閉磁路平面コイル型インダクタ

Planar Coil Inductor with Closed Magnetic Circuit

松本英敏・藤井信行・白川 究*・鳥生次郎*・村上孝一**

東北大学工学部電気工学科, 仙台市青葉区荒巻字青葉 (〒980)

*(株)アモルファス・電子デバイス研究所, 仙台市太白区八木山南 2-1-1 (〒982)

**八戸工業大学, 八戸市大字妙字大開 88-1 (〒031)

H. Matsuki, N. Fujii, K. Shirakawa*, J. Toriu* and K. Murakami**

Dept. of Elect. Engng., Tohoku Univ., Aoba, Aramaki, Aoba-ku, Sendai 980

*Amorphous Magnetic Device Lab., 2-1-1 Yagiyama-minami, Taihaku-ku, Sendai 982

**Hachinohe Institute of Technology, 88-1 Oobiraki, Myo, Hachinohe 031

Disconnection in a conductor or magnetic core is a serious problem for fabrication of inductors. Planar coil inductor with closed magnetic circuit is proposed and the characteristics are discussed. A conductor of the planar coil inductor is patterned on a plane, in order to prevent the growth of disconnection on the conductor. For decreasing the magnetic resistance, cross sections of core junctions are regulated, which have a risk of disconnection. An inductor made for trial comprised one hundred magnetic cores whose size are $180\mu\text{m} \times 180\mu\text{m}$. The dimensions of the inductor are $2.3\text{mm} \times 2.3\text{mm}$. The inductance of 50 nH was realized, and the resonance frequency was about 400 MHz.

Key words: closed magnetic circuit, planar coil inductor, magnetic resistance of gap, cross section of core junctions, disconnection

1. はじめに

近年、電子部品の小型化・薄膜化が進められており、それに伴い磁気デバイスであるインダクタ・トランスについても、その小型化に関する研究が各方面で行われている^{1)~4)}。今回筆者らは、数 MHz から数百 MHz の帯域での使用を目指し、閉磁路もしくは閉磁路に近い構造を有し、コイルを同一平面上に配置した形状を有するインダクタを提案し、フォトリソ技術を用いて基板上にインダクタを作製した。この素子では、導体を同一平面上に配置することによりその断線の発生を抑えている他、磁心を多層にまたがる構造とし、その接続部分での断線の際にも磁気抵抗が小さくなるよう空隙間距離や断面積を工夫することにより、閉磁路に近い特性を実現しようとするものである。

2. 形状に関する検討

今回作製したインダクタの磁心形状を Fig. 1 に示す。同図は磁心 1 個当たりの巻数が 3 の場合である。図中の白の部分が導体、黒の部分が磁心で、絶縁膜は描かれていない。導体が下層磁心をまたいでいる箇所が存在するが、ここで導体に段差が生じないように、下層磁心を作製した後、下層磁心のない部分を絶縁膜で埋めて平坦化している。したがって、導体が同一平面上に保持され、磁心がその上と下の 2 層にまたがる構造となっている。

Fig. 1 において上層磁心と下層磁心とが接合する部分の面積は、接続部分における磁心断面積に相当し、 $30\mu\text{m} \times 20\mu\text{m}$ としてある。これは磁心の断面積の 5~20 倍に相当する。これは万一何らかの理由により磁心の接合部分で空隙が生じたり、特性の劣化が生じた場合の磁気抵抗を抑えることを考慮したものである。その磁心接合部分で空隙が発生した場合を想定し、空隙における磁気抵抗 R_{mg} の磁心部分の磁気抵抗 R_{mc} に対する比を計算した。結果を Fig. 2 に示す。図では横軸に空隙間距離をとり、磁心厚さを $1\mu\text{m}$ とした場合の結果を示した。上層磁心と下層磁心との膜厚方向の距離は $10\mu\text{m}$ であ

Fig. 1 Configuration of a magnetic core for the inductor.

Fig. 2 Calculated results of magnetic resistance in magnetic core with gap.

ることから、磁心接合部分で発生する空隙間距離も最大 $10\mu\text{m}$ であると考えられるが、同図によると磁心の比透磁率 $\mu_r=500$ なら、空隙間磁気抵抗 R_{mg} の値は磁心部分磁気抵抗 R_{mc} の値の 2 倍程度であることがわかる。磁心全体の磁気抵抗 R_m は R_{mc} と R_{mg} の和であるから、空隙存在時の全体の磁気抵抗は、空隙が存在しない場合にくらべても 3 倍程度となる。このことから万一磁心接続部分で空隙が発生した際にも、インダクタンスが桁違いに減少することはないと予見される。

このことより磁心は数 μm 断線しても閉磁路に近い特性を維持できるため、多層にまたがる構造としても差し支えないと考えることができる。一方、導体は数 μm 断線すると導通不良となるため、接続部分のない単層にまとめることにより断線の発生を抑えるのがよりよいと考えられる。これらのことを考慮して、今回考案したインダクタは、導体を同一平面上に配置し、その上層と下層に磁心を分割配置した形状とした。

3. 巻数に関する検討

磁心 1 個当たりの巻数を変化させ、それぞれの場合のインダクタンスおよび Q について比較検討を行った。磁心 1 個あたりの巻数 N を増やすとその分大きな磁心が必要となるため、磁気抵抗をはじめインダクタンス、抵抗等の値が変化する。そこでそれぞれの場合の磁心を想定してこれらの値を計算し、 $N=1$ の場合の値に対する比として Table 1 に示した。これによると $N=1$ の場合に比べ $N=2$ の場合のインダクタンスは 2.6 倍、 $N=3$ の場合は 3.9 倍となり、巻数を増やすことによりインダクタンスが増加する可能性を有していると考えられる。また巻数を増やすことによりインダクタンス値は増加す

Table 1 A table of various parameters with various turns N

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$
Magnetic resistance	1	1.54	2.31	2.92
Square of turn N^2	1	4	9	16
Inductance	1	2.60	3.90	5.26
Resistance	1	1.73	1.92	2.67
Q	1	1.50	2.03	1.97

るが、一方で導体長は伸びて銅損も増加するため、 Q 値に関しては適当な巻数が存在すると予想される。Table 1 から明らかなように特性評価に用いたインダクタの寸法では巻数 $N=3$ が適当と考えられる。そこで試作インダクタでは巻数を $N=3$ とした。

4. 試作と測定結果

これまでの考察をもとにインダクタを設計した。インダクタは Fig. 1 に示す形状を有する磁心を 100 個組み合わせ、1 チップとした。作製手順は次のとおりである。

- ① 下層磁心を形成した後、磁心のない部分も同じ高さとなるように絶縁膜で埋める。これは、上に積み重ねる導体を平坦に保つためである。
- ② 磁心と導体とを絶縁するための絶縁膜をのせる。ただし上層磁心と下層磁心との接続部分がかぶらないようにする。
- ③ この上に導体をパターニングする。
- ④ 絶縁膜をのせ、その上に上層磁心を形成させる。

先に筆者らの行った磁心および導体の寸法に関する検討により⁶⁾、導体幅 $w_c=30\mu\text{m}$ 、導体厚さ $t_c=5\mu\text{m}$ とした。また磁心は幅 $w_m=30\mu\text{m}$ 、厚さ $t_m=0.9\sim 4.5\mu\text{m}$ とし、アモルファス膜 (CoFeSiB) を RF マグネトロンスパッタで作製した。熱処理は施していない。絶縁膜はフォトレジストを焼き固めて作製しており、磁心と導体とを絶縁する部分の厚さは $2.5\mu\text{m}$ とした。1 チップのサイズは、 $2.3\text{mm}\times 2.3\text{mm}$ である。素子の一部分の概略図および写真を Fig. 3 に示す。Fig. 4 は、試作したインダクタのインダクタンスの周波数特性である。磁心の厚さが厚くなるに従い、インダクタンスは増加していることが了解される。

共振周波数は Table 2 のとおりであり、約 400 MHz $\sim$ 550 MHz と比較的高い周波数まで使用可能であることを示している。このインダクタの浮遊容量は、2

Fig. 3 Schematic view of planar coil inductor with closed magnetic circuit.

Fig. 4 Frequency characteristics of inductance.

Table 2 Relation between thickness of magnetic cores t_m and resonance frequency

Thickness of magnetic core.	Resonance frequency.
$t_m=4.5\mu\text{m}$	395MHz
3.3 μm	398MHz
2.7 μm	455MHz
2.1 μm	468MHz
1.5 μm	476MHz
0.9 μm	505MHz
Air core	556MHz

～3 pF と比較的小さくなっており、共振周波数の向上に寄与していると思われる。

また試作したインダクタの Q の周波数特性は Fig. 5 のようになる。同図より磁心の厚さが大きくなるほど Q

Fig. 5 Frequency characteristics of Q .

Fig. 6 Dependence of increasing inductance by magnetic cores L_m on thickness of magnetic cores t_m .

の最大値は減少し、 Q が最大値をとる時の周波数も低くなっていることが読み取れる。これは、磁心の厚さが増大してインダクタンスが増加しているにもかかわらず、それ以上に鉄損が増加しているために、高周波域での Q の増加を阻んでいるためと考えられる。

Fig. 4 において、それぞれ磁心入りインダクタのインダクタンスから空芯インダクタのそれを差し引くと磁心によるインダクタンス増加分 L_m が求められる。Fig. 6 に、周波数 $f=105$ MHz における、磁心の厚さ t_m とインダクタンス増加分 L_m の関係を示した。この図より、磁心の厚さ t_m を増やしていくと、インダクタンス増加分 L_m の上昇はしだいに緩やかになっており、飽和する傾向を有していることが了解される。このことから磁心の厚さが $5\mu\text{m}$ 以下であっても、磁心の膜厚方向の磁束分布は一樣ではなく、磁心の利用率が低下していると推測される。

Fig. 7 Diagrams of equivalent circuit. (a) series; (b) parallel.

Table 3 Parameters in the equivalent circuit

R_C	R_S	L_X	R_f	L
6.98Ω	10.24Ω	22.8nH	41.9Ω	30.1nH

測定値は Fig. 7(a) に示される直列等価回路の値として表されている。しかし現状では鉄損がかなり大きいことから、Fig. 7(b) のような並列等価回路に置き換え、損失を評価する。図中で R_C は巻線抵抗、 R_S は直列等価抵抗から巻線抵抗分を差し引いた値、 L_X は磁心によるインダクタンス増加分の測定値、 R_f は鉄損等価抵抗、 L は並列等価回路のインダクタンスを表す。ここで $t_m = 4.5 \mu m$ のインダクタについて、 $f = 126 \text{ MHz}$ の時の測定値を用いて、並列等価回路に置き換える、Table 3 は等価回路の諸定数である。鉄損等価抵抗 R_f の増加は、鉄損の減少、 Q の増加を示す。そこで Q を現状の 2 倍とするのに必要な R_f の値を求めると、 $R_f = 200 \Omega$ となる。これは測定したインダクタの R_f に比べ約 5 倍に相当する。また並列等価回路のインダクタンス L は透磁率に比例し

て大きくなる。ここで透磁率が 2 倍でかつ Q も 2 倍とするには、 $R_f = 288 \Omega$ となり、測定したインダクタの R_f の約 7 倍にあたる R_f が必要とされる。このことは材料の透磁率だけが 2 倍となっても、鉄損がそのままでは、 Q は 2 倍にはならないことを示唆している。これらのことから鉄損を低く抑えることが、 Q の向上には必要不可欠であることが予見される。

5. まとめ

閉磁路・平面コイル型インダクタの磁心形状について検討を行い、その結果に基づき素子を試作し、測定結果について述べた。そして磁心の厚さと磁心によるインダクタンス増加分との間に比例関係が成り立たなくなっていることから、磁心の膜厚方向にも磁束分布が存在していることが判明した。また鉄損の評価を行うために、並列等価回路を用いて考察したところ、 Q の向上には鉄損の低減が必要不可欠であることを見いだした。これらのことをもとに、磁心形状を見直し、特性の改善を図る予定である。

文 献

- 1) 村上孝一、松木英敏、山本孝幸：電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-88-25 (1988)。
- 2) 大城 理、辻本浩章、白江公輔：日本応用磁気学会誌、14, 411 (1990)。
- 3) 平田 守、白川 究、武田文雄、村上孝一：電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-90-44 (1990)。
- 4) 大関秀紀、松本光裕、山口正洋、荒井賢一：第 14 回日本応用磁気学会学術講演概要集、p. 517 (1990)。
- 5) 藤井信行、松木英敏、白川 究、鳥生次郎、村上孝一：電気学会マグネティックス研究会資料、MAG-90-124 (1990)。

1990 年 12 月 3 日受理、1990 年 2 月 28 日採録