

電波腕時計用アンテナ特性の磁場－回路連成解析

Electromagnetic Field – Circuit Interaction Analysis of an Antenna in a Radio-Controlled Watch

菊地 慶子*
Keiko Kikuchi

三俣 千春*
Chiharu Mitsumata

三田 正裕**
Masahiro Mita

標準電波信号を用いて時刻を自動修正する機能を持つ腕時計が商品化されている。その電波腕時計に金属ケースを用いたとき、アンテナから漏洩した磁束が金属部で渦電流を誘起するためアンテナ系の出力電圧が下がり、受信感度不足が生じるおそれがある。その対策としてアンテナ系に副磁路を採用した場合の効果を、数値モデルを用い、磁場解析と回路解析との連成解析によりシミュレーションした。その結果、アンテナ受信感度は、副磁路の形状やサイズ、アンテナとの配置に依存し、副磁路を含めたアンテナ系全体での最適化を図ることで出力電圧が20～60 %向上する見通しを得た。またアンテナ系の受信性能を示すQuality factor (Q) の値はアンテナ感度を決定する重要因子のひとつであるが、ケース渦電流損失がアンテナへの信号の収束性に影響を及ぼすため、Q値の高い条件が必ずしも高出力とはならないことが明らかになった。

Radio-controlled watches that synchronized to standard time automatically by magnetic antennas are becoming popular. A leakage field from a magnetic antenna degrades receiving sensitivity because it induces eddy current loss in a metallic frame. A sub-core which plays a role of additional flux path is an effective way to overcome this problem. The influence of it has been simulated numerically using electromagnetic field – circuit interaction analysis. It was found that the sub-core increased output voltage by suppressing the leakage field. This effect depended on size and arrangement of the sub-core in a cabinet. By optimizing them, we showed the examples that would be expected to rise output voltage by 20 – 60 %. The quality factor (Q factor) of antennas was also evaluated. It was revealed that higher Q factor might not always lead to higher output voltage in the case of radio-controlled watches made of metallic enclosures, because signal convergence into antenna would be affected by eddy current loss in a metallic frame.

●Key Word：電波腕時計，アンテナ，副磁路

●Production Code：低周波アンテナ

●R&D Stage：Development

1. 緒 言

標準電波信号¹⁾をアンテナで受信して時刻を自動修正する機能を持つ腕時計が2000年頃より商品化されている²⁾。受信する標準電波が低周波のAM信号であることから、電磁波の磁場成分の寄与が大きく磁場成分を効率良く集めて検出するように、このアンテナのコアは磁性材料でできている。したがって、この電波腕時計のケースに金属を用いたとき、シールド効果により電磁波が弱められるだけでなく、アンテナ内部の磁化挙動に起因した漏洩磁束により金属部に渦電流が誘起され、アンテナの出力電圧が下がるおそれがある。

このため商品化当初は、合成樹脂製のケースを用いたり、裏蓋の一部にガラスやプラスチックを用いるなど、受信状態に影響を及ぼしにくい材質でケース全体または一部を形成していた。しかし腕時計では、機能的な性能と並んで意匠も製品価値を左右する重要な要素であり、ケース全部に金属を使用したデザインが要求されている。また女性用の腕時計は小型のケースを採用する場合が多く、これに伴う小型化もアンテナ出力電圧低下の原因となっている。

金属ケース採用に起因するアンテナ出力低下を解析するにあたって、アンテナ系に副磁路を採用した場合の効果を評価した³⁾。副磁路はアンテナから漏洩する磁束を吸収し、ケースで発生する渦電流を抑制する効果が期待される。そ

* 日立金属株式会社 生産システム研究所

** NEOMAXエンジニアリング株式会社

* Production System Laboratory, Hitachi Metals, Ltd.

** NEOMAX Engineering Co., Ltd.

の反面、高透磁率を有する副磁路では電波信号も収束されてしまいアンテナへの信号到来を妨害する可能性もある。したがって電波信号用アンテナの設計に副磁路の採用を検討する場合には、アンテナ本体の形状や金属ケース内でのアンテナ配置に加え、副磁路の形状やアンテナとの相対配置も考慮する必要がある。

そこで本報では、アンテナ設計の有効な手段のひとつである数値模型を用い、3次元動磁場解析と電子回路解析とを連成解析した。これにより、電波時計用アンテナの出力低下を抑制する副磁路の形状およびアンテナとの相対配置についての設計指針を得た。

2. 解析方法

磁性材料からなるアンテナコアを金属ケースに収めた電波時計を数値模型化し、副磁路の効果を調べた。次に副磁路の形状および配置により、その効果に影響があるかを調べた。以下に、その解析の設定条件を述べる。

2.1 数値模型と解析条件

アンテナの出力電圧を調べるために、電波時計を図1のようにモデル化し、解析対象とした。これは図1に示すように円筒の底部に裏蓋が取り付けられた金属ケースと、このケース内に配置されたアンテナから構成される。このアンテナは軟磁性材料からなる主磁路にアンテナコイルを巻きつけたものである。実際の動作機構では針を駆動するモーターなどの磁性体も用いられているが、それらは今回、解析の対象外とし、アンテナとケースのみを数値模型化することとした。金属ケースの直径は外径30 mm、高さは8 mmで、リング部の厚さが3 mm、裏蓋の厚さは0.7 mmとした。主磁路の断面は0.7×0.8 mmで、その周囲にコイルを密着させて巻いた。主磁路を含むコイルの断面は2.3×2.4 mmである。これを、裏蓋から1.9 mmの高さに配置した。副磁路を含むアンテナ形状についての解析条件の詳細は後述する。

次に設定した計算条件について述べる。解析は電磁場解析ソフトウェアJ-MAG (JSOL製)を用いて図1の数値模型をメッシュ分割し、有限要素法によって数値計算を行った。金属ケース外側の解析空間の大きさはケースの5倍程度と設定した。そうすることで、解析空間端部の磁場分布は一様になると考え、自由境界条件を採用した。福島県大鷹鳥谷（おおかどや）山からの標準電波は、外部から周波数40 kHz、振幅0.32 pTの磁束密度を印加したという条件で模擬した。これは受信周波数が40 kHzと低周波であることから電磁波の磁場成分のみが寄与すると想定したものである。また、実際の標準電波はAMで送信されるが、ここでは振幅を一定としてsin波で近似した。なお、大鷹鳥谷山からの標準電波の受信条件は時間帯や都道府県により異なるため、想定される受信電場強度の最小値100 μV/mを真空のインピーダンスを用いて磁束密度に換算した値として振幅0.32 pTを用いた。

電波時計のアンテナとしては標準電波信号の到来方向にかかわらず信号を受信することが望ましい。しかし腕時計は、多数の部品を直径数センチのケースに収めなければならない、アンテナの配置にも制約が多いため良好な指向性を得ることは困難となる。ここでは、最も高感度となる図1中のX方向（主磁路長手方向）に交流の外場を与えた。

主磁路および副磁路の材質はCo系アモルファスの積層材とし、磁気特性は等方と想定した。主磁路および副磁路の材質として想定したCo系アモルファスはヒステリシス損失が小さく、また積層材のため渦電流損失も小さいので、コアの導電率（σ）は0とした。ケースはTi合金を想定した。また、比較条件として合成樹脂などを想定した導電率σが0のケース材を使用した条件でも解析を行った。これら解析の標準条件をまとめたものを表1に示す。

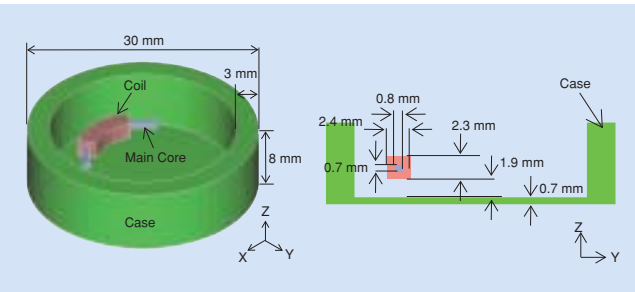


図1 電波時計用アンテナ系の解析対象
Fig. 1 Simulation model of the antenna in a radio-controlled watch

表1 解析に用いた標準条件
Table 1 Parameters for calculation

Characteristics	Value
Relative permeability of core and sub-core	30,000
Conductivity of case	2.34×10^6 (1/Ωm)
Winding number of turns	2,000
External magnetic field	0.32 pT _{op} , 40 kHz (sine wave)

2.2 副磁路の形状

次に、副磁路を採用した場合の効果を評価すべく、解析に用いたアンテナ系の形状の一例を図2に示す。図2 (a)は副磁路のない標準形状で金属ケースの中心を同心円とする円弧状の主磁路とコイルによって構成される。中心から主磁路内径までの半径は7 mmであり、主磁路の長さは円弧の開角（90°～180°）によって定義し、開角が大きいほど主磁路が長い形状とした。またコイル長さも同様に規定し開角60°とした。この副磁路のないアンテナ形状をtype Aと呼ぶ。

図2 (b)はアンテナにリング状の副磁路を付随させた形状の数値模型で、主磁路の長さは開角180°に固定し、ここでは主磁路と副磁路とのギャップ長をパラメーターとして解析を行った。副磁路は開角180°の円弧形状から主

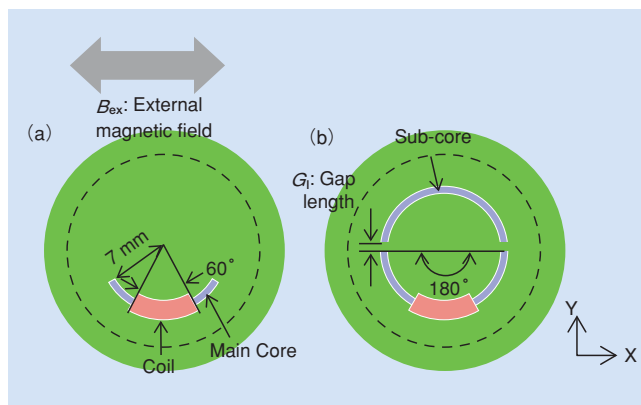


図2 解析に用いたアンテナ系の形状

(a) type A : 主磁路のみの標準形状 (b) type B : 平行ギャップを介してリング状副磁路を付随させたアンテナ

Fig. 2 Simulation model for various types of antenna

(a) type A : simple antenna, (b) type B : with a ring-type sub-core using a flat gap

磁路とのギャップ長を除いた形状とした。解析に用いたギャップ長は0.003～3 mmである。この主磁路と副磁路がほぼ同等となる形状をtype Bと呼ぶ。

2.3 アンテナ系の等価回路

解析に用いた回路系について述べる。電波時計用アンテナの動作原理は、電波信号がアンテナに集められ、この磁束変化がコイルに電流を誘起し、コイルと並列に接続された共振用の外部コンデンサと電気的に共振して、その両端に電圧が現れる共振型アンテナである。電波時計として時刻修正を行うためにはさらに、受信復調用の検波ICなどが必要であり、これらが負荷抵抗などとしてアンテナ特性に影響を及ぼす。したがって、これらの使用状況を想定したモデル化が必要である。そこで、電波信号の受信を模擬した等価回路として図3に示す回路系を用いた。

この回路系は、アンテナ系のインダクタンス L 、ケースの交流損失に相当する交流抵抗 R_{ca} 、コイルの抵抗 R_{co} 、外部コンデンサ C 、1 M Ω の負荷抵抗から成る。またこれは、アンテナ系と外部コンデンサ C とが共振して Q 倍の共振電圧となって出力電圧の増幅を行う並列共振回路である。

アンテナ系のインダクタンス L およびケースの交流抵抗 R_{ca} 、コイルの抵抗 R_{co} をモデルとして磁場解析するとともに、コンデンサ C をはじめとする外部回路素子も含めて、磁場解析と回路解析との連成解析を行った。アンテナに誘導される磁束によりコイルに電流が流れアンテナ出力電圧が発生する。ここで得られた電流および電圧を媒介として、磁場解析と回路解析が結びつけられている。また、この磁束が金属ケースへ漏洩することにより渦電流が発生して系の交流損失の原因となると考えられる。

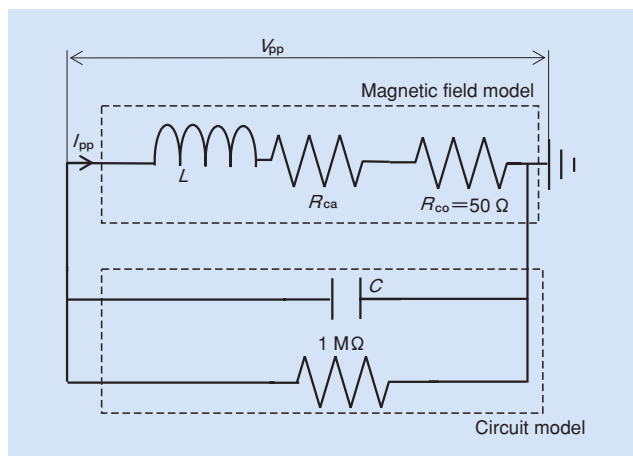


図3 解析に用いた等価回路

(L はアンテナ系のインダクタンス、 R_{ca} はケースの交流損失に相当する交流抵抗、 R_{co} はコイルの抵抗、 C は外部コンデンサ、1 M Ω は受信回路の負荷抵抗)

Fig. 3 Equivalent circuit used for an interaction analysis (L , R_{ca} , R_{co} , C and 1 M Ω correspond to the inductance of the antenna system, the alternating current resistivity of the case, the resistivity of the coil, the tuning capacitance and the input resistance of the receiver, respectively)

2.4 Q値の計算方法

磁場解析の計算結果としては、磁場解析モデル部全体の電流および電圧のpeak to peak値 I_{pp} および V_{pp} 、 I_{pp} と V_{pp} との位相差 θ が得られ、また損失 P としては金属ケースの渦電流損失およびコイルのジュール損失が得られる。なお外場としては表1に示す一定振幅のsin波を印加したので、コイル電圧が高いほど高感度となる。一方アンテナ系の増幅率を示すQuality factor (Q)は、アンテナ感度を決定する重要因子のひとつであるが磁場解析の計算結果から直接は得られない。そこで本報では、以下の手順での算出を試みた。

アンテナ系のインダクタンス L は、

$$L = \frac{V_{pp} \sin \theta}{I_{pp} \omega} \quad (1)$$

で算出する。ここで ω は印加外部磁束密度の角周波数である。また直列接続素子として近似したケースの抵抗 R_{ca} は、次式で定義した。

$$R_{ca} + R_{co} = \frac{P}{I_{ave}^2} \quad (2)$$

ここで I_{ave} および P は、1周期の平均値を用いた。アンテナ系の増幅率を示す Q は、

$$Q = \frac{\omega L}{R_{ca} + R_{co}} \quad (3)$$

で算出した。

3. 解析結果および考察

3.1 主磁路のみで構成されるアンテナでの出力電圧

腕時計のケースに金属を採用した場合のケース内アンテナへの影響を調べるために、最も構成の単純な主磁路のみで構成されるtype Aのアンテナを用いて、アンテナ特性を調べた。その結果を図4に示す。

ここでは主磁路長が 180° のアンテナとし、標準電波を模擬した外場を印加した場合の出力電圧 V を計算し、外場で規格化した。ケース材を σ が0の非導電材からTi合金を想定した 2.34×10^6 ($1/\Omega\text{m}$)としたとき、出力は約1/10となり、共振のピーク波形もブロードとなった。

また金属ケース内部の渦電流が、磁束の変化を妨げる向きに流れることでシールド効果が働き、アンテナ系のインダクタンス L は53.6 mHから46.4 mHと16 %低下した。図3に示した回路の共振周波数は $1/\sqrt{LC}$ に比例し、アンテナ系のインダクタンスによって変化する。したがって非導電性ケースの場合と同一の外部コンデンサ C を用いた場合、金属ケースがある場合の共振周波数は高周波側へ8 % (約3 kHz) シフトする。図4では、共振周波数が標準電波の周波数40 kHzと等しくなるようにコンデンサ C を調整した。

ここで式(2)より算出したケースの交流損失に相当する交流抵抗 R_{ca} は、約1 k Ω とコイル抵抗 R_{co} の約20倍となる。式(3)よりアンテナ系の増幅率を示す Q は $L/(R_{ca}+R_{co})$ に比例し、金属ケースによる出力電圧低下の原因としては、シールド効果に伴う L 低減よりもケース抵抗 R_{ca} の増大が大きく寄与していると考えられる。電波時計としての時刻修正性能は標準電波の時刻コードの復号に依存しており明確な基準があるわけではないが、出力が1/5~1/8に小さくなる程度であれば動作可能との報告³⁾もあり、副磁路による特性改善として標準形状であるtype Aに対して1.5倍程度の出力向上が期待される。

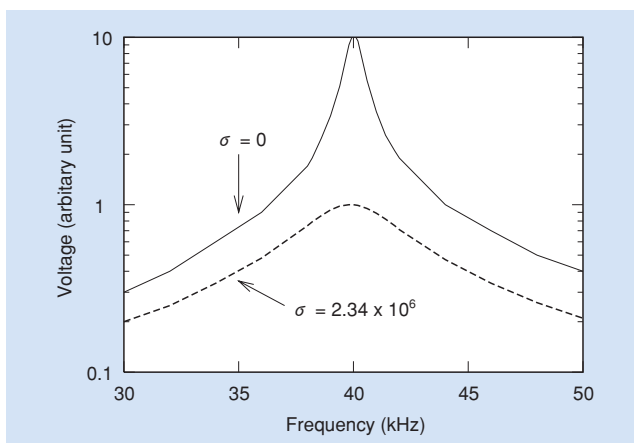


図4 ケースによるアンテナ特性の変化

(金属ケース、非導電材ケースを用いた場合をおのの破線、実線で示す。電圧は外部磁束密度で規格化した)

Fig. 4 Output voltage of the antenna in a watch case (The dashed and solid lines represent the voltages for metallic and non-conductive cases, respectively. The voltage is normalized by the external magnetic field)

3.2 リング状副磁路を用いたアンテナ系での出力電圧

金属ケースがある場合、アンテナ出力電圧が小さくなるのは、アンテナからの漏洩磁束により金属ケースに渦電流が誘起されて損失が大きくなることが原因と考えられる。したがって出力を回復するためにはアンテナからの漏洩磁束を抑制するか、あるいは漏洩磁束が金属ケースに到達しないようにすればよい。この考え方に基づいて考案されたのが副磁路付きのアンテナであり、アンテナに付随する磁気回路へ磁束を誘導して金属ケース部に漏洩する磁束を抑制する設計となっている。本研究の数値模型において副磁路の効果を確認するためtype Aとtype Bのアンテナ系を用いて計算した。金属ケース部に漏洩した磁束密度と、これによって誘導された渦電流損失密度の分布を図5に示す。

図5(a)はtype A形状の場合の磁束密度分布、図5(b)はtype B形状の場合の磁束密度分布である。スケールは濃色ほど磁束密度 B が大きく、黒い部分で B は0.27 pT以上、淡色ほど小さく白い部分で0.03 pT未満となっている。ここで漏洩磁束密度は、電波の一周期分の中でアンテナでの磁束が最大となる位相について、磁束ベクトル方向には因らない絶対値を示している。また図5(c)は図5(a)に示した漏洩磁束によって発生した渦電流損失密度 W_r の分布を示している。スケールは黒い部分で W_r は45 fW/ m^3 以上、淡色ほど小さくなり白い部分で5 fW/ m^3 未満となっている。ここで損失密度は外部からの交流磁束密

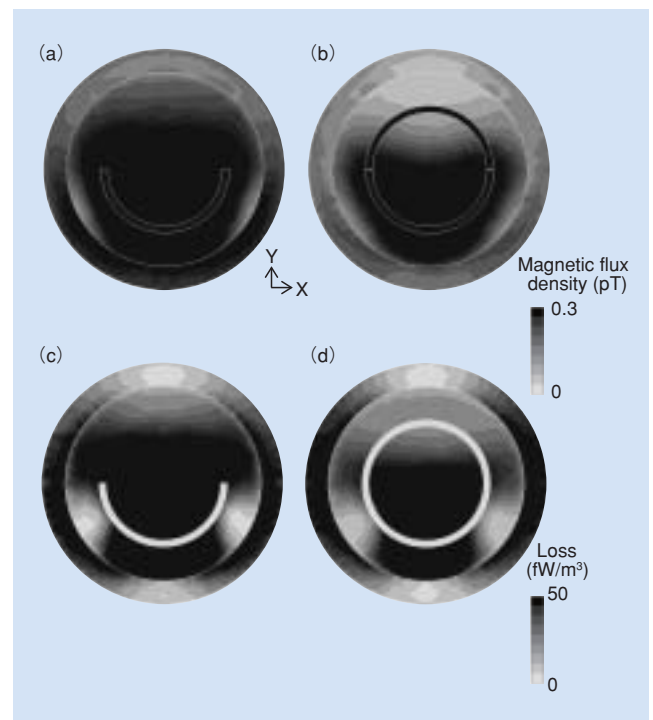


図5 金属ケース部における漏洩磁束密度および渦電流損失

(a) type Aにおける漏洩磁束 (b) type B ($G=0.03$ mm) における漏洩磁束 (c) type Aにおける損失 (d) type B ($G=0.03$ mm) における損失

Fig. 5 Distribution of the leakage magnetic flux density and eddy current loss (a) leakage magnetic flux density of type A, (b) leakage magnetic flux density of type B ($G=0.03$ mm), (c) loss of type A and (d) loss of type B ($G=0.03$ mm)

度の周期に合わせて計算しており、損失は一周期分の時間平均を表示した。同様に図5 (d) はtype Bにおける損失密度を表している。

(a) と (b) を比較すると、特にケース底部の上1/3の領域では (b) の磁束密度が低く、ケース側壁部の磁束密度が高い領域においても、(b) は (a) の半分程度の値を示し、副磁路による磁束密度抑制効果が確認された。次に渦電流損失密度を調べると、ケース底部において最も濃い色で表される $W_r \geq 45 \text{ fW/m}^3$ の領域は、(d) が (c) の半分程度となった。しかし、ケース側壁部においては (a) よりも (b) の方が磁束密度が低かったにもかかわらず、(c) および (d) の外周部で $W_r \geq 45 \text{ fW/m}^3$ の領域の面積はほぼ等しく、両者の渦電流損失密度分布に大きな違いは表れなかった。

この結果から、損失が少なく効率の高いtype Bの場合、ケース側面方向から流入した外部磁束密度はケース側壁部で発生する渦電流によって一部は遮蔽されるが、遮蔽されなかった残りの外部磁束密度を有効に使って受信していると推察される。一方、type Aではケース側壁部に発生した渦電流による外部磁束密度の遮蔽度合いはtype Bと同程度だが、ケース底部における損失が大きいため主磁路コア部分での収束効果が低下したと推察される。

このように副磁路の採用により、金属ケース部への漏洩磁束が抑制できることが図5から確認された。そこで次に、副磁路と主磁路との磁気結合の強さを変えた場合に、副磁路の効果がどのように変わるかを調べた。磁気結合の効果を詳細に検討するために平行ギャップの形状とし、副磁路と主磁路とのギャップ長 (G_l) が0.003～3 mmの範囲で計算を行った。主磁路の形状は図5と同一の開角180°の条件とした。結果を図6に示す。ここで出力電圧は、主磁路のみの場合での出力電圧値で規格化した。

図6 (a) に示すQ値はギャップ長が狭いほど大となる傾向を示した。しかし、ギャップ長が0.03 mmよりやや広い条件で極大となり、これ以下ではQ値が急激に小さくなった。一方、図6 (b) に示す出力電圧はギャップ長が0.03 mmよりやや狭い条件で極大となり、それ以下では急激に下がる傾向を示した。

図6 (a) および (b) より、ギャップ長の変化に対し、Q値・出力電圧は上に凸型の類似の形状を示すが、Q値の方が若干広いギャップ長で極大を取り、Q値と出力の関係は必ずしも一致しなかった。この原因を考察するため、アンテナ系の損失とアンテナコイルに流れる電流について調べることとし、図7にギャップ長に対する依存性を示した。

図7 (a) の結果より副磁路と主磁路とのギャップ長が狭くなるほどケースで生じる渦電流損失は緩やかに低減し、外部磁界中にアンテナ系は配置せず金属ケースのみを配置した場合の損失値に近づく。ギャップ長が0.003 mmでの渦電流損失はギャップ長が3 mmでの損失の約1/2となる。一方、図7 (b) および (c) より、コイル電流はインダクタンスにおおむね反比例し、ギャップ長が狭くなるとコイル電流は低くなる。図7 (b) より、ギャップ長が

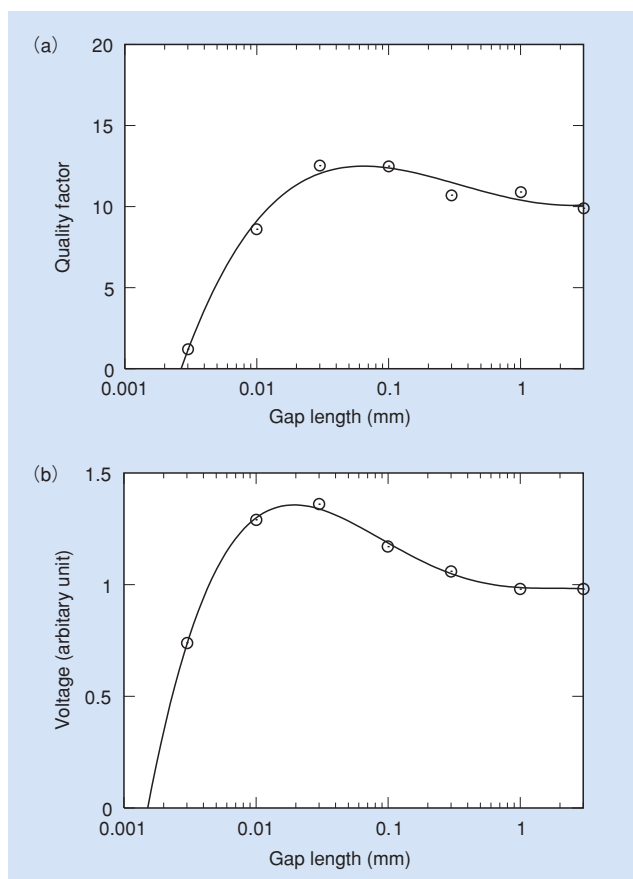


図6 type Bにおける、ギャップ長を変えた場合のQ値と出力電圧の変化 (a) Q値 (b) 出力電圧

Fig. 6 Dependence of the quality factor and output voltage on the gap length in a type B model (a) quality factor and (b) voltage

0.03 mmより狭くなるとコイル電流は急速に低くなる。式(2)の損失 P に対応する図7 (a) は、ギャップ長が狭くなるにしたがって減少しているが、ケース部で損失が減少する傾向よりもコイル電流が低くなる割合が大きくなっている。その結果、式(2)で得られるケースの交流抵抗 R_{ca} はギャップが狭くなると急増し、図6 (a) のようにQ値が急激に低下した。

この結果は主磁路コアの受信感度に関係していると考えられ、磁気的な性能としてはギャップ長が狭いほど損失が少なく高効率となり、ケース側面方向から流入する外部磁束密度が有効にアンテナに集磁され高出力を示すと考えられる。一方、図7 (b) の結果より電気的な性能としては、ギャップ長が狭いほどコイル電流が急速に低くなりQ値が小となった。その結果、アンテナ系の増幅率が劣化して低出力を示すと考えられる。このようにギャップ長の狭い領域では両者の出力への寄与が逆方向となるため、Q値と出力のギャップ長依存性に違いが現れたと推察される。

3.3 シート状副磁路を用いたアンテナ系での出力電圧

金属ケース内のアンテナは、副磁路を設けることでケース部への漏洩磁束を軽減し、渦電流損失による出力低下を抑制する効果があることがわかった。ここでは主磁路から

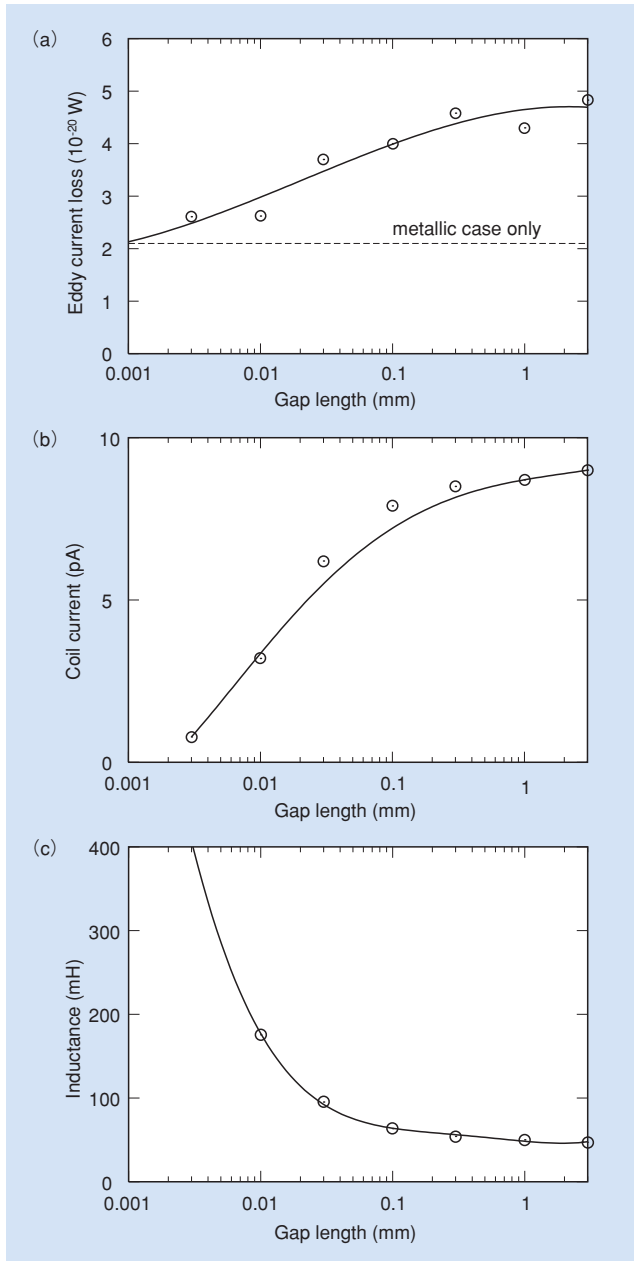


図7 type Bにおける、ギャップ長を変えた場合の渦電流損失、コイル電流およびインダクタンスの変化 (a) 渦電流損失 (b) コイル電流 (c) インダクタンス

Fig. 7 Dependence of the eddy current loss, coil current and inductance on the gap length of a type B model (a) eddy current loss, (b) coil current and (c) inductance

ケースへの漏洩磁束を防ぐ構成の一例として、シート状の副磁路を用いたtype Cについて検討し、type Bとは形状および配置が異なる副磁路を用いた場合にも、金属ケースによる出力低下が抑制できるかを確認した。

解析に用いたシート状の副磁路の形状を図8に示す。図8では表示を省略したが、主磁路の形状およびケース内での配置等はtype Bと同一条件とした。副磁路の位置については、長・短針を駆動するためのモーターをケース中央付近に配置したいという動作機構上の制約があり、ケース中心部を横断するような形状を設定することができない。そこで副磁路はケース裏蓋への貼付を想定し、裏蓋から

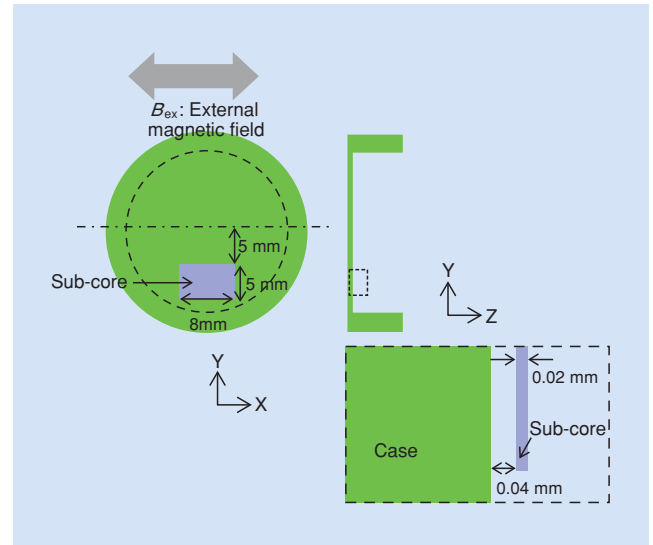


図8 解析に用いたシート状の副磁路の形状 (type C)

Fig. 8 Simulation model for type C of antenna with a sheet-type sub-core

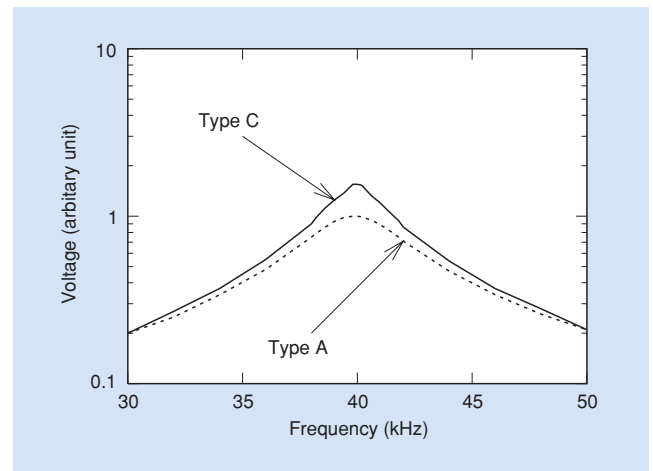


図9 シート状副磁路によるアンテナ特性の変化

type A, type Cを用いた場合をおのの破線、実線で示す

Fig. 9 Output voltage of the antenna in a watch case. The dashed and solid lines represent the voltages for type A and type C, respectively.

0.04 mm 離して配置した。

type Cでのアンテナ系特性をtype Aと比較し、図9に示す。主磁路のみで構成されたtype Aに比べ出力は1.6倍に増加し、副磁路による特性改善効果が見られる。

シート状副磁路の効果を確認するためtype A とtype Cのアンテナ系を用いて、金属ケース部に誘導された渦電流損失の分布を計算し、おのの図10 (a) と (b) に示す。副磁路位置を破線で示す。(b) では、副磁路の両脇では局所的に損失が大となるものの、中央では損失が小となり副磁路による渦電流路の分断が見られる。

3. 4 副磁路を用いたアンテナの小型化検討

電波腕時計は、商品化当初はケースの比較的大きなスポーツウォッチなどに採用されたが、その市場への普及に伴いドレスウォッチさらには女性用などの小型のケースへの適用が求められている。そこで副磁路を用いたアンテナの小型化検討を行った。ここでは一例として、リング状の磁性材を2個のギャップで主磁路と副磁路とに分割し、主磁路を小型化した場合について出力の変化を調べた。

図11はアンテナに副磁路を付随させた形状モデルで、リング状の磁性材をギャップで主磁路と副磁路とに分割し、主磁路およびギャップの開角をパラメータとして解析を行った。解析に用いた主磁路の開角は $90^{\circ} \sim 180^{\circ}$ で、ギャップの開角 G_a は 0.25° および 2.5° で、ギャップの開角 G_a を介して残りの円周部分が副磁路となる形状である。ここで副磁路と主磁路との磁気結合の強さが強い場合と弱い場合を比較するべく、ギャップが狭い場合と広い場合の2例を示す。副磁路の断面積は主磁路と同一である。主磁路より長い等しい副磁路を持つこの形状モデルをtype Dと呼ぶ。

リング状の副磁路を用いたtype Dについて、副磁路と主磁路とのギャップの開角 G_a および主磁路の開角を変えた場合の出力電圧の変化を計算した。その結果を図12に示す。ここで出力電圧は、主磁路のみで構成されるtype Aのアンテナにおいて主磁路長が 180° の場合での出力電圧値で規格化した。

副磁路の有無や主磁路とのギャップの開角に因らず主磁路が長いほど高出力となる。これは主磁路が長くなるにしたがい、形状に依存する磁気異方性が大きくなってX方向の反磁場係数が小さくなることで、主磁路の実効透磁率が増加して高出力となったと推察される。しかし腕時計ケースを小型化する場合主磁路も小さく短くせざるを得ず、副磁路による出力向上が期待される。

これに対し図12より、 G_a が 0.25° の条件では20～30%程度の出力向上が確認された。この条件について金属ケースへの漏洩磁束を調べると、図5と同様に副磁路を配置することにより金属ケースへの漏洩磁束が顕著に抑制されており、小型化によって下がった出力の回復効果が期待できる。例えば主磁路のみで構成されるtype A形状で主磁路の開角 180° と同等の出力が、 G_a が 0.25° の条件では主磁路の開角 120° で得られ、主磁路長さを2/3に小型化することが可能と期待される。

一方 G_a が 2.5° の条件では、出力変化は $-4 \sim +6\%$ と副磁路のないアンテナとほぼ同等の出力であり、主磁路の開角が狭い領域では若干出力が低下している。さらに G_a を広げた場合、副磁路採用によりかえって出力が低下する傾向が顕著となる。副磁路採用により出力が低下した条件を調べると、副磁路自身が外部磁束密度を集めすぎ、主磁路への信号到来を妨害したり金属ケースへの漏洩磁束を増大させていたりしていることがわかった。

以上述べたように、金属ケースへの漏洩磁束を抑制する副磁路は、リング状やシート状の形状に因らず主磁路を構成する磁気コアと結合して渦電流損失を制御することがわ

かった。また副磁路自身が外部磁束密度を集めすぎると、主磁路への信号到来を妨害したり金属ケースへの漏洩磁束を増大させたりして、出力を下げる恐れがあることもわかった。したがって、副磁路付きアンテナの設計においては、その磁気特性によって副磁路の形状や副磁路と主磁路との間隔などの相対的な配置を最適化することが重要と推察される。

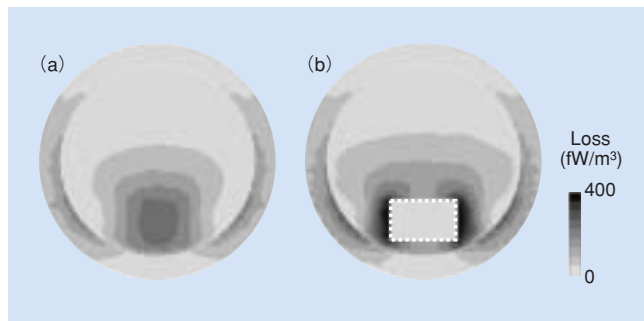


図10 type Aおよびtype Cでの金属ケース部における渦電流損失
(a) type A (b) type C

Fig. 10 Distribution of eddy current loss in types A and C, (a) type A and (b) type C

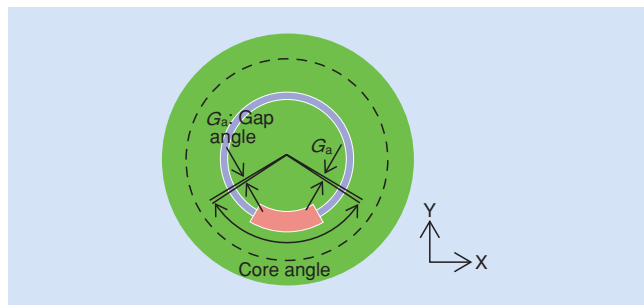


図11 解析に用いたリング状副磁路を付随させたアンテナの形状 (type D)

Fig. 11 Simulation model for type D of antenna with a ring-type sub-core

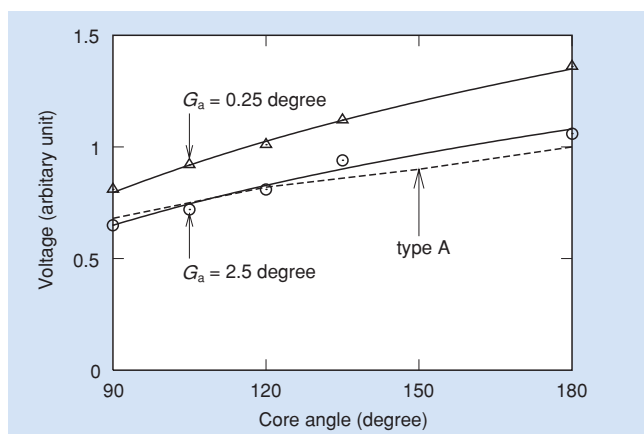


図12 type Dにおける、ギャップ長および主磁路長を変えた場合の出力電圧の変化

Fig. 12 Dependence of the output voltage on the core angle of a type D model

4. 結 言

電波腕時計用アンテナに電波時計検出用基準電波を模擬した外部磁束密度を印加し、アンテナ系の出力電圧を、3次元動磁場解析と回路解析との連成解析により算出した。さらに金属ケースにアンテナを内蔵したという条件のもと、副磁路の効果を検討した。これらの結果により、以下のことがわかった。

腕時計のケース材を導電性のない材料からTi合金に変えた場合、出力電圧は、ケースに誘起された渦電流損失により約一桁小となる。出力の回復策として3タイプの副磁路の解析を行い20～60 %の出力向上の見通しを得、また感度向上の手法としての以下の設計指針を得た。

金属ケースへの漏洩磁束を抑制する副磁路は、リング状やシート状の形状に因らず主磁路を構成する磁気コアと結合して渦電流損失を制御できる。渦電流損失の制御においては、副磁路・主磁路間の磁気結合強さが重要であり、弱すぎても強すぎても渦電流損失が増大したりQ値が低下したりするため、結合強さを最適範囲に設計することがひとつの指針となる。

また副磁路自身が外部磁束を集めすぎると、主磁路への信号到来を妨害したり、副磁路自身からの漏洩磁束により金属ケースの渦電流が増加し、出力を下げる恐れがある。したがって、主磁路と比較し副磁路が磁束を集めやすい形状にならないよう留意が必要である。

なおアンテナ系の増幅率を示すQ値はアンテナ感度を決定する重要因子のひとつであるが、高いQ値を示す条件が必ずしも高出力を示すとは限らない。本報ではその例をあげ、ケース渦電流損失の大小が信号磁束のアンテナへの収束性に影響を及ぼすためと推察した。

電波腕時計のさらなる小型化への対応として、主磁路のみで構成されるアンテナと比べ、副磁路を採用した場合は約2/3のサイズの主磁路で同等の出力が期待されることを示した。なお電波腕時計には、国内では40 kHzと60 kHzの、国際的には100 kHzまでの標準電波信号へのマルチ受信が求められる。このような高周波に対応する最適解を設計する際には、アンテナ系を構成する磁性材料の磁気損失が問題となる可能性もあり、このような磁気損失も考慮したシミュレーションの実施が今後の課題である。加えて磁性材料としては、積層材の各磁性層をより薄くすることが求められると予想される。

引用文献

- 1) N. Kurihara : Review of the CRL, 49 (2003), 167.
- 2) T. Sano, N. Minami, T. Kodani, H. Araki, and M. Mita: J. Magn. Soc. Jpn., 28 (2004), 517.
- 3) M. Mita, H. Araki, and C. Mitsumata: Kokai Tokkyo Koho JP 2006-067544 (2006).



菊地 慶子

Keiko Kikuchi
日立金属株式会社
生産システム研究所
工学博士



三俣 千春

Chiharu Mitsumata
日立金属株式会社
生産システム研究所
工学博士



三田 正裕

Masahiro Mita
NEOMAX エンジニアリング株式会社
NEOMAX Engineering Co., Ltd.
工学博士