

## An LTCC Inductor Embedding NiZn Ferrite and Its Application

元 裕 俊\* · 金 熙 峻†  
(Yu-June Won · Hee-Jun Kim)

**Abstract** - An integrated inductor using the low-temperature co-fired ceramics(LTCC) technology for low-power electronics was fabricated. In the inductor NiZn ferrite sheet( $\mu_r=230$ ), was embedded to increase inductance. The inductor has Ag spiral coil with 14 turns(7turns $\times$ 2layers), a dimension of 0.6mm in width, 10 $\mu$ m in thickness, and 0.15mm pitch. To evaluate the inductance, including the parasitic resistance, the fabricated inductor was calculated and measured. It was confirmed that calculated values were very close to the measured values. Finally as an application of the LTCC integrated inductor to low power electronic circuits, a LTCC boost DC/DC converter with 1W output power and up to 0.5MHz switching frequency using the inductor fabricated was developed.

**Key Words** : LTCC, NiZn Ferrite, Planar Inductor, Parasitic Resistance, DC/DC Converter Module

### 1. 서 론

최근 수동소자 및 반도체 소자로 구성되는 전체 시스템을 고밀도 패키지에 내장시키는 연구가 활발히 이루어지고 있다. 특히 SIP(System In a Package)의 경우, 저온 동시 소성 세라믹(LTCC : Low Temperature Co-fired Ceramic)기술을 중심으로 연구가 진행되고 있으며 이 기술을 이용한 수동소자의 구현은 주로 저전력, 고주파에서 응용되는 정보통신 장치에 초점이 맞춰져 폭넓게 연구되고 있다[1], [2].

정보통신 장치 중 직류 안정화 전원으로 이용되는 DC-DC 컨버터는 그 주된 구성요소가 반도체 소자뿐만 아니라 자성소자 및 용량성소자들의 수동소자가 됨으로써 정보통신 장치의 소형화에 큰 장애 요인으로 지적되고 있다. 따라서 이러한 장애요인을 극복할 수 있는 한 방법으로서 LTCC 기술을 전원회로에 적용하는 연구가 진행되고 있다. 특히 LTCC가 갖고 있는 다층세라믹 기판의 특성을 이용하여 자성소자, 용량성소자, 저항소자 등의 수동소자들을 내장화(Embedded)시킴으로써 초소형 DC-DC 컨버터의 구현이 기대되고 있다. 그러나 LTCC의 다층세라믹 기판에 의한 수동소자들의 구현에는 소자의 값에 한계가 존재하며[3], 특히 인덕터의 경우는 자성체 층이 존재하지 않으므로써 인덕턴스 값이 매우 작아 DC-DC 컨버터의 구현에 적합하지 않는 것으로 보고되고 있다.

따라서 본 논문에서는 이러한 인덕터의 한계를 극복하기 위한 한 방법으로서 NiZn 페라이트를 내장한 LTCC 인덕터

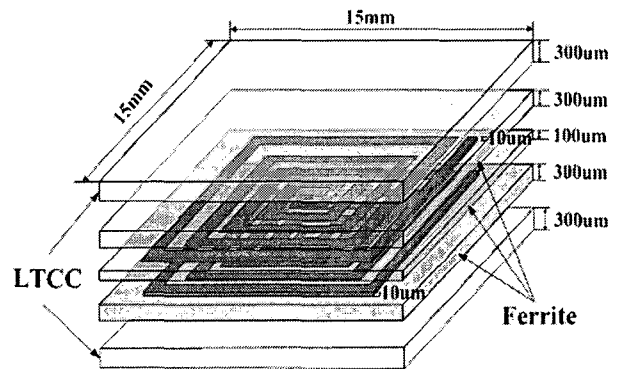


그림 1. LTCC 마이크로 인덕터의 구조

Fig. 1 Structure of an LTCC micro inductor LTCC

의 구현에 관하여 논의하였으며 이를 토대로 하여 실제의 인덕터를 제작하였다. 제작된 LTCC 인덕터에 대하여 인덕턴스 및 등가저항을 구하기 위한 해석을 확립하였으며 해석 결과는 시뮬레이션과 측정을 통하여 그 타당성을 입증하였다. 끝으로 기 제작된 LTCC 인덕터를 이용하여 초소형 DC-DC 컨버터를 제작하였으며 실험을 통하여 이 LTCC 인덕터의 초소형 DC-DC 컨버터에 대한 효용성을 입증하였다.

### 2. LTCC 마이크로 인덕터

그림 1은 자성체인 NiZn 페라이트( $\mu_r=230$ )를 내장한 LTCC 인덕터의 구조를 나타낸다. 인덕터는 3개의 NiZn 페라이트층과 2개의 LTCC 층으로 이루어져 있으며, 2개 층으로 구성된 N턴의 직각 뱀돌이 코일이 각각 NiZn 페라이트 층 사이에 위치하고 있다.

\* 교신저자, 正會員 : 漢陽大學校 電子·컴퓨터工學部 教授  
E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr

\* 學生會員 : 漢陽大學校 電子電氣制御計測工學科 碩士課程  
接受日字 : 2006年 7月 3日  
最終完了 : 2006年 8月 16日

그림 2는 그림 1에 나타난 인덕터에 있어서 인덕턴스를 구하기 위한 단면도를 나타내고 있다. 해석의 용이함을 위하여 단면도를 4개의 블록으로 나누었는데 그림 2(b)는 그중 한 블록을 나타낸 것이다. 이 블록에서 영역을 3개 영역, 즉 a영역 :  $0 \leq x < S_i - \frac{w}{2}$ , b영역 :  $S_i - \frac{w}{2} \leq x \leq S_i + \frac{w}{2}$ , c영역 :  $S_i + \frac{w}{2} < x \leq l$ 으로 나눈 경우  $i$  번째 코일에 흐르는 전류  $I$ 에 의해 생성된 각 영역에 대한 자속(magnetic flux)은 암페어 법칙(Ampere's Law)을 이용하여 다음 식같이 표현할 수 있다.[4]

$$\text{영역 a : } \phi_a = A_a e^{x/\lambda_a} + B_a e^{-x/\lambda_a} \quad (1)$$

$$\text{영역 b : } \phi_b = A_b e^{x/\lambda_b} + B_b e^{-x/\lambda_b} + \alpha I \quad (2)$$

$$\text{영역 c : } \phi_c = A_c e^{x/\lambda_c} + B_c e^{-x/\lambda_c} \quad (3)$$

위 식에서

$$\lambda_a = \sqrt{\frac{\mu_r g t_1 t_2}{t_1 + t_2}}, \quad \lambda_b = \sqrt{\frac{g t_1 t_2}{t_1 + t_2}}, \quad \alpha = \frac{\mu_0 \mu_r t_1 t_2 D_c}{w(t_1 + t_2)} \quad (4)$$

를 나타낸다. 그리고  $\mu_r$ 은 페라이트의 투자율(permeability),  $g$ 는 코일의 두께,  $t_1$ 은 위쪽 페라이트 층의 두께,  $t_2$ 는 아래쪽 페라이트 층의 두께,  $w$ 는 코일의 폭, 그리고  $D_c$ 는 한 블록에서  $i$  번째 코일의 길이를 나타낸다.

식 (1) ~ (3)은 여섯 개의 파라미터를 가지고 있으며, 그것들은 다음과 같은 경계조건을 통하여 결정할 수 있다.[4]. [5]

I) 영역 a~c사이의 경계에서 mmf(magneto-motive force)의 변화는 연속이다.

$$\frac{1}{\mu_r} \frac{d\phi_a}{dx} = \frac{d\phi_b}{dx}, \quad x = S_i - w/2 \quad (5)$$

$$\frac{1}{\mu_r} \frac{d\phi_c}{dx} = \frac{d\phi_b}{dx}, \quad x = S_i + w/2 \quad (6)$$

II) 각 영역의 경계에서 자속은 연속이다.

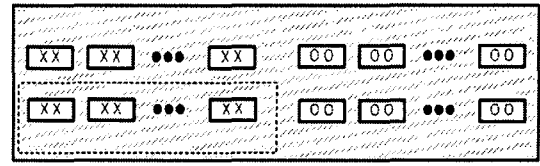
$$\phi_a = \phi_b, \quad x = S_i - w/2 \quad (7)$$

$$\phi_c = \phi_b, \quad x = S_i + w/2 \quad (8)$$

III) 자성체만 존재하는 영역에서 mmf의 변화는 없다.

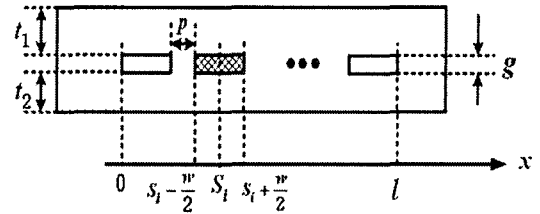
$$\frac{d\phi_a}{dx} = 0, \quad x = 0 \quad (9)$$

$$\frac{d\phi_b}{dx} = 0, \quad x = l \quad (10)$$



(a) 단면도

(a) Cross section view



region a :  $0 \leq x < S_i - \frac{w}{2}$ , b :  $S_i - \frac{w}{2} \leq x \leq S_i + \frac{w}{2}$ , c :  $S_i + \frac{w}{2} < x \leq l$

(b) 단면도의 한 블록

(b) A block of cross section view

그림 2. LTCC 인덕터의 단면도

Fig. 2 Cross section view of an LTCC Inductor

식(5)~(10)를 식(1)~(3)에 적용하면 다음과 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\phi_a = \alpha I \cosh\left(\frac{x}{\lambda_b}\right) \frac{2e^{\frac{w}{2\lambda_b}} \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \frac{T_1}{T_2} + 1}{T_3} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \phi_b = & \frac{\left\langle \alpha I e^{(x-S_i+w)/\lambda_b} \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \frac{T_1}{T_2} \right.}{T_3} \\ & \left. \times \left[ \frac{\lambda_a}{\mu_r \lambda_b} \sinh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} + \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \right] \right\rangle \\ & + \alpha I \frac{\lambda_a}{\mu_r \lambda_b} e^{-(x-S_i+w/2)/\lambda_b} \frac{\sinh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\}}{T_3} \\ & + \alpha I \left[ e^{-(x+S_i)/\lambda_b} \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \frac{T_1}{T_2} + 1 \right] \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \phi_c = & \alpha I \frac{\left\{ 2e^{\frac{3w}{2\lambda_b}} \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \right.}{\left[ \frac{\lambda_a}{\mu_r \lambda_b} \sinh\left\{\left(S_i + \frac{w}{2} - l\right)/\lambda_b\right\} + \cosh\left\{\left(S_i + \frac{w}{2} - l\right)/\lambda_b\right\} \right] \times T_3} \cosh\left(\frac{x-l}{\lambda_b}\right) \\ & \times \left[ \frac{\lambda_a}{\mu_r \lambda_b} \sinh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} + \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \right] \times \frac{T_1}{T_2} \\ & + \frac{\lambda_a}{\mu_r \lambda_b} \sinh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \left[ 2e^{w/\lambda_b} - 1 \right] \\ & + \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right)/\lambda_b\right\} \end{aligned} \quad (13)$$

여기서

$$T_1 = \sinh\left(\frac{w}{2\lambda_b}\right) \left[ \cosh\left\{\frac{(2S_i - l)}{\lambda_b}\right\} - \cosh\left\{\frac{(w-l)}{\lambda_b}\right\} \right] - \frac{\mu_r \lambda_b}{\lambda_c} \sinh\left(\frac{w}{2\lambda_c}\right) \sinh\left\{\frac{(2S_i - l)}{\lambda_b}\right\} + \cosh\left(\frac{w}{2\lambda_c}\right) \left[ \frac{\mu_r \lambda_b}{\lambda_c} \sinh\left\{\frac{(w-l)}{\lambda_b}\right\} \right] \quad (14)$$

$$T_2 = \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right) / \lambda_b\right\} \left[ \mu_r \left[ \cosh\left\{\frac{(2S_i - l)}{\lambda_b}\right\} + \cosh\left\{\frac{(w-l)}{\lambda_b}\right\} \right] \sinh\left(\frac{w}{\lambda_c}\right) \right] + \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right) / \lambda_b\right\} \cosh\left(\frac{w}{\lambda_c}\right) \frac{2\mu_r \lambda_b}{\lambda_c} \sinh\left\{\frac{(w-l)}{\lambda_b}\right\} \quad (15)$$

$$T_3 = \left[ \cosh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right) / \lambda_b\right\} - \frac{\lambda_c}{\mu_r \lambda_b} \sinh\left\{\left(S_i - \frac{w}{2}\right) / \lambda_b\right\} \right] \quad (16)$$

직각 맴돌이 코일의  $i$  번째 코일의 인덕턴스 값은 전류와  $i$  번째 코일에 영향을 주는 평균 성분 자속의 비로써 다음과 같이 나타낼 수 있다.[5]

$$L_i = \frac{1}{wI} \int_{S_i - \frac{w}{2}}^{S_i + \frac{w}{2}} \phi_i dx \quad (17)$$

또한 마이크로 인덕터의 한 블록에서 인덕턴스 값은 식 (17)을 확대 적용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.[4],[5]

$$L_i = \sum_{j=1}^N \frac{1}{wI} \int_{S_i - \frac{w}{2}}^{S_i + \frac{w}{2}} \sum_{j=1}^N \phi_j(x) dx \quad (18)$$

여기서  $I$ 는  $N$ 턴 코일에 흐르는 전류,  $\phi_{i,j=i}$ 는  $i$  번째 코일에 흐르는 전류에 의한 자속,  $\phi_{i,j < i}$ 는  $i$  번째 코일의 a영역에 있는 코일에 흐르는 전류에 의한 자속, 그리고  $\phi_{i,j > i}$ 는  $i$  번째 코일의 c영역에 있는 코일에 흐르는 전류에 의한 자속이다. 따라서 식 (18)은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_i = \sum_{j=1}^N \frac{1}{wI} \int_{S_i - \frac{w}{2}}^{S_i + \frac{w}{2}} \left( \sum_{j=1}^{i-1} \phi_c + \phi_b + \sum_{j=i+1}^N \phi_a \right) dx \quad (19)$$

최종적으로 마이크로 인덕터의 4개의 블록에 식(19)를 적용하여 모두 더함으로써 마이크로 인덕터의 총 인덕턴스 값을 구할 수 있다.

인덕터는 여러 가지 요인으로 인한 전력 손실을 유발한다. 특히  $I^2R$ 의 저항 손실이 가장 큰 부분을 차지하게 되며, 저항은 다음과 같이 해석할 수 있다. 주파수가 증가하면 도체의 표피효과에 의한 저항 증가분  $R_{ac}(f)$ 가 증가한다. 주변 코일에서 생성된 자속에 의해 와전류(eddy current)가 발생하며, 이것에 의한 저항을  $R_m(f)$ 로 정의하고, 인덕터 권선을 따라 흐르는 DC 전류에 의한 부분을  $R_{dc}$ 로 정의할 때 전체 저항은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$R_t = R_{dc} + R_{ac}(f) + R_m(f) \quad (20)$$

제작된 LTCC 인덕터의 경우 표피효과에 의한 침투 깊이가 패턴의 두께에 비해 매우 크기 때문에 표피효과에 저항  $R_{ac}(f)$ 는 무시할 수 있다.

$R_{dc}$ 는 코일의 길이  $l$ , 두께  $t$ , 폭  $w$ , 코일의 고유 저항  $\rho$ 에 의해 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{DC} = \rho \frac{l}{tw} = R_{sheet} \frac{l}{w} \quad (21)$$

$R_m(f)$ 를 구하기 위해서는 코일에 영향을 주는 자계의 크기를 구할 필요가 있다. 페라이트 층에서 자속 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.[4]

$$B_m(x) = \frac{\phi(x)}{\square} \quad (22)$$

여기서  $\square$ 는 flux가 지나는 영역의 단면적이다. 그리고 코일이 지나는 영역의 자속 밀도는 다음과 같이 나타낼 수 있다.[4]

$$B_g(x) = t \frac{dB_m(x)}{dx} \quad (23)$$

$B_m(x)$ 는 맴돌이 코일의 중앙에서 최대가 되고,  $B_g(x)$ 는 코일의 모서리( $x = \pm w/2$ )에서 최대가 된다. 따라서 코일에 영향을 주는 자계의 크기는 다음과 같다.

$$H_m = \frac{1}{\mu} \left| B_g\left(\pm \frac{w}{2}\right) \right| \quad (24)$$

인덕터의  $i$  번째 코일에서의 와전류에 의한 저항은 다음과 같이 나타낼 수 있다.[6],[7]

$$R_{mi} = 2P_{mi} D_m^2 (t_1 + t_2) \quad (25)$$

위 식에서  $P_{mi}$ 는 다음과 같이 주어지며,  $D_m$ 은 NiZn 페라이트 층의 폭이다.

$$P_{mi} = \pi f \mu_0 \mu_r'' H_{mi}^2 \quad (26)$$

여기서  $P_{mi}$ 은 자성체에서 고주파 자기 손실,  $f$ 는 주파수,  $\mu_r''$ 는 복소 투자율의 허수 부분이다.

$\mu_r''$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.[4],[5]

$$\mu_r'' = \mu_r \frac{1}{Z} \frac{\sinh(Z) - \sin(Z)}{\cosh(Z) + \cos(Z)} \quad (27)$$

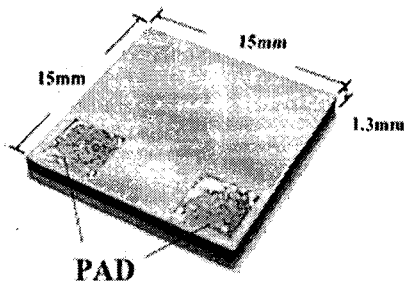
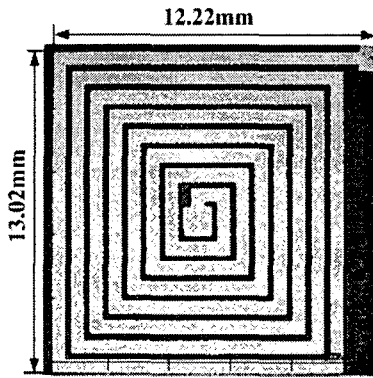
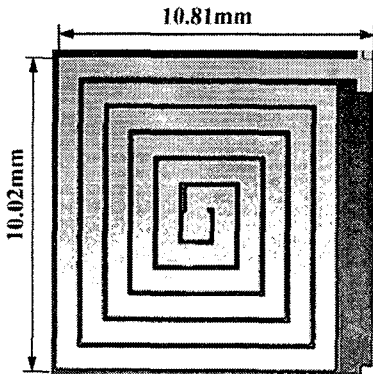


그림 3. LTCC 마이크로 인덕터의 사진  
Fig. 3. Photograph of an LTCC micro inductor



(a) 7-turn, 2-layer coil



(b) 5-turn, 2-layer coil

그림 4. 인덕터의 멤돌이 코일의 사진  
Fig. 4. Photographs of Ag spiral coil of the inductor

위 식에서

$$Z = \frac{t_m}{S_k}, S_k = \frac{1}{2\pi\sqrt{\mu_r f / \rho_m}} \quad (27)$$

로 주어지며  $S_k$ 는 자성체의 침투 깊이,  $t_m$ 은 자성체의 두께,  $\rho_m$ 은 자성체의 고유저항이다.

최종적으로 식(21)과 (25)를 적용하면 인덕터의 등가 저항  $R_S$ 를 다음식과 같이 구할 수 있다.

$$R_S \approx R_{dc} + \sum_{i=1}^N R_{mi} \quad (28)$$

그림 3은 실제로 제작된 LTCC 마이크로 인덕터의 사진이다. 인덕터는 그림 1에서 보여주는 것과 같이 LTCC 층이 최상층과 최하층에 위치하고 있으며, 그 사이에 페라이트 층이 위치하고 있다. 그리고 은(Ag)분말을 사용해 형성한 2층 멤돌이 코일은 각각 페라이트 층 사이에 존재한다. 그림 4는 마이크로 인덕터내의 멤돌이 코일을 보여준다. 그림 4(a)는 14턴(7턴 2층), 4(b)는 10턴(5턴 2층) 인덕터의 코일의 패턴이다. 또한 코일은 폭과 간격이 7턴의 경우 600[μm]와 150[μm], 5턴의 경우 800[μm]와 200[μm]이고, 코일의 두께는 모두 10[μm]의 크기를 갖는 직각형 멤돌이 구조로 되어 있다. 제작된 LTCC 마이크로 인덕터의 크기는 가로 15[mm], 세로 15[mm], 그리고 두께 1.3[mm]로 되어있다.

### 3. 파라미터 측정

마이크로 인덕터를 구성하는 각 구성 요소에 있어서, 앞에서 논의된 파라미터 계산법의 타당성을 입증하기 위하여 제작된 마이크로 인덕터의 파라미터를 측정하여 얻어진 측정값과 계산법에 의하여 얻어진 이론값과의 비교를 수행하였다.

7-turn 2-layer 그리고 5-turn 2-layer의 인덕턴스를 각각  $L_A$ 와  $L_B$ 라고 정의 했을 때 인덕턴스의 계산치는 식(19)에 의해  $L_A$ 의 경우 5.21[uH],  $L_B$ 의 경우 2.05[uH]를 얻었다. Impedance Analyzer(HP-4194A)에서 제공하는 그림 5와 같은 등가회로 모델을 10kHz-1MHz의 주파수 대역에 적용하여 측정한 결과  $L_A$ 의 경우 5.28[μH],  $L_B$ 의 경우 2.03[μH]를 얻었고 CST EM studio를 이용하여 시뮬레이션 한 결과  $L_A$ 의 경우 5.36[uH],  $L_B$ 의 경우 1.97[μH]를 얻음으로써 계산치와 매우 근접한 결과를 보임을 알 수 있었다.

또한 마이크로 인덕터의 등가 저항을 7-turn 2-layer의 경우  $R_A$ , 5-turn 2-layer의 경우  $R_B$ 라고 정의 했을 때 등가 저항은 식(23)에  $R_A$ 의 경우  $l=227$ [mm],  $t=10$ [μm],  $\sigma = 6.17 \times 10^7$ [S/m],  $f=1$ [MHz],  $R_B$ 의 경우  $l=409$ [mm],  $t=10$ [μm],  $\sigma = 6.17 \times 10^7$ [S/m],  $f=1$ [MHz]를 대입하여 계산치로서 각각 3.43[Ω], 1.03[Ω]을 얻었다. 측정치는 Impedance Analyzer(HP-4194A)를 이용하여 측정한 결과 측정치는  $R_A$ 의 경우 3.38[Ω],  $R_B$ 의 경우 1.09[Ω]을 얻음으로써 계산치와 매우 근접한 결과를 보임을 알 수 있었다. 지금까지의 내용을 표 1에 정리하여 나타내었다.

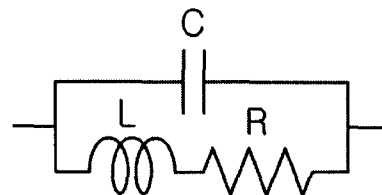


그림 5. 등가회로  
Fig. 5. equivalent circuit of Impedance Analyzer(HP-4194A)

표 1. 마이크로 인덕터의 인덕턴스와 저항의 계산치 및 정치

Table 1. Calculated and measured values of inductance and resistance in micro inductors

	인덕턴스[ $\mu\text{H}$ ]		등가저항[ $\Omega$ ]	
	$L_A$	$L_B$	$R_A$	$R_B$
계산치	5.21	2.05	3.43	1.03
측정치	5.28	2.03	3.38	1.09
시뮬레이션	5.36	1.97	N/A	N/A

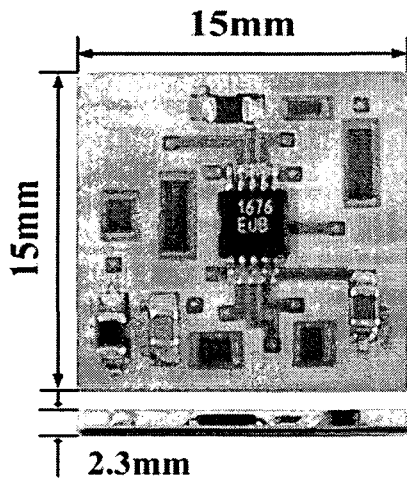


그림 6. 제작된 LTCC DC-DC 컨버터 모듈의 사진  
Fig. 6. Photograph of LTCC DC-DC converter

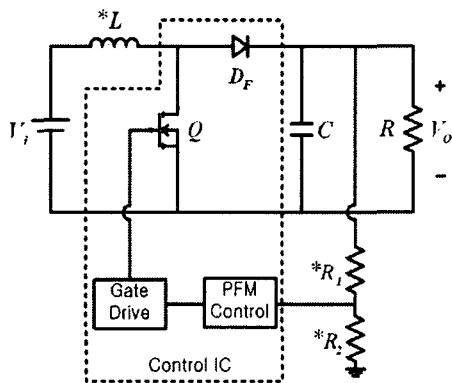
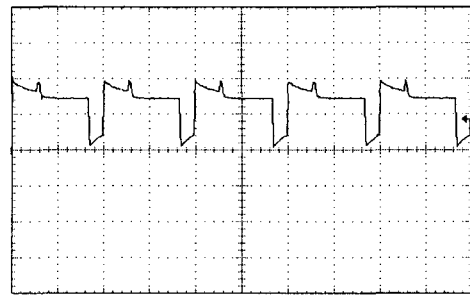


그림 7. 제작된 DC-DC 컨버터의 회로도  
Fig. 7. Circuit diagram of the implemented DC-DC converter

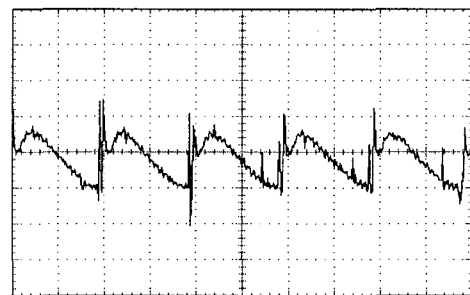
#### 4. 마이크로 인덕터를 이용한 DC-DC 컨버터

지금까지 논의된 마이크로 인덕터를 이용한 시스템의 타당성을 입증하기 위하여 LTCC 기술이 적용된 DC-DC 컨버터를 제작하였으며 실험결과를 제시하였다.



(2[V]/div, 1[us]/div)

그림 8. 스위치 양단의 전압 파형  
Fig. 8. Experimental waveform of the voltage at switch



(20[mV]/div, 1[us]/div)

그림 9. 출력전압의 리플파형  
Fig. 9. Experimental waveform of output voltage ripple

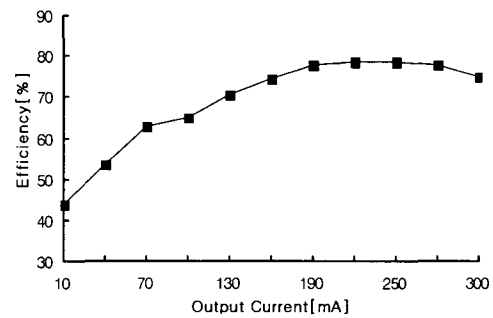


그림 10. 컨버터의 측정효율  
Fig. 10. Measured efficiency of LTCC DC-DC converter

그림 6는 제작된 DC-DC 컨버터의 사진을 나타낸다. 이것은 2층 7턴 구조의 인덕터를 사용하였다. 컨버터의 체적은 15[mm]×15[mm]×2.3[mm]로 주어지며, 그림 3에 제작된 인덕터의 윗면에 단자패드를 만들어 제어용 IC와 R, C등을 실장하였다.

그림 7은 제작된 DC-DC 컨버터의 회로도를 나타낸다. 컨버터의 회로 형태로는 정보통신 단말기 등의 전원회로로 많이 사용되고 있는 Pulse Frequency Modulation(PFM) 제어방식의 Boost(승압형) 컨버터를 선택하였으며 그림에서 ※

로 표시된 부분은 LTCC 기술에 의해 내장된 부품을 나타낸다. 그리고 점선으로 표시된 부분을 제어용 IC(MAX1676)에 내장된 부품을 나타낸다. 제작된 컨버터의 전기적 사양은 에너지원을 휴대폰 방전직전의 배터리를 가정하여 입력전압 2.7 ~ 3.3[V], 출력전압 3.3[V], 출력전력 1[W]로 하였다. 그리고 측정된 파라미터들은 10kHz-1MHz의 주파수 대역에서의 등가회로에 대한 측정치이므로 그 중간 값인 0.5[MHz]를 최대 스위칭 주파수로 하였다.

그림 8과 그림 9는 제작된 컨버터의 실험 파형을 나타낸다. 공히 전부하의 조건에서 측정된 결과로서 그림 7은 스위치 양단의 전압파형, 그림 9는 출력전압의 리플파형이다. 제작된 DC-DC 컨버터의 출력전압의 리플파형은 약 30[mV]를 보임으로써 리플률이 0.91%의 합당한 값으로 주어짐을 알 수 있다. 끝으로 그림 10은 이 컨버터의 측정 효율을 나타내는데, 최대 78%의 효율을 보이고 있다.

### 5. 결 론

기존에 구현된 저온 동시 소성 세라믹(LTCC) 인덕터의 문제점인 낮은 인덕턴스 값을 높이기 위해 내부에 NiZn 페라이트를 내장한 LTCC 마이크로 인덕터를 구현 하였다. 그리고 이론적인 해석을 통하여 인덕턴스 및 등가 저항을 계산하여 이것이 측정된 값에 거의 근접하는 것을 확인했다. 비록 LTCC 인덕터가 SMD 페라이트 인덕터보다 체적은 더 크지만, C, R 등의 수동소자들을 내장시킬 수 있고 두께도 더 얇을 뿐만 아니라 LTCC 층에 회로 패턴을 형성할 수 있어서 SIP화 하는데 유리한 장점이 있다. 이러한 장점을 이용하여 1[W]급의 초소형 DC-DC 컨버터 모듈을 제작하고 실험을 통하여 정상동작하는 것을 확인함으로써 제작된 LTCC 인덕터의 효용성을 입증하였다.

향후 90% 이상의 최대 효율, 500mA의 허용전류, 그리고 20mW/cc이상의 전력밀도를 제공하는 DC-DC 컨버터 모듈을 제작하기 위해서는 와전류(Eddy Current)에 의한 손실을 줄이고 같은 인덕턴스 값을 가지면서도 더 작은 크기의 LTCC 인덕터의 개발에 대한 연구가 필요할 것이다.

### 참 고 문 헌

[1] S. Scrintom *et al.*, "Manufacture of Embedded Passive Components into LTCC Systems", in *Proc. Int. Symp. Microelectronics*, San Diego, CA, 1998, pp. 459-466.  
 [2] T. Zawada *et al.*, "Low Power AC-DC converter with an integrated LTCC inductor", in *Proc. IMAPS*, Rzeszow, Poland, 2001, pp. 275-278.

[3] C. Y. Kim, H. J. Kim, J. R. Kim, "An Integrated LTCC Inductor", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. 41, pp. 3556-3558, Oct. 2005.  
 [4] R. E. Jones Jr, "Analysis Of The Efficiency And Inductance Of Multiturn Thin Film Magnetic Recording Head", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. MAG-14, NO. 5, pp509-511, Sep. 1978.  
 [5] P. C. Ciureanu, "Efficiency And Inductance Analysis Of A Three Region Thin Film Head", *IEEE Trans. Magnetics*, vol. MAG-22, no. 1, pp26-32, Jan. 1986.  
 [6] T. Sato, H. Tomita, A. Sawabe, T. Inoue, T. Mizoguchi, M. Sahashi, "A Magnetic Thin Film Inductor And Its Application To A MHz Switching DC-DC Converter", *IEEE Trans. magnetics*, vol. 30, no. 2, pp217-223, Mar. 1994.  
 [7] Richard M. Bozorth, *Ferromagnetism*, IEEE press, 1993.

## 저 자 소 개



### 원 유 준 (元 裕 俊)

1979년생. 2005년 한양대학교 전자·컴퓨터 공학부 졸업. 2005년~현재 동 대학교원 전자전기제어계측공학과 석사과정.  
 TEL : 031-406-2325  
 E-mail : bayajuna@lycos.co.kr



### 김 희 준 (金 熙 峻)

1954년생. 1976년 한양대학교 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 일본 큐슈대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 한양대학교 전자·컴퓨터 공학부 교수.  
 TEL : 031-400-5164  
 E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr