

# 海水中におけるアンテナ間の伝送効率

藤井 直道, 佐藤 弘康, 陳 強 (東北大学大学院工学研究科)

概要: 近年, 海中通信や海中の物体の位置推定に電波を利用することが検討されている. 海中では伝搬距離を確保するためにできるだけ低周波の電波を用いることになる. しかし電波の波長に合わせてアンテナを設計してしまうと海中での運用に支障が出るほどの大きさになってしまうため, 一般に海中アンテナは波長と比べて極端に小さい小形アンテナとなり, 整合回路が必須となる. 本報告では, 小形アンテナを海中通信に用いる際に整合回路の損失を含めた伝送効率をシミュレーションによって計算した結果を示す.  
キーワード: 整合回路, ダイポールアンテナ, ループアンテナ, 海中通信

## 1. まえがき

海中で電波を利用する際の最も大きな問題は, 海水の持つ  $4 \sim 6 \text{ S/m}$  と高い導電率による伝搬損失である. この伝搬損失のため海中を進む電波は距離に対して指数関数的に減衰する. 伝搬損失は電波の周波数が高くなるほど大きくなるため, 長距離通信を行いたいのであれば帯域幅が許す限り低周波の電波を用いることが望ましい. さて, 低周波の電波を用いるときに問題となるのがアンテナの大きさである. 例えば,  $10 \text{ kHz}$  の電波を送受信する半波長ダイポールアンテナを作りたいとする. 真空中での  $10 \text{ kHz}$  の電波の波長は約  $30 \text{ km}$  であるからアンテナは約  $15 \text{ km}$  もの長さになる. 誘電体の波長短縮効果を利用するためにアンテナを真水で覆ったとしても真水中での実効波長は約  $3.4 \text{ km}$  でアンテナ長は約  $1.7 \text{ km}$  である. このような大きさのアンテナを海中で運用することは難しく, 海中アンテナは可能な限り小型であることが求められる.

アンテナの寸法が波長と比べて極端に小さい, いわゆる小形アンテナではその入力インピーダンスが一般的な送受信機の入出力インピーダンスとかけ離れた値をとる. また小形アンテナでなくとも, 海水に導体を直接接触させるタイプの海中アンテナでは入力インピーダンスは非常に小さい値をとる. そのため, どの場合も海中アンテナと送受信機の間インピーダンス整合回路を設ける必要がある. 整合回路はインダクタ, キャパシタ, トランス, あるいは伝送線路などの分布定数素子を組み合わせで構成される. これら整合回路を構成する回路素子はリアクタンス成分の他に, 銅損, 鉄損, 漏れ電流, 誘電体損失などに起因する抵抗成分を持つ. この抵抗成分のため, 現実の整合回路には損失が発生することになる. 例えアンテナ単体が優れた特性も持っていたとしても, その入力インピーダンスが極端に大きかったり小さかったりすると大きな整合回路損失が発生することが考えられる. そのため, 海中アンテナに関してはアンテナと整合回路を一体として評価することが肝要である.

本報告では, 3種類の海中アンテナに対して FDTD 法

により入力インピーダンスとアンテナ間の伝送特性を計算し, それに整合回路を接続したときの放射効率と伝送効率を求めた結果について報告する. 海中アンテナとしては露出ダイポールアンテナ, 真水のシース付きダイポールアンテナ, シース付ループアンテナについて計算した. 整合回路はインダクタやキャパシタを2つ組み合わせた L 型整合回路とし, 各素子には Q 値を設定し現実的な損失を持たせた.

## 2. 整合回路の設計

インピーダンス整合回路の基本形は L 型, T 型,  $\pi$  型トポロジーの LC 回路, あるいはトランスである. L 型回路は2つの素子, T 型および  $\pi$  型は3つの素子から構成される. L 型回路は入出力のインピーダンスが決まれば帯域幅が自動的に決まってしまうが, T 型および  $\pi$  型回路では設計者が帯域幅を決めることができる. 本研究では帯域幅について考慮する必要はないので L 型回路を採用した.

図1, 2の点線で囲まれた部分が L 型整合回路である. 図中の  $Z_s = R_s + jX_s$  が直列素子,  $Z_p = R_p + jX_p$  が並列素子であり, 直列素子が入力側に近い(図1), 出力側(図2)に近いかの2つの形がある. 最適な L 型整合回路を設計する際は, 各素子をインダクタにするかキャパシタにするか, 素子の位置関係をどうするか, 合わせて8通りの組み合わせから最も効率の良い構成を選ぶ.

### 2.1 直列-並列型整合回路

図1の点線に囲まれた回路が直列-並列型の L 型整合回路である. この回路に負荷インピーダンス  $Z_l = R_l + jX_l$  を接続したときの入力側から見たインピーダンス  $Z_{in}$  は式(1)となる.

$$Z_{in} = R_s + jX_s + \frac{(R_l + jX_l)(R_p + jX_p)}{R_l + R_p + j(X_l + X_p)} \quad (1)$$
$$= Z_0$$

$R_s = X_s/Q_s$ ,  $R_p = X_p/Q_p$  であり,  $Q_s$  と  $Q_p$  は各素子の Q 値である. なお, 素子にキャパシタを用いる際は便宜的に Q 値として負数を与える必要がある. この  $Z_{in}$  を  $Z_0$  に整合するような  $X_s$  と  $X_p$  の値は, 式(2)を  $X_p$  について解き, 式(3)へ代入することで得られる.

$$(Q_s(Z_0 - R_l) + X_l)\left(1 + \frac{1}{Q_p^2}\right)X_p^2$$
$$+ (2Q_s Z_0\left(\frac{R_l}{Q_p} + X_l\right) - \left(\frac{Q_s}{Q_p} - 1\right)(R_l^2 + X_l^2))X_p$$
$$+ Q_s Z_0(R_l^2 + X_l^2) = 0 \quad (2)$$

$$X_s = -\frac{(R_l^2 + X_l^2)X_p + (R_p^2 + X_p^2)X_l}{(R_l + R_p)^2 + (X_l + X_p)^2}$$

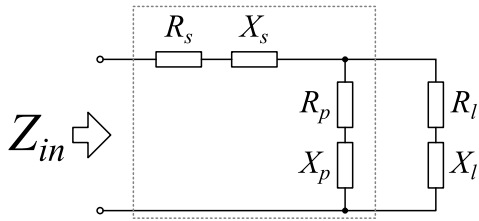


図 1: 直列-並列型整合回路

## 2.2 並列-直列型整合回路

図 2 の点線に囲まれた回路が並列-直列型の L 型整合回路である。この回路に負荷  $Z_l = R_l + jX_l$  を接続すると入力側から見たインピーダンス  $Z_{in}$  は式 (4) に示す値になる。

$$Z_{in} = \frac{(R_l + R_s + j(X_l + X_s))(R_p + jX_p)}{R_l + R_s + R_p + j(X_l + X_s + X_p)} \quad (4)$$

$$= Z_0$$

この  $Z_{in}$  を  $Z_0$  に整合するような  $X_s$  と  $X_p$  の値は、式 (5) を  $X_s$  について解き、式 (8) へ代入することで得られる。

$$\left(1 + \frac{1}{Q_s^2}\right)X_s^2 + \left(2\frac{R_l}{Q_s} + 2X_l + \frac{Z_0}{Q_p} - \frac{Z_0}{Q_s}\right)X_s + (R_l^2 + X_l^2 - Z_0R_l + \frac{Z_0}{Q_p}X_l) = 0 \quad (5)$$

$$B_p = \frac{X_l + X_s}{(R_l + R_s)^2 + (X_l + X_s)^2} \quad (6)$$

$$G_p = -\frac{B_p}{Q_p} \quad (7)$$

$$X_p = -\frac{B_p}{G_p^2 + B_p^2} \quad (8)$$

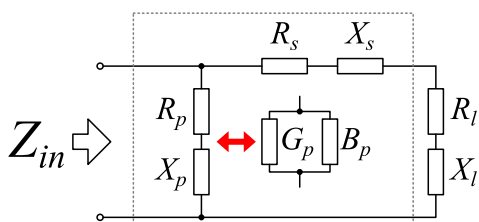


図 2: 並列-直列型整合回路

## 3. アンテナの放射効率の計算

まずアンテナ単体での入力インピーダンスを  $Z_0$  に整合する整合回路を設計し、アンテナの抵抗成分に消費される電力の入力電力に対する割合を計算した。

(3) アンテナは露出ダイポールアンテナ (図 3 左)、シース付ダイポールアンテナ (図 3 右)、シース付ループアンテナ (図 4) の 3 種類で、十分な海水 ( $\epsilon_r=80, \sigma=4 \text{ S/m}$ ) に浸したときの入力インピーダンスを FDTD 法によるシミュレーションによって求めた。本報告では、「露出」とは海水にアンテナ導体が直接接触していることで、「シース付」とは絶縁体で導体を覆っていることを指す。シースの厚みは約 0.1 m で材質は真水 ( $\epsilon_r=80, \sigma=0 \text{ S/m}$ ) である。求められた各アンテナの入力インピーダンスから計算された 50  $\Omega$  系に対する反射係数を図 6 に示す。

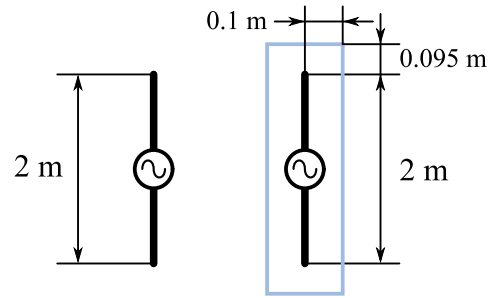


図 3: ダイポールアンテナ (左:露出, 右:シース付)

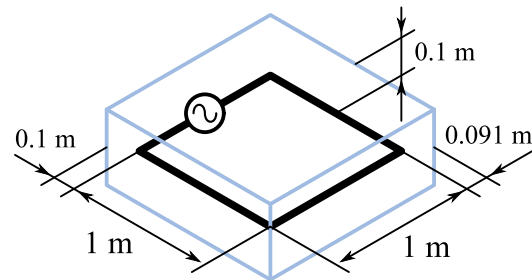


図 4: シース付ループアンテナ

各アンテナについて、注目している周波数での入力インピーダンスを  $Z_0$  に整合するような整合回路のパラメータを 2.1, 2.2 で示した方法によって求め、F 行列に変換した。図 5 に示すように整合回路の F 行列にアンテナと同じ入力インピーダンスを持つ負荷  $Z_l$  を接続し、以下に示すように  $Z_l$  の抵抗成分に消費される電力  $P_r$  を入射電力  $P_{inc}$  で割った値を、整合回路を含めた放射効率  $\eta$  とした。ただしこの場合、整合回路は  $Z_l$  を完全に  $Z_0$  に整合することが可能であるため  $P_{inc} = P_{in}$  と置き換えて差し支えない。

$$\eta = \frac{P_r}{P_{inc}} = \frac{\text{Re}(Z_l)|I_2|^2}{\text{Re}(V_1^* I_1)} \quad (9)$$

そうして求められた放射効率の周波数特性を図 7 に示す。整合回路の各素子の Q 値が 10 および 100 の場合についてそれぞれ計算した。

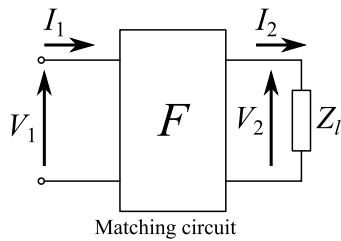


図 5: 放射効率の計算

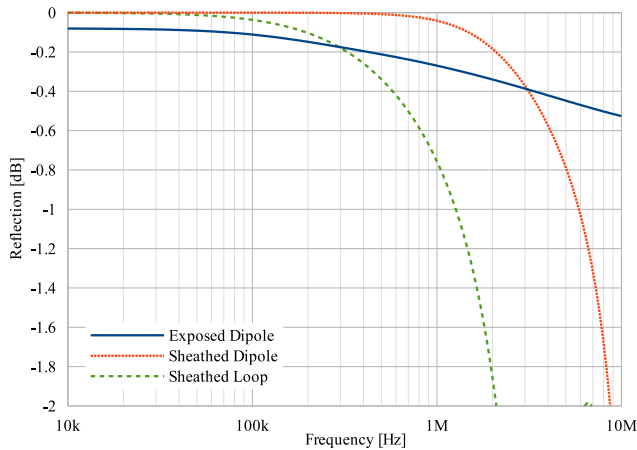


図 6: 各アンテナの反射係数

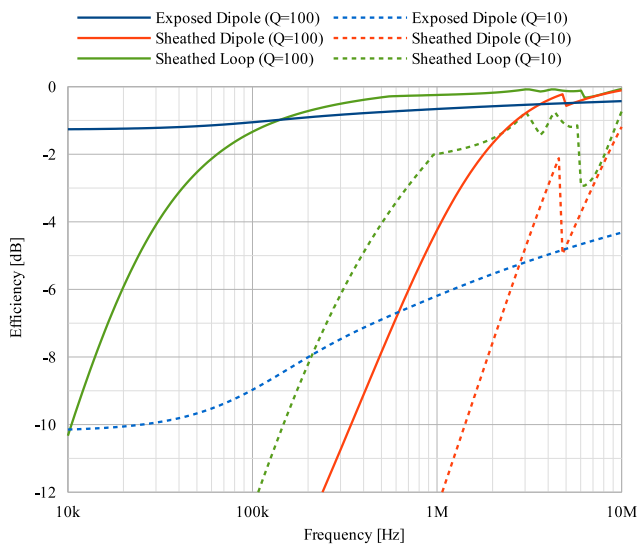


図 7: 放射効率の計算結果

図 7 より,  $Q$  値が 10 の場合と 100 の場合を比較すると,  $Q$  値が小さくなると整合回路の損失が大きくなり放射効率が下がることが確認できる. しかし現実的な回路素子の  $Q$  値として 10 は低すぎるため, 以下は  $Q=100$  の結果に着目して評価する. 次に図 6 と図 7 を見比べると, どのアンテナにおいても反射係数が大きいときほど放射効率が下がっていることが確認できる. 反射係数が大きいということは整合回路の変換するインピーダンスの比が大きいということであり, 整合回路内で極端な値のリア

クタンスが必要とされ, それに伴って損失抵抗が大きくなるため効率が下がると考えられる. アンテナを比較すると, 露出ダイポールアンテナは全周波数帯で反射係数が低いため一貫して高い放射効率を実現できている. 一方, シース付ダイポールアンテナやループアンテナは低周波での反射係数が 1 に近いため, 露出ダイポールアンテナと比べて低周波での放射効率が低くなっていることがわかる. シース付ループアンテナは 200 kHz, シース付ダイポールアンテナは 4 MHz まで周波数が高くなると露出ダイポールアンテナに並ぶ放射効率となり, シース付ループアンテナは実用に耐えられる特性を有していることがわかる. しかしシース付ダイポールアンテナは 4 MHz 以上という周波数でしか効率よく放射できず, このような高周波帯はそもそも伝搬損失が大きいため海中通信には適さない. よって, 放射効率の計算結果からはシース付ダイポールアンテナが海中通信に適していないことがわかる.

#### 4. アンテナ間の伝送効率の計算

次に 2 つのアンテナを一定距離開けて並べ, その間の伝送特性をシミュレーションによって計算しアンテナ間の伝送効率を求めた.

シミュレーションではアンテナ間の  $Z$  パラメータを計算し, そこから  $F$  行列を得た. 伝送効率を計算するには図 8 に示すように 3 つの  $F$  行列, 送信側整合回路  $F_1$ , アンテナ間の伝送特性  $F_2$ , 受信側整合回路  $F_3$  ( $F_1$  の入出力を反転したもの) を縦続接続し, 最後に  $Z_0$  (50  $\Omega$ ) を接続した回路を考える. 以下に示すように  $Z_0$  で消費される電力  $P_l$  を入射電力  $P_{inc}$  で割った値が伝送効率  $\tau$  である. ここで,  $\Gamma$  は送信側整合回路の入力側の反射係数とする.

$$\tau = \frac{P_l}{P_{inc}} = \frac{\text{Re}(V_2^* I_2)}{\text{Re}(V_1^* I_1)} (1 - |\Gamma|^2) \quad (10)$$

なお, これら整合回路はアンテナが単体で海中に存在するときの入力インピーダンスに合わせて設計された整合回路とする.

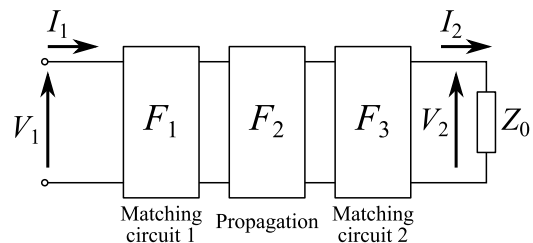


図 8: 伝送効率の計算

各アンテナについて計算された伝送効率の周波数特性を図 10, 11 に示す. 図 10 がアンテナ間距離 1 m のときの伝送効率で, 図 11 が 5 m のときのものである. また, どちらも整合回路の素子の  $Q$  値は 100 である. 2 つのアンテナの位置関係については様々な組み合わせが考えられるが, 本報告では図 9 に示すようにダイポールアンテナ

については平行に向かい合う H-H 配置のみについて計算した．ループアンテナはアンテナが同一平面に並ぶ H-H 配置と対向した X-X 配置について計算した．

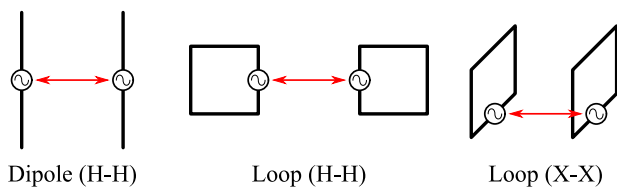


図 9: アンテナの配置

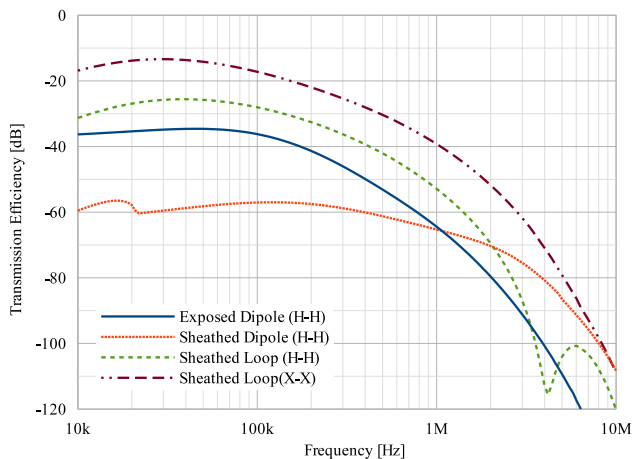


図 10: 伝送効率の計算結果 (1m,  $Q=100$ )

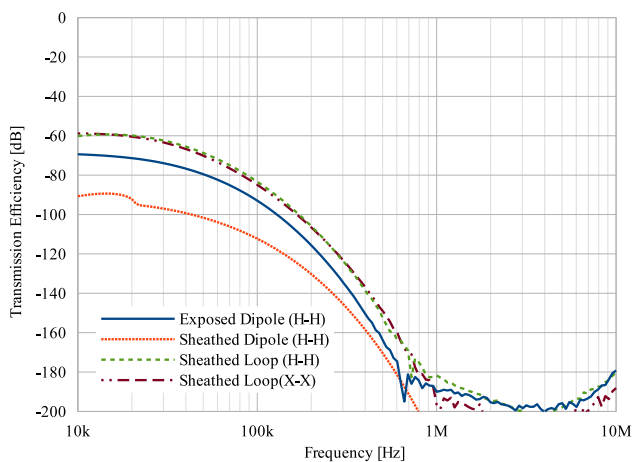


図 11: 伝送効率の計算結果 (5m,  $Q=100$ )

図 10, 11 を見ると 1 MHz 以下の伝送効率はシース付ループアンテナの X-X 配置が最も良く、次いでシース付ループアンテナの H-H 配置、露出ダイポールアンテナの H-H 配置の効率が良いという結果になった．シース付ダイポールアンテナの伝送効率が最も悪いのは放射効率から予想された結果であるが、放射効率では優る露出ダイポールアンテナの伝送効率がシース付ループアンテナより低いという結果も得られた．露出ダイポールアンテナ

は給電点付近に電流が集中する．おそらく大部分の電力がそこで海水に吸収されて実際の放射に寄与しなくなったためこのような結果になったのだと考えられる．また、アンテナ間距離が 1 m から 5 m に延びるとシース付ループアンテナの X-X 配置の効率が H-H 配置と同程度まで低下した．これは X-X 配置にするとアンテナ間に強い近傍界結合が生まれ伝送効率が向上していたが、距離が開くにしたがって結合が弱まったためだと考えられる．

## 5. むすび

本報告では海中アンテナに損失のある整合回路を接続したときの海水への放射効率とアンテナ間の伝送効率の計算をシミュレーションの結果を利用して行った．放射効率の計算ではアンテナの反射係数が大きいほど整合回路に負荷がかかり効率が低下することが確認された．伝送効率の計算では比較した中でシース付ループアンテナの効率が最も良いという結果が得られた．また、磁束が 2 つのループアンテナを貫く配置にすることで近傍界結合が生まれることが確認された．露出ダイポールアンテナは放射効率では優れているが実際には放射に寄与しない成分が多く、伝送効率はシース付ループアンテナに及ばないことがわかった．これは給電点付近を絶縁体で囲うことで伝送効率が向上すると考えられる．

これらの結果を踏まえ、ループアンテナとそれに向けた整合回路を製作し伝送実験を行っていきたい．