

## LED-TV用 전원장치에 적합한 Hybrid 초크 코일의 특성 해석에 관한 연구

(A Study on the Characteristic Analysis of Hybrid Choke Coil suitable for LED-TV SMPS)

김종해\* · 김희승 · 원재선\*\*

(Jong-Hae Kim · Hee-Sung Kim · Jae-Sun Won)

### Abstract

This paper presents the intra capacitance modeling according to the winding method, section bobbin and coil structure for hybrid choke coil capable of the EMI attenuation of broad bands from lower frequency bands to higher frequency bands and high frequency type common-mode choke coil capable of the EMI attenuation of high frequency band used in the EMI Block of LED-TV SMPS. In case of high frequency type CM choke coil, it can be explained the parasitic capacitance of A type and section bobbin type winding methods among them is much smaller than the other. The first resonant frequency of the proposed CM choke coil tends to increase as the parasitic capacitance becomes small and its impedance characteristics also show improved performance as the first resonant frequency increases. In case of hybrid choke coil using rectangular copper wire, it has investigated its parasitic capacitance compared to CM choke coil of conventional toroidal type becomes small. Also it has confirmed through the experiment results that CE margin and RE margin in frequency bands 0.5MHz to 5MHz and 30MHz to 200MHz are respectively 10dB and 15dB greater than that of conventional type in case of one stage EMI filter structure adopting hybrid choke coil compared to two stage EMI Filter structure using two of each CM choke coil used in the lower and higher frequency bands or two of CM choke coil used in only the lower frequency bands. In the future, the hybrid choke coil and CM choke coil of high frequency type show it can be practically used in not only LED/LCD-TV SMPS but also several applications such as LED Lighting, Laptop Adapter, Server Power Supply and so on.

Key Words : Parasitic Capacitance, CM Choke Coil of High Frequency Type, Hybrid Choke Coil,  
LED-TV SMPS

---

\* 주저자 : 대구가톨릭대 전기에너지공학과 조교수  
\*\* 교신저자 : 삼성전기 CDS개발팀 수석연구원  
\* Main author : Assistant Professor, Dept. of Electric and Energy Engineering, Catholic University of Daegu  
\*\* Corresponding author : Principal Engineer, CDS Development Team, Samsung Electro-Mechanics Co., Ltd.  
Tel : 031-210-6446, Fax : 031-300-7900, E-mail : jaesun.won@samsung.com  
접수일자 : 2013년 11월 27일, 1차심사 : 2013년 12월 3일, 심사완료 : 2014년 2월 13일

## 1. 서 론

최근 평판디스플레이 장치에 대화면, 박형화의 실현이 강하게 요구되고 있으며, 이러한 요구에 부합하기 위해서 LED/LCD-TV용 전원 등에 적용되는 자성부품구조도 기존의 성능을 유지하면서 박형화할 수 있는 방안에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다[1-3]. 일반적으로 전자기기의 EMI 문제는 크게 전도 노이즈(Conducted Emission)와 방사 노이즈(Radiated Emission)로 나뉜다. 여기서 전도 노이즈의 규제를 회피하기 위한 방법으로 가장 대표적인 방식은 EMI 필터를 적용하는 방식이다. 종래의 EMI 필터설계 기술은 어떤 특정한 지침서 및 설계 규칙 없이 반복적인 측정 및 소자 변경을 통해서 규제를 만족시키고 있기 때문에 불요 소자의 사용 및 과설계의 문제점과 동시에 개발 비용 및 시간을 낭비하고 단가를 상승시키는 문제점뿐만 아니라 EMI 필터의 권선 방식이 수동 권선 또는 반자동 권선 방식으로 인하여 개발 소요 기간 증가, 생산성 저하 및 전기적인 동질성 확보가 곤란하다는 문제점이 대두되고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 최근 차동 모드 초크 코일과 공통 모드 초크 코일을 구조적으로 집적화한 Hybrid 집적 EMI 필터, 수동 필터와 능동 필터의 집적화를 통한 Hybrid EMI 필터 설계 등에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 또한 LED/LCD TV시장 경쟁 심화에 따른 가격 인하 압박을 극복하기 위해서 전원 설계 업체와 부품 공급 업체가 상호 협력을 통하여 EMI 필터의 개발 소요 기간 단축, 최적화 설계 및 권선 자동화에 대한 연구 및 개발이 더욱더 활발하게 진행되고 있다[4-13]. EMI 필터의 감쇄비 예측을 위한 기법으로써 노이즈 소스를 고려한 방식은 타당성을 지니고 있으며 이를 이용한 실제적인 EMI 필터 제작방식은 매우 유용하게 활용될 수 있다[14]. 하지만 30MHz 대역까지의 EMI 감쇄효과를 설명하기 위해서는 기본적으로 소자가 지닌 기생 임피던스 성분에 대한 모델링이 이루어져야 한다. 소자의 기생 성분 모델링은 많은 논문에서 다루어지고 있지만 기생 성분을 고려한 회로가 복잡하여 감쇄비 예측을 위한 공통 모드 및 차동 모드 2차 모델링이 어려운 단점을 지닌다.

본 논문에서는 LED-TV용 SMPS의 EMI 필터에서 고주파 대역의 EMI 감쇄가 가능한 고주파용 공통 모드 초크와 저주파 대역과 고주파 대역의 광범위한 대역에서 EMI 감쇄가 가능한 공통 모드 Hybrid 초크 코일의 권선 방법, 섹션 보빈 및 코일 구조에 따른 Intra 커패시턴스 모델링을 나타내고 있다. 임피던스 모델링을 통한 이론 해석의 타당성을 입증하기 위해 가격 및 사이즈 저감, 광범위한 대역에서 EMI 감쇄가 가능한 Hybrid 초크 코일 샘플을 제작하여 실험을 통해 검증한다.

## 2. LED-TV SMPS 및 EMI 필터 구조

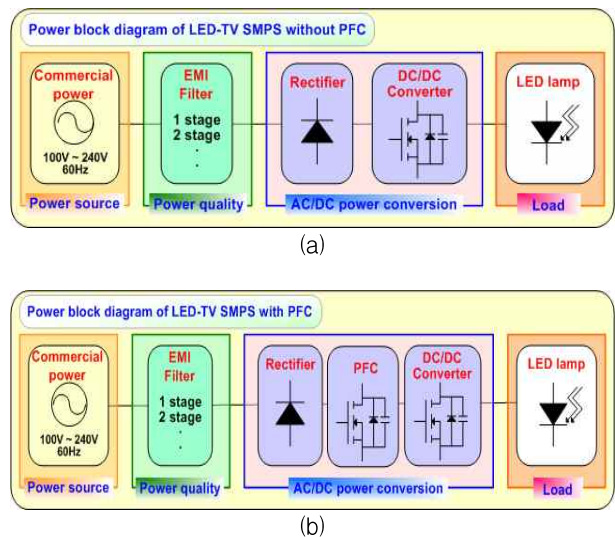


그림 1. (a) PFC 미적용 LED-TV 전원의 Power block diagram, (b) PFC 적용 LED-TV 전원의 Power block diagram

Fig. 1. (a) Power block diagram of LED-TV SMPS without PFC, (b) Power block diagram of LED-TV SMPS with PFC

그림 1은 32인치 및 46인치 LED-TV에서 사용되고 있는 스위칭 전원의 전력 블록 다이어그램을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 상용전원으로부터 공급받은 전력을 EMI 필터를 통해서 전력품질을 향상시키고 정류기, PFC(Power Factor Correction), DC/DC컨버터 등의 전력 변환부를 거쳐 부하에 전력을 공급하게 된다. LCD/LED-TV의 경우는 고조파규

제에 따라서 입력전력 75W를 기준으로 낮은 용량에는 PFC가 필요 없고 높은 용량에는 PFC가 필요하다. 일반적으로 PFC는 비절연형 부스트 컨버터가 사용되고 DC/DC의 경우 대부분 Flyback 혹은 LLC 컨버터 등의 절연이 가능한 토폴로지를 사용하고 있다. 이때 PFC, DC/DC 컨버터는 PWM, PFM 제어를 통해 스위치 온/오프 함으로써 부하에 필요한 전압을 공급한다. 이러한 스위칭 방식은 전류 및 전압의 급격한 변화를 가져오며 이는 EMI 노이즈 소스와 즉결된다. 이러한 전력 변환 방식은 부피의 소형화 및 성능 개선의 필요에 따라서 스위칭 주파수를 높이고 있으며 향후 소자의 성능 개선과 소형화 요구에 따라서 더욱 가속화될 전망이다.

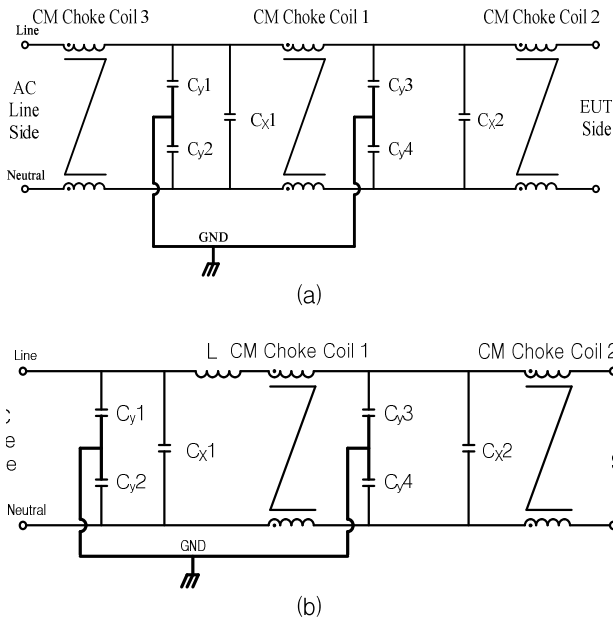


그림 2. (a) PFC 미적용 LED-TV 전원의 EMI필터 구조  
 (b) PFC적용 LED-TV 전원의 EMI필터 구조  
 Fig. 2. (a) EMI filter structure of LED-TV SMPS without PFC, (b) EMI filter structure of LED-TV SMPS with PFC

그림 2는 종래의 PFC 미적용 LED-TV SMPS와 PFC 적용 LED-TV SMPS의 EMI 필터 구조에 대해서 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, PFC 미적용 LED-TV SMPS의 EMI 필터 구조의 경우, EMI 필터에 사용된 소자는 Y-커패시터( $C_{y1} \sim C_{y4}$ ) 4개, X-커

패시터( $C_{x1}, C_{x2}$ ) 2개, EER Type의 저주파용 공통 모드 초크 코일(CM Choke Coil 1, CM Choke Coil 2) 2개, Toroidal Type의 고주파용 공통 모드 초크 코일(CM Choke Coil 3)로 구성되어 있으며, PFC 적용 LED-TV SMPS의 EMI 필터 구조의 경우는 Y-커패시터( $C_{y1} \sim C_{y4}$ ) 4개, X-커패시터( $C_{x1}, C_{x2}$ ) 2개, Toroidal Type의 차동모드 초크 1개(L)와 저주파용 공통 모드 초크 코일(CM Choke Coil 1, CM Choke Coil 2) 2개로 구성되어 있다. 이들 소자 중 공통 모드 노이즈 저감을 위한 소자는 Y-커패시터와 공통 모드 초크이며, 차동모드 노이즈 저감을 위한 소자는 차동모드 초크(L)과 X-커패시터이다. EMI 필터 블록에서 각각의 소자의 역할은 다음과 같다. Y-커패시터는 주로 고주파 공통모드 노이즈 저감에 효과적이다. LED-TV SMPS의 특성이 AC 상용전원의 접지에 연결되지 않는 특성에 따라 구조적인 영향 또한 많이 받으며 크기도 UL규격에 의해 제한되는 단점을 지닌다. 또한 병렬로 연결되었으므로 임피던스의 크기가 낮을수록 노이즈 저감에 효과적이다. 공통모드 초크 코일은 주로 전 대역 주파수의 공통모드 노이즈 저감에 효과적이다. 코어의 형상, 재질, 권선 및 권선 두께에 의해서 임피던스 특성이 상이하고 임피던스가 클수록 노이즈 저감에는 효과적인 특성이 있다. 또한 공통모드 초크 코일의 누설 자속 성분은 차동모드 노이즈 저감에도 효과적인 특성을 지닌다. X-커패시터의 경우 차동모드 노이즈저감에만 효과적이다. Y-커패시터와 마찬가지로 임피던스 값이 작으면 작을수록 저감에 유리하다. X-커패시터의 커패시턴스 값이 너무 큰 경우 역률 및 방전 저항 삽입에 의해 전력 품질 및 효율에 영향을 미치는 요소가 될 수 있다. 차동 모드 인덕터 또한 차동모드 노이즈 저감에만 효과적이다.

### 3. 공통 모드 초크 코일의 저주파, 고주파 및 Intra 커패시턴스 모델링

그림 3은 임피던스 분석기 (Agilent 4395A)를 이용하여 T社의 CV410280S 28mH 공통모드 초크 코일의 2차 측을 단락 및 개방했을 때의 임피던스 측정된 결과를 나타내고 있다. 1차와 2차 측이 동일한 방식으로

제작되므로 고주파 모델의 1차와 2차 측의 임피던스는 서로 대칭이 되어야 한다.

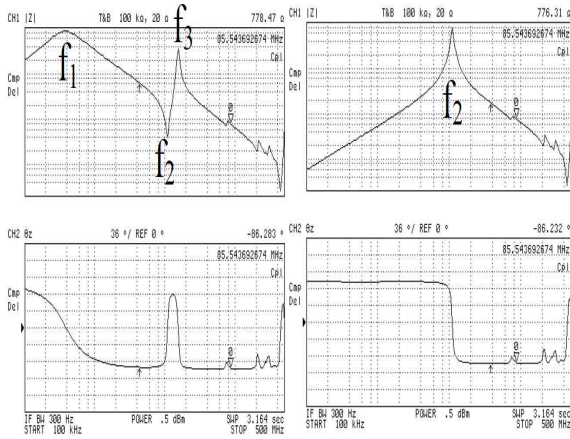


그림 3. CM 초크 코일의 임피던스 특성  
Fig. 3. Impedance characteristics of CM Choke Coil

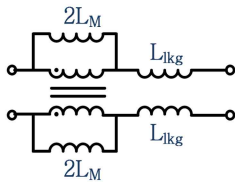


그림 4. CM 초크 코일의 저주파 모델링  
Fig. 4. Low frequency modeling of CM Choke Coil

2차 측이 개방된 상태의 저주파 대역 (공진 주파수  $f_1$  이하)을 살펴보면 일반적으로 자화인덕턴스( $L_M$ )가 누설인덕턴스( $L_k$ )에 비해 매우 크기 때문에 임피던스 크기는  $L_M$ 에 의해 형성되는 것으로 나타난다. 2차 측을 단락했을 때의 저주파 대역은 2차 측의  $L_k$ 가 1차 측에 투영되어  $L_M$ 과 병렬로 연결되어  $L_k$ 의 두 배의 임피던스로 나타난다. 이러한 특성을 지닌 저주파 모델을 그림 4에 나타내었다. 이에 따라서 각 소자의 값을 구하기 위한 수식은 식 (1)과 같다.

$$L = \frac{X_L}{2\pi f} \left( \because \text{Where } L = \left\{ \begin{matrix} L_M \\ 2L_{1kg} \end{matrix} \right\} \right) \quad (1)$$

주파수  $f$ 는 임피던스 분석기로 측정될 수 있는 최저 주파수로 설정되어야 명확한 값을 도출할 수 있다. 크

기  $X_L$ 은 이 최저주파수에서의 임피던스의 크기를 말한다. 이때의  $L_{1kg}$ 는 2차 측이 단락 시의 2차 측에 있는  $L_{1kg}$ 가 1차 측에 투영되어 두 배로 계산되며 2차 측이 개방 시에는  $L_M$ 의 크기로 볼 수 있다.  $L_M$  및  $L_k$ 만을 고려한 조건에서는 1차 공진주파수  $f_1$  이하의 저주파에서만 적절한 모델이 될 수 있다. 전도성 전파 규제 범위인 30MHz 이하 주파수에서 공통 모드 초크 코일은 일반적으로 2차 측 개방 시에 2개의 병렬 공진 주파수 ( $f_1, f_3$ )와 한 개의 직렬 공진 주파수 ( $f_2$ )가 존재한다. 또한 2차 측 단락 시 한 개의 병렬 공진 주파수를 지닌다. 공진 주파수 간의 특징으로써 2차 측 개방 시의 직렬 공진 주파수 ( $f_2$ )와 2차 측 단락 시의 병렬 공진 주파수는 일치하는 모습을 보인다. 이는 그림 5에서 보인 권선에 의한 병렬 커패시턴스(C)에 의한 공진으로 정의할 수 있다.

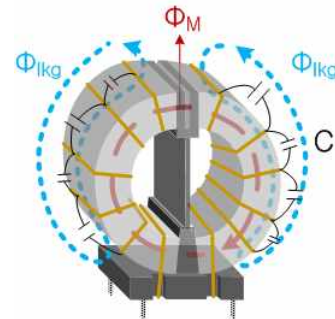


그림 5. CM 초크 코일의 자화 및 누설 자속  
Fig. 5. Magnetizing and leakage flux of CM Choke Coil

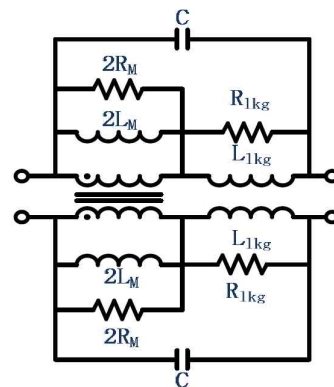


그림 6. CM 초크 코일의 고주파 모델링  
Fig. 6. High frequency modeling of CM Choke Coil

2차측 개방 시에 C와  $L_k$ 가 직렬 공진 임피던스를 형성하고 이에 따라 주파수  $f_2$ 를 형성한다고 가정하면 다음 그림 6의 고주파 모델을 완성할 수 있다. 또한 각 공진주파수에서 임피던스는 실수 성분인 저항 성분만을 지니므로 그림 6과 같이 각 인덕턴스에 병렬 저항 성분으로 모델링할 수 있다. 이 값을 도출해 내기 위한 수식은 식 (2)~(4)와 같다.

$$C = \frac{1}{2L_{lkq}(2\pi f_2)^2} \quad (2)$$

$$R_M = \text{개방 시 } f_1 \text{에서 임피던스} \quad (3)$$

$$R_{lkq} = \text{개방 시 } f_3 \text{에서 임피던스} \quad (4)$$

### 3.1 공통모드 초크 코일의 Intra 커패시턴스 모델링

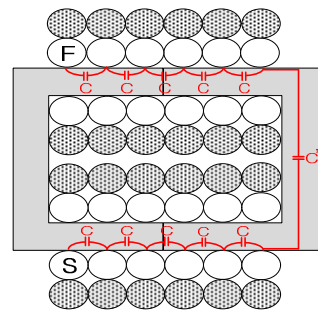
일반적인 스위칭 전원 장치에서의 공통모드 노이즈는 전도 대역(9KHz~30MHz)의 고주파 대역에서 발생하기 때문에 공통모드 초크 코일의 경우 높은 고주파 임피던스를 요구한다. 이러한 고주파 임피던스를 낮추는 요인으로서는 기생 병렬 커패시턴스에 의해 공진 주파수에 의한 임피던스 저하 현상으로 알 수 있다. 따라서 본 절에서는 이러한 기생 커패시턴스를 저감할 수 있는 방안을 마련하기 위해 권선 기법 및 색션 보빈 구조에 의한 영향성을 분석한다.

공통모드 초크 코일의 기생 커패시터는 저주파 대역에서 고려 대상이 아니지만, 고주파대역에서는 필터의 감쇄비 저하에 큰 영향을 끼치므로 중요한 요소 중 하나이다. 공통모드 초크 코일의 고주파 모델링 시 병렬 기생 커패시턴스를 Intra 커패시턴스라 하며, 이는 권선과 권선 사이의 커패시턴스에 의해 발생하는 것을 의미한다. EMI 필터의 성능을 효과적으로 높이기 위해 Intra 커패시턴스에 관한 분석이 요구된다.

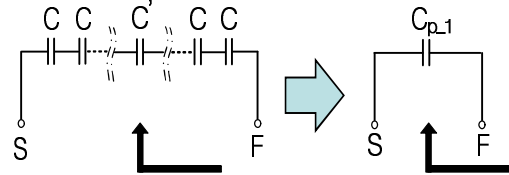
#### 3.1.1 권선 기법에 따른 기생 커패시턴스

그림 7은 1차측 권선을 시작점(S)에서 끝점(F)까지 한 층을 감은 후 2차측 권선을 그 위층에 권선하는 방

법(직렬 권선법)이며, 한 턴 당의 길이가 모두 동일하다고 가정했을 때 인접한 코일간의 발생하는 커패시턴스(C)는 모두 동일한 크기이다. A type의 경우 1차측의 등가 기생 커패시턴스를 고려했을 때 한 턴 당의 거리(d)가 증가하여 C'는 C에 비해 아주 작은 값을 갖게 된다. 이러한 권선 법의 경우 그림 7과 같이 Intra 커패시턴스는 직렬관계를 갖게 되므로 턴 수가 증가할수록 등가 커패시턴스( $C_{p1}$ )는 감소하게 된다.



(a) CM 초크 코일의 직렬 권선  
(a) Series winding of CM Choke Coil



(b) 기생 커패시턴스의 등가 모델  
(b) Equivalent model of parasitic capacitance

그림 7. CM 초크 코일의 직렬 권선법과 기생 커패시턴스의 등가 모델(A type)

Fig. 7. Series winding method and equivalent model of parasitic capacitance(A type)

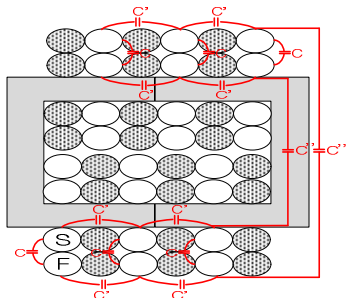
표 1. 직렬 권선에 의한 기생 커패시턴스  
Table 1. Parasitic capacitance by series winding method

Turn	1차 공진 주파수	자화 인덕턴스	기생 커패시턴스
10T	4.26MHz	0.17mH	8.2pF
20T	3.16MHz	0.68mH	3.7pF
30T	2.45MHz	1.48mH	2.85pF

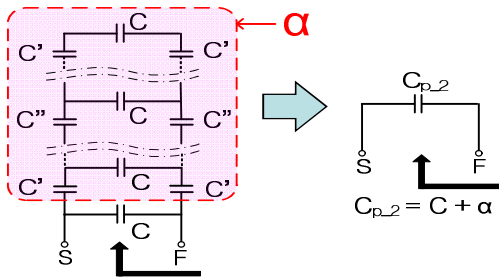
표 1은 직렬 권선 법을 적용한 턴 수 변화에 따른 Intra 커패시턴스를 도출한 결과이다. 턴 수가 증가할



수록 1차 공진 주파수는 저주파 영역으로 이동을 하고 기생 커패시턴스는 턴 수가 증가함에 따라서 감소하는 특성을 확인하였다. 그림 8은 1차측 권선과 2차측 권선이 인접하여 권선된 기법이다. B type의 경우 1차측의 등가 기생 커패시턴스를 고려했을 때 한 턴 당의 거리(d)가 증가하여 C'와 C''는 C에 비해 아주 작은 값을 갖게 된다. 그림 8 (b)는 시작점(S)과 끝점(F)을 기준으로 그림 8 (a)에 나타난 권선 법의 Intra 커패시턴스 모델링을 나타내고 있다. 그림과 같이 적색 점선 영역의 커패시턴스를 계산의 편의를 위해  $\alpha$ 로 가정할 경우, 등가 커패시턴스( $C_{p,2}$ )는 두 값의 합으로 나타낼 수 있다.



(a) CM 초크 코일의 직병렬 권선  
(a) Series and parallel winding of CM Choke Coil

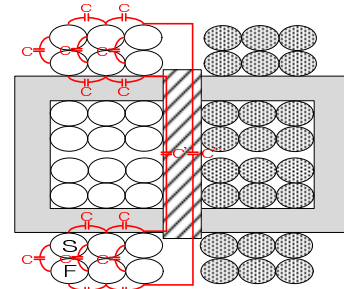


(b) 기생 커패시턴스의 등가 모델  
(b) Equivalent model of parasitic capacitance

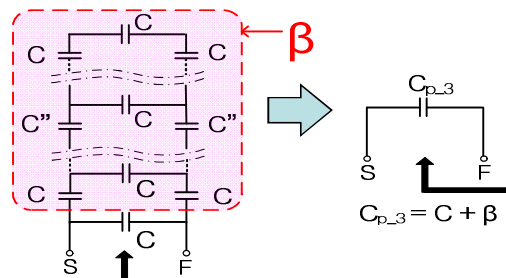
그림 8. CM 초크 코일의 직병렬 권선법과 기생 커패시턴스의 등가 모델(B type)  
Fig. 8. Series and parallel winding method and equivalent model of parasitic capacitance (B type)

그림 9는 1차측과 2차측을 분리하여 권선한 기법으로 Intra 커패시턴스 모델링 시 그림 9 (b)와 같이 직병렬 구조로 나타낼 수 있다. 그러나 그림 8의 권선 법과는

달리 모든 권선 사이의 거리가 같으므로 발생한 Intra 커패시턴스는 모두 동일한 값(C)으로 나타낼 수 있다. 따라서  $\beta$ 의 커패시턴스가  $\alpha$ 의 커패시턴스 보다 크기 때문에  $C_{p,3}$ 의 전체 합성 커패시턴스는  $C_{p,2}$ 의 전체 합성 커패시턴스 보다 크므로 상기의 세 가지 권선 방법 중 EMI 감쇄비 측면에서는 가장 불리한 권선 법이다.



(a) CM 초크 코일의 직병렬 권선  
(a) Series and parallel winding of CM Choke Coil



(b) 기생 커패시턴스의 등가 모델  
(b) Equivalent model of parasitic capacitance

그림 9. CM 초크 코일의 직병렬 권선법과 기생 커패시턴스의 등가 모델(C type)  
Fig. 9. Series and parallel winding method and equivalent model of parasitic capacitance(C type)

그림 10은 같은 코어에 3중 절연 코일을 사용하여 권선하였을 경우, A, B 및 C Type의 세 가지 권선 방식에 따른 측정을 통한 임피던스 특성을 나타내고 있다. 세 가지 권선 방식은 모두 동일 턴 수(0.3pi, 40턴)로 권선을 하였기 때문에 자화 인덕턴스는 2.7mH 내외로 유사하지만 권선 방식에 따라 코일의 양단자간에 발생하는 단자간 용량(시작점(S)과 끝점(F)) 즉 기생 커패시턴스가 A, B, C Type 각각 2.4pF, 10pF, 24pF으로 매우 큰 차이가 난다는 것을 알 수 있다.

Intra 커패시턴스 모델링을 통해 도출된 세 가지 권선 방식의 코일의 양단자간에 발생하는 기생 커패시턴스는 공통모드 초크의 1차 공진주파수를 결정하는 주요 인자로 사용된다. 그림 10에서 알 수 있듯이, 기생 커패시턴스  $C_p$  값이 작을수록 1차 공진 주파수가 증가하며 1차 공진 주파수가 증가함에 따라 고주파용 공통 모드 초크 코일의 임피던스 또한 증가함을 알 수 있다. 따라서 고주파 대역에서 EMI를 감쇄하기 위해서는 고주파 대역에서 필요로 하는 임피던스를 가지는 공통 모드 초크 코일을 설계할 필요가 있다. 이를 실현하기 위해서는 상기에서 기술한 세 가지 권선 방식을 포함한 적절한 권선 방식을 채택하여 권선 방식의 코일 양단자간에 발생하는 기생 커패시턴스를 조절함으로써 실현 가능하다. 또한 상기의 세 가지 권선 방식은 기생 커패시턴스의 전기적인 동질성 확보가 가능한 권선 자동화 고주파용 공통 모드 초크 코일 설계가 가능하다.

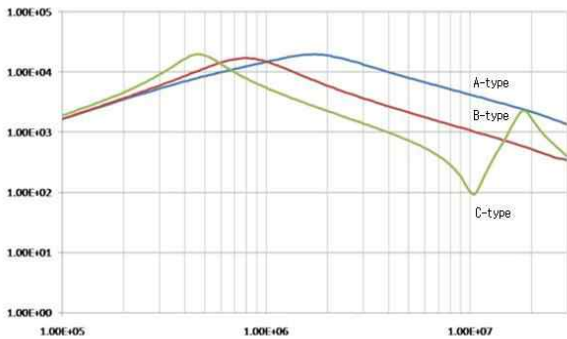


그림 10. A type, B type 및 C type의 권선 기법에 따른 임피던스 특성

Fig. 10. Impedance characteristics according to the winding methods of A, B and C type

### 3.1.2 섹션보빈구조에 따른 기생 커패시턴스

그림 11은 섹션 보빈이 있는 경우와 없는 경우의 공통 모드 초크 코일의 권선 기법에 대해서 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 그림 11의 좌측 부분은 섹션 보빈이 없는 경우의 권선 방식을 나타내고 있으며, 우측 부분은 섹션 보빈이 있는 경우로써 섹션을 이용하여 좌측 섹션에서 절반을 권선한 후 우측 섹션에서 나머지 절반을 권선하는 방식이다.

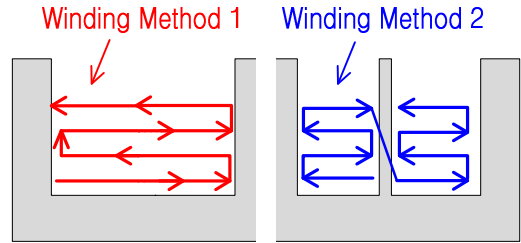


그림 11. 섹션 보빈 유무에 따른 권선 방법  
Fig. 11. Winding methods with and without section bobbin

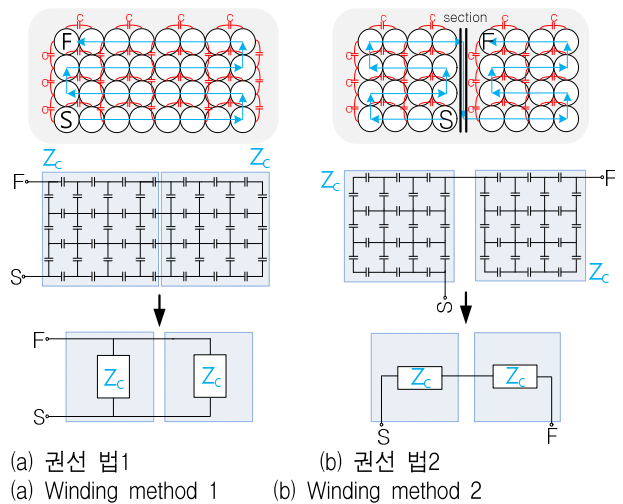


그림 12. 섹션 보빈 유무에 따른 기생 커패시턴스의 등가 구조

Fig. 12. Equivalent structure of parasitic capacitance with and without section bobbin

그림 12는 두 권선 기법을 적용한 경우 코일의 양단자간에 발생하는 단자간 용량(시작점(S)과 끝점(F)) 즉 기생 커패시턴스의 등가 구조를 나타내고 있다. 그림 12의 두 권선 기법은 권선 법2의 섹션 보빈을 기준으로 두 구간으로 나누어 동일한 권선 구조와 크기를 가지는 기생 커패시턴스(C)를 구현할 수 있다. 권선 법2의 경우 섹션 보빈을 기준으로 인접해 있는 코일은 권선 간의 거리가 멀기 때문에 섹션 보빈간의 기생 커패시턴스는 상대적으로 매우 작게 발생하므로 해석의 편의를 위해 고려하지 않았다. Intra 커패시터 모델링을 통해 도출된 기생 커패시턴스의 구조는 매우 복잡하여 해석의 어려움이 있으므로 각 구간의 합성 커패

시턴스를 임피던스  $Z_L$ 로 간소화 하였다. 그림 12에서 알 수 있듯이 권선 법1은 각 구간 별 발생한  $Z_L$ 를 병렬 연결 구조로 권선 법2는 두 구간의  $Z_L$ 를 직렬연결 구조로 나타낼 수 있다. 권선 법1의 병렬연결 구조의 임피던스는 1/2로 줄어 드는 반면에 기생 커패시턴스가 2배로 늘어난다는 것을 고려해 볼 때 권선 법1에 비해 권선 법2가 더 작은 기생 커패시턴스를 갖게 됨을 예상할 수 있다. 따라서 상기의 권선 법1과 권선 법2에 대해서 실제 샘플 제작하여 코일의 양단자간에 발생하는 단자간 용량(시작점(S)과 끝점(F)), 즉 기생 커패시턴스를 측정해 본 결과, 코일 선경 0.3pi로 40턴을 권선 하였을 때 섹션 보빈이 없는 권선 법1과 섹션 보빈이 있는 권선 법2의 기생 커패시턴스는 각각 12.72pF, 4.69pF가 된다는 것을 확인하였다.

#### 4. Hybrid 초크 코일

3장에서 기술한 바와 같이 저주파 및 고주파 대역에서 높은 임피던스를 확보하기 위한 유리한 구조는 기생 커패시턴스를 작게 해야 한다는 것을 알 수 있었다. 이러한 구조가 가능하다면 기존의 고주파용 공통모드 초크 코일 및 저주파용 공통모드 초크 코일의 2단 구조를 효과적으로 한 개의 공통 모드 초크 코일만으로 구성할 수 있다는 장점을 가진다.

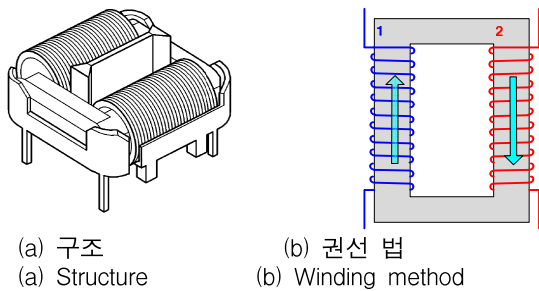


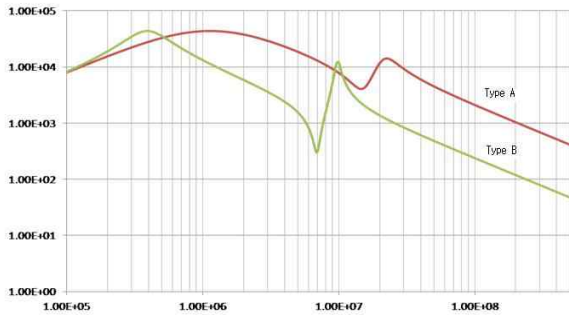
그림 13. Hybrid 초크 코일의 구조 및 권선 법  
Fig. 13. Structure and winding method of hybrid Choke Coil

그림 13은 기존의 저주파용 공통모드 초크 코일 및 고주파용 공통모드 초크 코일의 기능을 집적화한 권선 자동화가 가능한 새로운 형태의 Hybrid 초크 코일

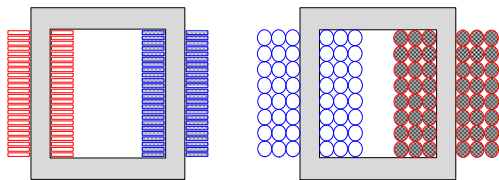
구조를 나타내고 있다. Hybrid 초크 코일은 에폭시 혹은 테프론과 같은 코팅재질이 코팅이 된 SQ Type과 같은 폐자로 형태의 코어에 보빈을 적용하지 않은 상태에서 평각동선 코일이 좌측과 우측 레그에 단층으로 1차 측 및 2차 측 권선이 권선되어 있다. 평각 동선의 권선 단자는 코어를 지지하는 베이스에 연결되는 형태로 제작이 되며 베이스의 재질은 PET, Phenol, LCP, PCB 등이 사용될 수 있다. 일반적으로 SQ Type과 같은 폐자로 코어의 각 레그에 권선을 할 경우, 각 레그에 기어형태의 돌기가 적용된 보빈을 이용하여 자동권선기의 기어와 맞물려 공통모드 초크 코일의 권선을 자동권선 하는 방식을 사용하고 있다. 평각동선을 이용한 Hybrid 초크 코일은 권선 방법과 초크 코일 구조에 의해 1차 측과 2차 측 코일의 권선 간에 발생하는 단자간 용량 즉 기생 커패시턴스를 최소화시키는 구조로 특히 자화 인덕턴스 값을 크게 하면 할수록 Hybrid 초크 코일의 임피던스 특성에서 1차 공진 주파수가 고주파 대역으로 이동됨과 동시에 1차 공진 주파수를 기점으로 저주파 영역에서 고주파 영역까지의 임피던스 특성이 개선되어 EMI를 효율적으로 감쇄시킬 수 있다. 그림 14는 동일 코어에 평각동선 코일(A type)과 Round type 코일(B type)을 사용하여 권선을 하였을 경우의 임피던스 특성 및 권선 구조를 나타내고 있다. 동일한 PCB 사이즈(동일한 코어 사이즈)에서 동일한 임피던스 특성을 구현하기 위해 본문에서 제안한 권선 방식인 A type은 각각의 레그에 1차측 혹은 2차측 코일로 평각동선을 이용하여 단층으로 권선하였으며, B type은 종래에 많이 사용되고 있는 방식으로 각각의 레그에 1차측 혹은 2차측 코일을 내측의 단층에서 권선을 시작하여 그 위를 다층으로 권선하였다. A type과 B type의 경우 둘 다 동일 턴 수이기 때문에 자화 인덕턴스는 13mH 내외로 유사하지만 권선 법에 따라 코일의 권선 간에 발생하는 단자간 용량, 즉 기생 커패시턴스가 A type, B type 각각 1.56pF, 13.83pF으로 매우 큰 차이를 나타내고 있다. 권선 방식에 따라 각각의 발생된 코일의 권선 간에 발생된 단자간 용량, 즉 기생 커패시턴스는 Hybrid 초크 코일의 1차 공진주파수를 결정하는 주요 인자가 된다. A type방식은 턴 당 기생 커패시턴스는 크지만



턴 수가 늘어남에 따라 턴 수에 반비례하여 기생 커패시턴스가 감소하지만 B type 방식은 턴 당 기생 커패시턴스는 작지만 턴 수가 늘어남에 따라 턴 수에 비례하여 기생 커패시턴스는 증가하게 된다.



(a) A type 와 B type의 임피던스 특성  
(a) Impedance characteristics of A type and B type



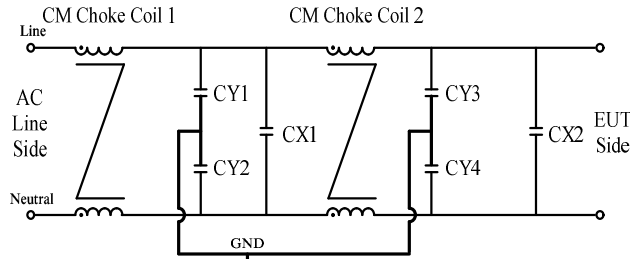
(b) 권선 법(좌측 : A type, 우측 : B type)  
(b) Winding method(left : A type, right : B type)

그림 14. 기존 CM 초크 코일과 Hybrid 초크 코일의 권선 법에 따른 임피던스 특성

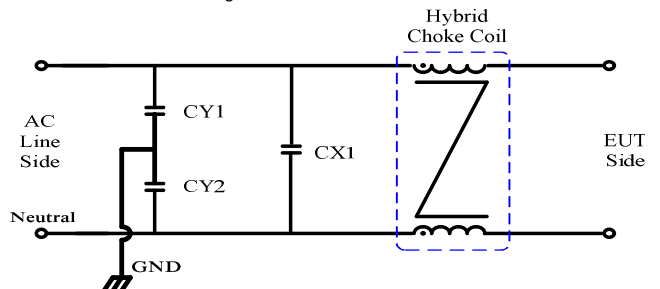
Fig. 14. Impedance characteristics according to winding methods of hybrid and conventional CM Choke Coil

그림 14 (a)는 A type과 B type의 권선 방식에 따른 임피던스 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 1차 공진주파수의 위치에 따라 고주파 대역의 임피던스가 크게 바뀐다는 것을 알 수 있다. 특히 A type의 Hybrid 초크 코일의 경우 턴 수를 증가시켜 저주파용 공통모드 초크 코일을 구현하였음에도 불구하고 고주파 대역의 임피던스 특성이 더욱더 개선되었음을 알 수 있다. 이러한 특성은 CE영역(150KHz~30MHz) 및 RE영역(30MHz~200MHz)에도 영향을 주어 EMI 개선에 유리할 뿐만 아니라 EMI 회로 간소화에도 유리하다. 따라서 고주파 대역에서 EMI를 감쇄하기 위해서는 고주파 대역에서 필요로 하는 임피던스를 가지는 공통 모드 초크코일을 설계할 필요가 있다. 이를

실현하기 위해서는 적절한 권선 방식을 채택하여 권선 방식의 코일 양단자간에 발생하는 기생 커패시턴스를 조절함으로써 실현 가능하다. 또한 기생 커패시턴스의 전기적인 동질성 확보가 가능한 권선 자동화 고주파용 Hybrid 초크 코일 설계도 가능하다.



(a) 기존 2-stage EMI 필터 구조  
(a) Conventional 2-stage EMI Filter Structure



(b) 단순화된 1-stage EMI 필터 구조  
(b) Simplified 1-stage EMI Filter Structure

그림 15. 32인치 FPD 모델의 EMI Filter 구조  
Fig. 15. EMI Filter Structure of 32inch FPD Model

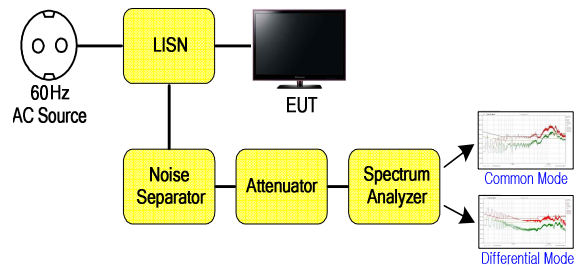


그림 16. EMI CE 측정 장비 시스템  
Fig. 16. Setting up the equipment for the EMI CE measurement

그림 15는 본 논문에서 제안한 Hybrid 초크 코일을 32인치 LED-TV SMPS에 적용하였을 경우의 EMI 필터 구조를 나타내고 있다. 32인치 LED-TV SMPS

의 EMI 필터 블럭의 경우, 종래에는 그림 15 (a)와 같이 저주파용과 고주파용 CM 초크 코일 2개 혹은 저주파용 CM 초크 코일 2개를 사용하여 저주파 및 고주파 대역의 EMI 감쇄를 구현하고 있다. 그러나 이러한 구조는 자기소자 2개 삽입으로 인한 제품단가 상승, PCB 사이즈 면적 증가 등의 문제점이 있다. 따라서 이러한 문제점 개선 및 공통 모드 초크 코일을 최적화하기 위해 본 논문에서 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용하였을 경우, CM 초크 코일 2개를 1개로 개선된 1단 필터 구조 및 저주파 대역에서 고주파 대역까지의 광대역의 EMI 감쇄도 동등수준으로 실현 가능하다. 그림 15 (b)는 Hybrid 초크 코일이 적용된 간소화된 1단 EMI 필터 구조를 나타내고 있다.

그림 16은 본 논문에서 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 EMI 필터 구조의 전도성 전파 규제 범위 (150KHz~30MHz)에서의 EMI CE 측정을 위한 측정 장비 시스템을 나타내고 있다. 그림 16에서 알 수 있듯이, EUT로부터 LISN(Line Impedance Stabilization Networks)을 통해 측정된 EMI 노이즈는 Noise Separator를 통해 공통모드와 차동모드로 분리 및 측정된다. 이때 LISN은 상용전원으로부터 들어오는 노이즈 성분이 측정 장비에 관측되는 것을 방지해주고 LISN의 임피던스가 EMI 측정 주파수에 대하여 일정하도록 유지시켜주는 역할을 한다. Attenuator는 장비에 서지 등과 같은 고주파성 과전류가 흐르는 것을 방지하는 역할을 하고 Spectrum Analyzer는 입력된 신호의 주파수별 신호의 크기를 분석하는 장비로써 EMI 수신기로 사용된다.

그림 16의 EMI CE 측정 장비 시스템을 이용하여 TV 세트에 본 논문에서 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 필터 구조를 탑재한 LED-TV SMPS의 EMI 측정 모드는 크게 PC 모드와 TV모드로 나눌 수 있다. 여기서 PC 모드에서의 EMI 측정은 TV 세트를 PC에 연결하고 PC상에서 Pattern Generator 프로그램을 사용하여 PC와 TV로 동작할 경우에 대한 다양한 AV(Audio/Video) 및 디지털 기기들의 연결을 고려하여 EMI 레벨을 테스트하는 것이며, TV 모드에서의 EMI 측정은 TV 세트에 안테나를 연결하고 방송이 수신되는 상태에서 EMI 레벨을 차이를 테스트 하는

것이다. PC 모드와 TV 모드는 ① 230V(110V)/50Hz PC 모드(HDMI), ② 110V(230V)/60Hz PC 모드(HDMI), ③ 230V(110V)/60Hz TV 모드(안테나)@With GND, ④ 230V(110V)/60Hz TV 모드(안테나)@Without GND, ⑤ 110V(230V)/60Hz DTV 모드(케이블)와 같은 총 5개의 동작 모드로 나눌 수 있으며, 5개 동작 모드 중 가장 최악의 조건인 ③ 230V(110V)/60Hz TV 모드(안테나)@With GND에서 EMI CE를 측정하였다.

그림 17은 EMI RE 측정 시스템에 대해서 나타내고 있다. 그림 17의 EMI RE 측정 시스템에서 나타난 바와 같이 EMI RE 측정은 3m Chamber에서 EMI CE 측정과 동일한 조건 및 모드에서 측정하였다.

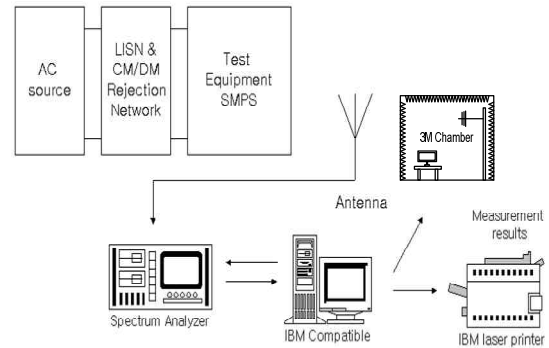


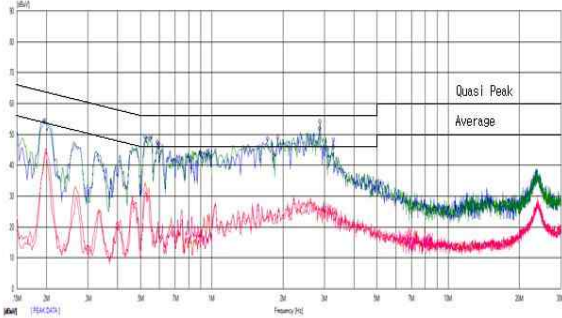
그림 17. EMI RE 측정 장비 시스템  
Fig. 17. Setting up the equipment for the EMI RE measurement

그림 18 (a), (b)는 32인치 LED-TV SMPS에 그림 15 (a)의 종래의 2단 EMI 필터구조와 그림 15 (b)의 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 EMI 필터 구조의 EMI CE 측정 결과를 나타내고 있다.

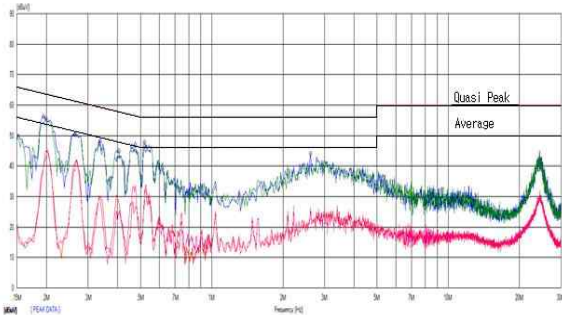
일반적으로 공통모드 초크 코일은 9mH~13mH의 자화인덕턴스와 50~70μH 정도의 누설인덕턴스를 가진다. 이러한 공통모드 초크 코일의 인덕턴스 특성은 150KHz~30MHz의 주파수 대역에 영향을 미치며 특히 누설인덕턴스의 경우는 저주파 대역의 차동 모드 노이즈에 저감에 직접적인 영향이 있다.

그림 18 (a)와 그림 18 (b)의 EMI CE 특성을 비교해 보면 0.5MHz~5MHz 중간 주파수 대역에서 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 EMI 필터구조가 종래의 공통

모드 초크 코일을 적용한 2단 EMI 필터구조보다 CE 마진이 최대 15dB정도 마진이 많은 것을 알 수 있다.



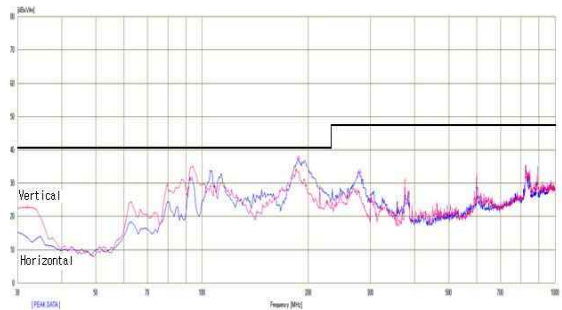
(a) 기존 2-stage EMI Filter  
(a) Conventional 2-stage EMI Filter



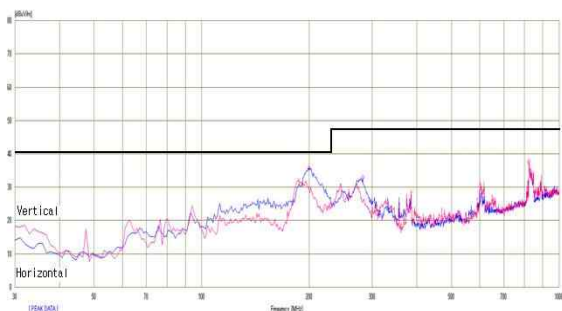
(b) 단순화된 1-stage EMI Filter 구조  
(b) Simplified 1-stage EMI Filter Structure

그림 18. EMI CE 실험결과(110V, 60Hz)  
Fig. 18. EMI CE experimental results(110V, 60Hz)

그림 19 (a), (b)는 각각 종래의 2단 EMI 필터구조 및 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 구조 필터의 EMI RE 측정 결과를 나타내고 있다. 그림 19 (a)와 그림 19 (b)의 EMI 특성을 비교해보면 30MHz~200MHz 주파수 대역에서 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 EMI 필터 구조가 종래의 공통모드 초크 코일을 적용한 2단 EMI 필터 구조보다 RE 마진이 최대 10dB 정도 마진이 많은 것을 알 수 있다. 이러한 특성은 그림 14에서도 나타낸바와 같이, Hybrid 초크 코일의 권선을 평각동선을 사용하여 단층권선 하였기 때문에 권선수가 증가함에 따라 기생 커패시턴스 값이 작아져 고주파 대역의 EMI 특성이 더욱더 개선됨을 알 수 있다.



(a) 기존 2-stage EMI Filter  
(a) Conventional 2-stage EMI Filter



(b) 단순화된 1-stage EMI Filter 구조  
(b) Simplified 1-stage EMI Filter Structure

그림 19. EMI RE 실험결과(110V, 60Hz)  
Fig. 19. EMI RE experimental results(110V, 60Hz)

## 5. 결 론

본 논문은 LED-TV SMPS의 EMI 필터에서 고주파 대역의 EMI 감쇄가 가능한 고주파용 공통 모드 초크와 저주파 대역과 고주파 대역의 광범위한 대역에서 EMI 감쇄가 가능한 Hybrid 초크 코일의 권선 방법, 섹션 보빈 및 코일 구조에 따른 Intra 커패시턴스 임피던스 모델링을 나타내었으며, 이론 해석의 정당성을 입증하기 위해서 실제 샘플을 제작하여 실험을 통해 검증하였다.

연구를 통해 얻은 결과를 요약하면 다음과 같다.

- i) 고주파용 공통 모드 초크 코일의 경우 A type, B type, C type의 세 가지 권선 방식에 따른 기생 커패시턴스의 모델링 및 실험 결과에 의하면 A type이 기생 커패시턴스가 가장 작았으며, 섹션 보빈 구조에 따른 기생 커패시턴스 모델링 및 실

험 결과에서는 섹션 보빈 있는 권선 방식의 기생 커패시턴스가 훨씬 작다는 것을 알 수 있었다. 또한 기생 커패시턴스가 작아짐에 따라서 1차 공진 주파수가 증가하며 1차 공진 주파수가 증가함에 따라 고주파용 공통 모드 초크 코일의 임피던스 또한 증가함을 알 수 있었다.

ii) Hybrid 초크 코일의 경우 평각 동선을 이용한 권선 방법 및 코일 구조 설계를 통해 1차 측과 2차 측 코일의 권선 간에 발생하는 기생커패시턴스 최소화, 저주파 대역과 고주파 대역에 높은 임피던스 확보 및 권선 자동화를 구현하였다.

iii) 저주파용과 고주파용 CM 초크 코일 2개 혹은 저주파용 CM 초크 코일 2개를 사용한 2단 EMI 필터 구조에 비해 본 논문에서 제안한 Hybrid 초크 코일을 적용한 1단 EMI 필터 구조가 0.5MHz~5MHz 주파수 대역의 CE Margin과 30MHz~200MHz 주파수 대역의 RE Margin이 각각 10dB, 15dB 많음을 알 수 있었다.

향후 본 논문에서 제안한 고주파용 공통 모드 초크 코일과 Hybrid 초크 코일은 LED/LCD-TV SMPS 뿐만 아니라 LED조명용 SMPS, Laptop Adapter, Server 전원장치 등 다양한 분야에 응용되리라 사료된다.

### References

[1] Yasda, "LCD TV Power System", the 23th switching power supply symposium of techno-frontier 2008, April 2008.  
 [2] Usui, "Slim TV Power System", the 23th switching power supply symposium of techno-frontier 2008, April 2008.  
 [3] Seung-Min Lee, Young-Jae Noh et al., "LLC Resonant Converter Using A Novel Planar Transformer", The Transaction of KIEE, Vol. 16. No. 6. pp. 627 ~ 637, Dec. 2011.  
 [4] Hyui-Chil Kim, Han-Seok Park, "Characteristics of New Small Scale Boost PWM Chopper Circuit", Journal of KIEE, Vol. 23, No. 9, pp. 98 ~ 107, Sept. 2009.  
 [5] S. Park, S. Han et al., "A Study on EMI Filters' construction of Electroless Fluorescent Lamp's Ballasts" KIEE '05 Annual Spring Conference, pp. 174 ~ 177, May 2005.  
 [6] S. Park, S. Han et al., "A Study on EMI Filters' construction of 150W Electroless Fluorescent Lamp ULTRA's Ballasts" KIEE '06 Annual Spring Conference, pp. 217 ~ 221, May 2006.

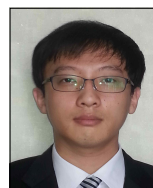
[7] Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility", 2nd ed., U.S : Willey Inter-science, pp. 377~ 416, 2006.  
 [8] Sanjaya Maniktala, "Switching Power Supplies A to Z", U.S : Newnes, pp. 373 ~ 386, 2006.  
 [9] "TDK EMC Technology-EMC TDK Design Guidebook", [http://www.tdk.co.jp/emc\\_guide/](http://www.tdk.co.jp/emc_guide/)  
 [10] F.Y. Shih and D. Chen et al., "A procedure for designing EMI filters for AC Line Applications", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 11, No.1, pp. 170 ~ 181, Jan. 1996.  
 [11] Dongbing Zhang et al., "Measurement of Noise Source Impedance of Off-Line Converters," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 15, No. 5, pp. 820 ~825. Sep. 2000.  
 [12] Ho, W.C, Lee, C.K et al., "A hybrid EMI filter with ultra-wide bandwidth," APEC 2008, pp. 676 ~681. Feb. 2008.  
 [13] M. Ali, E. Laboure, F. Costa et al., "Design of a Hybrid Integrated EMC Filter for a DC-DC Power Converter," IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 27, No. 11, pp. 4380~ 4390. Nov. 2012.  
 [14] Shuo Wang, Fred C. Lee, and Jacobus Daniel, "Design of Inductor Winding Capacitance Cancellation for EMI Suppression", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 21, No. 6, pp. 1825 ~1832, Nov. 2006.

### ◇ 저자소개 ◇



**김중해(金鍾海)**

1968년 3월 11일생. 1999년 영남대 전기공학과 졸업(박사). 2005년 나고야대 전기공학과 졸업(박사). 1996~2000년 영남대 공업기술연구소 연구원. 2005~2012년 삼성전기 CDS사업부 CDS기반기술G 수석연구원(그룹장). 2012년~현재 대구가톨릭대학교 전기에너지공학과 조교수.



**김희승(金熙勝)**

1982년 12월 16일생. 2008년 국민대 전자정보통신대학 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 전자공학과 졸업(박사). 2013년~현재 삼성전기 CDS개발팀 책임연구원.



**원재선(元載善)**

1973년 2월 20일생. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2001년~2004년 영남대학교 공업기술연구소 연구원. 2004~2006년 HSL 일렉트로닉스 전자설계팀 선임연구원. 2006년~현재 삼성전기 CDS개발팀 실장기술 수석연구원.