

대용량 인버터의 병렬운전

이 현동*, 지 준근**, 설 승기*

*서울대학교 전기공학과, **순천향대학교 제어계측공학과

Parallel Operation of High Power Inverters

Hyeoun-Dong Lee, Jun-Keun Ji, Seung-Ki Sul
Department of Electrical Eng. Seoul National Univ.

Abstract—This paper deals with the parallel operation of inverters. To enlarge capacity of inverter system and reduce current ripples on inverter output side, two or more inverters are operated in parallel. Up to now six-step inverters and sinusoidal PWM inverters are considered in parallel operation, but using space-vector PWM inverters we can get many advantages of reducing ripple current energy and torque ripple and so on. As we can choose effective voltage vectors more freely than single operation, inverter output current ripples can be reduced by shifting beginning and end point of switching state back and forth.

I. 서론

3상 유도전동기를 가변속 운전할 때 인버터를 사용하게 되는데 현재 까지 개발된 반도체 스위칭 소자들의 전압, 전류정격이 제한되어 있기 때문에 인버터의 용량을 증대시키는데 한계가 있을 수 밖에 없다. 인버터의 용량을 한계 이상으로 증대시키기 위해서는 수개의 전력용 반도체 소자를 직,병렬로 연결하여 인버터의 한 스위치를 구성하기도 한다. 그러나 전력용 반도체 개개의 턴 온, 턴 오프 특성이 조금씩 다르므로 어느 한 반도체 소자에 무리를 줄 수 있는 등 많은 문제점을 가지며, 이를 극복하기 위해서는 다른 장치가 부가적으로 장착되어야 하기 때문에 제작 공정상 문제가 되고 가격도 비싸지는 단점이 있다. 또한 인버터를 구성하고 있는 반도체 소자의 스위칭작용으로 많은 고조파가 인버터의 출력에 포함되고 이는 전동기의 손실, 토오크 맥동, 전자기적 소음 및 진동의 원인이 된다. 특히 대용량 인버터에 사용되는 반도체 스위칭 소자로서 GTO (Gate Turn-off Thyristor)가 널리 보급되어 있는데 스위칭 주파수를 충분히 높일 수 없는 단점이 있어 앞에 언급된 문제들이 더 크게 부각된다. 따라서 최근에는 인버터를 수대 병렬 연결하여 용량을 증대시키고 각 인버터의 PWM을 적절히 수행하여 리플 전류의 크기를 감소시키는 연구가 활발히 진행되고 있다.

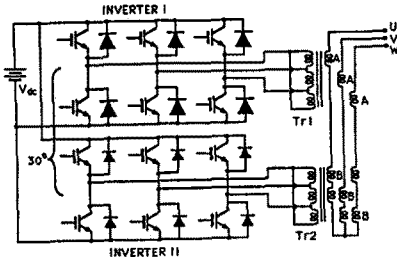


그림 1 3상 인버터의 병렬운전시 회로도

II. 본론

인버터의 용량은 출력전압과 출력전류의 곱으로 결정되기 때문에 인버터 병렬운전 방법은 최종 출력측에서 변압기들의 연결에 있어서 출력전압을 증가시키는 직렬다중 방식과 출력전류를 증가시키는 병렬다중 방식으로 구분될 수 있다. 한편 인버터의 입력측에서 보아 각각의 인버터가 동일한 직류링크를 공유하는 입력측 병렬접속과 직류링크를 인버터 갯수만큼 분할하여 각각의 인버터에 연결시키는 입력측 직렬접속으로 구분될 수 있다. 전압형 인버터를 채택할 경우 출력측을 병렬다중 방식으로 연결하면 인버터끼리의 전압과형차에 의해 순환전류가 흐르게 되고, 입력측을 직렬접속하는 경우 각 인버터가 원하는 전압이 직류링크에서 증폭이 되므로 직류링크 전압이 상당히 커야하고 분압된 직류링크 전압이 인버터의 스위칭 상태에 따라 유동하게 되는 문제점등이 있다. 따라서 전압형 인버터를 병렬운전할 때에는 입력측 병렬접속 방식과 출력측 직렬다중 방식이 보다 일반적이라고 할 수 있다. [1]

1. 구형파 인버터의 병렬운전

여러대의 구형파 인버터의 출력을 조합하여 각각의 인버터 출력을 포함한 고조파 성분을 상쇄시켜 출력전압을 보다 정현파에 가깝도록 만들 수 있다. 출력전압비가 다른 m 대의 변압기 2차권선을 직렬 접속하고, m 대의 인버터가 출력하는 전압의 기본파가 $\pi/3m$ 의 위상차를 가지도록 하여 펄스수가 $6m$ 인 인버터로 변환시킬 수 있다. 따라서 $6mk \pm 1$ 차 ($k=1, 2, 3, \dots$) 이의 고조파 성분을 상쇄시킨다. 그림 1의 경우는 $m=2$ 의 경우로서 각 인버터의 출력을 $\pi/6$ 의 위상차가 있는 출력변압기 $Tr1, Tr2$ 로 합성한다. 출력변압기의 권선 A, B 사이에는 식 1과 같은 관계가 성립하고

$$B/\sin(\frac{\pi}{6}) = A/\sin(\frac{2\pi}{3}) \quad (1)$$

따라서 $A:B = \sqrt{3}:1$ 의 권선비가 구해진다.

2. 삼각파 비교 방식 PWM 인버터의 병렬운전

구형파 인버터를 병렬운전할 경우 출력전압의 크기를 조절하기 위해서는 직류링크 전압을 가변시켜야 하므로 다이오드 정류기를 채택할 수 없고 제어정류기가 사용되거나 정류기 후단에 쇼트를 부과하여야 한다. 그러나 인버터를 PWM방식으로 운전하는 경우에는 제어정류기를 사용할 필요가 없고 구형파 인버터를 사용할 때보다 더욱 정현파에 가까운 출력을 얻어낼 수 있다.

삼각파 비교 방식 PWM의 경우 정현파 기준신호에 대하여 삼각파 캐리어를 다상화하거나 출력변압기를 다상화하여 고조파 성분을 상쇄시

켜 파형개선을 가져온다. $2\pi/n$ 위상차를 가지는 m 상 캐리어로 동상 기준파를 다중화하는 경우 캐리어 각주파수를 ω_c , 기준 신호의 각주파수를 ω_r 라 할 때, $n/m \neq$ 정수가 되는 $n\omega_r$ 부근의 PWM 측대파 ($n\omega_r \pm k\omega_c$, ($k=0,1,2$)가 소거된다. [1] 캐리어 동상 또는 다상, 변압기 동상 또는 다상의 경우에 대하여 다음과 같은 특성이 나타난다. [2]

2.1 동상 변압기, 동상 캐리어

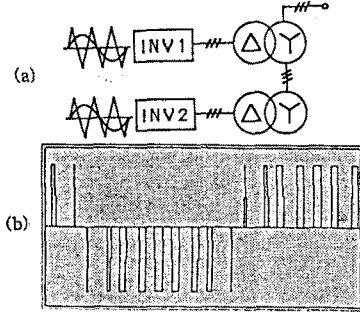


그림 2 (a) 시스템 개요 (b) 출력전압

2.2 동상 변압기, 다상 캐리어

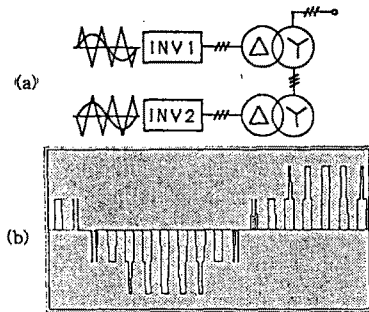


그림 3 (a) 시스템 개요 (b) 출력전압

2.3 다상 변압기, 동상 캐리어

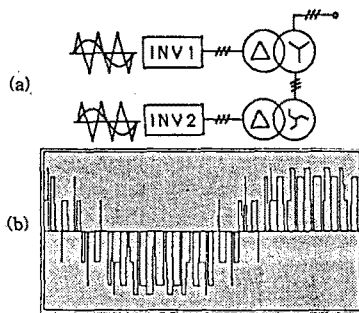


그림 4 (a) 시스템 개요 (b) 출력전압

2.4 다상 변압기, 다상 캐리어

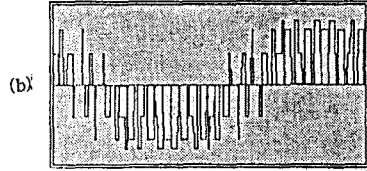
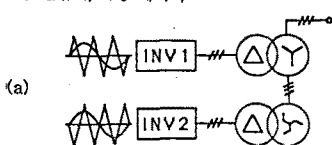


그림 5 (a) 시스템 개요 (b) 출력전압

3. 공간 벡터 방식 PWM 인버터의 병렬운전

공간벡터 방식 PWM은 다른 어떠한 제약 없이 변조비수를 1.15까지 증가시켜도 출력이 선형적으로 제어된다. 이에 비해 삼각파 비교 방식 PWM은 변조비수가 1을 초과하면 출력에 저차 고조파 성분이 포함되게 되어 파형의 왜곡을 초래하게 된다. 게다가 인버터 출력 전압과 전류의 고조파 성분의 크기를 비교해 볼 때 공간벡터 방식 PWM이 삼각파 비교 방식 PWM이 우수함을 알 수 있다. [3]

공간벡터 방식 PWM에서 샘플링 한 주기 동안 원하는 전압을 발생시키기 위해서 3상의 스위치를 각각 한번씩 스위칭하는 방법을 3상 변조법, 2상만 스위칭하는 방법을 2상 변조라 하고 무-효전압을 샘플링 한 주기의 맨처음과 맨끝에 1/2씩 나누어 위치시키는 방식을 대칭변조법, 어느 한쪽 또는 양쪽에 비대칭으로 위치시키는 방식을 비대칭변조법이라 한다. 2상 변조법을 사용하면 3상 변조법을 사용하는 경우보다 스위칭손실등을 감소시킬 수 있어 스위칭 주파수를 늘릴 수 있다. 같은 평균 스위칭 주파수에 대해서 변조비수가 낮을 경우에는 3상 변조법을 채택하여 2상 변조법을 채택할 경우보다 인버터 출력전류의 리플을 줄일 수 있고 변조비수가 0.75 이상이 되는 경우에는 2상 변조법을 채택함이 유리하다. [4]

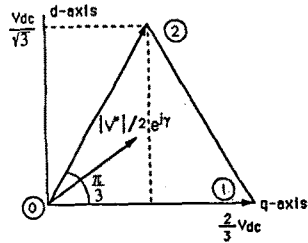


그림 6 공간벡터 방식 PWM의 전압벡터

3.1 2상 변조법

그림 7에 2상 변조법을 사용하여 인버터 2대를 병렬운전을 할 때 발생하는 q축 전압과 d축 전압이 나타난다. 1시점에서는 기준전압 ($V^*(k) \angle \gamma(k)$)을 1/2로 나누어 인버터 I의 게이팅 시점을 결정하고 동시에 샘플링 주기의 1/2이후의 기준전압 ($V^*_{ref}(k+1) \angle \gamma_{ref}(k+1)$)을 계산으로 구하여 인버터 II의 게이팅 시점을 결정한다. 인버터 I의 스위칭이 온(오프) 모드이면 인버터 II의 스위칭은 오프(온) 모드로 하여 변조비수가 높아져 인버터의 출력전압이 증폭될 경우 필요 이상의 큰 전압이 생성되는 경우를 방지한다. 이는 각 인버터를 샘플링 주기의 1/2만큼 위상차를 두어 PWM을 수행하는 것이 스위칭 주파수를 2배 증가시킨 것과 같은 효과를 가져온다. 식 2, 3은 인버터 I이 가해주는 ①, ②벡터의 시간이고 식 4, 5는 인버터 II가 가해주는 ③, ④벡터의 시간이다.

$$T_{11} = \frac{\sqrt{3}|V^*(k)|}{2V_{dc}} \cdot T_{samp} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma(k)\right) \quad (2)$$

$$T_{12} = \frac{\sqrt{3}|V^*(k)|}{2V_{dc}} \cdot T_{samp} \cdot \sin(\gamma(k)) \quad (3)$$

$$T_{21} = \frac{\sqrt{3}|V^*_{ref}(k+1)|}{2V_{dc}} \cdot T_{samp} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma_{ref}(k+1)\right) \quad (4)$$

$$T_{22} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V_{\text{ref}}^*(k+1)}{V_{dc}} \cdot T_{\text{samp}} \cdot \sin(\gamma_{\text{ref}}(k+1)) \quad (5)$$

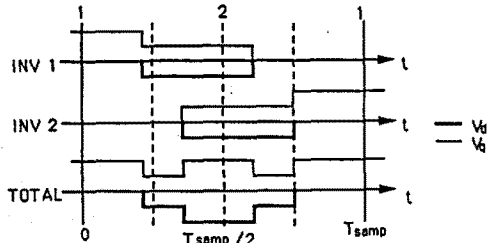


그림 7 2상 변조시 q축, d축 출력전압

3.2 3상 대칭 변조법

그림 8에 3상 대칭 변조법을 사용하여 인버터 2대를 병렬운전할 때 발생하는 q축 전압과 d축 전압이 나타난다. 1시점에서는 기준전압 ($V^*(k) < \gamma(k)$)을 1/2로 나누어 인버터 I의 게이팅 시점을 결정하고 2시점에서 기준전압 ($V^*(k+1) < \gamma(k+1)$)을 1/2로 나누어 인버터 II의 게이팅 시점을 결정한다. 2상 변조법과 마찬가지로 인버터 I이 온(오프) 모드이면, 인버터 II를 온(오프)모드로 한다. 이는 각 인버터를 샘플링 주기의 1/4만큼 위상차를 두어 PWM을 수행하는 것이고 스위칭 주파수를 2배 증가시킨 것과 같은 효과를 가져온다. 식 2, 3은 인버터 6, 7, 8은 인버터 I이 가해주는 그림 6에서의 ①, ②, ③개의 시간이고 식 9, 10, 11은 인버터 II가 가해주는 ④, ⑤, ⑥개의 시간이다.

$$T_{11} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V^*(k)}{V_{dc}} \cdot T_{\text{samp}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma(k)\right) \quad (6)$$

$$T_{12} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V^*(k)}{V_{dc}} \cdot T_{\text{samp}} \cdot \sin(\gamma(k)) \quad (7)$$

$$T_{10} = T_{\text{samp}} - T_{11} - T_{12} \quad (8)$$

$$T_{21} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V^*(k+1)}{V_{dc}} \cdot T_{\text{samp}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \gamma(k+1)\right) \quad (9)$$

$$T_{22} = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{V^*(k+1)}{V_{dc}} \cdot T_{\text{samp}} \cdot \sin(\gamma(k+1)) \quad (10)$$

$$T_{20} = T_{\text{samp}} - T_{21} - T_{22} \quad (11)$$

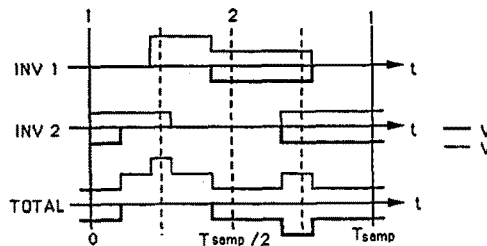


그림 8 3상 대칭 변조시 q축, d축 출력전압

III. 결론

이상에서 살펴 본 것과 같이 전압형 인버터의 병렬운전에 있어서는 입력측을 병렬연결하고 출력측을 직렬연결하는 것이 유리하다. 변조지수가 낮을 경우에 있어서는 샘플링 주기의 1/2만큼 위상차를 두어 공간 벡터 방식의 2상 변조법으로 PWM을 수행하는 것이 우수하고 변조지수가 높을 경우에 있어서는 샘플링 주기의 1/4만큼 위상차를 두어 공간 벡터 방식의 3상 변조법으로 PWM을 수행하는 것이 우수하다.

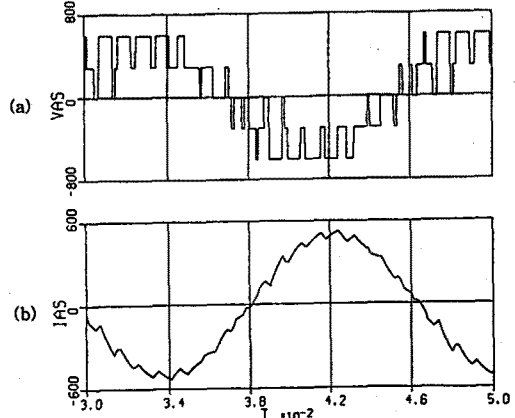


그림 9 (a) 2상 변조시 출력 전압

(b) 2상 변조시 출력 전류

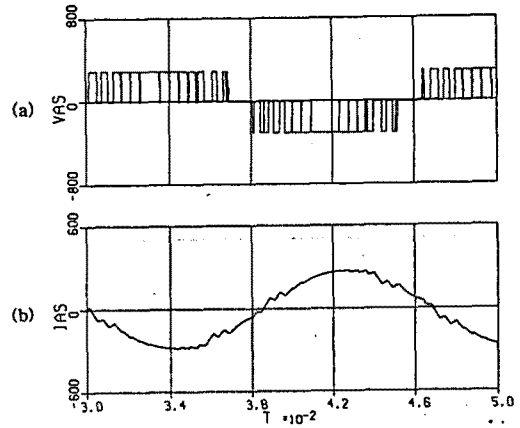


그림 10 (a) 3상 대칭 변조시 출력 전압

(b) 3상 대칭 변조시 출력 전류

IV. 참고문헌

- [1] Sadanari Yano, Shoji Mizoguchi, "Multiple Transistor Inverter", JIEE, Vol. 108, No. 2, Special issue on technologies for high-performance and large-capacity variable speed AC drive systems, pp 133~137, Feb. 1988.
- [2] 増田博之, 河面英則, 園田幸男, 神田政典, "PWMインバータの多重化方式の検討", 昭和60年 電気関係學會 九州支部聯合會 大會論文集, pp 617, 1985.
- [3] Heinz van der Broeck, "Analysis of harmonics in voltage fed inverter drives caused by PWM schemes with discontinuous switching operation", EPE'91, Firenze, 1991, pp. 3-261~3-266
- [4] H. W. van der Broeck, H. C. Skudely, G. V. Stanke, "Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vector", IEEE Tran. Ind. Appl., Vol. 24, No. 1, pp 142~150, Jan./Feb. 1988.