

LTCC 기술을 이용한 마이크로 인덕터의 개발과 응용

김 찬 영*
한양대 전자전기제어계측공학과*

김 희 준**
한양대 전자·컴퓨터 공학부**

An Integrated LTCC Inductor and Its Application

Chan-Young Kim*
Dept. of Electronic & Electrical
& Control & Instrumentation Engineering
Hanyang Univ.*

Hee-Jun Kim**
School of Electrical Engineering
& Computer Science
Hanyang Univ.**

Abstract - An integrated inductor using low temperature cofiring ceramics(LTCC) technology has been fabricated. The inductor has Ag circular spiral coil with 16 turns (2-turn x 8-layer) and has a dimension of 11.52mm diameter and 0.71mm thick. For the fabricated inductor, calculation method of inductance was given and it is confirmed that the calculated value is very close to the measured value. Finally as an application of the LTCC integrated inductor to low power electronic circuits, a LTCC buck DC/DC converter with 1W output power and 1MHz switching frequency using the inductor has been developed. For the converter the maximum efficiency of about 81% was obtained.

1. 서 론

최근 이동 통신 및 디지털 전자 기기는 소형화 및 높은 신뢰성을 요구 하고 있다. 이를 위하여 수동소자 및 반도체 소자로 구현되는 전체 시스템을 칩이나 고밀도 패키지에 내장 시키는 연구가 활발히 진행 중이다. 특히, SOP(System On a Package)의 경우 저온 동시 소성 세라믹 기판(LTCC : Low Temperature Cofired Ceramic)을 중심으로 연구가 진행되고 있다. 이러한 LTCC 기술을 이용한 수동소자의 개발은 주로 고주파, 저전력 에서 응용되는 전자장치 분야에 초점이 맞춰져 연구되고 있으며 사용 분야 및 빈도가 점차 증가하는 추세이다.

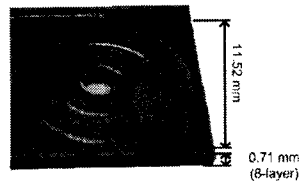
전자장치중 전원회로부분을 담당하고 있는 DC-DC 컨버터는 자성 소자 및 용량성 소자로 대표되는 수동소자가 중요한 구성요소중의 하나가 될 뿐만 아니라 이 수동소자가 차지하는 공간으로 인하여 전원회로의 소형화에 장애가 되고 있는 실정이다. 따라서 이러한 장애를 극복할 수 있는 한 방법으로서 앞서 언급한 LTCC 기술을 전원회로에 적용함으로써 전원회로의 소형화가 가능하고 특히 LTCC의 다층 세라믹 기판의 효율성을 이용하여 자성 소자, 용량성 소자, 저항 소자등 가능한 한 많은 부분을 내장화(embedded)시킴으로써 초소형 DC-DC 컨버터의 구현이 가능할 것으로 기대되고 있다

본 논문에서는 LTCC기술을 이용한 마이크로 인덕터의 개발에 관하여 논의 하였으며, 실제 제작된 인덕터의 특성이 시뮬레이션과 모델링에 의한 수식적인 계산치가 어느 정도의 차이는 보였지만 거의 유사한 특성을 가지는 것을 알 수 있었으며, 그 결과를 토대로 하여 DC-DC컨버터 모듈에 제작된 마이크로 인덕터를 적용하여 전원 모듈의 소형화를 이루었으며, LTCC기술에 의한 마이크로 인덕터의 효율성을 입증하였다.

2. 본 론

2.1 마이크로 인덕터의 설계

<그림1>은 fine-line patterning method를 이용하여 제작된 LTCC 인덕터를 나타낸다.

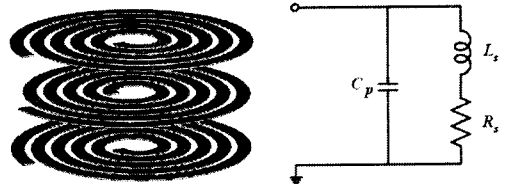


<그림1> 제작된 LTCC 인덕터의 사진

Ag paste를 이용하여 제작된 LTCC 인덕터는 16턴 (2-turn x 8-layer)으로 직경이 11.52mm이고 두께가 0.71mm인 원형 맵들이 구조로 되어 있다. 각 코일은 폭이 2mm, 두께가 15μm이고 턴간 간격이 150μm이다.

2.2 마이크로 인덕터의 모델링

<그림2>은 LTCC 기술을 적용하여 내장화된 인덕터의 개념도와 등가 모델을 나타낸다.

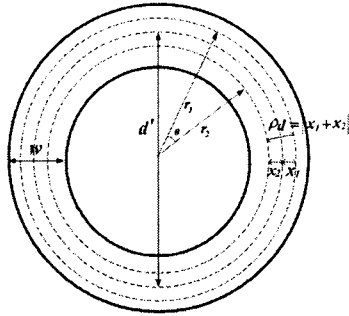


(a) 구조 (b) 등가회로
<그림 2> 마이크로 인덕터의 등가 모델

<그림2(b)>는 이 인덕터의 등가 회로를 나타내며 인덕턴스값 L_s 와 기생성분인 저항 R_s 와 커패시터 C_p 로 구성되는 집중 정수 회로 모델로 나타내고 있다.[1]

a. 인덕턴스

전체 spiral의 각 턴을 동심 박판으로 등가 하였다고 시 각 박판을 여러 개의 동심원으로 나누어 각각을 미소 전류 선소로 등가 하였다. 이러한 등가 모델을 통하여 좀더 쉬운 방법으로 인덕턴스 값을 계산할 수 있다.



<그림 3> 인덕터의 원형 박판 등가 모델

<그림3>은 다층 나선형 spiral 인덕터 중 하나의 원형 박판의 자기 인덕턴스를 구하기 위한 등가 모델을 나타낸 것이다. 원형 박판의 평균 지름을 d' , 폭을 w 로 나타내었다. 지름이 각각 $(d'+2x_1)$ 과 $(d'-2x_2)$ 인 두개의 원형 미소 전류 선소의 상호 인덕턴스를 구하기 위하여 Neumann's double integral을 이용하여 전개하여 보면 식(1)과 같이 표현 할 수 있다.[3]

$$M = \frac{\mu}{4\pi} \oint \oint \frac{1}{R} dl_1 \cdot dl_2 = \frac{\mu}{4} \int_0^{2\pi} \frac{2r_1 r_2 \cos \theta}{\sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos \theta}} d\theta \quad (1)$$

위 식에서 미소 전류 선소 사이의 반지름 벡터간의 거리 R 과 반지름 r_1, r_2 는 식(2)와(3)과 같이 구해진다.

$$R = \sqrt{r_1^2 + r_2^2 - 2r_1 r_2 \cos \theta} \quad (2)$$

$$r_1 = \frac{d'}{2} + x_1, \quad r_2 = \frac{d'}{2} - x_2 \quad (3)$$

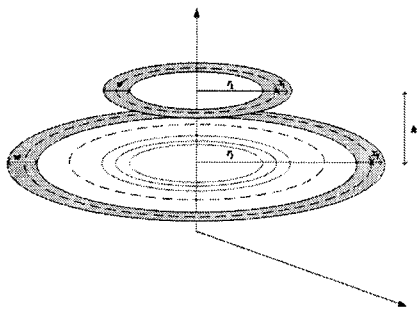
$$-\frac{w}{2} \leq x_1, x_2 \leq \frac{w}{2}$$

위의 식(1)을 Complete elliptic integral을 이용하여 다시 정리하면, 식(4)의 결과를 얻을 수 있다.

$$M = \frac{\mu d'}{2} [(2-m)K(m) - 2E(m)] \quad (4)$$

$$m = 1 - \rho^2 = \left(1 - \left(\frac{|x_1 + x_2|}{d' + x_1 - x_2} \right)^2 \right) \quad (5)$$

<그림4>는 다층구조로 이루어진 인덕터의 상호 인덕턴스를 구하기 위한 동심 원형 박판을 나타낸 것이다.[4]



<그림 4> 2층 인덕터의 동심 원형 박판 등가 모델

그림에서 두개의 원형 박판의 반지름이 각각 $r_1 + x_1, r_2 + x_2$ 이고 층간거리 h 인 n 번째 턴의 i 번째 미소 전류 선

소와 m 번째 턴의 j 번째 미소 전류 선소의 인덕턴스 값은 Neumann's double integral과 complete elliptic integral을 이용하여 계산하여 보면 식(6)과 같이 구할 수 있으며 이를 통하여 두 원형 박판의 인덕턴스값은 식(7)과 같이 구할 수 있다.[3],[4]

$$M_{ij} = \frac{\mu \sqrt{(r_1 + x_1 + x_2 + r_2)^2 + h^2}}{2} [(2-m)K(m) - 2E(m)] \quad (6)$$

$$L_{nm} = \int_{-w/2}^{w/2} \int_{-w/2}^{w/2} M_{ij} dx_1 dx_2 \quad (7)$$

$$m = 1 - \rho^2 = 1 - \frac{(r + x_1 - r_2 - x_2)^2 + h^2}{(r_1 + x_1 + x_2 + r_2)^2 + h^2}$$

위에서 보여준 두 가지 모델을 사용하여 다층 나선형 인덕터의 인덕턴스를 계산할 수 있다.

$$L_{total} = \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^N L_{nm} \quad (8)$$

위의 식에 i 와 j 가 같으면 자기 인덕턴스를, 서로 다른 상호 인덕턴스를 나타낸다. 층간 거리 h 가 0이면 동일 층에 존재하는 서로 다른 턴 간의 상호 인덕턴스를 구할 수 있다. 지금까지의 결과를 토대로 하여 제작된 마이크로 인덕터의 인덕턴스 값을 <표1>에 측정치와 비교하여 나타내었다. <표1>의 결과를 보면 계산치와 측정치 사이의 오차가 거의 없음을 알 수 있다.

<표 1> 인덕턴스 계산치 및 측정치

| 층수 | | 7층(3턴/층) | 8층(2턴/층) |
|------------|-----|----------|----------|
| Ls [μH] | 계산치 | 1.35 | 0.635 |
| | 측정치 | 1.33 | 0.610 |

b. 커패시턴스

<그림2>에서 보여준 층간 커패시턴스 C_p 는 평행한 두 판이 커패시터를 이루는 일반적인 형태이므로 기본적인 커패시턴스 계산방법으로 계산이 가능하다.

$$C_p = \epsilon_0 \epsilon_r l w / d \quad (9)$$

여기서 ϵ_0 는 자유공간의 유전율, ϵ_r 은 패턴과 기판사이 절연체의 유전율, l 은 경로의 길이, w 는 경로의 폭, d 는 도체 사이의 거리를 나타낸다.

c. 저항

인덕터는 여러 가지 전력 요인으로 인한 전력 손실을 유발한다. 특히 $I^2 R$ 의 저항 손실이 가장 큰 부분을 차지하게 된다. 주파수가 증가하면 컨덕터의 저항값은 표피효과에 의한 변하게 된다. 또한 고주파 인덕터에서 저항 손실은 패턴을 따라 형성되는 eddy current에 의한 부분과 turn-to-substrate 커패시턴스와 substrate 물질에 의한 커패시턴스에 의해 발생하는 displacement current에 의한 부분, 마지막으로 인덕터 패턴을 따라 흐르는 DC current에 의한 부분으로 나눌 수 있다.[5]

$$R_{total}(f) = R_{DC} + R_{SE}(f) + R_{PE}(f) \quad (10)$$

식(10)의 R_{DC} 와 표피효과에 의한 저항 R_{SE} 는 잘 알려져 있다. 또한 제작된 LTCC 인덕터의 경우 표피효과에 의한 skin depth가 패턴의 두께에 비해 매우 크기 때문에 표피효과는 무시할 수 있다. 그러나 인덕터 패턴의 폭이 넓고 턴간 간격이 매우 가깝기 때문에 발생하는 근접 효과에 의한 저항은 반드시 고려 되어야 한다. 일반적으로

근접효과는 컨덕터의 단면을 따라 전류가 흐를 경우 외부 자계가 형성 되어 발생한다. 이때 형성된 외부 자계에 의해 eddy current가 흐르게 되어 저항 손실을 유발하는 것이다. 특히 주파수가 증가하면 인덕터 패턴에 흐르는 전류 밀도가 재분배되므로 근접효과에 의한 영향이 크게 나타나게 된다.[6]

인덕터의 n번째 턴에 발생하는 전력손실은

$$P_n = I_{DC}^2 R_n + I_{PE}^2 R_{PE} \quad (11)$$

과 같이 나타나며 여기서 R_n 은 DC 저항을 R_{PE} 는 eddy current에 의해 발생하는 저항을 나타낸다. DC 저항은 인덕터 패턴의 길이 l , 두께 t , 폭 W , 컨덕터의 고유저항 ρ 에 의해 쉽게 얻을 수 있다.

$$R = \rho \frac{l}{tW} \quad (12)$$

eddy current에 의해 형성되는 외부 자계의 영향을 고려하기 위하여 Faraday's law을 이용 하였다.

$$\nabla \times E; \frac{\partial E_y}{\partial x} = -j\omega B_z \quad (13)$$

식(13)의 적분형을 이용하여 폭 W 인 인덕터 패턴에 흐르는 eddy current density를 계산하여 보면

$$|j_{eddy}| = \sigma E = \sigma \omega B(n) \frac{W}{2} \quad (14)$$

이다. 여기서 σ 는 컨덕터의 conductivity이다. 위의 식을 이용하여 eddy current를 구해보면 식(16)과 같다

$$I_{eddy} \approx j_{eddy} \frac{W}{4} T \quad (16)$$

$$R_{eddy} \approx 2R_{sheet} \frac{l}{W/4} = 8R_n \quad (17)$$

식(11), (12), (16), (17)을 이용하면 식(18)과 같이 나타낼 수 있다.[6]

$$P_n \approx I_{ex}^2 R_n \left[1 + \frac{1}{2} \left(\frac{\omega}{\omega_{crit}} \right)^2 \left(\frac{n-M}{N-N} \right)^2 \right] \quad (18)$$

이를 이용하여 eddy current에 의한 저항을 포함하는 인덕터의 등가 저항은 식 (19)와 같이 등가적으로 나타낼 수 있다.

$$R_{eff} \approx R_{DC} \left[1 + \frac{1}{10} \left(\frac{\omega}{\omega_{crit}} \right)^2 \right] \quad (19)$$

여기서 ω_{crit} 는 eddy current의 주파수를 나타낸다.

d. Quality Factor

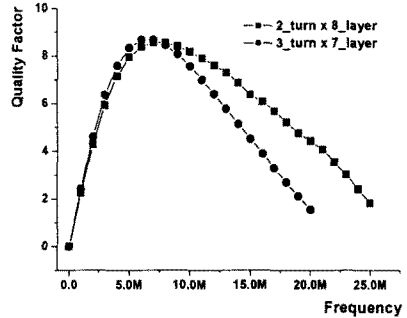
낮은 주파수에서 인덕터의 Q값은 컨덕터의 저항이 매우 작은 DC저항 이므로 매우 크게 나타난다. 그러나 주파수가 증가하면서 표피효과와 컨덕터에 기생하는 커패시터 성분의 영향으로 Q값은 작아지게 된다. 일반적으로 Q는 식(20)와 같이 주어진다.

$$Q = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad (20)$$

하지만, 주파수가 증가하면 R_s 는 표피효과가 고려된 주파수의 함수가 되고, 이로 인하여 Q값 역시 R_s 에 의한 주파수의 함수가 된다. 또한 컨덕터의 기생 커패시턴스의 영향 또한 고려되어야 한다.[7] 결과적으로 Q는 주파수의 함수로 식(21)과 같이 구해야 한다.

$$Q(\omega) = \frac{\omega L_s}{R_s(\omega)} \left[1 - \frac{R_s^2(\omega)C_s}{L_s} - \omega^2 L_s C_s \right] \quad (21)$$

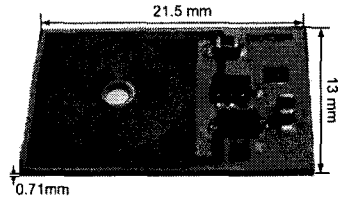
아래의 <그림5>에 서로 다른 2가지 인덕터의 주파수에 따른 Q값의 변화를 나타내었다.



<그림 5> 주파수에 따른 Q값의 변화

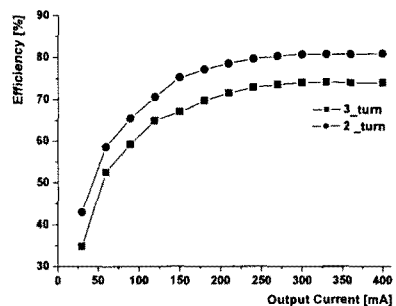
2.3 LTCC에 의한 초소형 DC-DC 컨버터

<그림6>은 지금까지 논의된 LTCC기술을 이용하여 제작된 DC-DC 컨버터의 사진을 나타낸다.



<그림 6> 초소형 DC-DC 컨버터 사진

마이크로 인덕터를 적용하여 제작된 Buck 컨버터의 면적은 21.5mm x 13mm x 0.71mm 이다. 입력 전압이 5V 이고 출력 전압이 3.3V인 강압형 컨버터로 스위칭 주파수 1MHz에서 400mA의 최대 허용전류를 갖고, 전체 출력이 1W인 컨버터로써 인덕터의 스위치 구동 파형과 출력 파형이 정상적으로 동작됨을 확인 하였다. <그림7>은 컨버터의 측정효율을 나타내고 있으며 최대 81%의 값으로 LTCC 마이크로 인덕터의 효율성이 충분히 입증되었음을 나타내고 있다.



<그림 7> 컨버터의 효율 비교

3. 결 론

전자 시스템의 소형화에 효과적으로 적용할 수 있는 LTCC기술을 적용한 마이크로 인덕터의 해석 및 설계를 논의 하였다. 초소형 전원 모듈 제작의 가장 큰 어려움이 되었던 인덕터를 내장화 하여 실제 1[W]의 전원 모듈을 제작하여 170.82[mm³]의 체적을 갖는 초소형 전원 모듈을 구현 할 수 있었다. 마이크로 인덕터의 설계 및 해석을 완성하였으며 실제 전원 모듈에 적용할 경우 그 효율성을 입증하였다. 그러나 등가 직렬 저항에 의한 손실분으로 인하여 기대한 만큼의 효율을 얻지 못하였으며 기생 커패시턴스의 영향을 출력 전압에 노이즈가 발생하는 문제를 안고 있는바, 효율 개선과 EMI 노이즈에 관한 연구가 향후 과제가 될 것으로 생각된다.

[참 고 문 헌]

[1] T. Sato, T. Inoue, H. Tomita, S. Yatabe, K. Nishijima, Y. Tokai, N. Saito and T. Mizoguchi, "5 MHz Switching Micro DC-DC Converter Using Planar Inductor", IEEE, pp485-490, 1996
 [2] H.L Chan, K.W.E Cheng, and D. Sutanto "A Simplified Neumann's Formula for Inductance of Spiral Coil", Power Electronics and Variable Speed Drives Conference, No. 475, pp69-73, 2000
 [3] Frederick W. Grover "Inductance Calculations", D. Van Nostrand Company, 1946
 [4] Thompson, " Inductance Calculation Techniques-part II : Approximations and Handbook Methods", Power Control and Intelligent Motion, Dec., 1999.
 [5] Robert Rodriguez, Jhon M. Dishman, "Modeling of Two-Dimensional Spiral Inductors" IEEE, No. 4, pp535- 541, 1980
 [6] William B. Kuhn, Nouredin M. Ibrahim, "Analysis of Current Crowding Effects in Multiturn Spiral Inductors" IEEE, No. 1, pp31-38, 2001
 [7] Yungseon Eo and William R. Eisenstadt, "High-Speed VLSI Interconnect Modeling Based on S-Parameter Measurements", IEEE Transactions on Components and Manufacturing Technology, VOL. 16, pp555-562, 1993

본 연구는(2003-041-D00244) 한국학술진흥재단 지원에 의하여 선도연구자 지원사업으로 수행되었음