

# 권선 방식에 의한 공통 모드 초크의 특성해석에 관한 연구

원재선<sup>1</sup>, 김희승<sup>2</sup>, 김종해<sup>†</sup>

## A Study on Characteristics Analysis of Winding Method for Common-Mode Choke

Jae-Sun Won<sup>1</sup>, Hee-Seung Kim<sup>2</sup>, and Jong-Hae Kim<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper presents the intra capacitance modeling according to the winding method and section bobbin for CM choke capable of the EMI attenuation of broad bands from lower frequency bands to higher frequency bands and high frequency type common-mode choke 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, 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 tends to increase as the parasitic capacitance becomes small and its impedance characteristics also show improved performance as the first resonant frequency increases. In the future, the CM chokes 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, Adapter and so on.

**Keywords:** common-mode choke, high frequency model of cm choke, parasitic capacitance, impedance characteristic, LED-TV SMPS

### 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 박형화 할 수 있는 방안에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. [1][2][3]

그림 1은 32인치 및 46인치 LED-TV에서 사용되고 있는 스위칭 전원의 Power Block Diagram을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 상용전원으로부터 공급받은 전력을 EMI Filter를 통해서 전력품질을 향상 시키고 Rectifier, PFC(Power Factor Correction), DC/DC converter등의 전력 변환부를 거쳐 부하에 전력을 공급한다. 이때 PFC, DC to DC Converter는 PWM, PFM

Control를 통해 스위치 On/Off함으로써 부하에 필요한 전압을 공급하며 이는 전류 및 전압의 급격한 변화를 가져온다. 이러한 전력 변환 방식은 부피의 소형화 및 성능 개선의 추세에 따라 스위칭 주파수가 증가되고 있으며 향후 소자의 소형화 요구에 따라서 더욱 가속화될 전망이다. 스위칭 주파수의 증가는 EMI Noise Source의 크기를 증가시키는 주요 원인으로써 작용하며 이 결과 SMPS의 부피 감소의 이면에 EMI filter의 부피 증가의 단점을 가져온다.

그림 2는 종래 PFC를 갖는 LED-TV SMPS에 적용되고 있는 EMI 필터 구조를 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, EMI 필터에 사용된 소자는 Y-커패시터( $C_{y1} \sim C_{y4}$ ) 4개, X-커패시터( $C_{x1}, C_{x2}$ ) 2개, 차동모드 초크 1개(L), 공통 모드 초크(CM choke 1, CM choke 2) 2개로 구성되어 있다. 이들 중 공통 모드 노이즈 저감을 위한 소자는 Y-커패시터와 공통 모드 초크이며, 차동모드 노이즈 저감을 위한 소자는 차동 모드 초크(L)과 X-커패시터이다.

Y-커패시터는 주로 고주파 공통모드 노이즈 저감에 효과적이고 병렬로 연결되어 그 용량이 클수록 즉 임피던스의 크기가 낮을수록 노이즈 저감에 효과적이다. 하지만 LED-TV용 SMPS의 특성이 AC 상용전원의 접지

Paper number: TKPE-2014-19-1-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: kjhassk@cu.ac.kr, Dept. of Electric and Energy Eng., Catholic University of Daegu  
Tel: +82-53-850-2781 Fax: +82-53-850-3397

<sup>1</sup> CDS Development Team, Samsung Electro-Mechanics

<sup>2</sup> CDS Development Team, Samsung Electro-Mechanics

Manuscript received Sep. 2, 2013; accepted Nov. 4, 2013

— 본 논문은 2013년 전력전자학술대회 우수추천논문임

에 연결되지 않는 특성에 따라 그 용량이 UL규격에 의해 제한되는 단점을 지닌다. 반면 공통모드 초크 코일은 그 특성에 따라 전 대역 주파수의 공통모드 noise 저감에 효과적이며 그 용량이 규격의 제한을 받지 않는 장점을 지니며 공통모드 초크의 누설 자속 성분은 X-커패시터와 마찬가지로 차동모드 노이즈 저감에도 효과적인 특성을 지닌다. 따라서 EMI 필터의 성능 개선, 부피 저감 및 저가격화를 위해서는 공통 모드 초크의 특성에 따르는 효과적인 제작이 필요하다. 공통 모드 초크는 코어의 형상, 재질, 권선 방식 및 권선 두께에 의해서 임피던스 특성이 상이하며 저감을 위한 주파수 대역 또한 상이하다.

본 논문에서는 LED-TV용 SMPS의 EMI Filter에서 고주파 대역의 EMI 감쇄가 가능한 고주파용 공통 모드 초크와 저주파 대역과 고주파 대역의 광범위한 대역에서 EMI 감쇄가 가능한 Hybrid형 공통 모드 초크의 개발을 위한 권선 방법, 섹션 보빈 및 코일 구조에 따른 Intra 커패시턴스 임피던스 분석 사항을 제시한다. 임피던스 분석에 앞서 공통 모드 초크의 고주파 모델링을 수행하며 그 기생 성분의 추출 방안에 대해 제시한다. 이론 해석의 타당성을 입증하기 위해서 Intra 커패시턴스 임피던스 모델링에 의해 설계된 Sample을 제작하여 실험을 통해 검증한다.

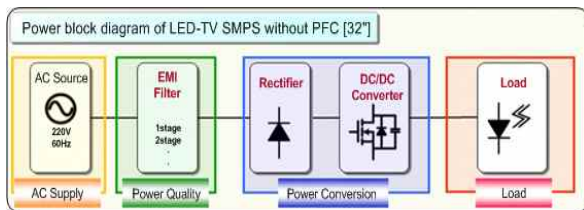
## 2. 공통 모드 초크의 고주파 모델링

그림 3은 임피던스 분석기 (Agilent 4395A)를 이용하여 T社의 CV410280S 28mH 공통모드 초크 코일의 2차 측을 단락 및 개방 했을 때의 임피던스 측정된 결과를 나타내고 있다. 1차와 2차 측이 동일한 방식으로 제작되므로 고주파 모델의 1차와 2차 측의 임피던스는 서로 대칭이 되어야 한다. 2차 측이 개방된 상태의 저주파 대역 (공진 주파수  $f_1$  이하)을 살펴보면 일반적으로 자화 인덕턴스( $L_M$ )가 누설 인덕턴스( $L_k$ )에 비해 매우 크기 때문에 임피던스 크기는  $L_M$ 에 의해 형성되는 것으로 나타난다.

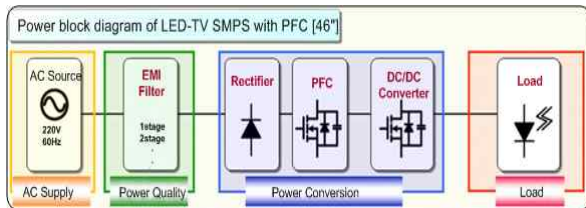
2차 측을 단락했을 때의 저주파 대역은 2차 측의  $L_k$ 가 1차 측에 투영되어  $L_M$ 과 병렬로 연결되어  $L_k$ 의 두 배의 임피던스로 나타난다. 이러한 특성을 지닌 저주파 모델을 그림 4에 나타내었다. 이에 따라서 각 소자의 값을 구하기 위한 수식은 식 1과 같다. 이때의 주파수  $f$ 는 임피던스 분석기로 측정될 수 있는 최저주파수로 설정되어야 명확한 값을 도출할 수 있다. 크기  $X_L$ 은 이 최저주파수에서의 임피던스의 크기를 말한다. 이때의  $L_{lkg}$ 는 2차 측이 단락 시의 2차 측에 있는  $L_{lkg}$ 가 1차 측에 투영되어 두 배로 계산되며 2차 측이 개방 시에는  $L_M$ 의 크기로 볼 수 있다.

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

$L_M$  및  $L_k$ 만을 고려한 조건에서는 1차 공진주파수  $f_1$

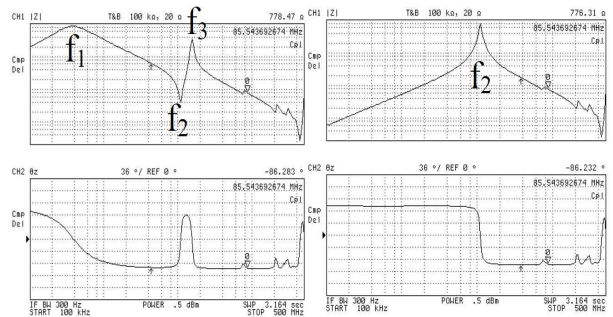


(a) Power block diagram of LED-TV SMPS without PFC



(b) Power block diagram of LED-TV SMPS with PFC

Fig. 1 Power Block diagram of LED-TV SMPS



(Left) Secondary open (Right) Secondary short

Fig. 3 Impedance Characteristics of CM Choke(T社-CV410280S)

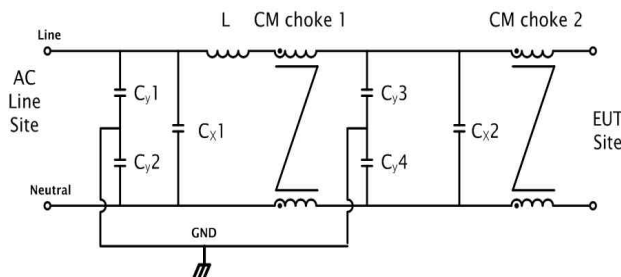


Fig. 2 EMI Filter Structure of LED-TV SMPS with PFC

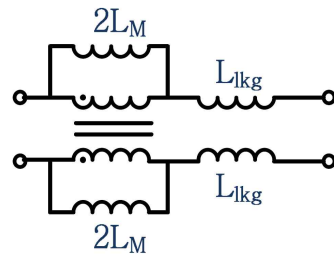


Fig. 4 Low frequency Model of CM Choke(T社-CV410280S)

이하의 저주파에서만 적절한 모델이 될 수 있다. 전도성 전과 규제 범위인 30MHz 이하 주파수에서 공통 모드 초크 코일은 일반적으로 2차 측 개방 시에 2 개의 병렬 공진 주파수 ( $f_i, f_o$ )와 한 개의 직렬 공진 주파수 ( $f_r$ )가 존재한다. 또한 2차 측 단락 시 한 개의 병렬 공진 주파수를 지닌다. 공진 주파수 간의 특징으로써 2차 측 개방 시의 직렬 공진 주파수 ( $f_r$ )와 2차 측 단락 시의 병렬 공진 주파수는 일치하는 모습을 보인다. 이는 그림 5에서 보인 권선에 의한 병렬 커패시턴스(C)에 의한 공진으로 정의 할 수 있다. 2차 측 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 모델링 할 수 있다. 이 값을 도출해 내기 위한 수식은 식2~4와 같다.

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

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

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

**2.1 공통모드 초크의 DM/CM 모델링**

그림 7과 8은 2장에서 도출된 고주파용 공통 모드 초크의 공통 및 차동 모드에서의 전류 도통 경로와 각각의 등가 임피던스 모델을 나타내고 있다. 공통 모드 전류는 Phase와 Neutral Line에서 위상 차이를 지니지 않

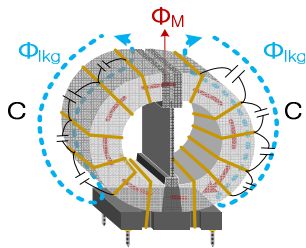


Fig. 5 Magnetizing and Leakage Flux of CM Choke

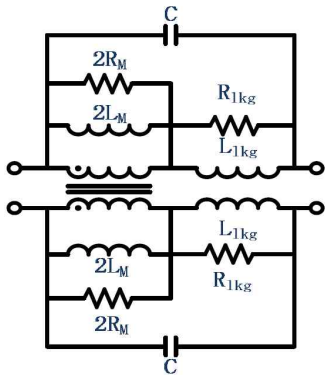
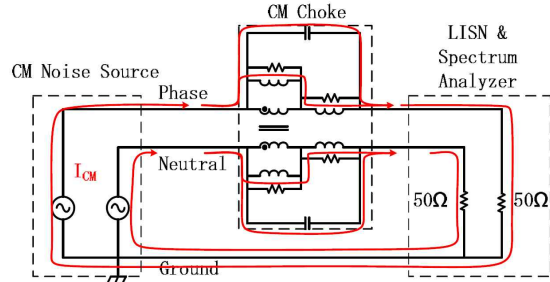


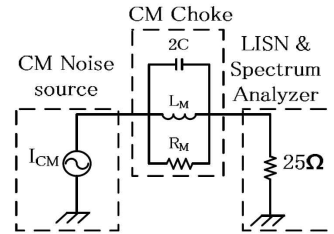
Fig. 6 High frequency Model of CM Choke

고 같은 방향으로 진행되는 노이즈 전류로 정의된다.

반대로 차동모드 전류는 Phase와 Neutral선 상에서 180° 위상 차이를 지니고 서로 반대방향으로 흐르는 전류로 정의된다.<sup>[8]</sup> 그림 7에서 공통모드 전류는 이상적인 트랜스포머의 도트 방향에 따라 서로 상쇄되어 모든 성분이 공통모드 임피던스로 작용한다. 반면에 그림 8에서의 차동모드 전류는 이상적인 트랜스포머에만 인가되어 C,  $L_{lkg}$  및  $R_{lkg}$ 만이 차동모드 임피던스로 작용한다. 따라서 공통모드 전류에 의한 임피던스는 서로 병렬로 작용하므로  $L_M$ 가  $L_M$ 보다 매우 작다는 전제하에 그림 7과 같이 모델링 될 수 있으며 차동모드 전류에 의한 임피던스는 서로 직렬로 작용하여 그림 8과 같이 모델링 될 수 있다.

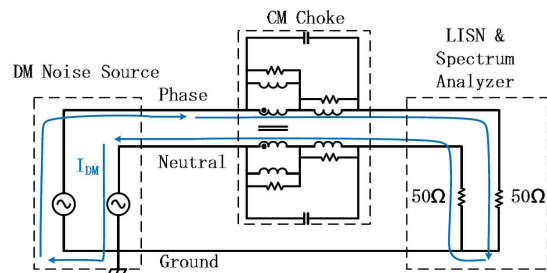


(a)  $I_{CM}$  Path at Common Mode

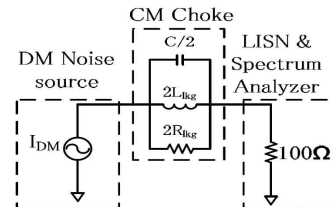


(b) Equivalent impedance model at Common Mode

Fig. 7  $I_{CM}$  path and equivalent impedance model at CM



(a)  $I_{DM}$  Path at Differential Mode



(b) Equivalent impedance model at Differential Mode

Fig. 8  $I_{DM}$  path and equivalent impedance model at DM

2.2 공통모드 초크의 Intra capacitance 모델링

일반적인 스위칭 파워 서플라이의 공통모드 노이즈는 고주파 전도 대역 (9KHz~30MHz)에서 발생하기 때문에 공통모드 초크의 경우 높은 고주파수에서 또한 높은 임피던스를 요구한다. 공통 모드 초크의 고주파 임피던스를 낮추는 주요 요인으로는 기생 병렬 Intra 커패시턴스의 공진 주파수에 의한 임피던스 저하 현상으로 알 수 있다. 초크의 기생 커패시터는 저주파 대역에서 고려 대상이 아니지만, 고주파대역에서는 필터의 감쇄비 저하에 큰 영향을 끼치므로 중요한 요소 중 하나이다. 초크의 고주파 모델링 시 병렬 기생 커패시턴스를 Intra 커패시턴스라 하며, 이는 권선과 권선 사이의 커패시턴스에 의해 발생하는 것을 의미한다. 따라서 본 절에서는 이러한 기생 커패시턴스를 저감할 수 있는 방안을 마련하기 위해 권선 기법 및 색선 보빈 구조에 의한 영향성을 분석한다.

2.2.1 권선 기법에 따른 기생 커패시턴스

그림 9는 1차 측 Wire를 시작점(S)에서 끝점(F)까지 한 층을 감은 후 2차 측 Wire를 그 위층에 권선하는 방법(직렬 권선법)이며, 한 턴 당의 길이가 모두 동일하다고 가정했을 때 인접한 코일간의 발생하는 커패시턴스(C)는 모두 동일한 크기이다. 이러한 권선 법의 경우 Intra 커패시턴스는 직렬관계를 갖게 되므로 턴 수가 증가할수록 등가 커패시턴스( $C_{p,1}$ )는 감소하게 된다.

표 1은 직렬 권선 법을 적용한 턴 수 변화에 따른 Intra 커패시턴스를 도출한 결과이다. 턴 수가 증가할수록 1차 공진 주파수는 저주파 영역으로 이동을 하고 기생 커패시턴스는 턴 수가 증가함에 따라서 감소하는 특성을 확인하였다.

그림 10은 1차 측 코일과 2차 측 코일이 인접하여 권선된 기법이다. 이 경우 1차 측의 등가 기생 커패시턴스를 고려해볼 경우 한 턴 당의 거리(d)가 증가하게 C'는 C에 비해 작은 값을 갖게 된다. 그림 10(b)는 시작점(S)과 끝점(F)을 기준으로 그림 10(a)에 나타낸 권선 법의

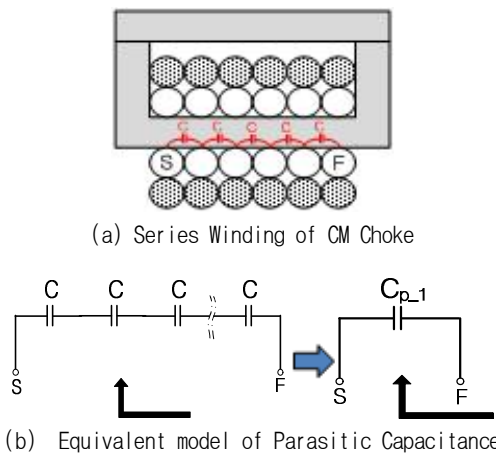


Fig. 9 Series Winding Method and Equivalent model of Parasitic Capacitance (A Type)

Table 1 Parasitic Capacitance by Series Winding Method

Turn	1st Resonant Frequency	Magnetizing Inductance	Parasitic Capacitance
10T	4.26MHz	0.17mH	8.2pF
20T	3.16MHz	0.68mH	3.7pF
30T	2.45MHz	1.48mH	2.85pF

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.

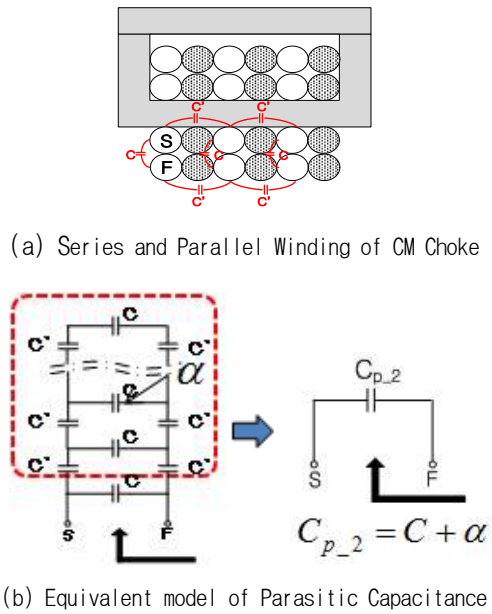


Fig. 10 Series and Parallel Winding Method and Equivalent model of Parasitic Capacitance (B Type)

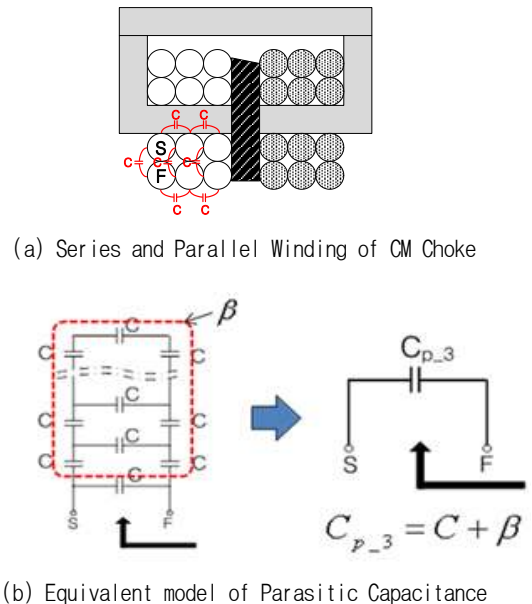


Fig. 11 Series and Parallel Winding Method and Equivalent model of Parasitic Capacitance (C Type)

그림 11은 1차 축과 2차 축을 분리하여 권선한 기법으로 Intra 커패시턴스 모델링 시 그림 11(b)와 같이 직병렬 구조로 나타낼 수 있다. 그러나 그림 10의 권선법과는 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 세가지 권선법 중 EMI 감쇄비 측면에서는 가장 불리한 권선법이다.

그림 12는 같은 코어에 앞서 나타난 방식으로 3중 절연 코일을 사용하여 권선하였을 경우에 따라 나타나는 주파수별 임피던스 측정치를 나타내고 있다. (A-type : 그림 9의 방식, B-type : 그림 10의 방식, C-type : 그림 11의 방식) 세 가지 권선 방식은 모두 동일 권선과 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 3.9pF, 16pF, 39pF으로 매우 큰 차이가 난다는 것을 알 수 있다.

Intra 커패시턴스 모델링을 통해 도출된 세 가지 권선 방식의 코일의 양단자간에 발생하는 기생 커패시턴스는 공통모드초크의 1차 공진주파수를 결정하는 주요 Factor로 사용된다. 그림 12에서 알 수 있듯이, 기생 커패시턴스  $C_p$ 값이 작을수록 1차 공진 주파수가 증가하며 1차 공진 주파수가 증가함에 따라 고주파용 공통 모드 초크의 임피던스 또한 증가함을 알 수 있다. 따라서 고주파 대역에서 EMI를 감쇄하기 위해서는 고주파 대역에서 필요로 하는 임피던스를 가지는 공통 모드 초크를 설계할 필요가 있다. 이를 실현하기 위해서는 상에서 기술한 세 가지 권선 방식을 포함한 적절한 권선 방식을 채택하여 권선 방식의 코일 양단자간에 발생하는 기생 커패시턴스를 조절함으로써 실현 가능하다.

2.2.2 섹션 보빈 구조에 따른 기생 커패시턴스

그림 13은 섹션 보빈이 있는 경우와 없는 경우의 공통 모드 초크 코일의 권선 기법에 대해서 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 그림 13의 좌측 부분은 섹션

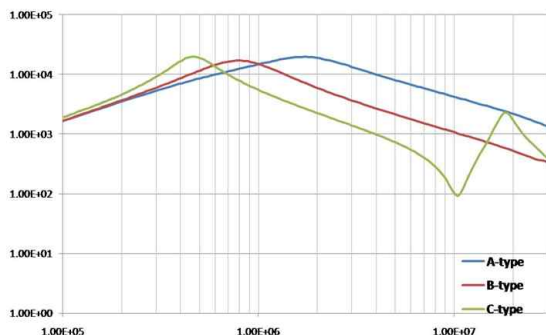


Fig. 12 Impedance Characteristics according to the winding methods of A, B and C type

보빈이 없는 경우의 권선 방식을 나타내고 있으며, 우측 부분은 섹션 보빈이 있는 경우로서 섹션을 이용하여 좌측 섹션에서 절반을 권선한 후 우측 섹션에서 나머지 절반을 권선하는 방식이다.

그림 14는 두 권선 기법을 적용한 경우 코일의 양단자간에 발생하는 단자간 용량(시작점(S)과 끝점(F)) 즉 기생 커패시턴스의 등가 구조를 나타내고 있다. 그림 14의 두 권선 기법은 권선법2의 섹션 보빈을 기준으로 두 구간으로 나누어 동일한 권선 구조와 크기를 가지는 기생 커패시턴스(C)를 구현 할 수 있다. 권선법2의 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 커패시턴스 모델링을 통해 도출된 기생 커패시턴스의 구조는 매우 복잡하여 해석의 어려움이 있으므로 각 구간의 합성 커패시턴스를 임피던스  $Z_c$ 로 간소화 하였다.

그림 14에서 알 수 있듯이 권선법1은 각 구간 별 발생한  $Z_c$ 를 병렬연결 구조로 권선법2는 두 구간의  $Z_c$ 를 직렬연결 구조로 나타낼 수 있다. 권선법1의 병렬연결 구조의 임피던스는 1/2로 줄어드는 반면에 기생 커패시턴스가 2배로 늘어난다는 것을 고려해볼 때 권선법1에 비해 권선법2가 더 작은 기생 커패시턴스를 갖게 됨을 예

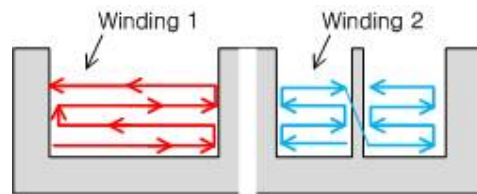


Fig. 13 Winding methods with and without section bobbin

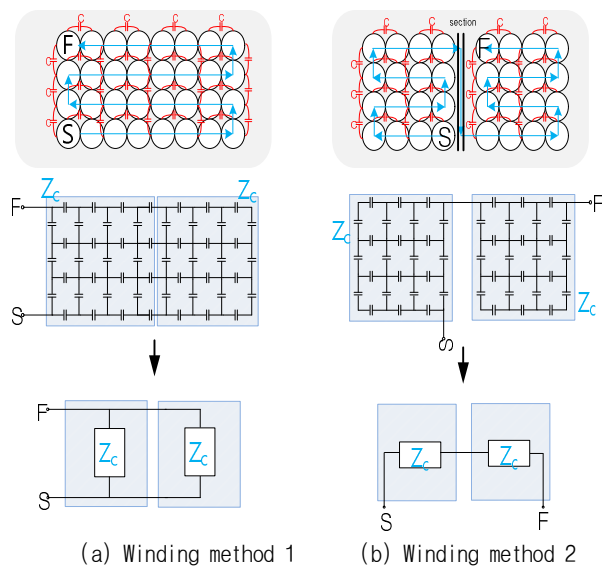


Fig. 14 Equivalent structure of parasitic capacitance with and without section Bobbin

상 할 수 있다. 따라서 상기의 권선법1과 권선법2에 대해서 실제 샘플 제작하여 코일의 양단자간에 발생하는 단자 간 용량(시작점(S)과 끝점(F)) 즉 기생 커패시턴스를 측정해 본 결과, 코일 전경 0.3pi로 40턴을 권선 하였을 때 섹션 보빈이 없는 권선법1과 섹션 보빈이 있는 권선 법2의 기생 커패시턴스는 각각 12.72pF, 4.69pF가 된다는 것을 확인하였다.

### 3. 실험결과

2.2.1에서 설명한 이론해석의 정당성을 입증하기 위해서 Intra 커패시턴스 임피던스 모델링에 의해 설계된 Sample을 제작하여 실험을 통해 검증했다.

그림 15는 제작한 Sample을 32인치 LED-TV용 SMPS(80W급)에 적용하였을 경우의 EMI Filter구조를

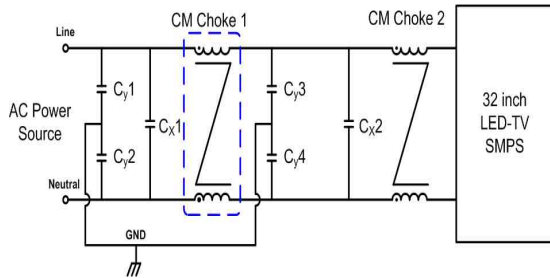
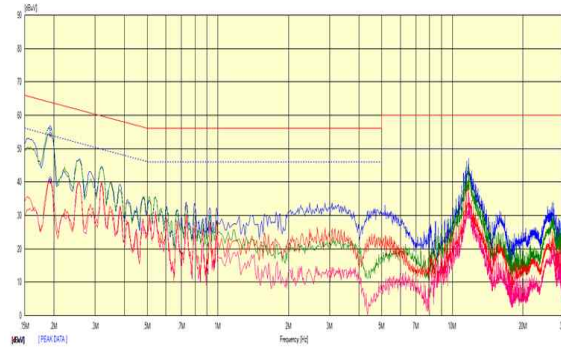
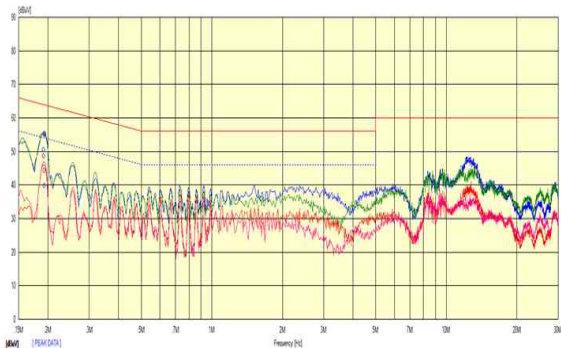


Fig. 15 EMI Filter Structure used in 32inch LED-TV SMPS



(a) A-Type



(b) C-Type

Fig. 16 EMI CE experimental results(110V, 60Hz)

나타내고 있다. 32인치 LED-TV용 SMPS의 EMI Filter Block의 경우 저주파용과 고주파용 CM choke 2개 혹은 저주파용 CM choke 2개를 사용하여 저주파 및 고주파 대역의 EMI 감쇄를 구현하고 있다. CM Choke1의 위치에 본 논문에서 제안한 권선 방식을 검증하기 위한 A-type과 C-Type CM Choke를 적용하였다. CM Choke 2는 자화 인덕턴스 14mH, 누설인덕턴스 30uH로 설계된 EER Core를 사용한 자동권선형 공통모드초크가 사용되었다.

그림 16(a),(b)는 그림 15의 필터구조에서 CM Choke 1을 A-type과 C-Type 공통모드초크를 적용하였을 경우의 EMI CE 측정 결과를 나타내고 있다.

그림 16 (a)(b)에서 알 수 있듯이, 그림 16(a)와 그림 16(b)의 EMI CE 특성을 비교해보면 0.5Mhz 이하의 저주파 대역에서 차동 모드 노이즈가 지배적이기 때문에 A-type과 C-type의 공통 모드 초크에 의한 EMI 감쇄 특성이 유사한 것으로 판단되며 0.5Mhz 이상의 고주파 대역에서는 그림 12의 기생 커패시턴스용량에 따른 임피던스 특성에서 나타난 바와 같이 C-type의 공통모드 초크에 비해 A-type의 공통 모드 초크의 EMI 감쇄 특성이 우수함을 확인할 수 있었다.

### 4. 결론

본 논문은 LED-TV용 SMPS의 EMI Filter에서 고주파 대역의 EMI 감쇄가 가능한 고주파용 공통 모드 초크와 저주파 대역과 고주파 대역의 광범위한 대역에서 EMI 감쇄가 가능한 Hybrid형 공통 모드 초크를 위한 권선 방법, 섹션 보빈에 따른 Intra 커패시턴스 임피던스 모델링을 나타내었다. 또한, 이론 해석을 타당성을 입증하기 위해서 Intra 커패시턴스 임피던스 모델링에 의해 설계된 Sample을 제작하여 실험을 통해 검증하였다.

고주파용 공통 모드 초크의 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 실험 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 초크의 임피던스 또한 증가함을 알 수 있었다. 이에 따라 기존과 동일한 코어에 고주파 대역에서도 감쇄가 가능한 공통모드 초크의 권선법을 통한 EMI 필터의 소형 경량화가 가능할 것으로 판단된다.

### References

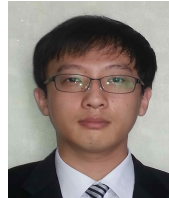
[1] Yasda, "LCD TV Power System," the 23th switching

- power supply symposium of techno-frontier 2008, 2008, April
- [2] Usui, "Slim TV Power System," the 23th switching power supply symposium of techno-frontier 2008, April 2008.
- [3] Seung-Min Lee, Eun-Soo Kim et al, "LLC Resonant Converter Using A Novel Planar Transformer," *KIPE Magazine*, pp. Vol. 16. No. 6. pp. 627-637, Dec. 2011.
- [4] Clayton R. Paul, "Introduction to Electromagnetic Compatibility," 2nd ed., U.S: Willey Inter-science, pp. 377-416, 2006.
- [5] 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.
- [6] 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.
- [7] 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.
- [8] Mark J. Nave, "Power Line Filter Design for Switched-Mode Power Supplies," NewYork: Van Nostrand Reinhold, pp. 29 - 113, 1991.
- [9] Henry W. Ott, "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems," 2nd ed., Willey Inter-science, pp. 137-158, 1998.



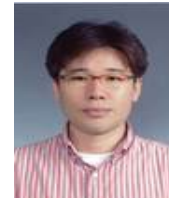
### 원재선(元載善)

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



### 김희승(金熙勝)

1982년 12월 16일생. 2008년 국민대 전자정보통신대학 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2013년 동 대학원 전자공학과 졸업(공학박). 2013년 9월~현재 삼성전기 CDS개발팀 실장기술 책임연구원.



### 김종해(金鍾海)

1968년 3월 11일생. 1999년 8월 영남대 전기공학과 졸업(공학박). 2005년 5월 일본 나고야대 전기공학과 졸업(공학박). 1996년 3월~2000년 2월 영남대 공업기술연구소 연구원. 2002년 4월~2003년 3월 호리정보과학진흥재단 연구원. 2003년 1월~2005년 3월 일본 나고야대 COE연구원. 2005년 11월~2012년 8월 삼성전기 CDS사업부 CDS기반기술G 수석연구원(그룹장). 2012년 9월~현재 대구가톨릭대 전기에너지공학과 조교수.