

2 병렬 DAB 컨버터의 최적 인터리빙 위상각 분석

박정수^{1,2}, 쩡찬뎐¹, 최성진¹
 울산대학교 대학원 전기전자컴퓨터공학과¹, (주)엔사이트²

Analysis of the Optimal Interleaving Angle for 2-Module DAB Converters

Jeong-Soo Park^{1,2}, Chanh-Tin Truong¹, and Sung-Jin Choi¹

¹Department of Electrical, Electronic, and Computer Engineering, University of Ulsan, South Korea,

²Ensight. Co., Ltd, Ulsan, South Korea

ABSTRACT

본 논문에서는 IPOP(Input-Parallel Output-Parallel) DAB(Dual-Active-Bridge) 컨버터의 인터리빙 각도에 대한 연구를 수행하였다. 2 병렬 IPOP DAB 컨버터에 대한 최적의 인터리빙 각도 공식을 유도하였으며, 이를 통해 출력 커패시터의 RMS 값과 전류 리플이 최소가 되는 최적의 인터리빙 위상각을 도출하였다. 이를 25kW 2 병렬 인터리빙 DAB 시스템의 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

1. 서론

DAB(Dual-Active-Bridge) 컨버터는 DC/DC 양방향 절연 전력 변환을 위한 가장 유명한 토폴로지 중 하나로 널리 알려져 있다. DAB 컨버터는 양방향성, 절연, 넓은 전압 범위 작동 및 높은 효율성으로 다양한 용도에 사용되는 전력 변환 회로 중 하나이다.^[1] 출력 필터는 출력 전압 및 전류의 품질을 결정하는 데 중요한 역할을 한다. 인터리빙 기법은 IPOP DAB 컨버터의 출력 커패시터 크기를 최소화하는 데 주로 사용된다. DAB 컨버터의 출력 전류는 상당한 맥동을 보이며, 이는 출력 전압의 품질에 상당한 영향을 미칠 수 있다. IPOP DAB 컨버터 시스템의 최적 인터리빙 각도를 결정하는 것은 출력 커패시터의 크기를 줄이는 데 중요한 요소 중 하나이다. 그러나 대부분의 논문에서는 이에 대한 분석이 제대로 이루어 지지 않았다. 출력 커패시터 크기를 줄이기 위해 최적의 인터리빙 각도를 결정하기 위해서 분석 및 검증이 필요로 한다. 본 연구에서는 최적의 인터리빙 각도를 결정하는 공식을 유도했으며, IPOP-DAB 컨버터의 설계 절차에 효과적으로 사용될 수 있다. 본 논문에서 제시된 분석을 검증하기 위해 25kW 인터리빙 IPOP DAB 컨버터를 구성하고 테스트하였다.

2. 정상 상태 리플 분석

그림 1 은 IPOP(Interleaving Input-Parallel Output-Parallel) Dual Active Bridge(DAB) 컨버터를 나타낸다. 그림 2 는 2 개의 DAB 를 IPOP 구성했을 때 두 개의 DAB 사이의 ϕ 의 변화에 따른 인덕터, I_{oac} , 커패시터 정상 상태 전류 파형이다. 커패시터의 전류를 분석하기 위해 각각의 인덕터 전류는 입출력전압과 턴비 인덕턴스를

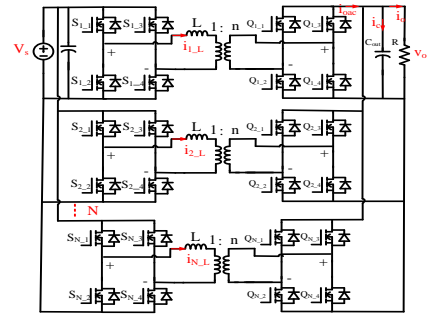


그림 1. N 병렬 IPOP DAB 컨버터.

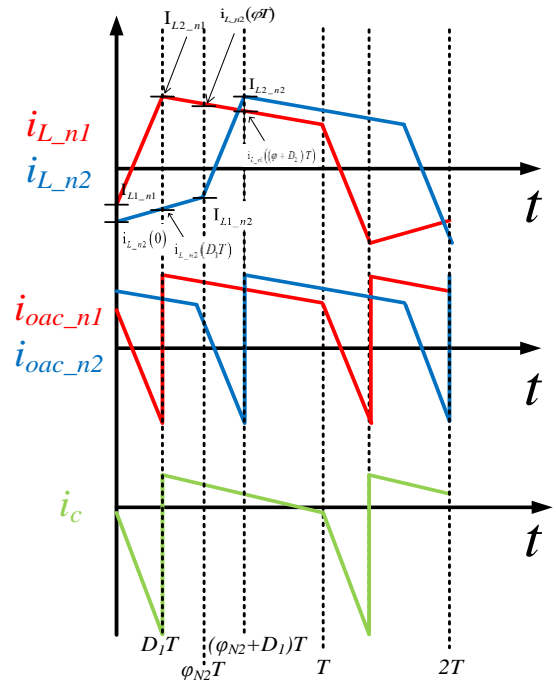


그림 2. SPS 모델레이션에서 두 DAB 의 위상 차 ϕ 를 가지는 정상 상태 전류 파형

이용해 인덕터 전류를 구할 수 있다. 이를 바탕으로 I_{oac_n1} , I_{oac_n2} 를 구할 수 있다. 이는 다음과 같으며 커패시터 전류 분석을 위해 4 개의 구간으로 나누었다.

$$i_{oac,n1}(t) = \begin{cases} \left(-\frac{V_s + V_o/n}{L} t - I_{L1,n1} \right) \frac{1}{n} & 0 \leq t \leq D_1 T \\ \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} (t - D_1 T) + I_{L1,n1} \right) \frac{1}{n} & D_1 T \leq t \leq \phi T \\ \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} (t - \phi T) + i_{L,n1}(\phi T) \right) \frac{1}{n} & \phi T \leq t \leq (D_2 + \phi) T \\ \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} (t - (D_2 + \phi) T) + i_{L,n1}((D_2 + \phi) T) \right) \frac{1}{n} & (D_2 + \phi) T \leq t \leq T \end{cases} \quad (1)$$

$$i_{oac,n2}(t) = \begin{cases} \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} t + i_{L,n2}(0) \right) \frac{1}{n} & 0 \leq t \leq D_1 T \\ \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} (t - D_1 T) - i_{L,n2}(D_1 T) \right) \frac{1}{n} & D_1 T \leq t \leq \phi T \\ \left(-\frac{V_s + V_o/n}{L} (t - \phi T) + I_{L1,n2} \right) \frac{1}{n} & \phi T \leq t \leq (D_2 + \phi) T \\ \left(\frac{V_s - V_o/n}{L} (t - (D_2 + \phi) T) + I_{L2,n2} \right) \frac{1}{n} & (D_2 + \phi) T \leq t \leq T \end{cases}$$

IPOP DAB 컨버터에서 출력 전류 I_c 는 I_{oac} 전류들의 합에 출력전류 I_o 를 제거함으로써 얻을 수 있다.

$$i_c(t) = \begin{cases} \left(-\frac{2V_o/n}{L} t + I_{L1,n1} + i_{L,n2}(0) \right) \frac{1}{n} - I_o & 0 \leq t \leq D_1 T \\ \left(\frac{2(V_s - V_o/n)}{L} (t - D_1 T) + I_{L2,n1} - i_{L,n2}(D_1 T) \right) \frac{1}{n} - I_o & D_1 T \leq t \leq \phi T \\ \left(-\frac{2V_o/n}{L} (t - \phi T) + i_{L,n1}(\phi T) + I_{L1,n2} \right) \frac{1}{n} - I_o & \phi T \leq t \leq (D_2 + \phi) T \\ \left(\frac{2(V_s - V_o/n)}{L} (t - (D_2 + \phi) T) + i_{L1,n1}((D_2 + \phi) T) - I_{L2,n2} \right) \frac{1}{n} - I_o & (D_2 + \phi) T \leq t \leq T \end{cases} \quad (2)$$

다음과 같은 식으로 커패시터의 I_{rms}^2 를 구할 수 있다.

$$I_{c_rms}^2(\phi) = \frac{1}{T} \int_0^T i_c^2(t) dt \quad (3)$$

여기서 D_1 과 D_2 는 거의 같은 값을 가지기 때문에 식을 간소화 하기 위해 같은 값으로 가정했다. I_c 의 4 개의 구간을 각각의 주기에 대해 계산하고 식을 정리하면 다음과 같은 커패시터의 I_{rms}^2 를 ϕ 에 대한 함수로써 얻을 수 있다.

$$I_{c_rms}^2 = \frac{T^2 V_o^2 \left(\phi^2 - \phi + \frac{1}{3} \right)}{L^2 n^4} - \frac{T^2 V_s^2 \left(4D^4 - \frac{16D^3}{3} + 2D^2 - \phi^2 + \phi - \frac{1}{3} \right)}{L^2 n^2} - \frac{2T^2 V_o V_s \left(4D^3 - 3D^2 + 3\phi^2 - 3\phi + 1 \right)}{3L^2 n^3} \quad (4)$$

이때, 커패시터에 흐르는 최소 rms 전류값은 I_{rms}^2 를 인터리빙 각도 ϕ 로 미분하여 결정할 수 있다.

$$\frac{\partial I_{rms}^2(\phi)}{\partial \phi} = 0 \quad (5)$$

식(5)의 결과로 I_{rms} 가 가장 최소가 되는 ϕ 값은 0.5 로 도출 되어진다. 그리고 그림 3 의 25kW 급 2 병렬 DAB 의 커패시터의 I_{rms} 를 ϕ 에 따른 그래프에서도 또한 ϕ 에서 가장 작은 rms 값을 가지는 것을 알 수 있다. 따라서 SPS 모듈레이션에서의 2 병렬 DAB 의 최적의 ϕ 는 0.5 임을 도출 하였다.

3. 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서는 시뮬레이션으로 2 병렬의 IPOP DAB 에서 최적의 인터리빙 각도를 예측했고 시뮬레이션을 수행했다. 시스템 파라미터는 표 1 과 같다. 시뮬레이션 결과 본 논문에서 도출한 I_{rms} 식과 근사함을 확인 할 수 있다. 그리고 ϕ 가 0 일때와 비교하여 최대 10%의 rms 전류가 차이가 발생함을 알 수 있다.

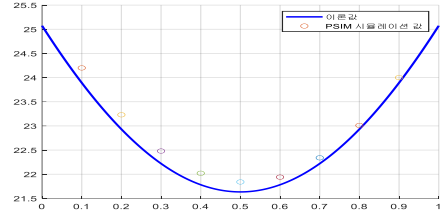


그림 3. 커패시터 rms 전류의 이론 값과 PSIM 시뮬레이션 결과

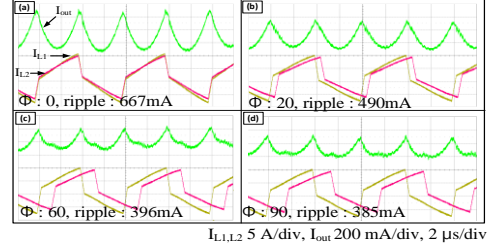


그림 5. 2병렬 IPOP DAB 의 인터리빙 각도에 따른 출력 전류 리플 및 인덕터 전류 파형

표 1 시뮬레이션에 사용한 회로 상수

심볼	회로상수	값
V_{in}	입력전압	750 V
V_{out}	출력전압	400 V
n	변압기 권선비	1/2
L	직렬 인덕턴스	50 uH
f_s	동작주파수	50 kHz

또한 출력 전류의 리플 전류를 통해 ϕ 변화에 따른 커패시터 영향을 분석 할 수 있다. 그림 5는 25kW 급 2 병렬 IPOP DAB 의 ϕ 에 따른 인덕터 전류와 출력 전류이다. 출력 리플 전류를 비교해보면 ϕ 가 0일때(a)의 리플 전류에 비해 ϕ 가 90도 일 때(d)의 리플 전류가 57% 감소한 것을 확인 할 수 있다.

4. 결론

본 논문에서는 IPOP DAB 시스템에서 최적의 인터리빙 지점을 분석 하였다. 그리고 도출된 결과는 커패시터를 크기를 줄이는데 유용함을 시뮬레이션과 실험을 통해 검증 하였다. 향후 n 개의 IPOP DAB 의 인터리빙 각도에 대한 분석과 다양한 위상 편이 변조 방식을 적용 했을 때 어떤 영향을 미치는지 연구를 진행할 예정이다.

본 연구는 중소벤처기업부의 “기술개발프로그램, (R&D, S3327193)”사업의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

참고 문헌

- [1] B. Zhao, Q. Song, W. Liu and Y. Sun, "Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 8, pp. 4091-4106, Aug. 2014.
- [2] R. T. Naayagi, A. J. Forsyth and R. Shuttleworth, "High-Power Bidirectional DC-DC Converter for Aerospace Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 11, pp. 4366-4379, Nov. 2012..