

誘電層を挿入した不平衡給電スパイラルアンテナの 小型化・高周波化の検討

青木英恵、早坂淳一*、増本博、荒井賢一*、山口正洋
(東北大、*電磁研)

Dielectric layer inserted single-feed spiral antenna for miniaturization and high frequency use
Hanae Aoki, Jun-ichi Hayasaka, Hiroshi Masumoto, Ken-ichi Arai and Masahiro Yamaguchi
(Tohoku Univ., *Denjiken)

はじめに

身の回りの移動通信機器の小型化が進み、ユビキタス電源による非接触給電・センシング技術への需要が拡大している。多機能化に対応する使用周波数帯の広帯域化により、デバイスにおける各周波数帯のアンテナ素子の占める体積率増加が問題となっている。チューニングによるアンテナ1つあたりの広帯域化が検討される一方で、4G 携帯電話システムの0.7-2.6 GHz 帯域で使用されるアンテナ素子の外形寸法は最小で数 cm との報告がある¹⁾。スパイラル形状のアンテナは磁界型アンテナとして知られ、キャパシタを含む回路の共振を利用して数 100 MHz 帯のアンテナとして動作する。これを小型化し、インダクタンス(L)やキャパシタンス(C)成分が小さくなれば、GHz 帯の共振およびそれにとまなう反射損失の減少が期待される。本研究では、さらに小さい全形 4.2 mm の超小型積層スパイラルアンテナ素子を作製し、高周波電磁気特性を評価した。また、誘電挿入層 SiO_2 が高周波アンテナ特性に与える影響について考察した。

実験方法

本研究では、まず電磁界シミュレーション(HFSS, Ver.15.0)を用いて、高周波帯で放射するスパイラルアンテナの構造を設計した。スパイラルの外形、内径、線幅、線間隔、巻数をパラメーターとして 4, 17, 32 GHz の多帯域で反射損失の極小を示す、外径 1.78 mm の小型スパイラルアンテナを設計した。アンテナは、リフトオフにより 320 nm-Pt/300 nm- SiO_2 /320 nm-Pt/基板 SiO_2 の多層構造を作製した。1 GHz における挿入層の SiO_2 の誘電率は、6, $\tan \delta$ は 0.02 であった。素子の高周波電磁気特性は、VNA(Agilent, N5244A)とウェハプローブ(Cascade microtech, Infinity GS250)により 0.1-30 GHz の範囲で評価した。

実験結果と考察

図 1 に、(a)反射損失および(b)インピーダンスの周波数依存性を示す。(a)から、反射損失の実測値(実線)と、同じアンテナモデルでの計算値(点線)は 4, 17 GHz の極小点が一致した。このアンテナは高インピーダンスアンテナであるが、反射損失の極小値におけるインピーダンスの実部は 50Ω 付近まで減少している。アンテナ部の電界分布から、低周波側ではアンテナの LC 共振、高周波側では波長共振に起因すると考えられる。アンテナの M-I-M 積層部の容量成分を減少させた結果 $t = 0.6 \mu\text{m}$ (点線)では、極小を示す周波数が $t = 0.3 \mu\text{m}$ の結果(破線)と比較して高周波側にシフトし、その変化量は C の変化量と対応することが分かった。以上、良好な性能が得られた周波数帯について、今後磁性薄膜の効果を明らかにする予定である。

参考文献

- 1) J. Kumar et.al., proc. of 2014 IEEE GCWCN, (2014) 229.

謝辞

実験の遂行にあたりご助言をいただいた、ラナジット・サイ先生および遠藤恭先生に深く感謝申し上げます。

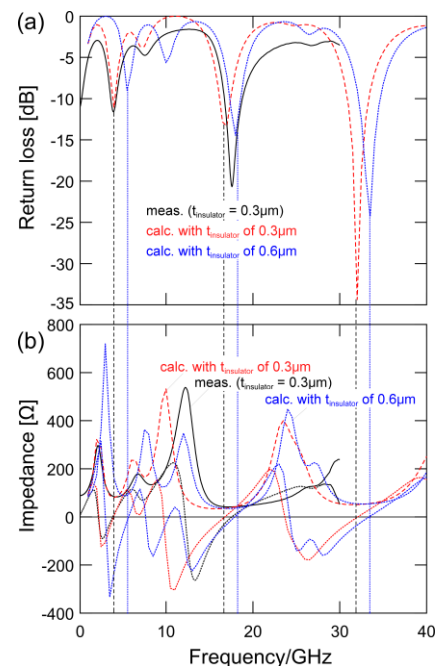


Fig.1 The frequency dependence of return loss (a) and Impedance (b).

二つ折り型携帯電話に内蔵可能な地上波デジタル放送受信アンテナ

米原正道, 若松孝志, 藤井重男, 栗巢普揮, 山本節夫
(山口大)

Terrestrial digital TV broadcast reception antenna for folding type mobile phone

M. Yonehara, T. Wakamatsu, S. Fujii, H. Kurisu and S. Yamamoto
(Yamaguchi Univ.)

はじめに

地上波デジタル TV 放送を携帯電話端末でフルセグ受信するためのアンテナが必要とされている。受信周波数は 470 - 710 MHz と広く、比帯域(所要帯域幅を中心周波数で割った比率)は 40%にも達する。この値は通信用(約 20%)と比較して大きい。加えて、自由空間での波長は約 50 cm なので、携帯電話端末の筐体に内蔵可能なアンテナを設計することは難しく、アンテナ利得が犠牲になりがちである。そうした状況の中、フェライトの透磁率と誘電率による波長短縮効果を活用すべく、棒状フェライトの中心に電極を貫通させた「貫通電極構造」のアンテナが提案された¹⁾。しかし、このアンテナでは高周波で磁氣的損失の低い六方晶フェライトが不可欠であったため、本研究では一般的なスピネルフェライトを使用したアンテナの実現可能性を検討した。

アンテナの構造

アンテナの設計・解析は、三次元有限要素法に基づく高周波電磁界解析シミュレータ(HFSS, Ansoft 社)で行った。高 UHF 帯で磁氣的損失が急激に増大する特性のスピネルフェライトの使用を可能にするために、Fig.1 に示すように角棒状フェライトの側面に電極を配置した構造(上部電極構造と呼ぶ)のアンテナを考案した。電極を中心部からフェライト上部に変更する事で、電極周辺に占めるフェライトの割合を減少させることで磁氣的損失の影響を抑制しつつ、波長短縮効果を活用することを狙った構造である。

解析と試作の結果と考察

Ni-Zn フェライトを想定して、400 - 800 MHz においては比透磁率 8.2-10.3、比誘電率 12、磁氣損失 $\tan \delta$ 0.25-0.91 として、上部電極構造のアンテナについて電磁界解析を行い、電圧定在波比(VSWR)、ミスチャート、アンテナ利得、放射パターン(指向性)を明らかにした。加えて、実際にアンテナを試作してアンテナ特性を実測した。アンテナ利得の周波数特性と放射パターンをそれぞれ Fig.2、Fig.3 に示す。上部電極構造にした結果 Ni-Zn スピネルフェライトを使用して、所望の帯域幅にわたって高利得(-5 dBi 以上)を実現できることが、シミュレーションと実測の両方で示された。

おわりに

上部電極構造のアンテナを提案した。一般的なスピネルフェライトを使用しても、携帯電話端末内蔵型の高利得アンテナを実現できることを実証した。

参考文献

- 1) H. Aoyama, M. Gonda, S. Fujii, H. Sano, "Compact Chip Antenna for Terrestrial Digital TV Broadcasting," Hitachi Metals technical review, Vol.24, pp.29- 31 (2008).

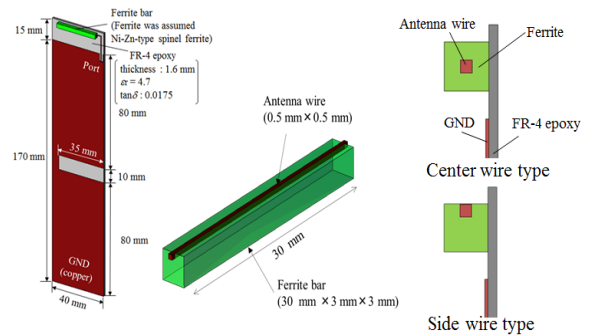


Fig.1 Structure of antenna.

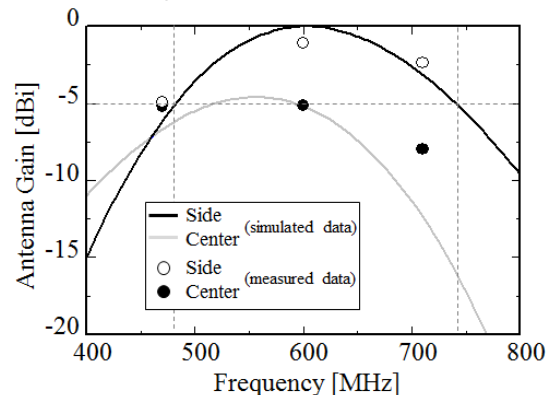


Fig.2 Frequency characteristics of antenna gain.

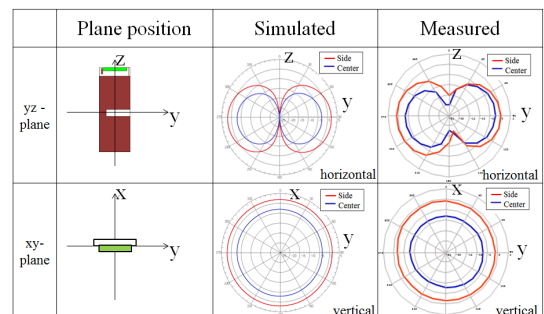


Fig.3 Radiation pattern (@ 600 MHz).

スマートフォンに内蔵可能な地上波デジタル放送受信アンテナ

米原正道, 若松孝志, 藤井重男, 栗巢普揮, 山本節夫
(山口大)

Terrestrial digital TV broadcast reception antenna for smartphone

M. Yonehara, T. Wakamatsu, S. Fujii, H. Kurisu and S. Yamamoto

(Yamaguchi Univ.)

はじめに

筆者らは、二つ折り型携帯電話に内蔵可能な地上波デジタル TV 放送受信アンテナを提案し、試作し実用的な性能が得られることを実証した¹⁾。最近、携帯電話端末の市場の主流はスマートフォンに移っている。そこで、本研究においては、スピネルフェライトを用いて、スマートフォンに内蔵可能な地上波デジタル TV 放送受信アンテナについて、有限要素法高周波電磁界解析シミュレーション(HFSS, Ansoft 社)によって検討した。

アンテナの構造

携帯電話端末に搭載するアンテナは、アンテナエレメント部だけが単独で機能するのではなく、基板 GND も含めた全体で、ダイポールアンテナ的に動作する。スマートフォンの基板 GND 部の長さは、二つ折り型携帯電話の場合よりもさらに一段と短いため、アンテナとして動作させるための実効的な長さが不足する。大きな比帯域に対応するとともに、筐体に内蔵するためのアンテナ長への厳しい制約(40 mm 以下)に加えて、基板 GND 長がさらに短い条件の中で、実用的なアンテナ利得(-5 dBi 以上)を満たす必要がある。そこで、Fig.1 に示すように、スマートフォンの基板 GND 面に、2本のスリットを互いに逆向きに入れることによって、アンテナ給電部から見たときの基板 GND 長を確保した。

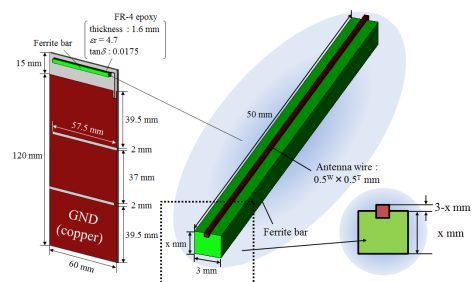


Fig.1 Structure of antenna.

電圧定在波比(VSWR)を改善するために整合回路を用いるとそこで損失が生じてしまう恐れがある。そこで、上部電極構造において、電極を角棒状フェライトへの埋め込み量を正負にわたって微調整することによって、整合回路がなくても良好な VSWR を実現した。

解析結果と考察

一般的なスピネルフェライト(400 - 800 MHz において、比透磁率 8.18 - 8.66, 比誘電率 12, 磁氣的損失 0.10 - 0.28)と、比較のために高周波において低損失なスピネルフェライト¹⁾(周波数 400 - 800 MHz において比透磁率 3 - 3.1, 比誘電率 4.6, 磁氣的損失 0.039 - 0.04, 誘電正接 0.022)を想定した。Fig.1 においてそれぞれの材料で $x = 2.3$, $x = 2.7$ とすることで、Fig.2 のようにインピーダンスマッチングすることができた。Fig.3 に示すように、設計したアンテナは 85%以上の帯域幅において-5 dBi 以上の良好なアンテナ利得を示した。

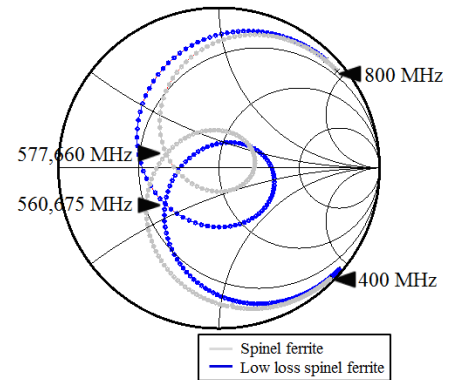


Fig.2 Smith chart.

おわりに

スマートフォンに内蔵できる、地上波デジタル TV 放送受信アンテナを提案した。フェライトによる波長短縮効果の活用、GND 面へのスリット形成によるアンテナ実効長の確保、電極とフェライトの位置調整による整合によって、良好なアンテナ利得と実用上十分な帯域を両立できた。

参考文献

- 1) 米原他, “二つ折り型携帯電話に内蔵可能な地上波デジタル放送受信アンテナ,” 日本磁気学会 第 39 回学術講演会 (2015). 【発表予定】

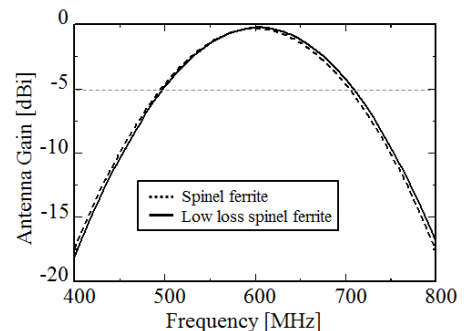


Fig.3 Frequency characteristics of antenna gain.

小型・低背型のトップマウント型アイソレータ

米原正道, 若松孝志, 藤井重男, 栗巢普揮, 山本節夫
(山口大)

Miniaturized top mount type isolators

M. Yonehara, T. Wakamatsu, S. Fujii, H. Kurisu and S. Yamamoto
(Yamaguchi Univ.)

はじめに

通信機器内部の高密度実装に伴い、搭載電子部品の小型化・低背化が強く求められている。筆者らはフェライトにおいて正円偏波透磁率(μ_+)と負円偏波透磁率(μ_-)の差が大きく取れるので電磁波を短い進行距離で曲げることができ素子の小型化に有利な、強磁性共鳴近傍を動作点とするボトムマウント型アイソレータを提案している。¹⁾しかし、ボトムマウント型の構造ではGND面側に突出部を設けるため、高密度実装の妨げとなる。そこで本研究では、素子の突出部を信号ライン側に設けたトップマウント型アイソレータを提案することを目的とした。

アイソレータの構造

アイソレータの設計・解析は、三次元有限要素法に基づく高周波電磁界シミュレータ(HFSS, Ansoft社)で行った。Fig.1に、トップマウント型アイソレータの構造を示す。伝送線路はマイクロストリップ線路として、Y-Junction部に対向するGND面を丸く切り欠くとともに、基板の上面に、線路のY-Junctionを覆うように電氣的に接地したヨークを設ける。こうした構造にすれば、Fig.2に示すように、マイクロストリップ線路において誘電体基板内に集中して伝播してきた電磁波は、Y-Junction部ではフェライト内部に浸透するので電磁波の進路を曲げることができる。

解析結果と考察

800 MHz帯において帯域幅10 MHz以上、帯域内挿入損失0.80 dB_{max}、帯域内アイソレーション8.0dB_{min}とし、2 GHz帯、4 GHz帯において帯域幅60 MHz以上、挿入損失0.80dB_{max}、アイソレーション10.0dB_{min}の実現を目指した。ヨークの直径 ϕ をアイソレータの素子サイズと定義し、 ϕ を2から10 [mm]の間で解析を行った。2 GHz帯と4 GHz帯については $\phi=2$ mmにおいて、波長の長い800 MHz帯については $\phi=6$ mmにおいて非可逆伝送特性を実現できた。得られた伝送特性は、800 MHz帯において挿入損失0.85 dB_{min}、15.2 dB(挿入損失最小時)、2 GHz帯において帯域幅12 MHz、挿入損失0.78 dB_{min}、アイソレーション12.0 dB以上、4 GHz帯において帯域幅59 MHz、挿入損失0.42 dB_{min}、アイソレーション14.1 dB以上を設計できた。

おわりに

2 GHzと4 GHz帯については素子サイズ $\phi=2$ mm、800 MHz帯については $\phi=6$ mmで、基板からの突出部高さ0.5 mmのトップマウント型アイソレータを提案した。

参考文献

- 1) 山本節夫: “アイソレータの小型化,” 日本磁気学会 まぐね, Vol.5, No.10, pp.450-456 (2010).

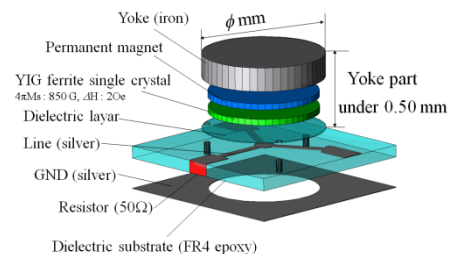


Fig. 1 Microstrip line-top mount type isolator.

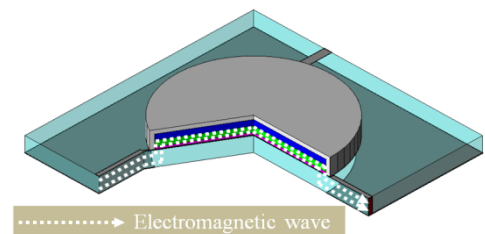


Fig. 2 electromagnetic wave propagation.

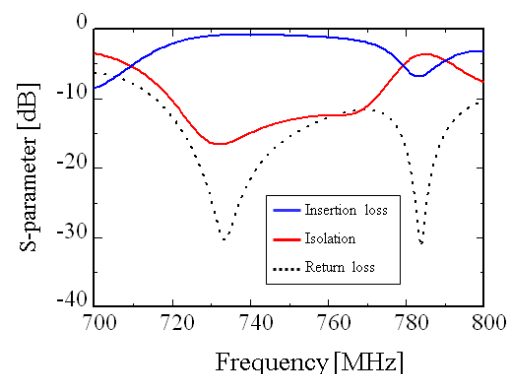


Fig. 3 Frequency characteristics of S-parameters.

広帯域 CPW トップマウント型アイソレータ

米原正道, 若松孝志, 藤井重男, 栗巢普揮, 山本節夫
(山口大学)

Miniaturized CPW top mount type isolators

M. Yonehara, T. Wakamatsu, S. Fujii, H. Kurisu and S. Yamamoto
(Yamaguchi Univ.)

はじめに

筆者らは、小型で低背なアイソレータを実現すべく、800 MHz 帯、2 GHz 帯、4 GHz 帯で動作する、強磁性共鳴近傍を動作点とするトップマウント型アイソレータを提案している。¹⁾ これは伝送線路としてはマイクロストリップ線路を用いたものであった。800 MHz 帯、2 GHz 帯では、挿入損失の更なる低減や帯域幅の更なる拡大など、非可逆伝送特性の向上が望まれる。本研究では、コプレーナ線路(CPW)を導入することによる非可逆伝送特性の改善効果について検討した。

アイソレータの構造

アイソレータの設計・解析は、三次元有限要素法に基づく高周波電磁界シミュレータ(HFSS, Ansoft 社)にて行った。Fig.1 に、今回提案するアイソレータの構造を示す。既に提案したマイクロストリップ線路をベースとしたトップマウント型の場合には、マイクロストリップ線路とY-Junctionとの接合箇所では電磁波の伝播経路が無理に大きく変わることが、非可逆伝送特性の制約につながっていると考えた。これに対してCPWを導入トップマウント型アイソレータの場合には、Fig.2 のように、信号線路とその傍に配置されたGND と間に電磁波が集中して基板上面を伝播してくるのでY-Junctionとの接合箇所での電磁波の伝播に無理が少ないと期待される。また線路とフェライト間に誘電体が存在しないため、特性インピーダンスの低下を防げる。

解析結果

ヨークの直径 ϕ をアイソレータの素子サイズと定義し、 ϕ を1.4 から10 [mm]の範囲で変化させた。800 MHz 帯におけるSパラメータの周波数特性をFig.3 に示す。CPWを用いたトップマウント型アイソレータにおいては、マイクロストリップラインを用いたもの¹⁾よりも小さな素子サイズ $\phi=4$ mm で実用的な非可逆伝送特性を達成することができた。具体的には、帯域幅 26 MHz、挿入損失 $0.69\text{ dB}_{\text{max}}$ 、アイソレーション $10.7\text{ dB}_{\text{min}}$ を実現できた。2 GHz 帯については、 $\phi=2$ mm で帯域幅 60 MHz、挿入損失 $0.51\text{ dB}_{\text{max}}$ 、アイソレーション $12.2\text{ dB}_{\text{min}}$ を、そして4 GHz 帯については $\phi=1.4$ mm という小型サイズで帯域幅 73 MHz、挿入損失 $0.39\text{ dB}_{\text{max}}$ 、アイソレーション $15.2\text{ dB}_{\text{min}}$ を実現できた。

おわりに

強磁性共鳴近傍を動作点とするトップマウント型アイソレータにおいて、伝送線路としてCPWを導入することで、素子の小型化、非可逆伝送特性の向上、広帯域化を実現できることがわかった。

参考文献

- 1) 米原他, “小型・低背型のトップマウント型アイソレータ,” 日本磁気学会 第39回学術講演会 (2015). 【発表予定】

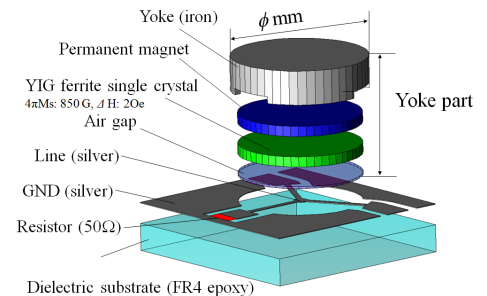


Fig.1 CPW top mount type isolator.

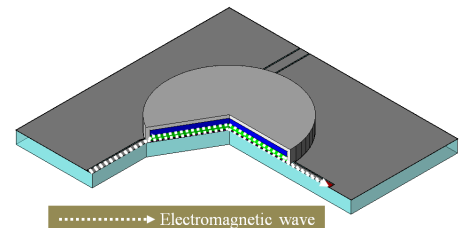


Fig.2 Electromagnetic wave propagation.

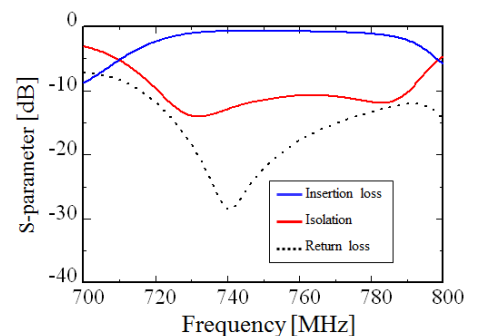


Fig.3 Frequency characteristics of S-parameters.