中波送信空中線の能率に関する理論解析

NHK 技術本部 上 中田 勝明・生 岩 量 久
 齊 藤 譲

中波送信空中線の“みかけの能率”について理論解析を行い、放射状接地網が能率に及ぼす影響を解明した。この解析法の特長は、等価の定理を適用して簡便に結果を得ていることである。なお中波放送所の設計に役立てるため各種パラメーターと“みかけの能率”の関係を数値計算して示している。

1. ま え が き

中波ラジオ放送所の送信空中線には、円柱状の垂直空中線が多く用いられている。この空中線の“みかけの能率”は、空中線利得と空中線能率の積に比例し、電波サービスの範囲を決定する重要な要素となっている。

ところで、空中線利得は周知のように、空中線の形状によって与えられ、空中線能率は空中線の形状の他に接地網の規模および大地の電気定数によって与えられる。

したがって、みかけの能率を高めるには、利得最大の高さの空中線を用い、さらに大地導電率の良い放送所用地を選定し、かつ接地網を広範囲に埋設することが必要である。

ところが、最近のように土地価格の高騰および広大な土地取得の困難性などを考えると、電波サービスの技術面と合わせて経済性も充分考慮しながら放送所の場所および敷地面積を決めることが必要である。

そこで最適な放送所用地を選定するため、空中線接地網の規模、大地の電気定数と空中線のみかけの能率の関係を精度良く解析することは、中波ラジオ放送所の経済設計を行ううえで重要な課題となる。

従来、中波帯における円柱状垂直空中線の能率に関しては数多くの論文が発表されているが^{1)~3)}、その大部分は大地表面に消費されるアースの損失電力を算出し、これと放射電力から空中線能率を求めている。

このような考え方は、概念的には正当性があるように思われるが、厳密な意味で空中線能率の定義とは一致し

ないもので、実際面への適用の精度に問題がある。

そこで本論文では、定義に忠実に空中線のみかけの能率を理論解析しており、実際の問題への適用の精度を高めている。また、解析法の特長は、等価の定理を用いて簡略な理論展開によって、結果を導出していることである。

本文では、最初に接地網が空中線インピーダンスに及ぼす影響を解析し、インピーダンスと空中線能率の関係を述べ、次に接地網による遠方電磁界への影響および空中線利得の理論式を示し、最後に全体をまとめて、みかけの能率を導出している。なお、本理論による計算値と実測値の比較も行っている。

2. 接地網による空中線インピーダンスへの影響⁵⁾

図1に解析の対象となる空中線の座標系 (ρ, ϕ, z) を示す。この接地系は、半径 r_0 の導体円板と、 r_0 から r_a までの放射状接地網によって構成されている。

いま、空中線の表面電流を J 、饋電点の電流を I_0 、放射電磁界を E, H とすれば、インピーダンス Z_a の表

図1 空中線と座標系
 Cylindrical antenna and coordinate system.

“Theoretical Analysis for Efficiency of MF Transmitting Antenna” by Katsuaki Uenakada, Kazuhisa Haeiwa and Yuzuru Saito (NHK Headquarters of Technical Administration and Construction, Tokyo)

図2 理想的空中線系
Ideal antenna system.

式は次のように表わされる⁴⁾.

$$Z_a(\equiv R_a + jX_a) = -\frac{1}{I_0^2} \iint_{S_0} \mathbf{E} \cdot \mathbf{J} ds \quad (1)$$

ここで、積分領域 S_0 は空中線の全表面である。次に図2に示すように $z \leq 0$ の半無限空間を完全導体で置換した理想的な接地系を仮想し、図1と同じ電流が流れていると仮定すれば、空中線インピーダンス Z_0 は、

$$Z_0(\equiv R_0 + jX_0) = -\frac{1}{I_0^2} \iint_{S_0} \mathbf{E}_0 \cdot \mathbf{J} ds \quad (2)$$

で表わされる。 $\Delta Z(\equiv R_a + jX_a) = Z_a - Z_0$ とおき、解析の便宜上、空中線の銅損、誘電体損等の接地系以外の損失を無視すれば、図1の空中線効率 η ⁵⁾ は、

$$\eta = \frac{\text{Real}(Z_0)}{\text{Real}(Z_a)} = \frac{\text{Real}(Z_0)}{\text{Real}(Z_0 + \Delta Z)} = \frac{R_0}{R_0 + R_d} \quad (3)$$

で表わされる。一般に、 R_0 を放射抵抗、 R_d を接地抵抗と呼んでいる。(3)式により空中線効率を求めるには R_0 と R_d の値を知る必要があるが、 R_0 は文献10)を引用すれば計算できる。 R_d は従来の論文によれば、接地系で消費する電力 P_L を求めて $R_d = P_L / I_0^2$ としているが、これは厳密には等式にならない。そこで R_d を知るため、以下 ΔZ について解析しよう。

等価の定理⁶⁾によれば、任意の媒質を完全導体で置換した場合、その境界面における境界条件を満足するように磁流を流せば、置換する前と同じ電磁界の解が得られる。

この原理を用いて図1の大地を図3の完全導体で置換する。図3の電流 $\mathbf{J}$ および磁流 $\mathbf{M}$ による電磁界を $\mathbf{E}_i(=\mathbf{E}_0)$, $\mathbf{H}_i(=\mathbf{H}_0)$ および $\mathbf{E}_m, \mathbf{H}_m$ とし、 z 方向の単位ベクトルを $\mathbf{a}_z$ とすれば、導体表面 S_1 上で $\mathbf{E}_0 \times \mathbf{a}_z = 0$, $\mathbf{E}_m \times \mathbf{a}_z = \mathbf{M}$ が成り立つので、 $\mathbf{E} = \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_m$ となるためには、 S_1 上で $\mathbf{E} \times \mathbf{a}_z = (\mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_m) \times \mathbf{a}_z$ の成り立つことが必要であり、以上の関係式から S_1 上に磁流として $\mathbf{M} = \mathbf{E} \times \mathbf{a}_z$ を流せばよいことになる。次に、ローレンツの相反定理⁷⁾を適用すると、

$$\iint_{S_0} \mathbf{E}_m \cdot \mathbf{J} ds + \iint_{S_1} \mathbf{H}_0 \cdot \mathbf{M} ds = 0 \quad (4)$$

の関係式が成り立つ。以上の式を用いると、

図3 図1のアンテナ系に対する等価の定理の適用
Application of equivalent principle for Fig. 1.

$$\Delta Z = \frac{1}{I_0^2} \iint_{S_1} \mathbf{H}_0 \cdot (\mathbf{E} \times \mathbf{a}_z) ds \quad (5)$$

が得られる。磁界 $\mathbf{H}_0$ は空中線の形状から明らかなように ϕ 成分のみとなるので、これを $\mathbf{H}_0 = \mathbf{a}_\phi H_\phi$ とおけば(5)式右辺の被積分関数の結果に寄与する電界の成分は ρ 成分のみとなるので、

$$\Delta Z = \frac{1}{I_0^2} \iint_{S_1} H_\phi \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{E}_\rho ds \quad (6)$$

一方、媒質が大地の場合の E_ρ と H_ϕ の関係は、

$$E_\rho = -\frac{1}{\sigma + j\omega\epsilon} \cdot \frac{\partial H_\phi}{\partial z} \equiv z_g H_\phi \quad (7)$$

ただし、 $z_g = \sqrt{\frac{j\omega\mu_0}{\sigma + j\omega\epsilon}}$ 、 σ, ϵ, μ_0 は大地の導電率、誘電率および透磁率である。

次に、接地網のある $r_0 < \rho \leq r_a$ では、

$$E_\rho = z_e H_\phi \quad (8)$$

ただし²⁾,

$$z_e = \frac{z_g z_w}{z_g + z_w}$$

$$z_w = \frac{j120\pi k_0 \rho}{N} \cdot \log_e \left(\frac{\rho}{N C_0} \right)$$

$$k_0 = 2\pi/\lambda$$

λ は波長、 N, C_0 はワイヤーの本数と半径である。

(7), (8)式を(6)式に代入すれば、最終的に ΔZ として、

$$\Delta Z = \frac{2\pi}{I_0^2} \left\{ \int_{r_0}^{r_a} \rho z_e H_\phi \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{H}_\phi d\rho + \int_{r_b}^{\infty} \rho z_g H_\phi \mathbf{a}_\phi \cdot \mathbf{H}_\phi d\rho \right\} \quad (9)$$

が得られる。1次近似では $H_\phi \approx H_\phi$ とおいて計算すればよい。なお H_ϕ は空中線電流 $I(k_0 Z)$ が与えられると次式によって計算できる。

$$H_\phi \approx \frac{k_0 \rho}{\lambda} \int_0^{k_0 l} I(y) \left\{ \frac{1}{R_0^3} + j \frac{1}{R_0} \right\} e^{-j R_0 y} dy \quad (10)$$

ただし、 $R_0 = \{(k_0 \rho)^2 + y^2\}^{1/2}$, $y = k_0 Z$, l は空中線長

3. 接地網による遠方電磁界の影響⁹⁾

まず、大地を完全導体であると仮定し、電力 $P_a (= I_0^2 \cdot R_0)$ で空中線を励振した場合、1km の地点の電界強度を E_0 とする。また、この状態で微小ダイポールに同じ電力 P_a を供給した場合の電界強度を E_a とすれば、空中線利得 G は $G = (E_0/E_a)^2$ である。次に実際の大地の場合に、送信空中線に電力 $P_a \{= I_1^2 (R_0 + R_d)\}$ を供給して電界が E_0 から E_1' になったとすると（ここで電流 I_1 は $I_1 = I_0 \sqrt{R_0 / (R_0 + R_d)} = I_0 \sqrt{\eta}$ となる）、みかけの能率 η_a は、

$$\eta_a = (E_1'/E_a)^2 = G(E_1'/E_0)^2$$

によって定義されている。次に電力を変えて電流 I_1 から I_0 まで増大すれば、電界強度 E_1' は $1/\sqrt{\eta}$ 倍になる。このときの電界強度を E_1 とすれば、みかけの能率は、

$$\eta_a = G\eta(E_1/E_0)^2 \quad (11)$$

で表わすことができる。従来の論文³⁾では $\eta_a = G\eta$ としており、 $(E_1/E_0)^2$ の考慮がない。

(11)式の E_0 は図2のモデルを想定しているが、ここでは図4のように半径 $r_b = 1\text{km}$ 以内を完全導体とした場合を、標準となる空中線系と定義し、図4における r_b の地点の電界強度 E' を(11)式の E_0 の項に代入して η_a を計算する。

図4の電磁界 $\mathbf{E}'$, $\mathbf{H}'$ を解析するため、等価の定理を適用して、図5のように置換する。等価磁流 $\mathbf{M}' (= \mathbf{E}' \times \mathbf{a}_z)$ は $\rho \geq r_b, z=0$ の面に流すことになる。このようにすれば $\mathbf{E}' = \mathbf{E}_0 + \mathbf{E}_m'$, $\mathbf{H}' = \mathbf{H}_0 + \mathbf{H}_m'$ の関係が成り立つ。なお、 $\mathbf{E}_m'$, $\mathbf{H}_m'$ は $\mathbf{M}'$ によって生じた電磁界である。

図4 標準となる空中線系
Standard antenna system.

図5 図4のアンテナ系に対する等価の定理の適用
Application of equivalent principle for Fig. 4.

図6 近似的な磁流

Magnetic current for first order approximation.

次に磁流 $\mathbf{M}'$ と $\mathbf{M}$ の差 $\Delta \mathbf{M} (\equiv \mathbf{M}' - \mathbf{M})$ を考え、この磁流によって生じる電磁界を $\Delta \mathbf{E}$, $\Delta \mathbf{H}$ とすれば、 $\Delta \mathbf{E} = \mathbf{E}' - \mathbf{E}$, $\Delta \mathbf{H} = \mathbf{H}' - \mathbf{H}$ となる。ここで $\Delta \mathbf{M}$ は、

$$\Delta \mathbf{M} = -\mathbf{E} + \mathbf{a}_z \quad (r_0 \leq \rho \leq r_b)$$

$$= (\mathbf{E}' - \mathbf{E}) \times \mathbf{a}_z \quad (r_b < \rho)$$

$\Delta \mathbf{E}$, $\Delta \mathbf{H}$ の1次近似では、 $r_b < \rho$ の領域に流した磁流を無視した図6の磁流によって生じる電磁界を計算すればよい。ところで空中線の形状から $\Delta \mathbf{H}$, $\mathbf{H}$ および $\mathbf{H}'$ のベクトルは ϕ 成分となるので、それぞれの大きさを ΔH_ϕ , H_ϕ および H_ϕ' とおけば、

$$H_\phi' = (1 + \Omega_0) H_\phi \quad (12)$$

ただし、 $\Omega_0 = \Delta H_\phi / H_\phi$

一方、遠方における電界と磁界の比は一定値となるため、(11)式の E_1/E_0 の代りに H_ϕ/H_ϕ' の値を代入すればよいので、

$$\eta_a = G\eta / |1 + \Omega_0|^2 \quad (13)$$

となる。この式の中の空中線能率 η は、前章で解析した理論を用いて計算できる。また、利得 G は文献10)から容易に導出できるので、結果を示すと次式のような。

$$G = \frac{20}{R_0} \left| \frac{\sin Q - Q \cos Q}{1 - \cos Q} - \{2(1 - \cos Q) - Q \sin Q\} \frac{C + jD}{E + jF} \right|^2 \quad (14)$$

ただし、 $Q = k_0 l$, C, D, E, F は文献10)の附録参照。次に Ω_0 の解析結果を示すと、

$$\Omega_0 = \frac{j k_0}{60} \frac{\int_{r_0}^{r_b} \rho z H_\phi^\infty J_1(k_0 \rho) d\rho}{\int_0^{k_0 l} I(y) dy} \quad (15)$$

ただし、 z は $r_0 \leq \rho \leq r_a$ で z_e , $r_a < \rho \leq r_b$ で z_g の値とする。また、 $J_1(k_0 \rho)$ は1次のベッセル関数である。

次に実際の計算では、 H_ϕ^∞ は(10)式により計算するが、電流分布 $I(y)$ は、文献10)を引用して、

$$I(y) = \frac{\cos y - \cos Q}{1 - \cos Q} - \frac{C + jD}{E + jF} \{ \sin(Q + |y|) + \sin|y| - \sin Q \} \quad (16)$$

とする。

4. 接地網の効果に関する検討

空中線接地網の効果は、これまで導出した理論式を

図 7 空中線と空中線利得 ($\gamma = 2\log_e 2l/a$)
Antenna gain of cylindrical antenna.

図 8 接地網のワイヤーの長さで空中線抵抗
Antenna resistance change as a function of the length of the wires.

図 9 接地網のワイヤーの長さで電界比 (図8と同じ条件)
Field intensity ratio as a function of the length of the wires.

用いて数値計算した結果について述べる。

まず、空中線高 l と空中線の半径 a を与えた場合の利得 G を(14)式を用いて計算し、図 7 に示した。次に接地網により空中線抵抗 R がどのように影響を受けるかを知らるため $Z_0 + \Delta Z$ の抵抗分を求め図 8 に示した。次にこの空中線に対し Q_0 を計算し、 $|1+Q_0|$ を求めて図 9 に示した。これらの結果から、接地網のワイヤーの長さが約 80m 以下では空中線抵抗の変化が著しく、空中線効率に及ぼす影響が大きい。一方、80m 以上に延長して行くに従い遠方電界上昇の効果が強くなっていくことがわかる。続いて図 7～図 9 の結果を用いて空中線効率

図 10 接地網のワイヤーの長さで空中線効率、みかけの効率 (図8と同じ条件)

Antenna efficiency changes as a function of the length of the wires.

図 11 空中線高とみかけの効率 (600 kHz)
Antenna efficiency for appearance (600 kHz).

図 12 空中線高とみかけの効率 (1,000 kHz)
Antenna efficiency for appearance (1,000 kHz).

図 13 空中線高とみかけの能率 (1,400 kHz)
Antenna efficiency for appearance (1,400 kHz).

およびみかけの能率を求め図 10 に示した。次に、設計資料を得るため周波数 600kHz, 1,000kHz, 1,400kHz, について空中線のみかけの能率を計算し、図 11～図 13 に示した。

5. 実測値と理論値の比較

ここでは、具体的に放送用空中線を取りあげ、空中線のみかけの能率の実測値と本論文により導出した理論式による計算の理論値の比較を行い、この結果を表 1 に示した。これから全体的にみて両者の値はよく一致していることがわかる。

6. む す び

以上、空中線のみかけの能率について理論解析を行い

表 1 みかけの能率の実測値と理論値の比較

Theoretical and measured values of antenna efficiency for appearance.

No.	f (kHz)	l/λ	σ (m σ)	r_a (m)	a (mm)	N (本)	実測値 η_a (%)	理論値 η_a (%)	(実測値)-(理論値) (実測値)
1	1,510	0.59	15	58	1.3	120	152	170	-0.118
2	1,090	0.53	8.5	60	1.3	60	130	140	-0.077
3	1,520	0.59	8.0	14.7	1.3	120	125	122	+0.024
4	930	0.36	6.3	79	1.3	120	107	102	+0.047
5	1,030	0.38	3.5	60	1.3	120	90	93	-0.033
6	1,520	0.37	3.5	60	1.3	120	82	78	+0.049
7	1,540	0.38	2.0	7.5	1.3	240	58.6	57	+0.027
8	1,030	0.38	0.4	60	1.3	120	48	44	+0.083
9	620	0.15	1.5	41	1.3	60	44.7	46	-0.029

空中線の形状、接地網の規模、大地の定数をパラメータとして数値計算した結果をとりまとめて示した。

これにより、従来不充分であった接地網による空中線のみかけの能率に及ぼす効果が明確になった。

したがって、ここで得られた結果は、空中線、接地網の設計に有効であり、中波ラジオ放送所の経済設計に充分役立たせることができる。

最後に、日頃御指導をいただいている技術本部放送網施設班 桜庭部長に深謝致します。

(昭和 54 年 5 月 25 日受付, 昭和 54 年 9 月 26 日再受付)

(参 考 文 献)

- 1) G.H. Brown, R.F. Lewis, and J. Epstein: Ground systems as a factor in antenna efficiency, Proc. IRE, **25**, June (1973) 753-787
- 2) F.R. Abbott: Design of optimum buried-conductor RF ground system, Proc. IRE, July (1952) 846-852
- 3) 松下: 高能率中波放送アンテナ系の設計, NHK 技術研究, **16**, 3 (1964) 44-55
- 4) R.F. Harrington: Time-harmonic electro magnetic fields, McGraw-Hill, New York (1961) 348
- 5) 片山, 沢村: 空中線と電波伝播, 日本放送協会 (1953) 183-189
- 6) R.F. Harrington: Time-harmonic electro magnetic fields, McGraw-Hill, New York (1961) 106
- 7) R.E. Collin: Field theory of guided waves, McGraw-Hill, New York (1960) 39
- 8) J.R. Wait and W.J. Smythe: Impedance of a top-loaded antenna of arbitrary length over a circular grounded screen, Journal of Applied Physics, **25**, May (1954) 553-555
- 9) J.R. Wait: The theory of an antenna over an inhomogeneous ground plane, in E.C. Jordan (ed.), Electromagnetic theory and antenna, Pergamon Press, New York (1963) 1079-1098
- 10) Y.Y. Hu: Back-scattering cross section of a center-loaded cylindrical antenna, IRE Trans., **AP-6**, Jan. (1958) 140-148

Power Combiner Integrated with Harmonic Filter

by Hiroshi Ono, Norio Kajiwara, Nobushige Fukuoka

Recently, the all-solid-state TV and FM transmitters rated to kW have come to be manufactured. A power combiner and spurious filter are widely used for the output equipments of those transmitters. These output equipments have the defect of large size because both the combiner and the filter employ a quarter wavelength line.

This paper describes the power combiner which has the function of harmonic suppression. As the harmonic filter is integrated with this combiner, the output equipments can be miniaturized.

Good agreement between experimental data and theoretical value is obtained. Furthermore, we made the 4 way combiner for all-solid-state FM 1kW transmitter. Within 10% bandwidth, output VSWR is less than 1.2, input VSWR is less than 1.1, isolation between input terminals is about 20 dB, insertion loss is 0.25 dB, and harmonics suppression is greater than 30 dB in this combiner.

J. Inst. Engrs. of Japan, Vol. 34, No. 1 (1980) 63~68

Theoretical Analysis of the Efficiency of MF Transmitting Antennas

by Katsuaki Uenakada, Kazuhisa Haeiwa, Yuzuru Saito

The efficiency of MF radio transmitting antennas was analyzed as a function of the radial wire ground parameters—the electrical constant of the ground, wire length, wire radius and number of wires.

The formula is solved simply by using an equivalent theorem at the boundary surface of ground.

The theoretical value derived by the formula and the measured value of the efficiency for appearance of the antennas are in close agreement.

J. Inst. Engrs. of Japan, Vol. 34, No. 1 (1980) 69~73