N] \quad (1)$$

여기서 α 는 상수이며, 모의실험에서는 0.5의 값을 사용하였다. 출력 전압 지령치 V^*an 은 경계전압과 비교되어서 스위치 on, off를 결정하게 된다. 즉,

$$\text{if } V_{an}^* \geq V_{cj} \text{ then } V_j = V_{dcj}, (s=\{1,0,0,1\}), \quad (2)$$

$$\text{if } V_{an}^* \leq -V_{cj} \text{ then } V_j = -V_{dcj}, (s=\{0,1,1,0\}), \quad (3)$$

$$\text{if } |V_{an}^*| < V_{cj} \text{ then } V_j = 0, (s=\{1,0,1,0\} \text{ or } \{0,1,0,1\}). \quad (4)$$

여기서 $s=\{s1,s2,s3,s4\}$, 그림1에 나타낸바와 같이 s1과 s2는 각각 left arm의 위, 아래 스위치 상태이며, s3, s4는 right arm의 위, 아래 스위치 상태이다. 이 방법은 매우 단순하고 on-line으로 DC전압의 변화분을 스위칭 상태에 반영할수 있다는 장점을 갖는다. 또한, THD(total harmonic distortion)의 관점에서도 복잡한 계산을 통해서 얻은 방법과 거의 같은 결과를 가져온다. 그림3(a)는 경계전압에서 사용되는 상수 α 에 따른 한 주기동안의 전압 지령치와 출력전압 사이 차의 제곱값이며, 그림에서 보는바와 같이 $\alpha=0.5$ 일때 최소값을 갖게된다. 그림 3(b)는 $\alpha=0.5$ 일때와 0.9일때 출력전압의 주파수특성이다.

보는 바와 같이 $\alpha=0.5$ 일때가 0.9일때보다 고조파량이 적으며, 3차, 5차, 7차 고조파가 각각 0.8%, 0.5%와 0.05%로서 기준치에서 허용하는 적은 양임을 알 수 있다.

3. 전력 평형화 기법

이 절에서는 DC전압이 불평화 되었을때, 스위칭 순서를 바꾸어서 DC전압이 평균적으로 같아지도록 하는 알고리즘을 제안하며, 추가적으로 불평화된 DC전압을 스위칭시에 고려하여 DC전압 불평화에 의한 영향을 최소화하는 알고리즘을 구현하였다.

다중 레벨 컨버터에서 DC전압간 불평형화의 가장 큰 원인은 각 단위 인버터간의 스위치 온 기간 (duty)이 다르다는 것이다. 본 논문이 제안하는 알고리즘은 DC전압값들을 고려하여 각 인버터의 스위칭 순서를 바꾸어줌으로써 스위치 온 구간을 평균적으로 동일하게 하는 것을 목표로 한다. 알고리즘은 첫번째로 전압지령치와 상전류로서 모터링 모드 또는 회생 모드인지를 구분한다. 두 번째, 모터링 모드일때는 가장 높은 전압의 단위 인버터를 먼저 동작시켜서 동작 시간이 가장 길게 하여 DC전압원에서 가장 많은 파워가 소모되도록 하며, 가장 낮은 전압의 단위 인버터는 가장 늦게 동작시켜서 동작 시간이 가장 짧게 하여 DC전압원에서 가장 적은 파워가 소모되도록 한다. 회생모드일때는 반대로 가장 낮은 전압의 단위 인버터를 가장 먼저 동작시켜서 DC전압원에 가장 많은 파워가 흡입되도록하고, 가장 높은 전압의 단위 인버터는 가장 늦게 동작시켜서 가장 적은 파워가 DC전압원에 흡입되도록 한다. 이 아이디어는 다음과 같이 구현할 수 있다.

* DC전압 값에 따라서 인버터 인덱스를 벡터 q 에 정렬한다. 모터링 모드일때는 $q[1]$ 은 가장 높은 DC전압의 인덱스를 나타내며, $q[N]$ 은 가장 낮은 DC전압의 인덱스를 나타내며; 회생모드일때는 반대로 $q[1]$ 과 $q[N]$ 이 가장 낮은 DC전압과 가장 높은 DC전압의 인덱스를 나타낸다.

* DC전압 값을 경계전압 값 V_{cj} (식(1))는 다음과 같이 변형된다.

$$V_{cq[j]} = \alpha V_{dcq[j]} + \sum_{k=1}^{j-1} V_{dcq[k]}, \quad j \in [1, \dots, N] \quad (5)$$

각 단위 인버터의 출력값 V_j 는 식(2)-(4)를 이용해서 일반적인 방법과 동일하게 얻을 수 있다.

예를들면, $V_{dc} = \{V_{dc1}, V_{dc2}, V_{dc3}, V_{dc4}, V_{dc5}\} = \{90, 70, 80, 60, 100\}$ 이고, 회생모드일때, $q = \{q_1, q_2, q_3, q_4, q_5\} = \{4, 2, 3, 1, 5\}$ 이 되며, 경계전압 값은 다음과 같이 결정된다.

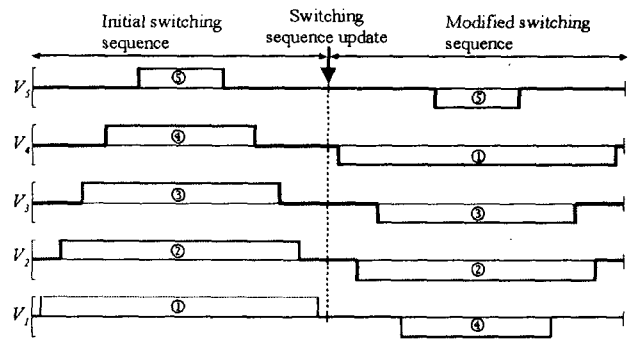


그림 4. DC전력 평형화를 위해 제안된 스위칭 시퀀스 변경 알고리즘 동작시 단위 인버터 출력 전압 파형.

$$V_{c4} = 0.5 V_{dc4}$$

$$V_{c2} = 0.5 V_{dc2} + V_{dc4}$$

$$V_{c3} = 0.5 V_{dc3} + (V_{dc2} + V_{dc4})$$

$$V_{c1} = 0.5 V_{dc1} + (V_{dc3} + V_{dc2} + V_{dc4})$$

$$V_{c5} = 0.5 V_{dc5} + (V_{dc1} + V_{dc3} + V_{dc2} + V_{dc4})$$

그림 4는 예제에 대한 단위 인버터의 출력 전압 파형이다. 왼쪽 반주기는 그림 3과 같은 초기상태를 나타내고 오른쪽 반주기는 예제와 같이 DC전압 값에 따라 경계전압 값이 변화 되었을때, 출력 전압이다. 왼쪽 반주기의 경우에는 1번 인버터가 가장 오랫동안 스위치가 동작을 하는 반면, 오른쪽 반주기에서는 DC전압이 가장 낮은 4번째 인버터가 가장 오랫동안 스위치가 동작을 하면서 회생되는 에너지를 이용하여 DC전압을 상승시키게 된다.

또한 이 방법에 의하면 DC전압 변화분이 스위칭 시간을 정하는데 있어서 경계전압 값을 정할 때 on-line으로 반영됨으로써, DC전압이 일시적으로 평형화 되지 않았을때 출력 전압에 나타나는 영향을 최소화 할 수 있다.

4. DC전압 추정 기법

위의 방법을 사용하기 위해서는 각 단위 인버터의 DC전압을 측정해야한다. 예를 들어서 한 상당 5개 단위 인버터를 사용하는 11레벨 삼상 인버터 시스템의 경우에는 DC전압을 측정하기 위해서 15개의 전압 센서, 노이즈 제거용 아날로그 필터 및 A/D 변환 채널이 필요하다. HEV(hybrid electric vehicle)와 같은 소용량 시스템에 적용하기에는 어려운 점이 있다.

본 논문에서는 각 상의 출력 전압만을 측정하여 각 단위 인버터 DC전압값을 추정하는 방법을 제안한다. 이 방법을 사용하면, 단위 인버터 개수와 레벨에 상관없이 3상 시스템의 경우에 3개의 전압 센

서와 A/D변환 채널만으로 각 단위 인버터의 값을 얻고 평형화 할 수 있다. 한상의 출력전압과 각 단위 인버터의 DC전압의 관계는 다음과 같다.

$$V_{an}(t_i) = H(t_i)X(t_i) \quad (6)$$

여기서

$$H = [s_{pn1} s_{pn2} \cdots s_{pnN-1} s_{pnN}]$$

$$X = [V_{dc1} V_{dc2} \cdots V_{dcN-1} V_{dcN}]^T$$

$$s_{pn} (\in \{0, 1\}) = s_1 - s_3, s_2 = 1 - s_1, s_4 = 1 - s_3.$$

비용(cost) 함수는 다음과 같이 선택하였다.

$$J[\hat{X}(t_i)] = \sum_{j=0}^i \lambda^{i-j} (V_{an}(t_j) - H(t_j)\hat{X}(t_j))^2 \quad (7)$$

여기서 $\lambda \in (0, 1)$ 은 forgetting factor이다. 이 비용함수를 최소화 하는 $\hat{X}(t_i)$ 는 에리 최소 자승 추정법 (least square estimation)을 적용하여 다음과 같이 얻어진다.

$$\hat{X}(t_i) = \hat{X}(t_{i-1}) + k(t_i)(V_{an}(t_i) - H(t_i)\hat{X}(t_{i-1})), \quad (8)$$

여기서,

$$r(t_i) = 1 + H(t_i)P(t_{i-1})H(t_i)^T,$$

$$k(t_i) = P(t_{i-1})H(t_i)^T r(t_i)^{-1},$$

$$P(t_i) = \lambda^{-1}P(t_{i-1}) - \lambda^{-1}k(t_i).$$

식 (8)로부터 DC전압값의 추정치를 얻을 수 있다.

추가적으로, 계산량을 최소화 할 필요가 있는 경우에는 위의 추정방법대신에 추정치로부터 출력전압의 step 변화량을 측정하고, 스위칭 상태를 고려하여 간단히 DC전압들을 추정할 수 있다. 단, 이 경우에는 고조파 또는 스위칭 노이즈에 의한 추정치의 왜곡이 예상된다.

5. 모의 실험 결과

제한된 알고리즘의 타당성을 입증하기 위하여 Matlab Simulink를 사용하여 모의실험을 수행하였다. 3개의 단위 인버터를 직렬연결한 7-레벨 컨버터구조를 사용하였으며, 0.12초동안 모터링 모드로, 0.08초동안 의 회생모드로 반복하여 운전하였다. 초기 DC전압값은 $V_{dc} = \{40, 50, 35\}$ [V] 이었다. 그림5는 모의 실험 결과이다. 그림5(a)는 운전모드 플래그와 상출력 전압이고, 그림5(b)는 3개의 DC전압값 ($V_{dc1}, V_{dc2}, V_{dc3}$)이고, 그림5(c)-(e)는 각 단위 인버터의 출력 전압 값이다. 그림5(b)-(e)에 보는 바와 같이, 모터링 시에는 DC전압이 제일 높은 두 번째 인버터의 스위치 온 기간이 가장 길고, 회생 시에는 DC전압이 제일 낮은 3번째 인버터의 스위치 온 기간이 가장 길게 동작되어 3단위 인버터의 DC전압값이 1초 내에 균일화 되었다.

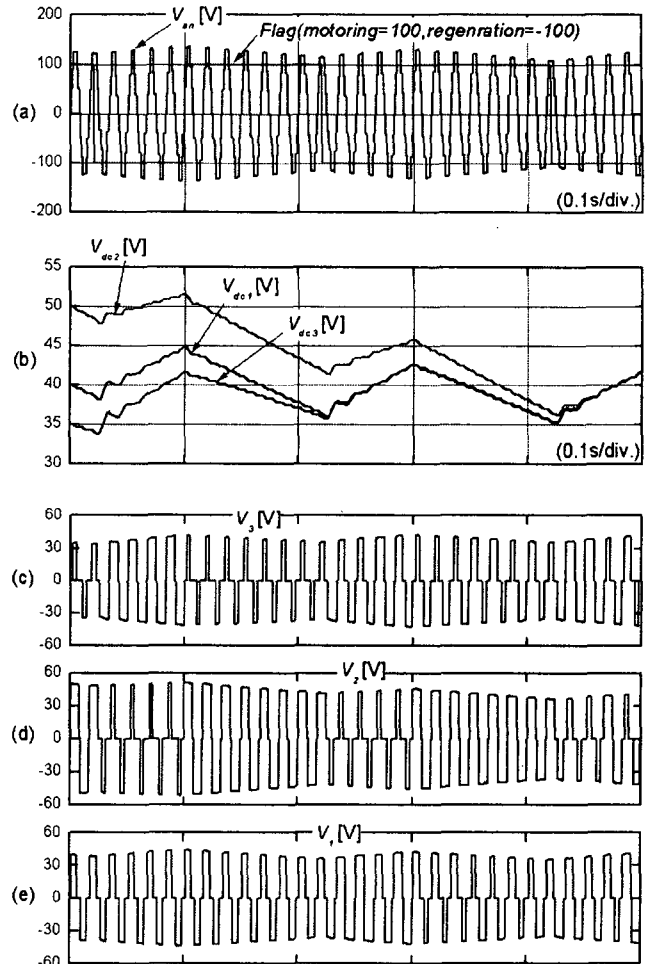


그림 5. 모의실험 결과 : (a) 모터링 및 회생 모드 flag, 상 출력 전압 V_{an} , (b) DC전압 ($V_{dc1}, V_{dc2}, V_{dc3}$), (c) V_3 , (d) V_2 , (e) V_1 .

6. 결 론

본 논문은 N개의 H-bridge 인버터의 DC전압을 측정하지 않고, 전체 상출력전압만을 측정하여 각 DC전압을 추정하고, 스위칭 패턴을 변경하여 DC전압을 평형화 하는 방법을 제안하고, 모의실험을 통해서 알고리즘의 동작여부를 검증하였다.

참 고 문 헌

- [1] L.M. Tolbert, J.N. Chiasson, K.J. McKenzie, and Z. Du, "Control of cascaded multilevel converters with unequal voltage sources for HEVs," *IEEE IEMDC conference*, pp. 663-669, 2003.
- [2] L.M. Tolbert and F.Z. Peng, T. Chunnyngham, and J. Chiasson, "Charge balance control schemes for cascade multilevel converter in hybrid electric vehicles," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. 49, No. 5, pp. 1058-1064, Oct. 2002.
- [3] W.A. Hill, and C.D. Harbourt, "Performance of medium voltage multi-level inverters," *IEEE IAS conference*, pp. 1186-1192, 1999.
- [4] B.-R. Lin, Y.-P. Chien, and H.-H. Lu,, "Multilevel inverter with series connection of H-bridge cells," *IEEE PEDS conference*, pp. 859-864, 1999.