

eVTOL 항공기용 무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템 방안에 대한 연구

노현규, 신동석*
한화시스템 전원제어팀

A Study on the Transmission Distance Compensation System Method for Wireless Power Transmission for eVTOL Aircraft

Hyun-Kyu Noh, Dong-Seok Shin*
Power Control Team, Hanwha Systems

요약 본 연구는 현재 지상 교통망의 정체 및 포화에 대해서 도심 항공 모빌리티 산업이 주목받고 있고, 핵심 운송기인 eVTOL 기체를 개발함에 있어서, 제조사별 기체의 높이가 다른 부분에 대해 효율적으로 전력을 공급할 수 있는 무선 전력 전송 기술에 관한 보상 시스템 방법을 제안한다. 구성은 부스트 컨버터와 LLC 풀브릿지 컨버터로 2단 회로로 구성되며, 기존 LLC 풀브릿지 동작 및 설계 방안과 이득 곡선을 비교 분석하여 제안하는 무선 전력 전송 보상 시스템에 대한 설계를 검증한다. 또한, 공진 보상 시스템의 이득 보상과 부스트 컨버터의 듀티 제어를 통해 넓은 범위의 출력 보상 결과를 분석하고 무선 전력 전송 보상 시스템의 시뮬레이션을 통해 결과를 분석한다. 본 연구에서는 전송 거리가 변동하더라도 공진 보상 시스템으로 이득 값 0.9 이상을 보상하고 부스트 컨버터 출력 제어를 통해 LLC 풀브릿지 회로의 출력 사양을 만족함에 따라 본 연구에 대한 타당성을 검증하였고 eVTOL 유선 충전의 불편함을 해소하며 미래 UAM 산업 발전에 기여할 것으로 기대된다.

Abstract This paper proposes a compensation system method for wireless power transmission technology that can efficiently supply power to parts with different heights of manufacturers in developing eVTOL aircraft, and the urban air mobility industry is currently attracting attention to alleviate the congestion and saturation of the ground transport network. The configuration consists of a two-stage circuit of a boost converter and an LLC full-bridge converter, which compares and analyzes the existing LLC full-bridge operation and design method and gain curve to verify the design of the proposed wireless power transmission compensation system. In addition, a wide range of output compensation results were analyzed through the gain compensation of the resonance compensation system and duty control of the boost converter. The results were analyzed by simulating the wireless power transmission compensation system. In this study, even if the transmission distance fluctuates, the validity of this study was verified by compensating for the gain value of 0.9 or more with the resonance compensation system and satisfying the output specifications of the LLC full-bridge circuit through boost converter output control. Therefore, these results are expected to contribute to the future development of the UAM industry by eliminating the inconvenience of eVTOL wired charging.

Keywords : Wireless Power Transmission, Urban Air Mobility, LLC Resonance Converter, Electric Vertical Take Off and Landing, Resonance parameters

*Corresponding Author : Dong-Seok Shin(Hanwha Systems)

email: ds0208.shin@hanwha.com

Received October 31, 2023

Revised November 27, 2023

Accepted December 8, 2023

Published December 31, 2023




1. 서론

현재 산업이 발전함에 있어서, 전 세계는 메가시티화로 인하여 지상 교통망의 정체 및 포화를 겪고 있다. 도심 항공 교통(UAM : Urban Air Mobility)은 혼잡한 지상 교통망 정체로 인한 이동 효율성 저하를 극복하고 3차원 공간의 새로운 교통 체계를 구축하기 위해 주목받고 있다. 또한, 도시와 도시를 이동하는 장거리 운항 항공 기체로도 발전되고 있어, 더 큰 개념의 항공 교통 수단으로 제시되고 있다. 이에 UAM 플랫폼 구축에 핵심인 전기동력 수직 이착륙기(eVTOL : Electric Vertical Takeoff and Landing)를 최적의 솔루션으로 판단하고, 빠르게 개발을 진행하고 있다[1-3].

Table 1에서 eVTOL는 멀티로터형, 리프트 앤 크루즈형, 틸트형으로 분류되며, 제조사 및 기체 구조 형상에 따라 지면으로부터 기체 바닥 면까지 높이에 대한 사양은 차이가 있다. 대표적으로 멀티로터형인 볼로콥터 투엑스(Volocopter 2X)는 지면으로부터의 높이는 약 0.8m 이며, 리프트 앤 크루즈형인 키티 호크 코라(Kitty hawk cora)의 경우는 약 0.7m, 틸트형인 버터플라이(Butter fly)의 경우 약 0.5m 로 설계되었다.

무선 전력 전송 방식으로 공진(Resonance) 방식을 적용하며, 송신 측 코일과 수신 측 코일 간의 전송 거리가 고정된다면 공진 파라미터값은 변하지 않는다. 그러나, 이 방식은 송신과 수신 측의 거리 변화에 따라서 송수신 코일 간의 결합계수(k)와 공진 주파수(f_r)가 달라진다. 이로 인하여 공진 컨버터의 주파수 제어의 어려움과 전력을 효율적으로 공급함에 어려움이 있다.

Table 1. eVTOL type

Assortment	Multi rotor type	Lift and cruise type	Tilt type
Shape			
Characteristic	Rotary wing Low advance High safety Low hovering	Rotary wing Fixed wing Transition flight High forward flight	Rotary wing Fixed wing Transition flight High forward flight Low hovering
Maximum distance	40~100km/h	80~150km/h	100~300km/h
Aircraft height	About 0.7m~0.8m	About 0.5m~0.7m	About 0.4m~0.5m

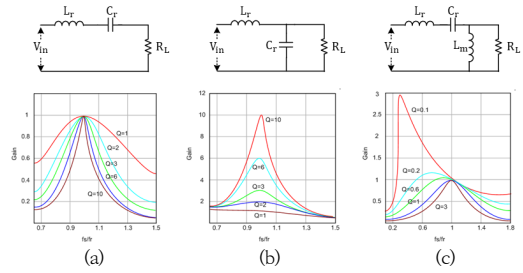


Fig. 1. Resonant circuit structure and gain curve
 (a) Series resonant circuit and gain curve
 (b) Parallel resonant circuit and gain curve
 (c) LLC resonant circuit and gain curve

Fig. 1(a)에서 보는 바와 같이, 직렬 공진을 적용한 등가회로이다. 공진 요소로 작용 되는 공진 인덕턴스 L_r 와 공진 커패시터 C_r 는 직렬로 연결되어 공진 디바이스를 구성하고, 공진 디바이스는 출력 부하와 직렬로 연결되기 때문에 전압 분할기(Voltage divider) 역할을 수행하게 된다.

직렬 공진 회로의 최대 이득(Gain) 값은 1 이하가 되며 공진 주파수에서 스위칭 동작 시, 공진 디바이스의 임피던스가 최소가 되므로 모든 입력 전력이 부하로 전달되어 가장 큰 Gain을 얻을 수 있다. Eq. (1)은 직렬 공진에 대한 특성 임피던스 및 Q(Quality factor)를 나타낸다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, Q = \frac{Z_0}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (1)$$

Fig. 1(a)의 직렬 공진의 이득 곡선(Gain curve)에서 Gain=0.6인 경우, $Q=1$ 과 $Q=10$ 을 비교해보면 $Q=1$ 일 때, 출력 전압을 제어하기 위해서 굉장히 높은 스위칭 주파수가 요구되는 것을 확인할 수 있고, 이는 직렬 공진의 단점으로 작용한다.

Fig. 1(b)에서 보는 바와 같이, 병렬 공진을 적용한 등가회로이다. 공진 요소로 작용 되는 공진 인덕턴스 L_r 와 공진 커패시터 C_r 는 직렬로 연결되어 있지만, 출력 부하와는 병렬로 연결되기 때문에 병렬 공진 회로라 부른다. 이득 곡선을 보게 되면, 경부하에서 좁은 주파수 변동으로도 출력 전압을 제어할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이는 직렬 공진 회로의 단점을 보완하는 역할을 하지만, 높은 순환 전류로 인한 변압기 열 손실과 경부하에서 컨버터 효율이 낮게 나타나기 때문에 부하의 변동성에도 높은 효율을 요구하는 회로 구성에 대한 단점이 있다. Eq. (2)는 병렬 공진에 대한 특성 임피던스 및 Q를 나타낸다[4].

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, Q = \frac{R}{Z_0} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \quad (2)$$

Fig. 1(c)에서 보는 바와 같이, LLC 공진을 적용한 등가회로이다. 직렬 공진 회로와 다른 점은 변압기의 자화 인덕턴스(L_m)를 공진 요소로 사용한다는 것이다. 자화 인덕턴스는 부하와 병렬로 구성되고 순환 전류를 공급한다. 그러므로 부하 전류가 감소됨에 따라 넓은 ZVS(Zero Voltage Switching) 영역에서 동작이 가능해진다. 이득 곡선을 보게 되면, 동작 영역은 최대 에너지 전달 효율을 제공하는 공진 포인트 근처로 설계할 수 있다. 또한, 변압기의 손실을 일으키는 누설 인덕턴스(L_r)를 공진을 위한 요소로 사용할 수 있기 때문에, 손실 저감 효과가 있고 출력 측에 필터 인덕터가 필요 없는 장점도 가지고 있다. Eq. (3)는 LLC 공진에 대한 특성 임피던스 및 Quality factor를 나타낸다.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, Q = \frac{Z_0}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (3)$$

본 논문에서는 무선 전력 전송을 위해 LLC 공진 방식으로 선정하였으며, 전송 거리에 변화에 대해서 고정된 코일 파라미터를 적용하기에는 다소 어려움이 존재한다. 일반 변압기와 달리, 무선 전력 전송은 송신 측 코일과 수신 측 코일이 떨어져 있으므로 코일 간 결합계수(k)가 낮아지게 된다. 또한, 거리가 멀수록 누설 인덕턴스(L_r)가 매우 커지게 되므로 공진 디바이스의 파라미터 값이 변동되어 안정적인 출력 제어가 어려울 수 있다.

무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템은 LLC 풀브리지 동작 및 설계 방식, 전송 거리에 따른 이득 곡선 분석, 제안하는 무선 전력 전송 보상 시스템, 시뮬레이션 결과를 통해 검증한다.

2. 본론

2.1 기존 LLC 풀브리지 동작 및 설계 방식

LLC 풀브리지 회로 구성은 Fig. 2를 보는 바와 같이 네 개의 스위치와 공진 커패시터(C_r), 코일의 누설 인덕턴스(L_r), 그리고 자화 인덕턴스(L_m)로 구성되고, 2차 측은 일반적으로 다이오드 정류기와 출력 커패시터로 구성된다.

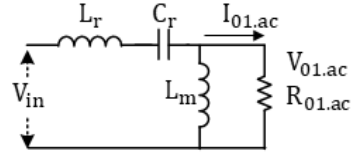


Fig. 2. LLC full-bridge equivalent circuit

Fig. 2의 동작 모드에 따른 주요 전압, 전류 파형은 Fig. 3에 보여진다. Mode 1은 $t_0 \sim t_1$ 까지를 구간으로 정의한다. 이 구간은 Powering 구간으로, 스위치 S_{aH} , S_{bL} , D_1 , D_4 가 Turn-on 되면서 시작한다. 공진 전류는 스위치 S_{aH} 와 S_{bL} 을 통해 흐르며 에너지가 2차 측으로 전달된다. 이때 공진 커패시터 C_r 은 충전이 되며 2차 측으로 전달된 에너지는 다이오드 D_1 , D_4 를 통해 출력된다. 공진 주파수는 L_m 이 공진에 참여하지 않도록 회로를 설정하였기 때문에 다음의 Eq. (4)로 나타낼 수 있다.

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

Mode 2는 $t_1 \sim t_2$ 까지를 구간으로 정의한다. 이 구간은 Dead time 구간으로, 스위치 S_{aH} , S_{bL} , D_1 , D_4 가 Turn-off 되면서 시작한다.

1차 측의 스위치 S_{aH} 와 S_{bL} 을 통해 흐르던 전류가 스위치 S_{aL} , S_{bH} 의 내부 다이오드를 통해 흐르고 이로 인하여 S_{aL} 와 S_{bH} 는 ZVS 조건을 성립하게 한다. 이때 자화 전류는 더 이상 증가하지 않으며 2차 측으로의 에너지 전달이 차단되는 구간이다.

Mode 3은 $t_2 \sim t_3$ 까지를 구간으로 정의한다. 이 구간은 Powering 구간으로, 스위치 S_{aL} , S_{bH} , D_2 , D_3 가 Turn-on 되면서 시작한다. 공진 전류는 스위치 S_{aL} 와 S_{bH} 을 통해 역방향으로 흐르며 공진 커패시터(C_r)에 충전되었던 에너지가 코일을 통해 2차 측으로 전달되며 다이오드 D_2 와 D_3 를 통해 출력된다.

Mode 4는 $t_3 \sim t_4$ 까지를 구간으로 정의한다. 이 구간은 Dead time 구간으로, 스위치 S_{aL} , S_{bH} , D_2 , D_3 이 Turn-off 되면서 시작한다. 스위치 S_{aL} 와 S_{bH} 을 통해 흐르던 전류가 스위치 S_{aH} , S_{bL} 의 내부 다이오드를 통해 흐르고 이로 인하여 S_{aH} 와 S_{bL} 은 ZVS 조건을 성립하게 한다. 이때 자화 전류는 더 이상 증가하지 않으며 2차 측으로 에너지 전달이 차단되는 구간이다.

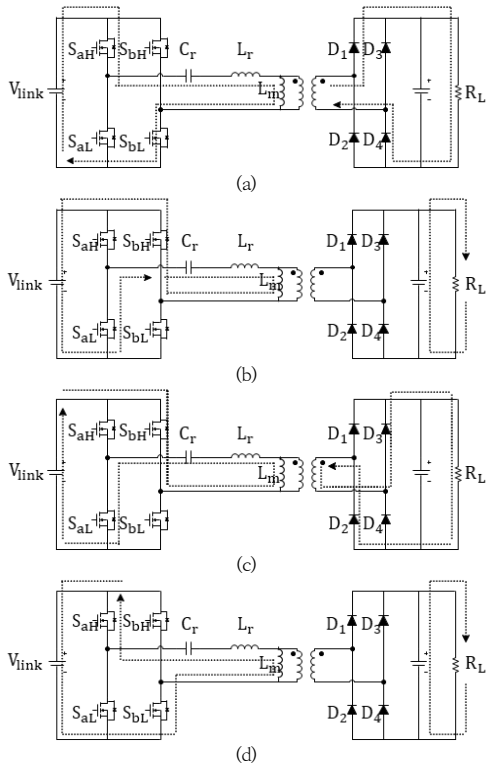


Fig. 3. LLC full-bridge operation mode

- (a) Mode 1 ($t_0 \sim t_1$)
- (b) Mode 2 ($t_1 \sim t_2$)
- (c) Mode 3 ($t_2 \sim t_3$)
- (d) Mode 4 ($t_3 \sim t_4$)

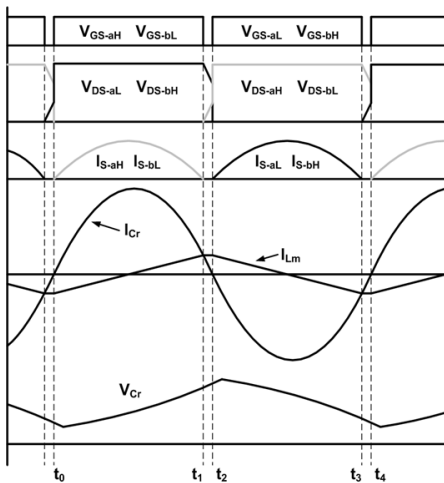


Fig. 4. LLC full-bridge operation waveform

Fig. 4는 보는 바와 같이 LLC 풀브리지 회로의 등가 회로이다. 공진 디바이스를 통해 고조파 성분은 필터링 되므로 기본파 성분을 고려하여 등가회로를 해석하고, 출력 이득을 수식적으로 도출할 수 있다.

Eq. (5)에서 출력 전류 $I_{o1,ac}$ 는 코일 2차 측 전류에서 1차 측 전류로 환원된 값이며, Eq. (6)의 $V_{o1,ac}$ 는 2차 측 전압에서 1차 측 전압으로 환원된 값이다. $I_{o1,ac}$ 과 $V_{o1,ac}$ 을 이용하여 Eq. (7)의 $R_{o1,ac}$ 값을 구할 수 있다.

$$I_{o1,ac} = \frac{\pi}{2} \frac{I_o \sin \omega t}{n} \quad (5)$$

$$V_{o1,ac} = n \frac{4}{\pi} V_o \sin \omega t \quad (6)$$

$$R_{o1,ac} = \frac{V_{o1,ac}}{I_{o1,ac}} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (7)$$

Eq. (8)은 등가회로의 임피던스를 이용하여 입, 출력 이득을 구한 값이 되며, Eq. (9)는 입, 출력 크기만을 고려한 이득이 된다. Eq. (9)에서 권선 비 n 을 대입하여 정리하면 Eq. (10)과 같이 최종적으로 LLC 풀브리지의 입, 출력 이득 특성 식을 도출할 수 있다. Eq. (10)에서 알 수 있듯이, 이득 값은 자화 인덕턴스(L_m)과 누설 인덕턴스(L_r)의 비인 K 값과 부하($R_{o1,ac}$) 및 공진 회로의 임피던스(Z_r) 비와 관계가 있는 Quality factor Q 에 의해 좌우된다.

$$G_{ac} = \frac{V_{o1,ac}}{V_{in}} = \frac{j\omega_s L_m \parallel R_{o1,ac}}{\left(j\omega_s L_r + \frac{1}{j\omega_s C_r} + j\omega_s L_m \right) \parallel R_{o1,ac}} = \frac{j\omega_s L_m R_{o1,ac}}{j\left(\omega_s L_r R_{o1,ac} - \frac{R_{o1,ac}}{\omega_s C_r} + \omega_s L_m R_{o1,ac} \right) + \frac{L_m}{C_r} - \omega_s^2 L_r L_m} \quad (8)$$

$$|G_{ac}| = \left| \frac{V_{o1,ac}}{V_{in}} \right| = \left| \frac{1}{j\left(\frac{L_r}{L_m} - \frac{1}{\omega_s^2 L_m C_r} + 1 \right) + \frac{1}{\omega_s R_{o1,ac} C_r} - \omega_s \frac{L_r}{R_{o1,ac}}} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K} \left(1 - \left(\frac{f_r}{f_s} \right)^2 \right) \right]^2 + \left[Q \left(\frac{f_r}{f_s} - \frac{f_s}{f_r} \right) \right]^2}} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{V_o}{V_{in}} &= \frac{1}{n} G_{dc} \\ &= \frac{1}{n} \frac{1}{\sqrt{\left[1 + \frac{1}{K} \left(1 - \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2\right)\right]^2 + \left[Q \left(\frac{f_r}{f_s} - \frac{f_s}{f_r}\right)\right]^2}} \end{aligned} \quad (10)$$

Eq. (11)은 Q 값과 K 값에 대한 식으로, 이득 곡선의 기울기 및 이득 값 크기에 영향을 주는 요소이다. 스위칭 주파수(f_s)와 공진 주파수(f_r)가 같을 경우, 부하에 따른 Q 값과 K 값 관계없이 인, 출력 이득은 권선 비(n)에 의해 결정됨을 알 수 있다[5-7].

$$Q = \frac{Z_r}{R_{o1,ac}} = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{\pi^2}{8n^2 R_o}, K = \frac{L_m}{L_r} \quad (11)$$

2.2 전송 거리에 따른 이득 곡선 분석

이득 곡선에 대한 분석은 기존 LLC 풀브리지 회로에 Eq. (5)~(11)의 설계 식을 이용하고 전송 거리는 무선 전력 전송 Circular pad type의 코일로 10cm, 12cm, 14cm 기준으로 스위칭 주파수(f_s)를 고정하여 이득 곡선을 분석한다. Table 2는 전송 거리에 따른 Circular pad type의 코일 파라미터 값으로, 이득 곡선 분석 및 제한하는 공진 보상 시스템의 파라미터 값으로 활용한다.

Table 2에서 보는 것과 같이 L_m 은 자화 인덕턴스, L_r 는 누설 인덕턴스, n 은 권선 비, L_{11} 은 송신 측 자기 인덕턴스, L_{22} 는 수신 측 자기 인덕턴스, L_{12} 는 상호 인덕턴스, k 는 결합계수를 나타낸다.

Table 2의 파라미터 값을 기준으로 무선 전력 전송 방식에 적용하게 되면, 전송 거리에 따라서 누설 인덕턴스(L_r)와 자화 인덕턴스(L_m)의 변동되기 때문에, 이득 곡선의 기울기와 공진 주파수(f_r) 포인트가 변동된다. 또한,

Table 2. Circular pad type parameter

Assortment	10cm	12cm	14cm
L_m	154.72uH	131.76uH	121.64uH
L_s	310.11uH	333.07uH	343.19uH
n	1	1	1
L_{11}	464.83uH	464.83uH	464.83uH
L_{22}	464.83uH	464.83uH	464.83uH
L_{12}	154uH	131.76uH	121.63uH
k	0.499	0.395	0.354

결합계수(k)에도 영향을 미치기 때문에 전송 거리에 따라 2차 측으로 에너지 전달이 이루어지지 않을 수 있다.

Fig. 5에서 보는 바와 같이 전송 거리 10cm인 Fig. 5(a) 기준으로 LLC 공진 설계를 진행하며 12cm, 14cm에 따른 이득 곡선을 분석한다.

Fig. 5(a)는 10cm 전송 거리에서의 설계된 LLC 공진 설계의 이득 곡선으로, 일반적으로 이득 = 1(Load 100%)을 기준으로 설계하고 85kHz 공진 주파수에 따른 공진 커패시터는 11.3nF를 적용하였으며, 부하율에 대한 이득 곡선을 나타낸다. 이득 값은 Q 와 주파수 비(f_s/f_r), K 와 관계가 있으며, 경부하일수록 이득 값이 높아진다. 또한, 스위칭 주파수를 고정하면 부하율이 달라지더라도 ZVS 영역으로 안정적인 동작이 가능해진다.

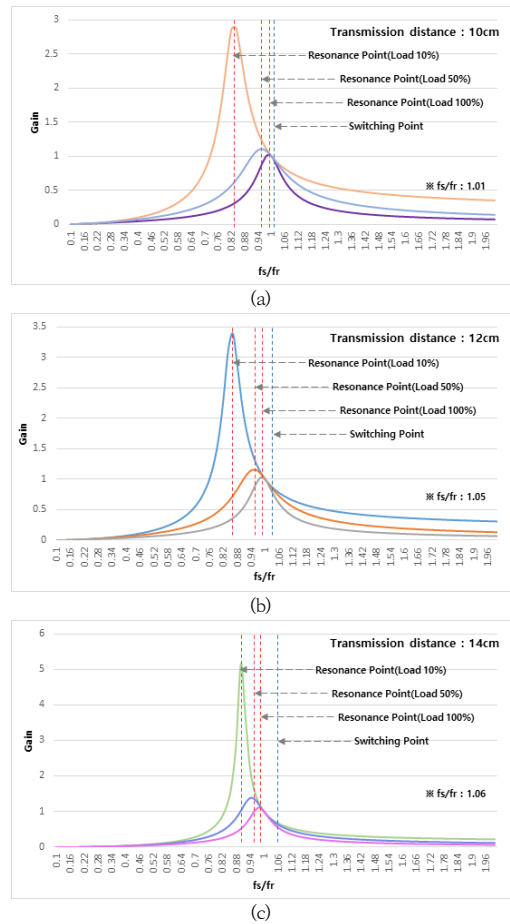


Fig. 5. LLC gain curve by transmission distance
 (a) Wireless power transmission 10cm gain curve
 (b) Wireless power transmission 12cm gain curve
 (c) Wireless power transmission 13cm gain curve

Fig. 5(b)와 Fig. 5(c)는 Fig. 5(a) 대비 이득 곡선의 기울기는 더 가파르고 경부하에서 이득 값이 점점 높아짐을 확인할 수 있다. 또한, 누설 인덕턴스(L_r) 변동에 따른 공진 주파수 포인트는 좌측으로 움직이게 되어, 주파수 비(f_s/f_r)는 커지게 된다.

Table 3에서 보는 것과 같이 전송 거리에 따라서 주파수 비(f_s/f_r)는 점점 커지게 되고, 이득 값이 줄어들며, 공진 주파수(f_r)는 점차 줄어든다. 입력 전압은 400VDC 기준으로 출력 전압이 이득 값에 따라 점차 떨어지는 것을 확인할 수 있다. 이득 값에 대해 전력 값도 동일하게 적용되며, Resonance point를 보상하기 위해 본 논문에서 제안하는 공진 보상 시스템을 적용하여 LLC 풀브리지 회로의 단점을 개선한다.

Table 3. Parameter by transmission distance

Assortment	10cm	12cm	14cm
Switching frequency	85.9kHz	85.9kHz	85.9kHz
Resonance frequency	85.1kHz	82.4kHz	80.9kHz
f_s/f_r	1.01	1.05	1.06
Gain	0.955	0.685	0.582
Input voltage	400VDC	400VDC	400VDC
Output voltage	382VDC	274VDC	233VDC

2.3 제안하는 무선 전력 전송 보상 시스템

제안하는 회로는 Fig. 6에서 보는 바와 같이 2단 회로로 구성되었으며, 부스트 컨버터 및 LLC 풀브리지 회로를 적용하고 LLC Resonance device에 공진 보상 시스템을 추가적으로 설계하여 전송 거리에 따른 출력 최적화에 대한 방안을 제안한다. 공진 보상 시스템은 공진 커패시터값을 변경하여 출력에 대한 이득 보상을 이룬다. 무선 전력 전송을 위한 공진 보상 시스템은 보상 방법론

에 대한 타당성을 검증하며 설계 사양은 IEC-61890 규격의 MF-WPT2 등급에 해당하는 5kW 사양으로 축소 설계하여 검증한다.

Table 4에서 보는 것과 같이 부스트 컨버터의 경우, 입력 전압은 3상 220VAC를 정류한 전압이라 가정하고, 최대 출력 전압은 450VDC이며, 40kHz의 고정 주파수로 PWM 듀티를 제어한다. LLC 풀브리지 회로는 85.9kHz의 고정 주파수로 제어하며, eVTOL의 공급 전압 사양 기준은 현재 확정된 부분은 없기 때문에, 전기자동차 배터리 기준 380VDC 이상의 공급 전압을 기준으로 한다. 제안하는 공진 보상 시스템은 전송 거리에 따른 이득 보상을 목표하고, 안정적으로 출력을 확보할 수 있는지 검증한다.

Table 4. Specifications of WPT system

Assortment	Boost converter	LLC full-bridge
Input voltage	312VDC	400VDC ~ 450VDC
Output voltage	400VDC ~ 450VDC	380VDC
Switching frequency	40kHz	85.9kHz
Max. output current	12.5A	14.3A
Max. output power	5kW	5kW

Fig. 7에서 보는 것과 같이 LLC Resonance device는 공진 보상 시스템으로 구성되어 있다. 공진 보상 시스템은 최소 10cm 이상 전송 거리에 대한 무선 전력 전송 운용 조건으로, 최소 간격 기준 10cm 이내는 고려하지 않는다.

10cm 전송 거리일 경우, 공진 커패시터 C_r 로 구성되고, S_1 과 S_3 는 On 상태로 동작하며 S_2 과 S_4 는 Off 상태로 동작한다. 누설 인덕턴스(L_r)는 310uH이 적용되며, 공진 커패시터(C_r)는 11.3nF으로 LLC Resonance device를 구성한다.

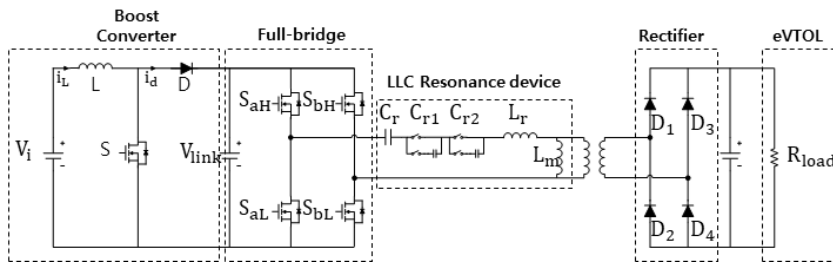


Fig. 6. Proposed WPT compensation system

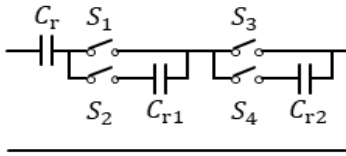


Fig. 7. Proposed resonance compensation system

12cm 전송 거리일 경우, 공진 커패시터 C_r 과 공진 보상 커패시터 C_{r1} 로 직렬 구성되고, S_2 와 S_3 는 On 상태로 동작하며 S_1 과 S_4 는 Off 상태로 동작한다. 누설 인덕턴스(L_r)는 333 μ H이 적용되고 공진 커패시터(C_r)와 공진 보상 커패시터 C_{r1} 로 직렬 구성한 10.49nF으로 LLC Resonance device를 구성한다.

14cm 전송 거리일 경우, 공진 커패시터 C_r 과 공진 보상 커패시터 C_{r1} , C_{r2} 로 직렬 구성되고, S_2 와 S_4 는 On 상태로 동작하며 S_1 과 S_3 는 Off 상태로 동작한다. 누설 인덕턴스(L_r)는 343 μ H이 적용되고 공진 커패시터 (C_r)와 공진 보상 커패시터 C_{r1} , C_{r2} 로 직렬 구성한 10.2nF으로 LLC Resonance device를 구성한다.

만일, 지면과 eVTOL 간의 거리가 10cm 이내일 때, Fig. 8에서 보는 바와 같이 Resonance point는 우측으로 이동하기 때문에 ZCS (Zero Current Switching)영역에서 동작하게 된다. ZCS 영역에서 동작하게 되면, 스위치의 Drain 전류는 영전류까지 떨어지고 나서도 스위치가 Turn-off 될 때까지 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르게 되고, 이후 스위치 다이오드의 역회복 현상으로 인해 매우 높은 전류 스파이크가 발생하게 된다. 이는 회로에 치명적인 손상을 일으킬 수 있으며 안정적으로 구동하기 위해, 공진 주파수에 따른 ZVS 영역에서 동작시키기 위한 최적 스위칭 주파수를 선정해야 한다. 또한, 지면과 eVTOL의 거리에 대한 최소 10cm 이상의 전송 거리 기준을 만족하며 설계해야 한다.

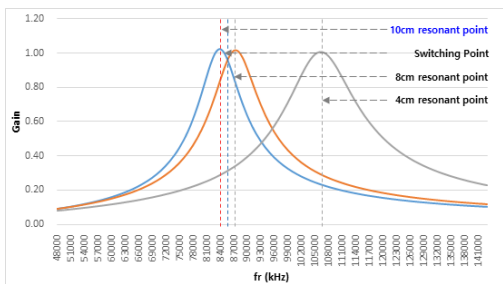


Fig. 8. Gain curves by distance of 10cm, 8cm, 4cm

Table 5. Parameter by resonance compensation system

Assortment	Cr	Cr+Cr1	Cr+Cr1+Cr2
Distance	10cm	12cm	14cm
Capacitance	11.3nF	10.49nF	10.2nF
Switching frequency	85.9kHz	85.9kHz	85.9kHz
Resonance frequency	85.1kHz	85.2kHz	85.1kHz
fs/fr	1.01	1.01	1.01
Gain	0.955	0.950	0.940
Input voltage	400VDC	400VDC	410VDC
Output voltage	382VDC	380VDC	384VDC

Table 5에서 보는 바와 같이 공진 보상 시스템의 공진 커패시터(C_r)와 공진 보상 커패시터(C_{r1} , C_{r2})의 구성에 따른 파라미터 값을 나타낸다.

전송 거리에 따라서 공진 보상 커패시터 구성으로 Resonance point가 변동되지 않거나, 설계 사양에 문제되지 않도록 설계한다. 이득 값을 보면, 0.940 ~ 0.955 사이로 근소한 차이를 보이며, 입력 사양에 따라 출력 사양은 380VDC 이상이 출력됨을 확인할 수 있다. 14cm 전송 거리일 때, 입력 전압은 410VDC 이며, 부스트 컨버터로 입력 사양을 보상해주는 것을 확인할 수 있다.

공진 보상 시스템에 설계에 따라 공진 커패시터를 Resonance point로 위치시켜 줄 수는 있으나, Table 5에서 보는 것과 같이, 전송 거리에 따라 이득 값이 조금씩 하향하는 것을 볼 수 있다. 이것은 최소 거리 기준으로 안정적으로 동작시킬 수 있는 조건도 있지만, 최대 거리 기준도 고려하여 마진 설계해야 한다. 거리가 멀수록 누설 인덕턴스는 점차 커지고 자화 인덕턴스는 점차 줄어들기 때문에, Eq. (5)~(11)을 고려하여 최대 거리의 이득 설계도 필요하다. 또한, 출력 사양에 대해서 입력 사양은 마진 설계가 필요하며 이득이 줄어드는 부분에서 LLC 풀브리지 입력 전압도 보상이 이루어져야 한다.

2.4 시뮬레이션 결과

제한한 무선 전력 전송 공진 보상 시스템을 검증하기 위해 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션은 PSIM 프로그램을 사용하였고, Fig. 9를 보는 바와 같이 부스트 컨버터와 LLC 풀브리지 회로로 공진 보상 시스템을 모델링 하여 Table 6의 파라미터 값을 기준으로 시뮬레이션을 진행하였다.

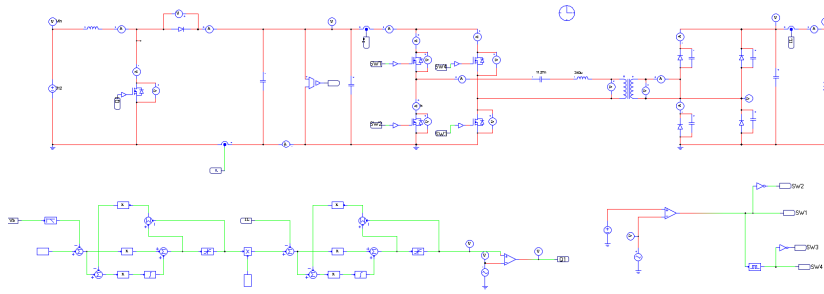


Fig. 9. Simulation of WPT resonance compensation system

Table 6. Simulation parameters

Parameter	Value
Boost Input voltage(V_i)	312VDC
Boost switching frequency(f_{sb})	40kHz
Boost inductance(L)	70uH
LLC DC link voltage(V_{link})	400VDC ~ 450VDC
LLC Switching frequency(f_s)	85.9kHz
LLC Resonance frequency(f_r)	85kHz
10cm Leakage inductance(L_r)	310.11uH
10cm Magnetizing inductance(L_m)	154.72uH
12cm Leakage inductance(L_r)	333.07uH
12cm Magnetizing inductance(L_m)	131.76uH
14cm Leakage inductance(L_r)	343.19uH
14cm Magnetizing inductance(L_m)	121.64uH
10cm Resonance capacitance(C_r)	11.3nF
12cm Resonance capacitance($C_r + C_{r1}$)	10.49nF
14cm Resonance capacitance($C_r + C_{r1} + C_{r2}$)	10.2nF
n(turn ratio)	1
Road resistor(R_{load})	28.88 Ω
Output voltage(V_{out})	350VDC
Rated specification	5kW

Table 6를 보는 바와 같이 1단 회로의 부스트 컨버터는 312VDC를 입력으로 인가받고, 인덕터는 70uH로 구성되었으며, PWM 듀티 제어로 출력 전압을 제어한다. 부스트 컨버터의 스위칭 주파수는 인덕터 사이즈 및 전압 리플을 고려하여 40kHz로 적절하게 선정하였다. 출력 전압은 400VDC ~ 450VDC 범위로 출력되며 전송 거리 10cm, 12cm, 14cm를 기준으로 선정하였다. 전송 거리를 더 늘려야 한다면 Boost 출력 전압 범위는 더 커져야 한다. 2단 회로는 LLC 풀브리지 회로이며 제안한 공진 보상 시스템으로 구성되어 있다.

LLC 공진 설계는 Eq. (5) ~ Eq. (11) 이용하여 최소 전송 거리인 10cm일 때, 코일 파라미터 기준으로 공진 설계하였다. 공진 주파수(f_r)는 85kHz이고 스위칭 주파수(f_s)는 85.9kHz로 선정하였다.

LLC 풀브리지 회로는 공진 보상을 위해 C_r , C_{r1} , C_{r2} 로 공진 커패시터를 구성하였고, ZVS 영역으로 동작하도록 설계하였다. Fig. 10은 Table 6에 대한 파라미터를 적용한 시뮬레이션 결과 파형이다.

Fig. 10(a)에서 보는 바와 같이 전송 거리 10cm 일 때, 결과 파형이다. 부스트 컨버터의 입력 전압 312VDC 일 때, 출력 전압은 406VDC이고 CCM (Continuous Conduction Mode)으로 동작하는 것을 확인할 수 있다. LLC 풀브리지 회로는 부스트 컨버터의 출력 전압을 입력받고 출력 전압은 378VDC로써 Table 5의 결과 값을 따라가는 것을 볼 수 있다. 그리고 1차 측 전류(I_L)와 스위치 전압(V_{ds}) 파형을 보면, ZVS 영역으로 동작됨을 확인할 수 있다.

Fig. 10(b)는 전송 거리 12cm 일 때, 결과 파형이다. 부스트 컨버터의 입력 전압 312VDC일 때, 출력 전압은 404VDC 이고 DCM(Discontinuous Conduction Mode)으로 동작되는 것을 확인할 수 있다. LLC 풀브리지 회로의 출력은 전송 거리가 멀어짐에 따라 공진 파라미터 값이 바뀌게 되고, 이득이 현저히 떨어지게 된다. 그래서 부스트 컨버터 입장에서 부하가 줄어들기 때문에, DCM으로 동작되는 것이다. 부스트 컨버터가 DCM으로 동작되는 것에 대해 LLC 풀브리지 회로에 영향은 없다.

여기서 LLC 풀브리지 출력 전압은 278VDC 이며, 이득은 0.688로써, 10cm 전송 거리일 때 보다 0.243 떨어진 것을 확인할 수 있다. 결과는 Table 5의 결과 값을 따라가는 것을 볼 수 있으며, 1차 측 전류와 스위치 전압 파형을 보면, 이득이 떨어지더라도 ZVS 영역으로 동작됨을 확인할 수 있다.



Fig. 10. Simulation of WPT resonance compensation system

- (a) Waveforms of 10cm, conventional WPT system
- (b) Waveforms of 12cm, conventional WPT system
- (c) Waveforms of 14cm, conventional WPT system
- (d) Waveforms of 12cm, 14cm proposed WPT system

Fig. 10(c)는 전송 거리 14cm 일 때, 결과 파형이다. 부스트 컨버터의 입력 전압 312VDC일 때, 출력 전압은 402VDC 이고 DCM으로 동작되는 것을 확인할 수 있다. LLC 풀브리지 회로의 출력 전압은 241VDC 이며, 이득은 0.599로써, 10cm 전송 거리일 때 보다 0.332 떨어진 것을 확인할 수 있다. 결과는 Table 5의 결과 값을 따라가는 것을 볼 수 있으며, 1차 측 전류와 스위치 전압 파형을 보면, 이득이 떨어지더라도 ZVS 영역으로 동작됨을 확인할 수 있다.

Fig. 10(d)는 전송 거리 12cm, 14cm 일 때, 공진 보상 시스템이 적용된 결과 파형이다.

전송 거리 12cm일 때, LLC 풀브리지 회로의 출력 전압은 381VDC이고, 공진 보상 시스템이 적용된 이득은 0.945이며 적용되지 않은 회로의 이득은 0.688로써 이득 0.257 정도 보상됨을 확인할 수 있다.

전송 거리 14cm일 때는, LLC 풀브리지 회로의 출력 전압은 381VDC이고, 공진 보상 시스템이 적용된 이득은 0.918이며 적용되지 않은 회로의 이득은 0.599로써 이득 0.319 정도 보상됨을 확인할 수 있다.

부스트 컨버터는 듀티 제어를 통해 출력 전압을 제어하고 LLC 풀브리지 회로는 고정 주파수와 고정 듀티로 제어하며 1차 측 전류(I_L)와 스위치 전압(V_{ds})을 통해 안정적인 ZVS 영역으로 동작됨을 확인할 수 있다. 이에 약 380VDC의 안정적인 출력 전압으로 설계 값과 일치함을 확인할 수 있다. 그리고 전송 거리에 따라서 누설 인덕턴스(L_r)와 자화 인덕턴스(L_m)를 변경하여 출력 사양에 대한 변화와 이득 값에 대한 데이터를 수집하고, 이득을 보상해주기 위한 공진 보상 시스템을 적용하여 무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템의 시뮬레이션 결과를 검증하였다.

부스트 컨버터는 듀티 제어를 통해 출력 전압을 제어하고 LLC 풀브리지 회로는 고정 주파수와 고정 듀티로 제어하며 1차 측 전류(I_L)와 스위치 전압(V_{ds})을 통해 안정적인 ZVS 영역으로 동작됨을 확인할 수 있다. 이에 약 380VDC의 안정적인 출력 전압으로 설계 값과 일치함을 확인할 수 있다. 그리고 전송 거리에 따라서 누설 인덕턴스(L_r)와 자화 인덕턴스(L_m)를 변경하여 출력 사양에 대한 변화와 이득 값에 대한 데이터를 수집하고, 이득을 보상해주기 위한 공진 보상 시스템을 적용하여 무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템의 시뮬레이션 결과를 검증하였다.

3. 결론

본 논문에서는 eVTOL 항공기용 무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템 방안을 제안하였다. 회로는 LLC 공진 기법 및 소프트 스위칭 기법을 사용하였다. 1단 회로는 부스트 컨버터로 설계하여 듀티 제어를 통해 출력 전압을 제어하고, 2단 회로는 LLC 풀브리지 회로의 고정된 동작 주파수와 고정 시비율로 동작함에 제어가 간단하고 저전압부터 고전압까지 넓은 범위의 출력 제어를 이루었다. LLC 풀브리지 회로의 주파수 제어는 전송 거리에 따라 공진 주파수가 달라지기 때문에 제어 방식이 적합하지 않고, 부스트 컨버터의 출력 전압만을 제어하여 정밀 제어가 가능해진다. 또한, 본 논문에서는 전송 거리가 변동하더라도 공진 보상 시스템으로 이득 0.9 이상 보상하고 부스트 컨버터 출력 제어를 통해 LLC 풀브리지 회로의 출력 사양을 만족하는 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 이를 통해 무선 전력 전송을 위한 전송 거리 보상 시스템 방안에 대한 기술적 타당성과 유효성을 검증하였고 향후에는 eVTOL의 배터리 정격 사양을 통해 추가적인 상세 설계 및 충, 방전 제어에 대한 다양한 토 폴로지 연구가 가능할 것으로 보인다. 그리고 무선 전력 전송 보상 시스템은 각 제조사 별, 지면으로부터 eVTOL까지의 높이가 다르다는 것에 대한 전송 방식의 어려움을 해소하고, 유선 충전 방식에 대한 불편함을 해결하며 미래 UAM 산업 발전에 기여할 수 있을 것으로 기대된다.

References

- [1] Y. M. Jun, K. R. Oh, J. H. Lee, K. H. Chung, "Urban air mobility industry trends", Aerospace industry technology trends, Korea Aerospace Research Institute, Korea, 18(1), pp.37-48.
- [2] S. H. Lee, S. Y. Lee, Y. R. Kim, "Conceptual design of K-UAM air traffic management basic service platform", Abstracts of the Korean Society of Aeronautics and Astronautics conference, Korean Society of Aeronautics and Astronautics, Korea, pp.396-397, 2022.
- [3] D. G. Kim, "Conceptual study on take-off and landing facilities for urban air mobility (UAM)", Architectural Institute of Korea conference proceedings, Architectural Institute of Korea, Korea, 41(2), pp.59-59, 2020.
- [4] H. K. Noh, J. Y. Lee, M. J. Kim, "Study on 5kW plasma power supply design and reactor capacitance estimation algorithm for wide range linear output control", The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 21, No. 6, pp.514-524,

December 2016.

DOI:<http://dx.doi.org/10.6113/TKPE.2016.21.6.514>

- [5] G. M. Yoo, S. J. Kim, K. D. Kim, S. H. Park, Y. S. Byun, S. B. Lim, J. Y. Lee, "Design of uninterruptible power supply device battery discharger using LLC resonant converter". The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics, Vol. 18, No. 3, pp.240-246, 2013.
DOI:<http://dx.doi.org/10.6113/TKPE.2013.18.3.240>
- [6] Y. S. Oh, Y. H. Han, B. S. Shin, and Y. H. Cho, PWM control of an LLC resonant converter to secure a wide range of output voltages. Proceedings of the Power Electronics Society Conference, Power Electronics Society, Korea, pp.445-446, 2023.
- [7] S. J. Lim, C. S. Kim, "Efficiency characteristics of LLC resonant converter for wireless power transmission inverter power supply", Proceedings of the Korean Institute of Electrical Engineers conference, Korean Institute of Electrical Engineers, Korea, pp.1179-1180, 2012.

노 현 규(Hyun-Kyu Noh)

[정회원]



- 2016년 8월 : 명지대학교 일반대학원 전기공학과 전력전자전공 (공학석사)
- 2017년 10월 ~ 2020년 12월 : (주)경신 와이어링선행연구팀 연구원
- 2021년 1월 ~ 현재 : 한화시스템 전원제어팀 선임연구원

<관심분야>

무선전력전송, 전력전자, RF 앰프 전원,

신 동 석(Dong-Seok Shin)

[정회원]



- 2009년 8월 : 강원대학교(춘천) 전기공학과 전력전자전공 (공학석사)
- 2016년 2월 : 강원대학교(춘천) 전기공학과 전력전자전공 (공학박사)
- 2016년 3월 ~ 2019년 9월 : 솔루엠 SP(삼성파워)개발팀 책임연구원
- 2019년 9월 ~ 현재 : 한화시스템 전원제어팀 전문연구원

<관심분야>

전력전자, EMI/EMS, RF 앰프 전원