

코일 오정렬에 강인한 듀얼 액티브 브릿지 무선전력전송 시스템 설계 및 제어

김영준, 최성혁, 정태석, 하정익
 서울대학교 전기·정보공학부

Design and Control of a Dual Active Bridge Wireless Power Transfer System Against Coil Misalignment

Youngjun Kim, Sunghyuk Choi, Taesuk Joung, and Jung-Ik Ha

Department of Electrical and Computer Engineering, Seoul National University, Seoul, Korea

ABSTRACT

듀얼 액티브 브릿지 컨버터를 이용해서 무선전력전송을 하는 경우 양방향 전력전송이 가능하고 2차측에 다이오드 정류 회로를 이용할 때에 비해 더 많은 제어 자유도를 가진다. 자기적으로 결합된 코일을 이용해 무선전력전송을 할 때, 코일간의 오정렬로 결합 계수가 변하면 시스템 손실이 커지고 정격 전력을 출력하지 못할 수 있다. 이를 해결하기 위해 본 연구에서는 전력 손실을 최소화하며 넓은 코일 오정렬에 대응할 수 있는 듀얼 액티브 브릿지 컨버터 시스템을 설계한다. 무선전력전송 회로의 직렬-직렬(S-S) 보상 커패시터는 코일 오정렬이 최대일 때 원하는 전력이 전달되도록 설계한 다음, 양단 풀브릿지 듀티, 위상차를 제어 변수로 설정하여 정격 전력이 전달되면서 효율이 개선되도록 하였다.

1. 서론

무선전력전송(Wireless Power Transfer, WPT)은 물리적으로 떨어진 두 시스템 사이에서 전력을 전달하는 것을 의미한다. 무선전력전송에는 전력을 자기장을 이용해 전달하는 방식과 전기장을 이용해 전달하는 방식이 있는데, 이들을 각각 IPT, CPT라고 한다^[1]. 무선전력전송에서는 주로 자기적으로 결합된 코일을 사용한 기술이 주로 이용된다.

무선전력전송 시스템은 일반적으로는 입력단의 직류 전원을 교류로 바꾸기 위한 인버터, 전력을 전달하는 두 개의 코일, 공진 네트워크, 전달받은 교류 전력을 정류하기 위한 정류기, 그리고 전력이 전달되는 부하로 구성된다. 그러나 만약 듀얼 액티브 브릿지(DAB) 구조를 이용할 경우에는, 정류단 부분이 풀브릿지 스위치로 이루어져 있다.

매칭 네트워크에는 주로 커패시터, 인덕터와 같은 수동소자들이 포함되며 양단에 한 개의 커패시터를 배치하는 S-S, S-P, 양단에 2개의 커패시터와 한 개의 인덕터를 배치하는 Double-Sided LCC 토폴로지가 대표적이다. 일반적으로 구조가 간단하고 설계가 용이한 S-S 토폴로지가 WPT 시스템에서 주로 사용된다.

능동 스위치로 이루어진 정류기(인버터)를 사용하는 DAB 무선전력전송의 경우에는 기존의 다이오드 전과 정류기를 사용한 무선전력전송에 비해 여러 가지 이점이 있고 이에 대한 다양한 연구가 진행되었다^[2]. DAB의 이점은 첫번째로 스위치가 다이오드에 비해 전도 손실이 낮기에 전체 시스템의 효율을 높일 수 있다는 점이고 두번째로 1, 2차측 스위치를 사용해 양방향으로 전력 전송이 가능하다는 점이다. 세번째로 제어 자유도가 늘어남으로써 코일의 전도 손실을 줄이도록 제어가 가능하다는 장점이 있다.

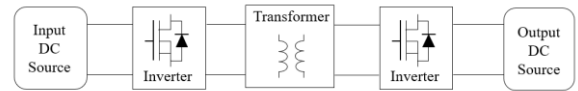


그림 1 DAB 무선전력전송 시스템

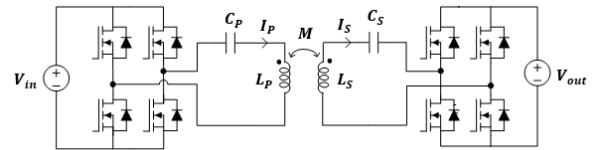


그림 2 DAB 무선전력전송 회로도

실제 WPT 시스템에서는 코일의 오정렬로 인해 상호 인덕턴스 값이 변하여 정격 출력을 얻을 수 없는 문제가 발생하는데 이에 대한 여러 연구들이 진행되었다^[3, 4]. 본 논문에서는 코일 오정렬이 발생하여도 원하는 전력을 출력하도록 하는 인버터 제어 방법 및 보상 커패시터 설계 방법을 제안한다. 그리고 상업적으로 무선충전기에서 주로 사용되는 Qi 규격의 코일을 사용하여 제안하는 방법의 우수성을 입증한다.

2. 본론

2.1 설계 목표 및 조건

본 연구는 그림 2와 같은 S-S 보상 구조 무선전력전송(WPT) 시스템을 사용한다. 이 때 결합 코일에 오정렬이 생겨 결합 계수가 변할 때 일정한 전력(P_{ref})을 전달하는 방법에 대해 다룬다. 여기서 결합 계수의 변동 범위를 $[k_{min}, k_{max}]$ 라고 둔다.

WPT 시스템에서의 전력 손실에는 스위치에 의한 손실, 코일에 의한 손실, 커패시터에 의한 손실 등이 존재하는데 이 중에서도 코일에 의한 전도 손실의 비중이 크다. 코일이 저장하는 무효 전력에 대한 코일이 전달하는 유효 전력의 비를 다음과 같이 “코일의 전달도”라고 정의한다. 코일의 전달도가 높아지게 설계하면 WPT 시스템의 효율을 높일 수 있다.

$$F = \frac{P}{Q} \tag{1}$$

본 연구에서는 자기 인덕턴스(L_p, L_s)의 변화가 없이 오직 상호 인덕턴스(M)의 크기만 변화하는 결합 코일을 가정하며 1차측 및 2차측의 보상 커패시터(C_p, C_s)를 설계한다. 또한 1, 2차측 풀브릿지 인버터의 주파수는 고정되어 있고, 3개의 제어 변수인 1, 2차측 풀브릿지 듀티(D_p, D_s)와 1, 2차측 간의 위상차(θ)를 제어할 수 있다고 가정한다.

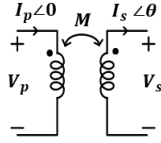


그림 3 일반적인 결합 인덕터

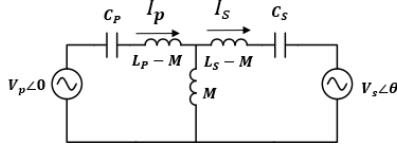


그림 4 WPT 기본파 회로

2.2 설계 및 제어 방법

그림 3의 결합 인덕터에서 유효 전력 및 무효전력의 기본과 성분을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P = \frac{1}{2} \omega M I_p I_s \sin \theta \quad (2)$$

$$Q = \frac{1}{2} (\omega L_p I_p^2 + \omega L_s I_s^2 - 2\omega M I_p I_s \cos \theta) \quad (3)$$

$\frac{I_p}{I_s} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = x$ 로 치환하면 F 를 다음과 같이 나타낼 수 있다. 그리고 F 가 최대가 될 조건을 알아보기 위해 이를 x, θ 에 대한 식으로 나타내면 다음과 같다. 여기서 k 는 결합 계수이다.

$$F(x, \theta) = \frac{k \sin \theta}{x + \frac{1}{x} - 2k \cos \theta} \quad (4)$$

(4)에서 분모의 값은 θ 의 값에 상관없이 x 가 1일 때가 최소가 된다. 그러므로 F 가 최대값을 가질 때 x 의 값은 1이다. 이 때의 F 와 F 를 θ 에 대해 미분한 식은 아래와 같다.

$$F(1, \theta) = \frac{k \sin \theta}{2 - 2k \cos \theta} \quad (5)$$

$$F_\theta(1, \theta) = \frac{2k(\cos \theta - k)}{(2 - 2k \cos \theta)^2} \quad (6)$$

(6)의 값을 0으로 만드는 θ 의 조건은 $\cos \theta = k$ 이다. 즉, $\frac{I_p}{I_s} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = 1, \theta = \arccos(k)$ 일 때, F 가 최대값을 가진다는 것을 그림 5를 통해서 확인할 수 있다.

다음으로 설계 및 제어 방법에 대해 알아볼 것이다. 우선 그림 4와 같은 기본파 등가 회로의 방정식을 세우면 아래와 같다.

$$\begin{pmatrix} V_p \\ V_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -jX_p & \omega M \sin \theta_k - j\omega M \cos \theta_k \\ j\omega M & jX_s \sin \theta_k - jX_s \cos \theta_k \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_p \\ I_s \end{pmatrix} \quad (7)$$

여기서 X_p, X_s 의 값은 다음과 같다.

$$X_p = \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} \quad (8)$$

$$X_s = \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \quad (9)$$

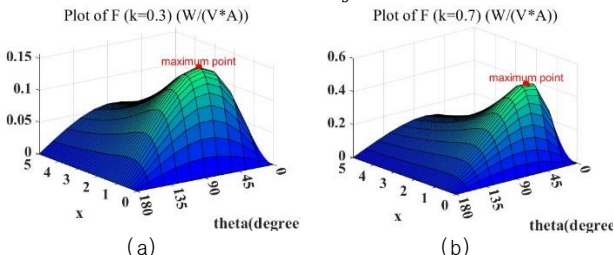


그림 5 F 의 그래프 (a) $k = 0.3$ 인 경우 (b) $k = 0.7$ 인 경우

그리고 만약 시스템이 출력하고자 하는 정격 전력을 P_o 이라고 하면 식 (2)와 $\frac{I_p}{I_s} \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} = 1$ 를 연립해서 필요한 I_p, I_s 의 크기를 구할 수 있고, 이는 다음 식과 같다.

$$|I_p| = \sqrt{\frac{2P_o}{\omega k \sqrt{1 - k^2} L_p}} \quad (10)$$

$$|I_s| = \sqrt{\frac{2P_o}{\omega k \sqrt{1 - k^2} L_s}} \quad (11)$$

여기서 I_p, I_s 의 크기는 k 에 의존함을 알 수 있다. 그리고 이를 연립해서 V_p, V_s 의 크기를 구할 수 있는데 이는 다음과 같다.

$$|V_p| = |I_p| \sqrt{(\omega k L_p)^2 + X_p^2 - 2k^2 \omega L_p X_p} \quad (12)$$

$$|V_s| = |I_s| \sqrt{(\omega k L_s)^2 + X_s^2 - 2k^2 \omega L_s X_s} \quad (13)$$

그리고 전압의 위상각은 식 (14)을 통해 구할 수 있다.

$$\theta = \text{atan} \left(\frac{\omega M I_p - X_s \cos \theta_k I_s}{X_s \sin \theta_k I_s} \right) - \text{atan} \left(\frac{X_p I_p - \omega M \cos \theta_k I_s}{\omega M \sin \theta_k I_s} \right) \quad (14)$$

WPT 시스템에서는 결합 계수가 작을수록 정격 출력을 얻기 위해 듀티비를 높게 사용해야 한다. 그러므로 결합 계수가 k_{min} 일 때 D_p, D_s 의 값을 1로 설정한다. 그러면 다음과 같은 X_p, X_s 에 대한 이차방정식을 푸는 문제가 된다.

$$\frac{16V_{in}^2}{\pi^2} = \left(\frac{2P_o}{\omega k_{min} \sqrt{1 - k_{min}^2} L_p} \right) \{ X_p^2 - 2k_{min}^2 \omega L_p X_p + (\omega k_{min} L_p)^2 \} \quad (15)$$

$$\frac{16V_{out}^2}{\pi^2} = \left(\frac{2P_o}{\omega k_{min} \sqrt{1 - k_{min}^2} L_s} \right) \{ X_s^2 - 2k_{min}^2 \omega L_s X_s + (\omega k_{min} L_s)^2 \} \quad (16)$$

이 이차방정식을 풀면 X_p, X_s 의 값을 구할 수 있고 이를 이용하여 C_p, C_s 의 값을 다음과 같이 구한다.

$$C_p = \frac{1}{\omega(\omega L_p - X_p)} \quad (17)$$

$$C_s = \frac{1}{\omega(\omega L_s - X_s)} \quad (18)$$

그리고 결합 계수가 k_{min} 보다 클 경우에는 식 (10), (11)에 따라 기본파의 크기를 구한다. 이 경우 듀티는 아래 식과 같다.

$$D_p = \frac{2}{\pi} \text{asin} \left(\frac{\pi |V_p|}{4V_{in}} \right) \quad (19)$$

$$D_s = \frac{2}{\pi} \text{asin} \left(\frac{\pi |V_s|}{4V_{out}} \right) \quad (20)$$

그리고 1, 2차측 폴브릿지 인버터의 위상차는 식 (14)을 통해 구할 수 있다.

2.3 설계 예시 및 시뮬레이션

표 1은 S-S WPT 시스템의 회로 파라미터를, 표 2는 설계 제한 조건을 나타낸다. 코일은 Qi 표준 규격인 MP-A2 코일을 모

표 1 WPT 회로 파라미터

회로 파라미터	값
L_p (입력 인덕턴스)	10.5 μ H
L_s (출력 인덕턴스)	10.5 μ H
f (주파수)	100 kHz

표 2 WPT 설계 제한 조건

입력 전압 (V_{in})	10 V
출력 전압 (V_{out})	10 V
정격 출력 (P_o)	14.3 W
결합 계수 범위 ($[k_{min}, k_{max}]$)	[0.3, 0.7]

텔링하였다.

또한 표 2와 같은 제한 조건에서 도출된 설계 파라미터 값은 표 3에 나타났다.

표 3 도출된 설계 파라미터

입력 커패시터 (C_p)	477.65 nF
출력 커패시터 (C_s)	477.65 nF

이제 MATLAB을 이용해서 본문에서 제시한 k 의 값에 따른 일정 출력 제어 방법을 그림 6(a), (b)에 나타냈다.

그리고 그림 6에 나타난 제어 방법을 토대로 결합 계수가 최솟값(0.3)과 최댓값(0.7)일 때의 입력측 및 출력측의 인버터 출력 전압과 전류의 파형을 각각 그림 7과 그림 8에 도시하였다.

그리고 2차측에 다이오드 전파 정류기를 이용하고, 보상 커패시터를 코일의 자기 인덕턴스와 공진하도록 설계한 기존 방법과 본 연구에서의 설계를 시뮬레이션을 통해서 비교하였다. 시뮬레이션을 통해 구한 출력 전력과 WPT 시스템의 효율은 그림 9에 도시하였다.

그림 7, 8에서 볼 수 있듯, $k = 0.7$ 에서의 1, 2차측 전류의 RMS 값이 $k = 0.3$ 일 때보다 작다. 이를 보면 코일에서의 동손은 $k = 0.7$ 인 경우가 $k = 0.3$ 인 경우에 비해 작다는 것을 알 수 있으며 이는 그림 9-(b)에서도 확인 가능하다. 그림 9(a)를 보면 목표 전력보다 출력이 약간 낮은 것을 확인할 수 있는데 이는 코일, 스위치 등의 전도 손실, 고조파의 영향 등의 원인에서 기인한다.

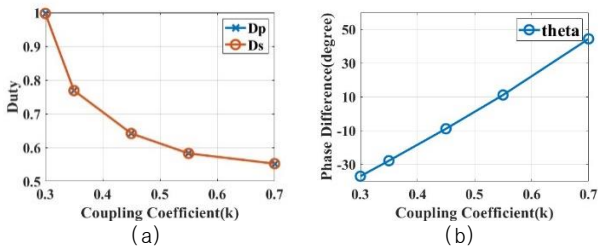


그림 6 k 값에 따른 제어 방법 (a) 듀티 (b) 위상차

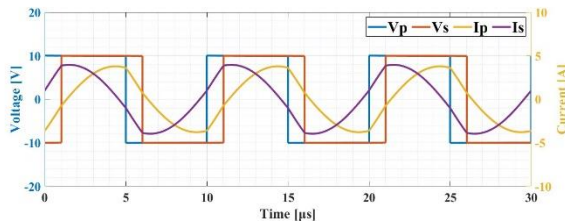


그림 7 $k = 0.3$ 일 때 파형

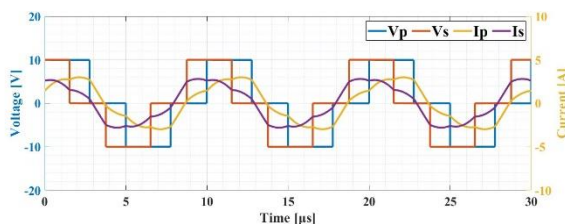


그림 8 $k = 0.7$ 일 때 파형

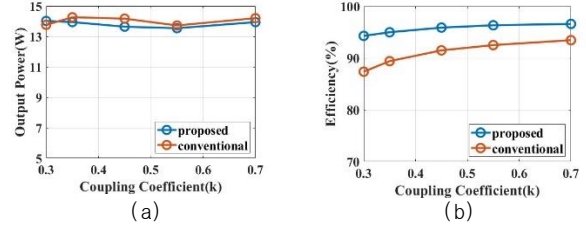


그림 9 k 값에 따른 시뮬레이션 결과 (a) 출력 전력 (b) 효율

그림 9(b)를 보면 제안한 방법을 사용하면 다이오드 전파 정류기를 이용한 기존 방법에 비해 효율을 높일 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

3. 결론

본 논문에서는 듀얼 액티브 브릿지를 이용하는 직렬-직렬 커패시터 보상 구조의 무선전력전송 시스템에서 코일 오정렬이 발생하더라도 시스템의 전력 손실을 최소화하도록 하는 1, 2차측 커패시터 설계 및 인버터 제어 방법을 제안하였다. 1, 2차측 커패시터는 코일의 결합 계수가 최소일 경우 목표하는 전력을 출력하면서, 코일의 손실이 최소가 되도록 설계하였다. 또한, 인버터는 설정한 결합계수 변동 범위 내에서 목표 전력을 출력하고, 코일의 손실이 최소화되도록 제어하였다. 또한 제안한 제어 방법과 기존 방법을 Qi 규격을 만족하는 코일을 이용해 시뮬레이션을 진행함으로써, 제안한 방법이 기존 방법보다 우수함을 보였다.

이 논문은 서울대학교 전력연구소의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] J. Dai and D. C. Ludois, "A Survey of Wireless Power Transfer and a Critical Comparison of Inductive and Capacitive Coupling for Small Gap Applications," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6017-6029, Nov. 2015
- [2] J. Lee, S. Choi and J. -I. Ha, "Design and Analysis of Resonant Network for Dual Active Bridge Converter," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 12, no. 4, pp. 3784-3799, Aug. 2024, doi: 10.1109/JESTPE.2024.3406953.
- [3] E. Chung and J. -I. Ha, "Impedance Matching Network Design for 6.78-MHz Wireless Power Transfer System With Constant Power Characteristics Against Misalignment," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 39, no. 1, pp. 1788-1801, Jan. 2024, doi: 10.1109/TPEL.2023.3320199.
- [4] T. Diekhans and R. W. De Doncker, "A Dual-Side Controlled Inductive Power Transfer System Optimized for Large Coupling Factor Variations and Partial Load," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 11, pp. 6320-6328, Nov. 2015, doi: 10.1109/TPEL.2015.2393912. Electronics, vol. 66, no. 2, pp. 1044-1058, Feb. 2019