

ZVS 동작을 고려한 직렬-직렬 보상 구조 무선전력전송 시스템의 보상 커패시터 설계 방법

정태석, 하정익
서울대학교 전기·정보공학부

Design Method of Compensation Capacitors for Series-Series Compensated Wireless Power Transfer System Considering ZVS Operation

Taesuk Joung, Jung-Ik Ha

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

ABSTRACT

무선 전력 전송 시스템은 유선 충전에 비해 여러 장점들로 인해 널리 사용되고 있다. 그러나 송신 코일(TX)과 수신 코일(RX) 간의 정렬 상태에 따라 출력 특성이 달라진다. 따라서 넓은 코일 오정렬 범위에서도 높은 효율을 유지하며 원하는 전력을 전송하는 것이 요구된다.

본 연구에서 제안된 직렬-직렬 보상 구조 무선전력전송 시스템에서는 1차측 인버터의 듀티비 제어를 통해 입력 전압과 코일 전류 제한을 준수하면서 20 W의 출력 전력 전달이 이루어지며, 결합계수가 0.25에서 0.75 사이일 때 영전압 스위칭(ZVS)을 보장한다. 제안된 설계는 두 가지 기존 설계(자기 인덕턴스를 이용한 공진, 누설 인덕턴스를 이용한 공진)와 소프트 스위칭 동작 및 코일 전류 측면에서 비교된다. 시뮬레이션을 통해 결합계수가 0.25~0.75 사이에서 변동할 때, 제안된 설계가 기존 설계와 다르게 전 영역에서 ZVS를 달성할 수 있어 더 효과적임을 입증한다.

1. 서론

무선전력전송(Wireless Power Transfer, WPT) 시스템은 모바일 기기의 충전 방식으로 널리 채택되고 있다^[1]. 소비자 전자기기에서 충전 및 통신을 위한 기존 유선 방식을 제거하려는 추세에 따라 무선충전이 적용된 사례가 증가하고 있다. 무선충전은 커넥터나 전선이 필요 없다는 점에서 매우 편리하지만, 충전 성능은 유선충전 방식에 비해 제한적이다. 특히, 출력 특성은 송신 코일(TX)과 수신 코일(RX) 간의 정렬 상태에 크게 의존한다.

WPT 시스템에서 정렬 상태의 변동을 보완하기 위해 기존에 여러 연구가 진행되었다. [2], [3]은 LCC 네트워크를 사용했지만, 추가적인 수동 소자를 사용하면 시스템의 부피와 비용이 증가한다. [4], [5]에서는 가변 커패시터를 사용했지만, 구현하기 위해서 추가적인 전력 장치와 구동 회로가 필요하다. [6], [7]에서는 주파수를 조정하여 공진 주파수를 추적하도록 시스템을 설계했으나, 시스템 복잡도가 증가하고 주파수가 증가할 때 코일 특성이 저하될 수 있다.

따라서 본 논문에서는 간단한 직렬-직렬 보상 토폴로지를 채택하고, 시스템이 주어진 코일 오정렬 범위 내에서 전류 제한과 소프트 스위칭 조건을 충족하면서 일정한 출력을 얻을 수 있도록 보상 커패시터 설계 방법을 제안한다.

2. 본론

2.1 직렬-직렬 보상 무선전력전송 회로 모델 및 분석

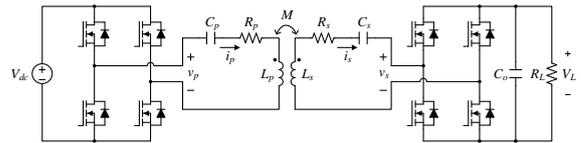


그림 1 S-S WPT 시스템 회로
Fig. 2 Circuit model of the S-S WPT system

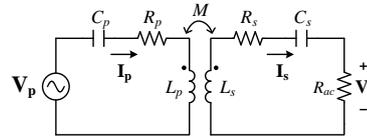


그림 2 S-S WPT 시스템 회로 (기본파 분석, FHA)
Fig. 2 Circuit model of the S-S WPT system (FHA)

그림 1은 S-S WPT 시스템의 회로 모델을 나타낸다. 기본파 분석(FHA)에 기반한 단순화된 모델은 그림 2와 같다. 여기서, 듀티비가 D 일 때 인버터 출력 전압의 기본 성분은 $V_p = \frac{4}{\pi} V_{dc} \sin\left(\frac{\pi D}{2}\right)$ 이고, 동기 정류기의 등가 ac 저항은 $R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L$ 로 나타낼 수 있다.

그림 2의 S-S WPT 시스템 회로 모델은 입력이 V_p 이고 출력이 V_s 인 2포트 수동 네트워크로 해석할 수 있다. 2포트 네트워크 해석으로 입출력 전압, 전류, 임피던스 간의 관계를 네트워크 파라미터로 표현할 수 있으므로, 회로 분석 및 설계가 용이하다. 코일의 ESR을 무시하면, 입력 및 출력 전압은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} V_p = j\left(\omega L_p - \frac{1}{\omega C_p}\right)I_1 - \omega M I_2 \\ V_s = \omega M I_1 - \left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right)I_2 \end{cases} \quad (1)$$

(1)로부터 1, 2차측 회로의 전압과 전류 간의 관계는 다음과 같이 행렬곱으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_p \\ V_s \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} \omega L_p - \frac{1}{\omega C_p} & \omega M \\ \omega M & \omega L_s - \frac{1}{\omega C_s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ -I_2 \end{bmatrix} = j \begin{bmatrix} X_{11} & X_{12} \\ X_{12} & X_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_p \\ -I_s \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서, X_{11} , X_{12} , X_{22} 는 2포트 네트워크의 입출력 관계를 정의하는 네트워크 파라미터이다. $X_{12} = \omega M$ 는 1, 2차측 코일 간의 결합계수 k 에 의존한다. 반면, X_{11} 과 X_{22} 는 독립적인 네트워크 파라미터로, 직렬 보상 커패시턴스 C_p 와 C_s 를 설계하는 데 사용된다.

2.2 2포트 네트워크 설계 방법

S-S WPT 시스템을 설계할 때 기준 결합계수의 값을 k_n 이라 하면, 네트워크 파라미터 X_{12} 는

$$X_{12} = \omega M_n = \omega k_n \sqrt{L_p L_s} \quad (3)$$

와 같다. 또한, 2포트 네트워크의 입력 임피던스 $Z_i = R_i + jX_i$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다^[8].

$$\begin{cases} R_i = \frac{X_{12}^2 R_{ac}}{R_{ac}^2 + X_{22}^2} \\ X_i = X_{11} - \frac{X_{12} X_{22}}{R_{ac}^2 + X_{22}^2} \end{cases} \quad (4)$$

또한, 1차측 인버터의 출력 전력은 다음과 같이 표현된다.

$$P_{inv} = \frac{R_i}{R_i^2 + X_i^2} V_{p,rms}^2 \quad (5)$$

여기서 $V_{p,rms}$ 는 인버터 출력 전압 V_p 의 실효값을 나타낸다. 다음으로 설계변수 m 을 (6)과 같이 정의한다.

$$m \equiv -\frac{X_{22}}{R_{ac}} \quad (6)$$

이 설계변수 m 은 설계 목표를 달성하기 위해 선택할 수 있는 임의의 실수이다^[8]. 결합계수가 k_n 일 때 정격 출력 전력 P_o^* 을 얻기 위한 네트워크 파라미터는 다음과 같다.

$$\begin{cases} X_{11} = -mR_{i,n} \pm \sqrt{m^2 R_{i,n}^2 - \left\{ (m^2 + 1)R_{i,n}^2 - \frac{V_{p,rms}^2 R_{i,n}}{P_o^*} \right\}} \\ X_{12} = \omega k_n \sqrt{L_p L_s} \\ X_{22} = -mR_{ac} \end{cases} \quad (7)$$

여기서, $R_{i,n}$ 은 기준점 k_n 에서 입력 임피던스 Z_i 의 실수부를 의미한다. (7)에서 제곱근 앞의 부호가 '-'인 경우, X_{11} 과 X_i 가 음수가 되고, 입력 임피던스가 용량성이 되어 ZVS가 달성될 수 없으므로, 제곱근 앞의 부호는 '+'를 선택한다.

표 1 S-S WPT 시스템 회로 파라미터

Table 1 S-S WPT system circuit parameters

f_{sw}	스위칭 주파수	127.7 kHz
L_p	1차측 코일 인덕턴스	10 μ H
R_p	1차측 코일 저항	0.05 Ω
L_s	2차측 코일 인덕턴스	12 μ H
R_s	2차측 코일 저항	0.16 Ω
R_L	부하 저항	10.0 Ω

표 2 설계 목표 및 제한 조건

Table 2 Design goal and constraints

정격 출력	$P_o^* = 20$ W
입력 DC 전압	$V_{dc} = 15$ V
TX 코일 정격 전류	$I_{p,max} = 7$ A
RX 코일 정격 전류	$I_{s,max} = 3$ A
결합계수 변동 범위	$0.25 \leq k \leq 0.75$

표 1은 S-S WPT 시스템의 회로 파라미터를, 표 2는 시스템의 설계 목표와 제한 조건을 나타낸다. 1차측 인버터의 듀티비는 출력 전력을 조절하기 위해 제어되며, DC 링크 전압은 15 V로 고정된다.

2.3 인버터 ZVS 조건을 고려한 설계

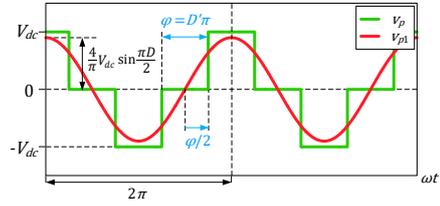


그림 3 1차측 인버터 극전압 (v_p), 기본파 성분 (v_{p1})

Fig. 3 Primary-side inverter output voltage (v_p), and its fundamental component (v_{p1})

표 3 보상 커패시턴스 비교

Table 3 Compensation capacitance comparison

설계 방법	C_p [nF]	C_s [nF]
(a) 자기 인덕턴스 공진	155	129
(b) 누설 인덕턴스 공진	214	168
(c) 제안된 설계	210	111

그림 3은 듀티비가 D 일 때 1차측 인버터의 출력 전압을 나타낸다. 여기서, v_p 는 준구형파 형태의 극전압을 나타내며, v_{p1} 은 v_p 의 기본파 성분이다. 인버터가 ZVS 영역에서 동작하려면 v_{p1} 에 대한 1차측 전류의 위상 지연이 $\phi/2$ 이상이어야 한다. 즉,

$$\angle Z_i = \angle V_p - \angle I_p \geq \frac{\phi}{2} = \frac{(1-D)\pi}{2} \quad (8)$$

따라서, 입력 임피던스가 (8)을 만족하도록 네트워크 파라미터를 선택한다.

2포트 네트워크는 다음 조건들을 만족하도록 설계된다: (i) $0.25 \leq k \leq 0.75$ 범위에서 정격 출력이 부하에 공급됨, (ii) 1, 2차측 코일의 전류 정격이 만족됨, (iii) 1차측 인버터가 ZVS 조건에서 동작함.

기준 결합계수의 값 k_n 은 0.25로 설정하고, 조건 (i)~(iii)을 동시에 만족하는 설계변수 m 의 범위를 찾을 수 있으며, 그 중에서 시스템의 평균 전도 손실을 최소화하는 설계값 m 을 선택한다.

표 3은 기존 방법과 제안된 방법으로 설계한 보상 커패시터 값을 보여준다. 여기서 기존 방법으로 (a) 자기 인덕턴스와의 공진, (b) 결합계수 $k = 0.25$ 에서 누설 인덕턴스와의 공진이 고려되었다.

듀티비 제어가 수행될 때 ZVS 영역의 비교를 그림 4에 도시하였다. 여기서, $\phi/2 = (1-D)\pi/2$ 는 ZVS를 보장하기 위해 필요한 1차 전류의 최소 위상 지연이다. 그림 4(a), (b)에서 자기 인덕턴스 공진, 또는 누설 인덕턴스 공진을 적용한 설계에서는 모든 결합계수 k 의 범위, 또는 일부 k 의 구간에서는 하드 스위칭이 발생하는 것을 보여준다. 그림 4(c)의 제안된 설계에서는 설정한 모든 결합계수 k 의 범위에서 ZVS 조건이 만족되는 것을 확인할 수 있다.

2.5 시뮬레이션 결과

그림 4(c)에서 볼 수 있듯이 제안된 설계는 결합계수 $k = 0.65$ 부근에서 ZVS 임계 조건으로 동작한다. 즉, 이 동작점에서 $\angle Z_i \approx \phi/2$ 이다.

그림 5(a), (b), (c)은 $k = 0.65$ 일 때의 1, 2차측의 극전압과 전류 파형을 보여준다. 그림 5(c)에서는 제안된

설계에서 출력 전압이 양이 된 이후 1차측 전류가 영점을 아래에서부터 교차하여 통과하는 것을 확인할 수 있다. 따라서, 임계점 $k = 0.65$ 에서 ZVS 동작이 이루어졌음을 확인할 수 있다. 그러나 그림 5(a), (b)에서는 스위치가 켜지기 전에 스위치 전류가 양수이기 때문에 하드 스위칭이 발생한다.

그림 5(d), (e), (f)는 $k = 0.25$ (최솟값)일 때의 전압 및 전류 파형을 보여준다.

그림 6은 일정 출력 제어 시 1, 2차측 RMS 전류를 비교한 결과를 보여준다. 제안된 설계에서는 기존 설계와 비교했을 때 1, 2차측 전류 크기가 유사한 것을 알 수 있다. 따라서 제안된 설계에서는 유사한 RMS 전류를 사용하면서 ZVS 동작을 달성하기 때문에 스위칭 손실을 줄여 전체 시스템 효율을 높일 수 있다.

3. 결론

본 논문은 직렬-직렬 보상 무선전력전송 (S-S WPT) 시스템에서 설계 목표와 제한 조건 하에 보상 커패시터 설계 방법을 제안하였다. 설계 문제는 2포트 네트워크에서 설계변수 m 을 선택하는 문제로 변환되었으며, 주어진 설계 제한 조건을 만족하는 m 후보들이 도출되었다. 그 중에서 평균 도통 손실을 최소화하는 최적의 m 값이 선택되었다.

1차측 인버터 출력 전압이 듀티비 조절로 제어된다고 가정할 때, TX와 RX 코일 간의 정렬 조건에 따라 하드 스위칭이 발생할 수 있다. 자기 인덕턴스 또는 누설 인덕턴스를 보상하는 기존 설계 방법에서는 특정 결합계수 k 범위에서 하드 스위칭이 발생할 것으로 예상된다. 그러나 제안된 설계를 통해, 전압 및 전류 제한을 준수하면서 20 W 출력 전력 조절이 이루어지며, 결합계수 $0.25 \leq k \leq 0.75$ 범위 내에서 ZVS 동작이 달성된다. 시뮬레이션 결과를 통해 제안된 설계에서 결합계수의 변동에 상관없이 ZVS 동작을 유지할 수 있어 시스템의 전체 효율이 개선됨을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] S. Y. Hui, "Planar Wireless Charging Technology for Portable Electronic Products and Qi," in Proceedings of the IEEE, vol. 101, no. 6, pp. 1290-1301, June 2013.
- [2] S. Li, W. Li, J. Deng, T. D. Nguyen and C. C. Mi, "A Double-Sided LCC Compensation Network and Its Tuning Method for Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Vehicular Technology, vol. 64, no. 6, pp. 2261-2273, June 2015.
- [3] H. Feng, T. Cai, S. Duan, J. Zhao, X. Zhang and C. Chen, "An LCC-Compensated Resonant Converter Optimized for Robust Reaction to Large Coupling Variation in Dynamic Wireless Power Transfer," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 10, pp. 6591-6601.
- [4] J. Zhang, J. Zhao, Y. Zhang and F. Deng, "A Wireless Power Transfer System With Dual Switch-Controlled Capacitors for Efficiency Optimization," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 35, no. 6, pp. 6091-6101.
- [5] J. Osawa, T. Isobe and H. Tadano, "Efficiency improvement of high frequency inverter for wireless power transfer system using a series reactive power compensator," 2017 IEEE 12th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS), Honolulu, HI, USA, 2017, pp. 992-998.
- [6] Y. Zhang, T. Kan, Z. Yan and C. C. Mi, "Frequency and Voltage Tuning of Series-Series Compensated Wireless Power Transfer System to Sustain Rated Power Under Various Conditions," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 7, no. 2, pp. 1311-1317, June 2019.
- [7] A. Namadmalan, "Self-Oscillating Tuning Loops for Series Resonant Inductive Power Transfer Systems," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 10, pp. 7320-7327, Oct. 2016.
- [8] E. Chung, J.-I. Ha, A. A. Bastami and D. J. Perreault, "Impedance Compressing Matching Network Based on Two-Port Network Analysis for Wireless Power Transfer System," in IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, vol. 3, no. 3, pp. 432-442, July 2022.

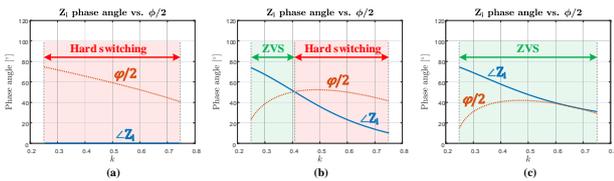


그림 4 ZVS 영역 비교 (a) 자기 인덕턴스 공진, (b) 누설 인덕턴스 공진, (c) 제안된 설계
Fig. 4 ZVS region comparison (a) Resonance with self inductance, (b) Resonance with leakage inductance, (c) Proposed design

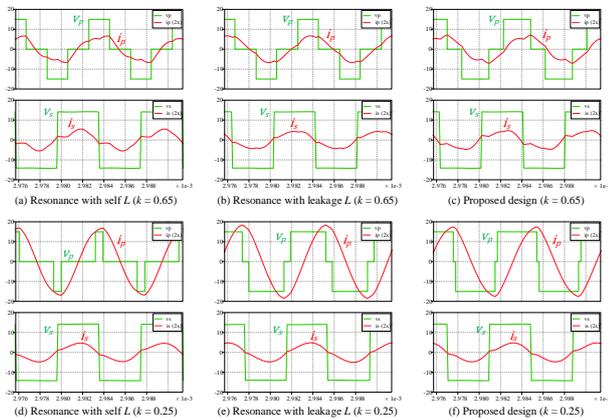


그림 5 1, 2차측 전압 및 전류 파형 비교
Fig. 5 Comparison of TX, RX voltage and current waveforms
(a)-(c) $k = 0.65$, (d)-(f) $k = 0.25$

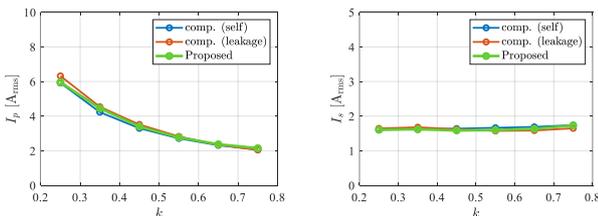


그림 6 일정 출력 제어 시 1, 2차측 RMS 전류
Fig. 6 TX, RX RMS currents under constant output power regulation