낮은 공통 모드 노이즈를 갖는 인터리빙 평면 변압기 권선 기법

정현우, 김정곤, 임천용 전북대학교 전기공학과

Interleaved Planar Transformer Winding Technique with Low Common Mode Noise

Hyun-Woo Jeong, Jeong-Gon Kim, and Cheon-Yong Lim Department of Electrical Engineering, Jeonbuk National University, Korea

ABSTRACT

스위치 모드 전원 공급 장치에서 절연형 컨버터의 성능을 향상시키기 위해 낮은 높이, 낮은 누설 인덕턴스, 우수한 열 특성을 특징으로 하는 평면 변압기가 많이 사용되고 있다. 하지만 평면변압기의 경우 권선 층 사이의 맞닿는 면적이 많고 거리가 가까워 권선 간 정전용량이 매우 크고 이는 공통모드 노이즈 전류를 크게 한다. 본 논문에서는 인터리빙 구조를 사용한 평면 변압기에서 발생하는 공통모드 노이즈를 제거하기 위한 새로운 변압기 권선 기법을 제안한다. 제안하는 변압기 권선 기법은 역위상을 갖는 권선층을 동박층과 연결하여 구성한다. 제안하는 방식은 공통 모드 전류를 저감할 뿐만 아니라, 많은 차폐층의 증가 없이 완전한 인터리빙 구조가 가능하여 ac 권선 저항에 의한 도통 손실도 감소시킨다.

1. 서 론

스위치 모드 전원 공급 장치(SMPS)의 경우 스위칭 상태가 변할 때 순간적으로 전압이 변하는 높은 *dv/dt* 노드가 형성된다. 한 편, 절연형 컨버터에는 1차측 회로부와 케이스(접지) 사이의 기생 커패시턴스 *C_{PS}*, 그리고 변압기의 1차측 코일과 2차측 코일 사이에 기생 커패시턴스 *C_{PS}* 가 존재한다. 이러한 기생 커패시턴스의 양단에 높은 *dv/dt* 가 인가되면 커패시턴스와 *dv/dt* 의 곱에 해당하는 만큼 공통 모드 전류가 생성된다. 그림 1은 절연형 컨버터에서 발생하는 공통 모드 전류 경로를 나타낸다. 경로 1과 경로 2는 각각 *C_{PS}* 와 *C_{PS}*에 의한 공통 모드 전류 경로를 나타낸다. 공통 모드 전류는 공통 모드 노이즈를 발생시켜 EMI (Electromagnetic interference) 특성을 악화시킨다. EMI 특성이 악화될 경우 다른 전자 시스템에 간섭을 일으킬 수 있기 때문에 EMI 규제 조건이 있고 이를 달성하기 위해서는 EMI 를 줄여야 한다.

컨버터에서 발생하는 공통 모드 노이즈를 줄이기 위해 여러가지 방법들이 제안되었다 [1, 2]. 첫 번째는 1차 권선과 2차 권선 사이에 차폐층을 추가하여 권선 사이 기생 커패시턴스를 제거하는 방식이다 [1]. 하지만 변압기의 권선 손실을 줄이기 위해 1차 권선과 2차 권선을 교본으로 배치하는 인터리빙 권선 구조를 사용할 경우 필요한 차폐층이 증가하여 권선 층이 많이 증가한다는 단점이 있다. 두 번째는 동일한 *dv/dt* 특성을 갖는 1차 권선과 2차 권선을 서로 1:1 매칭 시키는 방식이다 [2]. 이 방식은 매칭 된 권선 사이의 *dv/dt* 차이가 제거되어 경로 2를 통한 공통 모드 전류를 저감시킨다.



그림 1. 컨버터에서 발생하는 공통 모드 전류 경로

하지만 1:1 매칭이 되지 않은 권선들에는 인터리빙 구조를 적용할 수 없게 되고 따라서 ac 권선 저항이 증가하여 도통 손실이 커진다는 단점을 갖는다. 또한 경로 1을 통한 공통 모드 전류는 저감할 수 없기 때문에 EMI 를 개선하는데 한계가 있다. 본 논문은 하프-브릿지 LLC 회로에 기반하여 인터리빙

구조를 사용한 평면 변압기에서 발생하는 공통모드 전류를 제거하기 위한 새로운 변압기 권선 기법을 제안한다. 제안하는 변압기 권선 기법은 역위상을 갖는 권선층을 동박층과 연결하여 구성한다. 제안하는 방식은 경로 2뿐만 아니라 경로 1에 의한 공통 모드 전류도 저감함으로써 EMI 를 더욱 개선할 수 있다. 또한 많은 차폐층의 증가 없이 완전한 인터리빙 구조가 가능하여 ac 권선 저항에 의한 도통 손실이 감소한다.

2. 제안하는 변압기 권선 기법의 기본 원리

2.1 역위상 권선층을 통한 공통 모드 전류 저감 기법

공통 모드 전류를 줄이기 위해 동일한 *dv/dt* 특성을 갖는 1차 권선과 2차 권선을 서로 1:1 매칭 하는 방법은 변압기에서 발생하는 공통 모드 전류(그림 1에서 경로 2에 해당)만 줄일 수 있다. 따라서 경로 1에 대한 공통 모드 전류가 여전히 존재한다. 이러한 공통 모드 전류를 줄이기 위해서는 1차 권선의 *dv/dt* 전압 파형과 역위상관계를 갖는 역위상 권선층이 필요하다 [3]. 그림 2는 하프-브릿지 LLC 컨버터에서 역위상 권선을 구현한 회로도를 나타낸다. 역위상 권선의 경우 1차측의 정전압 전위를 갖는 노드에 연결되어 있고, 1차 권선이 감긴 방향과 반대 방향으로 감겨 있다. 이러한 역위상 권선을 2차 권선과 맞닿게 배치했을 때, 역위상 권선과 2차 권선사이에서



그림 2 역위상 권선층을 이용한 공통 모드 전류 저감 회로

발생하는 전류는 그림 2에서 경로 3과 같다. 이 전류는 경로 1 및 경로 2의 전류와 반대 방향이다. 따라서 역위상 권선을 통해 경로 2뿐만 아니라 경로 1에 대한 공통 모드 전류를 상쇄하여 공통 모드 노이즈를 줄일 수 있다. 하지만 인터리빙 권선 구조를 사용할 경우 1차 권선과 2차 권선의 맞닿는 횟수가 증가하여 공통 모드 전류가 증가하게 된다. 또한 평면 변압기의 경우 맞닿는 면적이 증가하고 거리가 감소하여 공통 모드 전류가 급격히 증가하게 된다. 따라서 공통 모드 전류를 감소하기 위해 역위상 권선을 사용하게 될 경우 매우 많은 턴 수가 필요하게 된다. 이는 근접 효과에 의한 권선 손실을 증가시킬 뿐만 아니라, 한 층에 너무 많은 턴 수가 필요하게 되어 현실적으로 구현이 어렵게 된다.

2.2 추가 동박층을 통한 효과적인 공통 모드 전류 저감 기법

인터리빙 권선 구조를 사용한 평면 변압기에서 앞서 설명한 역위상 권선층의 턴 수가 너무 많아지는 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 그림 3과 같이 역위상 권선을 양쪽 동박층에 연결하는 구조를 제안한다. 역위상 권선에서 유도된 최대 dv/dt 전압이 동박측에 인가되기 때문에 동박층을 통한 역위상 전류를 극대화시킬 수 있다. 따라서 역위상 권선층의 적은 턴 수로도 충분한 역위상 전류를 생성하여 공통 모드 전류를 저감할 수 있다.



그림 3. 8:4 평면변압기 권선 구조 (a) 기존의 1:1매칭 권선 구조와 (b) 제안하는 권선 구조

제안하는 인터리빙 평면 변압기 권선 기법 설계 방법

3.1 역위상 권선층 턴 수 설계

그림 3은 하프-브릿지 LLC 컨버터에서 1차측 턴 수 N_p 가 8턴, 2차측 턴 수 N_s가 4턴, 턴 비가 2로 구성된 평면 변압기 권선 단면의 구조를 나타낸다. 그림 3-a 는 공통 모드 전류를 줄이기 위해 1:1 매칭 권선 기법을 사용한 방식이고, 그림 3-b 는 제안하는 권선 기법을 사용한 방식이다. 2차 권선의 경우 2명렬 구조를 사용했기 때문에 전류 불평형 문제를 고려하여 권선은 대칭으로 배치하였다 [4]. 그림 3에서 확인할 수 있듯이 1:1매칭 권선 기법의 경우 완전한 인터리빙 권선 구조를 사용하지 못 하여 ac 권선 저항에 의한 도통 손실이 증가한다. 반면에 제안하는 구조는 완전한 인터리빙 권선 구조가 가능하여 ac 권선 저항에 의한 도통 손실을 감소시킬 수 있다. 한 편 제안하는 권선 구조에서 하프-브릿지 LLC 컨버터에 발생하는 공통 모드 전류는 다음과 같이 나타낼 수 있다 [5].

$$i_{CM_Prop} = C_{ps} \frac{d}{dt} \left(\frac{\sum_{n=1}^{N_p} n}{N_p} v_p - \frac{\sum_{n=-N_s/2}^{N_s/2} n}{N_s} v_s \right)$$
(1)
$$- \{C_{fs} \frac{d}{dt} (v_f - v_{s_s}) \times 2 + C_{as} \frac{d}{dt} (v_{anti} - v_{s_s}) \times 2 \}$$

여기서 Cps, Cfs, 그리고 Cas는 각각 1차 권선 과 2차 권선 사이 에서 발생하는 기생 커패시턴스, 동박층과 2차 권선 사이에서 발생하는 기생 커패시턴스, 그리고 역위상 권선층과 2차 권선 사이에서 발생하는 기생 커패시턴스를 의미하고. Vo 와 Vs는 각 각 1차측 권선 양단에 걸리는 전압과 2차측 권선 양단에 걸리 는 전압을 의미하며, Vf와 Vsf는 각각 동박층에 걸리는 전압과 동박층과 맞닿아 있는 2차측 권선의 전압, 그리고 Vanti 와 Vs_a 는 각각 역위상 권선층에 걸리는 평균 전압과 역위상 권선층과 맞닿아 있는 2차측 권선의 전압을 의미한다. 실제 공통 모드 전 류는 이 식에 그림 1의 경로 1에 대한 공통 모드 전류 ipg 에 의 한 수식이 추가가 되지만, ing는 실제 시스템의 구조적인 영향을 받는 항으로써 ing 값의 산출은 본 논문의 설계 조건에서 생략하 였다. 2차측 권선의 경우 중간에 위치한 정전압 지점을 기준으 로 부호가 반대이므로 식이 서로 상쇄되어 2차 권선 관련 항은 사라지게 된다. 또한, 맞닿은 권선층 사이에 발생하는 기생 커패 시턴스가 동일하다고 가정하면 식 (1) 은 다음과 같이 정리된 다.

$$i_{CM_Prop} = C_m \frac{dv_p}{dt} \left(\frac{N_p + 1}{2} - \frac{3N_{anti}}{N_p} \right)$$
(2)

여기서 *C_m* 은 맞닿은 권선 사이에서 발생하는 기생 커패시턴스를 나타내며, *N_p* 와 *N_{anti}* 는 각각 1차측 권선의 총 턴 수와 역위상 권선의 총 턴 수를 의미한다. 따라서 식 (2) 로부터 *iCM_Prop* 이 0이 되기 위한 역위상 권선의 턴 수는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$N_{anti} = \frac{N_p(N_p+1)}{6} \tag{3}$$

아래의 표 1 와 같은 실험 사양으로부터 Nanti 는 12턴으로 설계된다.





그림 4. 제안하는 평면 변압기 권선 PCB

3.2 평면 변압기 권선 구조 제작

그림 3-b에서 볼 수 있듯이 제안하는 권선 구조는 다수의 층으로 구성된다. 하지만 하나의 PCB 에 다수의 권선층을 구성하는 것은 많은 비용이 든다. 따라서 본 실험에서는 하나의 PCB 를 최대 4층으로 제한하고 이를 서로 연결하는 방식으로 구성하였다. 그림 3-b 에서 Top 면과 Bottom 면에 배치 돼 있는 Foil 권선층과 가운데에 배치 돼 있는 Antiphase 권선층을 제외하고 4층씩 묶으면 모두 '2차측-1차측-1차측-2차측'의 구성이 된다. 따라서, 그림 4 와 같이 Foil 층과 Antiwinding 층은 각각 단층의 PCB 로 제작하고, 동일한 구성을 갖는 PCB 는 동일한 4층 PCB 로 제작함으로써 총 7 개의 PCB 를 쌓아 올려 제작하였다.

4. 실험 결과

제안하는 인터리빙 평면 변압기 권선 기법의 효용성을 검증하기 위해, 하프-브릿지 LLC 컨버터를 기반으로 평면 변압기가 제작되었고, 실험 사양은 표 1 과 같다.

그림 5 는 제안하는 권선 기법을 사용한 하프-브릿지 LLC 컨버터의 주요 실험 파형을 나타낸다. 스위칭 동작에 따라 LLC 컨버터 변압기의 1차측과 역위상 권선과 연결된 동박층이 역위상 관계의 *dv/dt* 전압 파형이 나타난 것을 볼 수 있다. 이러한 역 위상 권선을 통해 기존의 공통 모드 전류를 상쇄하는 전류를 만들어 낮은 공통 모드 노이즈를 갖게 된다.

5. 결론

본 논문에서는 인터리빙 구조를 사용한 평면 변압기에서 발생하는 공통모드 노이즈를 제거하기 위한 새로운 변압기 권선 기법을 제안한다. 제안하는 변압기 권선 기법은 역위상을 갖는 권선층을 양쪽 동박층에 연결하여 구성한다. 역위상 권선층과 동박층에는 1차 권선에 생기는 *dv/dt* 전압과 역위상 관계의



그림 5. 주요 실험 파형

dv/dt 전압이 인가되며 이는 실험을 통하여 검증되었다. 이러한 역위상 권선층과 동박층을 2차 권선과 맞닿게 배치할 경우 컨버터에서 발생하는 공통 모드 전류를 상쇄하는 전류를 생성하여 공통 모드 노이즈를 줄일 수 있다. 또한 많은 차폐층의 증가 없이 완전한 인터리빙 구조가 가능하여 ac 저항에 의한 도통 손실을 감소시킬 수 있다.

이 논문은 2023년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단 기초연구사업의 지원을 받아 수행됨 (2021R1G1A1093842)

참 고 문 헌

- [1] Y. Yang, D. Huang, F. C. Lee and Q. Li, "Transformer shielding technique for common mode noise reduction in isolated converters," *IEEE Energy Conversion Congress* and Exposition, Denver, CO, USA, pp. 4149–4153, 2013.
- [2] M. A. Saket, M. Ordonez, M. Craciun and C. Botting, "Improving Planar Transformers for LLC Resonant Converters: Paired Layers Interleaving," *EEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 12, pp. 11813–11832, Dec. 2019.
- [3] Y. P. Chan, B. M. H. Pong, N. K. Poon and J. C. P. Liu, "Common-Mode Noise Cancellation by an Antiphase Winding in Multilayer Isolated Planar Transformer," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 56, no. 1, pp. 67–73, Feb. 2014.
- [4] M. H. Ahmed, F. C. Lee, Q. Li and M. d. Rooij, "Design Optimization of Unregulated LLC Converter with Integrated Magnetics for Two-Stage 48V VRM," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, Baltimore, MD, USA, pp. 521–528, 2019.
- [5] Z. Ouyang, O. C. Thomsen and M. A. E. Andersen, "Optimal Design and Tradeoff Analysis of Planar Transformer in High-Power DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 59, no. 7, pp. 2800–2810, July 2012.