

측정된 S-파라미터를 이용한 EMI 필터의 Y-캡 용량 산정에 대한 연구

Evaluation of Y-Cap Capacitance in EMI Filter Design Using Measured S-Parameter

김종현 · 전지운 · 김태호 · 김성준 · 나완수

Jonghyeon Kim · Jiwoon Jeon · Taeho Kim · Sungjun Kim · Wansoo Nah

요 약

삽입 손실은 EMI 필터의 노이즈 제거 성능을 나타내는 주된 지표로 쓰인다. 본 논문에서는 기존의 방법보다 좀 더 정확하고 편하게 삽입 손실을 측정할 수 있는 방법에 대하여 연구하였다. 이와 관련하여 EMI 필터의 비이상적인 특성들을 모두 고려하기 위해 4포트 S-파라미터 측정을 통한 임의의 전원/부하 임피던스에 대한 차동 모드와 공통 모드의 삽입 손실을 구하는 방법에 대하여 제시하였다. 이를 활용하여 EMI 필터가 사용될 회로의 전원/부하 임피던스를 알고 있을 때, 시스템에 적용된 EMI 필터의 차동 모드 삽입 손실과 공통 모드 삽입 손실을 구할 수 있다. 또한, 이를 바탕으로 적절한 소자 값을 선택하기 위해 혼합 모드 변환, 체인 혼합 모드 변환 그리고 4포트 모델링을 통하여 임의의 소자 값에 따른 전체 시스템의 삽입 손실을 예측하는 방법에 대하여 제시하였다.

Abstract

Insertion loss is used as the character to express the efficiency of EMI filter. In this paper, we studied the better method that can measure the insertion loss of EMI filter exactly than the original method. For the achievement of this, the method measuring both common mode(CM) and differential mode(DM) insertion loss with arbitrary input/output impedance is accomplished using a 4-ports S-parameters system for consideration of unbalanced factor. Using this method, when input/output used in specific system is known, CM/DM insertion loss of EMI filter inserted in the system can be calculated. Finally, we applied 4-ports modeling method to 'X/Y capacitor part' and suggested the algorithm for selecting suitable the value of Y-capacitor using mixed mode S-parameters and mixed mode chain S-parameters.

Key words: EMI Filter, S-Parameter, Insertion Loss, Mixed Mode S-Parameter, 4 Port Equivalent Model

I. 서 론

전력 변환 회로에서 쓰이는 파워 컨버터나 PWM(Pulse

Width Modulation) 인버터 내의 스위칭 소자들은 심각한 고주파 노이즈를 만든다. 전도성 노이즈(CE: Conducted Emission) 및 방사성 노이즈(RE: Radiated Emission)와 같

「본 연구는 2012년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술연구원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제(No. 20124010203300)와 2013년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2013009489).」

성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과(Department of Electronic and Computer Engineering, Sungkyunkwan University)

· Manuscript received December 6, 2013 ; Revised March 10, 2014 ; Accepted March 14, 2014. (ID No. 20131206-11S)

· Corresponding Author: Wansoo Nah (e-mail: wsnah@skku.edu)

은 형태로 나타나는 노이즈들은 전자기기의 성능에 영향을 끼칠 뿐만 아니라, 기기의 오작동을 일으키는 주된 원인이다. 또한, 보다 이상적인 전력 파형을 제공하기 위하여 스위칭 주파수는 점점 더 높아지고, 회로 내에서 더 많은 스위칭 소자들이 쓰이기 때문에, 이러한 소자들에 의한 노이즈 문제를 해결하는 것은 점점 더 중요한 요소가 되었다. 따라서 이제 이러한 노이즈를 효과적으로 줄이는 것은 제품의 EMC 테스트 통과 목적뿐만 아니라, 제품의 고성능화의 측면에서도 반드시 필요한 일이 되었다^[1].

거의 대부분의 전력 변환 회로에서 공통 모드(CM: Common Mode)와 차동 모드(DM: Differential Mode)의 노이즈를 줄이기 위하여 일반적으로 회로에 EMI 필터를 디자인 하여 사용한다. 이 때 EMI 필터의 성능을 평가하기 위하여 보통 전도성 노이즈를 측정하는데, 이를 위하여 LISN(Line Impedance Stabilization Network)을 필터와 부하단 사이에 설치하여 실제 시스템에서의 노이즈를 측정한다^[2]. 그렇지만 이와 같이 측정된 전도성 노이즈는 동일한 노이즈 입력에 대해서 회로의 입력 임피던스 및 LISN 특성에 따라서 달라지므로, EMI 필터 자체 성능을 나타내는 지표로 사용되기가 모호한 측면이 있다. 따라서 EMI 필터의 성능을 정확하게 분석하기 위해서는 전도성 노이즈 자체보다는 차동모드와 공통모드의 삽입 손실(IL: Insertion Loss)를 측정하는 것이 일반적인 방법이다^[3]. 하지만 이것을 측정하기 위해서 필요한 차동/공통 모드 노이즈를 광대역에서 전달하는 것은 상당히 어려운 일이고, 또 여기에 필요한 BALUN과 같은 장비들의 주파수 특성이 반영되는 결과가 나온다^[4]. 또한, EMI 필터의 성능을 규정하고 있는 CISPR 17에서 제시하는 입력 및 출력 임피던스를 조절하는 것 또한 변압기의 권선비를 정확하게 구현하는 것이 쉽지 않다. 최근에 이러한 문제를 해결하기 위해서 S-파라미터를 활용한 해결방법이 제시되어 왔으며^[5], 이 방법을 사용하여 CISPR 17에서 제시하는 두 가지의 최악의 상황(worst case, 전원 및 부하의 임피던스가 각각 100 Ω 및 0.1 Ω의 조합의 경우)을 포함한, 보다 더 일반적인 상황에 대하여 분석할 수 있게 되었다^[6]. 그러나 이 방법은 기본적으로 2-포트 분석 방법을 사용하기 때문에, 차동모드 노이즈와 공통모드 노이즈를

주입하는 회로를 제작해야만 차동/공통모드 삽입 손실을 구할 수 있다.

한편, 수동성(passive) EMI 필터는 보통 X-커패시터와 Y-커패시터 그리고 공통 모드 억제용 초크로 구성이 된다. 하지만 실제로 구현이 된 EMI 필터에서의 커패시터와 인덕터는 모두 기생 성분을 포함하고, 이러한 성분들은 높은 주파수에서 전체 시스템의 응답특성에 큰 영향을 끼칠 수 있다^[7]. 또한, 그라운드(Green)와 션트로 연결된 Y-커패시터들은 서로 같은 특성을 나타내야 하고, 초크 또한 이론적으로 서로 완벽한 대칭성을 가져야 한다. 하지만 실제로 초크의 인덕터 쌍과 Y-커패시터 쌍의 값이 다를 뿐만 아니라, 기생성분들 또한 완벽히 같을 수는 없다. 이와 같은 이상적이지 못한 성분들은 일반적으로 고주파에서의 노이즈 특성을 변화시킨다. 즉, 초크의 인덕터 혹은 Y-커패시터들 간의 상호 비대칭성은 모드 변화, 즉 차동모드 노이즈가 공통모드 노이즈로 변하거나, 공통모드 노이즈가 차동모드 노이즈로 변하는 특성에 영향을 끼친다. 이러한 특성들 때문에 실제로 시스템에 구현된 EMI 필터는 넓은 대역의 노이즈 성분들을 설계치에서 예상한 만큼 완벽하게 제거하지 못하게 된다. 이와 관련하여, 4-포트 분석 방법을 사용하여 차동모드에서 차동/공통모드로, 또는 공통모드에서 공통/차동모드로 전달되는 노이즈의 측정 및 원인 분석을 수행한 논문도 발표되었으니^[8], 모드 변환의 원인의 해석 결과가 발표된 정도였다.

본 논문에서는 소자들이 이상적이지 않은 실제적인 상황에서 EMI 필터(Y 커패시터)를 설계하는 알고리즘을 제시하였으며, 사례 연구를 통하여 제시된 알고리즘이 타당함을 보였다. 제시된 알고리즘은 기본적으로 4-포트 분석 방법을 이용하였으며, 이상적이지 않은 소자의 경우 및 임의의 전원 및 부하 임피던스의 경우에도 모두 적용이 된다. 본 논문의 2장에서는 EMI 필터의 기본적인 구성과 고주파 모델에 대하여 기술하였으며, 3장에서는 EMI 필터의 특성을 4포트 S-파라미터를 통하여 분석하는 방법에 대하여 기술하였다. 마지막으로 4장에서는 이러한 연구를 이용하여 실제 시스템을 위해 EMI 필터를 디자인하는 방법에 대하여 제시하였다.

II. EMI 필터의 구성 및 모델

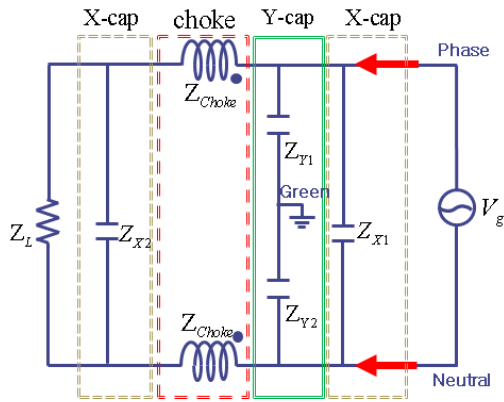
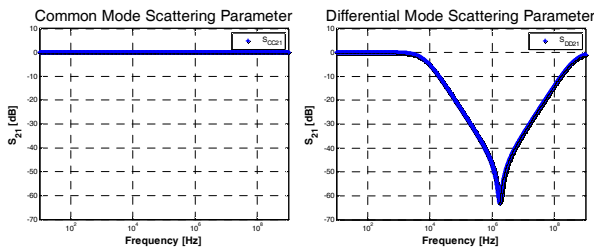


그림 1. 이상적인 EMI 필터의 등가회로도
Fig. 1. Equivalent circuit of ideal EMI filter.

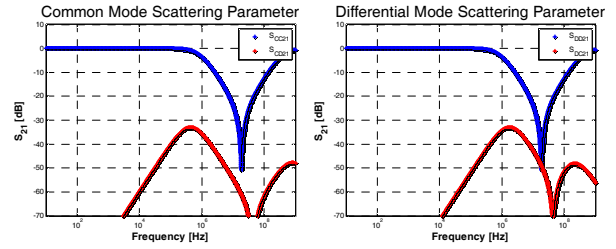
2-1 EMI 필터의 구성

일반적으로 수동성 EMI 필터는 X-커패시터(Z_X), Y-커패시터(Z_Y) 그리고 두 개의 결합된 인덕터(Z_{Choke}), 즉 초크로 그림 1과 같은 형태로 구성된다. X-커패시터는 일반적으로 그림 2와 같이 특정 주파수 이상에서 차동모드 노이즈를 줄이는 역할을 한다. 차동모드의 경우에 커패시터 양단에 전압차가 발생하지만, 공통모드 노이즈의 경우에는 커패시터 양단에 전압차가 발생하지 않아서 아무런 영향을 주지 못하기 때문이다. 하지만 차동모드 제거 특성은 실제 환경에서 주파수가 높아짐에 따라 기생 인덕턴스(ESL: Equivalent Series Inductance)와 기생 저항성분(ESR: Equivalent Series Resistance) 특성과 같은 기생 성분들의 특성이 커지면서 바뀌게 된다. 이러한 특성 때문에 높은 주파수에서는 오히려 선간 임피던스가 높아져서



(a) 공통모드 성분 전달 특성 (b) 차동모드 성분 전달 특성
(a) CM transmission (b) DM transmission

그림 2. X-커패시터의 신호전달 특성 $C_X=475$ nF
Fig. 2. Characteristic of X-capacitor $C_X=475$ nF.



(a) 공통모드 전달 특성(파란색) 및 차동→공통 모드 변환 특성(빨강색)
(b) 차동모드 전달 특성(파란색) 및 공통→차동 모드 변환 특성(빨강색)
(a) CM transmission(blue) and DM→CM mode transformation(red)
(b) DM transmission(blue) and CM→DM mode transformation(red)

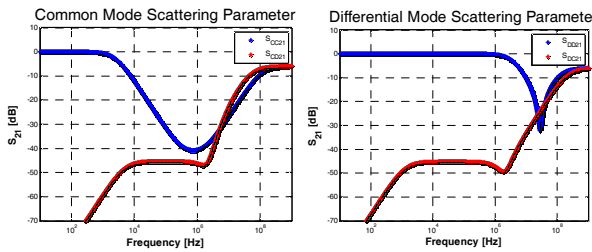
그림 3. 두 Y-커패시터가 비대칭일 때의 신호전달 특성, $C_{Y1}=7.54$ nF, $C_{Y2}=6.9$ nF

Fig. 3. Characteristic of Y-capacitor $C_{Y1}=7.54$ nF, $C_{Y2}=6.9$ nF.

차동모드 노이즈를 효과적으로 제거하지 못한다.

선간의 X-커패시터의 특성은 위상선(phase line)과 접지 사이(ground, green)에서 Y-커패시터에서도 마찬가지로 나타난다. 일반적으로 이상적인 Y-커패시터 페어 구성(Z_{Y1} , Z_{Y2})에서 두 커패시터의 특성은 완전히 동일해야 한다. 하지만 실제로 제조상의 오차(일반적으로 1~10%)는 발생하지 않을 수 없는 문제이기 때문에 Y-커패시터 간의 비대칭성 문제는 피할 수 없다. 실제로 커패시턴스 값뿐만 아니라, 기생 인덕턴스와 기생 저항성분과 같은 기생 성분들의 값도 다르기 때문에, Y-커패시터 페어의 경우에는 위상선과 중성선(neutral line) 사이의 비대칭성에 의한 문제까지도 고려되어야 한다. 비대칭성은 그림 3에서 나타난 것과 같이 노이즈의 모드 변화를 발생시킬 수 있기 때문이다. 만약 두 Y-커패시터가 완벽하게 대칭이면 그림 3의 (a), (b)에서 모드의 변화를 나타내는 빨간 곡선은 나타나지 않게 된다.

공통모드 초크는 이상적으로 전 주파수 대역에 대하여 공통 노이즈 만을 제거하는 특성을 나타내어야 하지만, 실제로는 상호 인덕턴스에 관한 상수(k)가 낮은 주파수 대역에서 1이 되지 않기 때문에, 그림 4와 같이 특정 주파수 이후에만 제거된다. 이와 관련된 누설 인덕턴스 효과에 의하여 특정 주파수 이후에 차동모드 노이즈도 감쇠를 시킬 수 있다. 이러한 비이상적 특성은 노이즈 감쇠 측면



(a) 공통모드 전달 특성(파란색) 및 차동 → 공통 모드 변환 특성(빨간색) (b) 차동모드 전달 특성(파란색) 및 공통 → 차동 모드 변환 특성(빨간색)
 (a) CM transmission(blue) and DM → CM mode transformation(red) (b) DM transmission(blue) and CM → DM mode transformation(red)

그림 4. 초크의 각 인덕턴스가 비대칭일 때의 신호전달 특성, 인덕턴스 3.09 mH 및 3.15 mH

Fig. 4. Characteristic of CM choke with 3.09 mH and 3.15 mH inductances.

에서 좋은 효과를 낼 수 있지만, 병렬 기생 커패시턴스 (EPC: Equivalent Parallel Capacitance)와 기생 저항성분 (EPR: Equivalent Parallel Resistance)에 의한 특성은 높은 주파수에서 전류의 흐름을 바꾸어 노이즈가 충분히 제거 되지 못하는 효과를 일으킨다⁸⁾. 그리고 앞의 경우와 마찬가지로, 만약 두 인덕턴스가 완벽하게 대칭이면 그림 4의 (a), (b)에서 모드의 변화를 나타내는 빨간 곡선은 나타나지 않게 된다.

2-2 EMI 필터의 고주파 모델링

높은 주파수에서의 비이상적인 영향을 고려하여 고주파수에 대한 수동성 EMI 필터는 그림 5와 같이 구성될 수 있다.

X-커패시터의 임피던스(Z_{Cx1} , Z_{Cx2})와 Y-커패시터의 임피던스(Z_{Cy1} , Z_{Cy2})의 특성을 나타내기 위해서는 커패시턴스뿐만 아니라, 소자 자체 혹은 접합부에서의 기생성분인 기생인덕턴스(ESL) 및 기생저항(ESR) 성분으로 구성되어야 하고,⁹⁾ 뿐만 아니라 Y-커패시터의 경우에는 위상선(phase)과 중성선(neutral) 사이의 비대칭성 또한 고려되어야 한다. 또 공통 모드 초크는 상호 인덕턴스(mutual inductance)의 완전하지 못한 상호 결합 성분으로 인해 나누어지는 공통 모드 인덕턴스(common mode inductance)

의 크기 및 차동 모드 인덕턴스(differential mode inductance)가 고려되어야 하고, 기생 커패시턴스와 기생 인덕턴스 성분으로 나타나는 기생성분과 이들의 비대칭성도 나타낼 수 있어야 한다⁸⁾. 또한, 라인의 저항성분을 가진 기생 인덕턴스로 나타내어질 수 있다. 본 EMI 필터의 고주파 모델에서는 커패시터의 기생 인덕턴스끼리의 상호 인덕턴스는 무시되었고, 라인에 대한 비대칭성은 무시되었다¹⁰⁾. 이렇게 해서 고려된 등가회로에서 Y-커패시터와 CM 초크의 비대칭성은 노이즈의 모드 변환이 일어나는 것을 의미하며, 이는 EMI 필터의 노이즈 제거 측면에서 좋지 않은 영향을 끼친다.

그림 5의 모델에서 전원과 부하는 테브난의 정리(Thevenin's theorem)을 이용하여 간략화 된 전원과 부하 임피던스를 각각 Z'_S 과 Z'_L 로 나타내었다. 또한, 전원을 공통 모드 전원(V_{CM})과 차동모드 전원(V_{DM})으로 분리하여 나타내었다. 이러한 시스템에서 많은 기존의 실험 방법에서는 2-포트 분석을 수행하였으며, 그러나 이 방법은 비대칭성의 정도를 파악할 수 없고, 실제로 접지 특성에 따라 높은 주파수에서의 결과가 많이 다르게 나타날 수 있다. 따라서 본 논문에서는 4포트 시스템으로 구성을 하여 추가적인 장비 없이도 비대칭(asymmetrical, common mode)과 대칭(symmetrical, differential mode) 신호에 대한 특성을 알 수 있고 소자의 비대칭성에 의한 노이즈 모드 변환의 정도도 파악할 수 있도록 구성하였다.

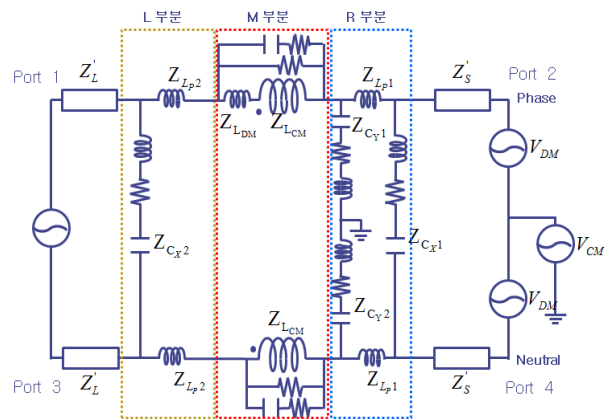


그림 5. EMI 필터의 고주파 등가회로 모델
 Fig. 5. Equivalent circuit of EMI filter at high frequency.

III. EMI 필터 특성 추정 및 평가

3-1 EMI 필터 성능 평가 방법

CISPR 17에 의하면 삽입 손실(IL: Insertion Loss)은 식 (1)과 같이 정의될 수 있다³⁾.

$$IL = 10\log\left(\frac{P_{20}}{P_2}\right), (dB) \quad (1)$$

P_{20} 은 EMI 필터가 없는 상태에서 부하에 걸린 전력을 의미하고, P_2 는 EMI 필터가 있는 상태에서 부하에 걸린 전력을 의미한다. 이는 특정 주파수의 에너지에 대하여 필터가 삽입된 후에 얼마나 많은 노이즈 감쇠가 일어나는지를 나타내는 지표로 쓰일 수 있다. 여기서 측정된 두 전력 모두 동일한 부하를 사용하기 때문에, 이는 전압과 전류의 비, 삽입율(IR: Insertion Ratio)에 대한 식 (2)로 나타내어질 수 있다.

$$IL = 20\log(IR) = 20\log\left|\frac{V_{20}}{V_2}\right| = 20\log\left|\frac{I_{20}}{I_2}\right| \quad (2)$$

V_{20} 과 I_{20} 은 각각 필터가 없는 상태에서 부하단에서의 전압과 전류를 나타내며, V_2 와 I_2 는 각각 필터가 있는 상태에서 부하단의 전압과 전류를 나타낸다. 이를 이용하면 좀 더 쉽게 삽입 손실을 측정할 수 있다.

고전적인 삽입 손실 정의에 의하면 전원 임피던스(Z_S)와 부하 임피던스(Z_L)은 같은 값을 가져야 한다. 이러한 조건 하($V_{20} = V_s/2$)에서 삽입 손실은 식 (3)과 같이 간략화 될 수 있다⁶⁾.

$$IL = 10\log\left|\frac{V_S}{2V_2}\right| \quad (3)$$

CISPR 17에 따르면 필터의 성능을 나타내기 위해 삽입 손실은 공통모드 노이즈의 삽입 손실을 나타내는 IL_{CM} (Common Mode Insertion Loss)과 차동모드 노이즈에 대한 삽입 손실을 나타내는 IL_{DM} (Differential Mode Insertion Loss) 특성으로 나누어 측정되어야 한다³⁾. IL_{DM} 측정의 경우(Symmetrical Test), 주파수에 따른 차동모드 신호를

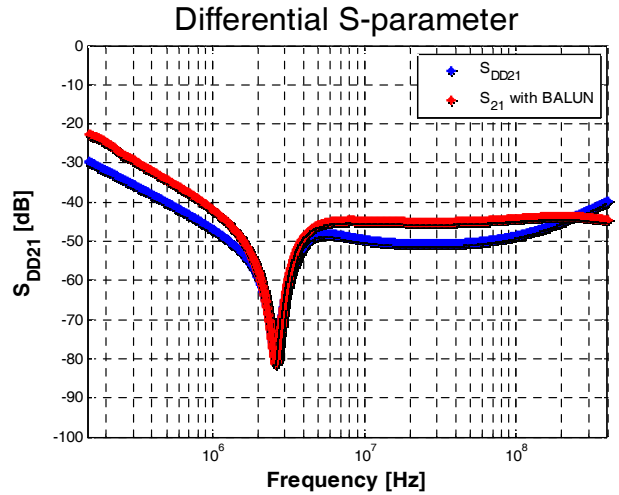


그림 6. 필터의 신호전달 특성, 이상적인 차동모드 신호전달 특성(파란색), 발룬으로 구현된 차동모드 신호전달 특성(빨강색)

Fig. 6. Transmission coefficient of EMI filter, ideal differential transmission coefficient of EMI filter(blue) and measured differential transmission coefficient of EMI filter by BALUN(red).

만들기 위해서는 BALUN 혹은 1:1 변압기가 필요한데, 이러한 장비는 제품마다 고유의 특성을 가질 뿐만 아니라, 일반적으로 충분히 넓지 못한 주파수 대역을 갖기 때문에 실험에 따라 정확하고 일반적인 측정값을 얻기는 어렵다. 그림 6은 Mini-circuits[®]사의 발룬 T1-1-KK81 모델을 이용하여 EMI 필터의 차동모드 전달 특성을 측정할 결과이다. 사용한 발룬의 사용가능 주파수 대역은 0.15 MHz에서 400 MHz임에도 불구하고 이상적인 차동모드 전달특성 결과와 다소 차이가 있음을 확인할 수 있다.

부하 및 전원의 임피던스가 50 Ω의 경우, 일반적으로 테스트 장비들이 50 Ω의 내부 임피던스를 갖기 때문에 실험을 하기 상대적으로 쉽지만, EMI 필터가 실제 시스템에 적용되었을 때 특성을 잘 나타내지 못한다. 이를 보완하기 위하여 CISPR 17에서 제공하는 0.1 Ω 전원 임피던스와 100 Ω 부하 임피던스에 대한 실험과 100 Ω 전원 임피던스와 0.1 Ω 부하 임피던스에 대한 실험이 적용될 수 있다³⁾. 하지만 전원 임피던스와 부하 임피던스를 바꾸기 위해서는 식 (4)와 같은 비(1:n)를 가지는 변압기가 필요하다⁶⁾. 하지만 예상할 수 있듯이 정확한 임피던스를

언기 위해서는 정확한 비율의 변압기가 필요한데, 이를 정확하게 구현하는 것은 쉬운 일이 아니다.

$$1 : n, n = \sqrt{\frac{Z}{Z_0}} \quad (4)$$

하지만 특정한 값의 전원/부하 임피던스에 대한 삽입 손실은 네트워크 파라미터(Network Parameter)를 활용하여 수식적으로 정확하게 구현할 수 있다.

3-2 S-파라미터를 이용한 EMI 필터 성능 평가

EMI 필터 성능 측정에 있어서 기존의 삽입 손실 측정에 관한 문제를 보완하고, 어려움을 극복하는 가장 효과적인 방법은 회로망 분석기(network analyzer)를 이용한 4포트 S-파라미터를 측정하는 것이다. 이를 활용하면 더 넓은 주파수 대역에 대하여 신뢰성 있는 특성을 얻을 수 있을 뿐만 아니라, 최소 삽입 손실, 즉 최악의 경우(Worst Case Insertion Loss)에 대하여도 수식을 통해 구할 수 있다^[6]. 참고문헌 [6]에서처럼 2포트 시스템으로 구현하는 것도 경우에 따라 좋은 방법일 수 있지만, 이는 실제로 접지를 구현하기 어려울 수 있고, 접지의 특성에 따라 다른 측정 결과를 나타낼 수 있을 뿐만 아니라, 차동/공통 모드 신호를 만들기 위해 추가적인 장비가 필요하다. 또한, 앞서 말한 바와 같이 비대칭에 관한 문제와 같은 시스템의 모든 특성을 나타낼 수 있는 것은 아니다. 이를 보완하기 위하여 4포트 시스템으로 구현된다면 측정 장비의 접지와 EMI 필터의 접지가 연결될 수 있기 때문에 접지에 관한 문제를 해결할 수 있을 뿐만 아니라, 앞서 말한 비대칭에 의한 모드 변환에 관한 특성도 파악할 수 있고^[8], 시스템의 완전한 특성을 나타낼 수 있다.

공통모드와 차동모드 노이즈에 대한 특성을 알아보기 쉽게 나타내기 위해서 4포트 S-파라미터 값을 혼합 모드 S-파라미터(Mixed Mode S-paramter) 변환식을 이용해 변환할 수 있다^[11]. 혹은 PMVNA(Pure-Mode Vector Network Analyzer)를 이용하여 4포트 측정을 하면 조금 더 정확한 결과를 얻을 수 있다^[12]. 혼합 모드 S-파라미터는 일반적으로 식 (5)와 같이 표현된다^[11].

$$S^{mm} = MS^{std}M^{-1} = \begin{bmatrix} S_{dd} & S_{dc} \\ S_{cd} & S_{cc} \end{bmatrix}$$

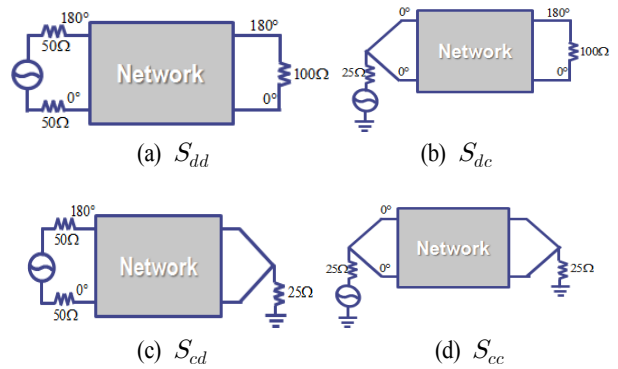


그림 7. 혼합 모드 S-파라미터의 등가회로 모델
Fig. 7. Equivalent model of mixed mode S-parameter.

$$M = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

위의 식 중에서 S^{std} 는 4포트 S-파라미터 결과이고, M 은 4포트 S-파라미터를 혼합 모드 S-파라미터로 변환하기 위한 변환식이다. 여기서 S_{ab} 는 2×2 행렬이고, b 는 입력, a 는 출력을 의미하며, d 는 차동모드, c 는 공통모드를 각각 의미한다. 각각에 대한 등가회로를 그림 7에 나타내었다. 대칭성을 가진 시스템에서 S_{dc} 와 S_{cd} 는 0를 가지며, 비대칭성이 커질수록 S_{dc} 와 S_{cd} 는 더 큰 값을 갖게 된다. S_{dd} 와 S_{cc} 는 순수 차동모드 신호와 순수 공통모드 신호의 S-파라미터이므로 이를 활용하여 2포트로 구성된 시스템에서의 완전한 차동모드 노이즈와 완전한 공통모드 노이즈의 전달함수 및 삽입 손실을 구할 수 있다.

그림 8은 임의의 전원/부하 임피던스를 갖는 2포트 시스템의 등가회로 모델이다. Z_S 와 Z_L 은 각각 임의의 시

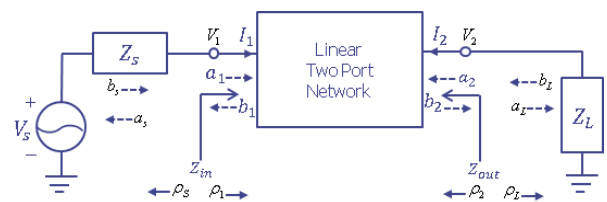


그림 8. 전원/부하 임피던스에 따라 변하는 전달 파라미터를 찾기 위한 블랙 박스 모델

Fig. 8. Black box model to get transfer function with arbitrary input/output impedance.

시스템에서 전원 임피던스와 부하 임피던스를 나타낸다. 그림 8과 같은 시스템에서 전원 및 부하 임피던스가 존재할 때의 전압비(voltage ratio)는 식 (6)과 같이 유도될 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{V_2}{V_1} &= \frac{S_{21}}{1 - \rho_L S_{22}} \left(\frac{1 + \rho_L}{1 + \rho_1} \right) \\ \rho_1 &= \frac{b_1}{a_1} = S_{11} + \frac{\rho_L S_{12} S_{21}}{1 - \rho_L S_{22}} \\ \rho_S &= \frac{Z_S - Z_0}{Z_S + Z_0}, \quad \rho_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \end{aligned} \quad (6)$$

전압비는 입력단의 전압(V_1)과 출력단의 전압(V_2)의 비로 정의된다. 여기서 ρ_1 은 입력단에서 부하단 쪽으로 바라볼 때의 반사계수이고, ρ_S 와 ρ_L 은 각각 입력단에서 전원 쪽으로의 반사계수, 출력단에서 부하 쪽으로의 반사계수를 나타낸다.

식 (6)을 이용하여 식 (7)과 같이 2포트 시스템에서의 전압 전달 함수 (A_v , Voltage Transfer Function)을 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} A_v &= \frac{V_2}{V_S} \\ &= \frac{S_{21}}{2} \frac{(1 - \rho_S)(1 + \rho_L)}{(1 - \rho_S S_{11})(1 - \rho_L S_{22}) - \rho_S \rho_L S_{12} S_{21}} \end{aligned} \quad (7)$$

전압 전달 함수는 공급된 전압(V_S)과 출력단의 전압(V_2)의 비로 정의된다. 이는 공급된 전압이 실제 부하단에 얼마나 영향을 주는지에 대한 지표로 쓰일 수 있기 때문에 유용하다.

표 1. 0.1~100 Ω을 갖는 시스템의 삽입 손실
Table 1. Insertion loss of 0.1~100 Ω system.

| | 공통 모드 노이즈의 삽입 손실 | 차동 모드 노이즈의 삽입 손실 |
|--------------------------------------|---|--|
| $Z_S=0.1 \Omega$ $Z_L=100 \Omega$ | $\rho_S = \frac{Z_S - Z_0/2}{Z_S + Z_0/2} = -0.9920, \quad \rho_L = \frac{Z_L - Z_0/2}{Z_L + Z_0/2} = 0.6$ $IL_{CM} = 20 \log \left \frac{(1 + 0.992 S_{\alpha 11})(1 - 0.6 S_{\alpha 22}) + 0.5952 S_{\alpha 12} S_{\alpha 21}}{1.5952 S_{\alpha 21}} \right $ | $\rho_S = \frac{Z_S - 2Z_0}{Z_S + 2Z_0} = -0.9980, \quad \rho_L = \frac{Z_L - 2Z_0}{Z_L + 2Z_0} = 0$ $IL_{DM} = 20 \log \left \frac{(1 + 0.998 S_{dd11})}{S_{dd21}} \right $ |
| $Z_S=100 \Omega$ $Z_L=0.1 \Omega$ | $\rho_S = \frac{Z_S - Z_0/2}{Z_S + Z_0/2} = 0.6, \quad \rho_L = \frac{Z_L - Z_0/2}{Z_L + Z_0/2} = -0.992$ $IL_{CM} = 20 \log \left \frac{(1 - 0.6 S_{\alpha 11})(1 + 0.992 S_{\alpha 22}) + 0.5952 S_{\alpha 12} S_{\alpha 21}}{1.5952 S_{\alpha 21}} \right $ | $\rho_S = \frac{Z_S - 2Z_0}{Z_S + 2Z_0} = 0, \quad \rho_L = \frac{Z_L - 2Z_0}{Z_L + 2Z_0} = -0.9980$ $IL_{DM} = 20 \log \left \frac{(1 + 0.998 S_{dd22})}{S_{dd21}} \right $ |

구한 전달 함수식을 이용하면 삽입률(IR)을 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} IR &= \frac{V_{20}}{V_2} = \frac{V_S}{V_2} \times \frac{V_{20}}{V_S} \\ &= \frac{(1 - \rho_S S_{11})(1 - \rho_L S_{22}) - \rho_S \rho_L S_{12} S_{21}}{S_{21}(1 - \rho_L \rho_S)} \end{aligned} \quad (8)$$

삽입률은 식 (2)에 정의된 바와 같고, 여기서 V_{20} 는 그림 8의 2포트 네트워크의 $S_{21} = 0$ 일 때, 부하단의 전압을 의미한다. 이를 필터에 적용해 보면 필터가 존재하지 않는 경우에 부하단에 걸린 전압(V_{20})과 필터가 존재할 때 부하단에 걸린 전압(V_2)을 나타낸다.

위의 결과에서부터 전원 임피던스와 부하 임피던스에 따라 변하는 삽입 손실 식은 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} IL &= 20 \log |IR| \\ &= 20 \log \left| \frac{(1 - \rho_S S_{11})(1 - \rho_L S_{22}) - \rho_S \rho_L S_{12} S_{21}}{(1 - \rho_S \rho_L) S_{21}} \right| \end{aligned} \quad (9)$$

공통 모드의 경우에는 특성 임피던스가 2포트 시스템에서의 0.5배이고, 차동 모드의 경우에는 2배이기 때문에, 50 Ω의 기준 임피던스의 장비인 경우, 공통 모드 삽입 손실은 식 (10-a), 차동 모드 삽입 손실은 식 (10-b)로 나타내어질 수 있다.

$$\begin{aligned} \rho_S = \rho_L &= \frac{Z_S - Z_0/2}{Z_S + Z_0/2} = \frac{1}{3} \\ IL_{CM} &= 20 \log \left| \frac{(3 - S_{cc11})(3 - S_{cc22}) - S_{cc12} S_{cc21}}{8 S_{cc21}} \right| \end{aligned} \quad (10a)$$

$$\rho_S = \rho_L = \frac{Z_S - 2Z_0}{Z_S + 2Z_0} = -\frac{1}{3}$$

$$IL_{DM} = 20 \log \left| \frac{(3 + S_{dd11})(3 + S_{dd22}) - S_{dd12}S_{dd21}}{8S_{dd21}} \right| \quad (10b)$$

이는 4포트 측정된 S-파라미터 결과로 임의의 전원/부하 임피던스에 대한 공통/차동 모드 삽입 손실을 구할 수 있음을 의미한다. 이는 전통적인 공통모드 삽입 손실과 차동모드 삽입 손실 측정에서 발생하는 주파수 대역이나 손실과 같은 문제를 해결할 수 있는 방법으로 쓰일 수 있다.

또한 이를 이용하여 임의의 전원 임피던스와 부하 임피던스를 갖는 경우에 대해서도 삽입 손실을 쉽게 구할 수 있다. CISPR 17에 나와있는 최악의 경우, 삽입 손실은 기존 방법에 비해 실험값을 얻기 어렵지만, 실제 시스템을 더 잘 반영한다. 이를 앞서 구한 식에 적용하기 위하여 표 1에 0.1 Ω-100 Ω 삽입 손실과 100 Ω-0.1 Ω 삽입 손실을 구하는 식을 나타내었다.

실제 적용되는 시스템에서의 입력 임피던스와 출력 임피던스를 알고 있다면, 이를 활용하여 실제 사용되는 시스템에서의 전원 부 임피던스와 부하단의 임피던스에서 차동 모드 노이즈와 공통 모드 노이즈의 특성이 어떠한지 미리 예측해 볼 수 있을 것이다.

중요한 점은 일반적으로 전원/부하 임피던스에 따라 삽입 손실 값이 바뀐다는 점이다. 그러므로 사용하고자 하는 회로에 맞는 적절한 필터를 설계하고자 한다면 이 점을 고려해야만 한다.

IV. 비이상적 특성에 따른 Y-커패시터 값 산정

4-1 4포트 Y-파라미터를 이용한 부분 모델링

앞에서 잠깐 언급했듯이 실제 시스템에서 EMI 필터의 적절한 소자 값을 결정하는 것은 필터에서 사용되는 소자의 비이상적인 특성 때문에 간단한 일이 아니다. 원칙적으로는, 각 소자의 회로상수 값을 구한 후 그림 5의 회로를 이용하여 전달함수를 구하고 이것을 이용하여 Y-커패시터의 값을 디자인하면 된다. 그러나 전체 전달함수를 구할 때 필수적인 초크 자체의 인덕턴스 값, 상호 인덕턴

스 값 그리고 기생 성분을 실측하는 것은 쉽지 않기 때문에, 이러한 방법으로 필터의 전달함수를 구하는 것이 상당히 어렵다.

본 논문에서는 S-파라미터 형태로 측정된 초크 특성을 가지고 Y-커패시터 값이 변함에 따라서 바뀌는 필터 전체 특성을 구하고, 이를 통하여 적절한 Y-커패시터 값을 찾을 수 있는 방법을 제시하고자 한다. 초크의 전달함수 부분을 S-파라미터의 실측치로 대체하고, 이것을 T-파라미터(T-parameter)로 변환하여 사용하였다. 또한, Y-커패시터 부분(그림 5의 R 부분, X-커패시터와 Y-커패시터 부분)을 효과적으로 표현하기 위하여 다중 포트의 등가회로 모델^[13]을 이용하여 수식을 전개하고자 이와 같이 표현하면 선간 어드미턴스 및 선과 접지 사이의 어드미턴스를 쉽게 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} Y_{s12} &= Y_{s21} = -Y_{12} = Z_{L_p}^{-1} \\ Y_{s13} &= Y_{s31} = -Y_{13} = Z_{C_{X1}}^{-1} \\ Y_{s14} &= Y_{s41} = -Y_{14} = 0 \\ Y_{s23} &= Y_{s32} = -Y_{23} = 0 \\ Y_{s24} &= Y_{s42} = -Y_{24} = 0 \\ Y_{s34} &= Y_{s43} = -Y_{34} = Z_{L_N}^{-1} \end{aligned} \quad (11a)$$

$$\begin{aligned} Y_{p1} &= \sum_{m=1}^4 Y_{1m} = Y_{11} - Z_{L_p}^{-1} - Z_{C_{X1}}^{-1} = 0 \\ \Rightarrow Y_{11} &= Z_{L_p}^{-1} + Z_{C_{X1}}^{-1} \\ Y_{p2} &= \sum_{m=1}^4 Y_{2m} = -Z_{L_p}^{-1} + Y_{22} = Z_{C_{Yp}}^{-1} \\ \Rightarrow Y_{22} &= Z_{C_{Yp}}^{-1} + Z_{L_p}^{-1} \\ Y_{p3} &= \sum_{m=1}^4 Y_{3m} = -Z_{C_{X1}}^{-1} + Y_{33} - Z_{L_N}^{-1} = 0 \\ \Rightarrow Y_{33} &= Z_{L_N}^{-1} + Z_{C_{X1}}^{-1} \\ Y_{p4} &= \sum_{m=1}^4 Y_{4m} = -Z_{L_N}^{-1} + Y_{44} = Z_{C_{YN}}^{-1} \\ \Rightarrow Y_{44} &= Z_{L_N}^{-1} + Z_{C_{YN}}^{-1} \end{aligned} \quad (11b)$$

이렇게 구해진 원소들을 이용하면 4포트 Y-파라미터 전체 행렬을 아래 식 (12)와 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \\ I_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{L_p}^{-1} + Z_{C_{X1}}^{-1} & -Z_{L_p}^{-1} & -Z_{C_{X1}}^{-1} & 0 \\ -Z_{L_p}^{-1} & Z_{L_p}^{-1} + Z_{C_{Yp}}^{-1} & 0 & 0 \\ -Z_{C_{X1}}^{-1} & 0 & Z_{L_N}^{-1} + Z_{C_{X1}}^{-1} & -Z_{L_N}^{-1} \\ 0 & 0 & -Z_{L_N}^{-1} & Z_{L_N}^{-1} + Z_{C_{YN}}^{-1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \\ V_4 \end{bmatrix} \quad (12)$$

행렬의 원소 중 0이 있는 것은 커패시터와 신호선 자체의 기생성분을 제외한 각 접지와 위상선, 중성선 사이의 간섭이 무시되었기 때문이다. 하지만 실제로 이 값들은 고려하고자 하는 주파수(1 GHz 이하) 대역에서 상당히 작은 값을 가지기 때문에 전체 시스템에 큰 영향을 끼치지 않는다.

모든 포트에 대한 Y-파라미터로 얻어진 결과는 변환식을 통해 S-파라미터로 변환할 수 있다^[14]. 또한, 식 (5)를 통하여 공통 및 차동 모드 노이즈에 대한 특성을 볼 수 있다. 전체 EMI 필터의 특성을 얻기 위하여 그림 5에서, 식 (12)로 구해진 X-커패시터&Y-커패시터 부분(R부분), 측정된 초크 부분(M부분)과 왼쪽의 X-커패시터 부분(L부분)을 결합하여야 하는데, 이는 4포트 전달 파라미터 변환식(Transfer Parameter)으로 구현될 수 있다. 하지만 이 경우에는 4포트 혼합 모드 S-파라미터 정보를 갖기 때문에, 혼합 모드 체인 S-파라미터(Mixed-mode Chain Scattering Parameter)를 활용하는 것이 효과적이다^[15]. 혼합 모드 체인 S-파라미터에 대한 정의는 식 (13)과 같이 나타난다.

$$\begin{bmatrix} a_{d1} \\ b_{d1} \\ a_{c1} \\ b_{c1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} T_{dd11} & T_{dd12} & T_{dc11} & T_{dc12} \\ T_{dd21} & T_{dd22} & T_{dc21} & T_{dc22} \\ T_{cd11} & T_{cd12} & T_{cc11} & T_{cc12} \\ T_{cd21} & T_{cd22} & T_{cc21} & T_{cc22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} b_{d2} \\ a_{d2} \\ b_{c2} \\ a_{c2} \end{bmatrix} \quad (13)$$

여기서 a 는 입력파를 의미하고, b 는 출력파를 의미한다. 각 아래첨자에 쓰인 d 는 차동모드를 의미하고, c 는 공통모드를 의미한다. 예를 들어 a_{d1} 은 포트 1에서의 차동모드 입력파이다. 기존 T-파라미터(Transfer S-parameter)와 마찬가지로 S-파라미터와 같이 입력과 출력의 비가 아니라, 입력포트의 입출력 파와 출력포트의 입출력 파의 비로 정의된다. 이는 그림 9에서와 같이 각 부분이 직렬 연결된 구조에서 전체 특성을 추출하기에 용이하다. 식 (13)을 이용하여 그림 5와 같이 3부분(L부분, M부분, R부분)으로 나누어 나누어진 요소로 전체 EMI 필터의 특성을 구할 수 있다.

$$T_{TOTAL} = T_L * T_M * T_R \quad (14)$$

여기서 T_{TOTAL} 은 EMI 필터의 전체에 해당하는 혼합 모드 체인 S-파라미터(Mixed mode T-parameter)를 나타내

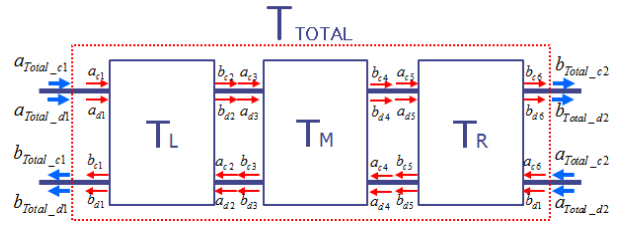


그림 9. 3부분으로 나누어진 EMI 필터의 블랙박스 모델
Fig. 9. Black box model of EMI filter divided into three parts.

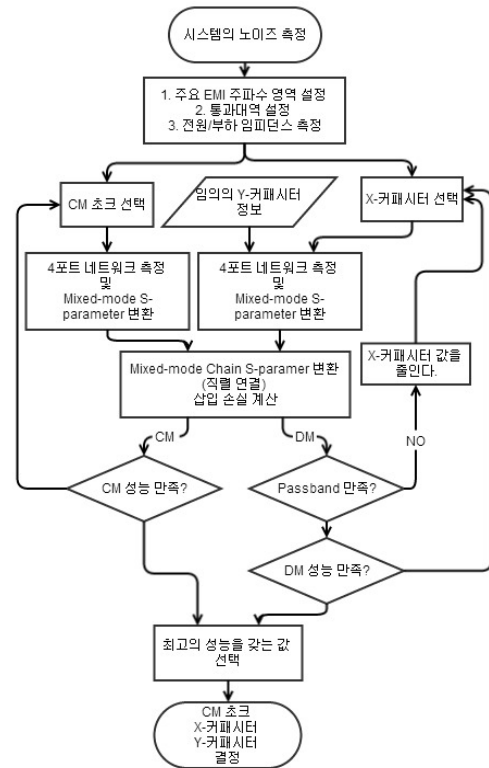
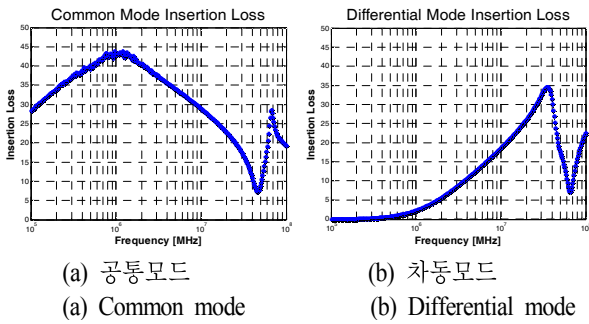


그림 10. Y-커패시터의 용량 산정을 위한 순서도
Fig. 10. Flowchart for selecting suitable value of Y-capacitor.

고, T_L, T_M, T_R 은 각각 그림 5의 R부분(X-커패시터와 Y-커패시터 부분), M부분(초크 부분), L부분(X-커패시터 부분)을 참고문헌 [14]에서 제시된 변환식을 통해 얻어진 행렬을 나타낸다. EMI 필터 특성을 식 (14)를 사용해 구한 경우, 각 부분 간의 커플링은 무시되지만, 실제로 작은 값이기 때문에 전체 결과에 큰 영향을 끼치지 않는다.



(a) 공통모드 (a) Common mode
 (b) 차동모드 (b) Differential mode

그림 11. 측정된 초크의 전원 임피던스 0.1 Ω, 부하 임피던스 100 Ω에 대한 삽입 손실
 Fig. 11. Insertion loss of measured choke with input(0.1 Ω) and output (100 Ω) impedances.

위에서 제시된 방법을 매트랩(Matlab)을 이용하여 측정된 초크에 대하여 상용화된 커패시터에 한하여 X-커패시터 값과 Y-커패시터 값을 바꾸어 가면 최적화된 삽입 손실을 구하였다. 단순한 X-커패시터, Y-커패시터의 커패시턴스, CM 초크의 인덕턴스 만으로는 넓은 주파수 대역에 대하여 올바른 예측을 할 수 없다. 이를 보완하기 위하여 미리 측정된 소자의 S-파라미터를 이용하여 주파수에 따른 임피던스를 예측하기 때문에, 기존의 방법에서 고려하지 못한 넓은 대역에서의 올바른 특성을 구할 수 있다. 이 결과들로 원하는 성능을 만족하는 EMI 필터의 소자 값을 선택할 수 있다. 차동모드 삽입 손실과 공통모드 삽입 손실을 볼 수 있을 뿐만 아니라, 전원부와 부하단의 임피던스 값 변화에 따른 결과 또한 쉽게 구할 수 있다.

이 전체 과정을 순서대로 나타내면 그림 10과 같다.

V. 사례 연구

앞에서 제시된 방법의 타당성을 검증하기 위하여 실제 특성과 가까운 최악의 경우에 적용하여 필터를 설계하였다. 즉, 전원 임피던스는 0.1 Ω이고, 부하 단의 임피던스는 100 Ω인 경우에 적용하여 설계되었고, 이는 일반적인 배터리와 인버터로 구성되어 있는 회로를 상대적으로 잘 반영한다. 이 경우에 대한 사례연구를 아래와 같이 나타내었다.

주요 EMI 주파수 영역은 1 MHz에서 100 MHz로 설정하였고, 이 구간에서 삽입 손실은 최소 70 dB 값을 가지고,

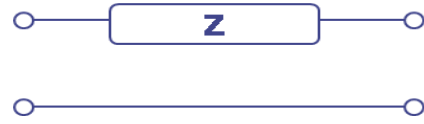
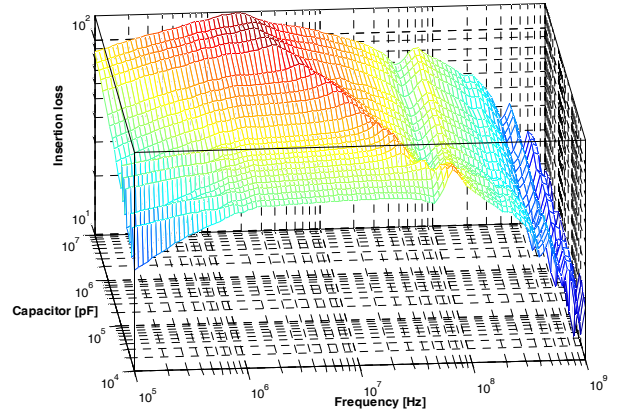


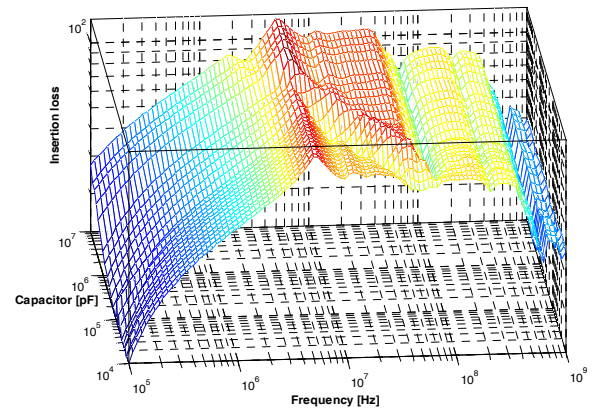
그림 12. S-파라미터를 이용하여 직렬 임피던스(Z) 추출
 Fig. 12. Extraction of series impedance using S-parameter data.

Common Mode Insertion Loss with arbitrary C_Y



(a) 공통모드 삽입 손실
 (a) Common mode insertion loss

Differential Mode Insertion Loss with arbitrary C_Y



(b) 차동모드 삽입 손실
 (b) Differential mode insertion loss

그림 13. Y-커패시터 크기에 따른 EMI 필터의 삽입 손실
 Fig. 13. Insertion loss of EMI filter with arbitrary value of Y-capacitor.

이를 만족하는 모든 경우에 대하여 정하여진 주파수 대역에 대하여 신호가 가장 잘 필터링 되는 값(삽입 손실의

합이 가장 클 때의 값)을 선정하였다.

초크의 특성을 파악하기 위하여 4포트 네트워크 분석기를 이용하여 S-파라미터를 측정하였으며, 측정된 값과 식 (5), 식 (10)을 이용하여 구한 CM 초크의 삽입 손실은 그림 11과 같다. 앞서 문제를 제시했듯이 높은 주파수 대역에서 기생 커패시턴스 성분 때문에 좋지 못한 성능을 나타냄을 확인할 수 있다. 이는 낮은 주파수에서 차동모드 필터 성능 개선을 위한 적절한 X-커패시터, 높은 주파수에서 공통/차동모드 필터 성능을 개선시킬 수 있는 적절한 Y-커패시터 값이 정해져야 함을 의미한다.

Y-커패시터를 정하기 위하여 3216 사이즈의 MLCC 종류의 커패시터를 커패시턴스 값(10 nF~10 uF)에 따라 'MURATA의 COMPONENT LIBRARY'에서 그림 12 형태로 측정된 직렬 S-파라미터들을 사용하였다. 이 S-파라미터 값들을 ABCD-파라미터로의 변환하여 식 (15)를 통하여 임피던스를 추출하였다^[14]. 변환된 행렬에서 A와 D가 1에 가깝고, C가 0과 거의 같다면 추출된 임피던스 값은 신뢰할 수 있다.

$$A = 1 \quad B = Z \quad C = 0 \quad D = 1 \quad (15)$$

구해진 임피던스를 식 (11), (12)에서 설명된 Y-파라메

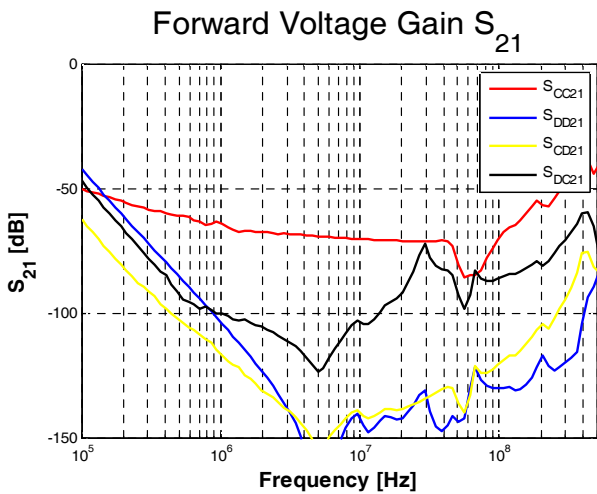
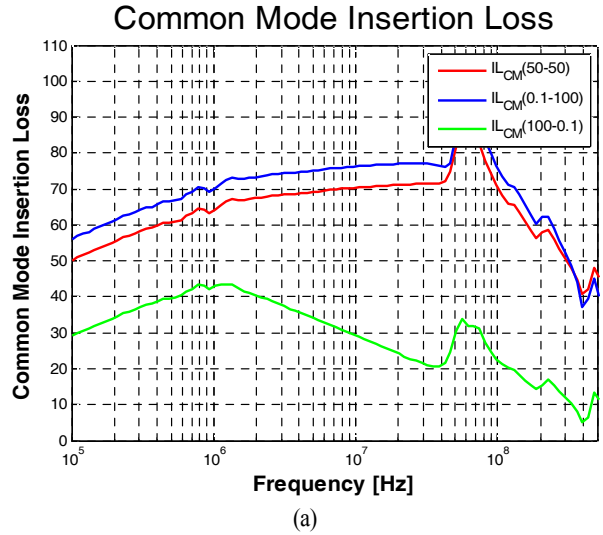


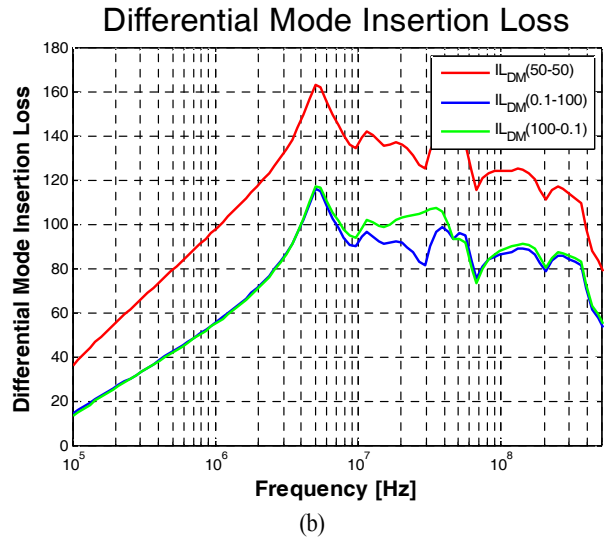
그림 14. 설계된 EMI 필터의 혼합 모드 S-파라미터, X-커패시터=1 uF, Y-커패시터=22 nF

Fig. 14. Mixed-mode S-parameter of designed EMI filter, X-capacitor=1 uF, Y-capacitor=22 nF.

터로 변환하여 4포트 네트워크 파라미터를 구하였고, 이는 널리 알려진 변환식을 통하여 4포트 S-파라미터로 변환될 수 있다. 이 후 구해진 4포트 S-파라미터 값을 식 (5)와 식 (13)을 통해 혼합 모드 S-파라미터 변환^[11]과 혼합 모드 체인 S-파라미터 변환^[15]을 할 수 있고, 이를 이용하



(a)



(b)

그림 15. 설계된 EMI 필터의 50옴 삽입 손실과 최악의 경우 삽입 손실, X-커패시터=1 uF, Y-커패시터=22 nF

Fig. 15. 50 ohm insertion loss and worst case insertion loss of designed EMI filter, X-capacitor=1 uF, Y-capacitor=22 nF.

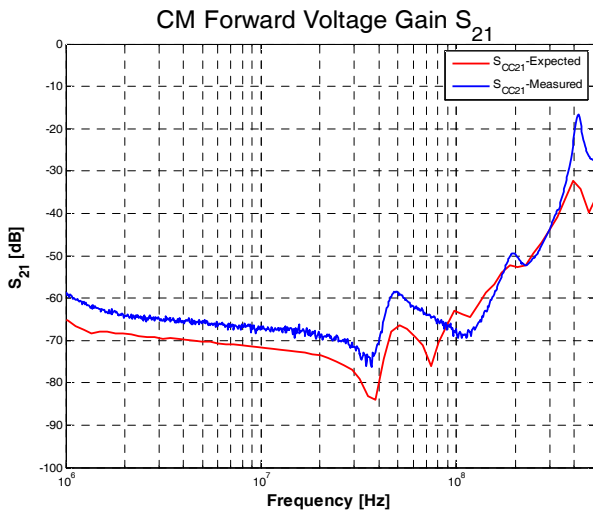


그림 16. 공통모드 S-파라미터, 제안된 방법으로 예측된 결과(파란색), 측정된 결과(빨간색)
 Fig. 16. Common mode forward voltage gain, the expected result(blue), the measured result(red).

여 전체 EMI 필터의 네트워크 파라미터를 추출하였다. 이 값과 식 (10), 표 1을 이용하면 임의의 전원/부하 임피던스를 대입하여 삽입 손실을 구할 수 있다.

주파수와 커패시터 크기에 따른 삽입 손실을 그림 13에 나타내었다. 이 결과에 쓰인 CM 초크의 특성은 그림 11과 같고, X-커패시터는 1 μ F으로 고정되어 있다. 이 결과를 이용하여 실제 회로에서 원하는 성능을 만족하는 Y-커패시터 값을 선택할 수 있다. 앞서 기술한 평가 방법에 따르면 가장 좋은 Y-커패시터의 값은 22 nF이다. 관심 있는 주파수 대역에서 삽입 손실의 최저값이 70 dB를 넘었다.

이렇게 설계된 필터의 성능 예측 값의 타당성을 위해 CISPR 17에 기술되어 있는 경우에 대한 삽입 손실을 그림 15에 나타내었다. 일반적인 배터리-인버터 시스템에서 유용한 전원 50 Ω -부하 50 Ω 경우와 전원 0.1 Ω -부하 100 Ω 경우에서 좋은 성능을 가진다는 것을 확인할 수 있다.

공통모드 삽입 손실에 대하여 설계된 필터 측정값과 비교한 결과를 그림 16에 나타내었다. 기존 설계방법과 달리 고주파 영역에서도 비교적 잘 맞는 결과를 확인할 수 있다.

VI. 결 론

기존의 CISPR 17에서 제시하는 삽입 손실 측정방법의 어려움과 부정확성을 해결하기 위하여 4포트 S-파라미터를 이용한 삽입 손실을 연구하였다. 이와 관련하여 공통모드와 차동모드에 따른 삽입 손실을 S-파라미터를 이용해 구하는 방법에 대하여 제시하였고, 임의의 전원 임피던스와 부하 임피던스에 따른 삽입 손실을 구하는 방법에 대하여 연구하였다. 이를 활용하기 위하여 등가회로의 소자 값을 추출하기 힘든 초크에 대해서는 측정을 하고, 이를 바탕으로 나머지 소자 값들을 선택하는 방법에 대하여 제시하였다. 이를 가능하기 위해 EMI 필터에 대한 4포트 등가회로 모델을 이용하였고, 필터 디자인을 위해 혼합 모드 S-파라미터와 혼합 모드 체인 S-파라미터를 EMI 필터에 활용하는 방법에 대하여 제시하였다.

실제 시스템에서 전원 임피던스와 부하 임피던스를 측정하는 것은 시간과 노력이 많이 드는 일이지만, 이를 적용한다면 실제 적용될 시스템에서 위 제시된 방법을 통해 최적화된 필터 설계가 가능해질 것이다. 또한, 이 때 공통모드 삽입 손실과 공통모드 삽입 손실을 미리 예측해볼 수 있고, 이는 필터를 디자인할 때 많은 도움이 될 것이라 기대된다.

References

- [1] Ozenbaugh Richard Lee, Timothy M. Pullen. *EMI Filter Design*, CRC Press, 2012.
- [2] M. S. Zainal, M. Z. M. Jenu, "Reduction of conducted emission noise using various power supply filters", In *Applied Electromagnetics*, 2003. *APACE 2003. Asia-Pacific Conference on*, pp. 100-104, IEEE, 2003.
- [3] CISPR 17: *Methods of Measurement of the Suppression Characteristics of Passive Radio Interference Filters and Suppression Components*, IEC, Geneva, Switzerland, 1981.
- [4] Konstantin Kostov, J. Kyyra, "Common-mode choke coils characterization", in *Power Electronics and Applications*, 2009. *EPE'09. 13th European Conference on*, pp. 1-9, IEEE, 2009.
- [5] Shuo Wang, F. C. Lee, and W. G. Odendaal, "Using scattering parameters to characterize EMI filters", in *Po-*

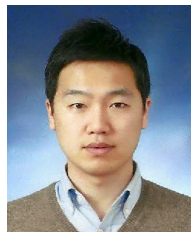
- wer Electronics Specialists Conference, vol. 1, pp. 297-303, IEEE, 2004.
- [6] Kostov S. Konstantin, Jorma J. Kyrrä, "Insertion loss and network parameters in the analysis of power filters", in *Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*. Helsinki University of Technology, 2008.
- [7] Shuo Wang, Fred C. Lee, Dan Y. Chen, and Willem Gerhardus Odendaal, "Effects of parasitic parameters on EMI filter performance", *Power Electronics, IEEE Transactions on* 19, no. 3, pp. 869-877, 2004.
- [8] Shuo Wang, Fred C. Lee, "Investigation of the transformation between differential-mode and common-mode noises in an EMI filter due to unbalance", *Electromagnetic Compatibility, IEEE Transactions on* 52, no. 3, pp. 578-587, 2010.
- [9] Szymon Pasko, Boguslaw Grzesik, "High frequency model of EMI filter", *Electronics* 16, no. 1, pp 42-45, 2012.
- [10] S. H. U. O. Wang, W. G. Odendaal, and F. C. Lee, "Extraction of parasitic parameters of EMI filters using scattering parameters", in *Industry Applications Conference, 2004*. vol. 4, pp. 2672-2678, IEEE, 2004.
- [11] William R. Eisenstadt, *Microwave Differential Circuit Design using Mixed Mode S-Parameters*, Artech House, 2006.
- [12] David E. Bockelman, William R. Eisenstadt, and Robert Stengel, "Accuracy estimation of mixed-mode scattering parameter measurements", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 47, no. 1, pp. 102-105, 1999.
- [13] Jonguk Kim, Hyun-Tai Kim, Kwi-Soo Kim, Jong-Sik Lim, and Dal Ahn, "An equivalent circuit model for multi-port networks", in *Microwave Conference, 2007*, pp. 901-904, IEEE, 2007.
- [14] Dean A. Frickey, "Conversions between S, Z, Y, H, ABCD, and T parameters which are valid for complex source and load impedances", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 42, no. 2, pp, 205-211, 1994.
- [15] Holger Erkens, Holger Heuermann, "Mixed-mode chain scattering parameters: Theory and verification", *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on* 55, no. 8, pp. 1704-1708, 2007.

김 종 현



2013년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학사)
 2013년 2월~현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
 [주 관심분야] Signal Integrity, Power Integrity, EMI/EMC

전 지 운



2013년 2월: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 (공학사)
 2013년 2월~현재: 성균관대학교 이동통신학과 석사과정
 [주 관심분야] Antenna, Near Field Radiation, EMI, EMC

김 태 호



2011년 2월: 금오공과대학교 전자공학과 (공학사)
2012년 8월 ~ 현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
[주 관심분야] SI/PI Analysis in System, EMC analysis in Hybrid Vehicle

나 완 수



1984년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학사)
1986년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학석사)
1991년 2월: 서울대학교 전기공학과 (공학박사)
1991년 ~ 1993년: SSCL Guest Collaborator
1993년 ~ 1995년: 한국전기연구원 선임연구원
1995년 ~ 현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 교수
[주 관심분야] SI, PI, EMI/EMC

김 성 준



2012년 2월: 한국교통대학교 전기공학과 (공학사)
2012년 8월 ~ 현재: 성균관대학교 전자전기컴퓨터공학과 석사과정
[주 관심분야] SI/PI Analysis in System, High Frequency Modeling of Transformer