



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년02월07일
(11) 등록번호 10-1945463
(24) 등록일자 2019년01월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H02M 1/44 (2007.01)

(52) CPC특허분류

H02M 1/44 (2013.01)

H02J 3/01 (2019.02)

(21) 출원번호 10-2018-0050717

(22) 출원일자 2018년05월02일

심사청구일자 2018년05월02일

(56) 선행기술조사문헌

Dongil Shin et al., A Common-Mode Active Filter in a Compact Package for a Switching Mode Power Supply, 2014 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility (2014.8.8.)*

KR1020120053606 A*

WO2013008925 A1*

KR1020050013647 A*

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

울산과학기술원

울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50

(72) 발명자

김진국

울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50

정상영

울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50

신동일

울산광역시 울주군 언양읍 유니스트길 50

(74) 대리인

전용준

전체 청구항 수 : 총 14 항

심사관 : 광인구

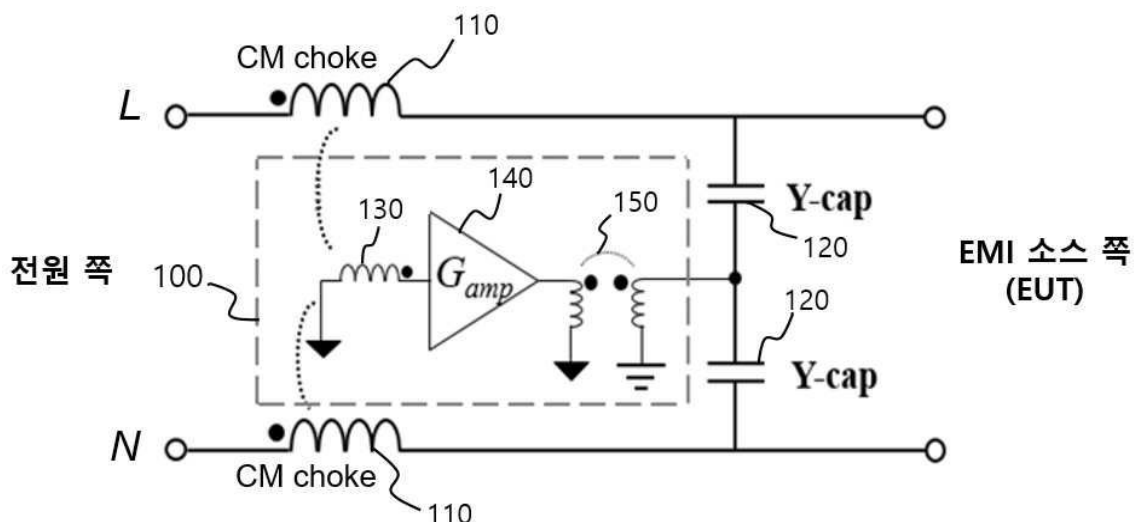
(54) 발명의 명칭 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터 및 그를 이용한 EMI 잡음 저감 방법

(57) 요약

본 발명은 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터 및 그를 이용한 EMI 잡음 저감방법에 관한 것으로서, 그 절연형 능동 EMI 필터는 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 공통모드(CM) 초크; Y-cap; 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 센싱 권선; 센싱 권선에서 감지된 노이즈

(뒷면에 계속)

대표도 - 도1



전류를 증폭하는 증폭부; 및 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일은 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 2차 코일은 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 2차코일의 신호를 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 변압기를 포함한다.

본 발명에 의하면, 수동 필터만 사용하는 경우보다 작은 크기와 낮은 가격으로 동일한 노이즈 감쇄 성능을 얻을 수 있다. 또한 기존에 충분한 노이즈 감쇄를 위해 다단 수동 EMI 필터를 사용한 경우, 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 추가하면 필터의 단수를 줄일 수 있고, 대부분 전기전자 장치의 크기와 비용을 줄일 수 있다.

(52) CPC특허분류

H03H 1/0007 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크;

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap;

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 센싱 권선;

상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 증폭부; 및

상기 Y-cap 앞단에 설치되며, 1차코일은 상기 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 상기 2차코일의 신호를 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 변압기를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 2

제1항에 있어서,

일단이 상기 센싱권선과 연결되고 타단이 상기 증폭부의 +입력 단자에 연결되는 저항(R_f); 및

일단이 상기 저항(R_f)의 타단 및 상기 증폭부의 + 입력 단자에 연결되고 타단이 접지와 연결되는 커패시터(C_f)를 포함하고, 상기 증폭부의 입력단에 위치하는 저역통과필터를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 3

제1항에 있어서,

일단이 상기 Y-cap과 연결되고 타단이 상기 변압기의 2차코일에 연결되는 제1저항(R_{d1});

일단이 상기 저항의 일단과 연결되는 커패시터(C_d);

일단이 상기 커패시터의 타단과 직렬로 연결되고 타단이 접지와 연결되는 제2저항(R_{d2})을 구비하고, 상기 변압기에서의 공진을 피하기 위해 바이패스 및 댐핑 회로로서의 안정성 및 상기 EMI 소스 임피던스와 상기 Y-cap 사이의 공진으로 인한 성능 저하를 완화하는, 바이패스 브랜치를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 4

제1항에 있어서,

병렬 연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)를 포함하고,

상기 병렬연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)의 일단이 상기 증폭부의 (-) 입력단자에 연결되고 상기 병렬연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)의 타단이 상기 증폭부의 출력단자에 병렬로 연결되는 위상보상기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 5

제1항에 있어서, 상기 센싱 권선의 권수(N_{sen})는

상기 공통모드(CM) 초크의 기생회로의 커패시턴스를 C_{cm} 이라 하고, 상기 센싱권선의 기생회로의 커패시턴스를

C_{sen} 이라 할 때, $2C_{cm} / C_{sen}$ 의 제곱근보다 작은 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 6

제2항에 있어서,

상기 증폭부 입력단에서 상기 저역통과 필터 쪽으로 바라본 본 임피던스($Z_{in, AEF}$)는 관심 주파수 범위에서 상기 센싱권선의 기생 RC 성분 임피던스($Z_{sen, para}$) 보다 높게 설정되는 것을 특징으로 하는, 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 7

제2항에 있어서, 상기 저역통과필터의 차단 주파수($1/2\pi R_f C_f$)는

설정된 최대 동작주파수($f_{op, max}$) 보다 크고 주파수 $1/2\pi\sqrt{(1-k_{sen}^2)N_{sen}^2L_{cm}C_{sen}}$ (k_{sen} 은 상기 센싱권선의 결합계수, N_{sen} 은 상기 센싱권선의 권수, L_{cm} 은 상기 공통모드 초크의 인덕턴스, C_{sen} 은 상기 센싱권선의 기생회로의 커패시턴스) 보다 작은 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 8

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크;

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap;

상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터 절연(isolated)되는 변압부;

상기 변압부에서 감지된 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 증폭부; 및

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 증폭부에서 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 주입하는 보상 권선을 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 9

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크;

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap;

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 센싱 권선;

상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 증폭부; 및

상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 일차코일은 상기 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 이차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 상기 2차코일을 통해 변압된 신호를 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 변압기를 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 10

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크;

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap;

상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터 절연(isolated)되는 변압기;

상기 변압기에서 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 증폭부; 및

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 증폭부에서 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 보상신호로 주입하는 보상 권선을 포함하는 것을 특징으로 하는 전력선에 추가되는 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터.

청구항 11

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서,

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선을 통해 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 단계;

상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 단계; 및

상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일을 통해 받아들인 상기 증폭된 신호를 2차코일을 통해 변압하여 상기 Y-cap로 주입하는 단계를 포함하고,

상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 하는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감 방법.

청구항 12

전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서,

상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일이 상기 Y-cap을 센싱 커패시터로 사용하여 노이즈 전압을 센싱하여 상기 변압기의 2차코일을 통해 변압하는 단계;

상기 2차코일을 통해 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 단계; 및

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 보상권선을 통해 상기 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 하는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감 방법.

청구항 13

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서,

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선을 통해 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 단계;

상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 단계; 및

상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일을 통해 입력된 상기 증폭된 신호를 상기 변압기의 2차코일을 통해 변압하여 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결

된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 하는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감 방법.

청구항 14

EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서,

상기 Y-cap 앞단에 설치된 변압기의 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하는 단계;

상기 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 단계; 및

상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감겨 이루어진 보상권선을 통해 상기 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 보상신호로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되고, 전력선으로부터는 절연되는 것을 특징으로 하는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 EMI 필터에 관한 것으로서, 특히 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터 및 그를 이용한 EMI 잡음 저감 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 대부분의 가전용/산업용 전기시스템에는, 전력선 케이블을 통해 방출되는 전도성 EMI 노이즈를 막기 위해 EMI 필터를 장착하게 된다.

[0003] 공통모드 전도성 노이즈를 막기 위해서는 통상 공통모드 초크와 Y-cap으로 구성된 필터를 사용한다. 고전력/고전류 전기시스템에서는, 공통모드 초크의 자기 포화 현상에 의해 노이즈 저감 성능이 떨어지게 되는데, 이를 막기 위해 충분한 감쇄 성능을 얻기 위해서는 다단 필터를 사용하거나 고가의 고성능 초크를 사용해야 하며, 이로 인해 EMI 필터의 크기와 가격이 매우 증가하게 된다. 따라서, 수동 EMI 필터의 한계를 극복하고 성능을 효과적으로 높일 수 있는 능동 EMI 필터를 이용하고자 하는 시도가 있어 왔고 능동 EMI 필터로 인해 전력선에 추가되는 초크가 없는 것이 바람직하다.

[0004] 능동 EMI 필터는 노이즈 전압이나 전류를 커패시터나 변압기로 센싱하여, 보상 전압이나 전류를 다시 변압기나 커패시터로 인가하여 상쇄시키는 피드백 회로 구조를 가진다. 그런데 능동 EMI 필터에서 전력선에 변압기를 추가하여 노이즈를 센싱 및 보상을 하면, 고전력/고전류 전기 시스템에서는 변압기 자기포화에 의해 성능이 크게 떨어진다. 즉, 종래에는 전력선에 추가되는 변압기가 없는 형태의 능동 EMI 필터는 노이즈 센싱 및 노이즈 보상을 커패시터를 통해서 하도록 하였다.

[0005] 하지만 능동 EMI 필터에서 전력선에 커패시터를 연결하여 노이즈 센싱 및 보상을 하게 되면, 능동회로 소자들이 전력선에서 절연되지 않게 되어, 전기적 과부하(electrical overstress, EOS)에 대한 신뢰성과 안정성이 크게 떨어지는 문제점이 있다. 즉, 능동 EMI 필터에 의해 전력선에 추가되는 초크가 없으면서도, 능동 회로 소자들이 전력선으로부터 절연되는 구조가 필요하다.

선행기술문헌

특허문헌

[0006] (특허문헌 0001) 공개특허공보 제10-2018-0017445호(2018.02.21)

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0007] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 전력선에 추가되는 소자가 없으면서도 능동 회로 소자들이 전력선으로부터 절연이 되는, 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 제공하는 것이다.
- [0008] 본 발명이 해결하고자 하는 다른 과제는 전력선에 추가되는 소자가 없으면서도 능동 회로 소자들이 전력선으로부터 절연이 되는, 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 이용하여 EMI 잡음 저감 방법을 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

- [0009] 상기 과제를 이루기 위한 본 발명의 제1실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 센싱 권선; 상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 증폭부; 및 상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일은 상기 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 상기 2차코일의 신호를 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 변압기를 포함한다.
- [0010] 상기 과제를 이루기 위한 본 발명의 제2실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터 절연(isolated)되는 변압부; 상기 변압부에서 감지된 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 증폭부; 및 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 증폭부에서 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 주입하는 보상 권선을 포함한다.
- [0011] 상기 과제를 이루기 위한 본 발명의 제3실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 센싱 권선; 상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 증폭부; 및 상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 일차코일은 상기 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 이차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 상기 2차코일을 통해 변압된 신호를 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 변압기를 포함한다.
- [0012] 상기 과제를 이루기 위한 본 발명의 제4실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 상기 Y-cap 앞 단에 설치되며, 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터 절연(isolated)되는 변압기; 상기 변압기에서 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 증폭부; 및 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감기고, 상기 증폭부에서 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 보상신호로 주입하는 보상 권선을 포함한다.
- [0013] 상기 다른 과제를 이루기 위한 본 발명의 제1실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감방법은, 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI

잡음을 저감하는 방법에 있어서, 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선을 통해 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 단계; 상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 단계; 및 상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일을 통해 받아들인 상기 증폭된 신호를 2차코일을 통해 변압하여 상기 Y-cap로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 한다.

[0014] 상기 다른 과제를 이루기 위한 본 발명의 제2실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감방법은, 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서, 상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일이 상기 Y-cap을 센싱 커패시터로 사용하여 노이즈 전압을 센싱하여 상기 변압기의 2차코일을 통해 변압하는 단계; 상기 2차코일을 통해 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 단계; 및 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 보상권선을 통해 상기 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 한다.

[0015] 상기 다른 과제를 이루기 위한 본 발명의 제3실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감방법은, EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서, 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선을 통해 상기 공통모드 초크의 노이즈 전류를 감지하는 단계; 상기 센싱 권선에서 감지된 노이즈 전류를 증폭하는 단계; 및 상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일을 통해 입력된 상기 증폭된 신호를 상기 변압기의 2차코일을 통해 변압하여 상기 Y-cap으로 보상 신호로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 한다.

[0016] 상기 다른 과제를 이루기 위한 본 발명의 제4실시예에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 이용한 EMI 잡음 저감방법은, EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있는 공통모드(CM) 초크; 및 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되는 Y-cap; 으로 이루어지는 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법에 있어서, 상기 Y-cap 앞 단에 설치된 변압기의 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하는 단계; 상기 변압된 노이즈 전압을 증폭하는 단계; 및 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감겨 이루어진 보상권선을 통해 상기 증폭된 노이즈 신호를 상기 공통모드 초크로 보상신호로 주입하는 단계를 포함하고, 상기 변압기의 2차 코일은 상기 Y-cap과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0017] 대부분의 가전용/산업용 전기전자 장치에서는 전력선 케이블을 통해 방출되는 전도성 EMI 노이즈를 막기 위해 EMI 필터를 필수적으로 장착하여야 하는데, 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터 및 그를 이용한 EMI 잡음 저감 방법에 의하면 수동 필터만 사용하는 경우보다 작은 크기와 낮은 가격으로 동일한 노이즈 감쇄 성능을 얻을 수 있다.

[0018] 또한 본 발명에 의하면, 기존에 충분한 노이즈 감쇄를 위해 다단 수동 EMI 필터를 사용한 경우, 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터를 추가하면 필터의 단수를 줄일 수 있고, 대부분 전기전자 장치의 크기와 비용을 줄일 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0019] 도 1은 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제1실시예에 대한 구성을 회로도로서 나타낸 것이다.

도 2는 본 발명에 의한 AEF 구성의 일 예로서, CM L-C EMI 필터에 추가적으로(add-on) 설치된 제안된 변압기 절연 AEF의 구성을 나타낸 것이다.

도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 AEF의 회로 모델을 나타낸 것이다.

도 4는 기생 성분을 포함하는 절반 부분(half portion)에 대한 등가회로를 나타낸 것이다.

도 5는 센싱권선의 영향을 포함한 전원선에서의 CM 초크 등가회로 모델을 나타낸 것이다.

도 6a, 도 6b 및 도 6c는 주파수 영역별로 능동 EMI 필터에 의한 전류 경로 및 Y-cap의 커패시터 효과($C_{Y,eff}(s)$)의 변화를 나타낸 것이다.

도 7은 Y-cap 위치에서 전원 방향으로 보았을 때의 전력선 임피던스(Z_{line}) 곡선을 나타낸 것으로서, (a)는 N_{sen} 이 수직식 19를 위반할 때, (b)는 N_{sen} 이 수직식 19를 만족할 때를 나타낸 것이다.

도 8은 루프이득을 비교한 것으로서, (a)는 댐핑성분 R_{d1} , C_d , R_{d2} 및 위상 보상기 R_c , C_c 가 없는 불안정한 상황에서의 루프이득을, (b)는 이러한 성분이 있는 안정된 상황에서의 루프이득을 나타낸 것이다.

도 9는 본 발명의 일실시예에 의한 AEF의 설계 흐름을 나타낸 것이다.

도 10은 목표 SMPS의 추출된 CM 잡음 임피던스와 이를 모델링한 직렬 C-L 회로의 임피던스 곡선을 나타낸 것이다.

도 11은 CM L-C 필터에 설치된 제안된 AEF의 사진이다.

도 12는 OP 앰프 출력 전압 및 전류 파형 측정을 나타낸 것이다.

도 13은 (a) 루프 이득의 측정을 위한 VNA 포트 조건 (b) 계산된 결과 대 측정된 결과를 나타낸 것이다.

도 14는 (a) 필터의 삽입 손실 측정을 위한 VNA 포트 조건 및 (b) 계산된 결과 대 측정된 결과를 나타낸 것이다.

도 15는 목표 SMPS의 CM 전도성 노이즈의 측정 결과를 나타낸 것이다.

도 16은 측정된 누설 전류의 파형 및 RMS 값을 나타낸 것이다.

도 17은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제2실시예에 대한 회로도를 나타낸 것이다.

도 18은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제3실시예에 대한 회로도를 나타낸 것이다.

도 19는 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제4실시예에 대한 회로도를 나타낸 것이다.

도 20은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제1실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.

도 21은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제2실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.

도 22은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제3실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.

도 23은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제4실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

이하, 첨부된 도면을 참조로 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다. 본 명세서에 기재된 실시예와 도면에 도시된 구성은 본 발명의 바람직한 일 실시예에 불과할 뿐이고, 본 발명의 기술적 사상을 모두 대변하는 것은 아니므로, 본 출원 시점에 있어서 이들을 대체할 수 있는 다양한 균등물과 변형예들이 있을 수 있음

[0020]

을 이해하여야 한다.

- [0021] 본 발명은 공통 모드(Common-Mode, CM) 전도성 방출 (Conducted Emissions, CE)을 줄이기 위해 전력선에 추가적인 부품이 필요 없는 변압기 절연 능동 EMI 필터(Active EMI Filter, AEF)를 제안한다. 노이즈 감쇠 성능과 루프 이득을 엄격하게 분석하고 본 발명에 의한 능동 EMI 필터 (AEF)에 대한 설계 가이드를 제공한다. 상기 AEF는 스위칭 모드 전원 공급 장치(Switching Mode Power Supply, SMPS)에 적용할 수 있도록 소형(compact) 패키지로 구현가능하다. 상기 AEF의 성능, 안정성 및 누설 전류를 다양한 측정을 통해 실험적으로도 검증한다. 본 발명의 실시예에 따른 AEF를 포함한 CM EMI 필터는 1MHz 미만의 주파수 범위에서 10 ~ 20dB의 추가적인 CE 노이즈를 감소시킨다. 또한 수 MHz에서의 공진으로 인한 잡음 피크가 7dB 감소된다. 본 발명에 의한 AEF를 사용함으로써 저주파 및 고주파에서 일반적인 CM EMI 필터의 약점을 효과적으로 개선할 수 있다.
- [0022] 전자기 간섭(EMI) 문제는 빠른 스위칭 주파수를 갖는 스위칭 모드 전원 공급 장치(SMPS)에서 중요한 문제이다. 전도성 방출(CE) 제한 규격은 10kHz ~ 30MHz 주파수 영역에서 주어지므로 SMPS 및 EMI 필터를 신중하게 설계해야 한다. 전원 변환기의 CE 잡음을 줄이려면 AC 유틸리티 라인 측에 EMI 필터를 설치해야 한다. 공통 모드(CM) CE 잡음은 일반적으로 CM choke 및 Y-cap을 사용하여 억제된다. 저주파 범위에서 CM 잡음을 억제하려면 필터 단(stage)에서 대형 CM choke 또는 대형 Y-cap가 필요하다. 그러나 Y-cap 값은 누설 전류에 대한 안전 규정에 의해 제한되며 대형 CM choke는 부피가 크고 비싸다.
- [0023] 능동 EMI 필터(AEFs)는 필터 크기의 현저한 증가없이 CE를 효과적으로 억제할 수 있다. OP 앰프를 사용하는 AEFs의 성능은 AEFs에 의해 생성된 임피던스 곱셈의 개념으로 설명될 수 있다. CM 잡음을 줄이기 위해 푸시 풀(push-pull) 증폭부를 사용하는 AEF가 제안되고 있다. 디지털적으로 제어되는 보상 신호를 생성하는 또 다른 종류의 AEF 또한 제안되고 있다. AEFs의 토폴로지는 잡음 감지 및 보상 방법에 따라 분류될 수 있다. 전류감지 전류보상(CSCC) 및 전압감지 전압보상(VSVC)의 AEFs는 잡음 감지 및 보상을 위한 커패시터 뿐만 아니라 추가적인 변압기를 사용한다. 전류 감지 전압보상 (CSVC) AEFs는 감지측과 보상측 둘 다에서 변압기 만을 사용하는 반면, 전압감지 전류보상 (VSCC) AEFs는 용량성 커플링(capacitive coupling) 만으로 구현될 수 있다.
- [0024] 용량성 커플링은 변압기 커플링에 비해 컴팩트한(compact) 장점이 있다. 노이즈 감지 및 보상 용 변압기는 일반적으로 전력선에 설치되기 때문에 변압기의 권선은 높은 전류 흐름 및 열 문제에 대응하기 위해 충분히 두꺼워야 하며 이로 인해 변압기의 크기와 비용이 증가한다. 또한, 변압기는 AEF의 성능을 저하시키는 자기 포화에 의해 영향을 받을 수 있다. 따라서 용량성 커플링만을 사용하는 VSCC 토폴로지의 AEF는 크기와 비용 측면에서 고전력 응용에 가장 바람직하다. 그러나 용량성 커플링 방법은 신뢰성 및 안전성에 있어서 중요한 결점이 있다. AEF 전원 전압이 어떻게 제공되는지에 따라 AEF 전원 공급 장치의 기준 전압은 접지와 다를 수 있으며, 커플링 커패시터 또는 AEF의 다른 능동 소자에서 전기적 과부하(electrical overstress, EOS) 문제가 발생할 수 있다. 또한 감지 또는 보상을 위한 커패시터가 낙뢰와 같은 EOS 또는 전자파 내성(Electro Magnetic susceptibility, EMS) 문제로 인해 우발적으로 파괴 될 경우, 이는 단락(short) 또는 낮은 임피던스 경로가 될 수 있다. 이 경우, AEF 내의 능동 소자는 주 전원 선로(Main power lines)에 직접 노출되고, 반도체 소자가 치명적으로 손상되거나 타 버릴 수 있다.
- [0025] 트랜스포머를 이용한 갈바닉 절연(Galvanic Isolation)은 일반적으로 센싱 또는 보상 소자의 결합에 대해 용량성 커플링 보다 안전하다. 더구나 AEF가 전선에서 완전히 변압기 절연된 경우 AEF의 능동 회로 부품은 접지와 다른 기준 전압에서 작동 할 수 있어 AEF의 DC 전원 전압에서 설계 자유를 제공할 수 있다. CSVC 토폴로지의 AEF는 변압기로 절연이 되어 있다. 그러나 변압기가 두꺼운 전선을 필요로 하는 주 전원선을 따라 위치하기 때문에 부피가 너무 커지고 비용이 많이 들고 자기 포화 및 열 문제의 위험이 높다.
- [0026] 도 1은 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제1실시예에 대한 구성을 회로도로 나타낸 것이다. 상기 본 발명의 제1실시예는 공통모드(CE) choke(110) 및 Y-cap(120)으로 이루어지는 수동 EMI 필터와, 센싱권선(130), 증폭부(140) 및 변압기(150)으로 이루어지는 EMI 필터(100)를 포함하여 이루어진다.
- [0027] 공통모드(CE) choke(110)는 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있다.
- [0028] Y-cap(120)은 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결된다.
- [0029] 센싱 권선(130)은 공통모드 choke(130)에 코일로 덧 감기고, 공통모드 choke(130)에 흐르는 노이즈 전류를 감지한다. 센싱 권선(130)의 권수(N_{sen})는 공통모드(CM) choke(110)의 기생회로의 커패시턴스를 C_{cm} 이라 하고, 센싱권선

(130)의 기생회로의 커패시턴스를 C_{sen} 이라 할 때, $2C_{cm} / C_{sen}$ 의 제곱근보다 작은 것이 바람직하다.

- [0030] 증폭부(140)는 센싱 권선(130)을 통해 감지된 노이즈 전류를 증폭한다.
- [0031] 변압기(150)는 Y-cap(120) 앞 단에 설치되며, 1차코일은 상기 증폭부에서 증폭된 신호를 받아들이고, 2차 코일은 Y-cap(120)과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 2차코일의 신호를 Y-cap(120)으로 보상 신호로 주입한다.
- [0032] 도 2는 본 발명에 의한 AEF 구성의 일 예로서, CM L-C EMI 필터에 추가적으로(add-on) 설치된 제안된 변압기 절연 AEF의 구성을 나타낸 것이다. 도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 AEF의 회로 모델을 나타낸 것이다.
- [0033] 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는 고주파 범위에서 센싱 권선 공진에 의해 야기되는 안정성 문제를 방지하기 위해 저역통과필터(Low pass filter)를 더 포함할 수 있다.(도 3 참조) 상기 저역통과필터는 저항(R_f) 및 커패시터(C_f)를 포함하여 이루어진다.
- [0034] 상기 저항(R_f)은 일단이 상기 센싱권선과 연결되고 타단이 상기 증폭부의 +입력 단자에 연결되어 있다. 상기 커패시터(C_f)는 일단이 상기 저항(R_f)의 타단 및 상기 증폭부의 + 입력 단자에 연결되고 타단이 접지와 연결되는 커패시터(C_f)를 포함하고, 상기 증폭부의 입력단에 위치한다.
- [0035] 또한 증폭부(140) 입력단에서 상기 저역통과 필터 쪽으로 바라본 본 임피던스($Z_{in, AEF}$)는 관심 주파수 범위에서 센싱권선(130)의 기생 RC 성분 임피던스($Z_{sen, para}$) 보다 높게 설정되는 것이 바람직하다.
- [0036] 상기 저역통과필터의 차단 주파수($1/2\pi R_f C_f$)는 최대 동작주파수($f_{op, max}$) 보다 크고 주파수 $1/2\pi\sqrt{(1-k_{sen}^2)N_{sen}^2L_{cm}C_{sen}}$ (k_{sen} 은 센싱권선(130)의 결합계수, N_{sen} 은 센싱권선(130)의 권수, L_{cm} 은 공통모드 초크(110)의 인덕턴스, C_{sen} 은 센싱권선(130)의 기생회로의 커패시턴스) 보다 작은 것이 바람직하다.
- [0037] 그리고 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, 상기 변압기에서의 공진을 피하기 위해 바이패스 및 댐핑 회로로서의 안정성 및 상기 EMI 소스 임피던스와 상기 Y-cap 사이의 공진으로 인한 성능 저하를 완화하는, 바이패스 브랜치(Bypass branch)를 더 포함할 수 있다.(도 3 참조) 상기 바이패스 브랜치(Bypass branch)는 제1저항(R_{d1}), 커패시터(C_d) 및 제2저항(R_{d2})을 포함하여 이루어질 수 있다.
- [0038] 제1저항(R_{d1})은 일단이 상기 Y-cap과 연결되고 타단이 상기 변압기의 2차코일에 연결되고, 커패시터(C_d)는 일단이 상기 저항의 일단과 연결된다. 제2저항(R_{d2})은 일단이 상기 커패시터의 타단과 직렬로 연결되고 타단이 접지와 연결된다.
- [0039] 또한 본 발명에 의한 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는, 저주파수 범위에서 안정성을 위한 위상보상기를 더 포함할 수 있다.(도 3 참조)
- [0040] 위상보상기는 병렬 연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)를 포함하고, 상기 병렬연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)의 일단이 상기 증폭부의 (-) 입력단자에 연결되고 상기 병렬연결된 저항(R_c)과 커패시터(C_c)의 타단이 상기 증폭부의 출력단자에 병렬로 연결된다.
- [0041] 본 발명은 완전(fully) 변압기 절연 AEF의 새로운 구조를 제안한다. 도 2를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 의한 AEF는 CM 초크와 Y-cap으로 구성된 기존의 CM L-C EMI 필터에 추가적으로(add-on) 설치된다. 본 발명에 일 실시예에 의한 AEF 구조는 기존의 CSCC AEF 토폴로지와 유사하지만 증폭부 출력과 보상 Y-cap 사이에 주입(injection) 변압기가 추가된다. 주입 변압기가 주전원선에 설치되어 있지 않기 때문에 변압기에는 작은 보상 신호 전류만 흐른다. 주입 변압기는 응용 프로그램의 동작 전류에 관계없이 전류가 작기 때문에 소형으로 구현할 수 있어 자기 포화 및 열 문제의 위험이 낮다. 또한 AEF의 센싱 부분에는 추가 변압기가 필요하지 않지만 작은 노이즈 감지 선이 기존의 상용 CM 초크에 추가로 감겨 있다. 상업용 CM 초크 상에 센싱 권선(sensing winding)을 직접 추가하려는 시도가 있었지만, 센싱 권선의 악영향과 최대 허용 턴(turn) 수는 조사되지 않았다. 요약하면, 본 발명의 일 실시예에 의한 AEF의 주요한 새로운 특징은 주전원선에 별도의 부품을 사용하지 않고도 완전히 변압기 절연(fully transformer-isolated)이 이루어지고, 소형 설계(compact sized design)로 특징 지어질 수 있다. 이러한 특성 덕분에 본 발명에 의한 AEF는 다른 변압기 절연 CSV AEF보다 크기가 작고 성능이 우수하다.

- [0042] 본 발명에서는 본 발명의 일실시예에 의한 AEF의 완전한 설계를 위한 많은 유용한 명시적 설계 가이드 라인을 제공하고 있다. 후술되는 바와 같이, 변압기 절연 AEF를 분석하여 잡음 감쇠 성능을 평가하고, 분석에 기초하여 AEF의 성능과 안정성을 위한 적절한 설계 가이드 라인을 제공하고, AEF의 필터 삽입 손실 및 루프 이득을 벡터 네트워크 분석기(Vector Network Analyzer, VNA)를 사용하여 측정하여 검증한다. AEF에 의한 CM CE 잡음의 감소는 실제 제품 SMPS 보드에서도 나타나고 있다. 또한, AEF 사용의 안전성을 확인하기 위해 접지로의 누설 전류량을 측정한다.
- [0043] 본 발명의 일실시예에 따른 AEF를 분석하기로 한다. 도 3을 참조하면, CY는 Y-cap의 커패시턴스를 나타낸다. CM 초크는 L_{cm} 및 M_{cm} 으로 모델링되며, 이는 전력선 상의 권선의 자기 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 나타낸다.
- [0044] AEF는 주로 CM 초크에 감긴 센싱 권선(sensing winding), 증폭부 및 주입 변압기로 구성된다. 전력선 상의 권선과 센싱 권선의 권선비는 $1 : N_{sen}$ 으로 설정되며, 센싱 권선의 자체 인덕턴스는 대략 $N_{sen}^2 L_{cm}$ 으로 주어진다. M_{sen} 은 전원선의 권선과 AEF 입력의 센싱 권선 사이의 상호 인덕턴스를 나타낸다. 마찬가지로 M_{inj} 는 주입 변압기의 상호 인덕턴스를 나타내며, 1 차 권선과 2 차 권선의 권선비는 $1 : N_{inj}$ 로 설정된다. 각 면에서의 자기 인덕턴스는 각각 L_{inj} 와 $N_{inj}^2 L_{inj}$ 로 주어진다. M_{cm} , M_{sen} 및 M_{inj} 는 각각 $k_{cm}L_{cm}$, $k_{sen}N_{sen}L_{cm}$ 및 $k_{inj}N_{inj}L_{inj}$ 로 계산된다. 여기서 k_{cm} , k_{sen} 및 k_{inj} 는 각 결합 계수를 나타낸다. k_{cm} , k_{sen} 및 k_{inj} 의 값은 일반적으로 실제 설계에서 0.99에서 1의 값을 갖는다. 증폭부는 저항 R_1 및 R_2 가 있는 비 반전 OP 앰프 구성으로 구현된다.
- [0045] AEF의 피드백 안정성을 고려할 때, 도 3에 나타나 있는 바와 같이 저역 통과 필터, 바이 패스 브랜치 및 위상 보상기와 같은 몇 가지 추가 부품이 필요하다. R_f 및 C_f 는 고주파수 범위에서 센싱 권선 공진에 의해 야기되는 안정성 문제를 방지하기 위해 OP 앰프에서 저역 통과 필터를 구성한다. R_{d1} , C_d 및 R_{d2} 는 주입 변압기에서의 공진을 피하기 위해 바이 패스 및 댐핑 회로로서의 안정성을 위해 작동하여 잡음 소스 임피던스와 Y-cap 사이의 공진으로 인한 성능 저하를 추가적으로 완화한다. R_c 와 C_c 는 저주파수 범위에서의 안정성을 위한 위상 보상기이다.
- [0046] AEF의 접지 기준 전압이 접지와 다르게 설정 되더라도 AEF는 AC 제로 전위에 관하여 대칭이며 회로를 양분하여 분석 할 수 있다. 도 4는 기생 성분을 포함하는 절반 부분(half portion)에 대한 등가회로를 나타낸 것이다. 도 4를 참조하면, 보다 정확하게 나타내기 위해 CM 초크, 센싱 권선 및 주입 변압기의 기생 회로 파라미터도 모델링되어 R_{cm} , C_{cm} , R_{sen} , C_{sen} , R_{inj1} , C_{inj1} , R_{inj2} 및 C_{inj2} 로 각각 포함된다. 피시험장비(Equipment under Test, EUT)의 CM 잡음 소스는 각각 테브난 등가회로 V_n 과 Z_n 으로 모델링되어 CM 잡음 소스 전압과 임피던스를 나타낸다. Z_{LISN} 은 라인 임피던스 안정화 네트워크(LISN)의 임피던스를 나타낸다. Z_{line} , $Z_{in, AEF}$ 및 $Z_{Y, eff}$ 는 각각 ac 제로 전위와 관련하여 각 방향으로 바라본 임피던스를 나타낸다.
- [0047] CM 초크의 유효 인덕턴스 및 Y-cap 분기의 유효 커패시턴스의 표현식에 기초하여 AEF의 동작 원리를 분석한다. CM 초크의 유효 인덕턴스를 설명한다.
- [0048] CM 초크 앞에서 전력선으로 바라 본 임피던스는 Kirchhoff의 법칙을 이용하면 다음과 같다.

수학식 1

$$Z_{line} = (sL_{cm, eff}) \parallel R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}} + Z_{LISN}$$

여기서,

수학식 2

$$L_{cm, eff}(s) = (1 + k_{cm} - X(s))L_{cm}$$

수학식 3

$$X(s) = \frac{2M_{sen}I_{sen}}{L_{cm}I_{cm}} = \frac{2sk_{sen}^2N_{sen}^2L_{cm}}{sN_{sen}^2L_{cm} + Z_{in,AEF} \parallel Z_{sen,para}}$$

[0052]

수학식 4

$$Z_{sen,para} = R_{sen} \parallel \frac{1}{sC_{sen}}$$

[0053]

수학식 5

$$Z_{in,AEF} \approx R_f + \frac{1}{sC_f}$$

[0054]

[0055] $L_{cm, eff}$ 는 CM 초크의 유효 인덕턴스를 나타내며, 여기서 인덕턴스 상쇄항 $X(s)$ 가 나타난다. $X(s)$ 는 $(2M_{sen}I_{sen})/(L_{cm}I_{cm})$ 으로 정의되고, 여기서 I_{cm} 과 I_{sen} 은 각각 도 4에서 $(L_{cm} + M_{cm})$ 과 $2N_{sen}^2L_{cm}$ 의 인덕턴스 브랜치(branch)를 통해 흐르는 전류를 나타낸다. $Z_{sen, para}$ 는 센싱 권선의 기생 RC 성분 임피던스를 나타낸다. $Z_{in, AEF}$ 는 증폭부 입력단에서 저역통과 필터 쪽으로 바라본 임피던스를 나타낸다. OP 앰프 입력 임피던스는 관심있는 주파수 범위에서 큰 것으로 가정하고 수학식 5에서는 무시된다.

[0056] 도 5는 센싱권선의 영향을 포함한 전원선에서의 CM 초크 등가회로 모델을 나타낸 것이다. CM 초크 인덕턴스에 대한 센싱 권선의 영향은 도 5에 요약되어 나타나 있다. 도 5를 참조하면, 오른쪽 박스는 $2M_{sen}$ 에 의해 유도된 전압을 고려한 전원선에서의 CM 초크 등가 회로 모델을 나타낸다. $2sM_{sen}I_{sen}$ 의 유도 전압은 $s(L_{cm} + M_{cm})I_{cm}$ 의 전압 강하와 반대 극성을 갖는다. $X(s)$ 를 $(2M_{sen}I_{sen}) / (L_{cm}I_{cm})$ 로 정의하면, 초크 인덕턴스의 전체 전압은 $s(1 + k_{cm}-X(s))L_{cm}I_{cm}$ 으로 단순화 할 수 있다. 따라서 CM 초크의 유효 인덕턴스 $L_{cm, eff}$ 는 수학식 2에서 주어진 것처럼 $(1 + k_{cm}-X(s))L_{cm}$ 으로 표현된다.

[0057] 센싱 권선이 없는 경우에는, $k_{sen} = X(s) = 0$ 이 되고, 따라서 $L_{cm, eff}$ 는 단순히 $(1 + k_{cm})L_{cm}$ 으로 주어진다. 그러나 수학식 3에서 $sN_{sen}^2L_{cm}$ 이 $(Z_{in, AEF} \parallel Z_{sen, para})$ 보다 훨씬 높을 때는 k_{cm} 와 k_{sen} 이 1에 매우 근접하기 때문에 $X(s) \approx 2k_{sen}^2$ 이 되고 $L_{cm, eff} \approx L_{cm}(1 + k_{cm} - 2k_{sen}^2)$ 이 된다. 이것은 초크 인덕턴스가 센싱 권선에 흐르는 전류에 의해 결정적으로 영향을 받을 수 있음을 의미한다. 따라서 초크 인덕턴스를 유지하려면 센싱 권선의 턴 수 N_{sen} 을 제한해야 한다.

[0058] 다음으로, Y-cap의 유효 커패시턴스를 설명한다. Y-cap 브랜치 $Z_{Y, eff}$ 방향으로 바라 본 임피던스는 수학식 6 ~ 수학식 11으로 나타낼 수 있다.

수학식 6

$$Z_{Y, eff}(s) = \frac{1}{sC_Y} \cdot \frac{1 + \beta(s)}{1 + \alpha(s)}$$

[0059]

[0060] 여기서,

수학식 7

$$\alpha(s) = sk_{inj} N_{inj} L_{inj} G_1(s) G_{amp}(s) \cdot \frac{(R_{d2} + \frac{1}{sC_d})(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}})(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})}{\{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}\}(R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}})A(s)}$$

수학식 8

$$\beta(s) = sC_T (R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}) \parallel (R_{d2} + \frac{1}{sC_d}) \times [1 - \frac{(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})^2}{(R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})A(s)} \cdot \frac{R_{d2} + \frac{1}{sC_d}}{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}} \{ \frac{(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}})^2}{R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}} - R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} - sL_{inj} \}]$$

수학식 9

$$G_1(s) = \frac{V_{inamp}}{V_{in}} = - \frac{2sk_{sen} N_{sen} L_{cm} Z_{senpara}}{sN_{sen}^2 L_{cm} + Z_{senpara} \parallel Z_{inAEF}} \frac{\frac{1}{sC_f}}{R_f + \frac{1}{sC_f} + Z_{senpara}} \frac{R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}} - Z_{lme} - Z_{LISN}}{(R_{cm} \parallel \frac{1}{sC_{cm}})Z_{lme}}$$

수학식 10

$$G_{amp}(s) = \frac{V_{outamp}}{V_{inamp}} = 1 + \frac{R_2 + R_c \parallel \frac{1}{sC_c}}{R_1}$$

수학식 11

$$A(s) = \{ \frac{(R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}})^2}{R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}} - R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}} - sL_{inj} \} \{ sN_{inj}^2 L_{inj} + (R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d}) \parallel R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} \} + (sk_{inj} N_{inj} L_{inj})^2$$

여기서, $a(s)$ 및 $\beta(s)$ 는 각각 후술하는 바와 같이 물리적으로 부스팅 인자(boosting factor) 및 바이패스 인자로 이해 될 수 있다. $G_1(s)$ 는 V_{in} 에서 $V_{in,amp}$ 까지의 전압 이득이며, $G_{amp}(s)$ 는 $V_{in,amp}$ 에서 $V_{out,amp}$ 까지의 증폭부 이득이다. OP 앰프의 주파수 대역폭은 관심있는 주파수 범위보다 충분히 높다고 가정한다. 수학식 6에서의 $Z_{Y,eff}$ 의 표현은 유효 커패시턴스 $C_{Y,eff}(s)$ 의 임피던스로 이해 될 수 있으며 수학식 12와 같이 정의된다.

수학식 12

$$C_{Y,eff}(s) = C_Y \frac{1 + \alpha(s)}{1 + \beta(s)}$$

[0067]

[0068]

도 6a, 도 6b 및 도 6c는 주파수를 변화시킴에 따른 $C_{Y,eff}(s)$ 의 변화를 나타낸 것으로서, 도 6a는 주파수 범위에서의 AEF 동작, 도 6b는 $\alpha(s)$ 및 $\beta(s)$ 의 plot, 도 6c는 $Z_{Y,eff}$ 의 임피던스 커브를 나타낸다.

[0069]

주파수를 변화시킴에 따른 $C_{Y,eff}(s)$ 의 변화는 도 6a, 도 6b 및 도 6c에 요약되어 있다. Y-cap 브랜치에서의 AEF의 효과와 전류 경로 변화는 도 6a에 설명되어 있다. 점선 박스는 $C_{Y,eff}$ 에 대한 AEF의 효과를 나타낸다. $f_{op,min}$ 과 $f_{op,max}$ 는 각각 AEF의 회로 파라미터로 설계 할 수 있는 AEF의 최소 및 최대 목표 동작 주파수이다.

[0070]

예를 들어, 적절하게 설계된 AEF의 $\alpha(s)$ 와 $\beta(s)$ 의 크기가 도 6b에 주파수에 따라 그려져 있다. Y-cap 브랜치의 임피던스 $Z_{Y,eff}$, 도 도 6c에 그려져 있다. $f_{op,min}$ 보다 충분히 낮은 주파수에서 $\alpha(s)$ 와 $\beta(s)$ 는 모두 1보다 훨씬 작고 수학식 6의 $Z_{Y,eff}$,는 간단히 $1 / sC_Y$ 로 근사된다. 이는 바이패스 회로와 주입 변압기가 CY의 임피던스에 비해 무시할 만하며, AEF로부터 보상된 노이즈 전압도 매우 작다는 것을 의미한다. $f_{op,min}$ 에서 $f_{op,max}$ 까지의 AEF의 동작 주파수 범위에서 $\alpha(s)$ 는 1보다 커지지만 $\beta(s)$ 는 여전히 1보다 훨씬 작다. 즉, AEF는 도 6a에 $-a V_{in}$ 으로 표시된 것처럼 Y-cap 브랜치에 보상 전압을 제공하고, 반면에 바이패스 회로는 여전히 무시할 만하다.

[0071]

$\alpha(s)$ 의 크기는 동작 주파수 범위에서 센싱 권선, 증폭부 및 주입 변압기의 전압 이득의 곱셈인 $N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1)$ 에서 주로 유지된다. 따라서, Y-cap 브랜치를 통해 흐르는 CM 전류는 $(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))$ 에 의해 증폭되어 실효 커패시턴스가 도 6c에 그려진 바와 같이 $(1+N_{sen}N_{inj}(1+R_2/R_1))C_Y$ 로 증가한다. 주파수가 $f_{op,max}$ 가까이로 증가함에 따라, $\alpha(s)$ 는 감소하기 시작하며, 이는 AEF로부터의 보상 전압이 감소함을 나타낸다. 동시에, $\beta(s)$ 는 1과 유사해지는데, 이는 바이패스 브랜치의 임피던스 $(R_{d2}+1/sC_d)$ 가 주입 변압기 경로의 임피던스보다 낮아짐을 의미한다. 그러므로 CM 노이즈 전류는 주로 바이패스 브랜치를 통해 흐르고, $Z_{Y,eff}$ 의 임피던스는 $(1/sC_Y+2(R_{d2}+1/sC_d))$ 로 근사된다.

[0072]

도 6c는 $f_{op,max}$ 이후의 주파수 범위에서 C_d 와 R_{d2} 가 전류 경로에 더해지기 때문에 $Z_{Y,eff}$ 의 크기가 $1/sC_Y$ 의 크기보다 크게 증가함을 보여준다. 그러나 댐핑 저항 R_{d2} 는 Y-cap와 CM 노이즈 소스 임피던스 사이의 공진을 완화하는 데 중요한 역할을 한다. 종종 공진에 의해 전체 CM 필터의 성능이 크게 저하되므로 공진을 피해야 한다.

[0073]

다음으로, 필터 전체의 삽입손실을 설명한다. 필터의 노이즈 감쇠 성능은 필터가 없는 상태에서 LISN으로 수신된 노이즈 전압과 필터가 설치된 상태에서 LISN의 노이즈 전압의 비율로 정의되는 삽입 손실(IL)로서 일반적으로 정량화 된다. 도 4에서 전체 EMI 필터의 IL은 수학식 13과 같이 유도된다.

수학식 13

$$IL = \frac{Z_{line} \parallel Z_{Y,eff} + 2Z_n}{Z_{line} \parallel Z_{Y,eff}} \frac{Z_{line}}{2Z_n + Z_{LISN}}$$

[0074]

[0075]

주파수가 증가함에 따라 수학식 13의 삽입손실 IL은 $Z_{Y,eff}$ 가 Z_{line} 보다 작아지는 주파수 지점에서 주로 증가하기 시작한다. 필터 동작의 저주파 경계는 $1/2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{Y,eff}}$ 에 근사 될 수 있다. 제안된 AEF는 도 6c와 같이 목표 주파수 범위에서 $Z_{Y,eff}$ 를 크게 감소 시키며, 이는 전체 필터의 IL을 증가시킨다. 또한 AEF는 전체 필터가 더 낮은 주파수에서 작동을 시작하도록 한다.

[0076]

한편, 본 발명에서 제공하는 AEF의 설계 가이드 라인을 설명하기로 한다. 성능 및 안정성을 고려하여 AEF에 대

한 실제 설계 가이드라인을 개발한다. 먼저, 센싱권선 및 입력 저주파 통과 필터의 설계를 설명한다.

[0077] 센싱 권선은 CM 초크에 직접 권선되어 있어, 별도의 감지 변압기가 추가되지 않는다. 크기와 비용 측면에서 별도의 감지 트랜스포머를 사용하지 않는 것이 바람직하다. 그러나 전술한 바와 같이, CM 초크 인덕턴스 $L_{cm,eff}$ 및 전력선 임피던스 Z_{line} 은 추가 센싱 권선에 의해 감소 될 수 있다. 본 발명에 의한 AEF가 Y-cap $C_{Y,eff}$ 를 잘 증가시킨다 하더라도, 감소된 전력선 임피던스 Z_{line} 은 전체 CM EMI 필터의 잡음 감쇠 성능을 저하시킬 수 있다. 따라서 Z_{line} 의 감소를 막기 위해서는 센싱 권선에 대한 적절한 설계 가이드 라인이 필요하다.

[0078] Z_{line} 은 CM 초크의 첫 번째 자기 공진 주파수 $f_{r,cm}$ ($\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm,eff}C_{cm}}}$ 로 주어지는) 이후에는 주로 기생 커패시턴스에 의해 결정된다. 따라서 주파수 $f_{r,cm}$ 후에 인덕턴스 제거항 $X(s)$ 는 Z_{line} 의 크기에 큰 영향이 없다. 또한, 수학식 3의 $X(s)$ 는 $sN_{sen}^2L_{cm}$ 이 $(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$ 보다 높을 때만 의미가 있다. 따라서 $sN_{sen}^2L_{cm}$ 이 $(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$ 보다 커지기 시작하는 주파수 포인트가 $f_{r,cm}$ 보다 높으면 Z_{line} 은 센싱 권선의 영향을 거의 받지 않는다. 이러한 조건은 다음의 설계 절차에 의해 만족 될 수 있다. 첫째, $Z_{in,AEF}$ 는 모든 관심 주파수 범위 (예 : 10kHz ~ 30MHz)에서 $Z_{sen,para}$ 보다 높게 설계된다. 즉, 수학식 14의 조건과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 14

[0079]
$$\left(Z_{in,AEF} = R_f + \frac{1}{sC_f} \right) > \left(Z_{sen,para} = R_{sen} \parallel \frac{1}{sC_{sen}} \right)$$

[0080] 보다 간단하게, R_f 와 C_f 는 수학식 15 및 수학식 16과 같이 되도록 선택된다.

수학식 15

[0081]
$$R_f > \frac{1}{sC_{sen}}$$

수학식 16

[0082]
$$C_f < C_{sen}$$

[0083] 수학식 14의 부등 조건이 충분히 성립하면 $(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para}) \approx Z_{sen,para}$ 이다. 그러면, $sN_{sen}^2L_{cm}$ 이 $(Z_{in,AEF}||Z_{sen,para})$ 보다 커지기 시작하는 주파수 포인트는 $N_{sen}^2L_{cm}$ 와 C_{sen} 사이의 공진 주파수에 수학식 17과 같이 근사 된다.

수학식 17

[0084]
$$f_{r,sen} = \frac{1}{2\pi N_{sen} \sqrt{L_{cm} C_{sen}}}$$

[0085] 다음으로, $f_{r,sen}$ 은 $f_{r,cm}$ 보다 수학식 18과 같이 높아야 하기 때문에,

수학식 18

$$\left(f_{r, \text{sen}} = \frac{1}{2\pi N_{\text{sen}} \sqrt{L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \right) > \left(f_{r, \text{cm}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{cm, eff}} C_{\text{cm}}}} \right)$$

센싱 권선의 권수에 대한 설계 가이드 라인은 수학식 19와 같이 추출된다.

수학식 19

$$N_{\text{sen}} < \sqrt{\frac{L_{\text{cm, eff}} C_{\text{cm}}}{L_{\text{cm}} C_{\text{sen}}}} \approx \sqrt{\frac{2C_{\text{cm}}}{C_{\text{sen}}}}$$

여기서 $L_{\text{cm, eff}}$ 는 $(1+k_{\text{cm}})L_{\text{cm}} \approx 2L_{\text{cm}}$ 로 근사화 된다. 유지된 Z_{line} 을 보장하는 수학식 19의 설계 가이드 라인은 센싱 권선의 최대 허용 권선 비율로 유도된다. 수학식 19의 C_{cm} 와 C_{sen} 의 기생 커패시턴스의 정확한 값은 실제로 설계 전에 알려지지 않지만, 수학식 19는 여전히 센싱 권선의 턴 수에 대한 유용한 가이드 라인을 제공할 수 있다.

도 7은 Y-cap 위치에서 전원 방향으로 보았을 때의 전력선 임피던스 (Z_{line})의 곡선을 나타낸 것으로서, (a)는 N_{sen} 이 수학식 19를 위반할 때, (b)는 N_{sen} 이 수학식 19를 만족할 때를 나타낸 것이다. 수치들의 예들이 도 7에 나타나 있다. N_{sen} 의 두 가지 다른 값은 간단한 분석을 위해 C_{cm} 과 C_{sen} 을 동일한 고정 값으로 설정하여 설계된 AEF로 테스트 된다. AEF가 없는 경우와 있는 경우 각각의 Z_{line} 의 크기, 즉 $Z_{\text{line w/o, AEF}}$ 와 $Z_{\text{line w/, AEF}}$ 가 비교되어 있다. 도 7 (a)에서, 조건 수학식 19는 $N_{\text{sen}} = 2$ 로서 위반되고, $f_{r, \text{sen}}$ 은 $f_{r, \text{cm}}$ 보다 낮다. 반대로, 도 7 (b)에서 수학식 19는 $N_{\text{sen}} = 0.5$ 로 만족되고, $f_{r, \text{sen}}$ 은 $f_{r, \text{cm}}$ 보다 높다. 결과적으로, 도 7 (a)에서 $Z_{\text{line, w / AEF}}$ 는 $Z_{\text{line, w/o AEF}}$ 에 비해 현저하게 감소한 반면, 도 7 (b)에서는 $Z_{\text{line, w / AEF}}$ 가 거의 변하지 않는다.

또한 AEF를 사용하면 고주파 영역에서 Z_{line} 에 또 다른 공진이 발생하는 것으로 나타났다. 공진은 도 7 (a)와 (b)에 표시된 것처럼 주파수 $\frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{\text{sen}}^2)N_{\text{sen}}^2L_{\text{cm}}C_{\text{sen}}}}$ 에서 센싱 권선으로 인해 발생한다. 이 공진은 고주파 범위에서 시스템 피드백 안정성에 악영향을 미치므로 공진을 억제하기 위해 OP 앰프 입력단에 R_f 및 C_f 로 구성된 저역 통과 필터가 필요하다. 동작 주파수 범위에서 AEF 성능에 영향을 미치지 않는 저역 통과 필터의 경우, 필터의 차단 주파수는 최대 동작 주파수 인 $f_{\text{op, max}}$ 보다는 커야 하지만 수학식 20의 공진 주파수보다는 작아야 한다.

수학식 20

$$f_{\text{op, max}} < \frac{1}{2\pi R_f C_f} < \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{\text{sen}}^2)N_{\text{sen}}^2L_{\text{cm}}C_{\text{sen}}}}$$

수학식 15, 수학식 16 및 수학식 20은 저역 통과 필터 설계의 가이드라인이 될 수 있다.

다음으로 주입변압기 및 증폭부 설계를 설명하기로 한다.

주입 변압기와 증폭부 소자의 설계는 주로 도 6의 AEF의 주요 성능 파라미터 $f_{\text{op, min}}$, $f_{\text{op, max}}$ 및 $C_{Y, \text{eff}}$ 를 결정한다. 증폭부 출력에서의 캐패시터 C_o 는 목표 동작 주파수 범위보다 낮은 주파수에서 원하지 않는 신호를 차단하는데 이용된다. L_{inj} 와 직렬로 연결된 C_o 는 고주파 필터를 구성하고, 그 차단 주파수는 수학식 21과 같이 유

도되어 AEF의 최소 동작 주파수를 결정한다.

수학식 21

$$f_{op,min} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{inj}C_o}}$$

$f_{op, min}$ 주파수에서 L_{inj} 와 직렬로 연결된 C_o 의 임피던스는 급격하게 감소하여 OP 앰프의 출력 전류를 증가시킨다. 따라서 R_o 가 공진 주파수에서 임피던스를 제한하기 위해 OP 앰프 출력에 추가되지만 모든 동작 주파수 범위에서 sL_{inj} 보다는 충분히 작아야 한다.

한편, 도 6a에서 설명한 것처럼, 바이패스 브랜치의 임피던스가 주입 변압기 경로의 임피던스보다 낮아지는 주파수 경계에 의해 AEF의 최대 동작 주파수 $f_{op, max}$ 가 결정된다. 도 7에 도시된 센싱 권선으로 인한 공진과 유사하게, 주입 변압기의 2차 권선에서의 공진은 피드백 불안정성을 야기할 수 있으므로, 바이패스 브랜치는 공진 주파수보다 낮은 주파수에서 작동하기 시작해야 한다. 2차 권선에서의 공진은 수학식 22와 같이 $f_{op, max}$ 보다 높은 주파수 $\frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2L_{inj}C_{inj2}}}$ 에서 발생된다.

수학식 22

$$f_{op,max} < \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2L_{inj}C_{inj2}}}$$

$f_{op, max}$ 는 주입 변압기의 인덕턴스 파트 $(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2L_{inj}$ 와 바이패스 브랜치의 커패시턴스 C_d 사이의 공진에 의해 수학식 23과 같이 결정된다.

수학식 23

$$f_{op,max} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(1-k_{inj}^2)N_{inj}^2L_{inj}C_d}}$$

수학식 22에 수학식 23을 대입하면 C_d 와 C_{inj}^2 의 관계가 다음과 같이 추출된다.

수학식 24

$$C_d > C_{inj2}$$

약간의 댐핑 저항 R_{d1} 과 R_{d2} 이 고주파에서의 안정성을 위해 필요하다. 수십 오옴(ohm)의 R_{d2} 은 고주파 범위에서 Y-cap 과 CM 잡음 소스 임피던스 사이의 공진을 완화 시키는데 권장되며, 이는 IV장에서 실험으로 보여질 것이다.

공진 지점을 제외하고 AEF 동작에서 저항 R_{d1} , R_{d2} 및 R_{inj}^2 의 영향을 무시할 수 있다고 가정하면, 수학식 24의 조건은 수학식 7 - 수학식 11을 $f_{op, max}$ 까지의 주파수 범위에서 수학식 25와 같이 근사화 할 수 있다.

수학식 25

$$\alpha(s) \approx N_{ser} N_{inj} G_{amp}(s), \beta(s) \approx 0$$

수학식 12에서 Y- cap, 유효 커패시턴스 $C_{Y, eff}(s)$ 는 수학식 26으로 단순화 된다.

수학식 26

$$C_{Y, eff}(s) \approx (1 + N_{ser} N_{inj} G_{amp}(s)) C_Y$$

$G_{amp}(s)$ 의 위상 보상 요소 R_c 와 C_c 는 AEF 동작에 거의 영향을 주지 않아야 하며, 수학식 26은 도 6에서와 같이 주파수에 의존하지 않는 값으로 더 단순화 된다.

수학식 27

$$C_{Y, eff} \approx (1 + N_{ser} N_{inj} (1 + R_2 / R_1)) C_Y$$

마지막으로, AEF에 대한 몇 가지 유용한 설계 가이드라인은 다음과 같이 도출 될 수 있다. 비록 N_{sen} 이 수학식 19에 의해 제한 되더라도, 수학식 27에서 $C_{Y, eff}$ 은 N_{inj} 와 증폭부 이득 $(1 + R_2 / R_1)$ 을 증가시킴으로써 C_Y 의 여러 배가 되도록 설계 될 수 있다. 그러나 N_{inj} 가 증가함에 따라, 최대 동작 주파수 $f_{op, max}$ 는 수학식 23에 의해 감소된다. 또한 높은 앰프 이득은 OP 앰프에 대해 큰 출력 전압 스윙과 큰 이득 대역폭을 필요로 한다. 그러므로 N_{inj} 와 $(1 + R_2 / R_1)$ 의 적절한 값은 OP-amp의 비용과 AEF의 $f_{op, max}$ 를 고려하여 선택되어야 한다.

또한 수학식 22의 조건은 AEF의 $f_{op, max}$ 가 주입 변압기의 N_{inj} , L_{inj} 및 C_{inj}^2 에 의해 조정될 수 있음을 의미한다. 기생 커패시턴스 C_{inj2} 는 독립적인 설계 파라미터가 아니므로, N_{inj} 와 L_{inj} 는 높은 $f_{op, max}$ 를 달성하기 위해 작게 설계되어야 한다. 그러나 작은 N_{inj} 는 $C_{Y, eff}$ 를 작게 하고 L_{inj} 를 낮추면 수학식 21로부터 $f_{op, min}$ 를 높인다. 결과적으로, AEF의 최적화된 성능을 위해 다음과 같은 설계 프로세스를 제안한다. 첫째, C_0 는 주어진 크기의 물리적 패키지에서 가능한 한 커지도록 설계되며, L_{inj} 는 타겟 $f_{op, min}$ 을 위해 수학식 21의 한도까지 낮춰진다. 다음으로, 가장 큰 $C_{Y, eff}$ 를 달성하기 위해, N_{inj} 는 타겟 $f_{op, max}$ 을 위해 수학식 22의 한도까지 증가된다.

다음으로 안정성 체크를 설명하기로 한다.

AEF는 기본적으로 아날로그 입력 및 아날로그 출력이 있는 피드백 시스템이며 안정성은 신중하게 설계되고 보장되어야 한다. 시스템이 불안정한 경우, EUT 잡음 소스가 적용되지 않아도 시스템이 발진할 수 있다. 피드백 안정성은 루프 이득의 위상 및 이득 마진으로 확인할 수 있다. 도 4의 회로 모델로부터 루프 이득을 도출하기 위해, OP 앰프 출력에서 피드백 루프를 분리하고, 분리된 노드로 부터 테스트 전압 소스 V_t 를 주입 변압기에 인가하고, 잡음 소스 전압 V_n 은 적용되지 않은 상태에서, 테스트 전압 V_t 에 대한 CM 초크 전단 노드에서의 전압 V_{in} 비율은 수학식 28과 같이 계산 될 수 있다.

수학식 28

$$G_2(s) = \frac{V_{in}}{V_t} = \frac{sk_{inj} N_{inj} L_{inj} (R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}) (R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})}{(R_o + \frac{1}{sC_o} + R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}) \{sL_{inj} + (R_o + \frac{1}{sC_o}) \parallel R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}}\} (\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{line}}) (R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}) B(s)} \cdot \frac{R_{d2} + \frac{1}{sC_d}}{1}$$

여기서,

수학식 29

$$B(s) = \{(\frac{1}{Z_n} + \frac{1}{Z_{line}})^{-1} + Z_{Cy} + 2(R_{d2} + \frac{1}{sC_d}) \parallel (R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})\} \\ \times \{sN_{inj}^2 L_{inj} + (R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}}) \parallel (R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d}) - \frac{(sM_{inj})^2}{sL_{inj} + (R_o + \frac{1}{sC_o}) \parallel (R_{inj1} \parallel \frac{1}{sC_{inj1}})}\} - \frac{2(R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}})^2 (R_{d2} + \frac{1}{sC_d})^2}{(R_{d1} + R_{inj2} \parallel \frac{1}{sC_{inj2}} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d})^2}$$

($V_{in, amp} / V_{in}$)과 ($V_{out, amp} / V_{in, amp}$)의 전압 이득은 각각 수학식 9와 수학식 10에서 $G_1(s)$ 와 $G_{amp}(s)$ 로 유도된 바 있다. 따라서 시스템의 루프 이득은 수학식 30과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 30

$$G_{loop}(s) = -\frac{V_{outamp}}{V_t} = -\frac{V_{in}}{V_t} \frac{V_{inamp}}{V_{in}} \frac{V_{outamp}}{V_{inamp}} = -G_1(s)G_2(s)G_{amp}(s)$$

R_c 와 C_c 를 사용하는 목적은 초크의 유효 인덕턴스 $L_{cm, eff}$ 와 Y-cap 브랜치의 유효 커패시턴스 $C_{Y, eff}$ 사이의 공진이 불안정성의 위험을 초래하기 때문에 저주파 범위에서 안정성을 위해 $G_{loop}(s)$ 의 위상 마진을 증가시키는 것이다. 공진 주파수 $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm, eff}C_{Y, eff}}}$ 는 필터 동작의 저주파 경계를 결정하며, 적절한 EMI 필터 설계에서 CE 규격의 저주파 한계보다 낮아야 한다. R_c 및 C_c 로 인한 위상 보상의 최대량은 수학식 31과 같이 계산된다.

수학식 31

$$\max(|\angle G_{loop, w/comp}(f) - \angle G_{loop, w/o comp}(f)|) = \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{R_c^2}{4(R_1 + R_2)(R_1 + R_2 + R_c)}} \right)$$

수학식 31은 주파수 $\frac{1}{2\pi R_c C_c} \sqrt{1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2}}$ 에서 일어난다.

$\angle G_{loop, w/comp}(s)$ 는 위상 보상기가 있는 $G_{loop}(s)$ 의 위상을 나타내고, $\angle G_{loop, w/o comp}(s)$ 는 위상 보상기가 없는 $G_{loop}(s)$ 의 위상을 나타낸다. 최대 위상 보상 주파수를 $\frac{1}{2\pi\sqrt{L_{cm, eff}C_{Y, eff}}}$ 의 공진 주파수로 설정함으로써, R_c 및 C_c 상의 다른 표현이 수학식 32와 같이 추출된다.

수학식 32

$$C_c = \frac{1}{R_c} \sqrt{L_{cm,eff} C_{Y,eff} \left(1 + \frac{R_c}{R_1 + R_2} \right)}$$

[0124]

[0125] 수학식 31과 수학식 32의 표현은 R_c 와 C_c 의 설계 가이드라인을 제공한다.

[0126] 수학식 28의 $G_2(s)$ 는 EUT 잡음 소스 임피던스 Z_n 에 따라 달라 지므로 수학식 30의 루프 이득도 마찬가지로 지인 것을 주목할 필요가 있다. 수학식 30에서 Z_n 의 크기가 클수록 루프 이득의 크기를 증가시켜 이득 마진이 작아지는 경향이 있음을 알 수 있다. 따라서 Z_n 를 무한대(infinite) 값으로 하여 안정성을 설계를 하는 것은 일반적으로 최악의 조건에서 안정성을 제공하는 것이다. 따라서 본 명세서에서는 설계된 AEF의 루프 이득을 어떠한 EUT 어플리케이션에서도 안정성을 보장하기 위해 무한값의 Z_n 조건으로 계산하거나 측정한다.

[0127] 도 8은 루프이득을 비교한 것으로서, (a)는 댐핑성분 R_{d1} , C_d , R_{d2} 및 위상 보상기 R_c , C_c 가 없는 불안정한 상황에서의 루프이득을, (b)는 이러한 성분이 있는 안정된 상황에서의 루프이득을 나타낸 것이다.

[0128] 예를 들어, AEF가 있는 필터의 $G_{loop}(s)$ 가 도 8에 도시된 바와 같이 수학식 30을 사용하여 나타낼 수 있다. 바이패스 브랜치 및 위상 보정기 R_{d1} , C_d , R_{d2} , R_c , C_c 는 도 8 (a)에서는 설치되어 있지 않지만 도 8 (b)에는 설치되어 있다. 이들의 안정성에 미치는 영향이 명확하게 나타나 있다. 도 8 (a)에서 10MHz 부근의 급격한 위상 변이로 인한 불안정성은 주입 변압기의 2차 권선에 기인하며, 도 8 (b)의 경우 바이패스 브랜치에 의해 해소된다. 도 8 (a)의 100 kHz 미만의 저주파에서 $L_{cm, eff}$ 및 $C_{Y, eff}$ 사이의 공진은 과도한 위상 이동 또한 불안정의 위험을 초래한다. 도 8 (b)에서 알 수 있듯이 위상 보상기 R_c 와 C_c 를 사용하면 이득 마진이 크게 증가한다.

[0129] 다음으로 OP 앰프 선택 및 전반적인 설계 절차를 설명하기로 한다. 비 반전 증폭부에서 OP 앰프의 동작 고주파 한계 f_{OPamp} 는 CE 규격의 고주파수 한계 $f_{CE, max}$ 보다 높아야 한다.

수학식 33

$$f_{OPamp} > f_{CE, max}$$

[0130]

[0131] 또한 OP 앰프의 전압 및 전류 용량은 노이즈 보상에 충분해야 한다. 필요한 OP 앰프 용량을 산정하기 위해 OP 앰프 출력에서의 전압 $V_{out, amp}(s)$ 과 전류 $I_{out, amp}(s)$ 는 도 4의 회로 모델로부터 각각 수학식 34 및 수학식 35와 같이 계산된다.

수학식 34

$$V_{out, amp}(s) = V_{in}(s)G_1(s)G_{amp}(s)$$

[0132]

수학식 35

$$I_{out,amp}(s) = \frac{V_n(s)}{2} \cdot \frac{G_1(s)G_{amp}(s) + k_{xy}N_{ij}(sL_{ij1} \parallel R_{ij1} \parallel \frac{1}{sC_{ij1}}) \cdot \frac{R_{d1} + R_{d2} + \frac{1}{sC_d} + R_{ij1} \parallel \frac{1}{sC_{ij1}}}{(R_{d2} + \frac{1}{sC_d})(R_{ij2} \parallel \frac{1}{sC_{ij2}})} [1 - \frac{\frac{1}{sC_Y} + 2\{(R_{d2} + \frac{1}{sC_d}) \parallel (R_{d1} + R_{ij1} \parallel \frac{1}{sC_{ij1}})\}}{Z_{T,eff}}]}{\frac{1}{sC_o} + R_o + sL_{ij1} \parallel R_{ij1} \parallel \frac{1}{sC_{ij1}}}$$

여기서,

수학식 36

$$V_{in}(s) = \frac{(Z_{line} + Z_{LISN}) \parallel Z_{Y,eff}}{2Z_n + (Z_{line} + Z_{LISN}) \parallel Z_{Y,eff}} V_n(s)$$

$V_{in}(s)$ 는 AEF를 포함한 필터 임피던스 뿐만 아니라 Z_n 및 $V_n(s)$ 에 의해 결정되기 때문에 잡음 소스 모델의 정 보는 $V_{out,amp}(s)$ 및 $I_{out,amp}(s)$ 를 추정하는 데 필요하다. 동작 중인 SMPS, Z_n 및 $V_n(s)$ 의 잡음 소스 모델은 이 미 개발된 다양한 측정 방법에 의해 추출될 수 있다. 일단 Z_n 과 $V_n(s)$ 를 추출하면 OP-amp 출력 전압 $v_{out,amp}(t)$ 과 출력 전류 $i_{out,amp}(t)$ 의 시간 영역 파형은 수학식 34 - 수학식 36에 주어진 $V_{out,amp}(s)$ 및 $I_{out,amp}$ 의 스펙 트럼으로부터 계산될 수 있다. 그러므로 OP 앰프 출력의 전압 용량 $V_{OPamp,max}$ 및 전류 용량 $i_{OPamp,max}$ 는 각각 계산 된 $v_{out,amp}(t)$ 및 $i_{out,amp}(t)$ 를 제공하기에 충분해야 한다.

수학식 37

$$V_{OPamp,max} > \max(|v_{out,amp}(t)|)$$

수학식 38

$$i_{OPamp,max} > \max(|2i_{out,amp}(t)|)$$

$I_{out,amp}(s)$ 가 half-circuit 모델에서 정의 되어 있기 때문에 OP 앰프에 흐르는 실제 전류는 수학식 38에 나타나 있는 바와 같이 계산된 전류의 두 배이다.

수학식 35에서와 같이 $I_{out,amp}(s)$ 에 영향을 미치는 다양한 설계 요소 중에서, N_{inj} 를 증가시키면 AEF의 동작 주 파수 범위에서 $I_{out,amp}(s)$ 가 크게 증가한다. N_{inj} 로 인한 주입 변압기의 전압 이득은 상술한 바와 같이 출력 전 류를 증가시키는 대신에 OP 앰프 출력 전압을 줄일 수 있다. 주입 변압기는 AEF 접지를 SMPS 접지로부터 절연할 뿐만 아니라 이득 및 OP 앰프 회로에 대한 또 다른 설계 유연성을 제공한다.

도 9는 본 발명의 일실시예에 의한 AEF의 설계 흐름을 나타낸 것으로서, 상술한 것에서 도출된 AEF에 대한 설계 흐름을 요약한 것이다. 패시브 Y-cap의 최대 허용값 C_Y 은 전체 필터 설계에 앞서 누설 전류에 대한 안전 한계 (safety limit)로부터 주어진다고 가정한다. 전체 CM EMI 필터 $L_{cm,eff}$ 및 $C_{Y,eff}$ 에서 요구되는 CM 초크 인덕턴 스와 유효 Y-cap는 전체 필터가 그들 사이의 공진 주파수에서 동작을 시작하는 것을 고려하여 EUT의 추출된 CM CE 잡음 모델로부터 결정된다. 다음으로, AEF의 목표 동작 주파수 범위 $f_{op,min}$, $f_{op,max}$ 또한 결정된다. AEF의 목 표 성능 $f_{op,min}$, $f_{op,max}$ 및 $C_{Y,eff}$ 으로부터 AEF의 센싱 및 입력 파트가 단계 1에서 설계된다. 센싱 권선 N_{sen} 의

권선비는 조건식인 수학식 19에 의해 설계되고, 입력 저역 통과 필터 R_f 및 C_f 가 조건식인 수학식 15, 16 및 20에 의해 설계된다. 단계 2에서는, 증폭부 및 주입 변압기 소자가 설계된다. C_o 와 L_{inj} 의 값은 타겟 $f_{op, min}$ 으로부터 수학식 21에 의해 선택된다. N_{inj} 와 $(1 + R_2 / R_1)$ 의 값은 타겟 $f_{op, max}$ 및 $C_{Y, eff}$ 를 고려하여 수학식 23과 27을 사용하여 설계된다. L_{inj} 와 N_{inj} 의 설계 값으로부터 주입 변압기가 제작되고, C_{inj1} 과 C_{inj2} 는 측정에 의해 추출된다. 바이패스 브랜치의 커패시턴스 C_d 도 수학식 24에 의해 결정된다. 저주파 안정성을 위해 필요하다면 위상 보상기 R_c 와 C_c 는 수학식 31과 32의 설계 지침에 따라 증폭부 부분에 추가된다. 3 단계에서 AEF가 있는 전체 필터의 피드백 안정성은 수학식 30을 사용하여 루프 이득을 그림(plotting)으로써 전체 필터의 AEF에 대한 피드백 안정성을 확인한다. 임의의 주파수 지점에서 안정성 마진이 충분하지 않으면, R_f , C_f , R_{d1} , R_{d2} , C_d , R_c 및 C_c 중 해당 회로 성분이 적절하게 조정된다. 마지막 단계인 step 4에서 적절한 OP 앰프가 수학식 33 - 수학식 38을 사용하여 잡음 보상을 위해 필요한 주파수 대역폭, 전압 및 전류 용량에 기초하여 선택된다.

[0142] 다음으로, 본 발명에 의한 AEF의 구현 및 측정을 설명하기로 한다. 본 발명의 일실시예에 의한 AEF는 SMPS 보드에 적용하기 위한 소형 패키지로 설계되었으며, 노이즈 감소 성능은 다양한 측정을 통해 입증된다.

[0143] 일실시예에 의한 AEF로 CM EMI 필터 구현에 대해 설명한다. 타겟 SMPS 보드에는 정류기, PFC(Power Factor Correction) 컨버터, 플라이 백(flyback) 컨버터 및 LLC 공진 컨버터와 같은 다양한 전원 회로가 포함된다. SMPS는 64kHz 및 110kHz 스위칭 주파수로 200W의 정격 전력을 제공한다. AEF를 포함한 전체 EMI 필터를 효율적으로 설계하고 분석하기 위해서는 CE 주파수 범위에서 필터에 의해 적절한 임피던스 불일치가 얻어져야 하기 때문에 피시험기기(EUT)의 잡음 소스 임피던스에 대한 정보가 필요하다. 간단한 방법으로 SMPS의 전력선에 기준 CM 초크를 설치 전 후 각각 상황에 대해 CE 잡음 양을 측정한다. SMPS의 CM 잡음 소스 임피던스는 기준 초크의 임피던스와 초크에 의한 삽입 손실로부터 계산할 수 있다.

[0144] 도 10은 목표 SMPS로부터 추출된 CM 잡음 임피던스와 이를 모델링한 직렬 C-L 회로의 임피던스 곡선을 나타낸 것으로서, 도 4는 타겟 SMPS의 추출된 CM 잡음 소스 임피던스의 크기 (하프-부분(half-portion) 회로 모델의 임피던스 $|Z_n|$)을 나타내고 있다. 임피던스 곡선은 대략 500pF 커패시턴스 및 6μH 인덕턴스의 직렬 C-L 회로로 근사적으로 모델링 될 수 있다. 커패시턴스 성분은 히트 싱크, 변압기 권선 및 내부 커패시터의 기생 커패시턴스에 기인하며 인덕턴스 성분은 주로 타겟 SMPS 보드의 변압기와 PFC 인덕터의 누설 인덕턴스로 인한 것이다. AEF 설계 이전에 상업용 CM 초크 및 Y 커패시터로 구성된 기준 수동 CM L-C 필터가 타겟 SMPS 보드 용으로 설계되었다. 설계된 수동 필터에서 초크의 인덕턴스는 100kHz에서 13.5mH이며, Y-cap의 값은 애플리케이션의 안전 표준을 고려하여 470pF로 선택된다. 그러나 AEF가 없는 필터의 삽입 손실은 1MHz 미만의 저주파수 범위에서는 충분하지 않다. 또한, 설계된 필터의 또 다른 문제점은 잡음원 모델의 인덕턴스 성분과 필터의 Y-cap 이 공진회로를 구성하여, 4.2MHz의 공진 주파수에서 필터의 삽입 손실이 현저하게 감소된다는 것이다. 소스 임피던스와 EMI 필터의 부품 사이에 종종 공진이 발생하는데, 이는 좁은 주파수 대역에서 필터 성능을 심각하게 저하시킬 수 있다. 공진을 완화시킬 뿐만 아니라 저주파 대역에서 삽입 손실을 증가시키고 위해, 수동 필터의 단(stage) 수를 증가시키는 대신에 제안된 AEF를 L-C 필터에 애드온(add-on)으로 설계하고 설치한다.

[0145] 저주파 CM 잡음을 충분히 억제하기 위해서는 유효 Y-cap를 7 배 이상 향상시키는 것이 바람직하여, AEF의 목표 $C_{Y, eff}$ 는 3.4nF로 선택된다. 목표 $f_{op, min}$ 및 $f_{op, max}$ 는 각각 약 2.4kHz 및 1MHz로 설정된다. 또한 AEF의 R_{d1} 및 R_{d2} 값은 소스 임피던스와 Y-cap 분기 간 공진을 충분히 완화하도록 설계되었다. 표 1은 본 발명의 일실시예에 의한 능동 EMI 필터의 성분값들을 나타낸 것이다.

표 1

[0146]

Components	Values
$L_{cm}, R_{cm}, C_{cm}, k_{cm}$	13.5mH, 112kΨ, 5 pF, 0.997
$N_{sen}, R_{sen}, C_{sen}, k_{sen}$	0.3, 80kΨ, 20 pF, 0.997
$L_{inj}, R_{inj1}, C_{inj1}, k_{inj1}$	45 μH, 10kΨ, 5 pF, 0.994
$N_{inj}, R_{inj2}, C_{inj2}$	6, 112kΨ, 6 pF
$R_1, R_2, R_c, C_c, R_f, C_f$	400Ψ, 1kΨ, 6.8kΨ, 5.6nF, 1kΨ, 10pF
$C_Y, R_o, C_o, R_{d1}, R_{d2}, C_d$	470pF, 0.22Ψ, 94 μF, 220Ψ, 30Ψ, 1.5nF

- [0147] 도 11은 CM L-C 필터에 설치된 제안된 AEF의 사진이며, 타겟 SMPS 보드의 CM L-C 필터에 설치된 본 발명의 일실시예에 의한 AEF를 보여준다
- [0148] 본 발명의 일실시예에 의한 AEF는 도 9의 설계 흐름에 따라 설계되었으며 22mm x 20mm 크기의 소형 패키지로 구현되었다. 센싱 권선과 주입 변압기의 전선은 작은 노이즈 신호만 전달하고 열 문제가 없어 얇게 될 수 있다. 특히, CM 초크에서의 센싱 권선은 이미 존재하는 상업용 CM 초크의 작은 면적(area)에 구현하였다. 센싱 권선과 주입 변압기가 있는 CM 초크의 회로 모델 파라미터는 VNA를 사용하여 추출되었다. 설계된 AEF의 모든 회로 파라미터는 표 1에 요약되어 있다.
- [0149] 상술한 바와 같이 V_n 과 Z_n 의 정보는 OP 앰프의 요구되는 전압과 전류 용량을 추정하는 데 필요하다. 도 10에서 $|Z_n|$ 에 부가하여, CM 잡음 소스 전압의 크기 $|V_n(s)|$ 도 스펙트럼 분석기와 기준 CM 초크를 사용하는 동일한 측정 방법을 사용하여 추출 할 수 있다. $V_{out, amp}(s)$ 및 $I_{out, amp}(s)$ 의 스펙트럼의 크기는 추출된 $|Z_n|$ 및 $|V_n(s)|$ 으로 수학적 식 34 - 수학적 식 36으로부터 계산된다. 전압 및 전류 스펙트럼의 위상은 여전히 알 수 없지만, 최악의 경우의 시간 영역 파형은 모든 주파수 스펙트럼을 동 위상으로 간주하여 대략 추정할 수 있다. 물론 OP 앰프 출력의 실제 전압 및 전류 파형은 최악의 경우의 파형과 다를 것이다. 최악의 경우의 파형의 피크 및 RMS 값은 필요한 OP 앰프 용량을 결정하는 초기 가이드 라인을 제공 할 수 있다. 실제 계산 후, 최악의 경우의 파형의 최대 절대 피크 값은 각각 4.7V 및 420mA로 얻어졌다. 따라서 6V dc 공급 전압에서 5V 와 500mA를 최대 출력 전압과 전류로 갖는 상용 OP 앰프(OPA2677)를 증폭부 파트에 사용하였다.
- [0150] 목표 SMPS에 AEF를 구현 한 후, OP-amp 출력에서 실제 전압 및 전류 파형을 각각 차동(differential) 프로브와 전류 프로브를 사용하여 측정했다. 도 12는 측정된 OP 앰프 출력 전압 및 전류 파형을 나타낸 것이다. 점선으로 된 수평선은 계산된 최악의 경우(worst case)의 파형의 최대값을 나타낸다. 실제 파형의 피크 값은 최악의 경우의 파형의 피크 값보다 조금 작게 나타나, OP 앰프 선택에 대한 최악의 경우를 가정한 추정 방법이 유효함이 검증되었다. 주입 변압기를 사용하지 않을 경우에는 OP 앰프의 최대 출력 전압이 훨씬 더 커야 하므로, OP 앰프가 더 비싸지고 더 높은 DC 전원이 필요하다. AEF에서 주입 변압기의 이득으로 인해 OP 앰프 전류를 증가시키는 대신 저전압 OP 앰프를 사용할 수 있게 된다.
- [0151] OP 앰프의 전원 전압은 목표 SMPS 가 생성하는 DC 출력을 변환하여 제공 할 수 있다. 일반적으로 필요 DC 전압은 실제 제품 어플리케이션의 SMPS 또는 제어 보드에서 얻을 수 있다. 본 실험에서는 AEF가 접지와 다른 기준 전압에서 잘 동작하는지 확인하기 위해 AEF의 전원 전압을 외부 전원 공급 장치를 이용하여 제공하였다.
- [0152] 본 발명에 의한 AEF의 실험적 검증을 설명하기로 한다. 도 13에서 (a)는 루프 이득의 측정을 위한 VNA 포트 조건 (b) 계산된 결과 대 측정된 결과를 나타낸 것이다.
- [0153] 동작 중인 SMPS로 CE 측정을 하기 전에, AEF의 특성 및 모델링 표현식을 VNA를 이용한 측정에 의해 엄밀하게 검증한다. 도 13 (a)와 같이 OP 앰프 출력 노드를 분리하고 VNA 포트를 연결하여 AEF의 루프 이득, 즉 $G_{loop}(s)$ 을 직접 측정 할 수 있다. $G_{loop}(s)$ 은 수학적 식 39와 같이 계산된다.

수학적 식 39

$$G_{loop}(s) = -\frac{V_2}{V_1} = -\frac{Z_{21}}{Z_{11}}$$

- [0154]
- [0155] Z_{ij} 는 테스트 구성에서 측정된 임피던스 파라미터이다. 측정으로부터 수학적 식 39에 의해 추출된 $G_{loop}(s)$ 의 크기와 위상은 도 13 (b)에 그려져 있으며, 수학적 식 30에 의해 계산된 분석 결과와 잘 맞아 떨어진다. 추출한 가이드 라인에 따라 설계한 AEF의 이득 및 위상 마진은 저주파 및 고주파 범위에서 모두 충분하다.
- [0156] 도 14는 (a) 필터의 삽입 손실 측정을 위한 VNA 포트 조건 및 (b) 계산된 결과 대 측정된 결과를 나타낸 것이다.
- [0157] 또한 전체 필터의 IL은 도 14 (a)에 나타낸 포트 조건을 사용하여 VNA 측정으로부터 직접 추출될 수 있다.

수학식 40

$$IL(s) = \frac{Z_{LISN}/2}{Z_n + Z_{LISN}/2} \left\{ \frac{Z_n + Z_{11}}{Z_{21}} \left(1 + \frac{Z_{22}}{Z_{LISN}/2} \right) - \frac{Z_{12}}{Z_{LISN}/2} \right\}$$

[0158]

[0159]

이는 소스 임피던스, Z_n 의 영향을 포함하여 도출된다. 수학식 40에 의해 측정으로부터 추출된 IL은 도 14 (b)에 나타나 있으며, 이는 수학식 13에 의해 계산된 분석 결과와 잘 일치한다. 또한 AEF가 있는 필터의 IL을 AEF가 없는 필터와 비교하였다. 모든 경우, Z_n 은 도 10에서 추출된 바와 같이 500pF 커패시턴스와 6 μ H 인덕턴스의 직렬 회로로 모델링하였다.

[0160]

AEF가 없는 필터에서 CM 쇼크와 Y-cap 사이의 공진으로 인해 IL은 31kHz에서 0dB 미만으로 치명적으로 감소하며, 이는 전술한 바와 같이 필터 동작의 저주파 경계를 결정한다. 또한 노이즈 소스 임피던스와 Y-cap 사이의 공진으로 인해 4.2MHz에서 IL의 또 다른 심각한 저하가 발생한다.

[0161]

AEF를 적용한 후에, 저주파 공진은 증가된 $C_{V, eff}$ 에 의해 훨씬 낮은 주파수로 이동하고, 공진에서의 IL 열화도 또한 완화된다. AEF는 1MHz 미만의 주파수 범위에서 추가 IL을 10 ~ 20dB까지 달성한다. 타겟 SMPS의 최저 스위칭 주파수 64kHz에서 추가 IL은 15dB 이다. 또한 4.2MHz에서의 공진으로 인한 IL 열화는 AEF에 구현된 감쇠 저항에 의해 완화된다. 한편, 5MHz 이상의 주파수 범위에서의 IL은 AEF가 없는 필터에 비해 다소 감소되었다. 그러나 목표 애플리케이션을 위한 AEF 설계에서는 저주파 범위와 공진 주파수에서의 CE 잡음 감소가 가장 필요하다.

[0162]

다음으로, 타겟 SMPS의 CM CE 노이즈를 CE 테스트 표준 설정을 사용하여 10kHz ~ 30MHz 에서 측정하였다. 도 15는 실제 제품의 CM CE 노이즈의 측정 결과를 나타낸 것이다. AEF는 해당 SMPS 제품에 적용될 때 0.31W RMS (root-mean-square) 전력을 소모한다. 필터가 전혀 없는 상태에서의 SMPS 노이즈 측정 결과와, AEF가 추가된 필터와 추가되지 않은 필터를 각각 장착한 후의 노이즈 측정결과를 도 15에 비교하였다. 주파수에 따른 노이즈 감소량은 도 14의 각 필터의 IL과 상관관계가 크다. AEF는 64kHz에서 15dB의 추가적인 CE 감소를 달성한다. 또한 AEF가 없는 필터에서, 공진 주파수에서 IL의 감소로 인해 수 MHz에서 노이즈 피크가 크게 발생한다. 이는 AEF를 사용한 후 7dB만큼 감쇠된다.

[0163]

기존 CM 필터의 설계에서 저주파에서의 CE 잡음이 필터의 크기, 무게 및 비용을 증가시키는 주요 원인이다. 고주파에서 원하지 않는 공진으로 인해 발생하는 노이즈 피크도 종종 큰 골칫거리이다. 따라서 CM 쇼크의 절반보다 작은 크기의 AEF를 사용하여 저주파와 고주파에서 기존의 CM 필터의 약점을 효과적으로 개선하고, CE 규격 (regulation)의 모든 주파수 범위에서 CE 수준을 57dBmV 미만으로 관리할 수 있다.

[0164]

제안된 AEF 사용의 안전성을 검증하기 위해, Y-cap를 통해 접지로 흐르는 누설 전류 또한 측정하였다. IEC60990 에 정의된 단상 전력 시스템의 누설 전류 측정 설정이 사용되었다. 'let-go' 측정 조건이 AEF에 대한 최악의 누설 전류를 제공하기 때문에, 'let-go' 측정 네트워크를 사용하였다. 도 16은 AEF가 있는 경우와 없는 경우 각각의 누설 전류의 측정된 파형과 RMS 값을 보여준다. 누설 전류는 주 전원 라인의 220V, 60Hz의 AC 유틸리티 전압에 의해 주로 발생한다. CE 잡음에 대한 유효 Y-cap가 AEF에 의해 크게 증가하더라도 누설 전류는 거의 영향을 받지 않는다. AEF는 저주파에서는 Y-cap 값을 변경하지 않는데, 누설 전류 측정 네트워크는 1kHz 미만의 차단 주파수를 갖는 저역 통과 필터 특성을 갖기 때문이다. . 도 16은 측정된 누설 전류의 RMS 값을 나타낸 것이다.

[0165]

다음으로, 변압기 절연 AEF들 간을 서로 비교하기로 한다. AEF의 성능 및 특성은 표 2에 요약된 바와 같이 이전 문헌에서 발표된 다른 변압기 절연 AEF의 성능 및 특성과 비교된다. 비교 대상이 되는 AEF는 CSVC 토폴로지이며 주 전원 선에 2 개의 변압기의 설치가 필요하다. 비교대상 1의 AEF는 20dB의 최대 IL를 가지지만 500kHz 미만의 저주파 범위에서는 성능이 낮다. 비교대상 2의 AEF는 150kHz의 저주파 범위에서 우수한 성능을 나타내지만 2MHz 이상의 고주파 범위에서 상대적으로 낮은 성능을 보인다. 두 가지 AEF는 전술한 바와 같이 전력선의 변압기로 인해 크기와 성능 면에서 단점이 있다. 본 발명의 일실시예에 의한 AEF는 수십 kHz의 매우 낮은 주파수 범위에서 우수한 성능을 보인다. 주입 변압기는 가장 작으며 소신호 경로에 설치되기 때문에 피시험기기(EUT)의 정격 전력에 거의 영향을 받지 않는다. 또한 센싱 권선의 경우 전원선에 추가 전류 트랜스포머(CT)를 사용하는 대신

얇은 와이어를 기존 상업용 CM 초크에 직접 감았다. 따라서 본 발명의 일실시예에 의한 AEF는 피시험기기(EUT)의 정격 출력에 관계없이 필터의 크기를 늘리지 않고도 실제 제품에 가장 쉽게 삽입 될 수 있다. 표 2는 변압기 절연 AEF 들을 서로 비교한 것이다.

표 2

	전체필터 최대 IL [dB]	변압기 지 름 [mm]	잡음감지 방법	장점	단점
[1]	20	30	추가 CT	- 완전 절연된 변압기	- 500kHz 이하 저주파에서 낮은 성능 - 전원선에 CT와 주입 변압기 둘 다 필요
[2]	30	23	추가 CT	- 완전 절연된 변압기 - 150kHz 이상의 저주파에서 우수한 성능	- 2MHz. 이상의 고주파에서 낮은 성능 - 전원선에 CT와 주입 변압기 둘 다 필요.
본 발 명	55	16	기존 CM초크 상의 센싱권 선	- 완전 절연된 변압기 - 수십 KHz의 매우 낮은 주파수에서 고성능 - 전원선에 추가적 부품불필요 - 고주파 공진 감소	- 1MHz 이상 고주파수에서 낮은 성능.

표 2에서 [1]은 비교대상 1로서, W. Chen; W. Zhang; X. Yang; Z. Sheng; Z. Wang, "An experimental Study of Common- and Differential-Mode Active EMI Filter Compensation Characteristics," *IEEE Trans. Electromagn. Compat.*, vol.51, no.3, pp.683-691, Aug. 2009에서 제안된 AEF이고, [2]는 비교대상 2로서, K. Mainali and R. Oruganti, "Design of a current-sense voltage-feedback common mode EMI lter for an off-line power converter," in *Proc. IEEE Power Electron. Spec. Conf.*, 2008, pp. 1632-1638.에서 제안된 AEF이다.

결론적으로, 전력선에 추가적인 소자가 없는 변압기 절연 AEF의 새로운 구조가 제안되었다. 제안된 AEF는 노이즈 감쇠 성능과 루프 이득을 평가하기 위해 엄격하게 분석되었다. 분석 결과를 바탕으로 적절한 설계 가이드라인이 개발되었다. 제안된 AEF는 소형 패키지로 설계되었으며 잡음 소스 임피던스를 고려하여 타겟 SMPS 보드에 최적화되었다. 계산된 삽입 손실과 루프 이득은 VNA 측정으로 검증되었다. AEF를 적용하여 실제 제품의 CM CE 잡음이 줄이는 것도 실험적으로 검증하였다. 누설 전류도 측정하였으며, 제안된 AEF는 Y-cap를 통한 누설 전류를 거의 증가시키지 않는다는 것이 확인되었다.

AEF는 1MHz 미만의 주파수 범위에서 10 ~ 20dB의 CE 를 추가적으로 감소시킨다. 공진 주파수에서 중요한 잡음 피크 또한 7dB 감소된다. 결과적으로, 저주파와 고주파에서의 기존 CM 필터의 약점들이 AEF를 사용함으로써 효과적으로 개선되고 CE 레벨은 CE 규격의 모든 주파수 범위에서 57dBV 미만으로 관리된다.

한편, 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 다른 실시예들을 설명하기로 한다.

도 17은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제2실시예에 대한 회로도를 나타낸 것이다. 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제2실시예는 공통모드(CM) 초크(1710), Y-cap(1720), 변압부(1730), 증폭부(1740) 및 보상 권선(1750)을 포함하여 이루어진다.

도 17을 참조하면, 공통모드(CM) 초크(1710)는 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있다.

Y-cap(1720)은 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결된다.

변압부(1730)는 Y-cap(1720) 앞단에 설치되며, 1차코일이 상기 Y-cap의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터 절연(isolated) 된다.

증폭부(1740)는 변압부(1730)에서 감지된 변압된 노이즈 전압을 증폭한다.

- [0176] 보상권선(1710)은 공통모드 초크(1710)에 코일로 덧 감기고, 상기 증폭부에서 증폭된 노이즈 신호를 공통모드 초크(1710)로 주입한다.
- [0177] 도 18은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제3실시예에 대한 회로도를 나타낸 것으로서, 공통모드(CM) 초크(1810), Y-cap(1820), 센싱 권선(1830), 증폭부(1840) 및 변압부(1850)를 포함하여 이루어진다.
- [0178] 도 18을 참조하면, 공통모드 초크(1810)는 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line, L)과 중성선(Neutral line, N)이 각각 권선으로 감겨 있다.
- [0179] Y-cap(1820)은 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되어 있다.
- [0180] 센싱권선(1830)은 공통모드 초크(1810)에 코일로 덧 감기고, 공통모드 초크(1810)의 노이즈 전류를 감지한다.
- [0181] 증폭부(1840)는 센싱권선(1830)을 통해 감지된 노이즈 전류를 증폭한다.
- [0182] 변압부(1850)는 Y-cap(1820) 앞단에 설치되며, 1차코일은 증폭부(1840)에서 증폭된 신호를 받아들이고, 2차 코일은 Y-cap(1820)과 연결된 접지와 연결되어 전력선으로부터 절연(isolated)되며, 상기 2차코일을 통해 변압된 신호를 Y-cap(1820)으로 보상 신호로 주입한다.
- [0183] 도 19는 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제4실시예에 대한 회로도를 나타낸 것으로서, 공통모드(CM) 초크(1910), Y-cap(1920), 변압부(1930), 증폭부(1940) 및 보상 권선(1950)을 포함하여 이루어진다.
- [0184] 도 19를 참조하면, 공통모드 초크(1910)는 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line, L)과 중성선(Neutral line, N)이 각각 권선으로 감겨 있다.
- [0185] Y-cap(1920)은 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선과 중성선 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결된다.
- [0186] 변압기(1930)는 Y-cap(1920) 앞단에 설치되며, 1차코일이 Y-cap(1920)의 노이즈 전압을 센싱하여 2차코일을 통해 변압하고, 전력선으로부터는 절연(isolated)되어 있다.
- [0187] 증폭부(1940)는 변압기(1930)에서 변압된 노이즈 전압을 증폭한다.
- [0188] 보상권선(1950)은 공통모드 초크(1910)에 코일로 덧 감기고, 증폭부(1940)에서 증폭된 노이즈 신호를 공통모드 초크(1910)로 보상신호로 주입한다.
- [0189] 도 20은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제1실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.
- [0190] 도 1 및 도 20을 참조하면, 먼저 공통모드초크(110)가 전원 쪽에, Y-cap(120)이 EMI소스 쪽에 배치된 수동 EMI 필터를 구비한다.(S2010단계) 즉, 공통모드 초크(110)가 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line)과 중성선(Neutral line)이 각각 권선으로 감겨 있다. Y-cap(120)은 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되어 있다.
- [0191] 공통모드 초크(110)에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선(130)을 통해 공통모드 초크(110)의 EMI 노이즈 전류를 감지한다.(S2020단계) 증폭부(140)는 센싱 권선(130)에서 감지된 EMI 노이즈 전류를 증폭한다.(S2030단계)
- [0192] Y-cap(120) 앞단에 설치된 변압기(150)의 1차코일을 통해 증폭부(140)에서 증폭된 신호를 받아들인다.(S2040단계) 그리고 나서 변압기(50)의 2차코일을 통해 변압하여 Y-cap(120)으로 주입한다. (S2050단계) 여기서, 변압기(150)의 2차 코일은 Y-cap(120)과 연결된 접지와 연결되고 전력선으로부터는 절연(isolated)되어 있다.
- [0193] 도 21은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제2실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다. 도 17과 도 21을 참조하면, 먼저 공통모드초크(1710)가 전원쪽, Y-cap(1720)이 EMI소스 쪽에 배치된 수동 EMI 필터를 구비한다.(S2110단계) 보다 구체적으로 설명하면, 공통모드 초크(1710)는 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line, L)과 중성선(Neutral line, N)이 각각 권선으로 감겨 있다. Y-cap(1720)은 EMI를 발생

시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결된다.

- [0194] Y-cap(1720) 앞 단에 설치된 변압기(1730)의 1차코일이 Y-cap(1720)을 센싱 커패시터로 사용하여 노이즈 전압을 센싱한다.(S2120단계) 변압기(1730)의 2차코일을 통해 상기 센싱된 노이즈 전압을 변압한다.(S2130단계) 여기서, 변압기(1730)의 2차 코일은 Y-cap(1720)과 연결된 접지와 연결되고 전력선으로부터는 절연(isolated)되어 있다.
- [0195] 증폭부(1740)가 변압기(1730)의 2차코일에서 변압된 전압을 증폭한다.(S2140단계) 상기 공통모드 초크에 코일로 덧 감아 이루어진 보상권선(1750)을 통해 상기 증폭된 신호를 상기 공통모드 초크로 주입한다 (S2150단계).
- [0196] 도 22은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제3실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다.
- [0197] 도 18과 도 22를 참조하면, 먼저 공통모드초크(1810)가 EMI소스 쪽에, Y-cap(1820)이 전원 쪽에 배치된 수동 EMI 필터를 구비한다.(S2210단계) 보다 구체적으로 설명하면, 공통모드초크(1810)가 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line, L)과 중성선(Neutral line, N)이 각각 권선으로 감겨 있다. Y-cap(1820)은 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결된다.
- [0198] 공통모드 초크(1810)에 코일로 덧 감아 이루어진 센싱권선(1830)이 공통모드 초크(1810)의 노이즈 전류를 감지한다.(S2220단계) 증폭부(1840)가 센싱 권선(1830)에서 감지된 노이즈 전류를 증폭한다.(S2230단계)
- [0199] Y-cap(1820) 앞 단에 설치된 변압기(1850)의 1차코일에 증폭부(1840)에 의해 증폭된 신호를 입력한다.(S2240단계) 그리고 나서 상기 1차코일에 입력된 신호를 변압기(1850)의 2차코일을 통해 변압하여 Y-cap(1820)으로 보상 신호로 주입한다.(S2250단계) 여기서, 변압기(1850)의 2차 코일은 Y-cap(1820)과 연결된 접지와 연결되고 전력 선으로부터는 절연(isolated)되어 있다.
- [0200] 도 23은 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터의 제4실시예에 상응하는, 수동 EMI 필터에 능동소자를 부가하여 EMI 잡음을 저감하는 방법을 흐름도로 나타낸 것이다. 도 19와 도 23을 참조하면, 먼저 공통모드초크(1910)가 EMI소스 쪽에, Y-cap(1920)이 전원 쪽에 배치된 수동 EMI 필터를 구비한다 (S2310단계). 보다 구체적으로 설명하면, 공통모드초크(1910)가 EMI를 발생시키는 EMI 소스 쪽에 배치되며, EMI 소스와 연결된 라이브선(Live line, L)과 중성선(Neutral line, N)이 각각 권선으로 감겨 있다. Y-cap(1920)은 전력이 공급되는 전원 쪽에 배치되며, 직렬 연결된 두 개의 커패시터로 이루어지고, 상기 두 개의 커패시터가 상기 라이브선(L)과 중성선(N) 사이에서 병렬로 연결되고 접지와는 공통으로 연결되어 있다.
- [0201] Y-cap(1920) 앞 단에 설치된 변압기(1930)의 1차코일이 Y-cap(1920)의 노이즈 전압을 센싱한다 (S2320단계). 상기 1차코일에서 센싱된 노이즈 전압을 변압기(1930)의 2차코일을 통해 변압한다 (2330단계) 여기서 변압기(1930)의 2차 코일은 Y-cap(1920)과 연결된 접지와 연결되고, 전력선으로부터는 절연(isolated)되어 있다.
- [0202] 증폭부(1940)가 상기 2차코일에서 변압된 노이즈 전압을 증폭한다 (2340단계) 공통모드 초크(1910)에 코일로 덧 감겨 이루어진 보상권선(1950)을 통해 상기 증폭된 노이즈 신호를 공통모드 초크(1910)로 보상신호로 주입한다 (2350단계).
- [0203] 이상에서, 본 발명에 따른 전력선에 추가 소자가 없는 절연형 능동 EMI 필터는 공통모드 초크와 Y-cap으로 구성되어 있는 기존 수동 EMI 필터에 추가적으로 설치하는 형태의 능동필터이다. 본 발명에서는 수동 EMI 필터에 존재하는 공통모드 초크에 노이즈 센싱 또는 보상 와이어를 덧 감아서 전력선에 추가되는 초크 소자를 제안한다. 수동 EMI 필터에 존재하는 Y-cap을 보상 또는 센싱 커패시터로 사용하며, 보상 또는 센싱 커패시터 앞단에 작은 변압기를 설치하여 능동회로가 전력선으로부터 절연되고, 전력선에 추가되는 소자 없이 전력선으로부터 절연되는 장점들이 있다.
- [0204] 본 발명에 의한 절연형 능동 EMI 필터는 수동 EMI 필터 자체의 노이즈 감쇄 성능을 저하시키지 않도록 센싱 및 보상 와이어를 최적 턴(turn) 수로 덧 감는다. Y-cap과 그 앞단의 작은 변압기를 통한 노이즈 센싱 및 보상 성능이 최적화 되도록 변압기 턴(turn) 비(ratio)를 조절하고, 능동필터 증폭부의 이득을 최적화한다. 노이즈 센싱 및 보상의 전체 피드백 회로 구조의 피드백 안정성을 확보하기 위해, 각종 안정성 보상 회로가 부가될 수 있다. 본 발명의 능동 EMI 필터는 노이즈 센싱하여 보상 신호를 주입하는 피드백 회로 구조이다.
- [0205] 본 발명의 실시예에 의하면, 수동 필터만 사용할 경우에는 저주파 대역 전도성 노이즈가 11dB 감소하나, 본 발

명의 능동 EMI 필터 (AEF, active EMI filter)를 추가적으로 장착하면 26dB가 감소한다. 수동 필터만 사용하는 경우에는, 저주파 대역 노이즈의 충분한 감쇄를 위해 고가의 공통모드 초크를 사용하거나 필터의 전체 단수를 늘려야 한다.

[0206]

본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 등록청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

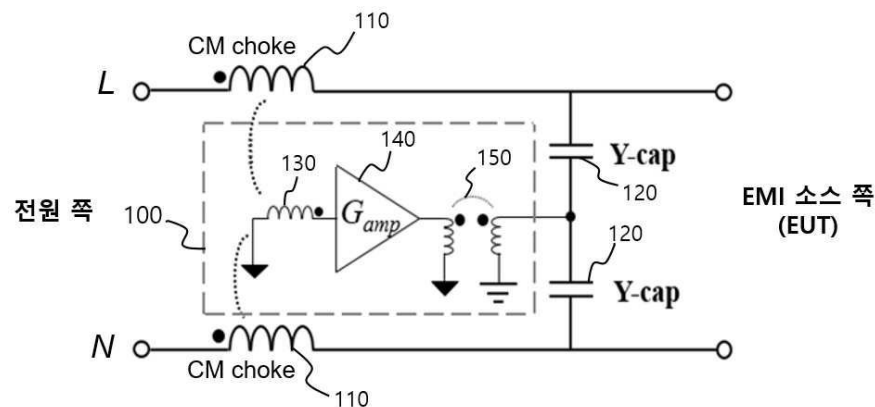
부호의 설명

[0207]

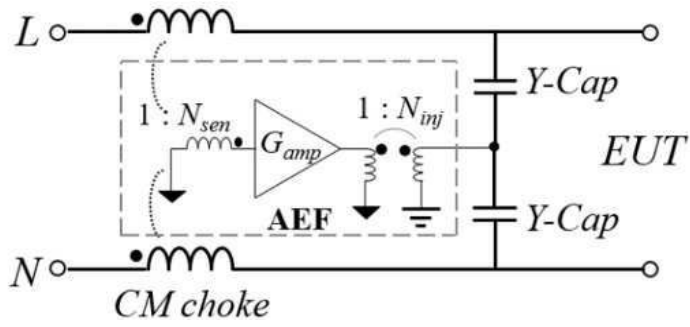
100 : 능동 EMI 필터(AEF)	110 : 공통모드 초크
120 : Y-cap	130 : 센싱 권선
140 : 증폭부	150 : 변압부
1700 : 능동 EMI 필터(AEF)	1710 : 공통모드 초크
1720 : Y-cap	1730 : 변압부
1740 : 증폭부	1750 : 센싱 권선
1800 : 능동 EMI 필터(AEF)	1810 : 공통모드 초크
1820 : Y-cap	1830 : 센싱 권선
1840 : 증폭부	1850 : 변압부
1900 : 능동 EMI 필터(AEF)	1910 : 공통모드 초크
1920 : Y-cap	1930 : 변압부
1940 : 증폭부	1950 : 센싱 권선

도면

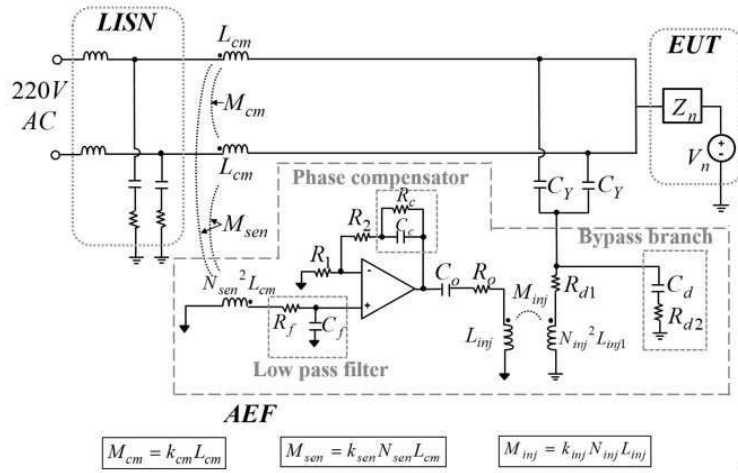
도면1



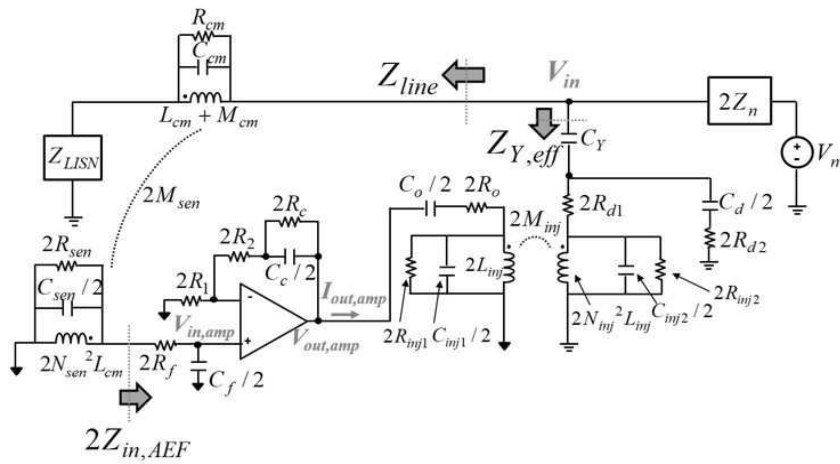
도면2



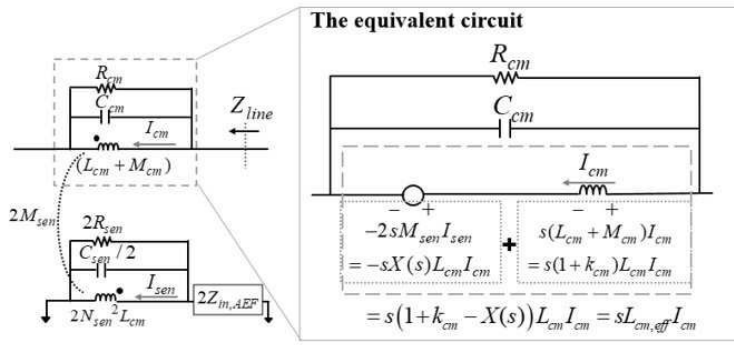
도면3



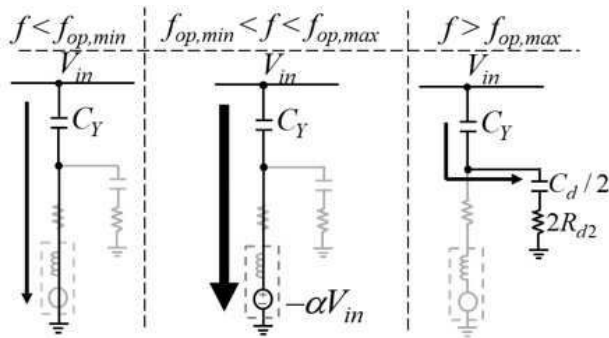
도면4



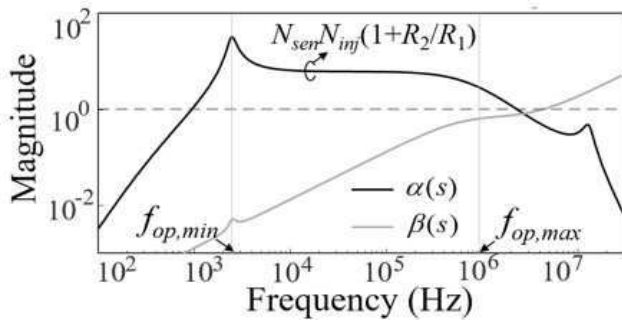
도면5



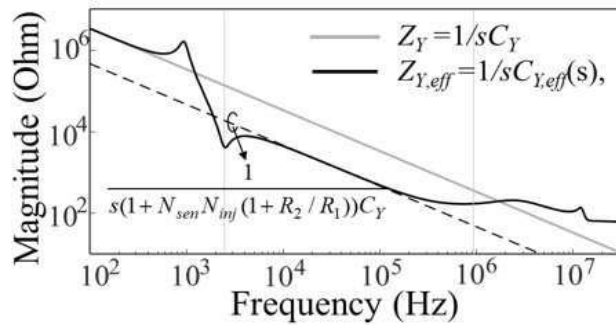
도면6a



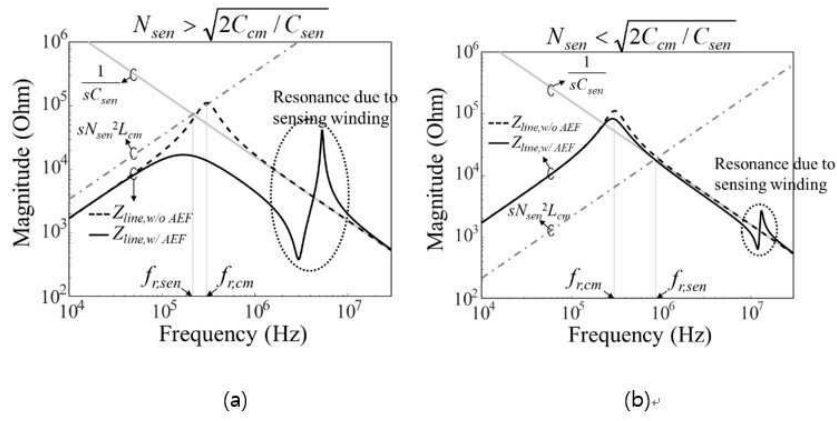
도면6b



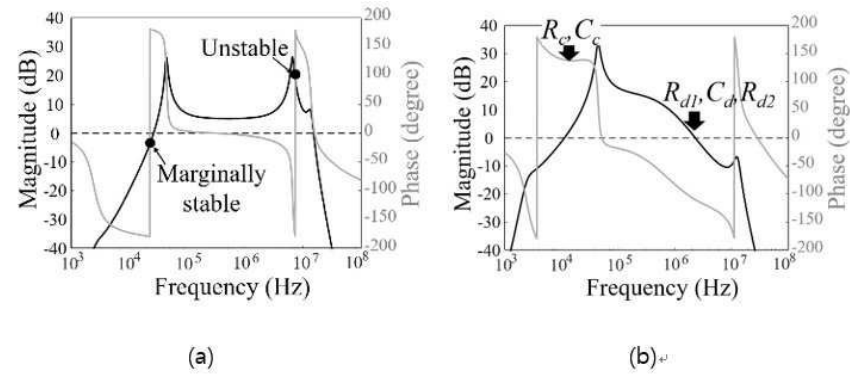
도면6c



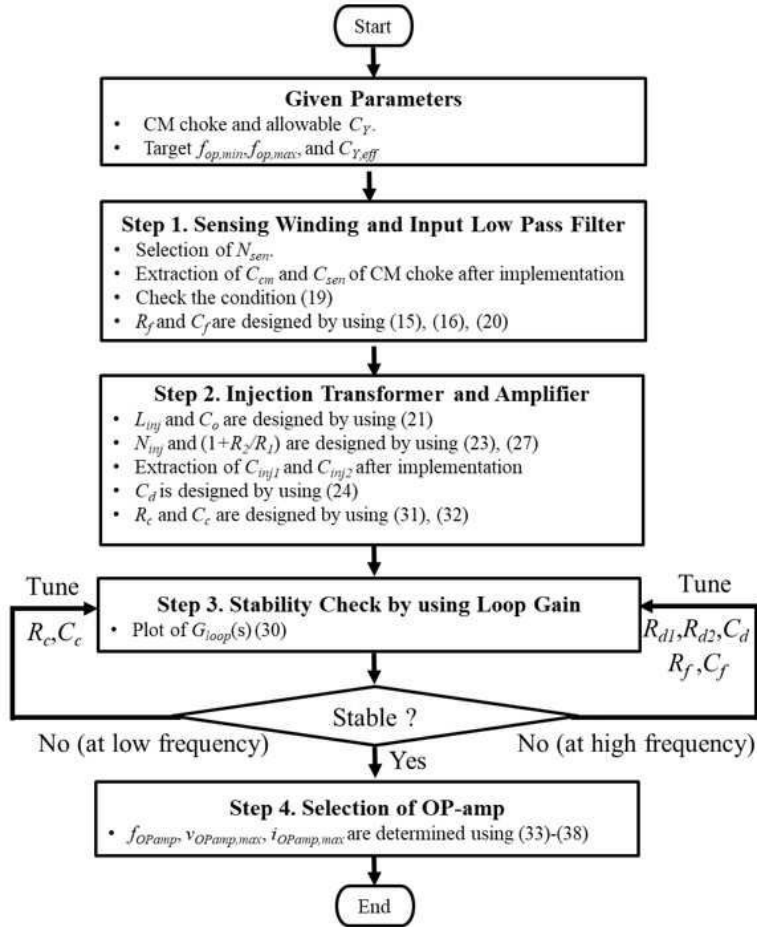
도면7



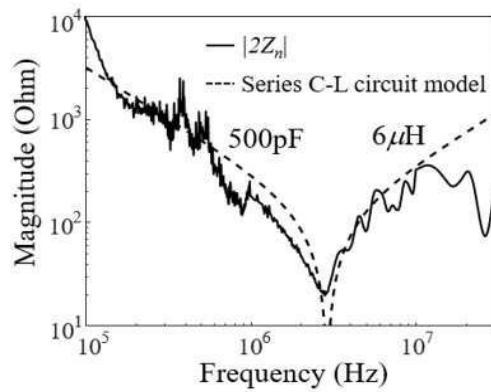
도면8



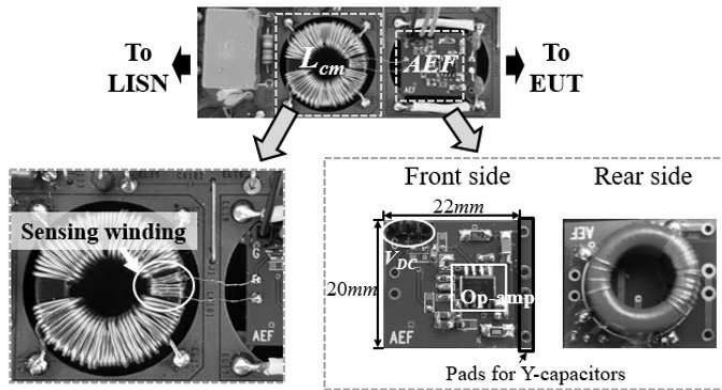
도면9



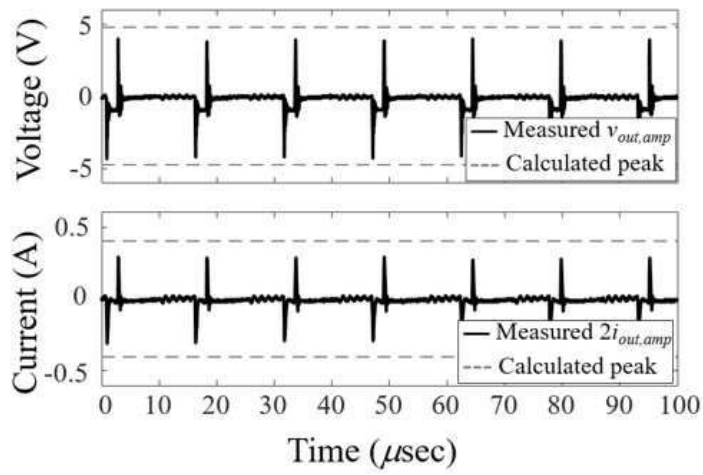
도면10



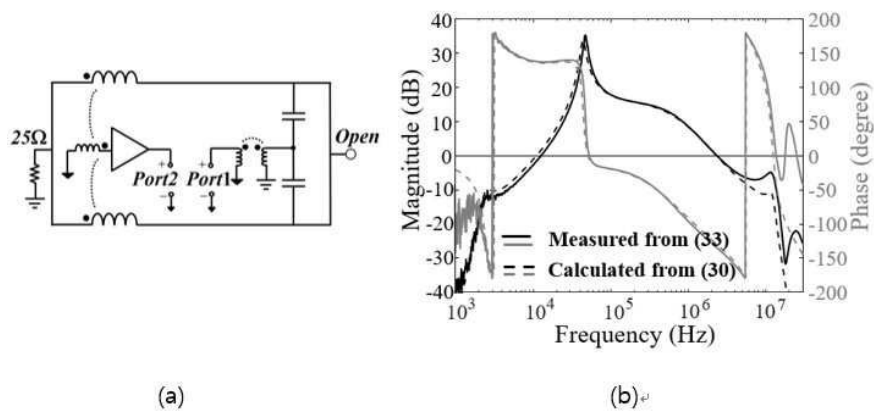
도면11



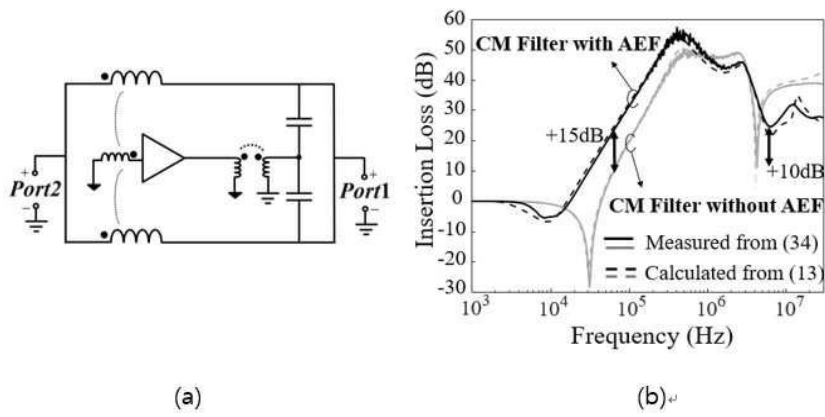
도면12



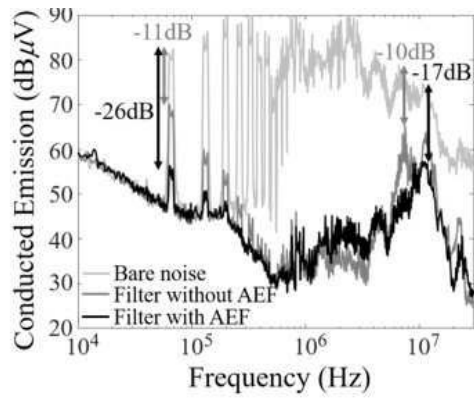
도면13



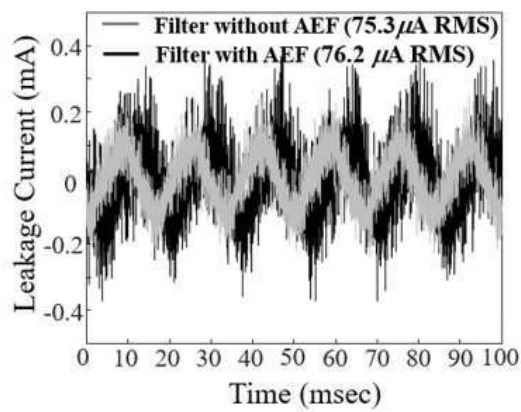
도면14



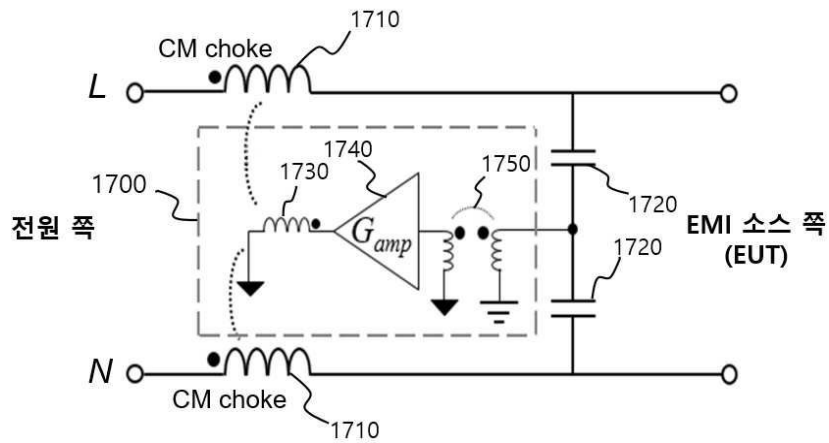
도면15



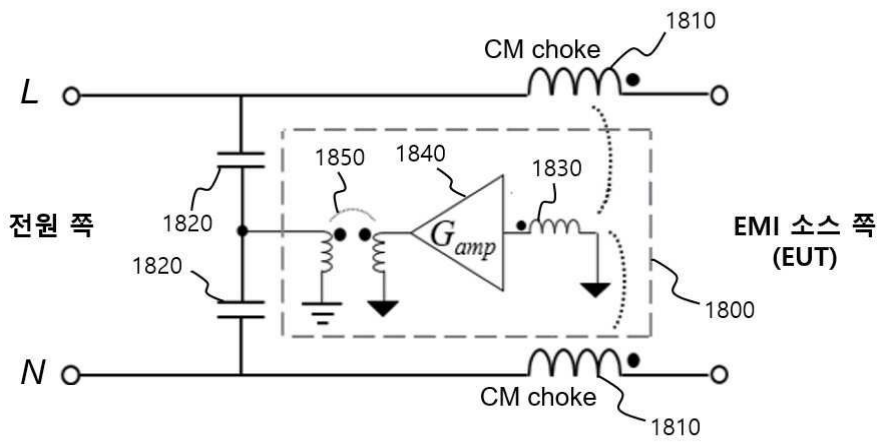
도면16



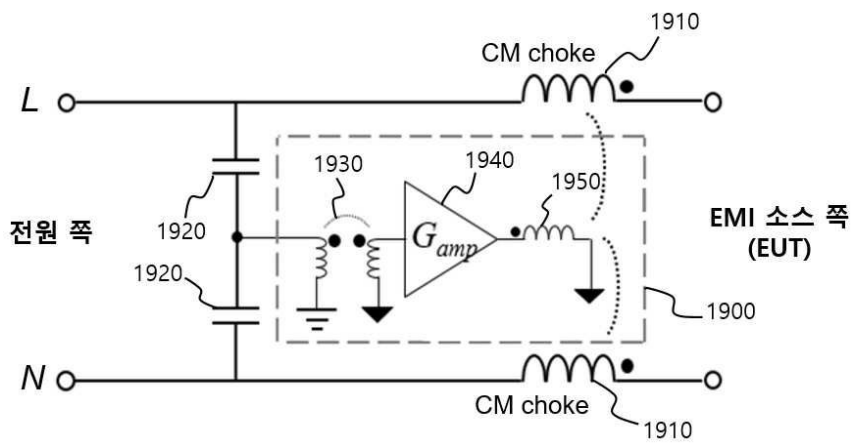
도면17



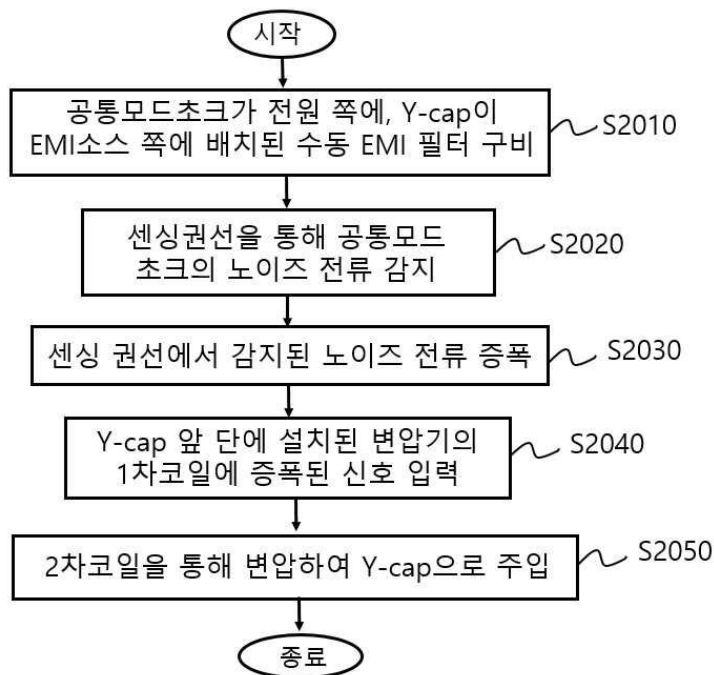
도면18



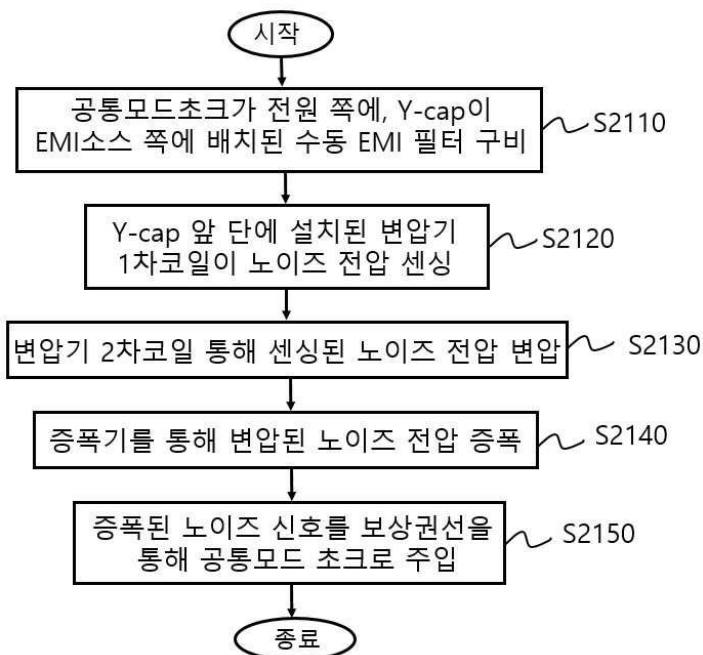
도면19



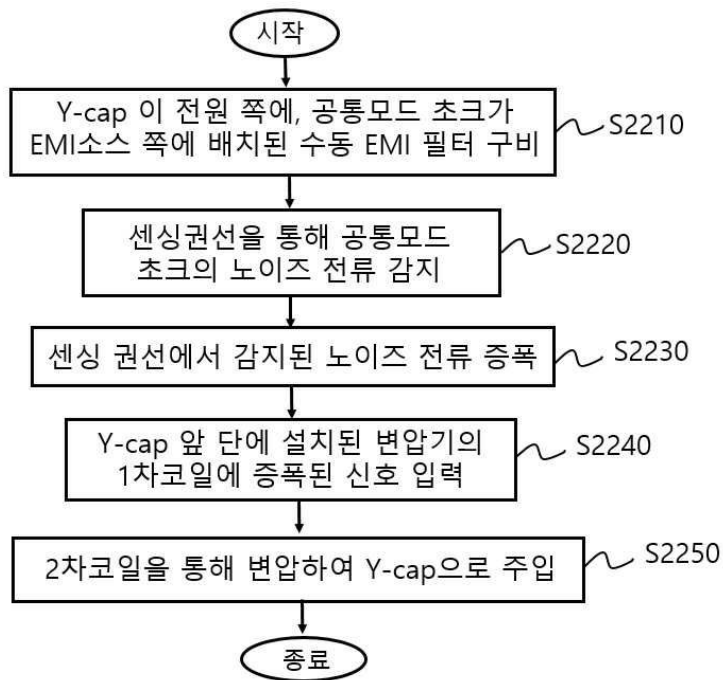
도면20



도면21



도면22



도면23

