

플라이백 컨버터의 Differential Mode 전도전자파장해 분석

민승현\* , 이동영\* , 조보형\* , 이병화\*\*  
 \* 서울대 전기공학부      \*\* 삼성전기 CAE팀

Analysis of Conducted Differential Mode EMI in Flyback Converter

S.H. Min\* , D.Y. Lee\* , B.H. Cho\* , B.H. Lee\*\*

\* School of Elec. Eng., Seoul National Univ.

\*\* CAE team, Samsung Electromechanics Co.

**Abstract** - The conducted differential mode (DM) EMI in a flyback converter are analyzed. Circuit modeling of passive components and PCB pattern for the EMI simulation are presented. Using the model, high frequency noise path is analyzed. The analyses are verified with simulations by identifying the peakings of the EMI pattern.

1. 서 론

최근 들어 전원장치에 대한 EMI규제가 점차 강화되고 있다. 국제적으로도 FCC, VDE, CISPR 등과 같은 기준이 확립되어 있다. 이러한 규제에 대응하기 위해서는 정확한 EMI 예측방법이 필수적이며, 이를 위해서는 수동소자, 능동소자, 그리고 PCB패턴의 고주파 (~30MHz) 모델링이 필요하다. 수동소자의 고주파 기생성분을 고려한 모델은 여러 가지로 알려져 있다[1,2]. 본 논문에서는 기존의 모델을 사용하였으며, 실험데이터로부터 복소커브피팅[Complex Curve Fitting] 알고리즘을 이용하여 모델파라미터를 추출하였다[3]. 능동소자(MOSFET)모델은 PSPICE ABM(Analog Behaviour Model)으로 구현한 모델[4]을 사용하였다. PCB 패턴의 회로적인 모델은 기본적으로 Maxwell 방정식을 이용하여 추출하며 PEEC(Partial Element Equivalent Circuit)방식을 이용하여 얻을 수 있다[5]. PEEC 방식은 PCB패턴의 기하학적 모양과 위치만으로 등가임피던스를 추출할 수 있는 이점이 있어 본 논문에서 바탕으로 삼는다. 본 논문에서는 수동 및 능동소자의 기생성분이 전도 DM 노이즈에 큰 영향을 미침을 보이고, 앞서 설명한 모델링 방법을 기초로 기생성분들이 DM 노이즈에 미치는 영향을 분석한다. 그림 1.1은 본문의 EMI분석에 쓰인 플라이백 컨버터이다.

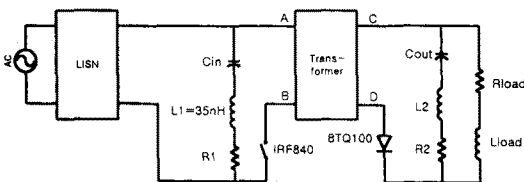
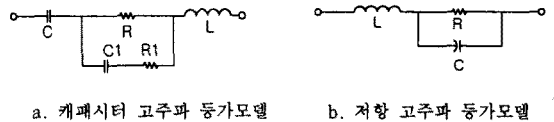


그림 1.1 프로토타입 플라이백 컨버터

2. 전도 EMI 모의 실험을 위한 모델링

2.1 캐패시터 및 저항 모델링

수동소자의 모델링은 임피던스 분석기(HP4194A)를 통해 측정된 임피던스 데이터와 전도 EMI의 주파수 대역(~30MHz)에서 정확히 일치하는 등가모델(그림 2.1) 및 파라미터를 구하는 방법을 사용하였다.



a. 캐패시터 고주파 등가모델      b. 저항 고주파 등가모델

그림 2.1 캐패시터와 저항의 고주파 등가모델

2.2 변압기 모델링

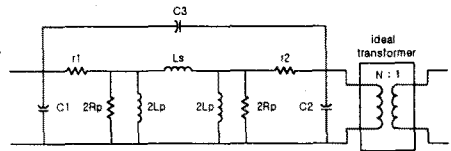


그림 2.2 변압기의 고주파 등가모델

변압기 모델(그림 2.2)은 변압기의 2차측을 개방, 단락, 1차측을 개방, 단락 후 각각 1차측, 2차측에서 임피던스를 측정하여 쉽게 얻을 수 있으며 누설 인덕턴스, 권선 저항, 권선 캐패시턴스, 권선간 캐패시턴스를 잘 표현한다. 또한 여러 가지 용량이나 크기의 변압기에 대해서도 잘 맞는 모델이다[2]. 이 모델 가운데 누설 인덕턴스에 해당하는 Ls와 기생 캐패시턴스에 해당하는 C1, C2, C3는 주어진 시스템의 DM 노이즈에 영향을 미치게 된다.(본문 4장 참고)

2.3 PCB 패턴 모델링

PCB 패턴 모델링은 서론에서 설명한 PEEC 방식을 이용하여 인덕턴스, 저항, 캐패시턴스를 추출하는 소프트웨어인 parasitic parameter(by Pacific Numerics Co.)를 사용하여 수행하였다. 본문의 모든 모의 실험은 그림 2.3은 모의 실험을 위해 추출한 패턴의 모델 및 그 파라미터 값을 보여준다.

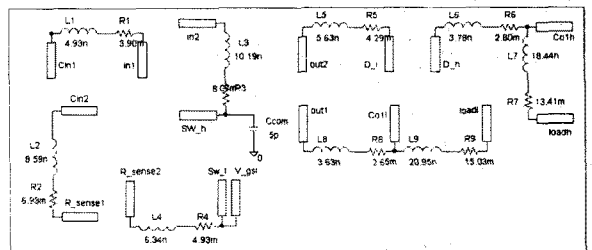


그림 2.3 패턴 모델 및 파라미터(PSPICE schematic)

### 3. EMI예측을 위한 소자모델의 필요성

소자 모델이 EMI에 미치는 영향을 파악하기 위해서 그림 1.1의 회로를 다음과 같이 모의 실험하였다. 모든 기생성분을 고려한 소자 모델을 실제소자라고 표기한다면, 그림 3.1은 다음과 같은 조건하에 모의실험된 결과이다.

- ① 변압기를 제외한 수동소자는 실제소자, 스위치는 PSpice 라이브러리의 소자(그림 3.1a)
- ② 모든 수동소자는 실제소자, 스위치는 PSpice 라이브러리의 소자(그림 3.1b)
- ③ 모든 소자는 실제소자(그림 3.1c)

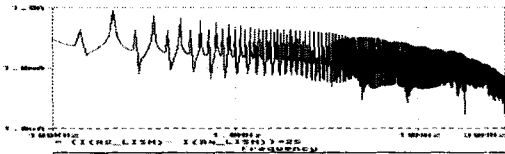


그림 3.1a

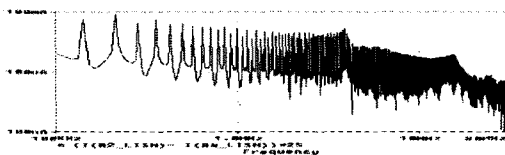


그림 3.1b

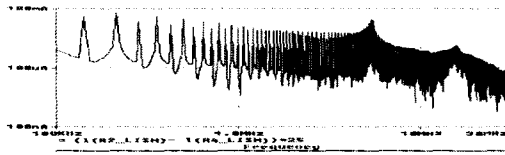


그림 3.1c

그림 3.1a와 그림 3.1b는 EMI패턴이 변압기의 기생성분에 의해 peaking이 생기는 변화를 보여주며, 그림 3.1b와 그림 3.1c는 스위치 모델의 차이에 의해서 peaking 주파수가 3.4MHz에서 5.4MHz로 변화하는 모습을 보여준다. 이는 EMI패턴이 변압기, 스위치의 기생성분과 밀접한 관련이 있음을 간접적으로 말해주는 것이다. 다음 절에서 이에 대한 분석을 소개한다.

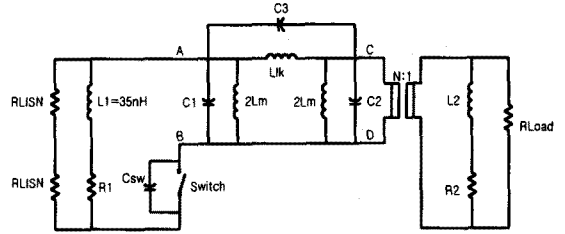
### 4. 전도 DM EMI의 분석

그림 3.1c는 프로토타입의 50W 플라이백 컨버터의 DM 노이즈 EMI 패턴을 모의실험한 결과다. 그러나 대부분의 EMI 규격을 맞추는데 걸림돌이 되는 것은 특정 주파수에서의 피크인데, 그림 3.1c를 보면 5.4MHz와 15.6MHz 부근에서 피크가 나타나는 것을 볼 수 있는데 이는 변압기의 누설 인덕턴스와 능동소자(스위치 및 다이오드)의 캐패시턴스에 의한 공진으로 설명할 수 있다. 전도 EMI의 주파수 대역이 150kHz~30MHz임을 감안할 때, DM 노이즈의 공진이 일어나는 경로를 설명하면 다음과 같다.

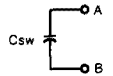
#### 4.1 스위치가 개방된 경우

변압기 1차측의 OFF시 등가회로는 스위치의 캐패시턴스와 입력캐패시터 임피던스의 직렬 연결이므로 스위치 캐패시턴스가 지배적이게 된다(그림 4.1b). 2차측의 등가회로는 다이오드가 도통된 상태이므로 출력캐패시터의 ESL인 L2가 지배적이게 된다(그림 4.1c). 이때 Lm

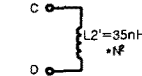
과 C2는 임피던스가 L2에 비해 몹시 크므로 개방된 것으로 생각하면 누설 인덕턴스(Llk=6.9uH)와 직렬로 연결된 L2는 상대적으로 작으므로 지배적인 공진파라미터는 스위치 캐패시턴스와 변압기의 누설 인덕턴스에 의해 결정된다.(그림 4.1d) 이때 일반적으로 ESL은 수십 nH 정도이고 변압기의 권선비가 10:1을 넘지 않는다고 본다면 1차측으로 환산된 ESL의 크기는 1uH를 넘지 않는다. 누설 인덕턴스가 작고 권선비가 큰 회로의 경우는 ESL 및 그것에 직렬로 연결된 PCB패턴의 인덕턴스의 효과가 커질 것임을 예상할 수 있다.



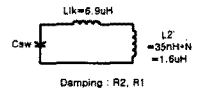
a. 스위치 개방시 고주파 등가회로



b. 1차측 간략화



c. 2차측 간략화

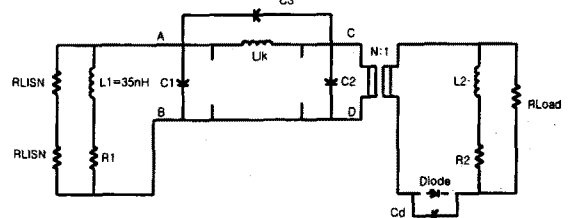


d. 간략화된 공진회로

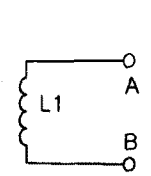
그림 4.1 스위치 개방시 분석회로

#### 4.2 스위치가 도통된 경우

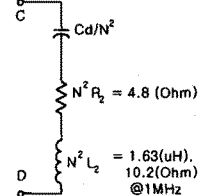
변압기 1차측의 ON시 등가회로는 스위치가 도통된 상태이므로 입력 캐패시터의 ESL인 L1 및 그에 직렬로 연결된 PCB인덕턴스가 지배적이게 된다(그림 4.2b). 2차측의 등가회로는 다이오드 캐패시턴스와 출력캐패시터의 직렬연결이다(그림 4.3c). 이 경우 다이오드 캐패시턴스(다이오드는 OFF상태)에 직렬로 연결된 인덕턴스(ESL+PCB패턴 인덕턴스)는 임피던스가 다이오드 캐패시턴스에 비해 몹시 작으므로 무시할만하다(4.3절의 분석에 따라 다이오드 캐패시턴스를 400pF정도로 본다면 1MHz에서 임피던스의 비율은 약 1600배 가량 된다). 이처럼 4.1에서와 같은 방식으로 분석해 보면 공진 파라미터를 결정하는 주요변수는 다이오드 캐패시턴스와 변압기의 누설인덕턴스가 된다.



a. 스위치 도통시 고주파 등가회로



b. 1차측 간략화



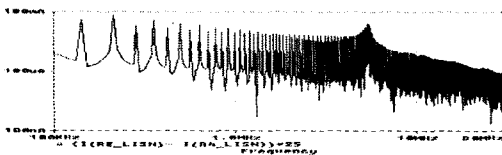
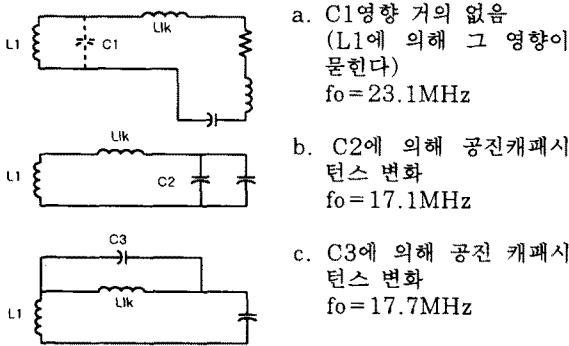
c. 2차측 간략화

그림 4.2 스위치 도통시 분석회로

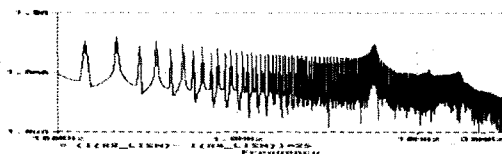
### 4.3 권선 및 권선간 캐패시턴스의 영향

이상의 모의실험은 변압기의 권선 및 권선간 캐패시턴스(이하 [Cwind])를 없애고 수행할 수 있다. 공진이 일어나는 주파수에 변화가 생길 뿐, 공진이 일어나는 것에는 변함이 없다. 스위치가 개방시에는 [Cwind]의 값들이 수 pF 정도의 값을 갖는 것을 감안한다면 스위치 캐패시턴의 효과에 비해 [Cwind]의 효과는 무시할 수 있다. 스위치가 도통시에는 다이오드 캐패시턴스(이 회로에 사용된 다이오드 MBR1045의 정선 캐패시턴스는 수백 pF 정도이다)가 1차측으로 환산될 때 변압기 권선비의 계급 배만큼 줄어든다.(주어진 플라이백 컨버터 회로의 변압기 권선비는 6.84:1) 이때 [Cwind]는 그 값이 수 pF 정도로 다이오드에 의한 공진주파수를 변화시킨다. 그림 4.3는 [Cwind]의 영향을 확인하기 위해 C1, C2, C3를 하나씩 달고 모의실험을 수행한 결과와 공진경로를 보여준다.(공진주파수는 모의실험의 DM EMI 패턴의 피크주파수를 읽은 값이다) 각 경우 모두 공진주파수  $f_o$ 는 다음과 같이 표시할 수 있다.(damping이 작다고 가정)

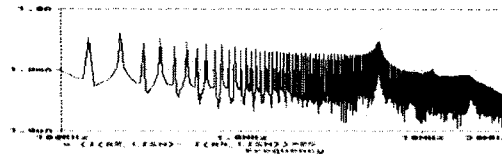
$$f_o = \frac{1}{\sqrt{(L_{leakage} + L_{ext}) \cdot C_{total}}}$$



a. C1 영향 없음



b. C2에 의한 공진 캐패시턴스 변화



c. C3에 의한 공진 캐패시턴스 변화

그림 4.3 간략화한 회로분석 및 각각의 EMI 패턴

그림 4.3의 각 경우 5.6MHz 부근의 peaking이 생기는데 이는 스위치에 의한 것으로 1차측의 스위치 캐패시턴스가 크므로 [Cwind]의 영향을 거의 받지 않는 것을 볼 수 있으며 약 11MHz 부근에서 sub-peaking도 여전히 영향을 받지 않는 것으로 보아 스위치에 의한 것으로 볼 수 있다. 그림 4.3a의 23.1MHz에서의 peaking은 출력단 캐패시터의 ESR이 1차측으로 넘어온 효과를 받아 damping이 커져 그 크기가 작은 것을 볼 수 있다.

### 5. 결 론

플라이백 컨버터의 differential mode EMI 해석시 변압기의 누설인덕턴스는 고주파 공진의 주요 인덕턴스가 되며, 스위치 캐패시턴스와 다이오드 캐패시턴스가 각각 스위치 개방 및 도통시의 주요 캐패시턴스가 된다. 권선(간) 캐패시턴스는 2차측 다이오드 캐패시턴스에 의한 공진주파수를 변화시킨다. 공진주파수에서의 노이즈 경로를 분석하여 스너버 제작, PCB 패턴의 설계에 도움을 줄 수 있다.

### (참 고 문 헌)

- [1] P. F. Okyere, L. Heinemann, "Computer-Aided Analysis and Reduction of Conducted EMI in Switched-Mode Power Converter", IEEE APEC, Vol.2, pp924-928, 1998
- [2] B. Cogitore, J.P. Keradec, J. Barbaroux, "The Two Winding Transformer: An Experimental Method to Obtain a Wide Frequency Range Equivalent Circuit", IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement, Vol. 43, No. 2, pp364-371, April, 1994
- [3] B. H. Cho, "Modeling and Analysis of Spacecraft Power System", IEEE PESC, 1985
- [4] 이재호, 이동영, 조보형, "전도전자파 장애 분석을 위한 PSpice ABM MOSFET 모델", 한국전기학회 하계 학술대회, 1998
- [5] A.E. Ruehli, "Equivalent Circuit Models for Three-Dimensional Multiconductor Systems", IEEE Tran. on Microwave theory and techniques, Vol. MTT No.3, March, 1974