

1차측 보조회로를 이용한 Three-Level 컨버터에 관한 연구

論 文

57-6-10

A Study on the Three-Level Converter using Primary Auxiliary Circuit

裴 辰 容* · 金 龍† · 曹 圭 滿**

(Jin-Yong Bae · Yong Kim · Kyu-Man Cho)

Abstract - A New ZVS(Zero Voltage Switching) and ZVZCS(Zero Voltage and Zero Current Switching) Three-Level Converter is proposed. The proposed converter presented in this paper used a phase shift control with a flying capacitor in the primary side to achieve ZVS for the all switch. A primary auxiliary circuit, which consists of one coupled inductor, is added in the primary to provide ZVZCS conditions to primary switches. Many advantages including simple circuit topology high efficiency, and low cost make this converter attractive for high power applications. The principle of operation, feature and design considerations are illustrated and verified through the experiment with a 2kW (27V, 74A) 40 kHz IGBT based experimental circuit.

Key Words : Three-Level Converter, Primary Auxiliary Circuit, ZVS(Zero Voltage Switching), ZVZCS(Zero Voltage and Zero Current Switching)

1. 서 론

본 논문에서는 1차측 보조회로를 이용한 Three-Level 컨버터에 관하여 논하고자 한다. 입력 전압의 승압화와 입력단 역률 개선 컨버터의 적용으로 기존의 풀브리지 컨버터는 스위칭 소자의 전압 정격 상승, 스위칭 손실의 증가 및 스위칭 주파수의 한계로 인해 고효율을 이루기 어려우며, 이러한 문제점의 해결을 위해 Three-Level 컨버터에 대한 연구가 진행중이다[1-9].

이제까지 Three-Level 컨버터의 ZVS(Zero Voltage Switching) 또는 ZVZCS(Zero Voltage and Zero Current Switching)에 관한 연구는 주로 2차측에 보조회로를 부가하여 변압기 환류손실을 저감하는 방안에 대하여 주된 초점을 맞추었다[3-7]. 그러나 대전류 출력의 경우 2차측의 구성 소자에 전류 스트레스가 증가하고, 부하용량 증가와 함께 출력에 포함되는 리플이 증가되는 문제점이 발생하였다[4][8]. 따라서 Three-Level 컨버터의 스위칭 손실을 저감하고 동시에 구성 소자의 전류 스트레스를 최소화하기 위하여 1차측에 보조회로를 이용한 ZVS 또는 ZVZCS 스위칭 기법에 대하여 다각적으로 고찰하고, 비교 및 분석하고자 한다[8-9].

본 논문에서는 1차측에 보조회로를 이용하는 ZVS Three-Level 컨버터, 2권선 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level 컨버터[8], 3권선 결합 인덕터형 ZVZCS

Three-Level 컨버터[9] 및 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터에 대하여 비교 및 분석하였다.

본 연구에서는 제안된 컨버터의 모드별 동작, 특성 및 설계에 관하여 논하였으며, IGBT를 사용하여 2kW(27V, 74A) 급 시작품을 제작, 40kHz에서 실험하였다.

2. 본 론

2.1 기존의 Three-Level 컨버터

그림 1은 기존의 ZVS Three-Level 컨버터 회로를 나타낸다[1].

안정된 주 스위치의 영전압 스위칭 동작을 위하여 고주파 변압기의 누설 인덕터는 스위치 커패시터와 고주파 변압기의 기생 커패시터를 충·방전할 수 있도록 설계되어야 한다. 즉 누설 인덕터에 저장된 에너지가 식(1)을 만족할 때 실제적인 ZVS 동작이 이루어진다[1-2].

$$\frac{1}{2} L_{lk} I_{lk}^2 > \frac{4}{3} C_{sw} \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 + \frac{1}{2} C_{tr} \left(\frac{V_{in}}{2} \right)^2 \quad (1)$$

여기서,

C_{sw} ($C_1 = C_2 = C_3 = C_4$) : 일반적인 스위치 커패시터

C_{tr} : 고주파 변압기의 권선간 커패시터 (기생 커패시터)

기존의 ZVS Three-Level 컨버터는 특정 부하영역에서 ZVS 조건을 상실하게 되며 ZVS 동작이 가능한 1차측 임계 전류는 식(2)와 같이 나타낼 수 있다[1-2].

* 正 會 員 : 特許廳 事務官 · 工博

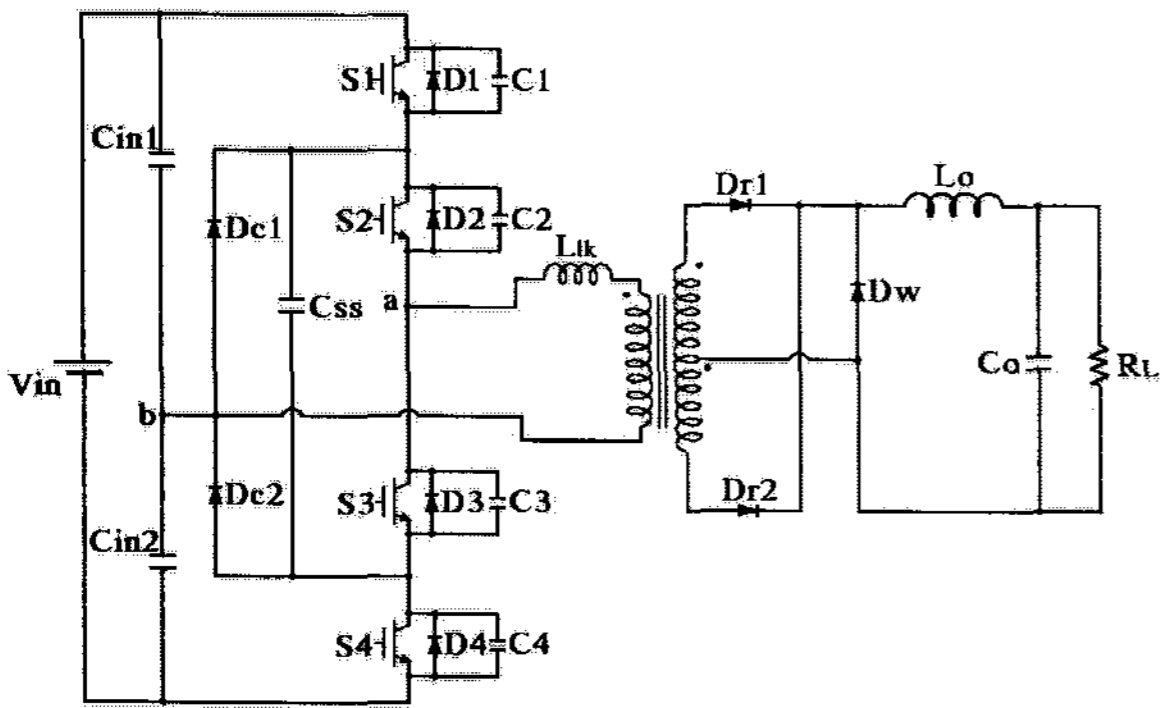
† 교신저자, 正 會 員 : 東國大學校 電氣工學科 教授 · 工博

E-mail : kyee@dongguk.edu

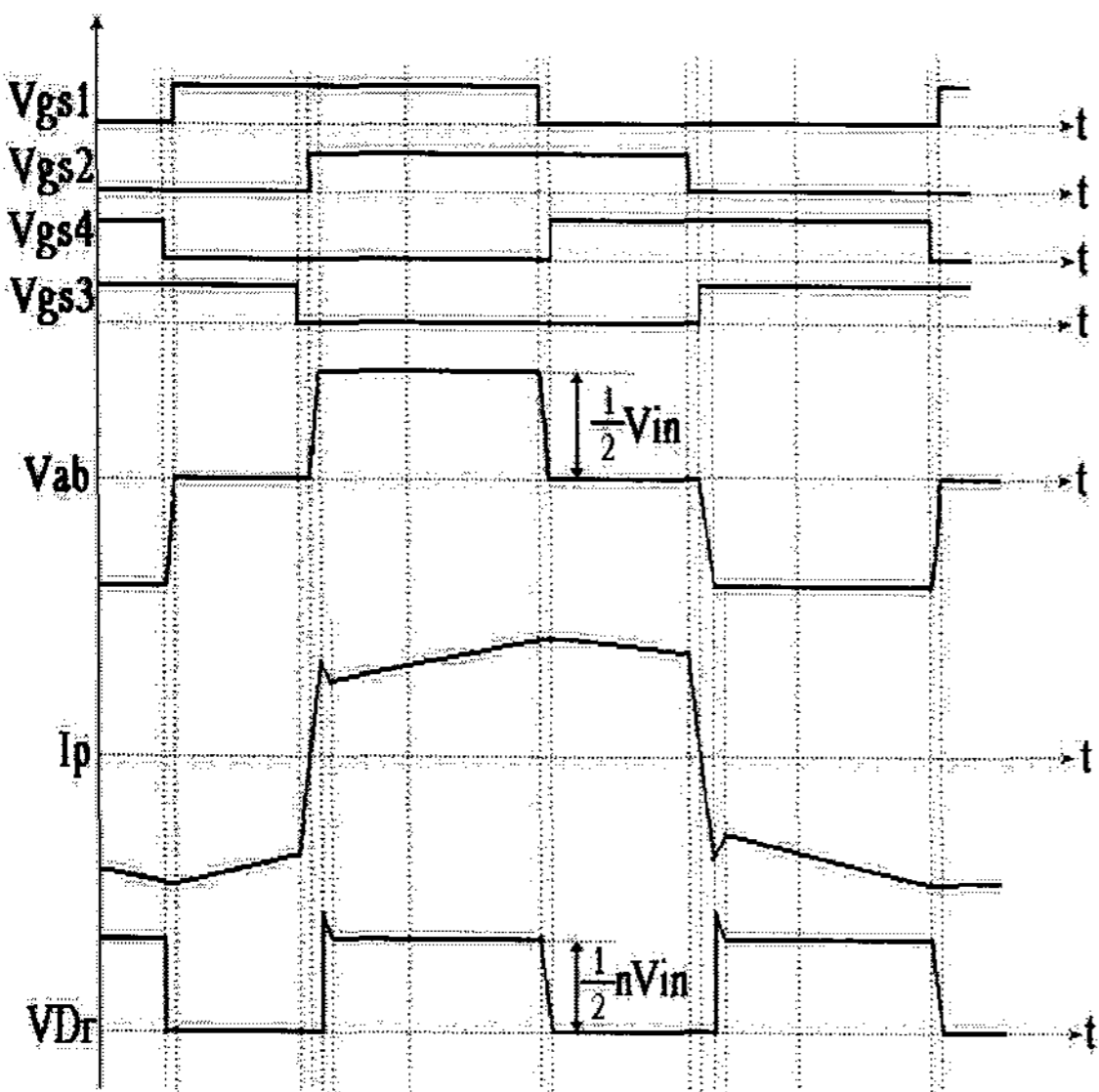
** 正 會 員 : 韓國폴리텍 I 서울 정수大學 自動化 시스템科 教授 · 工博

接受日字 : 2008年 2月 27日

最終完了 : 2008年 5月 6日



(a) 컨버터 회로도



(b) 컨버터 각부 파형

그림 1 기존의 Three-Level 컨버터
Fig. 1 Previous ZVS Three-Level Converter

$$i_{crit} = \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{2}{L_{lk}} \left\{ \frac{4}{3} C_{sw} + \frac{1}{2} C_{tr} \right\}} \quad (2)$$

2.2 기존의 ZVZCS Three-Level 컨버터

그림 2는 1차측에 2권선 결합 인덕터를 사용하는 ZVZCS Three Level 컨버터 회로를 나타내며[8], 그림 3은 1차측에 3권선 결합 인덕터 회로를 사용한 ZVZCS Three-Level 컨버터 회로를 나타낸다[9].

2권선과 3권선 결합 인덕터형 Three-Level 컨버터는 50%의 듀티 주기마다 위상이동 방식의 스위칭 형태로 동작 된다.

상기 두 컨버터는 기존의 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측에 결합 인덕터를 추가함으로써 안정된 소프트 스위칭 동작영역이 확보되며 순환 전류가 저감되어 주회로 소자 및 변압기 도통손실이 감소되는 특징을 지닌다.

다만, 그림 2의 ZVZCS Three-Level 컨버터는 보조회로의 전압 스트레스가 V_{in} 인 반면에 그림 3의 컨버터는 보조회로의 전압 스트레스가 $V_{in}/2$ 으로 감소되는 특성을 나타낸다[8-9].

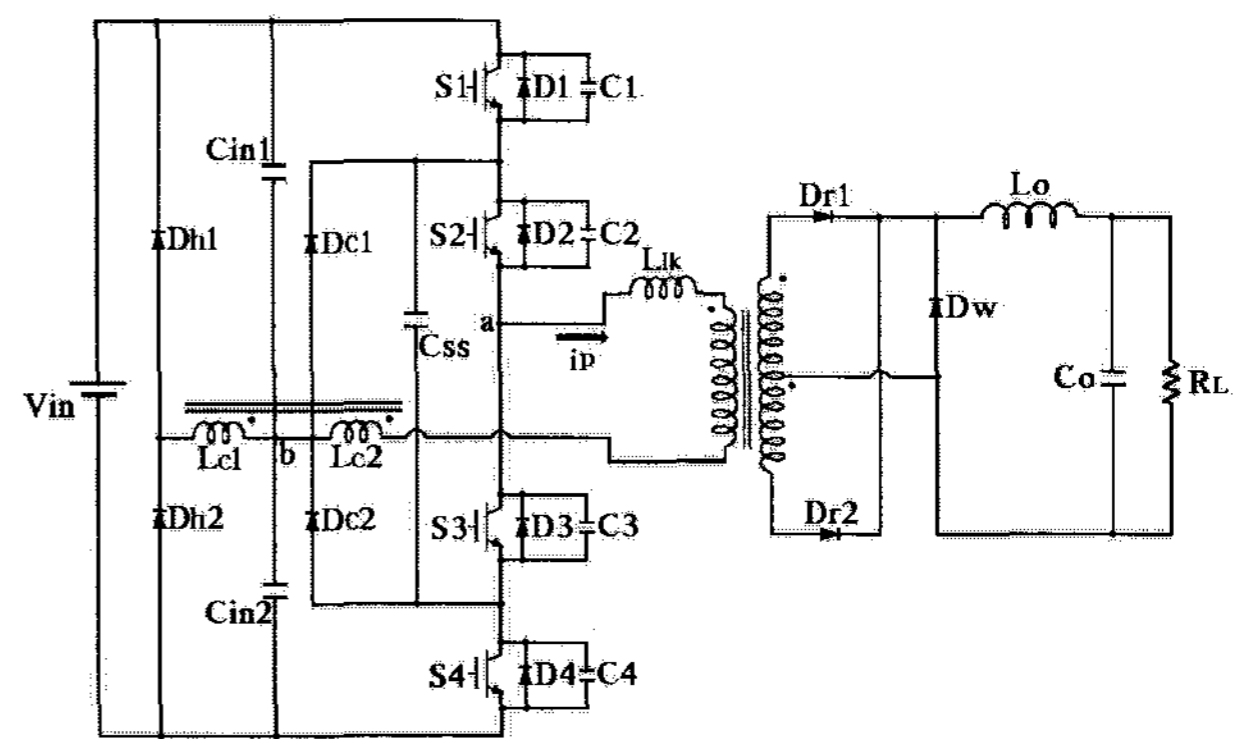


그림 2 2권선 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level 컨버터
Fig. 2 2winding coupled inductor type ZVZCS Three-Level converter

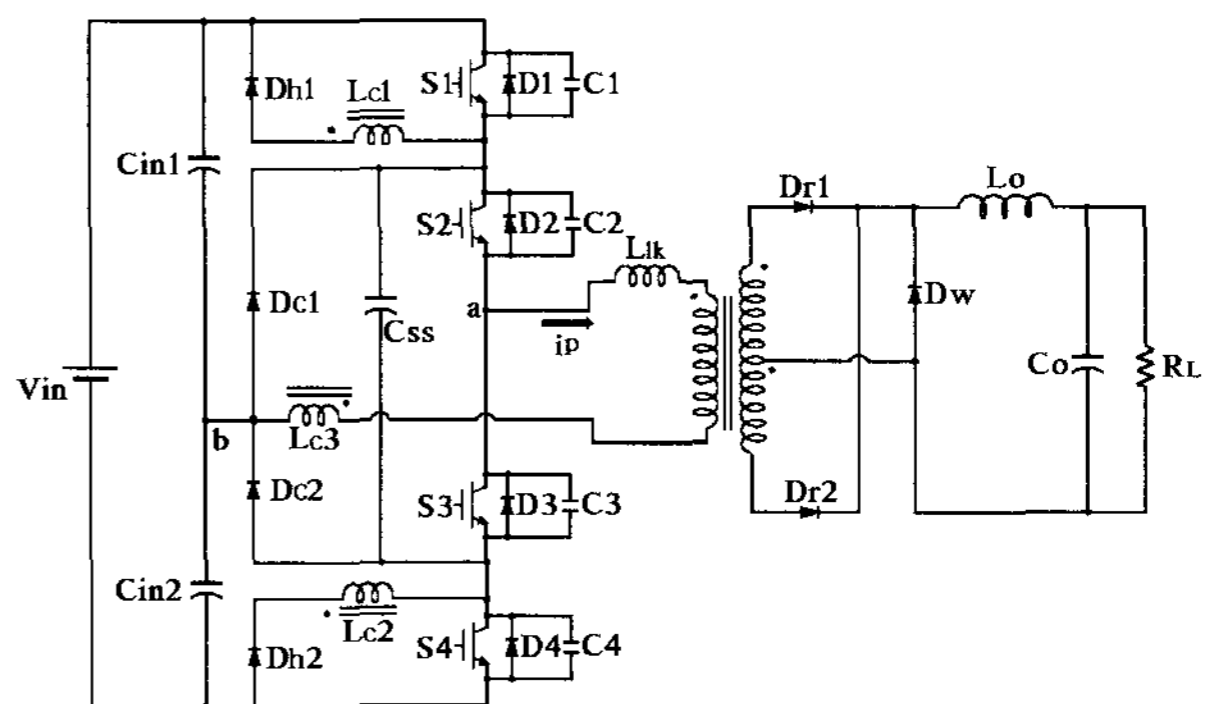


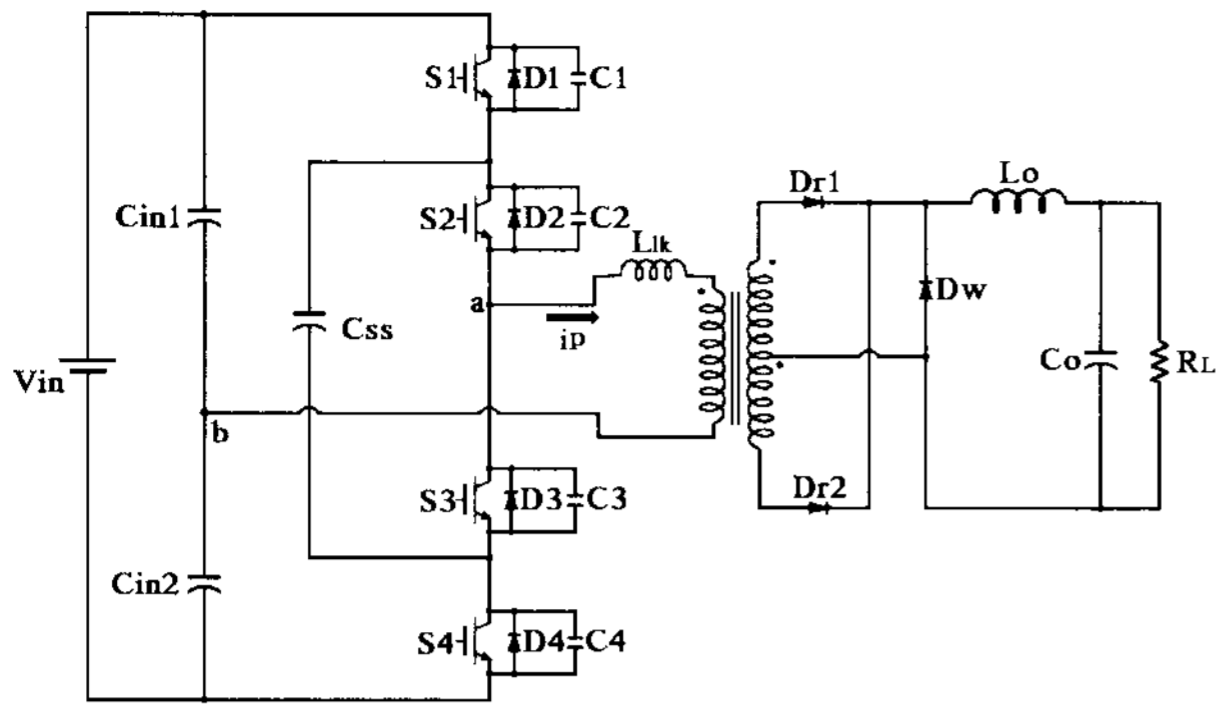
그림 3 3권선 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level 컨버터
Fig. 3 3winding coupled inductor type ZVZCS Three-Level converter

2.3 제안된 ZVS Three-Level 컨버터

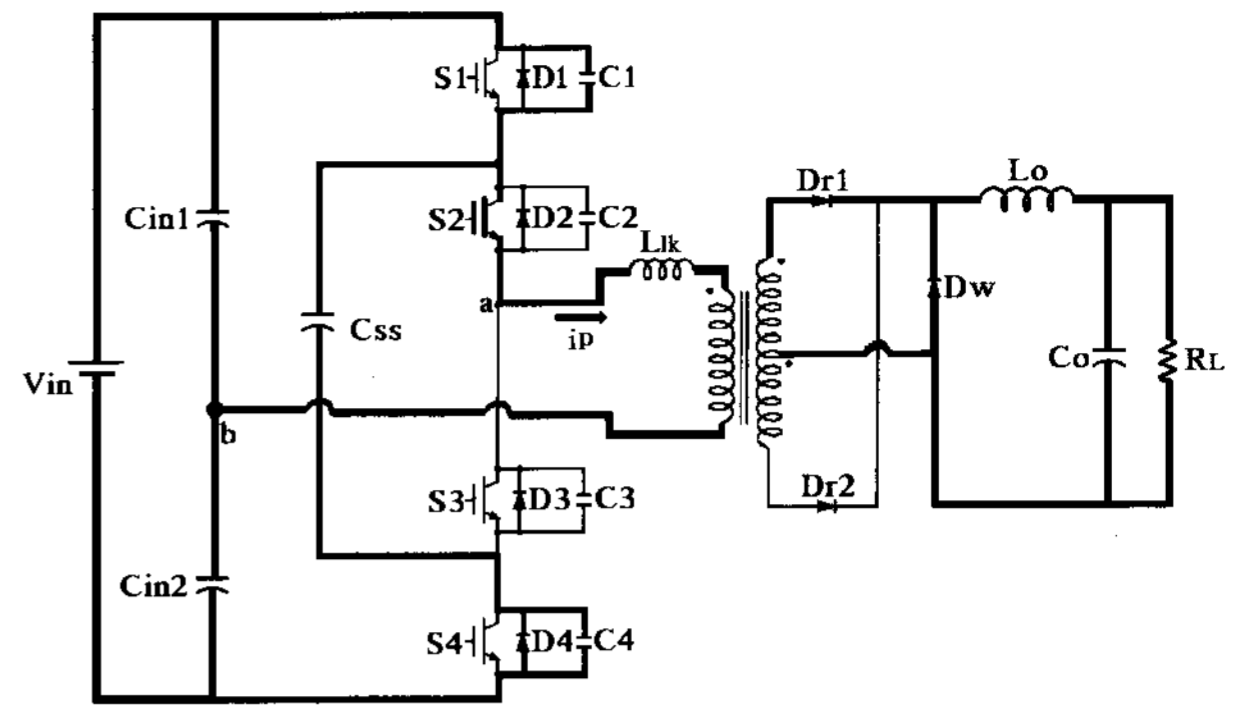
2.1절에서 언급한 기존의 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측은 환류 다이오드(Dc) 2개와 플라잉 커패시터(Css)로 구성되며 위상이동 제어 방식을 적용한다. 또한, 고주파 변압기의 2차측 출력 전압이 0이 되는 시간 동안 1차측 스위칭 중 하나가 항상 턴온 되도록 제어한다. 이는 변압기의 누설 인덕턴스(Llk)와 스위칭 소자의 기생 커패시턴스의 기생진동 문제를 해결할 수 있는 전류 순환용 경로를 제공하기 위한 것이다[1-2].

데드타임 구간 동안에 고주파 변압기의 누설 인덕턴스에 축적된 에너지가 스위칭 소자의 기생 커패시턴스와 변압기의 권선간 커패시터에 축적된 에너지보다 크거나 같으면 모든 스위치에 대하여 영전압 스위칭 조건이 성립한다[1-2].

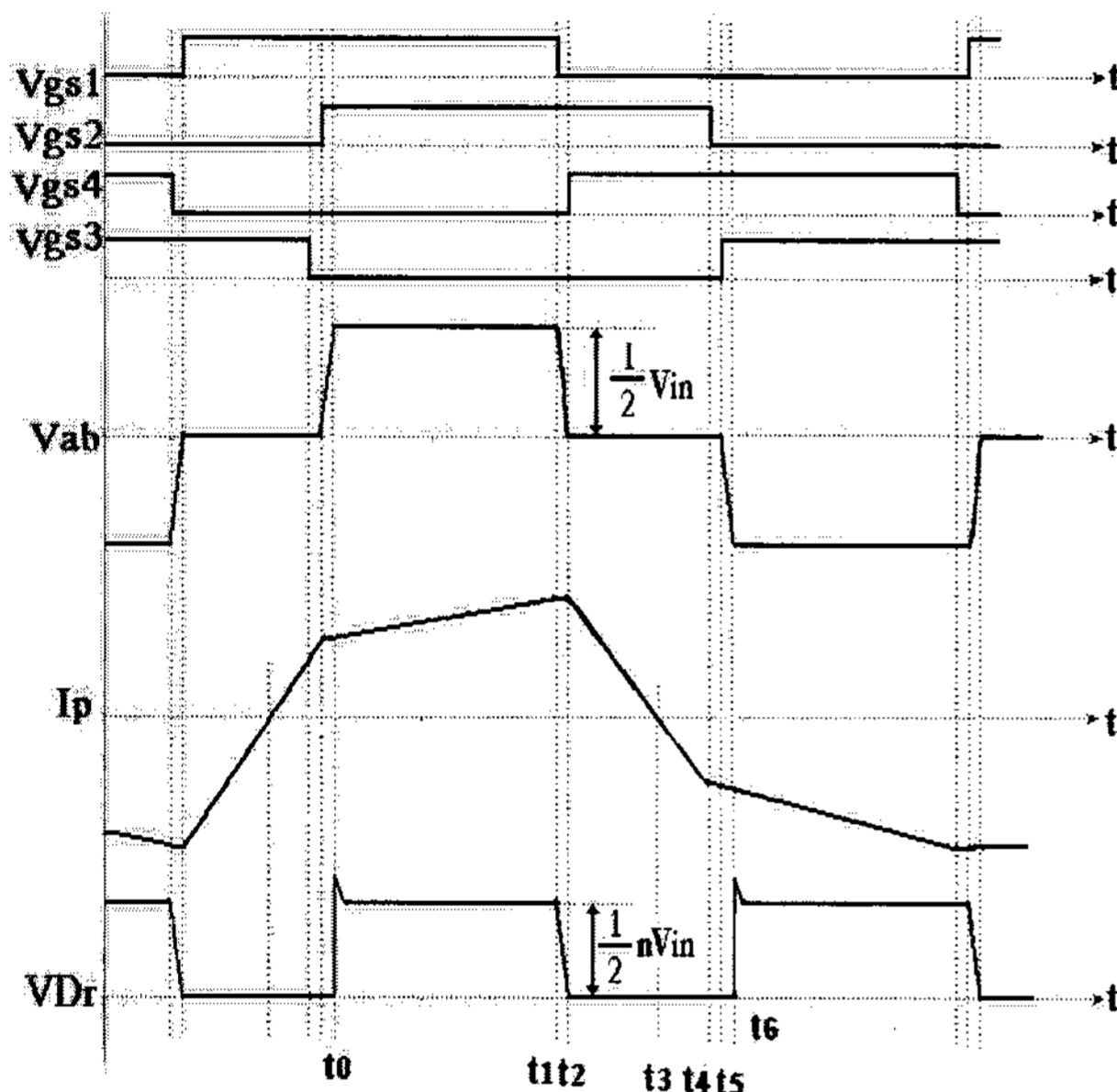
기존의 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측 환류 다이오드(Dc1, Dc2)는 누설 인덕턴스에 저장된 에너지를 환류시켜 ZVS 동작이 가능하게 하지만 환류 구간에서 전도 손실이 발생하게 된다. 제안한 ZVS Three-Level 컨버터는 기존의 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측 환류 다이오드(Dc1, Dc2)를 제거하여도 영전압 스위칭이 가능하며 컨버터 구성 소자 수가 저감되는 특징이 있다.



(a) 컨버터 회로도



MODE II ($t_1 \sim t_2$)

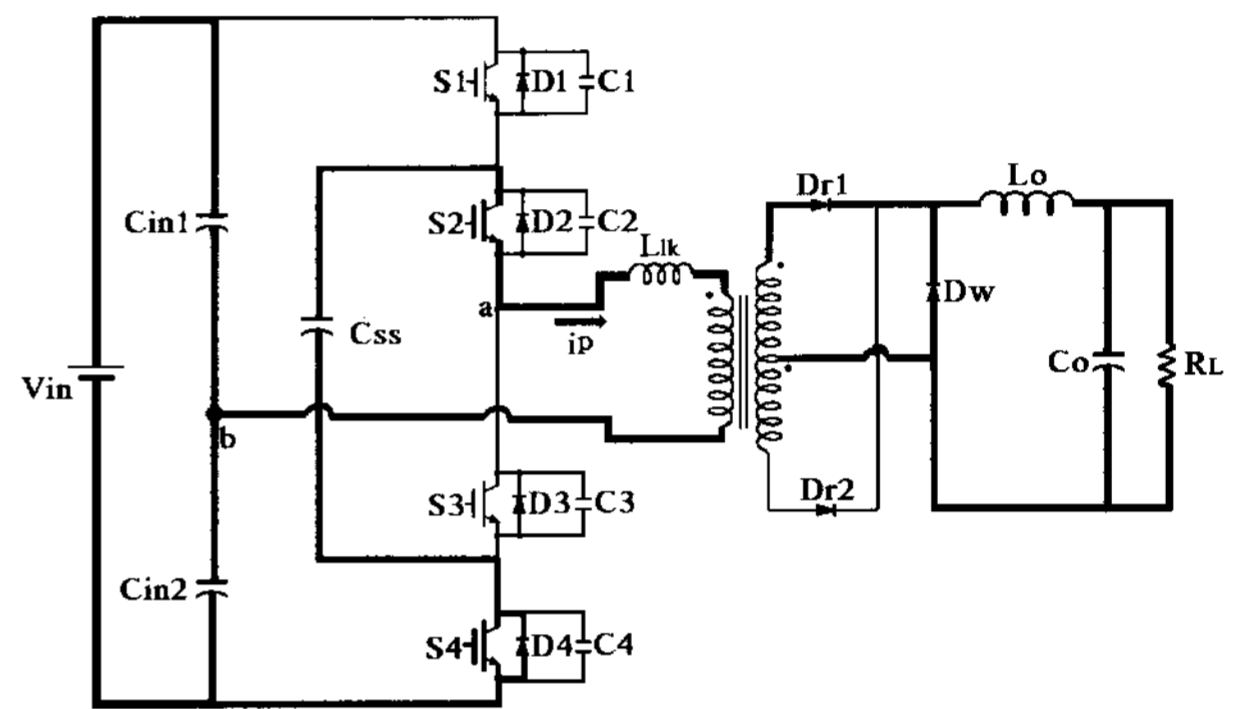


(b) 컨버터 각부 파형

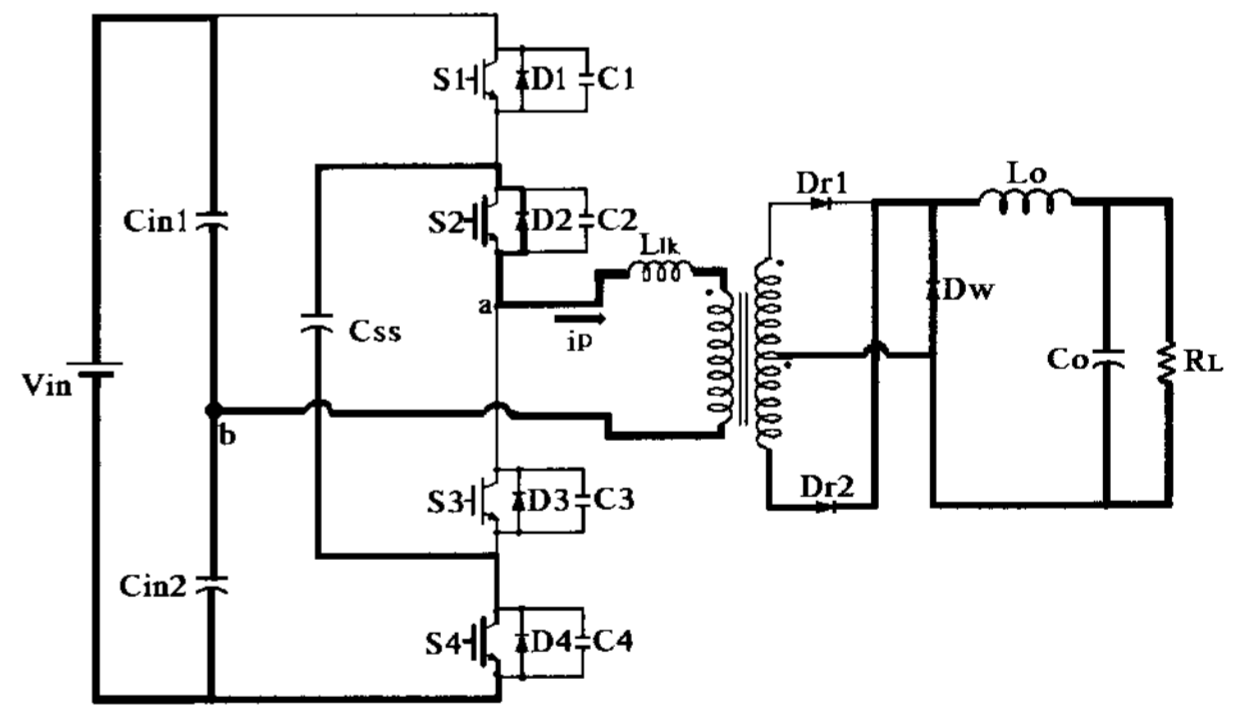
그림 4 제안된 ZVS Three-Level 컨버터
Fig. 4 Proposed ZVS Three-Level Converter

그림 4는 제안된 ZVS Three-Level 컨버터의 회로 및 각부 파형을 나타낸다.

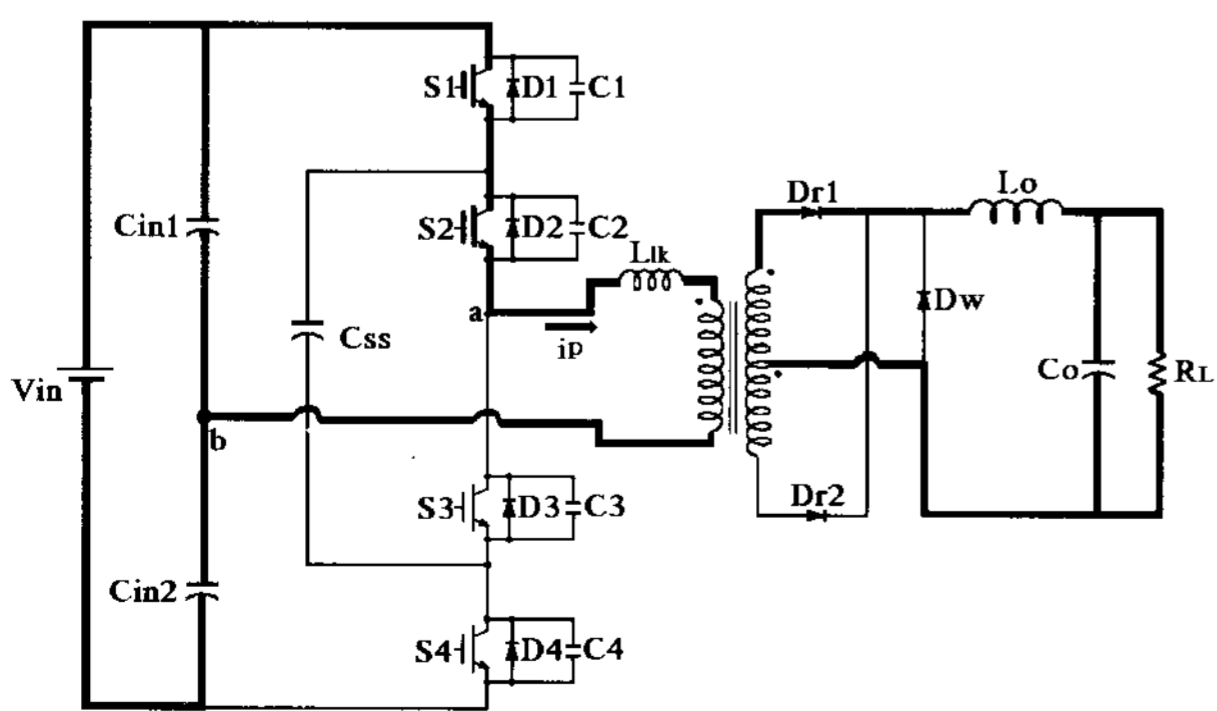
그림 5는 제안된 ZVS Three-Level 컨버터의 모드별 동작과 등가회로를 나타낸다.



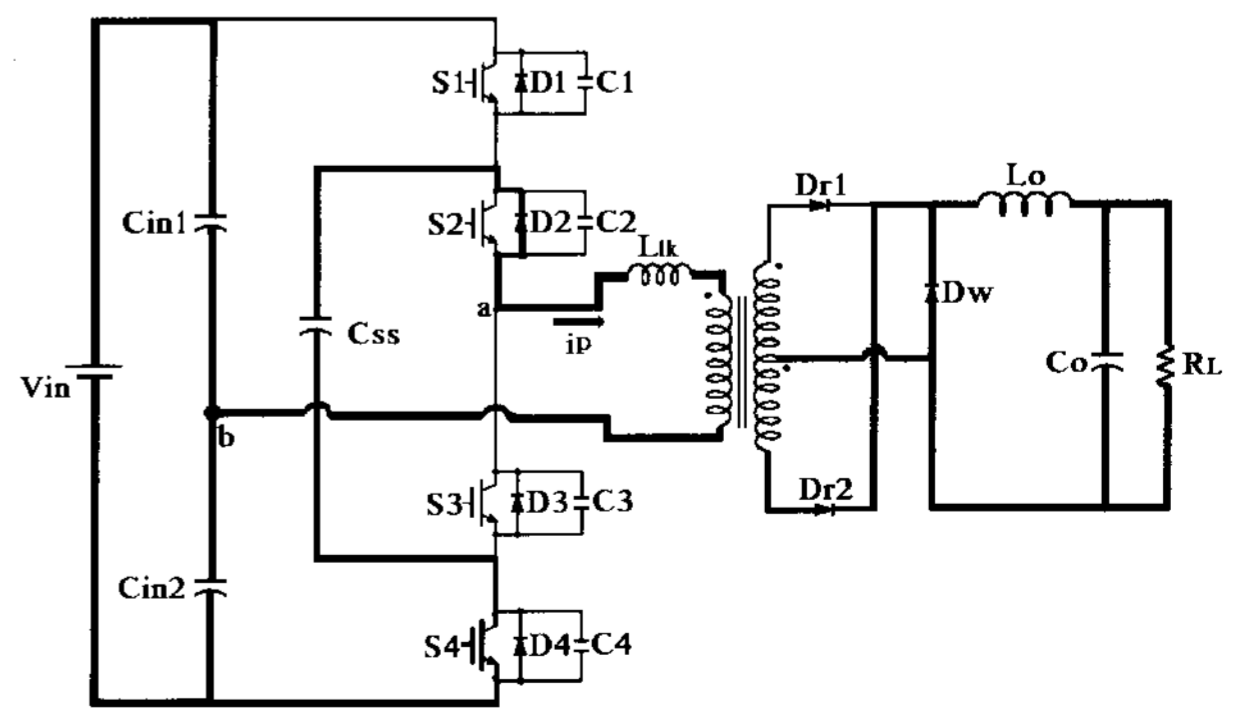
MODE III ($t_2 \sim t_3$)



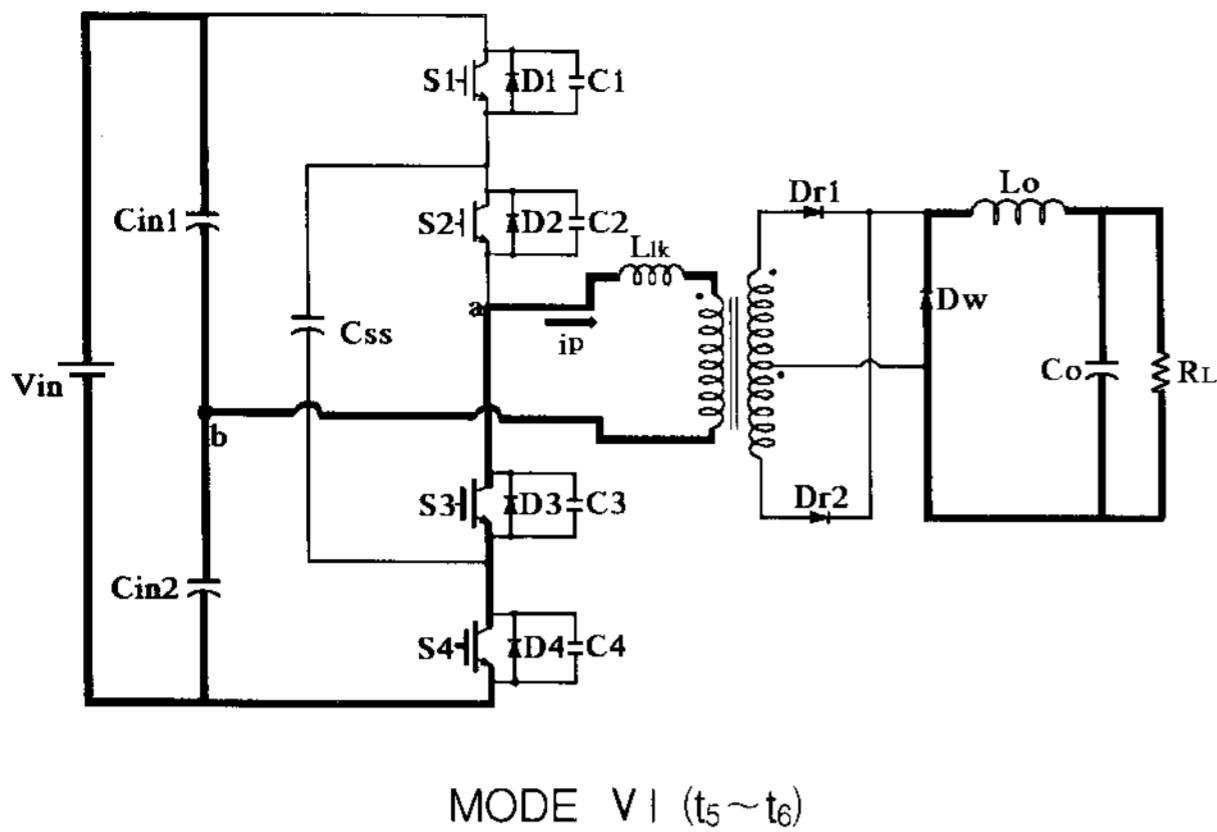
MODE IV ($t_3 \sim t_4$)



MODE I ($t_0 \sim t_1$)



MODE V ($t_4 \sim t_5$)



MODE VI (t5~t6)

그림 5 제안된 ZVS Three-Level 컨버터의 모드별 동작

Fig. 5 Operation mode of the proposed ZVS Three-Level converter

1) 모드 I : $t_0 \leq t < t_1$

스위치 S1과 S2이 턴온되어 있고 출력측으로 전력이 전달되며 변압기 1차측에 전류가 흐른다.

변압기 1차측 전압 $V_{ab}(t)$ 와 전류 $I_p(t)$ 는 식(3)과 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$V_{ab}(t) = \frac{1}{2} V_{in} \quad (3)$$

$$I_p(t) = I_p(t_0) + \frac{\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n_1}}{L_{lk} + n_1^2 L_o} t \quad (4)$$

2) 모드 II : $t_1 \leq t < t_2$

스위치 S1이 턴오프 되면 변압기의 누설 인덕턴스(L_{lk})에 의해 변압기 1차측에 전류가 흐르게 된다. 이 모드에서 스위치 S2는 도통 상태이며 스위치 S4의 내장 다이오드(D4)가 도통되어 스위치 S4는 다음 모드에서 영전압 스위칭 조건이 된다.

스위치 S1과 S4의 전압은 식(5),(6)과 같이 나타낼 수 있다.

변압기 1차측 전압 $V_{ab}(t)$ 는 식(7)과 같이 나타낼 수 있고 전류 $I_p(t)$ 는 모드 I의 전류와 동일하게 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$V_{S1}(t) = \left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n_1} \right) \times \{1 - \cos \omega_o(t-t_1)\} + I_p(t_1) Z_o \sin \omega_o(t-t_1) \quad (5)$$

$$V_{S4}(t) = \frac{V_{in}}{2} - \frac{C_{ss}}{C+C_{ss}} V_{S1}(t) \quad (6)$$

여기서,

n_1 : 주 변압기의 권선비 (N_1/N_2)

ω_o : 모드 II에서 공진 주파수, $\omega = \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C_{eq}}}$

Z_o : 모드 II에서 임피던스, $Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}}$

$$L_{eq} = L_{lk} + n_1^2 L_o$$

$$C_{eq} = \left(C + \frac{C \times C_{ss}}{C + C_{ss}} \right)$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4$$

C_{ss} : 플라잉 커패시턴스

$$V_{ab}(t) = \frac{I_o}{n_1(C_1 + C_4)} t \quad (7)$$

$$I_p(t) = I_p(t_1) + \frac{\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n_1}}{L_{lk} + n_1^2 L_o} t \quad (8)$$

3) 모드 III : $t_2 \leq t < t_3$

스위치 S4가 영전압 스위칭 조건에서 턴온되고 스위치 S2도 턴온되어 있으므로 변압기 1차 전류 $I_p(t)$ 는 누설 인덕턴스(L_{lk})에 의하여 계속적인 흐름이 유지되면서 점차 감소하여 0으로 되는 구간이다. 따라서 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력이 감소하므로, 2차측 출력 인덕터(L_o)의 에너지는 환류 다이오드(D_w)를 통하여 출력측으로 전달된다.

변압기 1차 전압 $V_{ab}(t)$ 와 전류 $I_p(t)$ 는 식(9),(10)과 같이 나타낼 수 있으며 2차 정류 다이오드(D_{r1})의 전류는 감소하게 된다.

$$V_{ab}(t) = 0 \quad (9)$$

$$I_p(t) = I(t_2) - \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{lk}}} \sin \omega_o t \quad (10)$$

여기서,

ω_o : 모드 III에서 공진 주파수, $\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_{lk} C_{eq}}}$

$$C_{eq} = \left(\frac{C_{in2} \times C_{ss}}{C_{in2} + C_{ss}} \right)$$

C_{in2} : 입력단 커패시턴스

4) 모드 IV : $t_3 \leq t < t_4$

누설 인덕턴스(L_{lk})와 플라잉 커패시터(C_{ss})의 공진현상으로 변압기 1차측 전류 $I_p(t)$ 는 반전되며 모드 III과 같은 기울기로 감소된다. 변압기 1차측 전압 $V_{ab}(t)$ 와 전류 $I_p(t)$ 는 식(11),(12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{ab}(t) = 0 \quad (11)$$

$$I_p(t) = - \frac{V_{in}}{2} \sqrt{\frac{C_{eq}}{L_{lk}}} \sin \omega_o t \quad (12)$$

5) 모드 V : $t_4 \leq t < t_5$

변압기 1차측은 모드 IV의 전류가 유지되며 환류 다이오드(D_w)를 통하여 부하에 전력이 공급되는 구간이다.

6) 모드 VI : $t_5 \leq t < t_6$

스위치 S3, S4가 도통 상태가 되어 2차측으로 전력이 전달되고 2차측 정류 다이오드(D_{r2})를 통하여 부하에 전력이

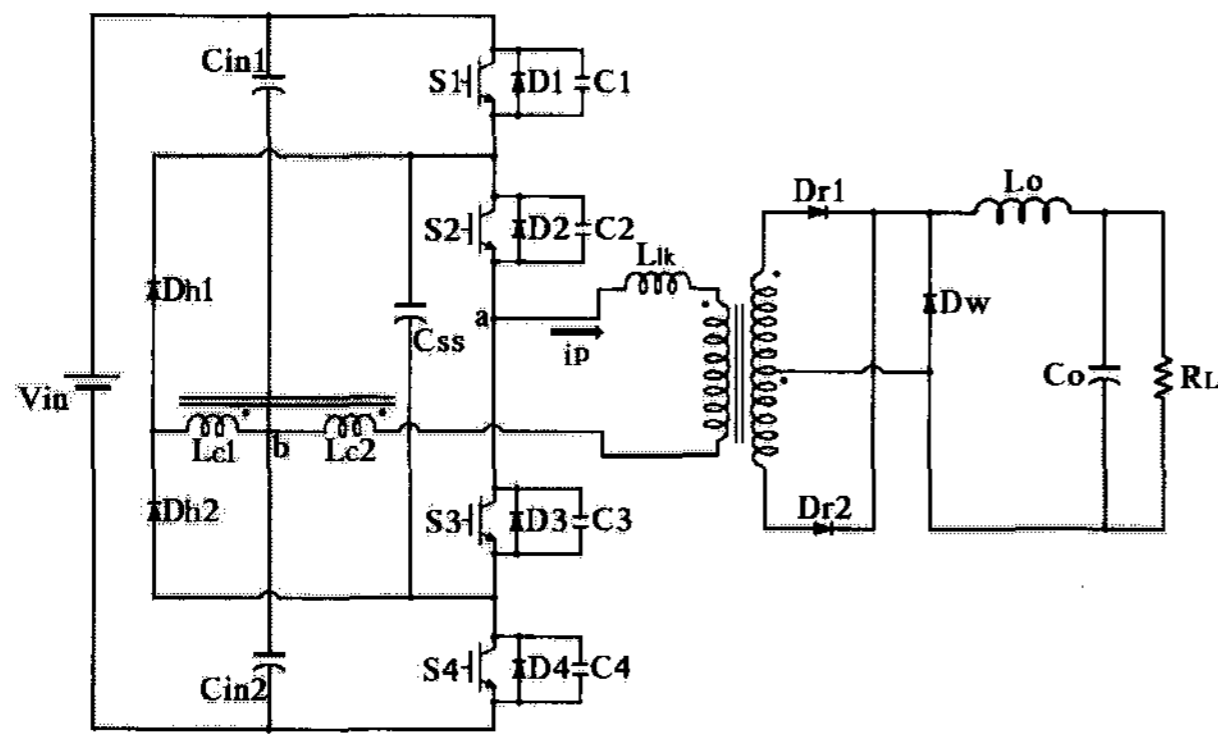
공급된다. 이 모드에서 변압기 1차 전압 $V_{ab}(t)$ 와 전류 $I_p(t)$ 는 식(13),(14)와 같다.

$$V_{ab}(t) = -\frac{I_o}{n_1(C_1 + C_4)}t \quad (13)$$

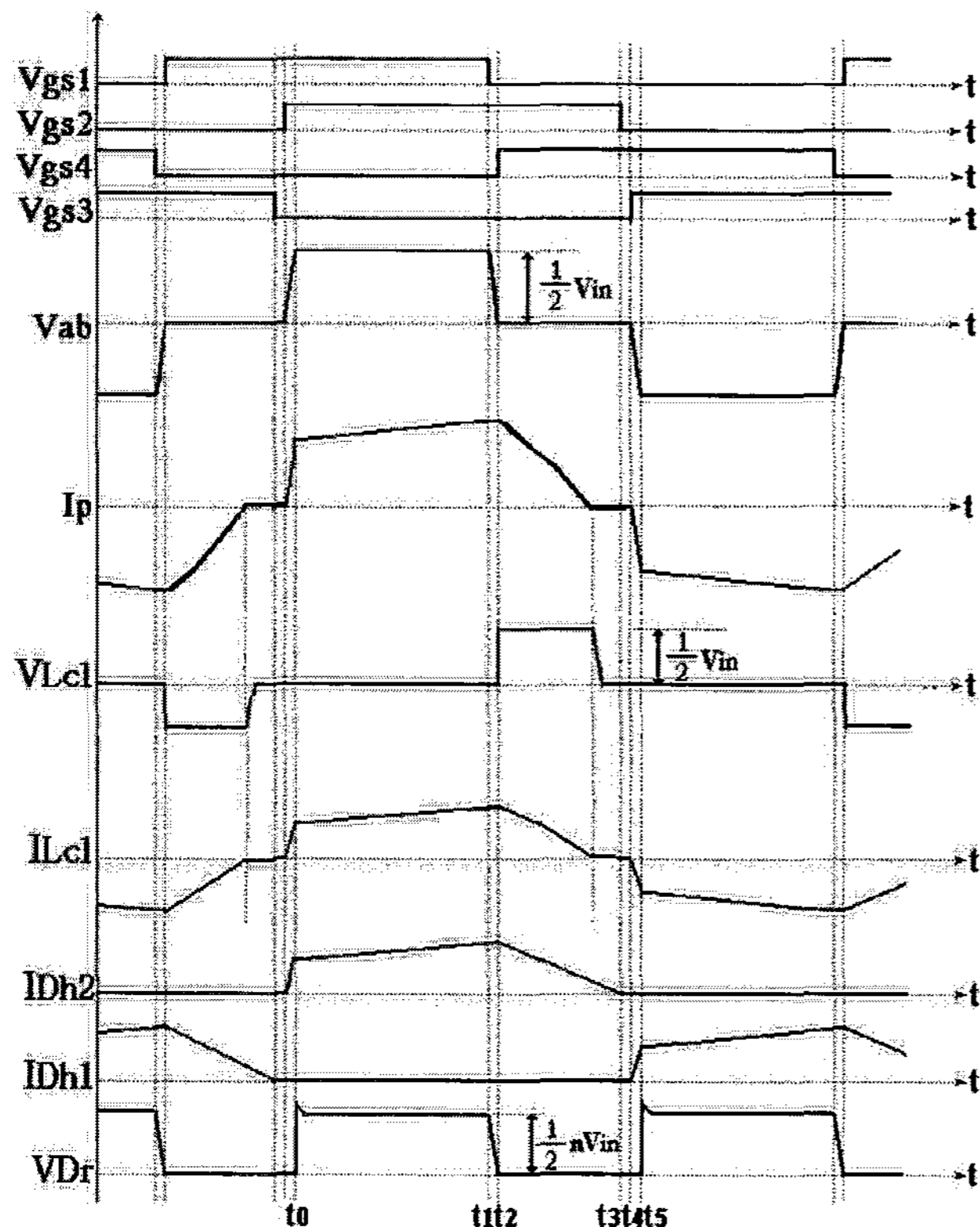
$$I_p(t) = I_p(t_5) - \frac{\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n_1}}{L_{lk} + n_1^2 L_o}t \quad (14)$$

나머지 반주기는 상기의 과정과 동일하다.

2.4 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터



(a) 컨버터 회로도



(b) 컨버터 각부 파형

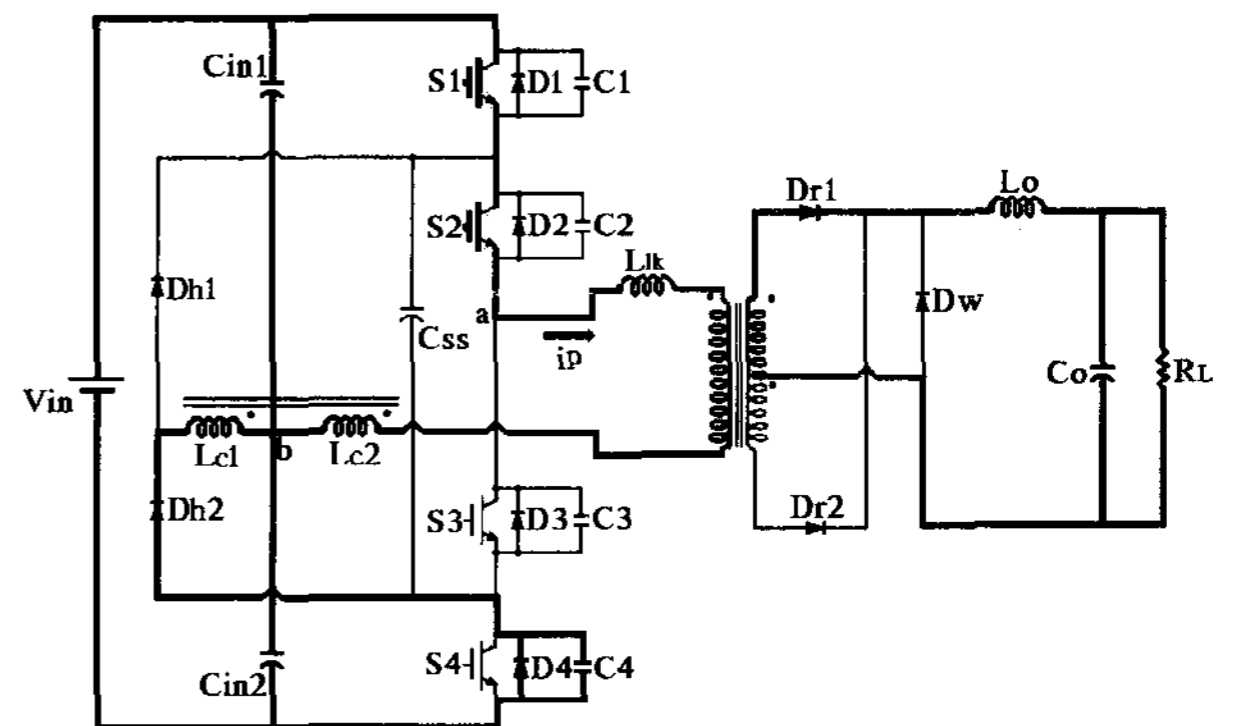
그림 6 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터
Fig. 6 Proposed ZVZCS Three-Level Converter

그림 6은 제안한 1차측 2권선형 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level 컨버터를 나타낸다. 제안한 컨버터는 기존의 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측에 단지 2권선 결합 인덕터 1개만을 추가한 것으로 그림 2의 2권선 결합형 컨버터 및 그림 3의 3권선 결합형 ZVZCS 컨버터에 비해 구성 소자를 감소시켰으며 영전압·영전류 스위칭이 가능하게 된다.

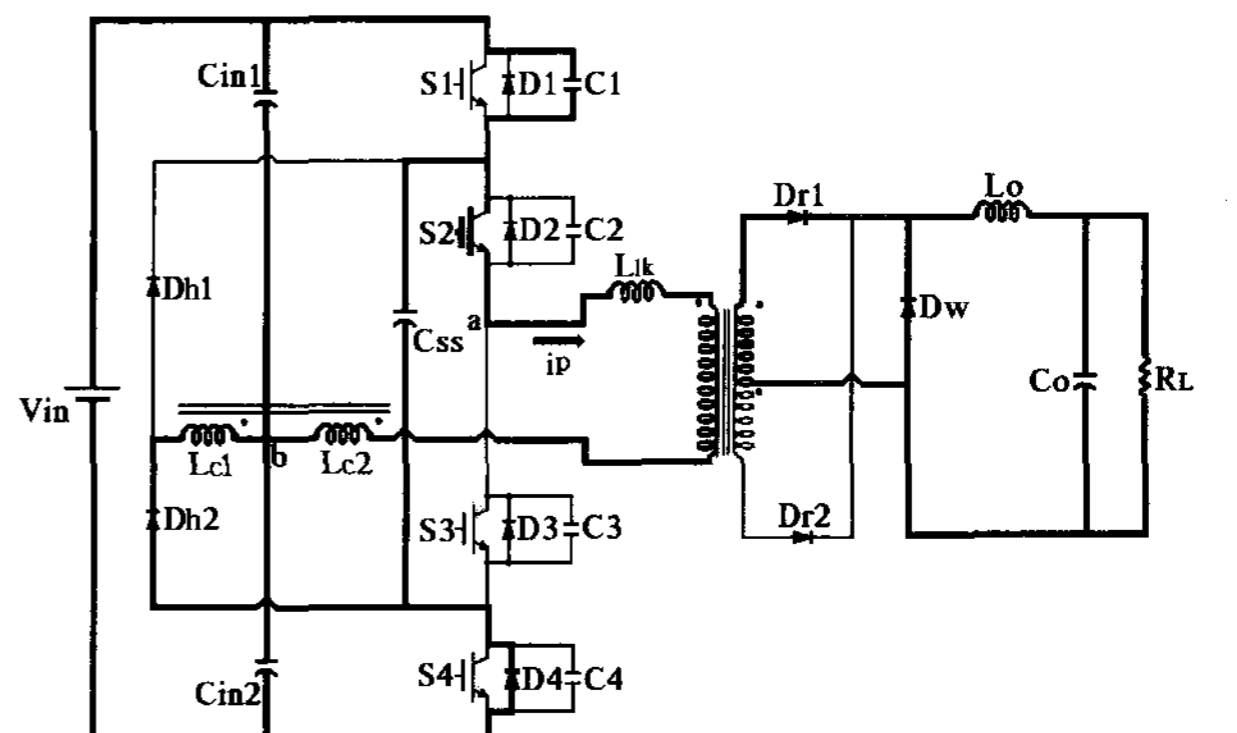
그림 7은 제안한 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level 컨버터의 모드별 동작 파형과 등가회로를 나타낸다.

1) 모드 I : $t_0 \leq t < t_1$

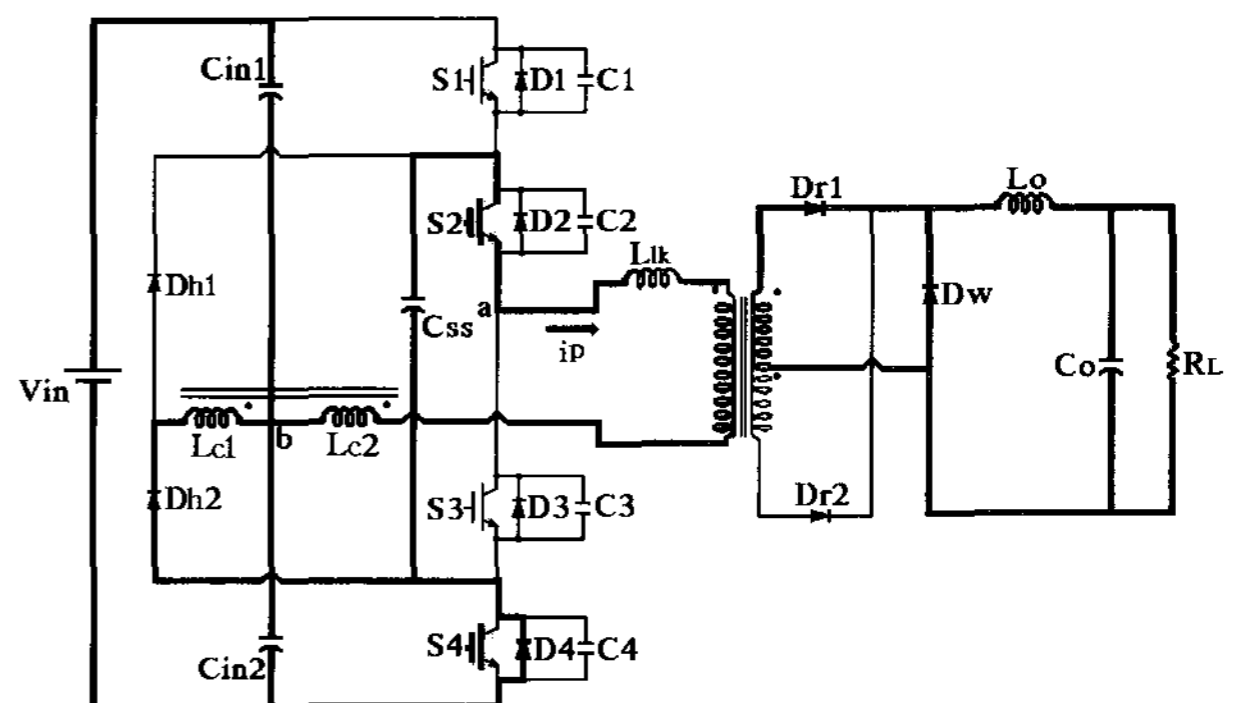
스위치 S_1 과 S_2 가 턴온되어 입력 전력이 출력측으로 전달되고, 1차측의 결합 인덕터(L_{c1})와 보조 다이오드(D_{h2})에 전류가 흐른다. 이 때 변압기 1차측에 흐르는 전류 $I_p(t)$ 는 식 (15)와 같이 나타낼 수 있다.



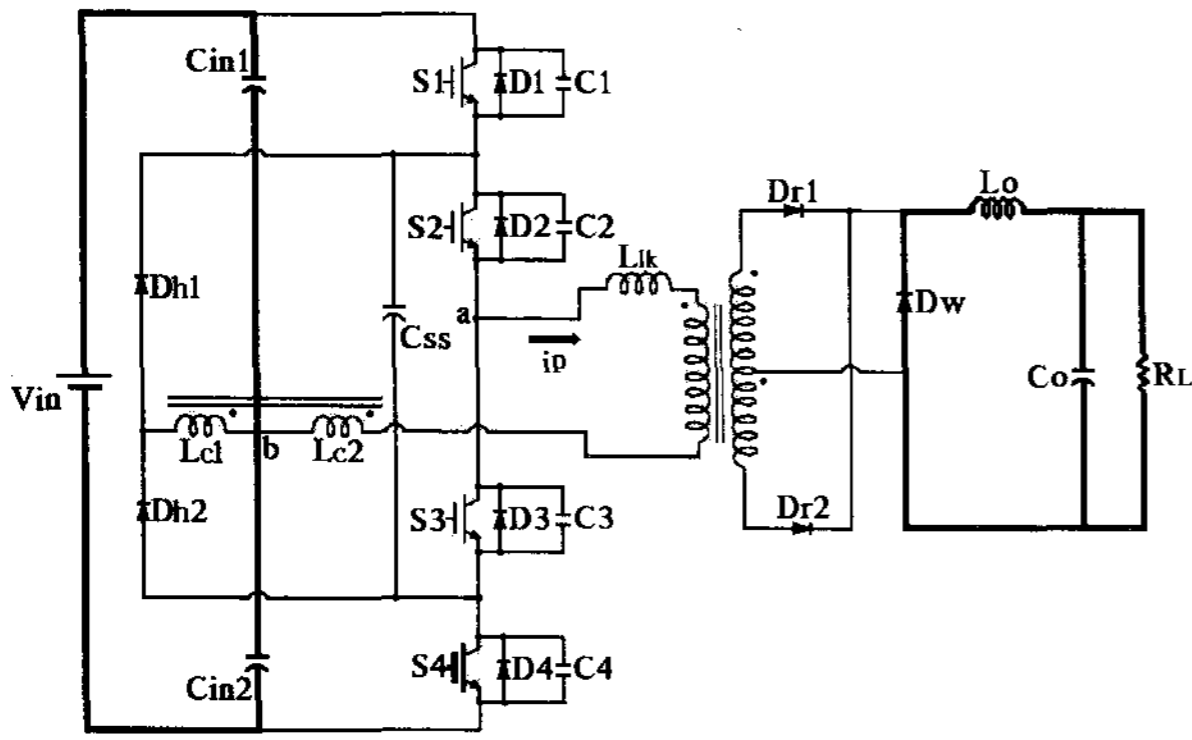
MODE I ($t_0 \sim t_1$)



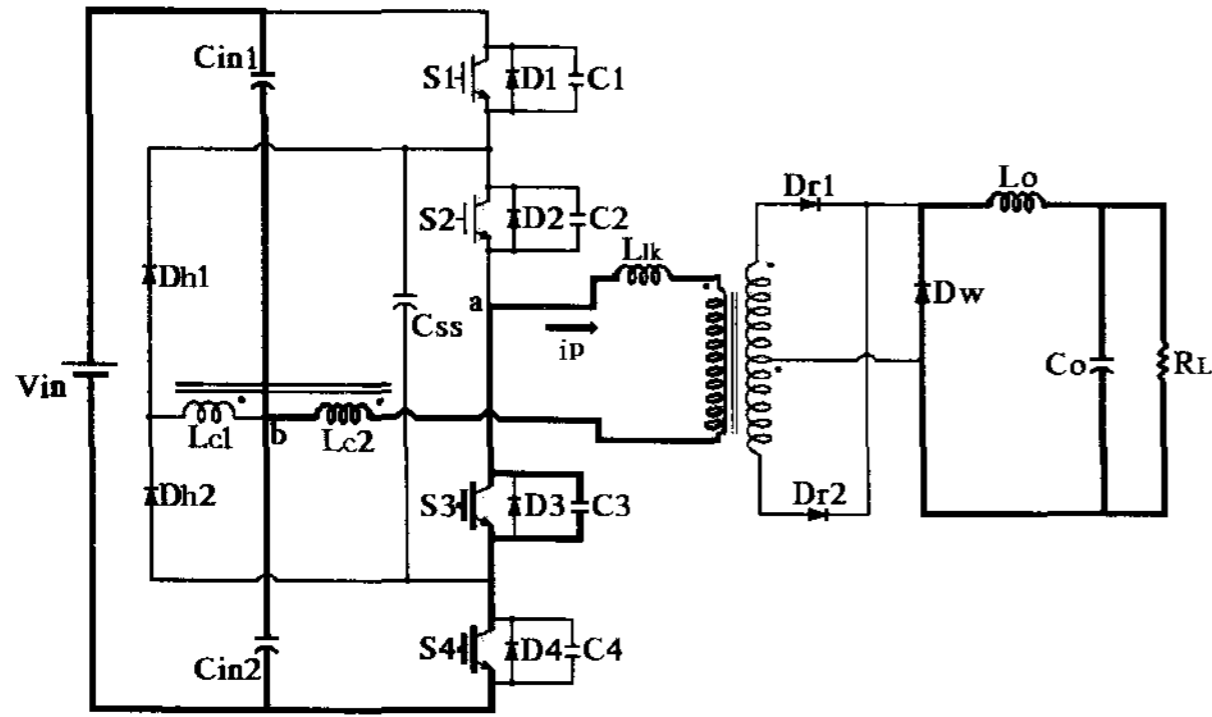
MODE II ($t_1 \sim t_2$)



MODE III ($t_2 \sim t_3$)



MODE IV (t3~t4)



MODE V (t4~t5)

그림 7 ZVZCS Three-Level 컨버터의 모드별 동작
Fig. 7 Operation mode of ZVZCS Three-Level converter

$$I_p(t) = I_p(t_0) + \frac{\left(1 - \frac{1}{n_2}\right)\left(\frac{V_{in}}{2}\right) - \frac{V_o}{n_1}}{L_{lk} + n_1^2 L_o} t \quad (15)$$

여기서, n_2 : 결합 인덕터의 권선비 (N_{Lc1}/N_{Lc2})

2) 모드 II : $t_1 \leq t < t_2$

모드 I에서 스위치 S_1 이 턴오프되면 누설 인덕턴스(L_{lk})에 의하여 변압기 1차측에 전류가 흐르게 된다. 전류 경로상 스위치 S_4 의 내장 다이오드(D_4)는 도통 상태가 되어 다음 모드 III에서 영전압 스위칭 조건이 된다. 스위치 S_1 과 S_4 의 전압은 식(16),(17)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_{S1}(t) = \frac{n_2}{1+n_2} \left[\left(\frac{V_{in}}{2} - \frac{V_o}{n_1} \right) (1 - \cos \omega_o(t-t_1)) + I_p(t_1) Z_o \sin \omega_o(t-t_1) \right] \quad (16)$$

$$V_{S4}(t) = \frac{V_{in}}{2} - \frac{C_{ss}}{C+C_{ss}} V_{S1}(t) \quad (17)$$

여기서,

n_1 : 주 변압기의 권선비 (N_1/N_2)

ω_o : 모드 II에서 공진 주파수, $\omega_o = \sqrt{\frac{1}{L_{eq} C_{eq}}}$

Z_o : 모드 II에서 임피던스, $Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}}$

$$L_{eq} = L_{lk} + n_1^2 L_o$$

$$C_{eq} = \left(C + \frac{C \times C_{ss}}{C + C_{ss}} \right) \left(\frac{n_2}{1+n_2} \right)^2$$

$$C = C_1 = C_2 = C_3 = C_4$$

C_{ss} : 플라잉 커패시턴스

변압기 1차측의 전압 $V_{ab}(t)$ 와 전류 $I_p(t)$ 는 식(18),(19)로 나타낼 수 있다.

$$V_{ab}(t) = \frac{I_o}{n_1(C_1 + C_4)} t \quad (18)$$

$$I_p(t) = \frac{V_{in}/2 - V_o/n_1}{Z_o} \sin \omega_o(t - t_1) + I_p(t_1) \cos \omega_o(t - t_1) \quad (19)$$

3) 모드 III : $t_2 \leq t < t_3$

변압기의 입력 전압(V_{ab})이 0인 상태로 스위치 S_4 가 영전압 스위칭 조건에서 턴오프되며 변압기 1차측 전류는 결합 인덕터(L_{c1} , L_{c2})와 보조 다이오드(Dh_2)로 흐르게 된다. 변압기 1차측으로 흐르는 전류가 감소되는 구간으로 1차측에서 2차측으로 전달되는 전력이 감소하므로, 2차측 출력 인덕터(L_o)의 에너지는 2차 환류 다이오드(Dw)를 통하여 출력측으로 전달된다. 스위치 S_2 는 t_3 이전에 영전류 상태가 되어 다음 모드 IV에서 영전류 턴오프되는 조건이 유지되며 변압기의 1차측 전류 $I_p(t)$ 는 식(20)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_p(t) = I_p(t_2) - \frac{V_{aux}}{L_{lk} + L_{c2}} (t - t_2) \quad (20)$$

여기서, $V_{aux} = V_{in}/(2 \cdot n_2)$

변압기 1차측 전류 $I_p(t)$ 가 흐르지 않으면 변압기의 1차측과 연결된 스위치 S_2 에도 전류가 흐르지 않는 상태가 된다. 따라서 스위치 S_2 에 흐르는 전류가 0이 되는 조건은 식(21)로 나타낼 수 있다.

$$I_p(t_2) = \frac{V_{aux}}{L_{lk} + L_{c2}} (t - t_2) \quad (21)$$

이 모드에서 환류시간 T_{fw} 는 식(22)로 근사화 될 수 있다.

$$T_{fw} \leq t_3 - t_2 = \frac{(L_{lk} + L_{c2}) I_p(t_2)}{V_{aux}} \quad (22)$$

제안된 컨버터에서 환류시간 T_{fw} 와 최대 듀티 사이의 관계는 식(23)으로 나타낼 수 있다.

$$T_{fw} < (1 - D_{max}) T_s \quad (23)$$

여기서, D_{max} : 최대 듀티

T_s : 스위칭 주기

따라서, 결합인덕터 권선비 n_2 는 식(22)와 (23)의 환류시간을 고려하여 식(24)로 산정할 수 있다.

$$n_2 < \frac{V_{in}(1 - D_{max}) T_s}{2(L_{lk} + L_{c2}) I_{peak}} \quad (24)$$

여기서, I_{peak} : 변압기 1차측에 흐르는 최대 전류

모드 III에서 식(24)의 조건을 만족할 때 변압기 전류 $I_p(t)$ 는 초기전류 $I_p(t_2)$ 에서 직선적으로 감소되고 영전류 상태가 되어 모드 IV까지 유지된다.

4) 모드 IV : $t_3 \leq t < t_4$

누설 인덕턴스(L_{lk})의 에너지가 모두 소모되면, 변압기 1차측에 전류가 흐르지 않고 스위치 S_2 는 영전류 상태에서 턴오프 된다.

5) 모드 V : $t_4 \leq t < t_5$

스위치 S_3 가 턴오프되고 변압기 1차측 전류는 누설 인덕턴스(L_{lk})와 결합 인덕터(L_{c2})의 영향으로 급격하게 증가할 수 없으며 변압기 1차측 전류 $I_p(t)$ 는 식(25)로 나타낼 수 있다.

$$I_p(t) = -\frac{V_{in}}{2(L_{lk} + L_{c2})} (t - t_4) \quad (25)$$

나머지 반주기는 상기의 과정과 동일하다.

2.5 각 컨버터 보조회로의 구성과 특성

표 1은 Three-Level 컨버터의 보조회로 구성과 특성을 나타낸 것이다. 영전압·영전류 스위칭 Three-Level 컨버터는 크게 2차측 보조회로 방식과 1차측 보조회로 방식으로 나눌 수 있다. 2차측 보조회로의 경우 변압기 누설 인덕터와 보조 커패시터 사이의 공진에 의해서 영전압·영전류 스위칭이 이루어지며, 안정적으로 소프트 스위칭 되는 장점을 지니지만, 보조회로의 구성이 복잡하고, 전류 스트레스가 크다는 문제점이 존재한다[3-5].

또한, 참고문헌 [6-7]의 컨버터는 2차측 보조회로 구성이 비교적 간단하지만 보조 스위치의 제어회로가 복잡하다는 문제점을 지닌다. 이러한 문제점의 개선방안으로 1차측 보조회로를 이용한 의한 영전압·영전류 Three-Level 컨버터가 제안되었다[8-9].

기존의 1차측 보조회로를 이용한 의한 영전압·영전류 Three-Level 컨버터의 보조회로는 하나의 결합 인덕터와 두 개의 보조 다이오드로 구성되었지만, 제안된 보조회로는 단지 하나의 결합인덕터를 사용하여 보조회로의 전압 스트레스를 $V_{in}/2$ 으로 최소화하는 장점을 지닌다.

제안된 영전압 Three-Level 컨버터는 보조회로가 없으며, 기존의 영전압 Three-Level 컨버터[1]에 비하여 환류다이오드(D_{c1} , D_{c2}) 제거되어 최소의 소자로 구성된 영전압 Three-Level 컨버터임을 알 수 있다.

표 1 각 컨버터 보조회로의 구성과 특성

Table 1 The consist of auxiliary circuit and characteristic for each converter

종 류	보조회로의 구성	보조회로의 위치	특 성	스위칭 특성
Converter of [3]	커패시터 1개, 다이오드 2개	변압기 2 차측	보조회로의 전류 스트레스가 크다.	영전압·영전류
Converter of [4]	커패시터 1개, 다이오드 2개 결합인덕터 1개	변압기 2 차측	보조회로의 전류 스트레스가 크다.	영전압·영전류
Converter of [5]	커패시터 1개, 다이오드 3개 결합인덕터 1개	변압기 2 차측	보조회로의 전류 스트레스가 크다.	영전압·영전류
Converter of [6], [7]	스위치 1개, 커패시터 1개	변압기 2 차측	제어회로가 복잡하다.	영전압·영전류
Converter of [8]	결합인덕터 1개, 다이오드 2개	변압기 1 차측	보조회로의 전압 스트레스 = V_{in}	영전압·영전류
Converter of [9]	결합인덕터 1개, 다이오드 2개	변압기 1 차측	보조회로의 전압 스트레스 = $V_{in}/2$	영전압·영전류
The proposed ZVZCS Converter	결합인덕터 1개	변압기 1 차측	보조회로의 전압 스트레스 = $V_{in}/2$	영전압·영전류
The proposed ZVS Converter	환류다이오드(D_{c1} , D_{c2}) 제거됨	변압기 1 차측	보조회로 없다 최소 소자로 구성	영전압

2.6 실험 결과 및 분석

제안된 방식의 타당성을 입증하기 위해 기존의 ZVS 및 ZVZCS Three-Level 컨버터와 제안된 ZVS 및 ZVZCS Three-Level 컨버터를 40kHz, 2kW급의 동일한 조건에서 제작하여 실험하였다. 표 2는 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

그림 8은 제안된 ZVS Three-Level 컨버터, 그림 9는 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터에 대해 각각의 1차측 변압기 전압(V_{ab}) 및 전류(I_p) 파형을 나타낸다. 그림 8~9로부터 ZVZCS Three-Level 컨버터는 ZVS Three-Level 컨버터에 비하여 변압기 환류 구간에서 전도 손실이 저감됨을 알 수 있다.

표 2 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터
Table 2 Specifications and parameters used in hardware

입력전압 (V_{in})	400 V
출력전압 (V_o)	27 V
최대출력 (P_o)	2.0 kW
주 변압기	EC 90의 1/2. TDK $N_1 : N_2 = 13 : 4$ $L_{lk} = 2.933\mu H$
입력단 커패시터 (C_{in})	470 $\mu F \times 6$
Flying 커패시터 (C_{ss})	100 μF
주 스위치(S)	FM2G50US60. FAIRCHILD
2차측 정류 다이오드 (D_r)	DEXI 2X121-02A. IXYS
1차측 보조 다이오드 (D_h)	DEXI 2X61-06C. IXYS
2차측 환류 다이오드 (D_w)	DEXI 2X121-02A. IXYS
출력단 인덕터 (L_o)	1.030 mH
출력단 커패시터 (C_o)	5600 $\mu F \times 4$
1차측 결합 인덕터 (L_c)	PQ5050. TDK $N_{Lc1} : N_{Lc2} = 22 : 3$ $L_{c1} = 2.313mH, L_{c2} = 55.06\mu H$ $L_{lk1} = 20.16\mu H, L_{lk2} = 0.587\mu H$
스위칭 주파수 (f)	40 kHz

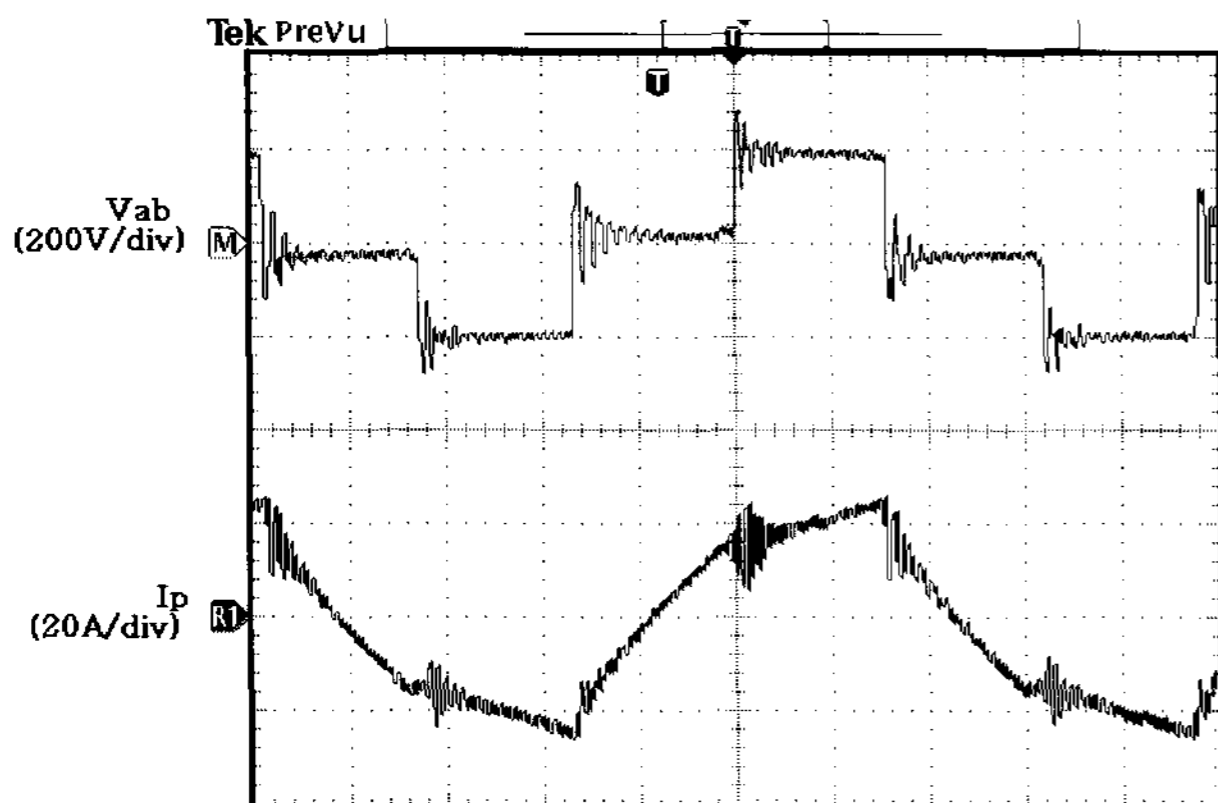


그림 8 제안된 ZVS Three-Level 컨버터의 변압기 전압·전류 파형 (4us/div)

Fig. 8 Voltage · Current transformer waveforms for proposed ZVS Three-Level Converter

그림 10은 기존의 ZVZCS Three-Level 컨버터[8]이며, 그림 11은 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터에 대해 각각의 보조 다이오드(D_{h1})의 전압(V_{Dh1}) 및 전류(I_{Dh1}) 파형을 나타낸다. 기존의 ZVZCS Three-Level 컨버터는 보조 다이오드의 (D_{h1})의 전압 스트레스가 V_{in} 이상이지만 제안된 컨버터는 $V_{in}/2$ 으로 저감됨을 알 수 있다.

그림 12는 본 논문에서 제안한 ZVS 및 ZVZCS Three-Level 컨버터와 일반적인 ZVS[1], 2권선 결합 인덕터형[8], 3권선 결합 인덕터형 ZVZCS Three-Level[9] 컨버터의 효율을 나타낸다.

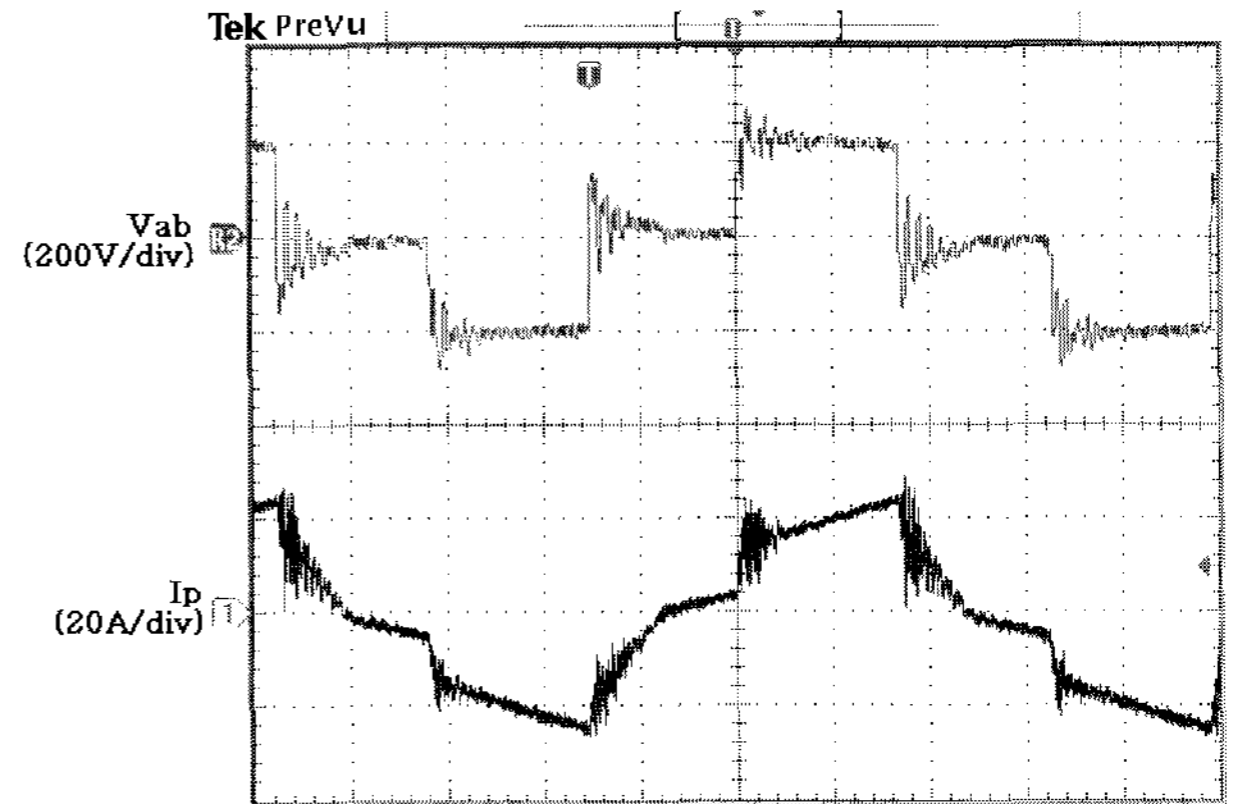


그림 9 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터의 변압기 전압·전류 파형 (4us/div)

Fig. 9 Voltage · Current transformer waveforms for proposed ZVZCS Three-Level Converter

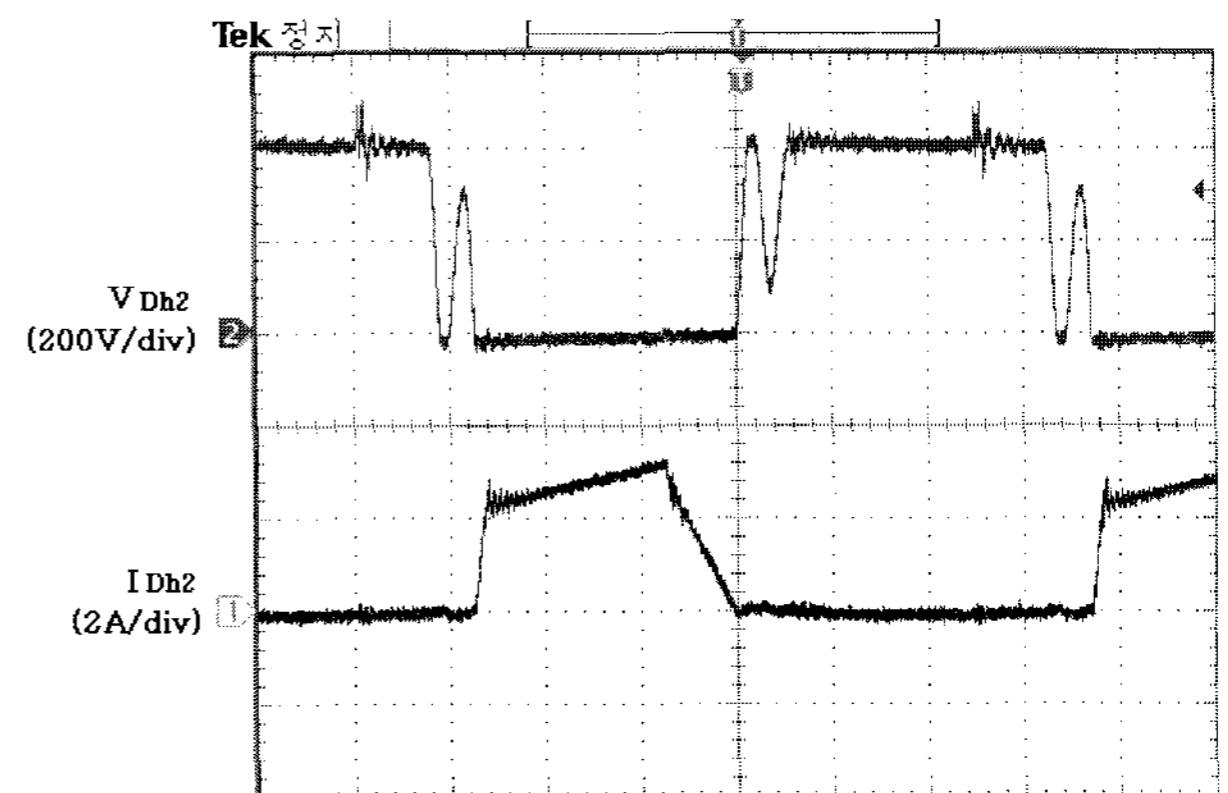


그림 10 기존의 ZVZCS Three-Level 컨버터의 보조 다이오드(D_{h1}) 전압·전류 파형[8] (4us/div)

Fig. 10 Voltage · Current waveforms of the auxiliary diode(D_{h1}) for previous ZVZCS Three-Level Converter[8]

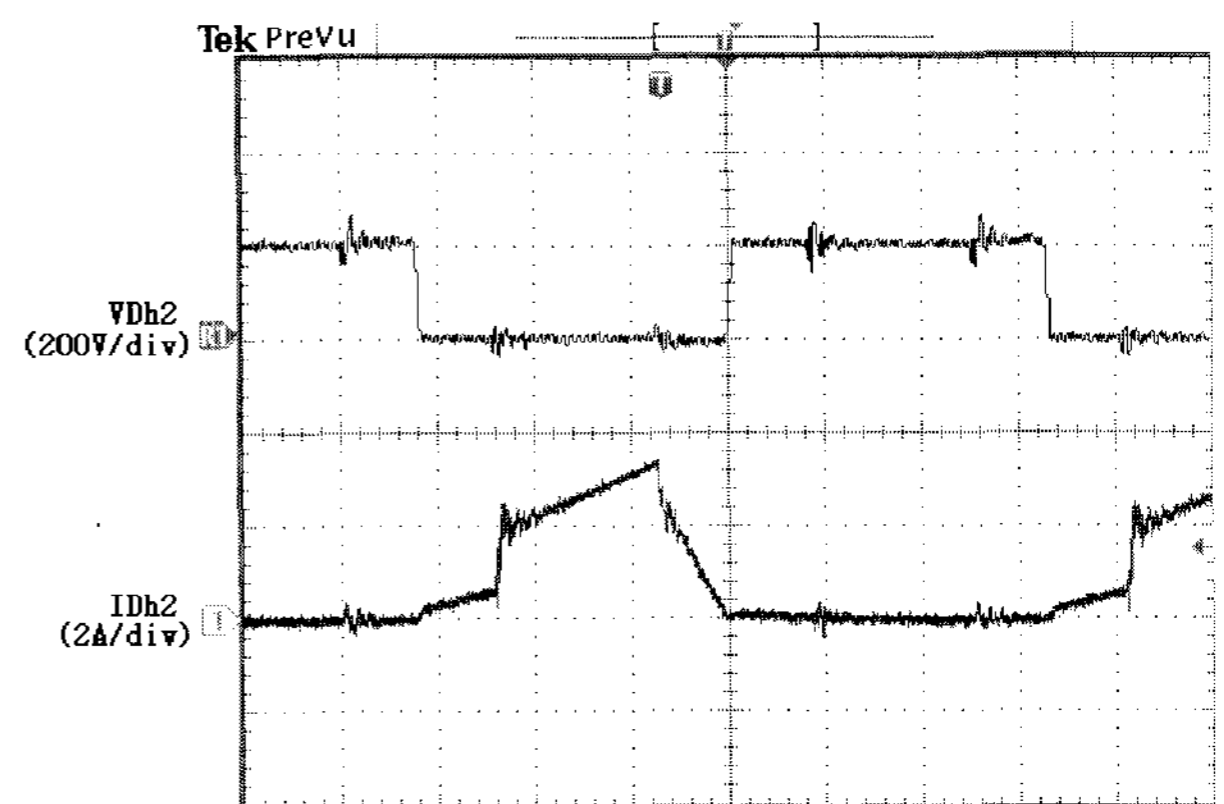


그림 11 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터의 보조 다이오드(D_{h1}) 전압·전류 파형 (4us/div)

Fig. 11 Voltage · Current waveforms of the auxiliary diode(D_{h1}) for proposed ZVZCS Three-Level Converter

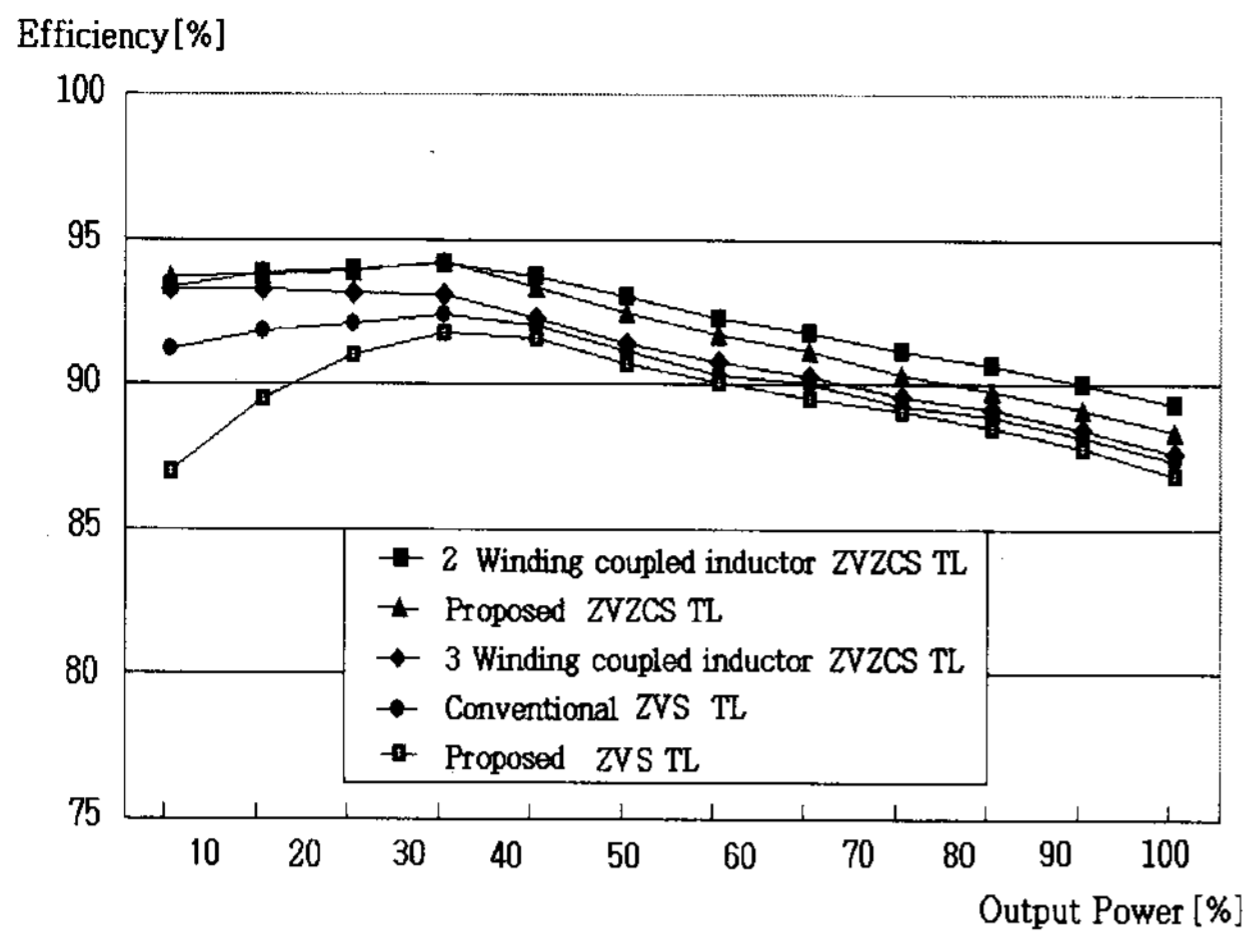


그림 12 각 Three-Level 컨버터 효율 비교
 Fig. 12 Compared Efficiency for each Three-Level converter

제안된 ZVZCS 방식이 기존의 ZVZCS 방식[8-9]과 유사한 효율 특성을 보이고 있음을 알 수 있으며, 전부하 영역에서 ZVS 컨버터보다 ZVZCS 컨버터 방식의 효율이 우수함을 알 수 있다.

3. 결 론

본 연구에서는 일반적인 ZVS Three-Level 컨버터에서 환류 다이오드를 제거한 ZVS 컨버터와 1차측에 결합 인덕터를 적용하고 환류 다이오드를 제거한 ZVZCS 컨버터를 제안하였다. 또한, 제안한 ZVZCS 방식의 Three-Level 컨버터와 1차 보조회로에 결합 인덕터를 이용하는 2가지 ZVZCS 방식의 Three-Level 컨버터의 특성을 비교 실험하였다.

제안된 ZVS, ZVZCS Three-Level 컨버터에 대하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

1. 제안된 ZVS Three-Level 컨버터는 기존의 ZVS Three-Level 컨버터[1]의 환류 다이오드(DC)가 제거되어 회로 구성을 간략화 할 수 있는 방법이 된다.
2. 제안된 ZVS Three-Level 컨버터의 1차측을 Three-Level 결선하고 위상이동 스위칭 방법을 적용함으로써 스위치 S₁, 스위치 S₄의 턴온시 영전압 스위칭과 스위치 S₂, 스위치 S₃의 턴오프시 영전압 스위칭이 가능하다.
3. 제안된 ZVS Three-Level 컨버터는 중부하 이상의 영역에서는 기존의 ZVS Three-Level 컨버터[1]와 유사한 효율 특성을 나타내며 최고 효율은 91.8%로 2.0KW급 이하의 경제적인 컨버터를 제작할 수 있는 방법이다.
4. 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터는 1차측을 Three-Level 결선하고 위상이동 스위칭 방법을 적용함으로써 스위치 S₁, 스위치 S₄가 턴온시 영전압 스위칭과 스위치 S₂와 스위치 S₃의 턴오프시 영전류 스위칭이 가능하다.
5. 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터는 2권선 결합 인덕터형 ZVZCS 컨버터에서 환류 다이오드를 제거하여 1개의 결합 인덕터를 사용함으로써 보조회로를 간략화할 수 있는 방법이 된다.
6. 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터는 보조 다이오드의 전압 스트레스가 V_{in}/2로 감소된다.

7. 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터는 기존의 ZVS 컨버터[1]보다 변압기 1차측 환류전류에 의한 전도손실이 감소되고 기존의 3권선 결합 인덕터형 ZVZCS 컨버터[9]에 비해 전부하 영역에서 효율이 향상됨을 확인하였으며 최고 효율은 94.2%이다.

8. 제안된 ZVZCS Three-Level 컨버터는 보조 회로에 손실성 소자나 능동 스위치 소자가 없어 제작이 용이하며, 고전압 입력 대전력 출력을 요구하는 전원공급장치에 적합하리라 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] F. Canales, J.M. Burdio, F.C. Lee, "A zero voltage switching three-level DC/DC converter," Telecommunications Energy Conference, pp. 512~517, 2000.
- [2] Jin-Yong Bae, and Yong Kim, "A Study on the Loss Analysis for the Three Level Converter," KIEE Journal of Electrical Engineering, Vol. 52, No. 10, pp. 514-521, Oct. 2003.
- [3] Jin-Yong Bae, Yong Kim, Soon-Do Kwon, Pill-Soo Kim, and Eun-Young Lee, "The study on the Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Three-Level DC/DC Converter," Proceeding of The KIEE'2001, pp. 320-323, Apr. 2001.
- [4] Jin-Yong Bae, Yong Kim, Geun-Soo Choi, "A Study on the Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Three-Level DC/DC Converter using Primary Coupled Inductor," KIEE Journal of Electrical Engineering, Vol. 53B, No.9, pp.414~421, Sep. 2005.
- [5] Eun-Soo Kim. "Zero Voltage Switching · Zero Current Switching 3 Level DC/DC Converter," KIEE Journal of Electrical Engineering, Vol. 51B, No.12, pp.682~690, 2002.
- [6] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, and Fred C. Lee, "A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter," The Proceedings of The APEC'2000, Vol. 1, pp. 314~315, February 2000.
- [7] Francisco Canales, Peter M. Barbosa, and Fred C. Lee, "A Zero Voltage and Zero Current Switching Three Level DC/DC Converter," IEEE Transactions on, Power Electronics, Vol. 17, pp. 898~904, November 2002.
- [8] Jin-Yong Bae, Yong Kim, Geun-Soo Choi, "A Study on the Zero-Voltage and Zero-Current-Switching Three-Level DC/DC Converter using Primary Coupled Inductor," KIEE Journal of Electrical Engineering, Vol. 53B, No.9, pp.414~421, Sep. 2005.
- [9] S. J. Jone. F. Canales, P. M. Barbosa and F. C. Lee, "A Primary-Side-Assisted Zero-Voltage and Zero-Current Switching Three-Level DC-DC Converter with Phase-Shift Control," The Proceedings of The APEC'2002, pp.641~647, March 2002.

저 자 소 개



배진용 (裴辰容)

1975년 8월 17일 생. 1998년 동국대 전기공학과 졸업. 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 2005년 8월~현재 특허청 사무관.

Tel : 042-481-8503

Fax : 042-485-6428

E-mail : dubjy@kipo.go.kr



김용 (金龍)

1957년 3월 20일 생. 1981년 동국대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1995년~현재 동국대 전기공학과 교수.

Tel : 02-2260-3720

Fax : 02-2263-4625

E-mail : kyee@dongguk.edu



조규만 (曹圭滿)

1963년 4월 20일 생. 1985년 영남대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1988년~1998년 (주)삼영전자 부설연구소 설비팀장. 2000년 3월~현재 한국폴리텍 I 서울 정수대학 자동화 시스템과 교수.

Tel : 02-2001-4035

Fax : 02-2001-4038

E-mail : gmcho@kopo.ac.kr