

하이브리드 전기자동차(HEV)의 12V 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터의 최적설계

조진상*, 최세완*, 송홍석**, 정진환**, 김호기**

*서울산업대학교, **현대자동차 선형개발센터

Optimization of DC-DC Converter Design for Charging 12V Auxiliary Battery in Hybrid Electric Vehicle

Jinsang Jo*, Sewan Choi*, Hongseok Song**, Jinhwan Jung**, Hogi Kim**

*Seoul National University of Technology, **Hyundai Motor Company Advanced Tech. Center

ABSTRACT

본 논문은 하이브리드 전기자동차의 12V 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터의 최적설계에 관한 것으로 하이브리드 전기자동차의 특성상 DC-DC 컨버터는 최대부하의 30%~70% 정도의 비교적 낮은 부하영역에서 주로 동작하므로 이에 따른 적절한 설계가 요구된다. 따라서 DC-DC 컨버터의 주 동작영역에서 효율이 높도록 주요 설계요소인 스위칭 주파수와 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 적절히 선정하고 코아의 윈도우 면적을 최소화하는 최적설계에 관한 연구이다.

1. 서 론

전세계적으로 환경오염에 의한 지구온난화와 석유에너지의 고갈에 따른 대책의 일환으로 일반 내연엔진 자동차에 비하여 CO₂ 배출과 연료소모가 적은 하이브리드 전기자동차의 개발에 박차를 가하고 있다. 하이브리드 전기자동차의 동력원은 크게 내연엔진과 모터 그리고 배터리로 구성된다. 엔진의 연비가 낮은 기동시나 가속시에는 인버터를 동작하여 주배터리에서 에너지를 공급받은 모터가 엔진과 함께 동력을 전달하고, 감속 또는 정지시에는 기계적인 에너지를 전기적인 에너지로 회생시켜 주 배터리를 충전하게 된다^[1].

또한 하이브리드 전기자동차도 기존의 내연엔진 자동차와 마찬가지로 저전압(12V) 보조배터리가 헤드라이트나 계기판의 조명 같은 저전압의 부하에 전력을 공급하게 된다. 이 보조배터리를 엔진에 부착된 스타트모터로부터 충전하는 기존의 방식은 항상 엔진에 부하로 작용하여 에너지의 손실을 발생시키며 기계적인 마모에 의하여 주기적으로 교환해줘야 하는 유지·보수의 문제가 있다. 따라서 고전압의 주배터리로부터 DC-DC 컨버터를 사용하여

저전압의 보조배터리를 충전하는 방식이 일부 상용화된 하이브리드 전기자동차에서 사용되고 있다.

하이브리드 전기자동차에서의 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터는 특히 소형화, 경량화가 요구되므로 이를 위하여 고주파 스위칭을 통해 변압기, 인덕터, 커패시터 등 수동소자의 부피를 줄여야 한다. 그러나 고주파 스위칭시 스위칭손실이 증가하여 효율에 문제가 있어 이를 보완하는 스위칭 방식에 대한 연구가 필요하다.

공진형 컨버터의 경우 영전압 및 영전류 스위칭을 하여 스위칭손실을 줄일 수 있으나, 높은 전압과 전류의 스트레스로 인하여 스위칭 소자의 정격이 높고 큰 실효전류로 인해 도통손실도 크게 발생하기 때문에 저용량에서 더 적합하다.

소프트스위칭 컨버터 중 위상천이(phase-shift) 영전압 스위칭 방식은 고주파 변압기 누설인덕턴스와 스위치 출력 커패시터의 공진에 의해서 영전압 스위칭이 이루어지기 때문에 외부에 추가회로를 구성하지 않고 스위칭손실을 줄일 수 있는 장점이 있다. 또한 공진형 컨버터 보다 스위칭 소자의 정격이 낮고 도통손실이 적기 때문에 하이브리드 전기자동차의 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터에 적합하다^[2].

일반적으로 위상천이에 의한 영전압스위칭 DC-DC 컨버터는 대개 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 작게하여 듀티손실을 줄이고 정격에서 최대효율을 갖도록 설계한다. 그러나 하이브리드 전기자동차에서 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터가 주로 동작하게 되는 영역은 최대부하의 30%~70%정도이므로 이에 따른 적절한 설계가 요구된다^[3].

본 논문에서는 각 부 손실분석을 수행한 후 주 동작영역에서의 효율이 최대가 되도록 스위칭 주파수 및 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 적절히 선정하고 코아 용적의 감소에 따른 철손을 최소화함으로써 방열판과 팬의 크기를 줄이는 방법으로 소형·

경량화를 꾀할 수 있는 최적설계 기법에 대하여 연구하고자 한다.

2. 영전압스위칭 동작원리

그림 1의 풀브리지 위상천이(phase-shift) PWM 컨버터에서 모든 1차측 스위치는 스위치의 출력 커패시터가 공진에 의해서 방전한 후 내부 다이오드가 도통되기 시작하여 드레인-소스 전압이 영이 되고 나서 게이트 신호가 인가되는 방식으로 영전압 스위칭이 이루어진다. 그림 2에 위상천이에 의한 영전압스위칭의 각 부 파형을 나타낸다. 시간 t_1 이전에는 스위치 S4와 내부 다이오드 D1이 도통하여 순환하다가 t_1 이 되는 순간 스위치 S4가 턴오프 하게 되면 전류는 스위치 S4의 출력커패시터를 입력전압(V_{in})까지 충전시키고 동시에 스위치 S2의 출력 커패시터는 영전압까지 방전시킨다. 스위치 S2의 출력 커패시터가 영전압까지 방전되고 나서 내부 다이오드 D2가 도통된 후 스위치 S2가 턴온하는 방식으로 영전압 스위칭이 이루어진다^[5].

시간 $t_3 \sim t_4$ 동안은 스위치 S1과 S2가 도통하여 에너지가 2차측으로 전달된다. t_4 순간에 스위치 S1이 턴오프 하게 되면 전류는 스위치 S1의 출력 커패시터를 입력전압(V_{in})까지 충전시키고 동시에 스위치 S3의 출력 커패시터는 영전압까지 방전시킨다. 스위치 S3의 출력 커패시터가 영전압까지 방전되고 나서 내부 다이오드 D3가 도통된 후 스위치 S3가 턴온하는 방식으로 영전압 스위칭이 이루어진다.

이때 스위치 S1이 턴오프시 1차측 전류는 2차측의 충분히 큰 필터 인덕터 전류의 영향을 받기 때문에 스위치 S1과 S3 leg의 영전압 스위칭은 잘 이루어진다. 그러므로 스위치 S1과 S3 leg의 영전압 스위칭은 전 부하영역에서 잘 이루어진다.

그런데 스위치 S2와 S4 leg의 영전압 스위칭이 확실히 이루어지기 위해서는 다음과 같이 누설인덕턴스에 저장된 에너지가 출력 커패시터에 저장된 에너지보다 커야한다.

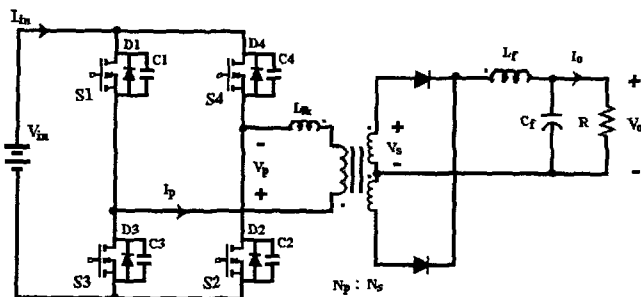


그림 1 풀브리지 영전압스위칭 PWM컨버터 회로도

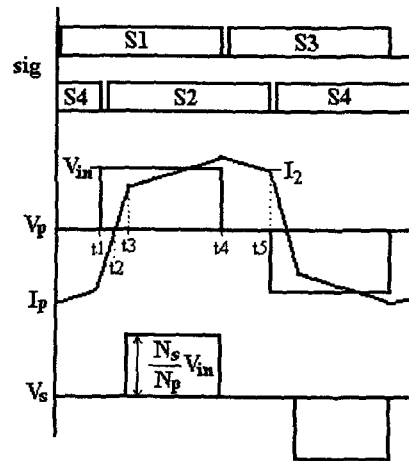


그림 2 컨버터 각 부 파형

$$\frac{1}{2} L_{lk} I_2^2 > \frac{4}{3} C_{MOS} V_{in}^2 + \frac{1}{2} C_{TR} V_{in}^2 \quad (1)$$

여기서 C_{MOS} 는 스위치 출력 커패시터이고 C_{TR} 은 변압기 권선의 기생 커패시터이다. 이와같이 스위치 S2와 S4 leg의 영전압 스위칭은 낮은 부하영역에서는 잘 이루어지지 않으며 이때 영전압 스위칭이 이루어지는 임계 전류값은 식 (1)로부터 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$I_{crit} = \sqrt{\frac{2}{L_{lk}} \cdot \left(\frac{4}{3} \cdot C_{MOS} + \frac{1}{2} \cdot C_{TR} \right) \cdot V_{in}} \quad (2)$$

이때 1차측에 흐르는 전류는,

$$I_2 = \frac{N_s}{N_p} \cdot \left(I_o + \frac{\Delta I}{2} - \frac{V_o}{L_f} \cdot (1-D) \cdot \frac{T}{2} \right) \quad (3)$$

이 되고 이때 1차측에 흐르는 전류 I_2 와 임계전류 I_{crit} 은 같으며 영전압 스위칭이 이루어지기 위한 부하전류의 크기는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{o(ZVS)} = \frac{N_p}{N_s} \cdot I_{crit} - \frac{\Delta I}{2} + \frac{V_o}{L_f} \cdot (1-D) \cdot \frac{T}{2} \quad (4)$$

또한 영전압 스위칭 범위를 확대하기 위해서는 누설인덕턴스 값을 키우면 된다. 그러나 누설인덕턴스가 너무 크게 되면 1차측 전류가 V_{in}/L_{lk} 의 기울기로 상승 또는 하강할 때 2차측에 전압이 유기가 되지 않는 듀티 손실 구간이 더 크게 발생한다. 그에 따른 입출력 관계식은 다음과 같다^[6].

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_s}{N_p} \cdot D_{eff} \quad (5)$$

$$D = D_{eff} + \Delta D \quad (6)$$

여기서 D_{eff} 은 2차측 전압의 듀티비, ΔD 는 듀티 손실이다.

3. 컨버터 각 부 손실분석

풀브리지 DC-DC 컨버터 손실의 대부분을 차지하는 것은 1차측 스위치의 손실과 2차측 정류부 다이오드의 손실 그리고 고주파 변압기의 손실이므로 이들에 관하여 분석하도록 한다.

3.1 1차측 스위치(MOSFET)의 손실

MOSFET 스위치의 손실은 크게 스위칭손실과 도통손실이 있는데 풀브리지 영전압스위칭 PWM 컨버터는 위상천이 동작에 의해 영전압 턴온이 이루어지는 방식이므로 턴온 손실이 거의 없다. 턴오프시에는 게이트 드라이버의 적절한 설계로 전류의 기울기를 조절하는 것에 의해 손실을 매우 작게 할 수 있으므로 전체적으로 스위칭손실은 매우 작게 된다. 그러나 반주기 동안 항상 도통하므로 부하가 작을 때는 하드스위칭 방식 보다 오히려 큰 도통손실이 발생한다. 또한 MOSFET스위치에서 일어나는 도통손실은 스위치의 채널저항($R_{DS(ON)}$)에서 발생하는 것과 내부 다이오드의 순방향 전압강하에 의한 것의 두가지로 나눌 수 있다^[6].

스위치의 채널저항($R_{DS(ON)}$)에서 발생하는 도통손실은 다음과 같다.

$$P_S = R_{DS(ON)} \cdot I_{rms}^2 \quad (7)$$

여기서 $R_{DS(ON)}$ 은 스위치의 채널저항, I_{rms} 은 채널에 흐르는 전류임. 내부 다이오드의 순방향 전압강하에 의한 도통손실은 다음과 같다.

$$P_D = V_{F(BD)} \cdot I_{av} \quad (8)$$

여기서 $V_{F(BD)}$ 는 내부 다이오드의 순방향 전압강하, I_{av} 는 내부 다이오드에 흐르는 전류이다.

3.2 2차측 정류부 다이오드의 손실

Diode 손실도 크게 역방향 회복시간에서 발생하는 턴오프 손실과 도통 손실이 있다. 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터의 경우 2차측 전압이 매우 작으므로 고속회복 다이오드의 특성상 역방향 회복시간이 매우 작아 이 턴오프 손실을 거의 무시할 수 있다. 따라서 다이오드의 손실은 주로 다음과 같은 도통 손실에 의하여 결정된다.

$$P_{rect} = V_F \cdot \frac{I_o}{2} \quad (9)$$

여기서 V_F 는 다이오드의 순방향 전압강하이므로, 다이오드에 흐르는 전류는 출력전류의 1/2로 근사하였음. 이 다이오드의 도통손실은 일반적으로 그림 3과 같이 부하에 따라 증가하며 특히 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터의 경우 2차측에는 저전압·고전류의 특성을 갖기 때문에 부하가 큰 경우 그림 4에서 보듯이 전체손실의 50% 정도까지 차지하는 매우 중요한 손실이라 하겠다.

3.3 고주파 변압기의 손실

고주파 변압기의 손실은 철손과 동손으로 나눌 수 있다. 철손은 코아의 재질과 스위칭 주파수에 의해서 다음과 같이 결정된다^[7].

$$P_{core} (mW/cm^3) = a \cdot f^c \cdot B^d \quad (10)$$

여기서 f 는 스위칭 주파수(kHz), B 는 자속밀도(kG), a, c, d 는 코아 제조사 데이터 시트에서 주어지는 값이다.

그림 3에서 보듯이 이 철손은 부하에 따라 거의 일정하므로 그림 4에서와 같이 낮은 부하 영역에서 비중이 매우 크다. 따라서 주로 30%~70%의 비교적 낮은 부하에서 동작하는 하이브리드 전기자동차의 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터의 경우 특히 이러한 철손을 감소시킬 수 있는 설계가 중요하다.

동손은 다음의 DC 저항 손실과 AC 저항 손실의 두 가지로 나타낼 수 있다^[8].

$$P_{cu1} = I_{rms}^2 \cdot R_{DC} \quad (11)$$

$$P_{cu2} = I_{rms}^2 \cdot R_{AC} \quad (12)$$

여기서 I_{rms} 은 변압기 권선에 흐르는 전류이고, R_{DC} 는 권선의 고유저항과 길이 그리고 단면적에

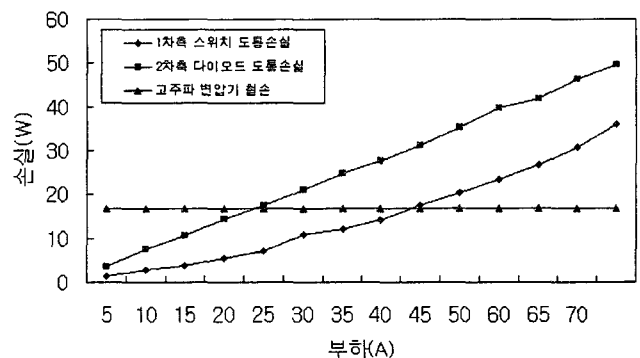
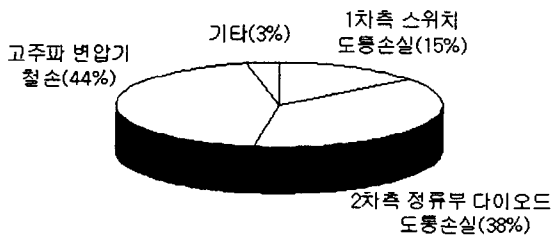
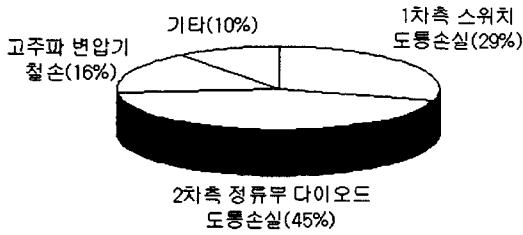


그림 3 부하에 따른 컨버터 주요부 손실(H사 제품)



(a) 20% 부하



(b) 90% 부하

그림 4 컨버터 주요부 손실의 비중(H사 제품)

의해서 결정되는 DC 저항값이다. R_{AC} 는 고주파 동작에 의해 권선에서 발생하는 스킨 효과에 의한 전류의 표피 집중현상과 근접 효과에 의한 와전류 발생에 의한 AC 저항값이다. 본 DC-DC 컨버터의 경우 동손은 철손에 비하여 매우 작다.

4. 최적 설계

DC-DC 컨버터의 효율을 주 동작영역에서 높이기 위해서는 스위칭 주파수와 고주파 변압기의 누설인덕턴스 선정시 코아의 부피와 고주파 변압기 철손 및 영전압스위칭 범위와 듀티손실을 각각 상호 절충하여 적절한 값을 선정해야한다. 그리고 특히 고주파 변압기 코아의 윈도우 면적을 최소화하는 설계를 해야 한다. 본 논문에서는 입력전압의 변동범위가 110~180V_{DC}이고 출력전압이 14.5V_{DC}인 1kW급 DC-DC 컨버터에 대하여 제안한 설계 방식을 적용하기로 한다.

4.1 스위칭 주파수 선정

DC-DC 컨버터에서는 수동소자의 부피를 줄이기 위해 일반적으로 스위칭 주파수를 가능한 높게 선정하는데 이에 가장 큰 영향을 받는 설계요소는 고주파 변압기의 철손과 코아의 부피이다. 그림 5에서 나타나듯이 스위칭 주파수가 높아질수록 철손은 증가하나, 코아의 부피는 감소하다가 특정주파수 이상에서는 일정하게 되고 이후 주파수가 더욱 높아지면 증가하는 U자형 곡선을 보인다. 그러므로 본 DC-DC 컨버터의 경우 코아의 부피와 철손을 상호 절충하여 그림 5에서와 같이 80kHz에서

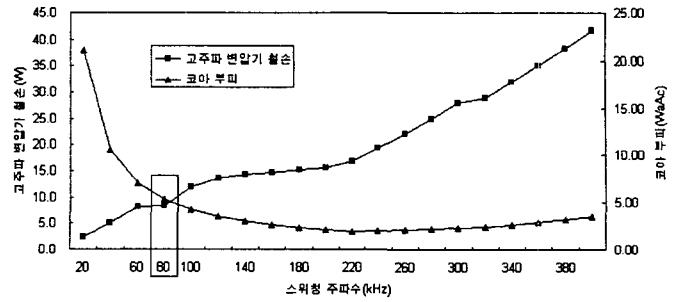


그림 5 스위칭 주파수에 대한 코아 부피, 철손

110kHz 사이에서 적절한 스위칭 주파수를 선정하는 것이 좋다.

4.2 고주파 변압기 설계

누설인덕턴스 선정

식(1)에서 나타난 바와 같이 부하가 클수록 영전압스위칭이 일어나기 용이하며 부하가 작을 때는 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 증가시켜 영전압스위칭이 일어나게 할 수 있다. 그리고 그림 6에서 보듯이 영전압스위칭은 정격부하에서 일어나기 시작하여 고주파 변압기의 누설인덕턴스가 증가함에 따라 점차 낮은 부하영역에서도 일어날 수 있다. 그러므로 이 범위를 주 동작영역에서 일어나도록 하기 위해서는 알맞은 누설인덕턴스를 선정해야하는데 이를 위해 고주파 변압기 1차측에 인덕터를 직렬로 추가하기도 한다. 그러나 그림 6에서와 같이 누설인덕턴스 값이 증가하면 듀티손실이 증가하여 1차측 스위치의 도통시간이 증가하여 도통손실도 증가하게 된다. 또한 식 (6)에서 보듯이 듀티손실의 증가로 인해 상대적으로 2차측 전압의 유효듀티비 D_{eff} 가 감소하게 되므로 특히 입력전압이 낮고 부하가 큰 경우 원하는 출력전압을 얻기 어렵게 된다. 따라서 영전압스위칭 범위와 듀티손실을 상호 절충하여 그림 6에서와 같이 7uH정도로 누설인덕턴스를 선정한다.

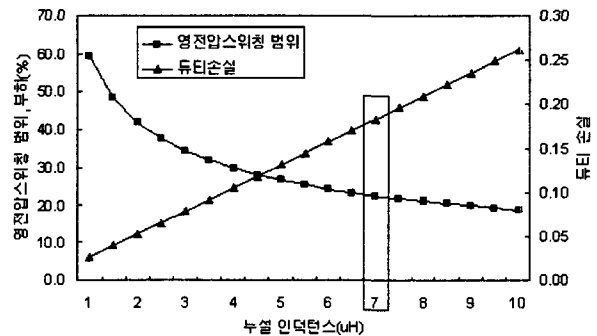


그림 6 누설인덕턴스에 대한 영전압스위칭 범위, 듀티손실

권선방식

앞서 언급하였듯이 주 동작영역에서 영전압스위칭 일어나도록 충분한 값의 누설인덕턴스를 선정하게 되면 누설인덕턴스를 최소화하기 위한 interleaving 등 여러 겹의 권선방식이 필요하지 않게 된다. 또한 리츠 와이어를 사용하게 되면 권선의 R_{AC} 값이 더욱 작아져 고주파 동작에 의한 동손이 감소한다. 그러나 본 DC-DC 컨버터에서는 권수가 작고 주 동작영역에서는 전류가 작아 이를 무시할 수 있으므로 제조공정이 단순한 copper foil을 선정하여 코아의 윈도우 면적을 최소화함으로써 이에 따른 고주파 변압기의 철손을 감소시킬 수 있다. 이와 같이 고주파 변압기 철손의 비중이 큰 주 동작영역에서 이를 더욱 감소시켜 효율을 증대시킬 수 있다.

권수비 선정

고주파 변압기의 권수비를 크게 하면 2차측 정류부 고속회복 다이오드의 전압정격이 줄어들게 되어 역회복 시간과 순방향 전압강하가 작아져 스위칭손실과 도통손실이 감소하게 되며 부품선정 시 선택의 폭이 넓게 된다. 또한 1차측 전류의 감소로 스위치의 도통손실이 감소한다. 따라서 고주파 변압기 2차측에 전압이 유기되는 동안의 필터 인덕터 전압($V_L - V_O$)은 0보다 커야한다는 조건을 만족하는 범위에서 가능한 크게 권수비를 선정한다. 그러나 권수비를 크게 하면 턴수가 많아져서 고주파 변압기 코아의 윈도우 면적이 커지게 되므로 코아의 윈도우 면적과 1차측 스위치와 2차측 정류부 다이오드의 손실을 상호 절충해서 적절한 권수비를 선정한다.

표 1에서와 같이 DC-DC 컨버터의 주 동작영역이 최대부하의 20%~60% 정도일 때 주 동작영역의 효율을 높이기 위해 제안된 설계방식으로 선정된 주요 설계요소이다. 또한 이를 시뮬레이션 하여 그림 7에서 보듯이 DC-DC 컨버터의 주 동작영역인 최대부하의 20%~60% 정도에서 효율이 높은 것을 볼 수 있고 이때 최대효율은 93.8%이다.

표 1. 선정된 주요 설계요소

컨버터 주 동작영역		최대부하의 20%~60%
스위칭 주파수		80kHz
변압기	누설인덕턴스	7uH
	코아	TDK PC44PQ50
	권선비	6 : 1

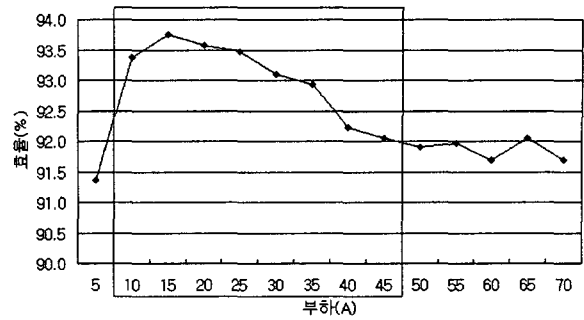


그림 7. 효율 곡선

5. 결론

하이브리드 전기자동차의 12V 보조배터리 충전용 DC-DC 컨버터는 최대부하의 30%~70% 정도의 비교적 낮은 부하영역에서 주로 동작하므로 이에 따른 적절한 설계가 필요하다. 본 논문에서는 컨버터의 각 부 손실을 분석하여 DC-DC 컨버터의 주 동작영역의 효율을 높게 하는 적절한 스위칭 주파수와 고주파 변압기의 누설인덕턴스를 선정하였고 코아의 윈도우 면적을 감소시켜 고주파 변압기 철손을 최소화할 수 있는 최적설계를 하였다.

이 논문은 현대자동차 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

참고 문헌

- [1] Toyota Environmental Technology Report "Toyota Hybrid System THS II"
- [2] I.A. Khan, "DC-to-DC Converters for Electric and Hybrid Vehicles", *Power Electronics in Transportation*, 20-22, pp. 113-122, 1994, Oct.
- [3] K. Aitaka, M. Hosoda, T. Nomura, "Development of Intelligent Power Unit for Hybrid Four-Door Sedan", *International Journal of Automotive Technology*, Vol. 4, No. 2, pp. 57-64, 2003.
- [4] 한대웅, 주정홍, 강호성, 김호기 "하이브리드 전기자동차(HEV)의 보조전원용 직류변환장치 개발", 현대·기아자동차 연구논문발표회
- [5] J.A. Sabate', V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, B.H. Cho, "Design Consideration for High-Voltage High-Power Full-Bridge Zero-Voltage-Switched PWM Converter", *Proceedings of the APEC Conf.*, 11-16, pp. 275-284, 1990, March.
- [6] Q. Chen, A. Lotfi, F.C. Lee, "Design Trade-offs for 5-V Output Off-Line Zero-Voltage-Switched PWM Converter", *Proceedings of the INTELEC Conf.*, 5-8, pp. 616-, 1991, Nov.
- [7] Design Application Note MAGNETICS. Inc.
- [8] C.W.T. McLyman, "Transformer and Inductor Design Handbook", Second Edition