능동 스너버를 갖는 2KW 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터 설계

論 文
50B-9-7

Design of a 2KW Soft-Switching ZVT Power Factor Correction Converter with Active Snubbers

朴 庚 洙* · 金 倫 鎬**
(Kyoung-Soo Park · Yoon-Ho Kim)

Abstract - In this paper a soft switching ZVT(Zero Voltage Transition) power factor converter using active snubbers is designed to improve efficiency and reduce voltage spike and parasitic ringing. The main switch achieves ZVT and the auxiliary switch operates with ZCS. A 2KW soft switching ZVT converter is designed with switching frequency 100kHz, output voltage 400VDC. Then the designed system is realized and experimental results show that the measured efficiency and power factor are over 97.45% and 0.997 respectively with an input current THD less than 3%.

Key Words : ZVT, power factor correction, voltage spike and parasitic ringing, efficiency, ZCS

1. 서 론

최근 산업화, 전자화, 정보화 사회를 거치면서 전원환경에 민감한 부하의 사용이 급증하는 반면, 각종 기기 설비와 전력전자의 스위칭에 따른 강제 전류로 인한 고조파 발생과 역률 저하는 상대적으로 전력품질을 저하시키며, 전력계통의 효율을 저하시키는 문제를 야기하고 있다. 그리고 종래의 ZVT 컨버터에서는 보조 스위치가 턴-오프(Turn-off)할 때 하드 스위칭을 하고, 보조회로에 흐르는 전류의 크기가 입력 전류와 같게되어 도통손실 및 기생 인덕턴스 또는 기생 커패시터로 인해 보조 스위치가 오프(Off)할 때 스위칭의 손실 및 기생진동(Ringing)이 커져서 에너지 변환 효율을 저감시킨다. 이러한 문제점을 보완하기 위해 결합 인덕터(Coupled inductor)를 사용하여 보조 스위치가 턴-온(turn-on)하면 결합 인덕터의 효과로 인하여 보조 스위치의 전류 스트레스를 감소시키고[1, 2], 스너버 커패시터는 주 스위치와 보조 스위치의 턴-오프 구간에서 전압 상승률을 감소시키는 턴-오프 스너버 커패시터로 동작한다. 실제회로에서 보조 스위치가 턴-오프 스위칭 시, 스너버 커패시터는 초기에 보조 스위치의 드레인 전압을 0(Zero)V로 제어할 수 있고, 주 스위치가 턴-오프 스위칭 할 때, 전압 스파이크(Spike)를 감소시킬 수 있다. 따라서 주 스위치와 보조 스위치의 양 스위치의 턴-오프 전압 스파이크(Spike) 및 기생진동을 효율적으로 감소시킨다[3, 4].

그리고 결합 인덕터와 변압기는 각각 마그네틱 코아(Magnetic core)에 몇 개의 권선으로 구성되어 있기 때문에 외형상으로는 상당히 비슷하지만, 동작원리와 스위칭 컨버터 동작에서 이들의 역할에는 많은 차이점이 있다. 결합 인덕터에는 변압기가 가지고 있지 않는 공극(Air gap)이 있고, 전력 흐름, 자속 레벨(Flux levels), 전류 방향, 전류 비율(scaling), 누설 인덕턴스는 이들의 단자 파형에 미치는 효과가 서로 다르다. 변압기는 우선 전력 전송을 위해 사용되며, 이상적인 변압기에 입력되는 전력은 변압기에서 출력되는 전력과 같다. 그러나 결합 인덕터는 전력(Power) 컨버터에서 스위칭 사이클동안 에너지 저장을 위해 주로 사용되는 소자이므로 결합 인덕터에 입력되는 전력은 어느 순간에 결합 인덕터에서 출력되는 전력과 다르다. 변압기는 전압, 전류 비율 조절과 dc 절연, 싱글(Single) 컨버터에서 다중 출력을 얻기 위해 사용된다. 그러나 결합 인덕터는 하나의 코아를 사용해서 컨버터의 부피(Volume)를 줄이는데 사용되고, 다중 출력 컨버터의 전압 변동률을 개선하고, 한 권선으로부터 다른 권선으로의 리플 전류를 조절하기 위해 사용된다.

본 논문에서는 결합 인덕터와 능동 스너버를 적용한 2[KW] 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터를 설계하여 실현하였고, 결합 인덕터와 변압기의 특성과 기능에 대해 검토하였다.

2. 변압기와 결합 인덕터의 특성 비교

2.1.코아에 투자율이 있는 변압기의 전기적 모델

이상적인 변압기에서 코아 투자율 μ가 무한대라면 전류 i_1과 i_2 사이의 관계는 변압기의 권-수비 n에 의해 결정된다. 그러나 코아의 투자율 μ가 유한한 값일 때는 자기저항 $\mathcal{R}_C$가 0이 아니기 때문에 변압기에 대한 전류 관계는 권-수비에 의해 간단하게 정의할 수 없다. 따라서 자속 Φ는 다음과 같이 정리된다.

$$\Phi = \frac{N_1}{\mathcal{R}_C} i_1 - \frac{N_2}{\mathcal{R}_C} i_2 \tag{1}$$

Faraday's 법칙에 의해 1차측 전압 v_1은 다음과 같다.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}} \frac{d}{dt}(i_1 - \frac{N_2}{N_1} i_2) = L_m \frac{di_m}{dt} \tag{2}$$

* 正 會 員 : 中央大 電子電氣工學部 工博
** 正 會 員 : 中央大 電子電氣工學部 敎授 · 工博
接受日字 : 2001年 7月 10日
最終完了 : 2001年 9月 11日

여기서 비례 계수는 자화 인덕터 L_m로 정의되고, 이에 영향을 받은 전류는 변압기의 자화 전류 i_m이 된다. 그러므로 자화 인덕터 L_m은 그림 1(a)와 같이 변압기 전기모델의 1차측 권선과 병렬로 위치한다.

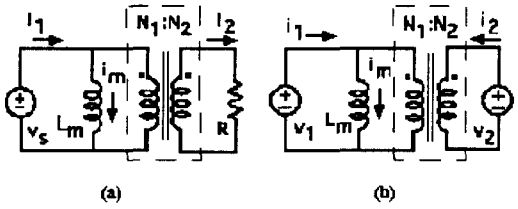


그림 1. 전기적 모델 (a) 변압기 (b) 결합인덕터

또한 이상적인 변압기에서 전압 비율 법칙도 투자율 μ가 존재하므로 무의미하다. 자화 전류 i_m은 코아를 자화시키는데 필요한 에너지가 된다. 따라서 자화 인덕터 L_m은 포화와 히스테리시스를 포함한 모든 강자성 코아 인덕터가 가지고있는 특성이므로, 상대 투자율 μ_r를 크게 하고, 가능하면 공극이 없도록 하여 작은 자화 전류가 흐르도록 설계해야한다.

2.2. 코아에 투자율이 있는 결합인덕터의 전기적 모델

유한한 투자율 μ를 가진 결합인덕터의 전기적 모델은 변압기의 경우와 유사하지만 동일하지는 않다. 자기모델에서 코아에 흐르는 자속 Φ에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\Phi = \frac{N_1 i_1 + N_2 i_2}{\mathcal{R}_C + \mathcal{R}_g} \tag{3}$$

1차측 전압 v_1은 Faraday's법칙에 의해 다음과 같이 정리된다.

$$v_1 = N_1 \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_C + \mathcal{R}_g} \frac{d}{dt}\left(i_1 + \frac{N_2}{N_1} i_2\right) = L_m \frac{di_m}{dt} \tag{4}$$

그림 1(b)에서 보듯이 자화 인덕턴스 L_m이 결합인덕터의 자기모델에도 존재한다. 대부분의 경우 투자율 μ는 자유공간에서의 투자율 μ_0에 비해 상당히 크므로 공극의 자기저항 $\mathcal{R}_g$는 $\mathcal{R}_C$에 비해 상당히 크다. 따라서 결합인덕터에 대한 자화 인덕턴스는 일반적으로 다음과 같이 근사화 된다.

$$L_m \approx \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_g} \tag{5}$$

자화 전류는 1차측 전류 i_1과 전류 $(N_2/N_1)\ i_2$의 합이다. 즉, 그림 1(b)의 전기적 모델에서, 전류 i_2는 결합인덕터 모델의 도트(dot)로 흘러 들어가고, 전류 $(N_2/N_1)\ i_2$는 N_1측의 도트로 흘러나와 자화 인덕턴스 L_m로 흐른다.

따라서 변압기에서의 자화 인덕턴스 L_m은 코아에 저장된 에너지를 기준으로 설계하지만, 결합인덕터 모델에서의 L_m은 공극에 저장된 에너지를 기준으로 설계한다.

또한 실제 회로에서 결합 인덕터에는 리플 전류를 최소화하기 위해 큰 누설 인덕턴스를 사용하고, 변압기에는 전압 왜곡을 최소화하기 위해 작은 누설 인덕턴스를 사용하는 것이 바람직하다. 결과적으로 결합 인덕터에서는 가능하면 권선끼리 물리적으로 띄엄띄엄 감아야 되고, 변압기에서는 가능하면 권선 끼리 밀착되게 감아야 한다.

3. 결합 인덕터와 능동 스너버를 적용한 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터

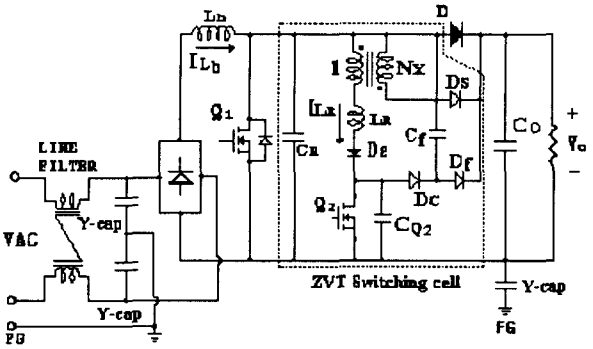


그림 2. 능동 스너버와 결합 인덕터를 적용한 주 회로

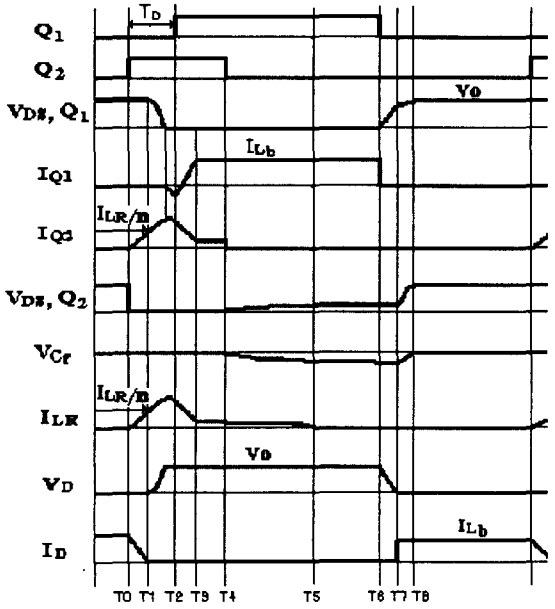


그림 3. 능동 스너버를 적용한 컨버터의 이상적인 동작 파형

그림 3는 컨버터의 이상적인 기본 동작 파형을 나타낸다. 다음은 능동 스너버를 가진 개선된 소프트 스위칭 ZVT 승압 컨버터의 세부적인 동작 모드를 나타낸다. 이것은 Left-leg에서 Right-leg으로 옮겨가는 스위칭 동작은 다음의 9가지 동작모드로 나눌 수 있다. 그림 2과 같이 능동 스너버와 결합 인덕터를 가진 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터는 승압 인덕터 L_b, 주 스위치 S_{Q1}, 블로킹 다이오드 D, 그리고 보조회로(ZVT switching cell)로 구성된다.

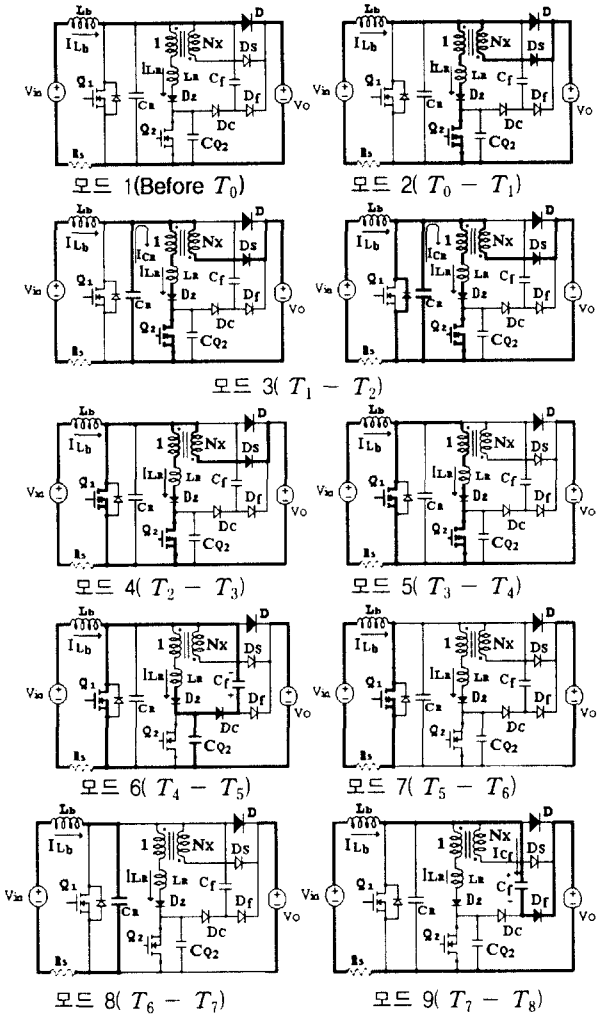


그림 4. 컨버터의 동작모드

모드 1 (Before T_0)

모드 1(Before T_0)에서 부스터 인덕터 L_b로 흐르는 전류 I_{Lb}는 블로킹 다이오드 D를 통해서 부하로 흐른다. 이때 스너버 커패시터 C_f에 충전된 전하는 0(Zero)으로 방전이 끝난 상태이고, 모든 자화 에너지(Magnetizing energy)는 부하로 방전이 되었다. 그리고 공진 커패시터 C_R의 충전전압 V_{CR}은 V_0으로 충전된 상태이고, 보조 스위치 S_{Q2}는 off 상태, 주 스위치 S_{Q1}은 ZVS로 off 되었다고 한다.

모드 2 (T_0 − T_1)

T_0에서 또 다른 스위칭 주기가 시작하기 위해, 보조 스위치 S_{Q2}는 다시 ZCS로 턴-온 된다. 보조 스위치 S_{Q2}가 턴-온(turn-on)하면 I_{LR}의 전류 di_{LR}/dt는 결합변압기의 턴-수비(Turn ratio : n)에 따른 전류 I_{Lb}/n에 도달할 때까지 선형적으로 증가하고, 이 시간동안 블로킹 다이오드 D의 전류는 동시에 감소한다. 블로킹 다이오드 D의 전류가 0(Zero)이 되면 다이오드는 소프트 스위칭으로 턴-오프 된다. 실제 회로에서 다이오드는 접합 전하의 제거를 위해 어느 정도 시간이 필요하기 때문에 다이오드의 역 회복(Reverse recovery)이 야기된다. 그리고 결합 변압기 1차 측에 전류가 흐르면, 2차 측에 에너지가 유도되어 2차 측에 전류가 흐르게 되고, 다이오드 Ds가 턴-온 되어 결합 변압기의 턴-수비(n)에 따른 2차 측 전류가 부하 쪽으로 흐르기 시작한다. 따라서 D_2, S_{Q2}로 흐르는 전류의 크기는 I_{Lb}보다 작은 전류가 흐른다.

모드 3 (T_1 − T_2)

T_1에서 결합 변압기 1차 측과 2차 측으로 흐르는 에너지의 총합은 부스터 인덕터 L_b에 흐르는 에너지와 같게된다. 따라서 L_R, D_2, Q_2로 흐르는 전류는 I_{Lb}/n이 되고, L_R과 C_R은 공진을 시작한다. 공진 주기는 주 스위치 S_{Q1}의 드레인(Drain) 전압의 dv/dt가 C_R에 의해 제어되기 때문에 공진 커패시터 C_R이 방전하여 C_R의 양단전압 즉 주 스위치 S_{Q1}의 드레인 전압이 0(Zero)V가 될 때까지 계속된다. 따라서 L_R을 통하여 흐르는 전류는 C_R이 방전하는 동안 계속해서 증가한다. 이때 결합 변압기 1차 측과 2차 측으로 흐르는 에너지의 총합은 부스터 인덕터 L_b에 흐르는 에너지보다 더 증가한다. S_{Q1}의 드레인(Drain) 전압이 0에 도달하기 위한 필요한 시간은 공진 주기의 1/2이다. 이 주기의 끝에서 주 스위치의 바디(Body) 다이오드는 턴-온 된다.

모드 4 (T_2 − T_3)

이 모드의 시작에서 공진 커패시터 C_R이 방전하여, 공진 전류는 C_R→L_R→Q_2→Q_1의 바디(Body) 다이오드로 순환하여 바디 다이오드가 턴-온 된다. 공진 커패시터 C_R과 공진 인덕터 L_R이 공진 하여, 주 스위치 S_{Q1}의 드레인(Drain) 전압이 0V가 된다. 이때 주 스위치 S_{Q1}이 ZVS로 턴-온 하도록 하기 위해 주 스위치 S_{Q1}에 턴-온(turn-on)게이트 신호를 인가하여 턴-온 시킨다. 주 스위치를 도통시키면, 주 스위치를 통해 흐르는 전류는 증가하기 시작하여 I_{Lb}까지 증가한다. 동시에 보조 스위치 S_{Q2}는 턴-온(Turn-on)상태이므로, 결합 변압기, D_2, S_{Q2}로 흐르는 전류는 선형적으로 감소한다.

모드 5 (T_3 − T_4)

T_3에서 주 스위치 S_{Q1}과 보조 스위치 S_{Q2}는 턴-온(Turn-on) 상태이므로, 결합 변압기에 남아있는 자화 전류 I_{Lm}과 L_R에 남아 있는 에너지가 보조 스위치 S_{Q2}를 통해 전압원으로 흐른다. 남은 에너지가 충분히 감소된 후, 보조 스위치 S_{Q2}는 T_4에서 턴-오프 한다.

모드 6 (T_4 − T_5)

이 모드에서 보조 스위치 S_{Q2}가 턴-오프 되는 순간 S_{Q2}로 흐르는 자화 전류 I_{Lm}와 L_R에 남아있는 전류는 C_{Q2} 및 스너버 커패시터 C_f로 충전되고, 이 때 스너버 커패시터 C_f의 전압 극성은 음으로 바뀌게 된다. 여기서 C_f와 C_{Q2}는 보조 스위치 S_{Q2}의 드레인(Drain) 전압의 dv/dt를 제어할 수 있는 턴-오프 스너버로 동작하므로, 보조 스위치 S_{Q2}는 ZCS로 턴-오프 한다. 스너버 커패시터 C_f에 저장된 에너지는 주 스위치 S_{Q1}의 턴-오프 전압 스파이크(Spike)를 감소시키기 위해서 재 순환될 것이다. 따라서 보조 스위치 S_{Q2}의 턴-오프 스위칭 시 발생하는 전압 스파이크(Spike), 기생 Ringing 및 스위칭 손실 등이 발생되지 않는다.

모드 7 (T_5 − T_6)

이 모드 동안 주 스위치 S_{Q1}은 턴-온 된 상태이고, 보조스위치 S_{Q2}는 턴-오프 된 상태이다. 입력 DC 전압 원, 부스터 인덕터

L_b 그리고 주 스위치 S_{Q1}로 에너지는 순환되며, 부스터 인덕터에 에너지가 충전된다. 출력 커패시터의 에너지는 부하로 방전된다.

모드 8 ($T_6 - T_7$)

이 모드에서 주 스위치 S_{Q1}은 on에서 ZVS로 턴-오프(turn-off)하면서 시작한다. 이것은 주 스위치 S_{Q1}로 흐르는 전류는 공진 커패시터 C_R로 흐르기 때문에 주 스위치에 걸리는 전압은 서서히 증가하여 V_0으로 충전된다. 따라서 C_R은 C_{DS}와 C_{oss}의 조합이며 드레인(Drain)전압의 dv/dt는 C_R에 의해서 제어된다. 그러므로 공진 커패시터 C_R은 초기에 주 스위치 S_{Q1}의 드레인 전압을 0(Zero)V로 하기 때문에 주 스위치의 턴-오프 스위칭 손실을 상당히 줄일 수 있다.

동시에 블로킹 다이오드 D의 전압도 서서히 감소되고 이 모드 끝에서 블로킹 다이오드는 0(Zero)V가 되어 소프트 스위칭 턴-온 된다.

모드 9 ($T_7 - T_8$)

T_7에서 공진 커패시터 C_R의 전압이 V_0로 충전되고, 이 때 스너버 커패시터 C_f의 전압 극성은 음으로 충전된 상태이므로 공진 커패시터 C_R로 흐르는 전류는 스너버 커패시터 C_f와 D_f를 통해 부하로 방전을 시작한다. 스너버 커패시터 C_f의 방전은 주 스위치 S_{Q1}의 드레인 전압 상승률을 감소시킨다. 따라서 주 스위치의 턴-오프 스위칭 시 전압 스파이크와 손실을 감소시키는 스너버로서 동작한다.

동시에 블로킹 다이오드 D는 ZVS로 소프트 스위칭 턴-온 되어, 입력전류 I_{Lb}는 부하로 흐르기 시작한다. 그리고 모드 1로 돌아간다.

4. 시스템의 구성

2KW, 100kHz, 능동 스너버를 갖는 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터가 25×12.5×6cm 크기로 제작되었다. 승압 인덕터 L_b의 제작은 고조파 스위칭 리플에 따른 손실을 저감하기 위해 승압인덕터 L_b의 피크-피크 리플 전류는 피크 승압인덕터 L_b 전류 I_{Lbpk}의 15%가 되도록 설계하였으며, 승압인덕터 L_b값은 350μH, 높은 주파수에서도 낮은 손실을 갖는 마그네틱 사(Magnetics Inc.)의 MPP55254 코어 2개를 사용하였다.

공진 커패시터는 MOSFET의 커패시터와 외부 노드(node) 커패시터의 합이며 높은 주파수에서 낮은 ESR과 ESL가 요구된다. 그리고 스위칭 전류가 커패시터로 전환 될 때 턴-오프 손실을 줄이기 위해 큰 충전(Charging)전류를 충전할 수 있어야 한다. 또한 기생 인덕터와 기생 커패시터를 고려하여 공진 커패시터 C_R값을 결정하였다. 따라서 Dissipation Factor (tan δ)가 0.2%이고 손실이 낮은 세라믹 커패시터 1000pF를 사용했다.

주 MOSFET는 2SK1020을 선택하였으며, 이 MOSFET는 $R_{DS(on)}$= 0.18Ω(25 °C)과 C_{OSS}≈600pF을 가진 500V, 30A소자이다. 그리고 보조 MOSFET는 APT5024 AVR을 선택하였으며, 이 MOSFET는 $R_{DS(on)}$= 0.24Ω(25 °C)와 C_{OSS}≈470pF을 가진 500V, 18.5A소자이고, 블로킹 다이오드 APT30D60B는 역 회복 시간 t_{rr}은 50ns이다. 공진 인덕턴스 L_R는 고주파에서 포화되지 않고, 손실이 작은 마이크로메탈 사(Micrometals Inc.)의 공진 인덕터 코아(Resonant Inductors : ≥50 KHz, -2 Material, Color code : -2 Red/clear)와 코일은 릿츠(Lits)를 사용하였다. 여기서 공진 인덕터 값은 6.2μH를 사용하여 동작 특성을 실험하였다. 또한 보조 다이오드 D_2는 Philips사의 Ultra Fast Low-Loss인 BYD74G 그리고 Ds, Dc, Df는 Philips사의 Ultra Fast Low-Loss인 BYM26C를 사용하였으며, 출력 커패시터 Co는 전해 커패시터 470uF 2개를 사용하였다.

본 논문에서 사용한 제어회로는 출력 전압을 제어하고, 입력 단위역률 과 입력전류를 정현 파형으로 유지시키고, 입력 역률을 0.999로 하고 입력전류 전체 고조파 왜율(Total Harmonic Distortion : THD)을 3%이하로 제한하기 위하여 UC3854BN를 사용했다. UC3854BN은 전압 보상기(Voltage Compensator), 곱셈기(Multiplier), 전류 보상기(Current Compensator), 삼각파 발생기로 구성된다[5].

그림 5과 같이 본 논문에서 실험에 사용된 회로와 회로 정수는 다음과 같다.

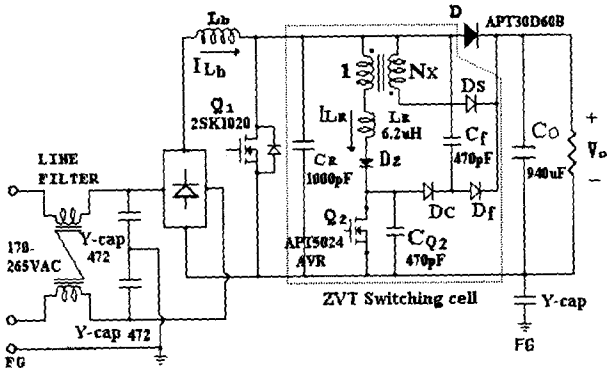


그림 5. 본 논문에서 사용된 회로 정수

● 회로정수

- 입력전압 : 170-265VAC,
- 출력전압, 전류 : 400VDC, 5A
- 출력 : 20W-2000W
- 스위칭 주파수 : 100KHz
- 스너버 커패시터 C_f : 470pF
- 공진 커패시터 C_R : 1000pF
- 누설 인덕터 L_R : 6.2uH
- 입력 승압인덕터 L_b : 350uH
- 출력 커패시터 Co : 940uF

5. 시뮬레이션 결과 및 실험결과

그림 6은 Pspice를 이용한 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 앞에서 살펴본 이상적인 파형과 거의 일치하는 것을 알 수 있다.

본 논문에서 능동 스너버를 갖는 2KW 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터의 동작 특성을 실험을 통해서 확인했다. 그림 7은 V_{in}=210VAC, V_o=400VDC, 스위칭 주파수 100kHz, 2KW, 역률 0.997일 때 입력 전압·전류 파형이고, 그림 8는 Vin=170VAC, Vin=265VAC일 때 역률 곡선이다. 그리고 그림 9은 능동 스너버를 갖는 컨버터의 입력 전류에 대한 고조파 분석이다. 고조파 분석은 오실로스코프에서 입력전류를 다운로드(download)받아 저장된 데이타(data)중 1주기를 선별하여 그 샘플링(sampling) 개수가 1024가 되도록 Step을 결정하여 C 프로그램으로 실험 파형을 FFT분석하였다.

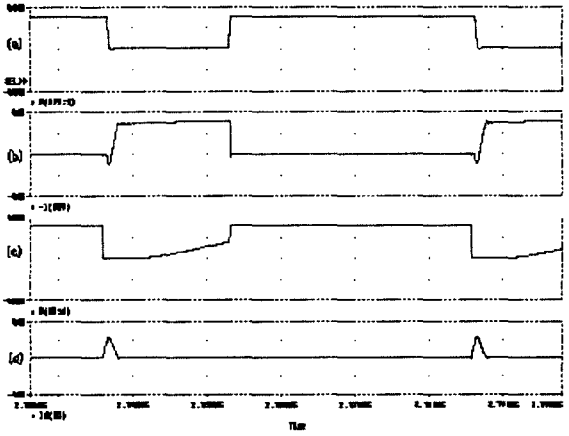


그림 6. Pspice를 이용한 시뮬레이션 결과
(a) 주 스위칭 Q1의 전압 V_{DS} (b)주 스위칭 Q1의 전류 I_{DS}
(c) 보조 스위칭 Q2의 전압 (d) 공진 인덕턴스의 전류 I_{LR}

따라서 표 1에서 보는 바와 같이 능동 스너버를 갖는 역률 보정 컨버터가 하드 스위칭 보다 전체 고조파 왜곡(THD)이 작고, 3%이하인 것을 알 수 있다. 이것은 IEC61000-3-2 표준 중에서 스위칭 전원 장치(Class D)에 대한 고조파 제한치 보다 이하인 것을 알 수 있다.

그림 10은 Vin=210VAC, Vo=400VDC, Po=1000W에서 능동 스너버를 갖는 역률 보정 컨버터의 실험 결과 파형이다. 그림 10(a)는 주 스위치 Q_1이 영 전압 스위칭(ZVS)으로 소프트 스위칭 하는 것을 볼 수 있으며, 그림 10(b)는 보조 스위치 Q_2로 흐르는 공진 전류가 약 10A가 흐르는 것을 확인 할 수 있으며, 또한 전압 스파이크(Spike) 및 기생 인덕턴스와 기생 커패시터로 인한 기생 진동(Ringing)이 상당히 줄어든 것을 확인 할 수 있다.

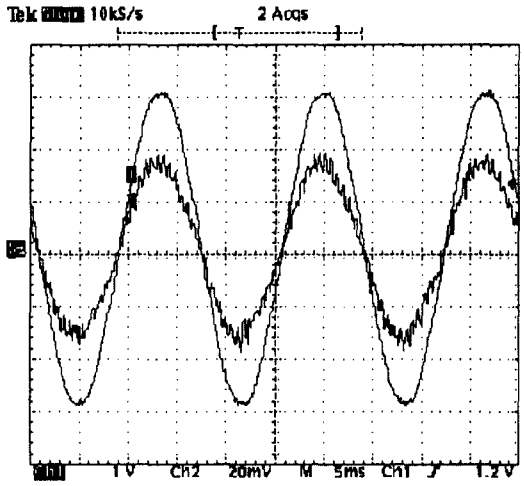


그림 7. 입력 전압 · 전류 파형
(100V/div, 5A/div, 5ms/div)

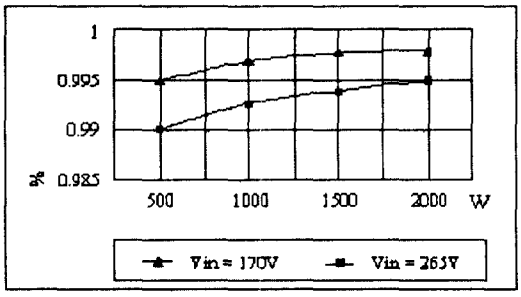


그림 8. 능동 스너버를 갖는 ZVT 컨버터의 역률 곡선

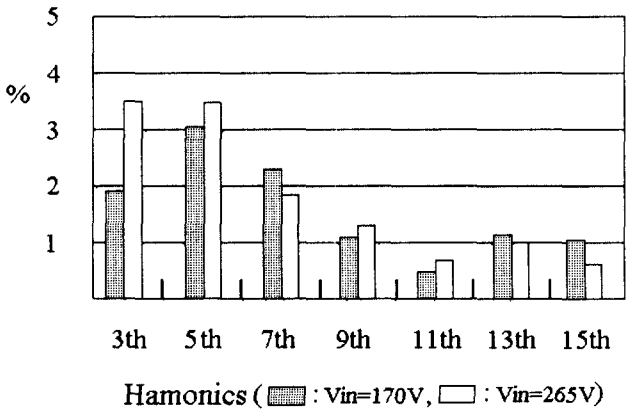
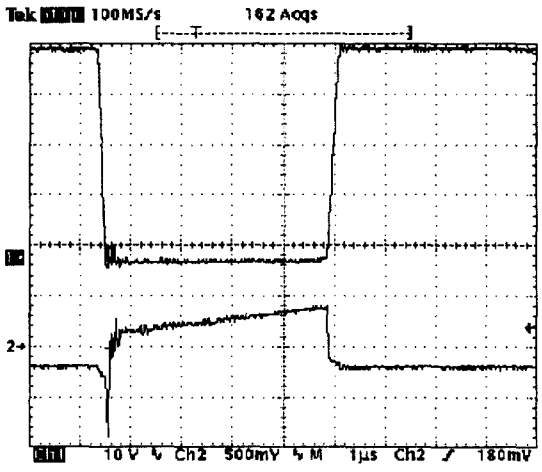


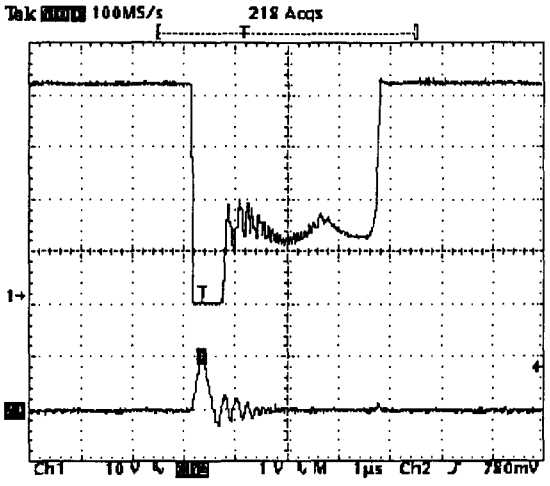
그림 9. 능동 스너버를 갖는 컨버터의 입력 전류에 대한 고조파 분석(Po=2000W)

표 1. 능동 스너버를 갖는 ZVT 컨버터의 입력 전류 THD

Converter	THD
하드 스위칭 컨버터	0.0782
제안된 소프트 스위칭 컨버터	0.0295



(a) 주 스위치 전압, 전류 파형 (100V/div, 10A/div, 1us/div)



(b) 보조 스위치 전압, 전류 파형
(100V/div, 10A/div, 1us/div)

그림 10. 컨버터의 주 스위칭과 보조 스위칭의 전압, 전류 파형

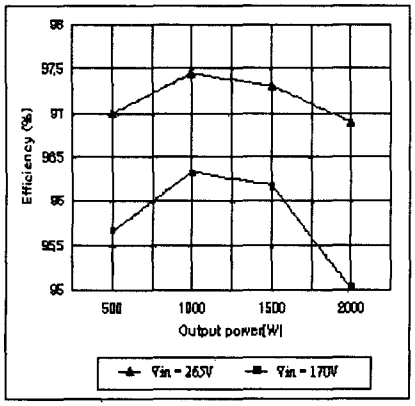


그림 11. 능동 스너버를 갖는 컨버터의 효율 곡선

그림 11는 효율곡선으로서 PM3000 Universal Power Analyzer로 입력 Power와 역률을 측정하였으며, 출력은 Fluke187 Digital multimeter로 출력 전압, 전류를 측정하여 효율을 계산하였다. 따라서 전부하와 높은 입력에서 전체 최대 효율 약97.5%을 얻었다.

6. 결 론

본 논문은 변압기와 결합 인덕터(Coupled inductor)의 특성과 파형을 검토하였고, 자화(磁化)와 누설(Leakage) 효과를 포함한 변압기와 결합 인덕터의 전자기적 모델을 고찰하였다. 그리고 결합 인덕터를 적용한 입력 170VAC와 265VAC 전압 범위에서 스위칭 주파수 100kHz, 출력 400VDC, 2KW로 설계된 능동(active) 스너버를 갖는 2KW 소프트 스위칭 ZVT 역률 보정 컨버터를 설계하여 이를 실현하였으며, 모드별 동작 파형을 분석하고, 실험을 통해 검토했다. 전체 고조파 왜곡율(THD)을 3%이하로 제한 할 수 있었고, 역률 0.997 그리고 효율 97.45%을 얻을 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 2001년도 중앙대학교 학술연구조성비 지원에 의하여 수행되었습니다.

참 고 문 헌

[1] G. Hua, Ching-Shan Leu, Yimin Jiang, and Fred C. Y. Lee, "Novel Zero-Voltage-Transition PWM Converters," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 9, No. 2, pp. 213~219, 1994, March.

[2] Virginia Power Electronics Center, "CCM Single-Phase Soft-Switched PFC Converter," Project Final Report, Oct. 31, 1997.

[3] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters Using Coupled Inductor Based Active Snubber Cell," Proceedings of VPEC97, pp. 195~201, Sept 1997.

[4] Ray L. Lin, Yiqing Zhao, and Fred C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters with Active Snubber," *Conference Proceeding of VPEC98*, Vol. 2, pp. 1063~1069, IEEE 1998

[5] Unitrode corporation, "UC3854A/B controlled power factor correction circuit design," Unitrode product & applications *handbook*, 1997-1998.

저 자 소 개

박 경 수 (朴 庚 洙)

1958년 9월 13일 생. 1989년 2월 서울산업대 전기공학과 졸업. 1997년 중앙대 대학원 석사 졸업(석사). 1998년 3월 2일 중앙대 일반 대학원 박사과정 입학. 현재 공학박사.

김 윤 호 (金 倫 鎬)

1949년 6월 20일 생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M 대학 졸업(공박). 현재 중앙대 공대 전기공학과 교수.