

IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

(The Three-Level Converter using IM(Integrated Magnetics) method)

배진용 · 김 용* · 권순도 · 엄태민

(Jin-Yong Bae · Yong Kim · Soon-Do Kwon · Tae-Min Eom)

요 약

본 논문에서는 대용량 출력에 적합한 Three-Level 컨버터에 대하여 논하였다. 전력 변환 시스템에서 에너지의 저장, 변환, 전기적 절연 및 필터 등을 위한 자성체의 적절한 설계는 매우 중요하다. 제안된 Three-Level 컨버터는 출력단 인덕터와 변압기의 결합을 통하여 자성체의 수를 저감하였다. 본 연구에서는 Three-Level 컨버터에서 자기 회로 해석을 기반으로한 릴럭턴스 모델을 제안하고자 한다. 또한, 단일 코어 변압기 결선에 의한 2차측 정류방식에 대하여 논하고자 한다. 본 연구에서는 IGBT를 사용하여 입력 540[V], 출력 48[V], 3[kW]급 시스템을 제작했으며 40[kHz]에서 실험하였다.

Abstract

This paper present the Three-Level converter using IM(Integrated Magnetics) method for high power application. In power conversion system, magnetic components are important devices used for energy storage, energy transfer, galvanic isolation and filtering. The proposed Three-Level converter is to reduce the number of magnetic components using transformer integrated with output inductor. This paper proposes reluctance model base on the magnetic analysis for the Three-Level converter. Also, the secondary rectification was discussed by a single core transformer winding. A prototype featuring 540[V] input, 48[V] output, 40[kHz] switching frequency, and 3[kW] output power using IGBT.

Key Words : Three-Level converter, IM(Integrated Magnetics), Transformer integrated with output inductor

1. 서 론

전력용 반도체 소자의 발달과 제어 기술의 진보에

따라 전력 변환 기술은 종래의 선형 증폭기에 비하여 고효율, 소형·경량화의 장점 때문에 통신 및 산업 분야에서 폭넓게 이용되고 있다[1-9]. 여러 전력 변환 기법 중 고속 스위칭 방식을 적용한 PWM (Pulse-Width Modulation) 방식은 인덕터, 커패시터 및 변압기의 크기와 무게를 줄여 DC/DC 컨버터의 소형·경량화를 이룰 수 있으나 스위칭시 강제적인 온·오프로 인하여 스위칭 주파수에 비례하는 손

* 교신저자 : 동국대학교 전기공학과 교수
Tel : 02-2260-3720, Fax : 02-2275-0162
E-mail : kyee@dongguk.edu
접수일자 : 2007년 11월 9일
1차심사 : 2007년 11월 13일
심사완료 : 2007년 12월 18일

IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

실이 증가한다. 그 결과 스위칭 속도는 제한을 받게 되고, 이에 따른 전력변환 효율이 저하되어 결국 시스템의 소형·경량화를 이루는데 장애요소가 된다 [1-9].

최근 고주파 제어와 함께 컨버터의 자성소자의 수를 저감하고, 이를 통하여 컨버터의 소형 및 경량화를 이룩하는 다각적인 연구가 진행되고 있다. 이에 대한 연구로 Lee F. C 등[1-2]은 출력 인덕터와 변압기의 결합하는 방식에 대하여 최초로 시도하였으며, Jian Sun 등[3]은 배전류(Current-Doubler) 방식의 자성체 집약(Integrated magnetic)의 하브프리지 컨버터에 대하여 연구하였다. 한편, Lee F.C 등[4]은 입력 필터와 변압기를 결합하여 푸쉬풀 컨버터에 적용한 방식을 제안하였고, Cheng D.K 등[5]은 자성체 집약(Integrated magnetic) 회로의 설계와 모델링에 대하여 제시하였다.

본 논문에서는 기존에 문제점을 해결하면서, 고전압 입력 및 대전력 출력에 적합한 출력 인덕터와 변압기를 결합시킨 새로운 IM (Integrated Magnetics) 방식의 Three-Level 컨버터를 제안하고자 한다. 제안된 방식은 자속원이 경유하는 자기회로를 단일화하여 출력 인덕터를 대체하는 상호인덕턴스의 크기를 최대화하고, 이를 통하여 출력 전압 및 전류 리플을 최소화 하는 방안을 모색하였다. 본 연구에서는 제안된 방식의 타당성을 확인하기 위하여 릴럭턴스 모델을 분석하고 컨버터의 동작원리 및 특성에 대하여 논하였다.

본 연구에서는 제안된 컨버터의 동작원리, 자기회로의 해석 및 특성에 대하여 논하였고, IGBT를 사용하여 3[kW]급 시스템을 제작했으며 40[kHz]에서 실험하였다.

2. 본 문

2.1 일반적인 Three-Level 컨버터

그림 1은 위상이동 방식의 일반적인 Three-Level 컨버터를 나타낸다. Three-Level 컨버터는 스위치 S_1 과 S_2 또는 스위치 S_3 와 S_4 가 도통시 변압기를 통하여 전력이 2차측으로 전달하는 방식으로 변압기 2

차측을 중간탭 방식으로 결선하며 일반적으로 변압기 코어로는 EE코어 또는 EI코어를 사용한다.

입력측은 입력단 커패시터(C_{in1} , C_{in2}), 변압기의 1차측 인덕턴스와 스위치(S_1 , S_2 , S_3 , S_4), 변압기의 누설인덕턴스(L_{lk})로 구성되며, 출력측은 중간탭 정류 방식으로 구성되어 있다. 다이오드(D_{r1} , D_{r2})는 상하의 스위치(S_1 , S_2 또는 S_3 , S_4)군의 온·오프에 따라 교번하여 도통된다. 출력 필터는 출력 인덕터(L_o)와 출력 커패시터(C_o)로 구성되어 있다.

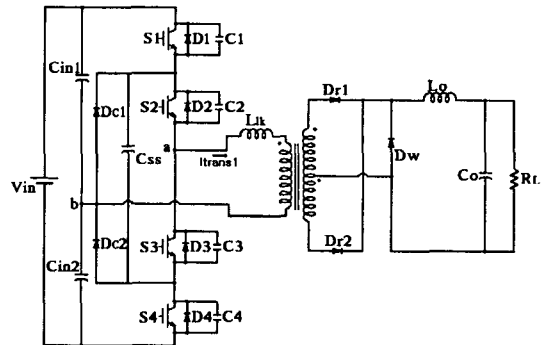


그림 1. 일반적인 Three-Level 컨버터
Fig. 1. The Generally Three-Level converter

2.2 IM 방식의 Three-Level 컨버터

그림 2는 변압기와 출력 인덕터가 결합된 IM (Integrated Magnetics) 방식의 Three-Level 컨버터를 나타낸다[1-6].

기존의 IM 방식은 1차측 중앙코어 결선형(2차측 외부코어 결선형) 방식과 1차측 외부코어 결선형(2차측 외부코어 결선형) 방식이 있다[1-2, 6].

1차측 중앙코어 결선형 Three-Level 컨버터는 출력 인덕터를 변압기와 결합함으로써 소자의 수를 줄였으며, 고주파 방식의 스위칭 주파수를 채택했기 때문에 시스템을 소형화시킬 수 있는 장점을 지니고 있다. 그러나 변압기의 1차측을 중앙코어에 결선하므로 변압기의 누설인덕턴스(L_{lk})가 커지는 단점을 지니게 된다. 또한, 1차측 외부코어 결선형 방식은 1차측 중앙코어 결선형 방식에 비교하여 변압기의 1차측 권선을 외부코어에 분리하여 결선하므로 누설 인덕턴스(L_{lk})를 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

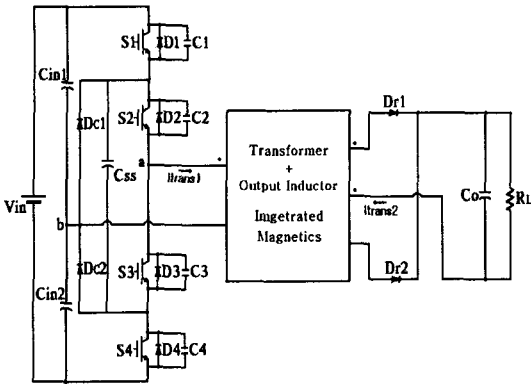


그림 2. IM 방식의 Three-Level 컨버터
Fig. 2. Three-Level converter using IM method

2.3 1차측 외부코어 결선형(2차측 외부코어 결선형)

그림 3은 1차측 중앙코어 결선형 Three-Level 컨버터의 변압기 결선과 릴럭턴스 모델을 나타낸다.

릴럭턴스 모델의 해석을 위해 다음을 가정한다.

- 1) 공기 중의 누설 자속은 무시한다.
- 2) 입력전원에 의해서 1차측은 여자된다.

변압기에서 발생하는 자속은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_c = \phi_1 - \phi_2 \quad (1)$$

여기서,

- ϕ_c : 변압기 중앙 권선 N_p 에서 발생하는 자속
- ϕ_1, ϕ_2 : 변압기 외부 권선 N_1, N_2 에서 발생하는 자속

그림 3으로부터 릴럭턴스 모델은 식 (2), (3)으로 나타낼 수 있다.

$$N_1 i_1 + N_p i_p = (R_1 + R_c) \phi_1 - R_c \phi_2 \quad (2)$$

$$N_2 i_2 - N_p i_p = (R_2 + R_c) \phi_2 + R_c \phi_1 \quad (3)$$

- 여기서, i_p : 변압기 1차권선의 전류
- i_1, i_2 : 변압기 2차권선의 전류

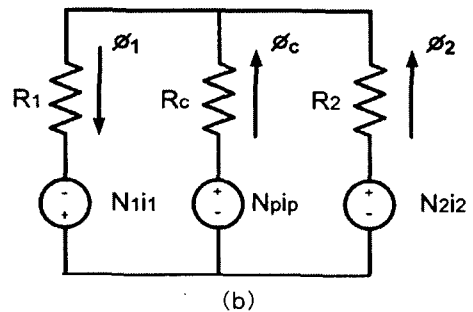
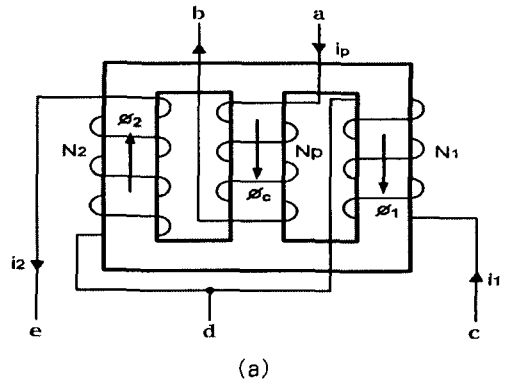


그림 3. 1차측 중앙코어 결선형의 자기회로 해석
(a) 변압기 결선 (b) 릴럭턴스 모델

Fig. 3. The reluctance analysis of the primary center-core winding
(a) The transformer winding
(b) Reluctance model

- N_p : 변압기 1차권선의 턴 수
- N_1, N_2 : 변압기 2차권선의 턴 수
- R_c : 중앙코어의 릴럭턴스
- R_1, R_2 : 외부코어의 릴럭턴스

식 (2)와 식 (3)으로부터 Cramer 법칙을 이용하면 식 (4)와 식 (5)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{(N_1 R_2 + N_1 R_c) i_1 + N_2 R_c i_2 + N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c} \quad (4)$$

$$\phi_2 = \frac{N_1 R_c i_1 + (N_2 R_1 + N_2 R_c) i_2 - N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c} \quad (5)$$

IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

여기서, $N_1 = N_2 = N$, $R = R_1 = R_2$ 라고 가정하면 식 (4)와 식 (5)는 식 (6)과 식 (7)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N(R + R_c)i_1 + N R_c i_2 + N_p R i_p}{R^2 + 2R R_c} \quad (6)$$

$$\phi_2 = \frac{N R_c i_1 + N(R + R_c)i_2 - N_p R i_p}{R^2 + 2R R_c} \quad (7)$$

식 (6)과 식 (7)로부터 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각 구하면 식 (8)과 식 (9)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Lo1} = N \frac{d\phi_1}{dt} = N^2 \frac{(R + R_c)}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_2}{dt} + N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_p}{dt} \quad (8)$$

$$V_{Lo2} = N \frac{d\phi_2}{dt} = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_p}{dt} \quad (9)$$

여기서, V_{Lo1} , V_{Lo2} : 변압기 2차측에 발생하는 전압

식 (8)과 식 (9)로부터 자기 인덕턴스(L_o), 상호 인덕턴스(M), 자화 인덕턴스(L_m)를 구하면 각각 식 (10)~식 (12)로 나타낼 수 있다.

$$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c} \quad (10)$$

$$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \quad (11)$$

$$L_m = N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \quad (12)$$

여기서, L_m : 변압기의 자화 인덕턴스
 L_{o1} , L_{o2} : 변압기의 2차측 인덕턴스
 M : 변압기의 상호 인덕턴스

2.3 1차측 외부코어 결선형 (2차측 외부코어 결선형)

그림 4는 1차측 외부코어 결선형 Three-Level 컨버터의 변압기 결선과 릴럭턴스 모델을 나타낸다.

그림 4의 1차측 중앙코어 결선형 Three-Level 컨버터와 비교하여 변압기의 1차측 결선과 2차측 결선을 동일한 외부코어에 결선하기 때문에 1차측 중앙코어 결선형에 비교하여 변압기 누설인덕턴스가 감소되는 효과가 있다.

릴럭턴스 모델을 해석하기 위한 조건은 1차측 중앙코어 결선과 동일한 것으로 가정한다.

변압기에서 발생하는 자속은 식 (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_c = \phi_1 + \phi_2 \quad (13)$$

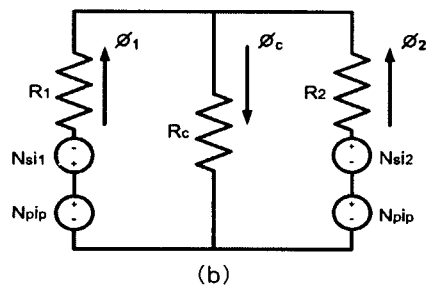
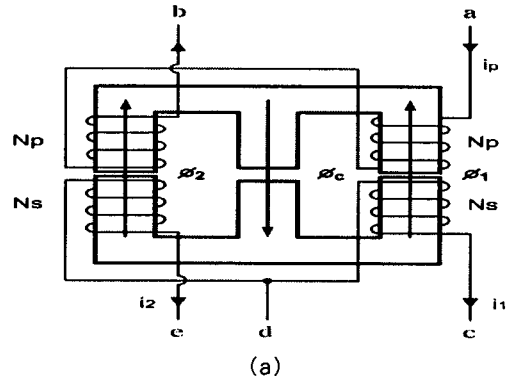


그림 4. 1차측 외부코어 결선형의 자기회로 해석
 (a) 변압기 결선 (b) 릴럭턴스 모델
 Fig. 4. The reluctance analysis of the primary side-core winding
 (a) The transformer winding
 (b) Reluctance model

그림 4로부터 킬러턴스 모델은 식 (14), (15)로 나타낼 수 있다.

$$N_s i_1 - N_p i_p = (R_1 + R_c) \phi_1 - R_c \phi_2 \quad (14)$$

$$-N_s i_2 - N_p i_p = (R_2 + R_c) \phi_2 + R_c \phi_1 \quad (15)$$

식 (14)와 식 (15)로부터 Cramer 법칙을 이용하면 식 (16)과 식 (17)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N_s(R_2 + R_c)i_1 + N_s R_c i_2 - N_p R_2 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c + 2R_c^2} \quad (16)$$

$$\phi_2 = \frac{-N_s R_c i_1 - N_s(R_1 + R_c)i_2 - N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c + 2R_c^2} \quad (17)$$

여기서, $N_1 = N_2 = N$, $R = R_1 = R_2$ 라고 가정하면 식 (16)과 식 (17)은 식 (18)과 식 (19)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N(R + R_c)i_1 + N R_c i_2 + N_p R i_p}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (18)$$

$$\phi_2 = \frac{-N R_c i_1 - N(R + R_c)i_2 - N_p R i_p}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (19)$$

식 (18)과 식 (19)로부터 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각 구하면 식 (20)과 식 (21)로 나타낼 수 있다.

$$V_{L_{o1}} = N \frac{d\phi_1}{dt} = N^2 \frac{(R + R_c)}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_p}{dt} \quad (20)$$

$$V_{L_{o2}} = N \frac{d\phi_2}{dt} = -N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_1}{dt} - N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_p}{dt} \quad (21)$$

식 (20)과 식 (21)로부터 자기 인덕턴스(L_o), 상호 인덕턴스(M), 자화 인덕턴스(L_m)를 구하면 각각 식 (22)~식 (24)로 나타낼 수 있다.

$$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (22)$$

$$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (23)$$

$$L_m = NN_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (24)$$

2.4 제안된 IM 방식의 자기회로 해석

그림 5는 제안된 IM 방식의 Three-Level 컨버터의 변압기 결선과 킬러턴스 모델을 나타낸다.

기존의 IM 방식과 비교하여 중앙코어가 제거되었기 때문에 자속원이 경유하는 자기회로를 단일화할 수 있다.

따라서 2차측 결선 사이의 결합도를 높일 수 있으며, 출력 인덕터(L_o)를 대체하는 상호인덕턴스(M)의 크기를 최대화 할 수 있다. 또한 1차측 결선을 분할하여 결선하기 때문에 변압기 누설인덕턴스가 감소되는 효과가 있다.

킬러턴스 모델을 해석하기 위한 조건은 1차측 중앙코어 결선과 동일한 것으로 가정한다.

변압기에서 발생하는 자속은 식 (25)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \phi_2 \quad (25)$$

그림 5로부터 킬러턴스 모델은 식 (26)으로 나타낼 수 있다.

$$-N_s i_1 - N_s i_2 + 2N_p i_p = R_1 \phi_1 + R_2 \phi_2 \quad (26)$$

식 (25)와 식 (26)으로부터 발생하는 자속은 식 (27)로

IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

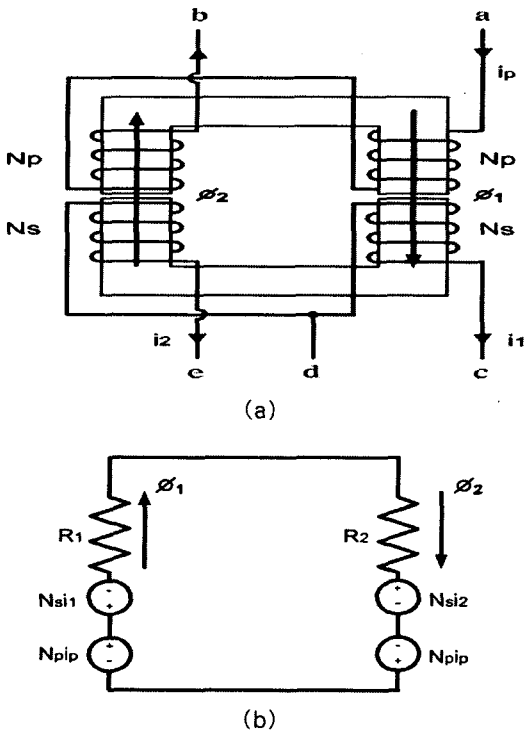


그림 5. 제안된 IM 방식의 자기회로 해석
(a) 변압기 결선 (b) 릴럭턴스 모델
Fig. 5. The reluctance analysis of the proposed IM method
(a) The transformer winding
(b) Reluctance model

나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \phi_2 = \frac{-N_s i_1 - N_s i_2 + 2N_p i_p}{\mathcal{R}_1 + \mathcal{R}_2} \quad (27)$$

여기서, $N = N_s$, $\mathcal{R} = \mathcal{R}_1 = \mathcal{R}_2$ 라고 가정하면 식 (27)은 식 (28)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \phi_2 = \frac{-N(i_1 + i_2) + 2N_p i_p}{2\mathcal{R}} \quad (28)$$

식 (28)로부터 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각 구하면 식 (29)로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{L_{o1}} = V_{L_{o2}} &= N \frac{d\phi_1}{dt} \\ &= -N^2 \frac{1}{2\mathcal{R}} \frac{di_1}{dt} - N^2 \frac{1}{2\mathcal{R}} \frac{di_2}{dt} + N \cdot N_p \frac{1}{\mathcal{R}} \frac{di_p}{dt} \end{aligned} \quad (29)$$

식 (29)로부터 자기인덕턴스(L_o), 상호인덕턴스(M), 자화인덕턴스(L_m)를 구하면 각각 식 (30)~식 (32)로 나타낼 수 있다.

$$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{1}{2\mathcal{R}} \quad (30)$$

$$M = N^2 \frac{1}{2\mathcal{R}} \quad (31)$$

$$L_m = NN_p \frac{1}{\mathcal{R}} \quad (32)$$

그림 6은 IM 방식의 Three-Level 컨버터 변압기의 전기적인 등가회로를 나타낸다. 그림에서 상호인덕턴스(M)는 증간탭 정류방식의 출력 인덕터(L_o)를 대체 할 수 있다.

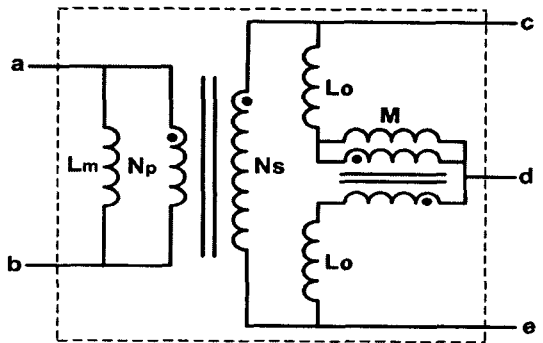


그림 6. IM 방식의 전기적 등가회로
Fig. 6. The electrical equivalent circuit of IM method

표 1은 각 컨버터의 릴럭턴스 모델을 정리한 것이다. 제안된 IM 방식의 상호인덕턴스는 기존의 IM 방식에 비하여 출력 인덕터(L_o)를 대체하는 상호인덕턴스(M)의 크기를 최대화 할 수 있는 장점을 지니고 있음을 알 수 있다. 따라서 출력 리플이 가장 저감되는 특징을 지님을 알 수 있다.

2.5 시뮬레이션 및 실험 결과

본 연구에서 제안된 IM방식을 검증하기 위해 IGBT를 사용하여 40[kHz]에서 3[kW]로 동작하는 Three-Level 컨버터를 제작하여 시뮬레이션 및 실

험을 하였다. 시뮬레이션은 Ansoft사의 회로해석 소프트웨어인 Simplorer 6.0으로 수행하였으며, 부하 변동 실험을 통하여 확인하였다.

표 1. 각 컨버터의 릴럭턴스 모델
Table 1. Reluctance model for each converter

	1차측 중앙코어 결선/ 2차측 외부코어 결선형
2차측 상호인덕턴스	$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c}$
자화인덕턴스	$L_m = N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c}$
2차측 자기인덕턴스	$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c}$
	1차측 외부코어 결선/ 2차측 외부코어 결선형
2차측 상호인덕턴스	$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c + 2R_c^2}$
자화인덕턴스	$L_m = NN_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c + 2R_c^2}$
2차측 자기인덕턴스	$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c + 2R_c^2}$
	제안된 IM 방식의 결선형
2차측 상호인덕턴스	$M = N^2 \frac{1}{2R}$
자화인덕턴스	$L_m = NN_p \frac{1}{R}$
2차측 자기인덕턴스	$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{1}{2R}$

표 2는 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다. 그림 7은 제작된 IM 방식의 변압기와 실험 장치를 나타내며, 그림 8은 IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터의 시뮬레이션 회로도도 결과를 나타낸다.

시뮬레이션 회로는 스위칭 소자, 환류 다이오드, 고주파 변압기, 2차측 정류 다이오드 및 출력 필터부로 구성되어 있으며 시뮬레이션 결과는 위상 이동된 게이트 신호, 변압기 및 스위치의 전압 및 전류 파형을 나타낸다.

그림 9, 10은 입력전압 540[V], 출력전압 48[V], 출력전력 3[kW]시 IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터에 대한 변압기 전압(V_{ab}) 및 전류(I_p) 파형을 나타낸다.

표 2. 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터
Table 2. Specifications and Parameters used in Experiment

입력전압(V _{in})	540[V]
출력전압(V _o)	48[V]
최대출력(P _o)	3.0[kW]
주 변압기	UU90. 이수화학 N ₁ : N ₂ = 14 : 5 L _{lk} = 8.28[uH]
입력단 커패시터(C _{in})	470[uF] × 6
Flying 커패시터(C _{SS})	470[uF]
주 스위치(S)	FM2G50US60. FAIRCHILD
2차측 정류 다이오드(D _r)	KSF30A40B. NI
1차측 보조 다이오드(D _b)	DEXI 2X61-06C. IXYS
2차측 환류 다이오드(D _w)	제거
출력단 인덕터(L _o)	제거
출력단 커패시터(C _o)	2700[uF] × 4
스위칭 주파수(f)	40[kHz]

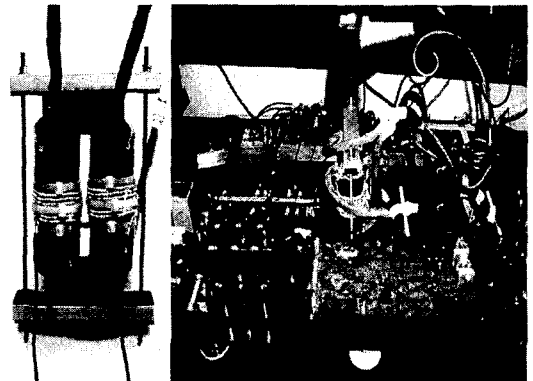


그림 7. 제안된 IM 방식의 변압기와 실험 장치
Fig. 7. Main transformer of the proposed IM method and Experimental apparatus

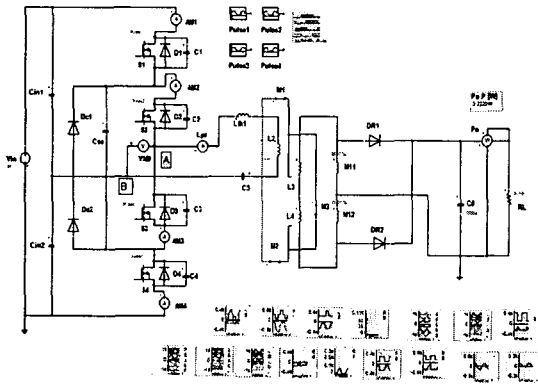
IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

그림 9, 10으로부터 제안된 컨버터는 위상이동 방식으로 제어되고 있으며, 변압기를 통하여 전력이 잘 전달됨을 알 수 있다.

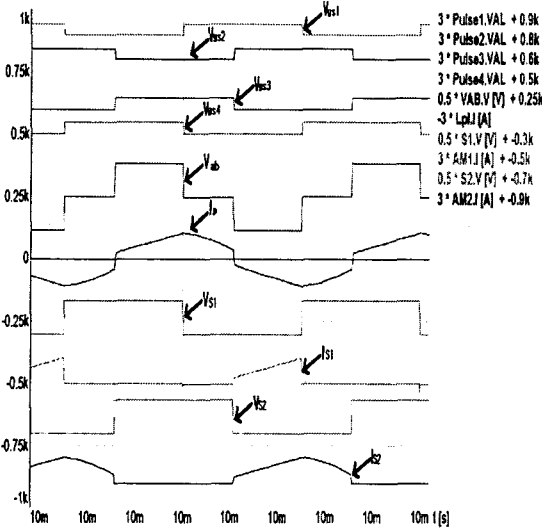
그림 11, 12는 입력전압 540[V], 출력전압 48[V], 출력전력 3[kW]시 IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터에 대한 스위치 S₄의 시뮬레이션 및 실험의 전압·전류 파형으로 턴온시 영전압 스위칭이 이루어지며, 턴온시 누설 인덕터와 스위치 커패시터의 공진 현상이 발생 됨을 알 수 있다.

그림 13, 14는 입력전압 540[V], 출력전압 48[V], 출력전력 3[kW]시 IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터에 대한 스위치 S₂의 시뮬레이션 및 실험의 전압·전류 파형을 나타내며, 스위치 S₂가 턴온시 누설 인덕터에 저장된 에너지가 스위치의 역병렬 다이오드를 통하여 도통되므로 안정적인 영전압 스위칭이 일어남을 알 수 있다.

그림 15는 IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터의 50[%] 부하(1.5[kW] 부하)와 100[%] 부하(3[kW] 부하) 변동에 따른 특성을 나타내며, 부하변동에 대하여 안정적으로 출력전압을 유지함을 알 수 있다.



(a) 시뮬레이션 회로도



(b) 변압기 및 스위치 각부의 파형

그림 8. IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터시뮬레이션 회로 및 파형

Fig. 8. Simulation circuit and waveforms of Three-Level converter using IM method

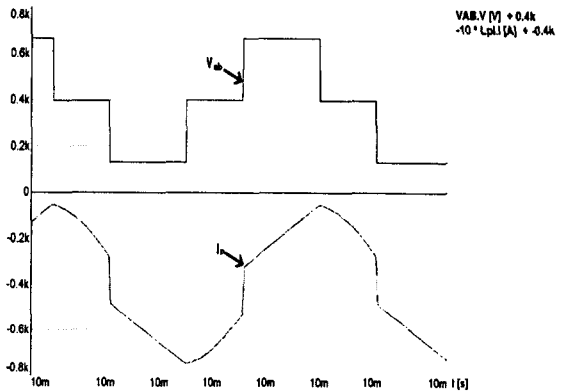


그림 9. Three-Level 컨버터 변압기 전압·전류 파형(3[kW], 시뮬레이션, IM 방식)

Fig. 9. Voltage · current waveforms of Three-Level converter transformer(3[kW], simulation, IM method)

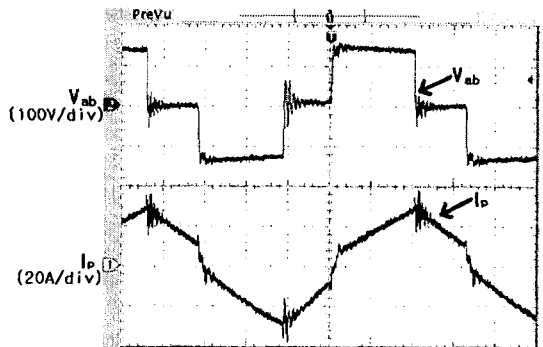


그림 10. Three-Level 컨버터 변압기 전압·전류 파형(3[kW], 실험, IM 방식, 4[μs/div])

Fig. 10. Voltage · current waveforms of Three-Level converter transformer(3[kW], experiment, IM method, 4[μs/div])

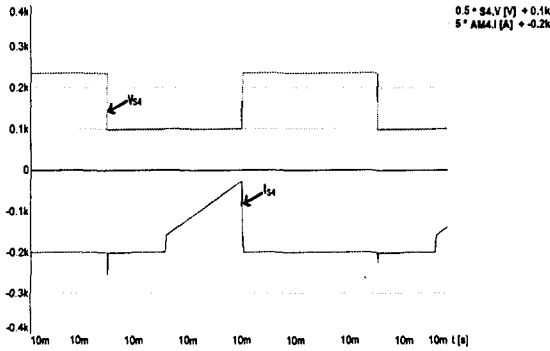


그림 11. Three-Level 컨버터 스위치 S₄의 전압·전류 파형(3[kW], 시뮬레이션, IM 방식)
 Fig. 11. Voltage · current of Three-Level converter switch S₄(3[kW], simulation, IM method)

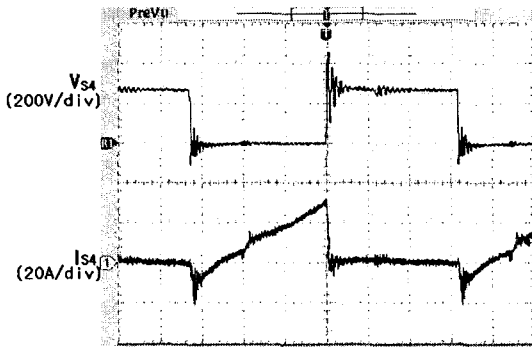


그림 12. Three-Level 컨버터 스위치 S₄의 전압·전류 파형(3[kW], 실험, IM 방식, 4[us/div])
 Fig. 12. Voltage · current of Three-Level converter switch S₄(3[kW], experiment, IM method, 4[us/div])

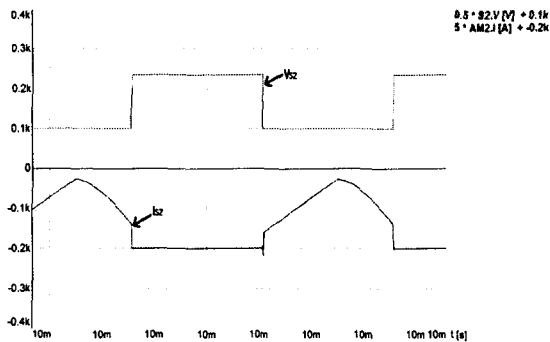


그림 13. Three-Level 컨버터 스위치 S₂의 전압·전류 파형(3[kW], 시뮬레이션, IM 방식)
 Fig. 13. Voltage · current of Three-Level converter switch S₂(3[kW], simulation, IM method)

그림 16은 입력전압(400/450/500[V]) 출력전압(40[V])에 따른 효율 특성을 나타낸다. IM 방식을 이용한 Three-Level 컨버터는 최고 90.452[%]의 효율을 보이며, 입력전압이 낮을수록 효율이 향상됨을 알 수 있었다.

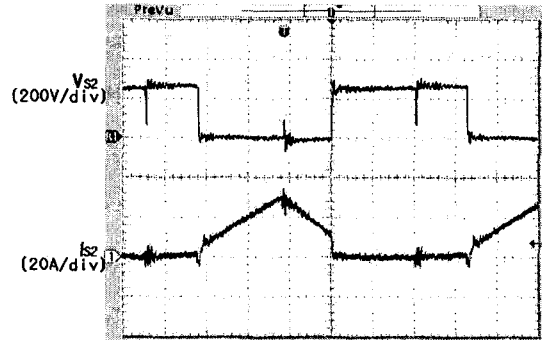


그림 14. Three-Level 컨버터 스위치 S₂의 전압·전류 파형(3[kW], 실험, IM 방식, 4[us/div])
 Fig. 14. Voltage · current of Three-Level converter switch S₂(3[kW], experiment, IM method, 4[us/div])

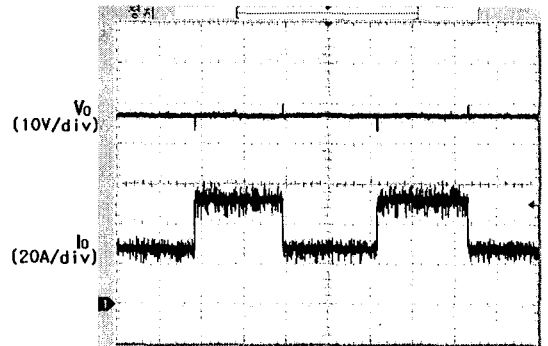


그림 15. Three-Level 컨버터의 부하변동에 따른 특성 (50[%]→100[%]→50[%] : 실험, 1[s/div], IM 방식)
 Fig. 15. Load change characteristics of Three-Level converter(50[%]→100[%]→50[%] : experiment, 1[s/div], IM method)

그림 17은 입력전압 540[V] 출력전압 48[V]에서 효율 특성을 나타내며, 제안된 IM 방식의 Three-Level 컨버터가 83.13[%]에서 88.00[%]의 양호한 효율 특성을 나타냄을 알 수 있다.

IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터

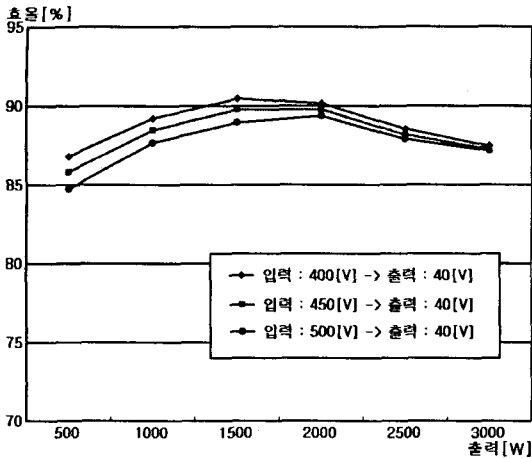


그림 16. 입력변화에 따른 효율 비교(실험, IM 방식)
Fig. 16. Compared efficiency according to the input voltage(experiment, IM Method)

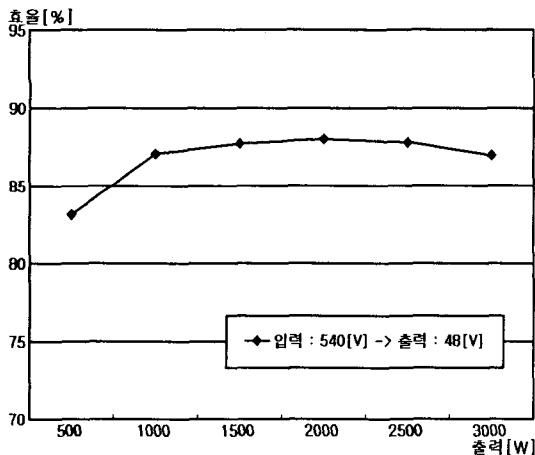


그림 17. 입력 540(V), 출력 48(V) 효율 특성(실험, IM 방식)
Fig. 17. Efficiency characteristic of Input 540(V), Output 48(V)(experiment, IM Method)

3. 결 론

본 연구에서는 소형, 경량화의 한 방향으로 출력 인덕터와 변압기를 결합시킨 IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터를 제안하였다.

본 연구로부터 IM(Integrated Magnetics) 방식을 이용한 Three-Level 컨버터의 장점은 아래와 같음

을 알 수 있었다.

- ◆ IM 방식을 이용한 컨버터는 일반적인 컨버터에 비하여 출력 인덕터(L_o)와 2차측 환류다이오드(D_w)가 제거되어 경제적인 장점을 지닌다.
- ◆ IM 방식을 이용한 컨버터는 일반적인 컨버터에 비하여 출력 인덕터(L_o)와 2차측 환류다이오드(D_w)가 제거되어 전체 시스템을 소형, 경량화를 이룩할 수 있다.
- ◆ 제안된 IM 방식은 자속원이 경유하는 자기회로를 단일화 하여 출력 인덕터(L_o)를 대체하는 상호인덕터(M)를 최대화 하는 권선 방안을 제안하였다. (본 논문에서는 제안된 IM 방식의 상호인덕턴스는 94.0175[uH]로 측정되었다.)
- ◆ 제안된 IM 방식은 변압기 2차측 결선을 간소화할 수 있다.
- ◆ 제안된 IM 방식은 수 [kW]급의 대용량 시스템에서 우수한 효율 특성은 나타냄을 확인하였다.

References

- [1] Peng Xu, Qiaoqiao Wu, Pit-Leong Wong, and Lee F.C, "A novel integrated current doubler rectifier," Applied Power Electronics Conference and Exposition 2000, APEC 2000, Fifteenth Annual IEEE, vol. 2, pp. 735~740, Feb. 2000.
- [2] Chen W, Hua G, Sable D, and Lee F.C, "Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics," Applied Power Electronics Conference and Exposition 1997, APEC 1997, Twelfth Annual, vol 2, pp. 911-917, Feb. 1997.
- [3] Jian Sun, Webb K.F, and Mehrotra V, "Integrated magnetics for current-doubler rectifiers," Power Electronics, IEEE Transactions on vol. 19, pp. 582~590, May. 2004.
- [4] Peng Xu, Cheng, Mao Ye, and Lee F.C, "Single magnetic push-pull forward converter featuring built-in input filter and coupled-inductor current doubler for 48 V VRM," Applied Power Electronics Conference and Exposition 2002. APEC 2002, Seventeenth Annual IEEE, vol. 2, pp. 699~705, March. 2002.
- [5] Cheng D.K, Leung-Pong Wong, and Yim-Shu Lee, "Design, modeling, and analysis of integrated magnetics for power converters," Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 2000. Vol.1, pp. 320~325, June 2000.
- [6] Yong Kim, Jin-Yong Bae, Soon-Do Kwon, Dae-Hyuk Lee,

- "The analysis of magnetic circuit for the Half-Bridge converter using Transformer integrated with Output Inductor," *KIEE Journal of Electrical Engineering*, Vol 21, No.1, pp. 66~74, 2007.
- [7] Weiyun Chen, Peng Xu, and Lee F.C, "The optimization of asymmetric half bridge converter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition 2001, APEC 2001*, vol 2, pp. 704~707, March. 2001.
- [8] Jian Sun and Rajasekaran. V, "DCM analysis and Modeling of Half-Bridge Converters with Current-Doubler Rectifier" *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001, IEEE 32nd Annual*, vol 1, pp. 384~389, June. 2001.
- [9] Ramesh Oruganti, "Soft-Switched DC/DC Converter with PWM Control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 13, pp. 102~114, 1998.
- [10] Jiangtao Feng, Yuequan Hu, Wei Chen, and Chau-Chun W, "ZVS analysis of asymmetrical half-bridge converter," *Power Electronics Specialists Conference, PESC 2001 IEEE 32nd Annual*, vol 1, pp. 243~247, June. 2001.
- [11] Korotkov S, Meleshin V, Miftahutdinov, and R Fraidlin, "Soft-Switched Asymmetrical Half-bridge DC/DC Converter: Steady-State Analysis. An Analysis Of Switching Processes," *The Second International Telecommunications Energy Special Conference*, April. 1997.

◇ 저자소개 ◇

배진용 (裵辰容)

1975년 8월 17일생. 1998년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2005년 8월~현재 특허청 전기사무관.

김 용 (金 龍)

1957년 3월 20일생. 1981년 2월 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 2월 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1995년~현재 동국대 전기공학과 교수.

권순도 (權純道)

1954년 11월 5일생. 1978년 광운대 응용전자공학과 졸업. 1980년 건국대 대학원 전기전자학과 졸업(석사). 2008년 2월 동국대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1983년~1986 (주)삼성정밀 연구소 자동화 연구실 근무. 1996년 3월~현재 대림대 전자정보통신계열 교수.

엄태민 (嚴泰敏)

1968년 7월 1일생. 1994년 2월 충북대 물리학과 졸업. 2002년 2월 동국대 산업기술환경대학원 전기공학과 졸업(석사). 2006년 9월~현재 동국대 대학원 전기공학과 박사과정 재학중. 1996년~현재 (주)티엠에스아이엔씨 연구소장.