

Soft Switching Multi Level Inverter를 이용한 HID용 Ballast

李長鮮[†], 金倫鎬^{*}, 金洙弘^{**}

HID Ballast using Soft Switching Multi Level Inverter

Jang-Sun Lee, Yoon-Ho Kim, and Soo-Hong Kim

요 약

차량용 전조등에 사용되어지는 HID(High Intensity Discharge) 발라스트(Ballast)의 특성 개선을 위하여 소프트 스위칭 방식의 멀티 레벨 인버터를 적용하였다. 멀티레벨 인버터의 모드(Mode)별 특성을 해석하고, 그 결과를 통해 발라스트의 출력 특성을 해석하고 시스템을 설계하였다. 그리고 실험을 통하여 해석결과를 확인하였다.

ABSTRACT

The soft switching is applied to the multi-level inverter to enhance the characteristics of HID(High Intensity Discharge) Ballast in headlight of vehicle. The electrical properties are investigated. The available modeling of the ballast in steady-state is calculated using mathematical method and the result is used in analyzing the power characteristics and design of the system. Finally the designed system and modeling is confirmed by the experiment.

Key Words : HID(High Intensity Discharge), Ballast, Xenon Lamp, Soft Switching, Muti Level Inverter

1. 서 론

Xenon HID(High Intensity Discharge-이하 HID라 칭함)는 기존의 할로겐램프에 비해서 2배 이상의 우수한 지향성 및 밝기 특성을 가지고 있고, 안전성, 편의성, 시인성에 있어서 우수한 램프이다. 또한 HID 제품은 긴 수명으로 인해 환경 친화적이며, 고효율의 특성을 가지므로 적은 양의 전력 소비는 연료 소비를 절감시킬 수 있다. 하지만, HID 제품을 자동차 시스템에 적용하기 위해서는 엄격한 기술적 요구조건이 필요하다

므로 가스 방전 기술을 이용한 전구기술의 발전이 필요하였으며 이러한 필요성으로 인해, 전극간의 간격을 4.2mm로 만들어 주는 극소 가스방전 기술이 개발되었다. 이런 새 기술은 마이크로 파워 제논광(MPXL)이라고 정의한다. 이 전구는 할로겐 램프와는 달리 필라멘트가 없는 것이 특징이나, 자동차 전조등으로서의 기본 성능인 빠른 점등 및 재점등 특성과 정상상태에서의 안정된 광출력 특성이 요구되며, 이 특성들을 제어하기 위해 전자식 안정기(발라스트)의 설계가 중요시된다^{[1][2]}. 표 1은 상용화된 Halogen과 HID램프 시스템의 특성을 비교한 것이다.

그러나 HID 시스템은 안정기의 구조 및 제어가 복잡하며, 안정기 내의 소자의 수가 많아지고 가격이 상승하므로 적절한 알고리즘 및 회로기술을 이용한 고효율 안정기의 필요성이 대두되고 있으며 이에 대한 개발이 필요하다. 따라서 본 논문에서는 HID용 발라스트

[†]교신저자 : 정희원, 중앙대 대학원 전자전기공학부 박사과정
E-mail : srm9999@empal.com

^{*}정희원, 중앙대 전자전기공학부 교수

^{**}정희원, 중앙대 대학원 전자전기공학부 박사과정

접수일자 : 2004. 10. 25 1차 심사 : 2004. 11. 4

2차 심사 : 2004. 11. 9 심사완료 : 2004. 11. 13

표 1 Halogen 램프와 HID 램프 시스템의 특성 비교
Table 1 The characteristic comparison of Halogen and HID lamp system

	Halogen	HID
Light Source	Filament	Arc Discharge
색 온도	~3,000°K	~12,000°K
조도/광출력	700~800[lm]	3,200~4,000[lm]
소비전력	55[W]	35[W]
Life	300~600 hours	Up to 3,000 hours

는 램프의 수명 및 자동차용 전조등으로서의 각종 성능에 부합하여 만족되기 위해, 램프의 점등특성 및 정상상태 특성을 해석하고, 멀티레벨 인버터를 적용하여 효율 개선과 고조파 특성 개선을 하고자 하였다.

2. HID 램프 발라스트의 점화시 V-I 특성

Xenon HID 시스템의 일반적인 동작사항은 그림 1과 같이 방전이 시작되는 점화(breakdown)구간, 이온 충돌에 의한 글로우 방전(glow discharge) 구간 및 열 전자방출에 의한 아크 방전(arc discharge) 구간으로 크게 분류될 수 있다. 따라서 HID용 안정기(발라스트)는 램프의 수명 및 자동차용 전조등으로서의 각종 성능에 부합하여 만족되기 위해, 램프의 점등특성 및 정상상태 특성을 고려하여 최적의 시스템을 구성하여야 한다^[3].

(1) 개방회로 전압의 발생(Turn-on Stage)

램프의 점화 후 글로우 방전상태를 유지하는 전압으로, 수 백 volts(약 600V)가 점화전에 램프에 인가되어야 하며, 충분히 공급되지 않으면 램프는 점화(ignition) 후 글로우 방전 상태를 유지하지 못하고 소등되고 만다.

(2) 점화용 고압 펄스(Ignition Stage)

Xenon 램프의 전극 양단에 가하여 내부의 절연상태를 깨는 전압으로, 초기점화(cold start)시 20kV, 재점화(hot start)시 25kV가 요구된다. 재 점화의 경우, 높은 점화전압을 피하려면 램프를 냉각시키면 되지만, 자연 냉각시 cold 상태로 회복하려면 10분이상 소요되므로 자동차의 전조등에는 부적합하다. 따라서 25kV 이상의 출력을 낼 수 있는 점화기(ignitor)가 적용되어야 한다.

(3) Take-over 전류회로(Take-over Stage)

점화 후 램프의 상태가 글로우 방전상태에서 아크 방전상태로 천이하는데 필요한 전류(over 12A)로, 이 전류가 충분히 공급되지 않으면 점등이 실패된다. 아크 방전 천이 직후의 램프의 관전압은 낮아지고, 램프는 안정기로부터 공급되는 전류로 아크방전을 지속하게 된다. 안정기로부터 전류가 충분히 공급되기까지 Take-over 전류회로로부터 지속적인 전류를 램프에 흘려주어야 한다.

(4) Warm-up 구간에서의 전류제한회로(Warm-up Stage)

글로우 방전상태에서 아크 방전상태로 천이한 후 램프는 안정기로부터 공급받는 전력에 의해 내부의 온도 및 압력이 상승된다. 이때 램프의 관전압과 광출력도 같이 상승하여 정상상태에 이른다. 이 동작구간에서 공급되는 전류는 램프의 Warm-up 시간을 결정할 뿐만 아니라 과도상태에서의 광출력 응답특성도 또한 결정한다. HID용 발라스트는 이 특성이 매우 중요하게 작용하며, 이 기간 중 램프의 전력을 원하는 전력이 되도록 제어할 필요가 있다.

(5) 정상상태에서의 정전력 제어(Run-up & Steady state Stage)

제어특성이 불량한 경우 불빛이 흔들리고 수명을 저하시키는 결과를 가져오므로 정상상태에서 일정한 광출력을 얻으려면 램프에 공급되는 전력은 정격치로 일정하게 제어되어야 한다. 이상의 동작 구간별 실제 구동되는 V-I 특성을 살펴보면 다음 그림 1과 같다^[4].

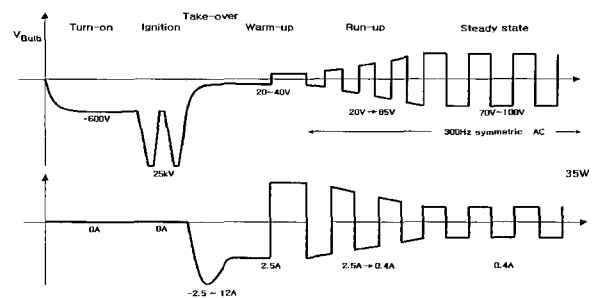


그림 1 동작 구간별 V-I 특성 곡선
Fig. 1 Lamp V-I profile in all operation

3. 발라스트 회로 및 제어

그림 1로부터 발라스트는 다양한 모드에서 동작할 필요가 있다는 것을 알 수 있다. 특히 Turn-on 단계에서 발라스트가 적합한 전압을 발생하고 일정시간 유지하면, Ignitor는 Ignition Pulse를 만들어 낸다.

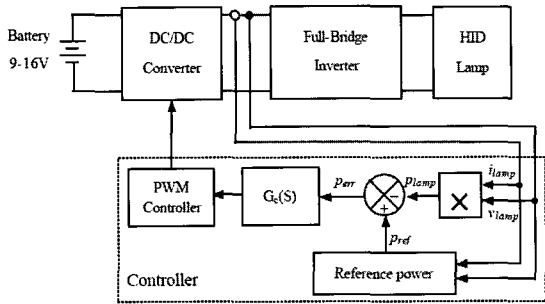


그림 2 PFCM(Power Feedback Control Mode)
Fig. 2 PFCM(Power Feedback Control Mode)

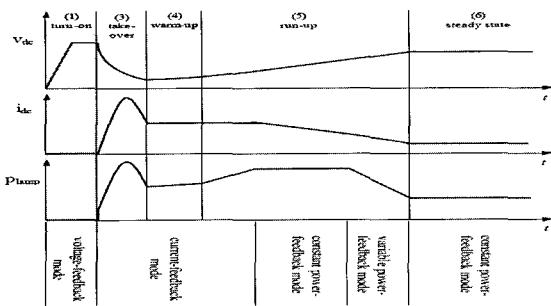


그림 3 DC Link 단에서의 램프의 전압, 전류 및 전력의 파형
Fig. 3 Lamp voltage, current, and power control sequence (shown in DC values)

따라서 v_{Lamp} 값을 피드백하여 제어하는 모드로 동작하여야 한다. Warm-up 단계에서는 발라스트는 목표값에 도달할 때 까지 각 반주기 동안에 램프의 전류와 그 적분값을 제어해야 하므로, i_{Lamp} 값을 피드백하는 모드로 동작하여야 한다. 마지막으로 Run-up 및 Steady State 상태에서 발라스트 램프의 상태에 따라 적절한 전력을 공급해 주어야 하며, 출력전류는 전력이 약 75[W]에 도달하도록 최대 값으로 제어한다. 일단 램프의 전력이 75[W]에 도달하면 발라스트는 정전력제어를 수행하도록 프로그램 되어야 하고, 이 일정 전력은 안정된 관전압값에 도달할 때 까지 유지된다. 그러면 램프의 전력은 점차적으로 약 35[W]의 정출력값으로 감소한다. 전력 제어에 대한 파형은 3에서 보여준다. 램프의 전압과 전류는 DC Link 단에서 검출될 수 있으므로 DC 값으로 나타내었고, 전류값의 제어치에 주목할 필요가 있다. 이상의 경우는 램프가 초기 점등 모드(Cold Start)에서 구동할 경우의 값이고, 램프가 가열된 후 재점등 모드에서는 Ignition 후에 즉시 높은 초기 전압을 갖게 되므로 다른 제어 방식을 가져야 한다.

4. 발라스트/HID램프시스템의소신호모델링

소신호 모델링은 전력제어의 안정성을 위하여 각부의 파라메타를 추정하도록 하기위하여 시행되었다. 본 논문에서의 전력 궤환은 시간과 제조과정에서 기인한 변수들에 관계없이 램프 전력을 안정화 할 수 있다. 뛰어난 발라스트 제어는 전력 궤환을 정상 상태와 과도 상태에서 제어하도록 이용한다. 일정한 전력 궤환은 전류와 전압 모두가 제어기에 궤환하도록 제어하고 그들의 곱을 기준 변수로 사용한다. 그림 4에 나타난 것처럼 이 시스템은 선형 이론에 기초한 선형 부하의 상태에는 적용할 수 없으며 부하를 비선형 부하로 환산하여 구역별로 연산한다. 그렇지만 일정 전력 안정의 과정은 소신호 수준에서 선형화 할 수 있고 모델링의 결과는 시스템의 잉여부분으로 선형이론을 다룰 수 있다. 동작 중 작은 불안요소가 (V,I)의 램프 동작점 주위에서 발생 될 때 일정 전력 안정 과정은 일정 전력 곡선을 따라서 새로운 구동점으로 이동할 것이며 이 흐름의 과정은 비선형 일정 전력 궤환 과정에서 선형 전류 궤환 과정으로 전달 될 수 있다.

일정 전력의 기준 변수 P_{ref} 는 다음으로 표현된다.

$$P_{ref} = VI \tag{1}$$

여기에서 램프전압: V, 전류 : i, 궤환전력 : P

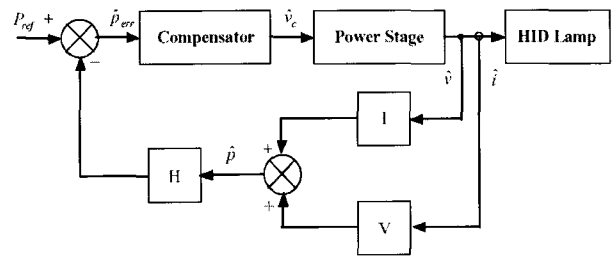


그림 4 일정 전력 궤환 제어의 소신호 모델
Fig. 4 Linearized small-signal model for constant power feedback control

$$v = V + v'', i = I + i'', p = P + p'' \tag{2}$$

궤환 전력은 램프 전압과 전류 불안정 요소로 표현될 수 있다.

$$p = P + p'' = VI + Vi'' + Iv'' + v''i'' \tag{3}$$

2차항은 소신호 가정이 충족되어질 때 작게 되고 2차 비선형 항은 무시되고 이를 다시 표현하면 다음과 같다.

$$p \approx VI + Vi'' + Iv'' \quad (4)$$

오른쪽 첫 번째 항은 직류값이므로

$$P = VI \quad (5)$$

나머지 오른쪽 항은 교류의 1차항이다.

$$p'' = Vi'' + Iv'' \quad (6)$$

그림 4에 나타난 제어 다이어그램의 내부 전류 루프 없는 강압형 컨버터는 페루프 출력 임피던스를 출력 궤환으로 환산한다. 여기서 $Z_{out}(s)$ 는 개루프 출력 임피던스이다. 궤환 네트워크에서 부하의 효과를 무시하면

$$\begin{aligned} Z_{out}(s)i_0'' + H(-G_c(s))F_mG_{vd}(s) \\ [(-V)i_0'' + Iv_0''] = V_0'' \end{aligned} \quad (7)$$

이것 페루프 출력 임피던스는 다음과 같다.

$$Z_{out-cl}(s) = \frac{v_o}{i_o} = \frac{Z_{out}(s) + T(s)V}{1 + T(s)I} \quad (8)$$

여기서 $T(s) = HG_c(s)F_mG_{vd}(s)$ 이고 전체 루프 이득이다. 만약 고주파 영역에서 루프 이득과 전류 I의 곱이 낮은 값을 갖는다면 페루프 출력 임피던스는 $Z_{out}(s) + T(s)V$ 에 근사된다. 또한 만약 낮은 주파수 영역에서 루프 이득과 전류의 곱이 상대적으로 높은 값을 갖는다면 페루프 출력 임피던스는 V/I 에 의하여 근사화 될 수 있다.

$$R_p = \frac{V}{I} \quad (9)$$

여기서 R_p 는 고주파 영역 끝에서의 등가 소신호 임피던스이다. 궤환 루프가 닫힌 후 출력 임피던스는 램프의 낮은 주파수 부 임피던스를 충분히 제거하도록 크게하고 낮은 주파수 영역에서 R_p 를 증가시킨다^[5].

5. 소프트 스위칭 방식의 Multi Level Inverter

그림 5는 영전압 스위칭 멀티레벨 인버터의 동작 모드를 구간별로 구분하여 설명한다. 멀티레벨 인버터는 구조상 노이즈감소와 스위칭 소자의 전압 스트레스 저감의 구조이다^[6]. 소프트 스위칭 방식을 사용하여 에너지의 순환전류 구간을 가짐으로써 손실을 저감할 수 있어 원가절감 효과를 기대할 수 있다. 또한 인버터의 출력 필터는 램프 점등시 이그나이터 2차측의 고압이 멀티레벨 인버터 양단에 영향을 미치는 요인을 저감하고 제어회로 파괴를 방지하며 노이즈 저감을 위하여 채택하였다.

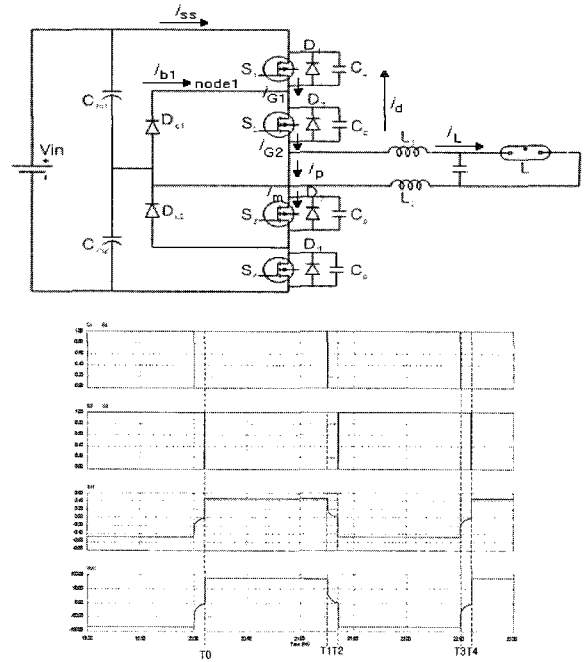


그림 5 영전압 스위칭 멀티레벨 인버터의 동작 구간별 모드
Fig. 5 Operating mode interval of ZVS Multi-level inverter

5.1 모드 1

[T0-T1] : 이 모드 동안에는 스위칭 소자 S_1 과 S_2 가 도통하고 인버터의 출력 전류가 C_{in1} , L_1 , L_2 그리고 L 을 통하여 순환한다. 이 모드의 시작 시에 입력 전압의 절반의 전압이 인버터의 출력으로 인가된다. 이때의 인버터의 출력 전류는 다음의 수식과 같이 형성된다. 이 모드의 시작시 인버터는 영전압 스위칭을 통하여 영전압에서 스위칭을 개시한다.

$$I_1(t) = V_{Cm} \cdot t = \frac{V_{in}}{2} \cdot t \quad (10)$$

5.2 모드 2

[T1-T2] : 이 모드 동안에는 스위칭 소자 S₂만이 턴-온 되어 있으며 이 모드 동안의 전류는 D_{c1}에서 S₂, L₁, L 그리고 L₂를 통하여 순환하게 된다. 이 모드의 시작 시에 스위칭 소자 S₁이 턴-오프 되면 이 순환 모드 동안 인버터의 바깥쪽에 위치한 스위칭 소자 S₁과 S₄의 기생 커패시턴스 성분들은 각각 충전과 방전을 하고 스위칭 소자 S₁의 기생 커패시턴스 C_p가 V_{in}/2의 값으로 충전되고 S₄의 기생 커패시턴스 C_p가 0으로 방전되고 스위칭 소자 S₁의 충전 경로는 S₂에서 L₁, L 그리고 L₂, C_{in1}을 통하여 충전된다. 이 모드는 스위칭 소자 S₂가 턴-온된 상태에서 스위칭 소자 S₄의 역병렬 다이오드(Anti-Parallel Diode) D₄가 도통된 후에 스위칭 소자 S₄가 턴-온되면 멀티레벨 DC/DC 인버터가 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching) 조건에서 턴-온 되도록 동작한다.

5.3 모드 3

[T2-T3] : 이 모드 동안에는 스위칭 소자 S₃과 S₄가 도통하고 인버터의 출력 전류가 L₁과 L₂ 그리고 L을 통하여 순환한다. 이 모드의 시작 시에 입력 전압의 절반의 전압이 인버터의 출력으로 인가된다. 이때의 인버터의 출력 전류는 다음의 수식과 같이 형성된다. 이 모드의 전류의 방향은 모드 1의 전류의 방향과 반대가 되며 값의 크기는 동일한 것을 알 수 있다.

$$I_1(t) = V_{Cm} \cdot t = \frac{V_{in}}{2} \cdot t \quad (11)$$

5.4 모드 4

[T3-T4] : 이 모드의 시작구간에서는 스위칭 소자 S₃만이 턴-온 되어 있으며 이때의 전류는 D_{c2}에서 S₃, L₁, L 그리고 L₂를 통하여 순환하게 되며 스위칭 소자 S₄가 턴-오프 되면 이 순환 모드 동안 인버터의 바깥쪽에 위치한 스위칭 소자 S₁과 S₄의 기생 커패시턴스 성분들은 각각 충전과 방전을 하고 스위칭 소자 S₄의 기생 커패시턴스 C_p가 V_{in}/2의 값으로 충전되고 S₁의 기생 커패시턴스 C_p가 0으로 방전되고 스위칭 소자 S₄의 충전 경로는 S₃에서 L₁, L 그리고 L₂, C_{in1}을 통하여 충전된다. 이 모드는 스위칭 소자 S₃가 턴-온된 상태에서 스위칭 소자 S₁의 역병렬 다이오드(Anti-Parallel Diode) D₁이 도통된 후에 스위칭 소자 S₁이 턴-온 되면 멀티레벨 DC/DC 인버터가 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching) 조건에서 턴-온 되도록 동작한다.

6. 실험 결과

35[W] Xenon Lamp를 사용한 자동차용 HID

System을 제작 실험 하였다. 제작된 System은 다음의 표 2와 같다. 그림 6은 파워 서플라이로부터 공급되는 발라스트의 입력전압 및 입력전류의 파형을 보여주고 있다. 그림 7은 발라스트의 출력, 그림 8은 멀티레벨 인버터의 Soft Switching 파형을 보여주고 있다. 표 3은 발라스트의 효율을 비교한 것을 보여주고 있다.

표 2 자동차 전조등용 HID System의 사양
Table 2 Parameter of HID system at using automotive

제어방식	사용소자	정격	비고
컨버터	플라이백 IRF540*2	f = 160kHz V _{in} =12V _{dc} V _{out} =80V _{ac}	Duty = 0.5
변압기	플라이백컨버터용 RM8	1:7	1st = 6uH 2nd = 300uH
인버터	멀티레벨 IRF840*8	f=약300Hz	-
이그나이터	- Foil Type	1:43	1st = 0.32uH 2nd = 0.138mH
제어기	정전력제어 MC68HC908	-40℃ ~ 125℃	-

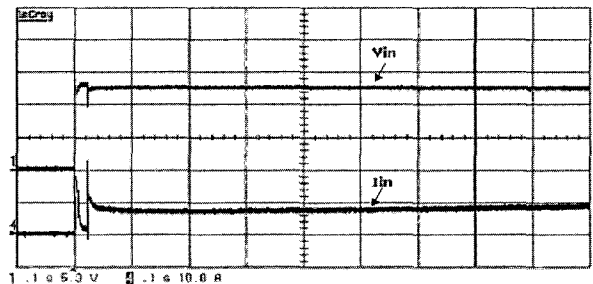


그림 6 HID 발라스트의 입력전압 및 입력전류 파형
Fig. 6 Input voltage and current waveforms of HID ballast(Vin:5 V/div, Iin:10 A/div, 0.1s/div)

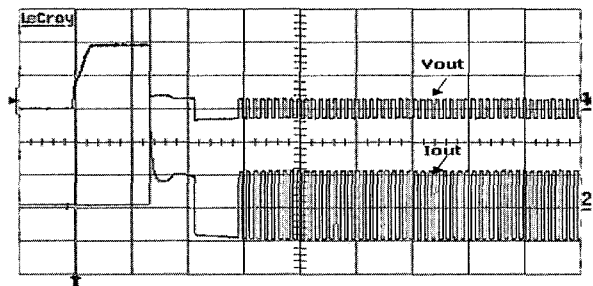


그림 7 HID 발라스트의 출력전압 및 출력전류 파형
Fig. 7 Output voltage and current waveforms of HID ballast(Vin:200 V/div, Iin:1 A/div, 20ms/div)

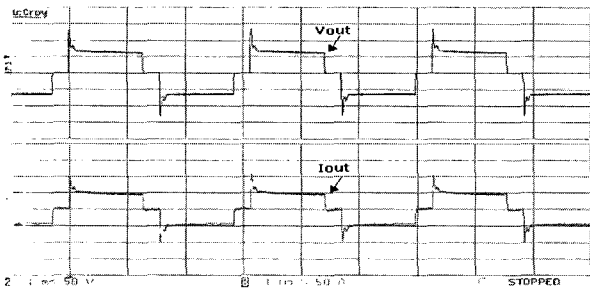
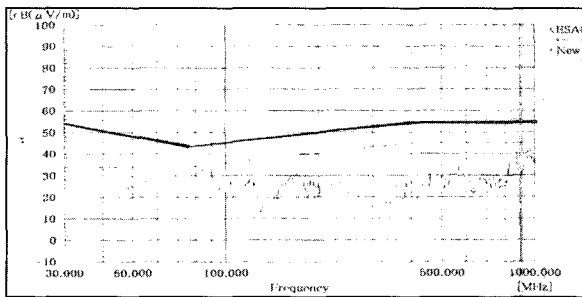
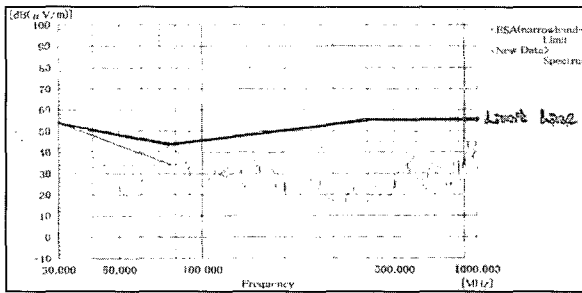


그림 8 멀티레벨 인버터의 Soft Switching 파형
Fig. 8 Soft switching waveforms of Multi-level inverter (Vin:50 V/div, Iin:0.5 A/div, 1ms/div)



(a) Soft Switching 멀티레벨 인버터의 EMC Test

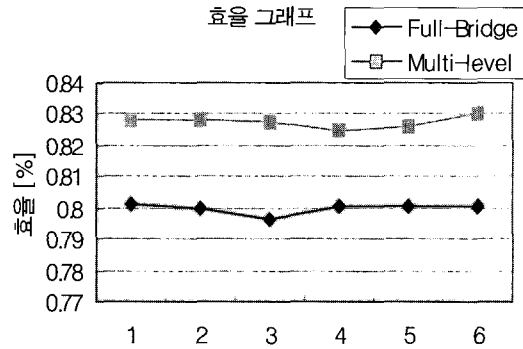


(b) Full-Bridge 방식의 EMC Test

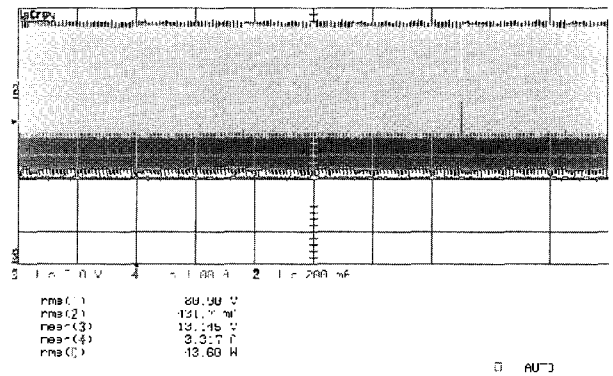
그림 9 인버터 방식에 따른 EMC Test 파형 비교
Fig. 9 EMC test waveforms comparison by inverter type
(a) EMC test of soft switching Multi-level inverter
(b) EMC test of Full-bridge type

그림 9는 멀티레벨 인버터 방식의 장점인 노이즈 감소를 확인하고자 TDK EMC Lab.에서 측정한 결과를 나타내고 있다. Limit Line은 CE에서 규정하고 있는 차량용 CE Mark를 사용했다. 표 3은 발라스트의 출력 및 입력전압, 전류에 따른 효율 비교를 나타내고 있다. Full-bridge방식과 멀티레벨을 비교할 경우 효율은 약 2%~3%정도 차이가 남을 보여주고 있다. 그림 10은 Full-bridge 방식의 입-출력 전력 파형을 보여주며, 그림 11은 소프트 스위칭 3레벨 인버터 방식의 입-출력 전력 파형을 보여주고 있다.

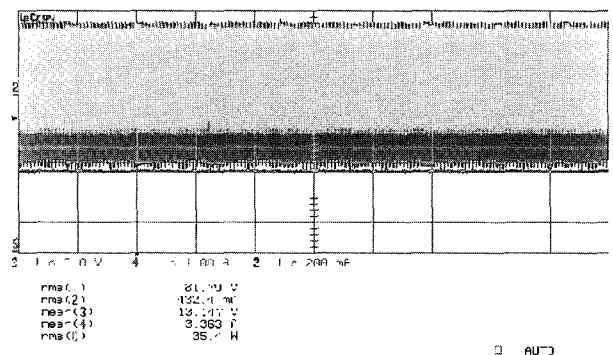
표 3 발라스트의 출력 및 입력전압, 전류에 따른 효율 비교
Table 3 Efficiency comparison by output, input voltage and current of ballast



측정 조건 : 동일 램프 사용, 상온 (25 °C)에서 측정
데이터 신뢰도 오차 : ±10[%]

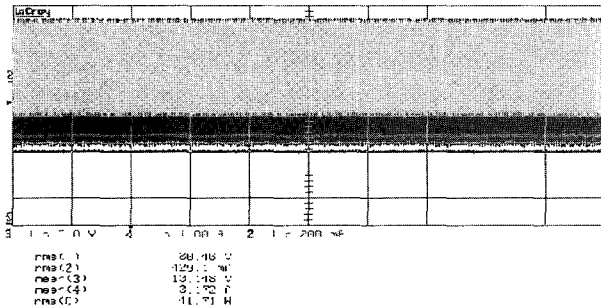


(a) Full-Bridge 방식의 입력 전력

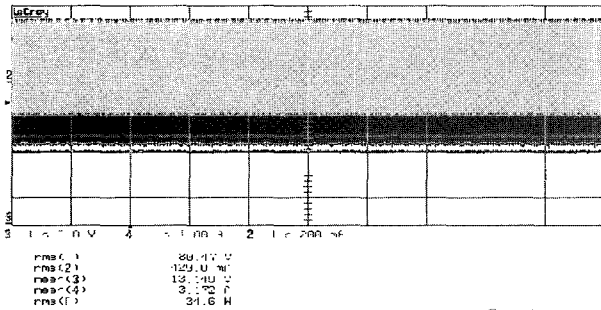


(b) Full-Bridge 방식의 출력 전력

그림 10 Full-Bridge 방식의 입출력 전력 파형 비교
Fig. 10 Input-output power waveforms comparison of Full-Bridge type (a) Input power of Full-Bridge type (b) Output power of Full-Bridge type



(a) Soft Switching 3-레벨 인버터 방식의 입력 전력



(b) Soft Switching 3-레벨 인버터 방식의 출력 전력

그림 11 Soft Switching 3-레벨 인버터 방식의 입출력 전력 파형 비교

Fig. 11 Input-output power waveforms comparison of soft switching 3level inverter type
(a) Input power of soft switching 3level inverter type (b) Output power of soft switching 3level inverter type

7. 결 론

본 논문은 차량용 전조등에 사용되어지는 HID (High Intensity Discharge) 발라스트의 특성 개선을 위하여 소프트 스위칭 방식의 멀티 레벨 인버터를 적용한 특성연구를 수행하였다. 이를 위하여 정상상태에서의 발라스트 설계에 가용한 모델링을 해석적으로 구하고, 그 결과를 이용하여 정상상태의 전력특성을 해석하였다. 그리고 실험을 통하여 효율향상을 가져올 수 있었으며, ECE regulation-10규격으로 행해진 EMI Test를 통하여 고조파 저감을 통한 EMI 특성이 개선되어짐을 보였다.

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R01-2002-000-00497-0) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [1] H. J. Faehnrich and E. Rasch, "Electronics ballasts for metal halide lamps", Journal of the Illuminating Engineering Society, pp.131~140, Summer, 1998.
- [2] A. Reatti, "Low cost high power density electronic ballast for automotive HID lamp", IEEE Trans. Power Electron., Vol.15, pp.361~368, March, 2000.
- [3] E. Deng, and S. Cuk, "Negative incremental impedance and stability of fluorescent lamps", IEEE Applied Power Electronics Conference, 1997, pp.1050-1056.
- [4] E. L. Laskowski, and J. F. Donoghue, "A model of a mercury Arc lamp's terminal V-I behavior.", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol.17, No.4, pp.419~426, July/August 1981.
- [5] U. Mader, and P. A. Horn, "Dynamic model for the E model for then electrical characteristics of fluorescent lamps", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1998, pp.1749~1754.
- [6] 조용현, 김윤호, 김은수, "에너지 회생 스너버를 적용한 3레벨 DC/DC 컨버터", 전력전자학회 논문지. 2001.2. pp.64~73.

저 자 소 개



이장선(李長鮮)

1965년 1월 30일생. 1989년 중앙대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 박사과정 수료. 1993년~1995년 (주)쌍용자동차 연구원. 1996년~2003년 (주)세빛 선임연구원. 2003년~현재 (주)KDG. ENG.

책임연구원.



김윤호(金倫鎬)

1949년 6월 20일생. 1974년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 미국 Texas A&M대학 졸업(공학). 현재 중앙대 전자전기공학부 교수. 2003년 당 학회 회장 역임.



김수홍(金洙弘)

1976년 8월 11일생. 2002년 삼척대 제어계측공학과 졸업. 2004년 중앙대 전자전기공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 박사과정.