標準電波受信用アンテナに関する研究

田中　興一[*]　　星野　公明[*]　　丸山　英樹[*]
井浦　博男[**]　　片原　義浩[**]　　浜谷　剛[**]

Study on an Antenna of Radio wave for Frequency and Time standard

by
TANAKA Kouichi [*], HOSHINO Kimiaki [*], MARUYAMA Hideki [*]
IURA Hiroo [**], KATAHARA Yoshihiro [**] and HAMAYA Takeshi [**]

抄録

標準電波を受信して時刻を自動的に修正する電波時計に用いるアンテナの小型化を目的として開発を行った。アンテナコイルに用いるコアの両端にツバをつける（ドラム型コアと呼ぶ）と，コア材の見掛け透磁率が向上し，ドラム型コアを用いないものと比べると，インダクタンス値及び受信電圧値が大きくなることが分かった。したがって，同じインダクタンス値のアンテナコイルの場合，ドラム型コアを用いることにより，従来のコイルに比べて小型のアンテナを作製することが可能となった。

また，設計の効率化を図るため，電磁界解析ソフトを用いてシミュレーションを行なった。ドラム型コアは，電磁界解析ソフトでもその有効性を確認できた。

1.　緒言

標準電波(40kHz,60kHz)を受信し，正確な時刻を表示する電波時計は，アンテナが大きいため置き時計型がほとんどであったが，最近腕時計型も製品化されている。しかし，アンテナが大きく厚みがあるため，いっそうの小型化が望まれている。

本研究では，標準電波受信用アンテナの小型化と感度向上を目的とし，電波アンテナ技術に関する研究と製品開発を行う。アンテナの小型化と特性向上を進めることで，腕時計への搭載が拡大されると共に，その他の時間機能を有する家電製品や測定器などへの市場拡大も期待できる。また，長波帯を利用した車載用キーレスエントリのアンテナへも，技術の応用が見込まれる。

2.　標準電波と電波時計

2.1.　標準電波とは

標準電波ＪＪＹは，時間と周波数の標準，並びに協定世界時(ＵＴＣ)に基づく日本標準時(ＪＳＴ)を広く国の内外に知らせるために，通信総合研究所で運用している電波である。長波帯（福島県：４０kHz,佐賀県：６０kHz）のＪＪＹでは，時刻に関する情報としてタイムコードを送信している。

電波は電離層の影響などで精度が低下するので，電離層の影響を受けにくい長波帯の電波を用い，２４時間の周波数比較平均値で 1×10^{-11} の精度を得ることができる。

表 2.1 に標準電波の諸元を示す。

表 2.1 標準電波の諸元

呼出符号	ＪＪＹ(標準周波数局)	
送信所	おおたかどや山 標準電波送信所 福島県田村郡	はがね山 標準電波送信所 佐賀県佐賀郡
緯度 経度	37°22′ N 140°51′ E	33°28′ N 130°11′ E
ｱﾝﾃﾅ形式	傘型 250m高	傘型 200m高
空中線電力	５０kW （実効輻射電力１０kW）	
周波数	40 kHz	60 kHz
備考	1999.6.10 開局	2001.10.01 開局

[*]研究開発センター
[**]新デンシ株式会社

2.2. 電波時計とは

標準電波を受信し，自動的に時刻を修正して，常に正しい時刻を表示する時計である。

図 2.1 に電波時計の仕組みを，図 2.2 に電波時計（腕時計裏面）およびアンテナを示す。

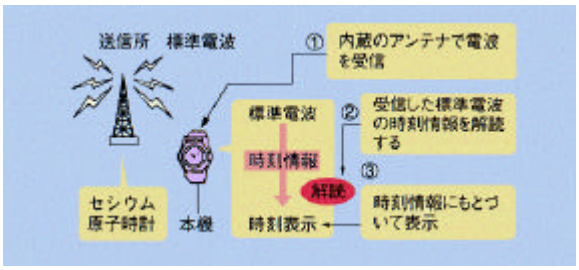

図 2.1 電波時計の仕組み

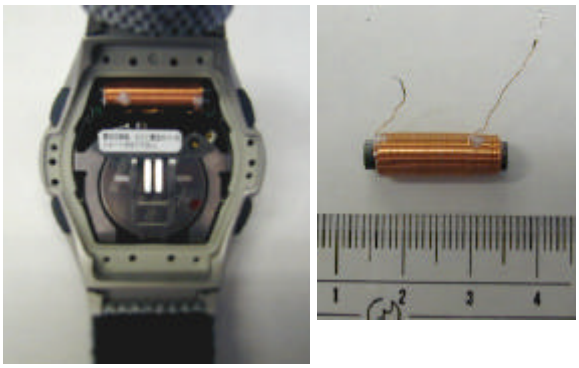

図 2.2 電波時計とアンテナ

3. アンテナの理論的解析

3.1. コイルのインダクタンスとQ

コイルのインダクタンスLは，コイルの巻き数をN，断面積をS，長さをl，コアの透磁率をμとすると，

$$L = KmN^2 S/l$$

により求まる。ただし，この式は単層巻きの場合であるが，多層巻きの場合でも近似的な値として求めることが出来る。また，Kは長岡係数と呼ばれる値で，コアの長さlとコアの断面積の半径rの関係より，近似的に以下の式で求まる。

$$K \cong \frac{1}{1+0.9r/l}$$

上記式より，インダクタンスを大きくするには，透磁率を高くする，巻数を多くする，断面積大きくすることである。長さについては，後述の見かけ透磁率と関係する。

また，コイルの品質係数Qは，インピーダンスの実部をRs としたとき，

$$Q = \frac{wL}{Rs}$$

となる。

3.2. 見かけの透磁率

アンテナコイルのコアは有限の長さを持っているので，磁界$\boldsymbol{H}$は外部磁界$\boldsymbol{Hex}$ だけでなく磁心の両端に現れる磁極によって生じる磁界$\boldsymbol{Hd}$ との差でつくられる。すなわち，

$$H = H_{ex} - H_d$$

となる。$\boldsymbol{Hd}$ はいつも磁化と逆向きになるため，反磁界と称する。一般に，$\boldsymbol{Hd}$ は磁化の強さ$\boldsymbol{I}$に比例し，

$$H_d = N\frac{I}{m_0}$$

と書くことができる。比例係数Nは反磁界係数といい，磁心の形（長径と短径の比）に関係する。磁心が細長いときにはNは小さく，太く短い時にはNは大きい。

したがって，外部磁界$\boldsymbol{Hex}$ に対する磁束密度の比は，見かけの透磁率で，

$$m_{eff} = \frac{B}{m_0 H_{ex}}$$

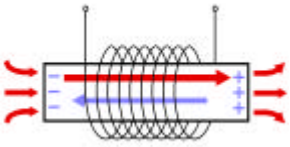

図 3.1 反磁界

であり，

$$B = m_0 H + I$$

であるので，

$$H = H_{ex} - \frac{N}{m_0} I = H_{ex} - \frac{N}{m_0}(B - m_0 H)$$

両辺を$\boldsymbol{B}$で割り，透磁率に書き換えると，

$$\frac{1}{m_0 m_r} = \frac{1}{m_0 m_{eff}} - \frac{N}{m_0}\left(1 - \frac{1}{m_r}\right)$$

$m_r = \infty$とおいてみると，

$$m_{eff} = \frac{1}{N}$$

となる。

表 3.1 に丸棒コアの寸法比と反磁界係数，見かけの透磁率を示す。

表 3.1　反磁界係数

寸法比（長径/短径）	丸棒の反磁界係数(N)	見かけの透磁率(μeff=1/N)
1	0.27	3.703703704
2	0.14	7.142857143
5	0.04	25
10	0.0172	58.13953488
20	0.00617	162.0745543
50	0.00129	775.1937984
100	0.00036	2777.777778
200	0.00009	11111.11111
500	0.000014	71428.57143
1000	0.0000036	277777.7778
2000	0.0000009	1111111.111

見掛けの透磁率の観点からすると，細長いコイルの方が見かけ透磁率が大きくなり，インダクタンス値が大きくなる。

3.3.　アンテナと共振回路

ループアンテナは，ループ内の磁界エネルギーを電力に変換する。磁束密度を高めるためにループ内に透磁率の高いフェライト（磁性材料）を挿入したものが，フェライトバーアンテナである。

周波数の選択には，LCR 並列共振回を用いる。コイルの誘導リアクタンス X_L と，コンデンサの容量リアクタンス X_C が等しいとき共振が起こり，そのときの周波数は，

$$f = \frac{1}{2p\sqrt{LC}}$$

で、共振周波数と呼ぶ。

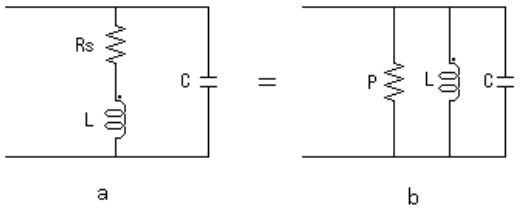

図 3.2 並列共振回路

並列共振回路は定電流源回路で，アドミッタンスYは，

$$Y = P + \frac{1}{jwL} + jwC$$

となる。共振時には，LとCのサセプタンスが相殺してゼロとなるからアドミッタンスはPだけとなる。

実際の並列共振回路は，コンデンサの損失は無視しうるものとし，コイルだけに損失があるものとすれば図 3.2a となる。ここで，$wL >> Rs, Q >> 1$のとき，抵抗 Rs を図 3.2b のように並列抵抗に変換し，parallel resonant impedance の意味でPとおくと，次の式で表せる。

$$P = \frac{w^2L^2}{Rs} = wLQ = \frac{Q}{wC} = \frac{L}{CRs}$$

この場合，ωLであったインピーダンスが共振するとQ倍に上昇してPになると考えられ，共振インピーダンスと呼ばれている。

3.4.　磁界中で発生する電圧

周波数fで変化している磁界Hの中におかれた，断面積S，巻数N，見かけ透磁率μのフェライトバーアンテナ（電波の到来方向と直角の向き）に誘起する電圧は，ファラデー電磁誘導の法則により，

$$e = -N\frac{\partial \Phi}{\partial t} = -jwNSmH$$

となる。このとき，コイルに流れている電流は，

$$I = \frac{-jwNSmH}{jwL} = \frac{-NSmH}{L}$$

である。

いま，このアンテナに周波数fで共振する容量のコンデンサをつけたとき，コイルとコンデンサの電流は相殺して，見かけ上電流は流れない。図 3.2b の等価抵抗Pにこの電流が流れることになるので，発生する電圧は，

$$V = \frac{-NSmH}{L} * 2pfLQ = -2pfNSmHQ = e * Q$$

となり，電磁誘導で発生した電圧がQ倍になることがわかる。したがって，理論的には，コイルの巻数N，コイルの断面積S，見かけの透磁率μ，コイルのQに比例した電圧が発生することになる。しかし，実際には交流抵抗の増加や，共振コンデンサの損失の影響を受けるので，その値は小さくなる。

4. 電磁界解析ソフトによる特性の予測

4.1. インダクタンス，および見かけ透磁率の求め方

電磁界解析ソフトは JMAG-Studio を用いた。シミュレーションでインダクタンスを求める場合，磁束から求める方法と蓄積エネルギーから求める方法がある。

磁束から求める場合，コイルに流す電流を I，そのときに発生する磁界をΦとすると，

$$\Phi = LI$$

という関係がある。よって，$L = \Phi / I$ よりインダクタンスが求まる。

次にコイルに蓄積されるエネルギーから求める場合，コイルに流す電流を I，蓄積されるエネルギーを U とすると，

$$U = \frac{1}{2} LI^2$$

となり，両辺を微分して変形すると，

$$L = \frac{\Delta U}{I \Delta I}$$

となる。非線形の場合は，I(A)のときと I+ΔI(A)のときの蓄積エネルギーを計算し，その差分を上記式に代入することにより L を求めることができる。

また，見かけ透磁率は，コア材があるときのインダクタンス値 L と，空心のときのインダクタンス値 L’の比であるので，シミュレーションで各値を求めて，

$$m_{eff} = \frac{L}{L'}$$

を計算することにより，求めることができる。

4.2. 実測との比較

試作したサンプルコイル（図 4.1）について，シミュレーションと実測の比較を行った。サンプル 1 はツバのないコイル，サンプル 2 はツバ厚 1㎜ のコイル，サンプル 3 はツバ厚 2㎜ のコイルである。図 4.2 にシミュレーション結果（磁束密度）を示す。

インダクタンスについてはシミュレーションより求めた値，受信電圧につては，サンプル 1 の受信電圧を基準にして，見かけ透磁率と Q 値の比により求め，実測値と比較した。

また，受信電圧の測定は図 4.3 の測定系を用い，実効値を測定した。

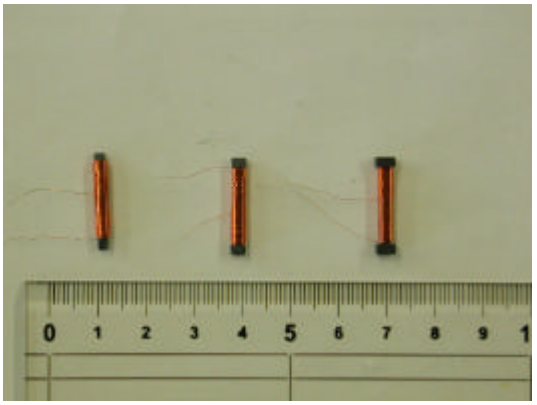

図 4.1 サンプルコイル

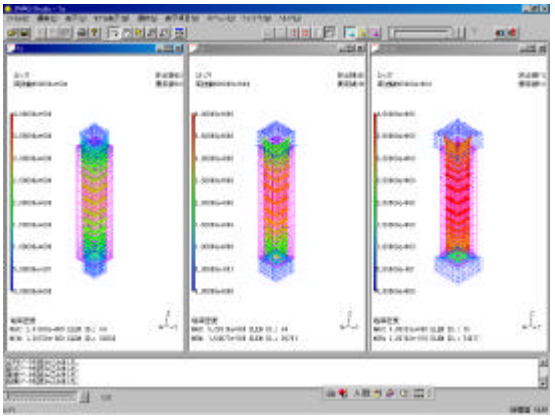

図 4.2 シミュレーション結果
（磁束密度）

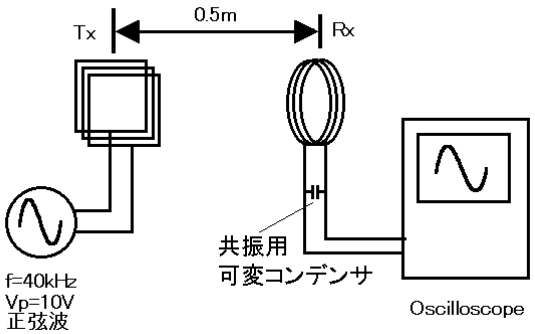

図 4.3 受信電圧測定系

表 4.1 に，コイルの仕様・実測結果・シミュレーションにより求めた値を示す。図 4.4 にインダクタンスの実測値とシミュレーションより求めた値を，図 4.5 に受信電圧の実測値と計算より求められる予測値を示す。

表 4.1 コイルの仕様・実測・予測値

		サンプル1	サンプル2	サンプル3
仕様	コアの大きさ(mm)	2×2	2×2	2×2
	断面積(mm2)	4	4	4
	ツバの大きさ(mm)	2×2	3×3	4×4
	ツバのはみ出し(mm)	0	1	2
	コアの長さ(mm)	20	20	20
	巻き線部長さ(mm)	16	16	16
	ツバの幅	2	2	2
	巻き数	760	760	760
実測	実測L(mH)	7.61	8.96	10.8
	Rs(Ω)	27.2	27.6	29
	Q	70.3	81.3	93.6
	受信電圧(mVrms)	57	72	105
シミュレーション	計算L(mH)	7.42	9.04	11.1
	計算・空心L（mH)	0.233	0.233	0.233
	見かけ透磁率	31.84549	38.79828	47.63948
計算	予想受信電圧(mVrms)	57	80.31092	113.531

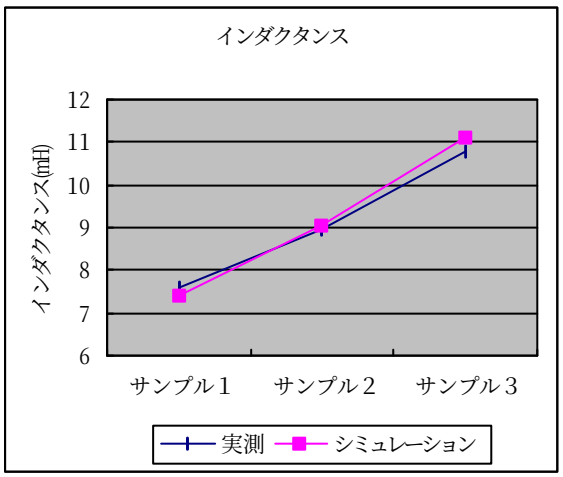

図 4.4 インダクタンスの比較

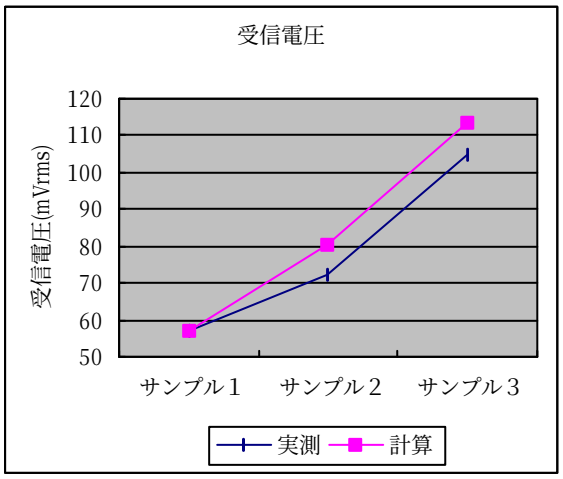

図 4.5 受信電圧の比較

図 4.4 より，電磁界シミュレーションで求めたインダクタンスの値と，実測の値はよく一致していることがわかる。一方，図 4.5 より，受信電圧の実測値は予測値より小さくなった。これは先にも述べたが，交流抵抗の増加と共振コンデンサの損失の影響と考えられる。

また，サンプル１よりサンプル２、サンプル３の方が，見かけ透磁率が高くなり，インダクタンス値や受信電圧値が大きくなっている。つまり，ツバが大きいほど，その効果は大きいと言える。

5. 結言

(1) コアの両端にツバをつけたドラム型コイルは，見掛け透磁率が大きくなり，インダクタンス値，及び受信電圧が向上する。このコアを用いることにより，アンテナの小型化が可能である。

(2) 共振インピーダンスはコイルのインピーダンスωL のQ倍になり，受信電圧は電磁誘導で発生する電圧のQ倍になる。

(3) 電磁界解析ソフトを用いたシミュレーションで，インダクタンス値，見掛け透磁率の値を求めることができ，実測値とほぼ一致する。

(4) 受信電圧の予測は，見掛け透磁率，巻き数，断面積，Qの比より計算で求めることができるが，交流抵抗の増加や，共振コンデンサの損失の等の影響により，実測値は予測値より小さくなる。

この研究により，ドラム型コアを用いた標準電波受信用アンテナ，自動車用キーレスエントリアンテナを開発し，各メーカに試作品を提出した。