

3상 DAB 컨버터의 경부하 효율 향상을 위한 스위칭 알고리즘 연구

최현준, 이준영, 심주영, 정지훈
울산과학기술대학원 (UNIST)

Switching Algorithm for Improving Power Conversion Efficiency of Three Phase Dual Active Bridge Converter under Light Load Conditions.

Hyun Jun Choi, Jun Young Lee, Ju Young Sim, Jee Hoon Jung
Ulsan National Institute of Science and Technology (UNIST)

ABSTRACT

본 논문에서는 3상 듀얼 액티브 브리지 (3P DAB) 컨버터의 경부하 조건에서 전력 변환 효율을 향상시키기 위한 효과적인 스위칭 알고리즘을 제안한다. 3P DAB 컨버터는 교차배치 (Interleave) 구조로 인한 작은 필터 크기와 낮은 전도 손실을 얻을 수 있고, 추가적인 회로 없이 소프트 스위칭이 가능하며 양방향 전력 흐름에서의 무절체 제어로 인해 고전력 애플리케이션에서 널리 사용되는 토폴로지 중 하나이다. 그러나 3P DAB의 위상천이 방법(SPS)을 이용한 제어 방식의 경우 경부하 조건에서 영전압 스위칭(ZVS)의 실패 가능성이 높기 때문에 효과적이지 않다. 본 논문에서는 SPS 제어 알고리즘과 비대칭 시비를 변조법 (Asymmetrical Pulse Width Modulation; APWM)을 연속적으로 사용하여, 경부하에서 스위치의 ZVS 영역을 넓히고자 한다. 3 kW의 3상 DAB 컨버터의 시작품을 구현하고 실험을 통해 제안된 방법의 효율성을 검증 하였다.

1. 서론

최근 전력 과정의 최소화 등으로 인해 AC 시스템의 한계를 극복할 수 있으며, 효율을 증가시킬 수 있기 때문에 AC 그리드 전력 배분 시스템의 대안으로 DC 마이크로 그리드가 활발히 연구되고 있다. Low voltage direct current (LVDC)는 DC 마이크로 그리드를 구성하는데 필요한 시스템으로 고전압 (kV)을 상용 전압으로 바꿀 수 있어야 한다. 위와 같은 특징으로 인해 LVDC용 컨버터는 높은 전력을 전달할 수 있어야 하며 양방향성이 가능해야 한다.^[1] 고전압 응용 및 양방향 컨버터 중 적절한 토폴로지는 Dual Active Bridge (DAB) 컨버터가 있다. DAB 컨버터는 영전압 스위칭이 가능하고 무절체 양방향 전력 변환이 간단하다는 장점을 가지고 있다. 더욱이 3상 DAB 컨버터의 경우, H 브릿지에서 상이 하나 추가된 토폴로지, 전류가 각상으로 나뉘어 흘러 도통 손실을 줄일 수 있기 때문에 고전력에 적합하며, 단상 DAB에 비해서 수동 소자의 크기를 줄일 수 있다는 장점이 있다.^[2]

하지만 3상 DAB 컨버터의 경우 ZVS를 위해서는 일정 이상의 무효전력을 필요로 하게 되고, 경부하의 조건에서 무효전력이 충분치 않기 때문에 하드 스위칭을 하게 된다. 기존에 경부하 시 스위칭 손실을 줄이고자 여러 가지 방법이 제시되었으나,

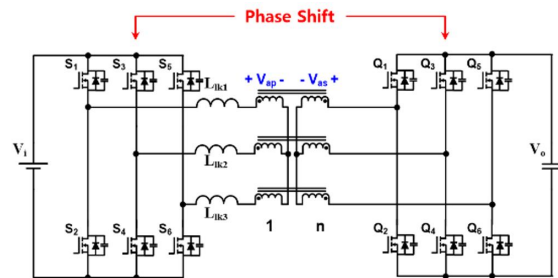


그림 1. 3 상 Dual Active Bridge DC DC 컨버터

제어 변수가 많기 때문에, 제어가 복잡할 뿐만 아니라 최적화하기 힘들다[3]. 본 논문에서는 위상천이 제어(SPS)와 비대칭 시비를 변조 제어방법 (APWM)을 연속적으로 이용하여 추가적인 회로 없이 ZVS영역을 증가시켜 스위칭 손실을 줄이고자 한다.

2. 비대칭 시비율 변조 및 위상천이 제어 방법

2.1 3상 DAB컨버터 동작원리 및 한계점

그림 1은 3상 DAB 컨버터의 회로를 나타낸다. 3상 DAB 컨버터에는 단상 DAB와 동일하게 출력단은 두 양단의 브릿지 전압 차이에 의해서 제어되고, 결합 인덕턴스가 에너지를 전달하는 역할을 한다. 결합 인덕턴스의 경우 변압기의 내부 누설 인덕턴스와 외부 인덕턴스의 합으로 나타난다. 3P DAB 컨버터를 제어하는 방법으로 SPS 제어의 경우 시비율을 50%로 고정하고 브릿지간의 위상(ϕ)에 의해서 출력전력을 제어한다. 소프트 스위칭 영역을 유도하기 위해서 데드타임 동안에 스위치의 내부 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르게 해야 하고, 다음과 같이 (1)로 유도할 수 있다.

$$i_{LZVS} = \begin{cases} i_L(0) \leq 0 \\ i_L(\phi) \geq 0 \end{cases} \quad (1)$$

하지만 이 조건은 스위치의 기생성분을 무시하기 때문에 정확하지 않다. 실제로 MOSFET의 출력 커패시터 (COSS)로 인해 전류가 COSS와 결합 인덕턴스 사이의 공진을 만들고 다음 수식 (2), (3)로 유도할 수 있다.

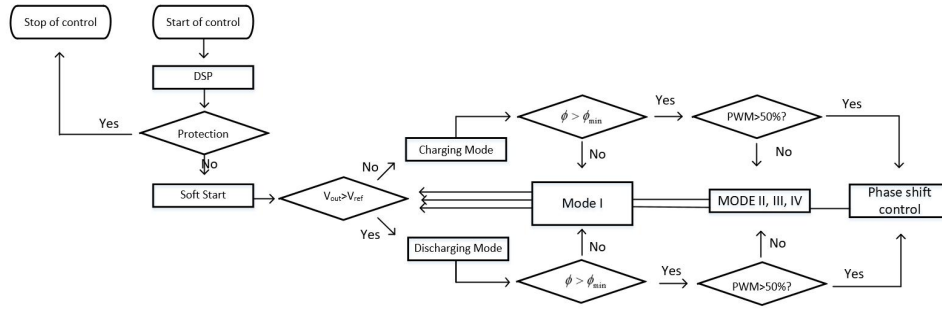


그림 3. 제안하는 알고리즘 전력 흐름 블록다이어그램

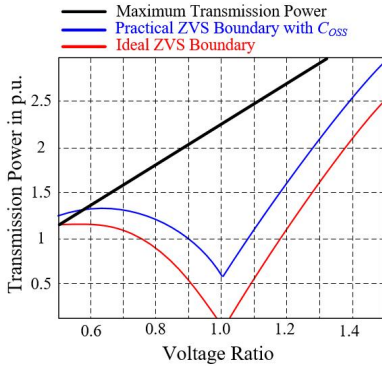


그림 2. 이론적 실제적 ZVS 경계 비교 그래프

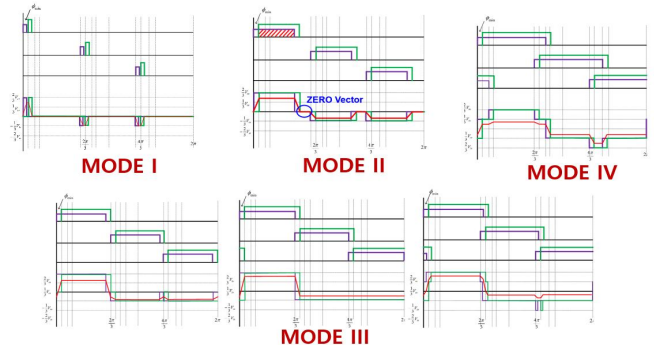


그림 4. 제안하는 알고리즘 모드 및 파형

$$i_{P-R}(t) = 3I_{p-ta} + \frac{V_s}{L} \left(\frac{d}{3} - 1 \right) (t_a - t) + I_{p-ta} \cos[\sqrt{2}w_0(t_a - t)] - \frac{\sqrt{2}V_o}{3nZ_o} \sin[\sqrt{2}w_0(t_a - t)] \quad (2)$$

$$V_{DS-1}(t) = I_{p-ta}(t_a - t) + \frac{V_s}{2L} \left(\frac{d}{3} - 1 \right) (t_a - t)^2 + Z_o I_{p-ta} \frac{\sin[\sqrt{2}w_0(t_a - t)]}{2} + \frac{\sqrt{2}V_o}{3n} \frac{\cos[\sqrt{2}w_0(t_a - t)] - 1}{2} \quad (3)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_{oss}}}, Z_o = \frac{\sqrt{L_s}}{\sqrt{C_{oss}}}$$

공진을 해석하여 실제 3P DAB컨버터에서 ZVS를 만족하는 수식은 (4)로 나타낼 수 있으며, 실제영역과 이상적인 ZVS 영역의 차이는 그림 2에 나타난다.

$$i_{L,ZVS} = \begin{cases} i_L(0) \leq I_P \\ i_L(\phi) \geq -I_S/n \end{cases} \quad (4)$$

2.2 비대칭 시비율 변조 및 위상천이 제어 방법

그림 4는 제안하는 알고리즘의 전력 흐름도를 나타낸다. 기본적인 프로텍션과 소프트 스타트가 끝난 이후, 전력제어를 하게 되는데 크게 모드 5가지로 나뉘게 된다. 모드 I에서는 최소 위상을 선정해야 하는데, 최소위상의 경우 기존 SPS에서 ZVS가 시작되는 위상을 다음과 같이 수학적으로 구해낼 수 있다.

$$i_L(0) = \frac{V_s}{3\omega L_s} \left\{ d \left(\frac{2}{3} \pi - \phi \right) - \frac{2}{3} \pi \right\} \leq \frac{\sqrt{3}V_s V_{out}}{2Z_o} \quad (5)$$

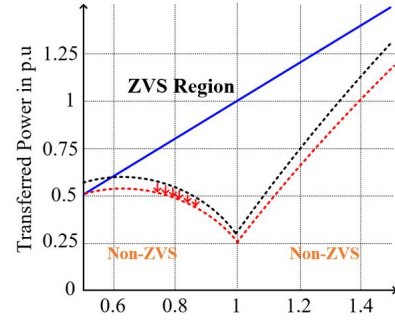


그림 5. ZVS 영역 비교 그래프

ZVS를 위한 최소 전류를 통해 최소 위상을 유도할 수 있고, 최소 위상을 통해 ZVS를 위한 최소한의 전력을 계산할 수 있게 된다. 따라서 위상이 설정한 위상에 도달하게 되면 모드가 전환되게 된다. 각각의 모드는 설정된 전력에 의해서 모드가 변환되게 되고, 모드의 파형은 그림 5와 같이 나타낼 수 있다. 모드 I와 모드 IV의 경우 2가지의 변수가 움직이게 되는데 모드 I에서는 시비율을 제어하고 위상이 시비율에 선형적으로 증가하도록, IV에서는 위상제어를 통해 시비율이 50%까지 선형적으로 증가할 수 있도록 설정한다. 모드 II, III의 경우 시비율을 통해 전력을 제어하고, 시비율이 50%에 도달하면 완전한 위상천이 모드로 변하며, 위상으로 전력이 제어된다.

$$F_{out} = \begin{cases} \frac{nV_{in}V_{out}D^2}{L f_s}, & 0 < D < \frac{\phi_{min}}{2\pi} \\ \frac{nV_{in}V_{out}}{fL} \left(D - \frac{\phi_{min,dg}}{4} \right) \phi_{min,dg}, & \frac{\phi_{min}}{2\pi} < D < \frac{1}{3} - \frac{\phi_{min}}{\pi} \\ \frac{nV_{in}V_{out}}{fL} \left(-\frac{(3D-1)^2}{18} + \frac{\phi_{min,dg}}{24} (12D+4-9\phi_{min,dg}) \right), & \frac{1}{3} - \frac{\phi_{min}}{\pi} < D < \frac{1}{3} + \frac{\phi_{min}}{2\pi} \\ \frac{nV_{in}V_{out}}{6fL} \left(\left(\frac{1}{3} - \frac{1}{4}\phi_{min,dg} \right) \phi_{min,dg} \right), & \frac{1}{3} + \frac{\phi_{min}}{2\pi} < D < \frac{1}{2} \\ \frac{nV_{in}V_{out}}{2fL} \left(\frac{2}{3} - \frac{\phi}{2\pi} \right) \phi, & D = \frac{1}{2} \end{cases} \quad (6)$$

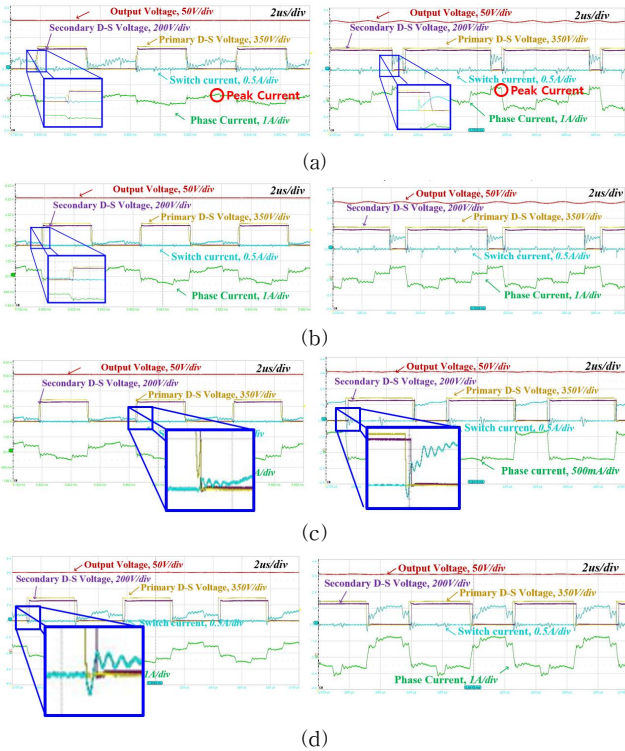


그림 6. 전력에 따른 실험파형(좌: 기존 SPS, 우: 제안한 알고리즘): (a) 100W, (b) 200W, (c) 300W, (d) 500W

각각의 모드에 전력을 유도해보면 수식 (6)로 나타낼 수 있다. ZVS영역의 경우 모드 III부터 시작되게 되어, 기존에 비하여 ZVS가 증가되는 것을 볼 수 있고, 실제 기생성분을 고려한 ZVS 영역을 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

3. 실험 결과

3상 DAB 컨버터의 입력전압은 500 V 출력전압은 252 V이며 스위칭 주파수는 100 kHz로 설정하였다. ΔY 결합과 비교하여 상대적으로 각 상간의 불균형이 적고 무효전력을 최소화 할 수 있는 Y Y 결합 구조의 변압기를 3상 컨버터에 적용하였다. 그림 6에서 출력 전력에 따른 SPS와 제안하는 알고리즘일 때 각각의 파형을 나타낸다. 100W와 200W에서는 제안하는 알고리즘의 경우 MODE II에 속하고 있으며, 그림과 같이 SPS와 제안하는 알고리즘 모두 ZVS영역에 도달하지 못하는 것을 볼 수 있다. 차이점으로는 제안하는 알고리즘의 경우 제로벡터를 가지기 때문에 ZCS가 가능하지만, 제로 벡터로 인해 피크 전류가 큰 것을 알 수 있다. 즉 스위칭 손실은 기존에 비하여 줄어들지만 도통 손실의 경우 제안하는 알고리즘이 매우 경부하에서 낮음을 알 수 있다. 300W의 경우 제안하는 알고리즘에서 전류의 방향이 역으로 흘러가기 시작하며, ZVS를 시작하게 된다. SPS의 경우 약 500W에서 ZVS가 시작됨을 볼 수 있다. 그림 7과 그림 8의 경우 기존과 제안하는 알고리즘의 효율 및 손실을 분석한 그래프이다. 앞에서 말한 것과 같이 도통손실로 인해 약 200W까지 기존의 알고리즘에서 효율이 높으나 300W부터 500W까지 제안하는 알고리즘에서 효율이 높은 것을 알 수 있다. 이는 즉 ZVS 영역을 확장시킴으로써 고주파에 적합한 알고리즘임을 알 수 있으며, 스위칭 속도가 빠르면 빠를수록 효율 차이가 클 것으로 예상할 수 있다.

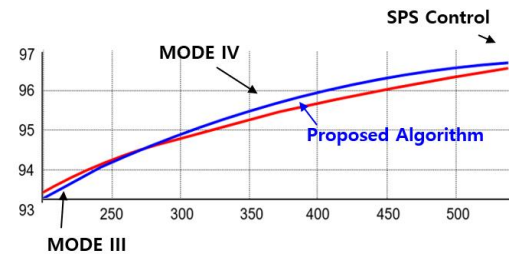


그림 7. 효율 비교 그래프



그림 8. 손실 분석 그래프

4. 결론

본 논문에서는 경부하 효율을 향상시키기 위해 3P DAB 컨버터 설계의 제어 전략을 제안한다. 3P DAB 컨버터는 절연으로 인한 안정성, ZVS로 인한 고효율의 양방향 컨버터 중 하나이다. 그러나 3P DAB는 종래의 위상천이 제어방법이 적용될 때 경부하 조건에서 낮은 효율로 인해 사용에 제한적이다. 본 논문에서는 기존의 위상천이 제어 방식에 대한 분석 및 문제점 진술을 제시하고 해결책으로 APWM와 SPS 제어를 연쇄적으로 사용하는 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘은 세 부분으로 나누어진다. 개방 루프 모드, APWM 모드 및 SPS 모드를 포함한다. 기본적으로 SPS 모드는 기존의 방법과 동일하지만, APWM 모드는 ZVS 영역을 증가시키고 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 최종 실험 결과 470W에서 300W로 ZVS가 시작되는 영역이 확장됨을 확인할 수 있었다. 경부하 조건에서의 시비율에 따라 모드전환은 전력제어를 이용하여 제어한다. 제안된 설계 방법론과 효과는 3 kW 3P DAB 컨버터의 실험 결과를 통해 검증하였다.

이 논문은 2018년 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 중견연구사업임 (NRF 2016R1A2B4011934)

참고 문헌

- [1] P. Chiradeja and R. Ramakumar, "An approach to quantify the technical benefits of distributed generation," IEEE Transactions. Energy Convers., vol.19, no.4, pp. 764-773, Dec. 2004.
- [2] F. Krismer and J. W. Kolar, "Efficiency optimized high current dual active bridge converter for automotive applications," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 59, no. 7, pp. 2745-2760, July 2012
- [3] H. van Hoek, M. Neubert, and R. De Doncker, "Enhanced modulation strategy for a three phase dual active bridge boosting efficiency of an electric vehicle converter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 28, no. 12, pp. 5499-5507, March 2013