

펄스 폭 변조 제어가 적용된 3레벨 LLC컨버터를 이용한 철도차량용 보조전원장치

백승우, 김학원⁺, 조관열
한국교통대학교

Auxiliary Power Unit for Railway Vehicles Using 3 Level LLC Converter with Pulse Width Modulation Control

Seung-Woo Baek, Hag-Wone Kim, Kwan-Yuhl Cho
Korea National University of Transportation

ABSTRACT

본 논문은 철도 차량용 보조전원 장치의 부피 저감을 위하여 펄스 폭 제어가 포함된 공진형 LLC 컨버터를 제안한다. 철도 차량용 보조전원 장치는 가선에 연결되어 객차의 각종 전원을 공급하는 장치로써 객실 내의 전원과 절연이 필수적이다. 따라서 고효율의 절연형 DC/DC 컨버터인 LLC 컨버터가 적용되어 있으나, 가선의 큰 입력전압 변동에 대응하기 위해 스위칭 주파수의 변조 폭이 넓어질 뿐 아니라 제어 난도가 증가하는 단점을 가진다. 이러한 LLC 컨버터의 단점을 보완하기 위해 Boost+LLC 또는 Buck+LLC 컨버터의 두 단계의 전력변환을 통해 Boost 또는 Buck 컨버터가 LLC 컨버터의 입력전압을 제어하며, LLC 컨버터는 항상 공진 주파수에서 동작하도록 제어하는 시스템이 주로 사용된다. 본 논문은 3레벨 LLC 컨버터에 펄스 폭 변조를 적용하여 입력전압 제어를 달성하며, 이를 통해 기존의 시스템보다 부피 저감을 달성하는 방안을 제안한다. 제안된 방법은 전력변환 모의해석 프로그램인 PSIM 및 Matlab을 통해 검증되었다.

있는 장점이 있다. 하지만 LLC 컨버터는 가선의 넓은 전압 변동에 대응하기 위해 스위칭 주파수의 변조 폭이 넓어야 할 뿐만 아니라 제어의 난도가 증가하는 단점을 가진다.

그림 1은 기존의 철도차량에 일반적으로 적용되는 보조 전원장치의 구성 중 Boost 컨버터와 LLC 컨버터가 결합한 시스템을 나타낸다. 앞서 언급한 LLC 컨버터의 단점을 극복하기 위해 Boost 또는 Buck과 같은 비절연형 DC/DC 컨버터를 LLC 컨버터의 입력단에 구성하여 넓은 입력전압 변동에 대응하는 2단 구성이 적용된다. 비절연형 DC/DC 컨버터를 이용하여 LLC 컨버터의 입력전압을 제어함과 동시에 LLC 컨버터는 항상 공진 주파수와 같은 스위칭 주파수로 운전하여 1의 전압 이득을 가지도록 제어한다. 하지만 두 개의 전력변환 단계로 구성된 시스템은 부피를 상승시킬 뿐 아니라 전체 전력 효율을 감소시키는 단점을 가진다.

본 논문은 두 단계로 이루어진 기존의 전력변환 구성 대신 LLC 컨버터에서 자생적으로 입력전압을 제어할 수 있도록 펄스 폭 변조 기법을 적용하는 방법을 제안한다. 기존에 사용되는 3레벨 LLC 컨버터의 구성은 유지하되, 펄스 폭 변조 제어를 통해 전력변환 단계를 줄임으로써 효율 상승을 기대할 수 있을 뿐 아니라, 전체 시스템의 무게 및 부피를 감소시킬 수 있으므로 전동차의 소모 에너지 감소를 달성할 수 있다.

1. 연구의 배경

철도차량의^[1] 보조전원 장치(Auxiliary Power Supply)는 가선으로부터 공급받은 DC 전압을 입력으로 하여 3상의 AC 전압을 생성하여 차량의 냉난방기, 제동장치 및 조명 등 전동차 내부의 각종 전원을 공급하는 핵심적인 장치이다. 이는 승객과 가장 밀접한 전력변환 장치로써 부하와의 전기적 절연이 요구되며, 변압기의 부피 감소를 목적으로 공진형 LLC 컨버터 또는 위상 천이 풀 브릿지 컨버터(PSFB) 등 변압기를 포함하는 DC/DC 컨버터를 통해 절연을 구성한다. 특히 LLC 컨버터는 전 부하 영역에서 영전압 스위칭을 통해 고효율을 달성할 수

2. 제안하는 LLC 컨버터의 동작 원리

2.1 제안하는 LLC 컨버터의 구조 및 동작 원리

그림 2는 제안하는 보조 전원장치의 구성으로 가선과 연결되는 LLC 컨버터 그리고 3상 교류 전력을 공급하기 위한 인버터로 구성된다. 본 논문에서는 LLC 컨버터가 3상 인버터와 접

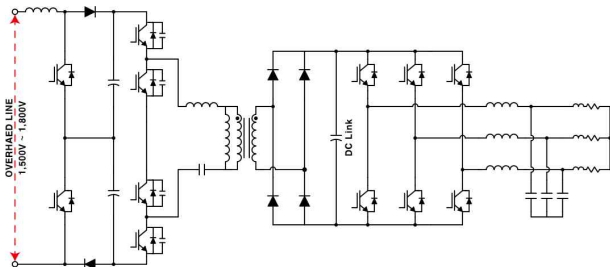


그림 1 기존 철도 차량용 보조전원 장치 구성도
Fig. 1 Existing Circuit Diagram for APU

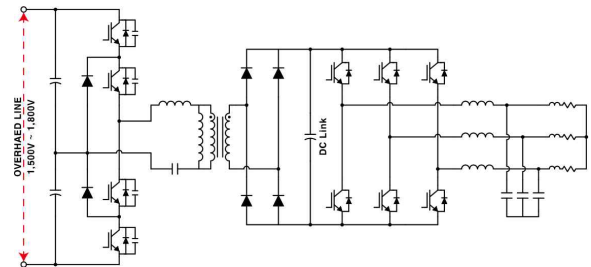


그림 2 제안하는 보조전원 장치의 구성
Fig. 2 Proposed Circuit Diagram for APU

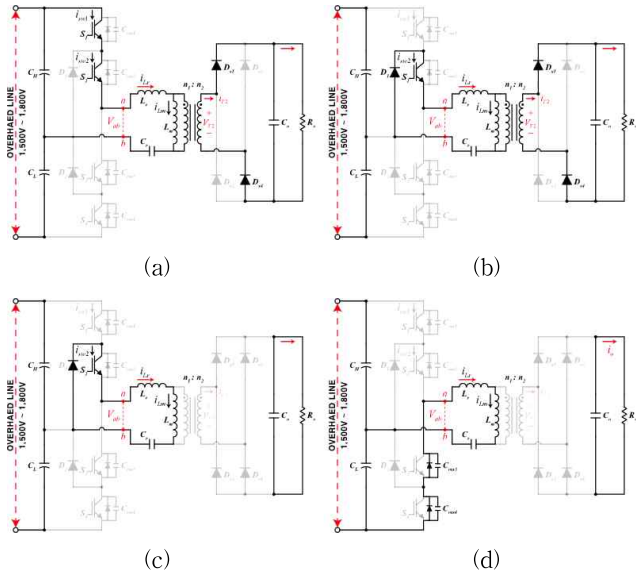


그림 3 각 모드별 도통 상태
Fig. 3 Conduction State of each mode

속되는 DC-Link의 전압 제어를 수행하므로 인버터는 일정한 부하로 모사한다.

LLC 컨버터는 3레벨 구조로써 기존에 철도 차량용 보조전원 장치에 적용되던 시스템과 같다. 또한, 제안하는 컨버터의 스위칭 주파수는 공진 탱크의 공진 주파수와 항상 같도록 제어한다. 그림 3은 제안하는 펄스 폭 변조 기법이 적용된 시스템의 각 모드에 따른 도통 상태를 나타내며 그림 4는 각 모드의 주요 파형을 나타낸다. 총 8개의 모드로 나눌 수 있으나, 한 주기의 절반이 대칭을 이루고 있으므로 반주기 4개의 모드 해석으로 간략하게 설명한다.

2.1.1. 모드 1 : [t₀-t₁]

모드 1은 그림 2의 C_{oss3}과 C_{oss4}가 모두 충전되어 S₁과 S₂의 ZVS 조건이 달성된 후 시작한다. 공진 탱크 전압 V_{ab}는 전체 입력전압의 절반이 인가된다. 이때, 인덕터 L_r과 커패시터 C_r은 공진을 시작하며 i_{Lm}과 i_{Lr}의 차동분이 변압기 2차 측으로 전달된다. 따라서 2차 측 정류 다이오드 D_{s1} 및 D_{s4}가 도통되어 변압기의 2차 측에 출력 전압 V_o가 인가된다. 이후 펄스 폭 변조 제어 명령 시점인 DT_s에서 S₁이 차단됨과 동시에 모드 1이 종료된다. 모드 1의 길이에 따라 공진 탱크에 입력되는 평균 전압을 제어할 수 있다.

2.1.2. 모드 2 : [t₁-t₂]

모드 1에서 S₁이 차단된 후 모드 2에 진입하게 된다. 이때, 공진 탱크의 입력전압 V_{ab}는 0V로 감소하지만 i_{Lm}과 i_{Lr}은 그 전류의 크기가 여전히 존재하므로 2차 측 정류 다이오드 D_{s1} 및 D_{s4}가 도통되어 변압기 2차 측에 걸리는 전압은 V_o를 유지한다. 이후 i_{Lr}과 i_{Lm}이 같아지는 지점에서 모드 2가 종료된다.

2.1.3. 모드 3 : [t₂-t₃]

모드 3은 공진 전류 i_{Lr}이 2차 측으로 모든 에너지를 전달

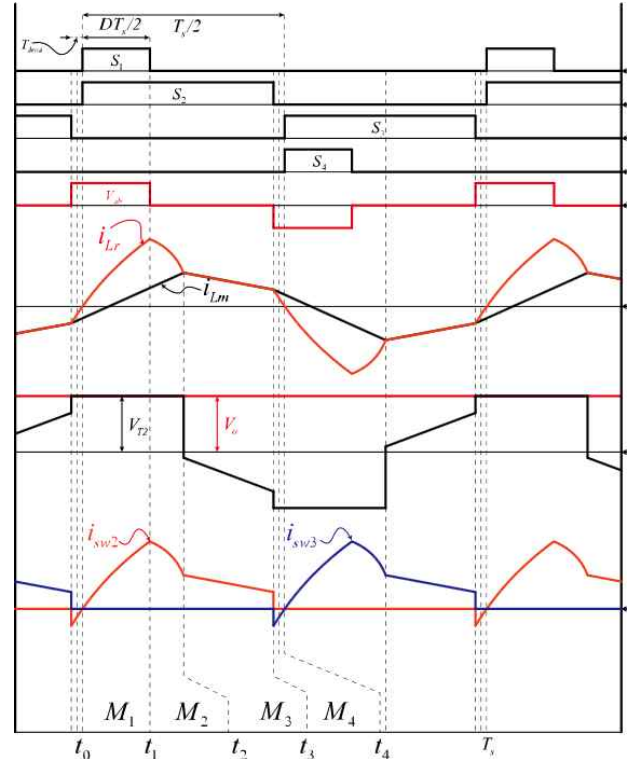


그림 4 제안하는 LLC 컨버터의 주요 파형
Fig. 4 Key waveforms of the proposed LLC Converter

하고 i_{Lm}과 동일한 값을 가지는 구간으로 S₂ 및 D₁이 도통되어 공진 탱크 내부에서 순환 전류가 흐르는 구간이다.

2.1.3. 모드 4 : [t₃-t₄]

모드 4는 ZVS를 구현하기 위한 데드타임 구간이다. 도통되어 있던 S₂ 차단시키면 자화 인덕턴스 L_m의 에너지가 C_{oss1}과 C_{oss2}를 충전시켜 다음 주기의 ZVS 턴 온 조건을 달성한다.

2.2 전압 이득

본 논문에서는 펄스 폭 변조 기법이 적용된 LLC 컨버터의 전압 이득을 계산하기 위해 FHA 기법을 기반으로 변형된 방법을 제시한다.

2.2.1. First Harmonic Approximation]

수식(1)은 LLC 컨버터를 해석하는 기법의 하나인 FHA 기법으로 구해진 전압 이득 수식이며 각 값은 식(2)와 같다.

$$M_g = \frac{\lambda}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{1}{f_n}\right)^2 + Q^2 \lambda^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1)$$

$$\lambda = \frac{L_m}{L_r}, R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L, Q = \frac{1}{R_{ac}} \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, f_n = \frac{f_r}{f_s} \quad (2)$$

f_s는 스위칭 주파수, f_r은 공진 탱크의 공진 주파수 R_{ac}는 등가 교류저항 그리고 f_n은 스위칭 주파수와 공진 주파수의 비이다.

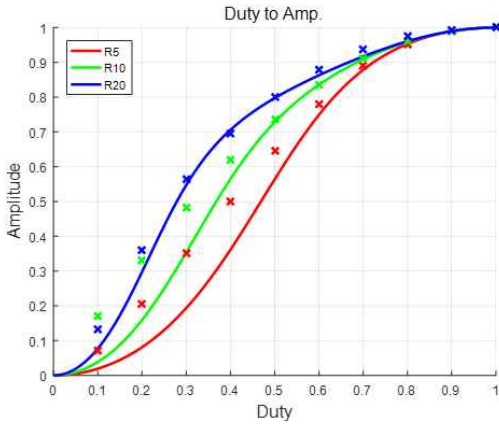


그림 5 계산된 전압이득 및 시뮬레이션 결과
Fig. 5 Calculated voltage gain and simulation result

2.2.1. Modified First Harmonic Approximation

그림 4에 나타난 각 공진 전류 i_{Lr} 의 파형은 주파수를 변조하는 일반적인 LLC 컨버터가 공진 탱크의 공진 주파수보다 높은 스위칭 주파수로 운전할 때와 유사한 파형이 나타나는 것을 알 수 있다. 주파수를 변조하는 LLC 컨버터는 공진 주파수보다 높은 주파수로 스위칭할 때, 공진의 반 주기가 끝나기 이전에 강제적으로 전류를 감소시켜 2차 측으로 전달되는 전력을 낮추게 되며 출력 전압은 감소한다. 이와 유사하게 펄스 폭 변조를 통해 시비율을 낮추는 것은 공진 탱크의 공진 주파수를 높이는 것과 유사하게 해석할 수 있다.

제안하는 펄스 폭 변조 기법이 적용되는 경우 2차 측으로 인가되는 전류의 유효 주파수 f_{Ds} 는 식(3)과 같이 정의할 수 있다. 식(3)을 통해 공진 주파수와 유효 주파수의 비 f_n 은 식(4)와 같다. 식(5)는 식(1)에 적용되는 각 값을 나타내며 표기되지 않은 값은 식(2)와 같다.

$$f_{Ds} = \frac{1}{\sin(D\pi/2)} f_s = \frac{1}{\sin(D\pi/2)} f_r (\because f_s = f_r) \quad (3)$$

$$f_n = \frac{f_{Ds}}{f_s} = \frac{1}{\sin(D\pi/2)} \quad (4)$$

$$R_{ac} = \frac{8}{\pi^2} R_L \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right), f_n = \sin\left(\frac{D\pi}{2}\right) \quad (5)$$

그림 5의 수식(1)과 수식(5)를 통해 구한 전압 이득과 모의 해석을 통해 얻어낸 전압 이득을 나타낸다.

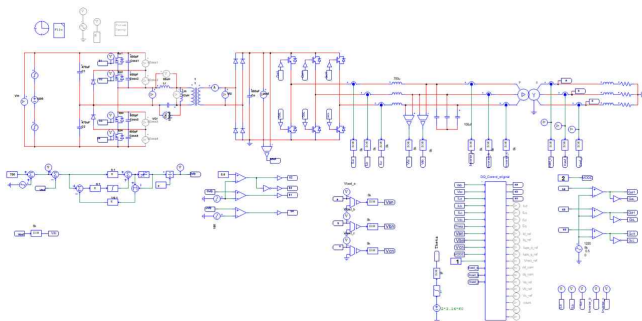


그림 6 모의해석 회로도
Fig. 6 Circuit diagram of the simulation

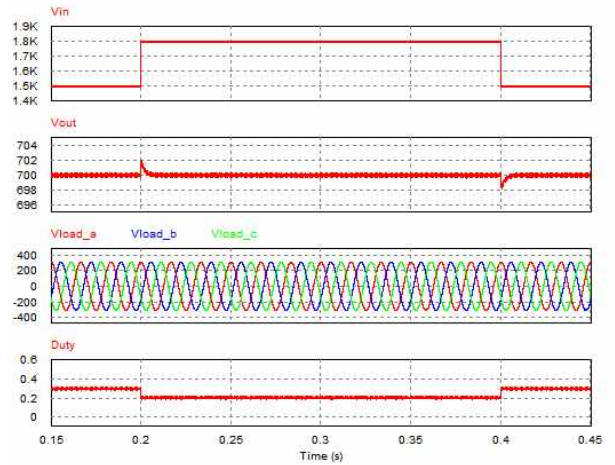


그림 7 모의해석 결과 파형
Fig. 7 Simulation result waveforms

3. 모의해석

모의해석은 전력변환 모의해석 프로그램인 PSIM을 통해 이루어졌다. 시뮬레이션 회로도는 그림 6과 같으며 공진 탱크의 공진 주파수 및 스위칭 주파수는 16kHz로 선정하였다. LLC 컨버터는 인버터와 접속되는 DC-Link 전압을 700V로 제어하며, 인버터는 부하에 3상 교류 전력을 공급한다. 시뮬레이션은 입력전압의 변동이 1,800V에서 1,500V로 변동 후 1,800V로 복원되는 조건을 상정하였다. 그림 7은 모의해석 결과를 나타낸다. 입력전압의 변동에 펄스 폭 제어를 통해 항상 일정한 700V를 출력하며, 최종 부하에 3상 교류 전력을 일정하게 공급한다.

4. 결론

본 논문은 입력전압의 변동에 대응하기 위한 철도차량 보조 전원장치용 펄스 폭 변조 기법이 추가된 3레벨 LLC 컨버터를 제안하고 해석하였다. 모의해석 결과 입력전압 변동에 대해 펄스 폭 변조를 통해 항상 일정한 출력 전압을 유지하는 것을 검증하였다.

이 논문(저서)은 국토교통부가 지원하는 철도기술연구 프로그램의 지원을 받아 수행한 연구과제입니다.(19RTRP-B146008-02)

참고 문헌

- [1] H. Wang and Z. Li, "A PWM LLC type resonant converter adapted to wide output range in PEV charging applications," IEEE Trans. Power Electron., Vol.33, No. 5, pp. 3791-3801, May 2018.
- [2] S. M. S. Shakib and S. Mekhilef, "A frequency adaptive phase shift modulation control based LLC series resonant converter for wide input voltage applications," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 32, No. 11, pp. 8360-8370, Nov. 2017.