

## 공통모드 초크의 간단한 고주파 모델링 기법

## Method for High-Frequency Modeling of Common-Mode Choke

정현종 · 윤 석 · 김유선\* · 배 석\* · 임영석

Hyeonjong Jung · Seok Yoon · Yuseon Kim\* · Seok Bae\* · Yeongseog Lim

### 요 약

본 연구는 공통모드 초크의 기생 성분이 공통모드와 차동모드에 미치는 영향을 광대역에서 분석하고, 간단한 고주파 모델링 방법을 제시한다. 공통모드와 차동모드의 2-port 회로망을 각각 구성하여 각 모드에서의  $S$ -parameter를 Network Analyzer로 측정하였다. 측정 결과로부터 등가회로 소자를 추출하여 고주파 등가회로를 모델링하고, 측정치와 시뮬레이션 결과를 비교함으로써 타당성을 검증하였다. 이는 정확하고 예측 가능한 EMI 필터를 설계하는데 적용될 수 있다.

### Abstract

In this paper, we analyze the effects of parasitic components of common-mode choke on the common mode and differential mode in a wide band, and we propose a simple method for high-frequency modeling. Common mode and differential mode 2-port networks were configured and the  $S$ -parameters in each mode were measured using a network analyzer. Equivalent circuit elements were extracted from the measured results to model a high-frequency equivalent circuit, and the validity was verified by comparing the measured  $S$ -parameters with the simulation results.

Key words: Common-Mode Choke, Parasitic Parameter, Common Mode(CM), Differential Mode(DM), EMI Filter

### I. 서 론

전자기기의 프로세서 속도가 비약적으로 증가함에 따라 스위칭 소자들은 고주파 노이즈를 만든다. EMI는 전원선을 타고 나가는 전도성 노이즈와 공기 중으로 나가는 방사성 노이즈로 나뉘는데, 저전압을 사용하는 전자기기의 오작동을 유발한다. 여기서 전도성 전파 노이즈를 줄이기 위한 대책으로 EMI 필터가 있다.

전도성 EMI는 공통 모드(Common Mode: CM) 성분과 차동 모드(Differential Mode: DM) 성분으로 구분된다. 공통모드 초크(Common-Mode Choke: CMC)는 공통모드 노

이즈를 제거하는데 가장 중요한 소자이며, 작은 누설 인덕턴스로 인해 고주파 차동모드 노이즈도 제거된다. 이러한 성능들은 필터의 등가회로 모델에 포함되어 각 모드에서 삽입손실을 예측함으로써 필터를 설계하는데 시간과 비용을 절약할 수 있다. 하지만 CMC는 고주파에서 많은 기생 성분으로 인해 모델링의 정확성이 떨어지고, 필터의 성능이 저하된다. 따라서 반복적인 측정으로 인한 개발 비용과 시간을 줄이고, 정확한 필터 성능을 예측하기 위해 기생성분을 포함한 CMC의 모델링이 필요하다<sup>[1]~[3]</sup>.

고주파 CMC 모델링을 위한 다양한 방법의 연구가 이

전남대학교 전자컴퓨터공학부(School of Electronics and Computer Engineering, Chonnam National University)

\*LG 이노텍(LG Innotek)

· Manuscript received September, 28, 2017 ; Revised October, 25, 2017 ; Accepted November, 15, 2017. (ID No. 20170928-104)

· Corresponding Author: Yeongseog Lim (e-mail: limys@jnu.ac.kr)

루어지고 있다. 대부분의 연구는 기생 성분을 계산하기 위해 코일의 감은 횟수, 코일의 기하학적 구조, 투자율 등을 이용하여 계산하거나<sup>[4]~[6]</sup>, 3-D 모델을 이용하여 시뮬레이션 하였다<sup>[7],[8]</sup>. 이러한 방법들은 CMC를 모델링하는데 매우 유용하고 정확하나, 모델링하기 위한 코일의 기하학적 구조나 재료의 특성을 제조사로부터 얻기 힘들다. CMC 모델링을 위한 다른 접근법으로 측정을 통한 모델링 방법이 있다<sup>[9]~[11]</sup>. 기존의 측정 방법은 다양한 회로 구성으로 측정한 임피던스 값들을 이용하여 CMC를 모델링하였다. 하지만 임피던스 측정값을 이용하여 모델링할 경우, 임피던스 특성은 측정치와 유사하지만 Network Analyzer를 이용하여 측정한  $S(2,1)$ 에서 많은 오차를 보였다.

본 논문에서는 CMC를 공통모드와 차동모드 두 가지 모드로  $S$ -parameter 측정을 통해 등가회로 소자를 추출하는 간단한 방법을 제시하였다. 측정한  $S$ -parameter로부터 유도한 각 모드의 입력 임피던스로부터 CMC의 등가 모델 파라미터를 추출하여 등가회로 모델의  $S$ -parameter의 정합도를 향상시켰다. 또한 CMC의 측정 상에 발생할 수 있는 기생 캐패시터 성분들을 고려하고, 기생 캐패시터 성분들이 각 모드에 미치는 영향에 대해 분석하였다. 각 모드에서  $S$ -parameter의 측정치와 시뮬레이션 결과를 비교함으로써 제시한 고주파 모델링을 검증하였다.

## II. CMC 2-port 특성

그림 1은 실험에 사용된 Wurth Electronics사의 서로 다른 규격을 가진 두 가지 모델의 CMC이다.

표 1은 Wurth Electronics사가 제공하는 CMC의 규격이다. 공통모드와 차동모드 각각의 2-port 회로를 구성하고,

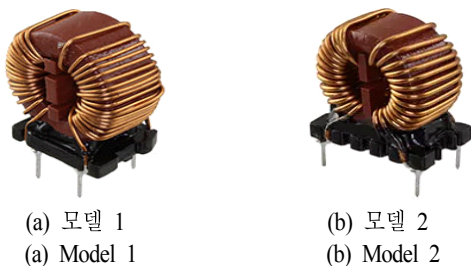


그림 1. 실험에 사용된 CMC  
Fig. 1. CMC used in experiment.

표 1. CMC 규격

Table 1. Configuration of CMC.

CMC model (model No.)	Model-1 (744823333)	Model-2 (7448258022)
$L$ (10 kHz)	3.3 mH	2.2 mH
DC resistance	60 mΩ	14 mΩ

Network Analyzer 장비를 이용하여  $S$ -parameter를 측정하였다. CMC의 주파수 특성으로 가장 중요한 요소는 자기 공진 주파수(Self Resonance Frequency: SRF)를 들 수 있다. 코일은 인덕턴스 외에 코일의 권선 간에 발생하는 기생 캐패시턴스로 인하여 SRF 특성을 가지며, SRF 이전에는 인덕턴스 성분이 주효하다. 따라서 CMC의 2-port 특성을 측정하여 등가 모델을 추출하기 위해서는 SRF보다 충분히 낮은 주파수 영역까지 측정이 가능하여야 한다. 본 논문에서는 Agilent사의 Network Analyzer E5071C를 이용하여 두 모델의 주파수 특성을 측정하였다. 장비의 측정 주파수 범위는 300 kHz~20 GHz인데, 측정한 두 모델의 SRF가 700 kHz 이상이기 때문에 CMC의 고주파 특성 모델링에 활용할 수 있다. 300 kHz 이하의 주파수 대역은 저주파 모델로 볼 수 있으며, 10 kHz에서 측정한 인덕턴스와 저항 성분으로 모델링될 수 있다.

CMC의 성분을 추출하기 위해 측정한  $S$ -parameter로부터 식 (1)을 이용하여 입력임피던스를 계산하고 분석하였다.

$$Z_{in} = Z_L \frac{1 + S(1,1)}{1 - S(1,1)} \quad (1)$$

CMC의 경우, 코일의 인덕턴스와 기생 캐패시턴스 외에 코일에 내재된 도체 손실과 페라이트의 자성체 손실 등도 함께 고려해야 한다.

### 2-1 공통모드 특성

그림 2는 CMC의 공통모드 특성을 측정하기 위한 2-port 회로망이다. 회로망에  $C_g$ 는 CMC 모델링과 별개로 측정 상에 발생하는 CMC와 ground 사이의 부유 캐패시턴스를 나타낸다.  $C_g$ 는 CMC의 성분처럼 고정된 값이 아니라 측정 당시 ground 넓이, 선로 폭 등 회로의 구성에 따라 값이 변하기 때문에 정량적 접근이 어렵다. 따라서

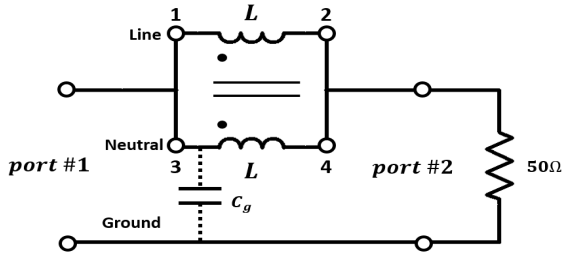


그림 2. 공통모드 2-port 회로망  
Fig. 2. Common mode 2-port network.

본 논문에서는 식 (1)을 이용하여 공통모드에서 코일에 내재하는 기생 캐패시턴스( $C_{ep}$ )를 계산하고,  $S(2,1)$ 의 측정값으로부터  $C_g$ 를 보상하고  $C_{ep}$ 를 감소시키며  $C_g$ 를 구하였다.

그림 3(a)는 공통모드에서 측정된 각 모델의  $|S(1,1)|$  과  $|S(2,1)|$  을, 그림 3(b)는 식 (1)을 이용하여 계산한 각 모델의 입력임피던스  $Z_{in}^{CM} = R_{in}^{CM} + jX_{in}^{CM}$  을 나타낸 것이다.

코일이 갖는 인덕턴스 이외에도 코일 자체에 내재되는 기생 캐패시턴스로 인하여 비교적 낮은 주파수에서 자기 공진이 발생하는 것을 그림 3(b)의  $X_{in}^{CM}$  으로부터 확인할 수 있다. 모델-1과 모델-2의 SRF는 각각  $f_{srf}^{CM-1} = 726$  kHz 과  $f_{srf}^{CM-2} = 716.5$  kHz이다.

## 2-2 차동모드 특성

그림 4는 CMC의 차동모드 특성을 측정하기 위한 2-port 회로망이다.

그림 5(a)는 차동모드에서 각 모델의  $|S(1,1)|$  과  $|S(2,1)|$  를 나타낸다. 그림 5(b)는 식 (1)을 이용하여 계산한 각 모델의 입력임피던스  $Z_{in}^{DM} = R_{in}^{DM} + jX_{in}^{DM}$  을 나타낸 것이다.

차동모드의 경우 공통모드와 마찬가지로 기생 캐패시턴스에 의한 자기공진 현상이 나타난다. 그러나 차동모드 회로의 인덕턴스가 현저하게 작기 때문에 SRF는 공통모드의 경우에 비교하여 매우 높은 편이다. 모델-1과 모델-2의 차동모드 SRF는 각각  $f_{srf}^{DM-1} = 14.46$  MHz과  $f_{srf}^{DM-2} = 15.51$  MHz이다. 차동모드로 동작하는 경우의

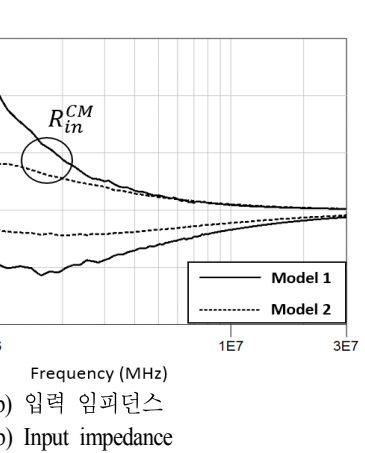
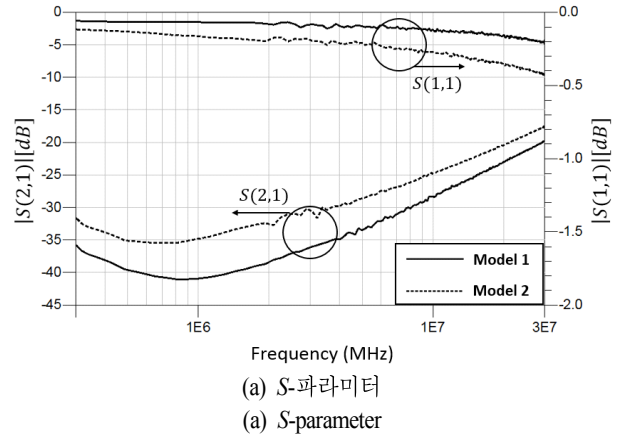


그림 3. 공통모드 특성  
Fig. 3. Common mode characteristics.

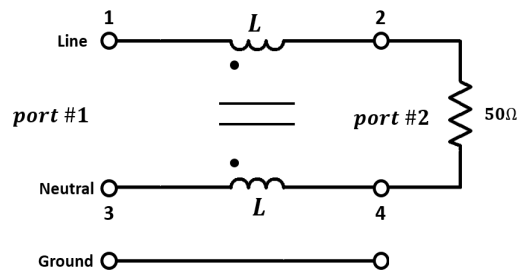


그림 4. 차동모드 2-port 회로망  
Fig. 4. Differential mode 2-port network.

회로 특성은 공통모드 회로에서의 기생 회로 소자들 외에도 CMC를 구성하는 두 코일 사이의 캐패시턴스도 고려해야 한다.

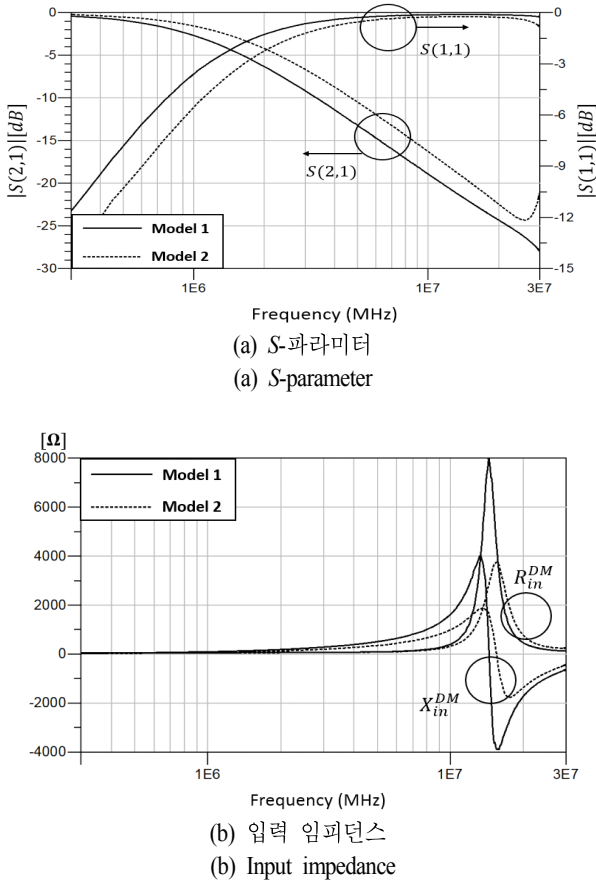


그림 5. 차동모드 특성  
Fig. 5. Differential mode characteristics.

### III. CMC의 고주파 모델링

그림 6(a)와 그림 6(b)는 각각 저주파 대역과 광대역의 고주파 모델링을 보인 것이다.

CMC를 구성하는 코일의 자기인덕턴스  $L_{self}$ , 두 코일 간의 결합계수  $k$ , 코일에서 발생하는 전력 손실  $R_{es}$ , 코일에 내재하는 기생캐패시턴스  $C_{ep}$  그리고 코일의 자성체 손실  $R_{ep}$  등을 포함하고 있다. 여기에 두 코일 사이에 발생하는 전기적인 결합을 반영하기 위해 기생 캐패시턴스  $C_p$ 를 추가하였다.

차동모드는 SRF가 높기 때문에, 측정 대역의 낮은 주파수 영역에서는 기생 캐패시턴스의 영향을 무시한 인덕턴스만의 회로로 해석이 가능하다. 반면 공통모드의 SRF는 대략 720 kHz이고, Network Analyzer의 측정 주파수 범

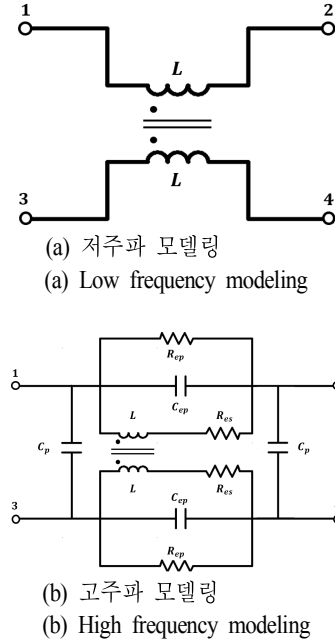


그림 6. CMC의 등가회로  
Fig. 6. Equivalent circuit of CM choke.

위가 300 kHz 이상이기 때문에 기생 캐패시턴스의 영향을 무시할 수 있을 정도로 충분히 낮은 주파수에서 측정했다고 보기 어렵다. 따라서 자기 인덕턴스  $L_{self}$ 의 경우, LCR Meter를 이용하여 측정하였다. 또한 차동모드의 인덕턴스  $L_{DM}$ 도 LCR Meter를 이용하여 측정하고, Network Analyzer의 측정 결과로부터 추출한  $L_{DM}$ 과 비교하였다.

측정에는 Sinstek사의 Autoranging LCR Meter M4070을 이용하였다.

#### 3-1 차동모드 회로의 인덕턴스

차동모드의 회로 구성에서는 두 코일의 자속이 서로 상쇄되기 때문에 누설자속이 없는 이상적인 경우에는 인덕턴스가 0이 된다. 그러나 실제 CMC에서는 차동모드 필터 구성을 위해 적절한 누설 자속을 갖게 된다. 차동모드의 SRF보다 현저하게 낮은 주파수에서는 캐패시턴스의 영향을 무시하고, 입력 리액턴스가 인덕턴스에 선형적으로 비례한다고 볼 수 있다. 따라서 차동모드회로의 입력 리액턴스로부터 차동모드 회로의 인덕턴스  $L_{DM}$ 은 다음 식 (2)를 이용하여 구할 수 있다.

표 2. 측정 방법에 따른  $L_{lkg}$  비교Table 2. Comparison of  $L_{lkg}$  by measurement method.

	Model - 1	Model - 2
Network analyzer	7.22 uH (400 kHz)	5.15 uH (400 kHz)
LCR meter	7.04 uH (336 kHz)	4.94 uH (343 kHz)

$$L_{DM} \cong \frac{|X_{in}^{DM}|}{2\pi f} : f \ll f_{SRF}^{DM} \quad (2)$$

$L_{DM}$ 은 누설인덕턴스  $L_{lkg}$ 가 두 개 직렬 연결된 경우 이므로  $L_{lkg} = L_{DM}/2$ 와 같다<sup>[17][18]</sup>.

표 2는  $f_{SRF}^{DM}$ 에 비해 현저히 낮은 400 kHz의 주파수에 서 식 (2)를 이용하여 추출한 값과 LCR Meter를 이용하여 구한 값을 비교한 것으로 두 값이 유사한 것을 알 수 있다. 본 논문에서는 식 (2)에서 얻은  $L_{lkg}$ 를 이용하여 모델링하였다.

### 3-2 공통모드 회로의 인덕턴스

공통모드의 SRF는 본 논문에서 사용된 Network Analyzer의 측정 주파수 하한에 비하여 충분히 높지 않기 때문에 식 (1)의 리액턴스로부터 구할 경우 오차가 너무 크다. 따라서 LCR Meter를 이용하여 저주파에서의 단일 코일의 자기 인덕턴스  $L_{self}$ 를 측정하고, 식 (2)로 구한  $L_{lkg}$ 를 이용하여 공통모드 회로의 인덕턴스를 구할 수 있다.

$$L_{CM} \cong \frac{L_{self} + M}{2} : M = L_{self} - L_{lkg} \quad (3)$$

$L_{lkg}$ 의 값이  $L_{self}$ 에 비하여 매우 작기 때문에  $L_{self}$ 와  $L_{CM}$ 을 같다고 보았다. 모델 1의  $L_{CM}$  측정치는 56 kHz에서 3.47 mH이고, 모델 2의  $L_{CM}$  측정치는 72 kHz에서 2.01 mH를 얻었다. 표 1의 규격과의 오차는 10 % 정도이다.

### 3-3 결합계수 $k$ (Coupling Coefficient)

식 (2)에서 얻은  $L_{lkg}$ 와 LCR Meter에서 측정한  $L_{self}$ 를 이용하여 두 코일의 결합 계수를 구할 수 있다.

$$k = \frac{L_{self} - L_{lkg}}{L_{self}} \quad (4)$$

모델 1의  $k$ 는 0.9979, 모델 2의  $k$ 는 0.9974이다.

### 3-4 코일에 내재된 기생 캐패시턴스 $C_{ep}$

그림 6(b)의 공통모드회로의 주파수 특성은  $C_p$ 의 영향을 받지 않으므로,  $C_g$ 를 고려하지 않을 경우 공통모드 회로의 SRF로부터 식 (3)의 공통모드회로 인덕턴스  $L_{CM}$ 을 이용하여  $C_{ep}$ 를 구할 수 있다. 즉

$$f_{CM, SRF} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{CM}(2C_{ep})}} \quad (5a)$$

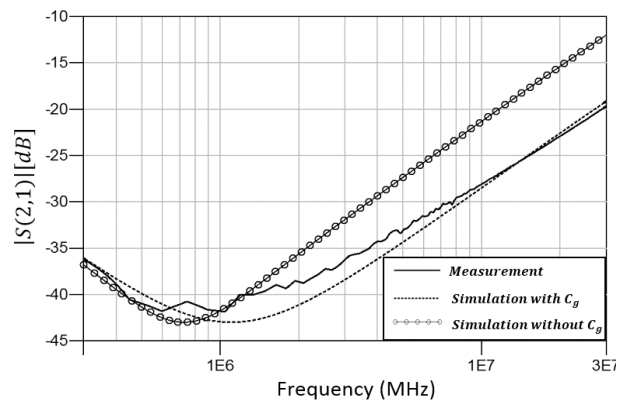
이므로

$$C_{ep} = \frac{1}{2L_{CM}(2\pi f_{SRF}^{CM})^2} \quad (5b)$$

모델 1의  $C_{ep}$ 는 6.92 pF, 모델 2의  $C_{ep}$ 는 13.6 pF이다.  $C_g$ 를 고려하지 않고 식 (5)를 이용하여 모델링 했을 경우 그림 7과 같이  $S(2,1)$ 의 큰 오차를 보인다. 따라서  $S(2,1)$ 로부터 CMC의 코일과 접지 선로와의 캐패시턴스  $C_g$ 를 보상해 주어야 CMC의  $C_{ep}$ 를 정확하게 구할 수 있다.

그림 7은  $C_g$ 를 고려하지 않고 식 (5)를 이용하여 얻은 결과와  $C_g$ 의 보상에 따른 모델 1의 공통모드에서  $S(2,1)$ 을 비교한 것이다.

$C_g$ 를 보상한 경우 모델 1의  $C_{ep}$ 는 3 pF,  $C_g$ 는 7.84 pF이고, 모델 2의  $C_{ep}$ 는 6 pF,  $C_g$ 는 15.2 pF이다.

그림 7.  $C_g$ 가 공통모드에 미치는 영향Fig. 7. The effect of  $C_g$  on the common mode.

### 3-5 코일 간의 결합에 의한 기생 캐패시턴스 $C_p$

$C_p$ 는 CMC를 구성하는 두 코일사이에 발생하는 기생 캐패시턴스이다. 차동모드에서는 두 코일간의 전기적 결합을 고려해 주어야 하기 때문에  $C_p$ 를 이용하여 차동모드에서 측정치와 계산치의 SRF 오차를 줄일 수 있다. 그림 8은 본 논문에서 사용한 CMC 모델 1에서 추출한 성분으로 고주파 모델링에 적용하여  $C_p$ 의 유무에 따른 차동모드에서 입력임피던스의 변화를 나타낸다.

차동모드회로의 경우,  $C_p$ 에 따라 측정치와 계산치의 SRF가 크게 차이가 나는 것을 그림 8에서 볼 수 있다.

식 (2)에서 누설 인덕턴스를 구할 수 있으므로 공진주파수 공식을 이용하여 차동모드에서 총 캐패시턴스  $C_{DM,eq}$ 를 구할 수 있다.  $C_{DM,eq}$ 로부터 코일 간의 기생 커패시턴스인  $C_p$ 를 얻을 수 있다.

$$C_{DM,eq} \cong \frac{1}{L_{DM}} \left( \frac{1}{2\pi f_{DM,SRF}} \right)^2$$

$$C_p = C_{DM,eq} - \frac{C_{ep}}{2} \quad (6)$$

모델 1의  $C_p$ 는 6.79 pF, 모델 2의  $C_p$ 는 7.21 pF이다.

### 3-6 도체손실과 페라이트 자성체 손실 $R_{es}, R_{ep}$

L과 직렬로 연결된 저항  $R_{es}$  ESR(Equivalent Series Resistance)는 CMC의 권선에 의한 손실을 나타낸다. SRF보다 충분히 낮은 저주파에서는 직렬로 연결된 인덕터는

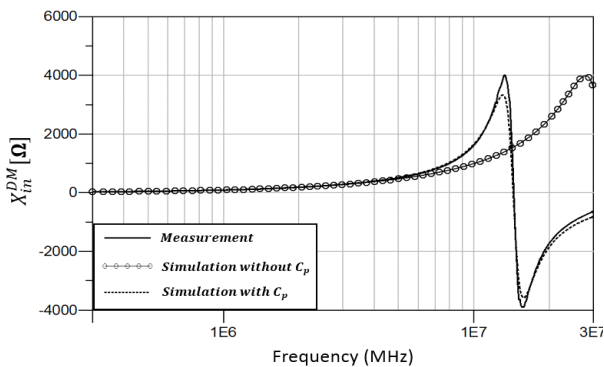


그림 8.  $C_p$ 가 차동모드에 미치는 영향

Fig. 8. The effect of  $C_p$  on the differential mode.

단락되고 병렬로 연결된 커패시터는 개방되는 것으로 간주할 수 있다. 또한 병렬로 연결된  $R_{ep}$ 가  $R_{es}$ 에 비해 매우 크기 때문에  $R_{es}$  성분만 남는다. 그런데 공통모드의 경우 낮은 SRF 특성 때문에 저주파에서 높은 임피던스를 갖는다. 따라서 높은 SRF 특성을 가진 차동모드의 저주파 임피던스에서  $R_{es}$ 를 구할 수 있다.

$$R_{es} = R_{in}^{DM} : f \ll f_{SRF}^{DM} \quad (7)$$

L과 병렬로 연결된  $R_{ep}$  (Equivalent Parallel Resistance: EPR)는 Ferrite에서의 손실로써 각 모드 최대 임피던스 값으로 표현된다<sup>[16]</sup>.

$$R_{eq}^{CM} = \text{Max}(|R_{in}^{CM}|) \quad (8)$$

$$R_{eq}^{DM} = \text{Max}(|R_{in}^{DM}|) \quad (9)$$

코어를 구성하는 페라이트가 비선형 소재이기 때문에 회로를 구동하는 조건에 따라 차이가 발생한다.

모델 1의  $R_{eq}^{CM}$ 은 28,004 Ω,  $R_{eq}^{DM}$ 은 3,982 Ω이고, 모델 2의  $R_{eq}^{CM}$ 은 12,630 Ω,  $R_{eq}^{DM}$ 은 1,875 Ω이다.

### 3-7 CMC 등가 회로모델

표 3은 두 CMC의 등가회로 모델 소자 값들을 계산한 결과이다.

누설 인덕턴스  $L_{lkg}$ 는 2-port 회로의 S-parameter로부터 추출한 값으로 LCR 메터로 측정한 값과의 오차는 표 2에

표 3. CMC 등가회로 소자

Table 3. Equivalent circuit components of calculation CMC.

	Model - 1	Model - 2
$L$	3.47 mH	2.01 mH
$L_{lkg}$	7.22 uH	5.15 uH
$C_{ep}$	3 pF	6 pF
$C_p$	6.79 pF	7.21 pF
$R_{es}$	0.75 Ω	0.19 Ω
$R_{ep}^{CM}$	28,004 Ω	12,630 Ω
$R_{ep}^{DM}$	3,982 Ω	1,875 Ω
$k$	0.9979	0.9974



서 볼 수 있듯이 4 % 미만이다. 자기 인덕턴스  $L_{self}$ 는 LCR 메터로 측정한 값을 이용하였다.

#### IV. 등가회로 모델 검증

그림 9와 그림 10은 두 개의 CMC 모델의 각 모드에서 측정치와 표 3의 고주파 등가회로에 대한 시뮬레이션 결과를 비교한 것이다.

두 모델의 차동 모드 특성은 측정치와 등가회로의 주파수 특성이 Magnitude는 물론 Phase도 매우 잘 일치함을 볼 수 있다. 공통모드의 경우 측정값이 매끄럽지 못하지만, 측정치와 시뮬레이션 결과가 유사한 형태를 보이고 있다.

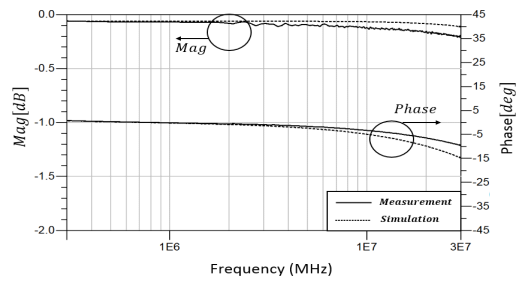
#### V. 결 론

본 논문에서는 대표적인 EMI filter의 소자인 CMC를 공통모드와 차동모드에서 S-parameter 측정을 통해 고주파 모델링 성분의 간단한 추출 방법을 제시하였고, 기생 성분이 각 모드에서 미치는 영향에 대해 분석하였다. 차동모드에서 코일의 결합 간에 발생하는  $C_p$ 와 공통모드에서 부유 캐패시턴스  $C_g$ 를 보상함으로써 공통모드 회로는 물론 차동모드 회로의 SRF와 S-parameter가 잘 일치하는 등가회로 모델링을 구하였다.

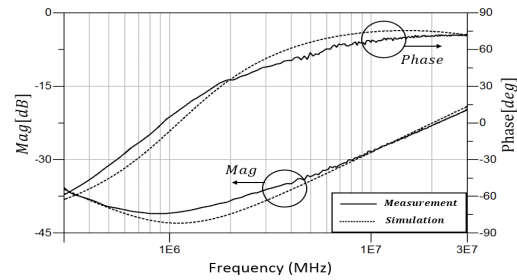
초크를 구성하는 코어 물질의 자화이력특성(magnetization hysteresis)으로 인하여 회로 구동 조건에 따라 투자율과 자성체 손실 등이 변화하므로, 이에 따른 회로 소자 값들의 변동이 있을 수 있다. 하지만 본 연구를 토대로, 다양한 구동 조건에 따른 CMC의 광대역 모델링이 이루어지면 측정 시간을 절약하고, 정확하고 예측 가능한 EMI 필터 설계에 활용될 수 있다.

#### References

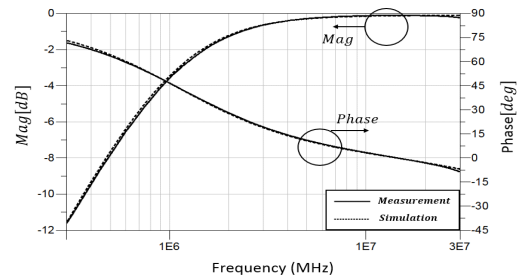
- [1] 정용채, "노이즈 분리 기법을 이용한 전도 EMI 필터의 모델링 및 설계 알고리즘," 전력전자학회논문지, 9(3), pp. 260-266, 2004년 6월.
- [2] C. Dominguez-Palacios, J. Bernal, and M. M. Prats, "Characterization of common mode chokes at high frequencies with simple measurements," *IEEE Transactions*



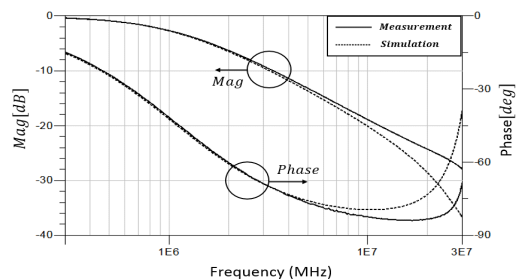
(a) 공통모드  $S(1,1)$   
(a) Common mode  $S(1,1)$



(b) 공통모드  $S(2,1)$   
(b) Common mode  $S(2,1)$



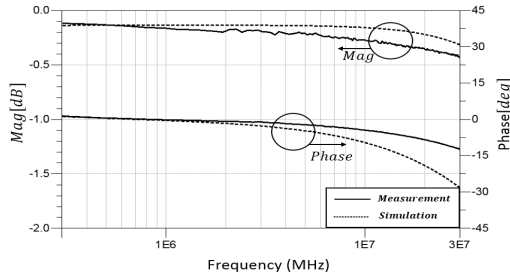
(c) 차동모드  $S(1,1)$   
(c) Differential mode  $S(1,1)$



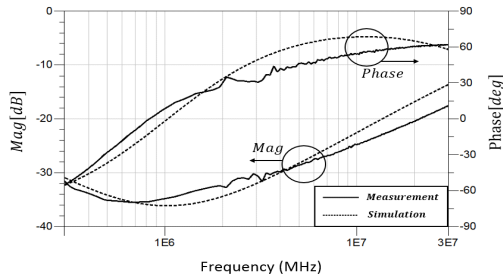
(d) 차동모드  $S(2,1)$   
(d) Differential mode  $S(2,1)$

그림 9. 측정치와 모델 1의 모델링 비교

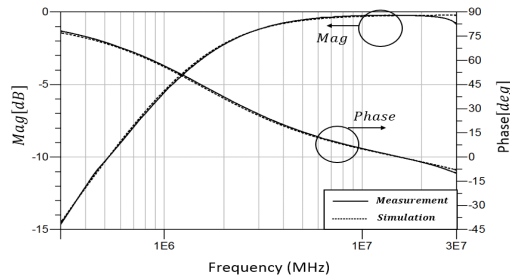
Fig. 9. Comparison between measured data and modeling of model 1.



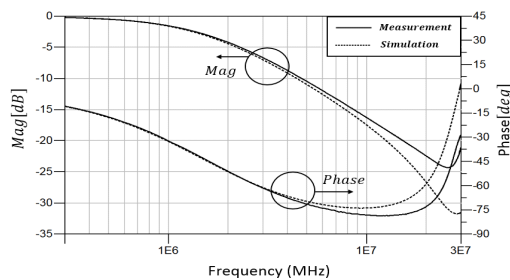
(a) 공통모드  $S(1,1)$   
(a) Common mode  $S(1,1)$



(b) 공통모드  $S(2,1)$   
(b) Common mode  $S(2,1)$



(c) 차동모드  $S(1,1)$   
(c) Differential mode  $S(1,1)$



(d) 차동모드  $S(2,1)$   
(d) Differential mode  $S(2,1)$

그림 10. 측정치와 모델 2의 모델링 비교

Fig. 10. Comparison between measured data and modeling of model 2.

- on *Power Electronics*, vol. PP, no. 99, pp. 1, Jul. 2017.
- [3] 김종현, 전지운, 김태호, 김성준, 나완수, "측정된 S-파라미터를 이용한 EMI 필터의 Y-캡 용량 산정에 대한 연구," *한국전자파학회논문지*, 25(3), pp. 319-332, 2014년 3월.
- [4] P. F. Okyere, E. Habiger, "A novel physically-based PSPICE compatible-model for common-mode chokes," in *1999 International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Tokyo, May 1999, pp. 33-36.
- [5] M. Kovacic, Z. Hanic, S. Stipetic, S. Krishnamurthy, and Damir Zarko, "Analytical wideband model of a common-mode choke," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 7, pp. 3173-3185, Jul. 2012.
- [6] A. Roc'h, H. Bergsma, D. Zhao, B. Ferreira, and F. Lefeink, "A new behavioral model for performance evaluation of common mode chokes," in *2007 18th International Zurich Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Munich, 2007, pp. 501-504.
- [7] I. F. Kovačević, T. Friedli, A. Muesing, and J. Kolar, "3-D electromagnetic modeling of EMI input filters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 231-242, Jan. 2014.
- [8] M. Kovačić, S. Stipetić, Z. Hanić, and D. Žarko, "Small-signal calculation of common-mode choke characteristics using finite-element method," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 57, no. 1, pp. 93-101, Feb. 2015.
- [9] 박동한, 배준형, 이영재, 박광서, 김해준, 김영우, 원재선, 김중해, "LED-TV 전원장치에 적합한 자동 권선형 고주파 공통모드 초크의 특성 해석에 관한 연구," *조명·전기설비학회논문지*, 31(5), pp. 33-44, 2017년 5월.
- [10] 원재선, 김희승, 김중해, "기생 커패시턴스 저감형 공통모드 초크의 특성해석에 관한 연구," *전력전자학회논문지*, 20(2), pp. 137-143, 2015년 4월.
- [11] L. Dehong, J. Jianguo, "High frequency model of common mode inductor for EMI analysis based on measurements," in *Electromagnetic Compatibility, 2002 3rd International Symposium on Electromagnetic Compati-*



- lity, Beijing, May 2002, pp. 462-465.
- [12] J. Deng, K. Y. See, "In-circuit characterization of common-mode chokes," *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, vol. 49, no. 2, pp. 451-454, Jun. 2007.
- [13] I. Stevanovic, S. Skibin, M. Masti, and M. Laitinen, "Behavioral modeling of chokes for EMI simulations in power electronics," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 695-705, Feb. 2013.
- [14] W. Tan, C. Cuellar, X. Margueron, and N. Idir, "A high frequency equivalent circuit and parameter extraction procedure for common mode choke in the EMI filter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1157-1166, Jul. 2013.
- [15] S. Skibin, I. Stevanovic, "Behavioral circuit modeling of chokes with multi-resonances using genetic algorithm," in *Electromagnetic Compatibility(EMC), 2011 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, Long Beach, CA, Aug. 2011, pp. 454-458.
- [16] J.-L. Kotny, X. Margueron, and N. Idir, "High frequency model of the coupled inductors used in EMI filters," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2805-2812, Jun. 2012.
- [17] D. H. Liu, J. G. Jiang, "High frequency characteristic analysis of EMI filter in switch mode power supply (SMPS)," in *2002 IEEE 33rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 4, Cairns, Jun. 2002, pp. 2039-2043.
- [18] 김희승, 백미란, 원도현, 홍성수, 노정욱, 한상규, 원재선, 오동성, "EMI filter의 감쇄 성능 예측을 위한 소자의 공통 및 차동 모드 모델링 기법," *전력전자학술대회 논문집, 강원 평창*, 2010년 7월, pp. 464-465.

## 정 현 중



2017년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터공학부(공학사)  
2017년 3월~현재: 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정  
[주 관심분야] 초고주파회로설계, EMC/EMI

## 김 유 선



2006년~2010년 8월: 전남대학교 전자공학 (공학박사)  
2010년~현재: LG이노텍 책임  
[주 관심분야] 융복합 시스템 설계, 초고주파 회로설계, EMC/EMI

## 윤 석



2016년 2월: 전남대학교 전자컴퓨터공학부(공학사)  
2016년 3월~현재: 전남대학교 전자컴퓨터공학과 석사과정  
[주 관심분야] 초고주파회로설계, 전자파 인체영향

## 배 석



2007년~2010년: Alabama 주립대 Research Scientist  
2010년~현재: LG이노텍 연구위원  
[주 관심분야] Magnetic 응용 부품/시스템, Antenna, EMC/EMI

임 영 석



1984년 9월~현재: 전남대학교 전자컴퓨터공학부 교수  
[주 관심분야] 초고주파 회로설계, 안테나, EMC/EMI