

대전력 응용을 위한 새로운 ZVZCS PWM 컨버터

류홍제[°], 조정구, 유동욱, 임근희

한국전기연구소 전력변환팀

New ZVZCS PWM Converter For High Power Application

Hong J. Ryoo[°], Jung G. Cho, Dong W. Yoo, Geun H. Rim

Power & Energy Conversion Team Korea Electrotechnology Research Institute

ABSTRACT — A new zero voltage and zero current switching (ZVZCS) full bridge (FB) PWM converter is proposed to improve the performance of the previously presented ZVZCS-FB-PWM converters [7,8]. By adding a secondary active clamp and controlling the clamp switch moderately, ZVS (for leading-leg switches) and ZCS (for lagging-leg switches) are achieved without any lossy components, the reverse avalanche break down of leading-leg IGBTs [7] or the saturable reactor in the primary [8]. Many advantages including simple circuit topology, high efficiency, and low cost make the new converter attractive for high voltage and high power (> 10 kW) applications. The principle of operation is explained and analyzed. The features and design considerations of the new converter are also illustrated and verified on an 1.8 kW, 100 kHz IGBT based experimental circuit.

I. 서 론

일반적으로 구동이 간편하고 고주파 스위칭이 가능한 장점으로 전력변환분야에 IGBT가 널리 사용되어 왔다. 최근의 IGBT는 스너비회로 없이도 10-20kHz스위칭이 가능하여 수·수십kW의 고전압 대용량분야에서 고가의 MOSFET를 대체하고 있으나 턴·오프시 tail 전류가 생기는 문제로 최대 동작 주파수가 20-30kHz로 제한되는 단점이 있다.[1] IGBT를 높은 주파수로 스위칭하기 위해서는 스위치의 턴·오프시 발생되는 스위칭 손실을 줄이는 것이 필요한데 스위치 양단에 비례적 큰 커패시터를 부착한 상태에서 영전압 스위칭(ZVS)[2-5]을 하거나, 영전류 스위칭(ZCS)[6]으로 이 문제를 해결할 수 있다. ZCS의 경우 소수 캐리어가 턴·오프 이전에 제거되어 tail 전류가 없어지기 때문에 더욱 바람직하다.

IGBT를 더욱 효과적으로 고주파 스위칭 분야에 적용하기 위하여 leading-leg 스위치는 ZVS로 동작하고, lagging-leg 스위치들은 ZCS가 가능하도록 한 ZVZCS-FB-PWM 컨버터가 제안되었다.[7-8]

본 논문에서는 기존의 ZVZCS-FB-PWM 컨버터 [7,8]들이 가지는 단점을 보완하기 위하여 그림 1과 같은 2차측의 능동 클램프를 이용한 새로운 ZVZCS 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 2차측에 능동 클램프가 있는 ZVS-FB-PWM 컨버터[3]와 같은 구조로 클램프 스위치의 제어를 조금

달리 하므로써, 2차측 ringing 방지는 물론 1차측 스위치들의 ZVZCS 동작이 가능하며 대용량분야에 적용할 수 있는 구조이다. 클램프 스위치는 ZVS로 동작한다.

제안된 컨버터의 동작 원리, 해석 및 특성에 대해서는 하였으며, IGBT(클램프 스위치는 MOSFET 사용)를 사용하여 1.8kW급 시작품을 제작, 100Khz에서 실험하였다.

II. 제안된 컨버터의 동작원리 및 해석

제안된 ZVZCS-FB-PWM 컨버터의 기본 구조는 2차측에 능동 클램프가 있는 ZVS-FB-PWM 컨버터[3]와 같으며, 1차측의 제어방법도 두 leg 사이의 위상지연 PWM 방식으로 동일하게 이루어지고, 단지 클램프 스위치의 제어방법만을 조금 다르게 한 구조이다. 정상상태의 동작을 용이하게 설명하기 위해 다음과 같은 가정을 하였다.

- 모든 소자들은 이상적이다.
- 출력필터 인덕터는 충분히 커서 부하 전류는 스위칭 한 주기동안 일정하다.
- 클램프 커패시터의 용량은 충분히 커서 출력전압은 한주기동안 일정하다.

제안된 컨버터는 반주기내에 8개의 동작모드를 가지며, 각 모드의 동작회로 및 동작파형은 그림 2와 그림 3에 각각 나타내었다.

모우드 1: S1과 S2가 도전하여 입력단에서 출력단으로 전력이 전달되는 구간으로 이 모우드를 **powering** 모우드라 한다. 2차측 정류단 전압이 상승하다가 V_c 보다 커지게 되면 Sc의 내부 다이오드를 통하여 V_c 로 클램프된다. 누설 인덕턴스에 저장된 에너지는 누설 인덕턴스와 2차측 기생 커패시턴스와의 공진에 의해서 클램프 커패시터로 회복되며, 1차측 전압은 다음식과 같이 감소하게 된다.

$$I_p(t) = \frac{1}{L_p} \left(V_s - \frac{V_c}{n} \right) \cdot t \quad (1)$$

여기서 n 은 변압기의 권수비이며, 클램프 커패시터의 전류는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$I_c = \frac{I_p}{n} - I_o \quad (2)$$

이 모우드는 I_c 가 0이 되면 끝나고 이 모우드의 구간은 누설 인덕턴스와 접합 커패시턴스 그리고, 정류다이오드의 역회복 시간에 따라 달라진다.

모우드 2: Sc의 내부 다이오드에 의하여 V_c 는 차단되며, 2차측 정류전압은 식(3)과 같이 되고 S1과 S2는 on상태이므로 **powering**은 계속된다.

$$V_{rec} = nV_s \quad (3)$$

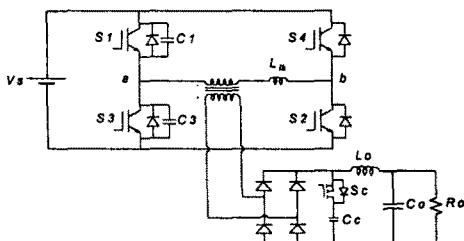


그림 1. 제안된 ZVZCS-FB-PWM 컨버터

모우드 3: 주어진 시비율에 의해 S1을 off하면 부하전류에 의하여 1차측 커패시터 C1을 충전하면서 C3를 방전하게 된다. 스위치의 전압은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$V_{SI}(t) = \frac{nI_o}{C1 + C3} \cdot t \quad (4)$$

S1의 터-오프 과정은 외부커패시터의 값이 충분히 크다면 터-오프 구간 내에 스위치전압을 0에 가깝게 유지시켜 손실이 거의 없게 된다. 이 구간에 2차측 정류단 전압은 비슷한 비율로 감소하며 D3가 커지면 모우드가 끝나게 된다.

모우드 4: D3가 도전하면서 S3는 ZVS로 터-온되고 부하전류는 D3와 S2를 통해 1차측으로 환류한다. 1차측의 전류를 리셋하기 위하여 램프스위치를 터-온하면 정류단 전압은 V_c 가 되고 이 전압이 누설인더턴스에 가해져 1차측 전류는 V_c/nL_{lk} 의 기울기로 감소하게 되고 (2)식에 의하여 I_o 는 선형적으로 증가한다. 1차측 전류가 0이 되면 이 모우드는 끝나게 된다.

모우드 5: 1차측 전류가 0이 되면 정류다이오드는 터-오프되고 C_e 가 모든 부하전류를 담당하게 된다.

모우드 6: Sc가 터-오프되면 정류기전압은 0이 되고 부하전류는 정류기의 다이오드를 통해 환류한다. 이 때 1차측으로 흐르는 전류는 없다.

모우드 7: S2는 ZCS로 터-오프되고 소수 carrier가 제거되기 때문에 tail 전류가 생성되지 않는다. 이 모우드는 S2와 S4사이의 dead-time이 된다.

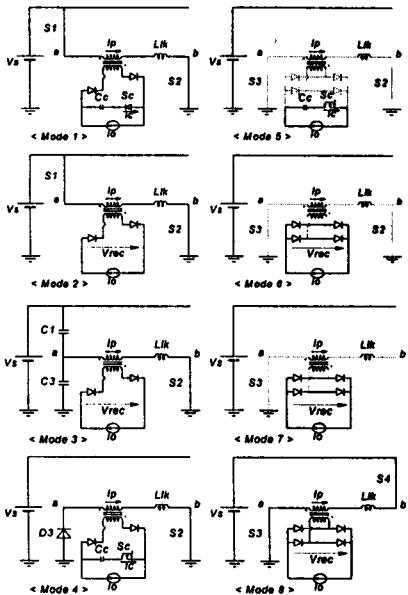


그림 2. 제안된 컨버터의 동작모드

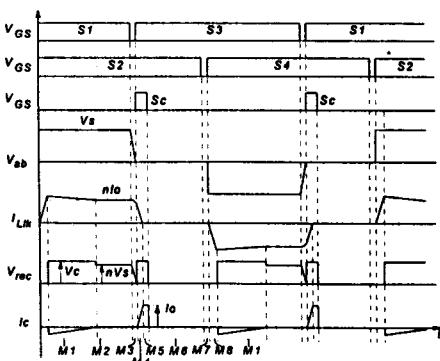


그림 3. 모드별 동작파형

모우드 8: 환류모우드가 끝나고 S4가 터-온 된다. S4의 터-온과 정도 1차측 전류가 급격히 변하지 못하고 다이오드의 역회복동작이 없기 때문에 ZCS로 이루어지게 된다. 1차측 전류 I_o 는 V_s/L_{lk} 의 기울기로 선형적으로 증가하게 되며 정류단 전압은 계속 0이 된다.

모우드 8로 반주기동작이 끝나게 된다.

III. 제안된 컨버터의 특징

A. 효과적인 소프트 스위칭(ZVZCS)

제안된 컨버터의 소프트 스위칭방법은 leading-leg 스위치는 ZVS로 동작하고 lagging-leg 스위치는 ZCS로 동작하는 기존의 ZVZCS 컨버터[7,8]와 원리가 같으나 기존의 컨버터는 lagging-leg 스위치의 ZCS를 위해 누설인더턴스에 저장된 에너지가 환류 구간에 leading-leg IGBT에서 소모되거나[7] 포화인덕터에서의 손실이 존재[8]하게 된다. 또한, 2차측 정류단 전압을 램프하기 위해 passive 요소를 사용하게 되면 램프 저항에서의 손실이 추가된다. 이러한 이유로 기존의 ZVZCS 컨버터는 수 kW급 용량까지는 효과적으로 사용되나 10kW급 이상의 대용량 분야에는 적용하기 어렵다. 그러나 제안된 컨버터는 둑동램프의 제어를 개선하여 ZCS를 위해 손실성 요소를 사용하지 않고 2차측에서 발생되는 기생 ringing현상도 발생되지 않으므로 lagging-leg 스위치의 ZCS를 효과적으로 달성하여 10kW급 이상으로 용량을 높일 수 있다. 제안된 컨버터의 ZVS 및 ZCS 범위는 기존의 ZVZCS 컨버터와 같다.

B. 도전손실의 감소

제안된 컨버터의 1차측 전압, 전류, 2차측 전압을 기존의 ZVS컨버터 [2-5] 및 ZVZCS컨버터[7,8]와 비교하면 그림 4와 같다. ZVS컨버터는 넓은 ZVS범위를 얻기 위해 큰 누설인더턴스를 요구하므로 듀티사이클 손실이 크게 되고 기존의 ZVZCS 컨버터[7,8]는 1차측에 환류구간동안 흐르는 전류를 제거하고, 듀티사이클 손실을 감소시켜 전체 효율을 증가시켰으나 최대 듀티사이클은 다음과 같이 결정되는 1차측 전류의 리셋시간 T_{reset} 에 의하여 제한받게 된다.

$$T_{reset} = L_{lk} \frac{nI_o}{V_{LK}} \quad (5)$$

V_{LK} : 환류구간동안 누설인더턴스에 가해지는 인가전압

기존의 컨버터[7,8]의 T_{reset} 은 수십V의 비교적 작은 전압이 누설인더턴스에 가해지기 때문에 크게 되나 제안된 컨버터에서는 V_c/n 의 높은 전압이 누설인더턴스에 가해지기 때문에 듀티사이클 손실과 함께 전체효율에 영향을 주는 T_{reset} 을 줄여 전체 효율을 높일 수 있다.

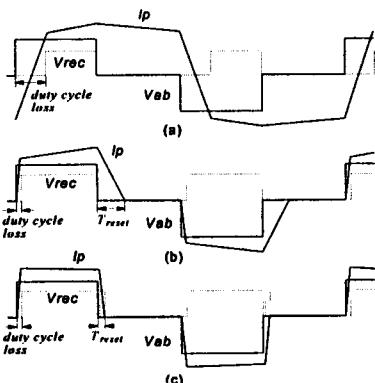


그림 4. 각 컨버터의 1차측전압, 전류 및 2차측정류전압:
(a) ZVS PWM 컨버터 (b) ZVZCS PWM 컨버터
(c) 제안된 컨버터

C. 둑티-사이클의 증가

둔티-사이클은 순실로 인해 2차측 둑티-사이클은 1차측보다 일반적으로 작게 된다. 그러나 제안된 컨버터터에서는 그림 5에서 보이는 것과 같이 1차측보다도 더 높게 동작할 수 있다. 그 이유는 lagging-leg 스위치의 ZCS조건을 만족시키기 위해 환류구간의 시작과 동시에 능동 램프동작이 시작되기 때문이며, 이 현상을 *duty cycle boost effect* 라 한다. 이것은 누설 인덕턴스에 저장된 에너지가 램프 커페시터로 회복된 후 최종적으로 *duty cycle boost effect*에 의해 부하단으로 전달됨을 의미한다. 이러한 현상은 IGBT를 주 스위치로 사용하는 ZVZCS 컨버터터에 있어서 매우 중요한 특징으로 기존의 컨버터터가 IGBT의 소수 캐리어의 재결합에 필요한 시간으로 인해 lagging-leg의 경우 ZCS 턴-오프 시스위치에 요구되는 최소 dead-time 때문에 둑티-사이클을 1에 가깝게 증가시키지 못하는데 반해 제안된 컨버터터의 둑티-사이클은 거의 1에 가깝게까지 증가시킬 수 있다. 제안된 컨버터터의 효과적인 둑티-사이클은 다음식으로 표현 될 수 있다.

$$D_{eff} = D_{prim} - \Delta D + D_{boost}$$

여기서 ΔD 는 둑티-사이클을 순실이며, D_{boost} 는 램프 스위치의 턴-온시간으로부터 바로 구해진다. *duty cycle boost effect*는 또한 전체 효율증가에 도움을 준다.

III. 설계시 고려사항

A. dead-time의 결정

제안된 컨버터터의 최대수행을 이루기 위해 적절한 *dead-time*이 요구된다.

leading-leg 스위치의 dead-time: leading-leg 스위치의 *dead-time*은 ZVS 범위와 1차측의 최대 둑티-사이클의 두 가지 요소에 의하여 결정된다. ZVS 범위의 최소 *dead-time*은 다음과 같다.

$$T_{d,lead} \geq (C1 + C3) \frac{V_s}{nI_{o,ZVS}}$$

여기서 $I_{o,ZVS}$ 는 설계시의 파라메터로 주어진 ZVS범위이며, 최대 *dead-time*은 1차측의 최대 둑티-사이클에 의해 제한된다.

lagging-leg 스위치의 dead-time: lagging-leg 스위치의 최소 *dead-time*은 lagging-leg의 완전한 ZCS를 이루기 위한 시간 T_{ZCS} 로 다음과 같이 주어진다.

$$T_{d,leg} \geq T_{ZCS}$$

여기서 T_{ZCS} 는 IGBT의 소수 캐리어 재결합 시간이며, lagging-leg 스위치의 최대 *dead-time*도 1차측의 최대 둑티-사이클에 의하여 제한된다.

B. 램프 스위치의 온-시간 결정

S_c 의 턴-온시간에 따른 2차 정류단의 전압과 램프 커페시터의 전류를 그림 6에 나타내었다.

lagging-leg 스위치의 완전한 ZCS를 보장하기 위하여 1차측 전류는 리셋되는데 필요한 S_c 의 턴-온시간 T_{sc} 는 다음과 같이 얻어진다.

$$T_{sc} \geq \frac{n^2 L_{lk}}{V_c} I_{o,max}$$

그림 6에 나타난 것과 같이 램프 커페시터의 전류는 T_{sc} 의 온-구간동안에 급격히 증가하며 따라서 T_{sc} 는 램프 스위치의 도전순실을 줄이고 램프 스위치 S_c 로 작은 스위치를 사용하기 위해 가능한 한 작은것이 좋다. 램프전압은 그림 6에 나타나는 것과 같이 자동으로 조절된다.

IV. 실험 결과

제안된 ZVZCS-FB-PWM 컨버터터의 동작원리를 증명하기 위해 1.8 kW급 컨버터터를 제작하여 100 kHz에서 실험하였으며, 그림 7에 제작된 컨버터터를 보았다. 변압기는 EE/55/55 코어를

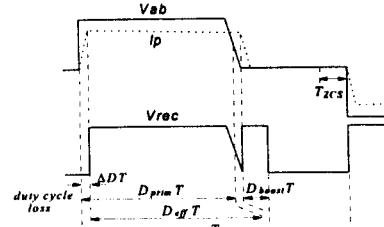


그림 5. 1차 및 2차측 전압 파형

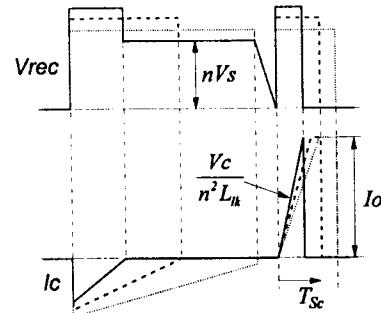


그림 6. 램프 커페시터 전류와 정류단전압

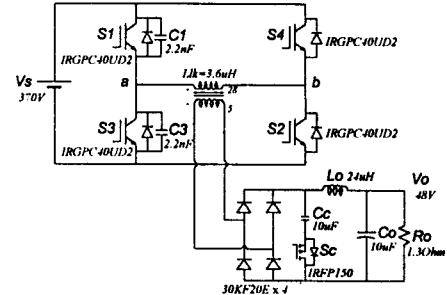


그림 7. 제안된 컨버터터의 실험 회로

사용하여 28:5의 턴수로 제작되었으며, 100kHz의 스위칭 주파수에서 측정한 누설 인덕턴스값은 3.6 uH였다. 1차측 스위치로는 IRGPC40UD2를 사용하였으며, 이 스위치의 주 천 스위칭 주파수는 10-20 kHz[1]이었으나 제안된 방식에서는 100 kHz에서도 충분히 사용할 수 있었다.

그림 8은 전부하에서 1차측 전압과 전류 그리고 2차측 정류전압의 파형으로 모든 파형은 예상했던 바와 동일함을 알 수 있다. 그림 9는 leading-leg 스위치의 턴-온과 턴-오프시의 확대된 파형이다. 그림에서 턴-온시 역별령 다이오드 전류는 아주 짧은 시간동안 흐르며 이후 0으로 유지되어 완벽한 ZVS가 이루어지고, 턴-오프시 tail 전류가 형성되나, 스위치전압의 상승이 서서히 이루어져 hard 스위칭의 경우에 비해 턴-오프 스위칭 손실이 현저하게 감소함을 알 수 있다. 또한 leading-leg 스위치의 ZVS 범위는 전부하에서 약 20 % 정도 증가하였음을 알 수 있다. 그림 10은 lagging-leg 스위치의 확대된 파형으로, 1차측 전류가 환류구간동안 0으로 유지되고, 다른 스위치의 턴-온이 거의 ZCS로 이루어지기 때문에 완벽한 ZCS로 턴-오프됨을 알 수 있다. 턴-온시의 작은 펄스전류는 스위치 출력커페시터의 충전전류이다. 그림 11은 2차측 동동률램프의 파형으로 램프 스위치는 동작주기에 비해 상대적으로 짧은 구간동안 도통되며(약 7%정도) 정류단 전압파형은 램프 스위치의 hard 스위칭으로 인한 약간의 noise 성분을 볼 수 있다. 램프 스위치의 전류파형은 예상과 일치하며, 측정된 효율은 최고 94%까지 나타났다.

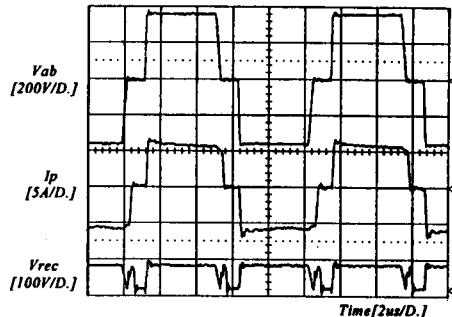
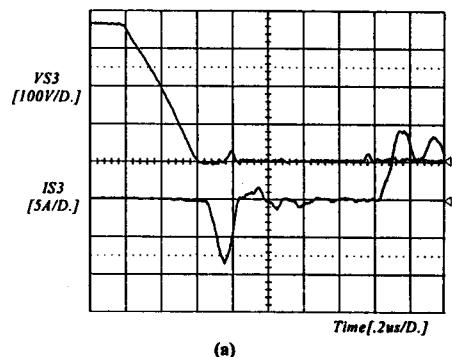
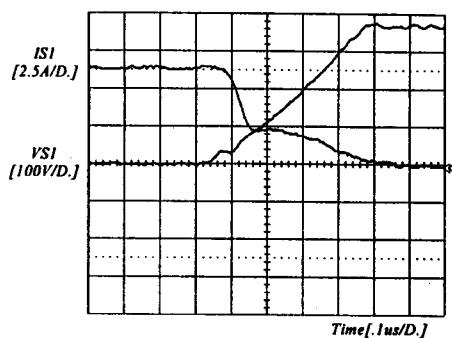


그림 8. 1차측 전압, 전류 및 2차측 정류전압파형



(a)



(b)

그림 9. Leading-leg 스위치의 ZVS 확대파형:
 (a) turn-on (b) turn-off

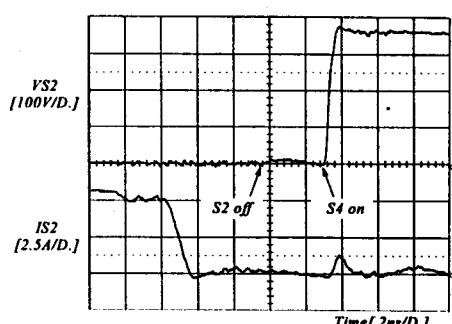


그림 10. Lagging-leg 스위치의 ZCS 확대파형

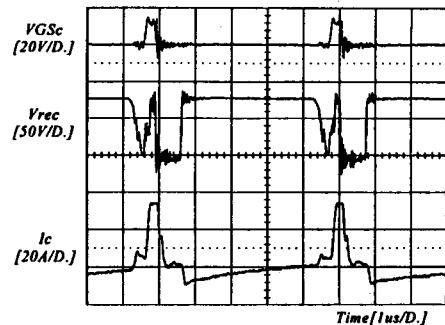


그림 11. 2차측 능동 클램프 파형

V. 결론

본 논문에서는 2차측 능동 클램프를 사용한 새로운 ZVZCS-FB-PWM 컨버터를 제안하고 동작원리와 특징 및 설계에 관하여 서술하였다. 제안된 컨버터는 1.8 kW급을 제작하여, IGBT를 스위칭 소자로 사용하여 100 kHz로 실험하였다.

2차측 능동 클램프로 leading-leg 스위치의 ZVS와 lagging-leg 스위치의 ZCS가 이루어 졌으며, 전부하시 최대 효율이 94%까지 얻을 수 있었다. 제안된 ZVZCS 컨버터의 주된 장점은 다음과 같다.

- 손실성 요소들을 사용하지 않고 ZVS 및 ZCS 구현;
- 넓은 ZVS 및 ZCS 범위;
- 높은 듀티-사이클 가능;
- 1차측의 도전 손실 감소;
- 기생 ringing 현상 감소.

제안된 컨버터는 높은 전력 밀도를 갖는 고전압 (400-800 V), 대전력(> 10 kW) 응용분야에 효과적으로 적용 가능할 것으로 생각된다.

VI. 참고 문헌

- [1] "IGBT Designer's Manual," International Rectifier, El Segundo, CA, 1994.
- [2] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched PWM converter," IEEE APEC Rec. 1990, pp. 275-284.
- [3] J. A. Sabaté, V. Vlatkovic, R. B. Ridley, F. C. Lee, and B. H. Cho, "High voltage high power ZVS full bridge PWM converter employing active snubber," IEEE APEC Rec. 1991, pp. 158-163.
- [4] R. Redl, N. O. Sokal, and L. Balogh, "A novel soft switching full bridge dc/dc converter: analysis, design considerations, and experimental results at 1.5KW, 100KHz," IEEE PESC Rec. 1990, pp. 162-172.
- [5] A. W. Lotfi, Q. Chen, and F. C. Lee, "A nonlinear optimization tool for the full bridge zero-voltage-switched PWM dc/dc converter," IEEE APEC Rec. 1992, pp. 1301-1309.
- [6] G. Hua, E. X. Yang, Y. Jiang, and F. C. Lee, "Novel zero-current-transition PWM converters," IEEE PESC Rec. 1993, pp. 538-544.
- [7] K. Chen and T. A. Stuart, "1.6KW, 110khz dc/dc converter optimized for IGBTs", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 8, No. 1, pp.18-25, 1993.
- [8] J. G. Cho, J. Sabaté, G. Hua, and F. C. Lee, "Zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications," IEEE PESC Rec. 1994, pp. 102-108.