サービスエリア内の都市構造を考慮したテレビジョン送信アンテナの垂直指向性合成

NHK 総合技術研究所 岡村 浩志

テレビ送信アンテナの垂直指向性は、サービスエリア内に均一の電界分布を与えるものが望ましいが、開口長が限られているため、実際にそれにどれだけ近づけられるかが問題である。本報告は、開口長とアンテナ入力電力が与えられたとき、サービスエリア内に生ずる最低電界に注目して、これを最大にするような励振電流を求めたもので、サービスエリア内の電界強度で評価している点で実用的な指向性合成法である。

1. ま え が き

アンテナの指向性を要求されるものにするために、アンテナの励振電流をどのようなものにしたらよいかを見つける方法には種々のものがあり、指向性合成の理論として発表されている。

一般に、与えられたアンテナの開口面が非常に大きい場合には、要求される指向性とほとんど同一の指向性を合成できることは、アンテナの開口面分布（電流分布） $A_p(v)$ と指向性 $P_a(u)$ との関係が次式のようなフーリエ変換の関係にあることから理解できる¹⁾。

$$\begin{cases} P_a(u) = \frac{1}{2\pi} \int_{-1}^1 A_p(v) e^{j\pi uv} dv \\ A_p(v) = \int_{-\infty}^{\infty} P_a(u) e^{-j\pi uv} du \end{cases} \quad (1)$$

ただし、 $u = \frac{\pi a}{\lambda} \sin \theta$, $v = \frac{2x}{a}$

a : 開口長, x : 開口長にそった長さ

また、開口長が有限でも要求される指向性と同一の指向性は理論上合成できるが、このときはいわゆる *super gain antenna* となって、得られた解のような電流分布を実際に実現することは困難である。

実際のアンテナでは開口面は限られており、また、放射素子が離散的に分布しているので、指向性合成理論により得られた連続電流分布をサンプリングするなどして、要求される指向性に近いものを作り出す方法が用いられているが、どの程度近似されているかについての評価は、アンテナをどのような目的に使うかで異なるわけ

で、ひとつの方法として、要求される指向性との差の *rms* で評価する方法²⁾もある。

テレビ送信アンテナの場合に要求される垂直指向性とは、サービスエリア内で均一の電界分布を与えるものであるが、実際には限られた開口長で遠方までサービスしようとする、受信点から送信アンテナをみた仰角によりある程度は電界が変化するような指向性しか実現できず、ある地点では電界の非常に低いようなことが起こる。すなわち、テレビ送信アンテナではサービスエリア内に生ずる最低電界を評価の対象とし、与えられた開口面と送信電力によりこれを最も大きくするような素子の励振方法を見出すことが重要である。

以上のことから、伝搬特性などを考慮してサービスエリア内の最低電界を最大にするような UHF 送信アンテナの励振方法を検討したので報告する。

2. 電界強度の算出方法³⁾⁻⁷⁾

一般に、サービスエリア内の電界強度は次式より求めることができる。

$$E(\text{dB}\mu) = E_0 + E_{L1} + E_{L2} + E_{L3} \quad (2)$$

ただし $E_0 = 20 \log \frac{7\sqrt{P}}{d} + 120$ (直接波による電界)

P : 受信点への実効放射電力 (W)

d : 送信アンテナからの距離 (m)

E_{L1} : 受信アンテナの高さが 10 m のときの都市減衰による損失 (dB)

E_{L2} : 受信アンテナの高さが 10 m のときの地球のわん曲による回折損 (dB)

E_{L3} : 受信アンテナの高さが 10 m と異なることによる補正項 (dB)

"An Application of Optimization to the Vertical Radiation Pattern Synthesis for Television Transmitting Antenna" by Hiroshi Okamura (NHK Technical Research Laboratories, Tokyo)

図 1 都市減衰算出曲線⁴⁾

Assessing curves for urban transmission loss.

図 2 使用したモデルの Γ と θ_r

Value of Γ and θ_r for a model city.

図 3 使用した都市減衰 E_{L1}
Urban transmission loss E_{L1} .

(2)式において、都市減衰 E_{L1} は都市構造によりきまる建造物密集度 Γ^* と、受信点から送信アンテナを見た仰角 θ_r がわかったとき、図 1 の都市減衰算出曲線より求めることができる。図 2 は都市減衰を求めるのに使用した Γ と θ_r の値の例である。図 3 は図 1 および図 2 から求められた都市減衰である。

つぎに、回折損 E_{L2} は送信アンテナの地上高 H_t と受信アンテナの地上高 H_r により図 4 のように求まる³⁾。

以上の値は受信アンテナの地上高が 10 m の場合のも

図 4 使用した回折損 E_{L2}

Diffraction loss near the horizon range.

表 1 受信アンテナの地上高 H_r
Height of receiving antenna above ground level.

(a) 現状の調査結果		(b) 使用したモデル	
大都市	5.5m	1~20 km	5.5m
都市	6.4m	20~60 km	6.4m
町村	6.4m	60~100 km	6.4mから漸増
		100 km	10m

のであるが、実際には視聴者はこのような高い位置に受信アンテナを設置してなく、現状は表 1 (a) に示す高さ程度のようなものである。このため、都市減衰 E_{L1} と回折損 E_{L2} を補正する必要があり、 E_{L1} はとくに Γ の小さいところで補正が必要で、 E_{L2} は遠距離において補正が必要である。

一方、送信アンテナをみる仰角 θ_r が 0 に近いような遠方では、受信アンテナ高 H_r を高くすることが非常に有効なので、ここでは表 1 (b) のように 60 km を以ては受信アンテナ高 H_r を漸増させて、100 km において $H_r = 10$ m となるようにした場合について検討した。表 1 (b) のようなモデルのとき、必要な補正值 E_{L3} は図 5 のとおりである。

以上述べたような E_{L1} 、 E_{L2} 、 E_{L3} の値を使用して (2) 式より求めた電界強度は、時間率 50%、場所率 50% のいわゆる FCC 規定の中で述べられている $F(50, 50)$ に相当するものである。場所率は主に受信地点の海拔高や伝搬途中の地表の凹凸に左右される。受信地点が送信地点

図 5 受信アンテナが 10 m と異なることによる補正項 E_{L3}
Correction factor allowing for the practical receiving antenna height, $H_r \approx 10$.

* 建造物密集度 Γ : 受信点を中心とする 1 km² の範囲内で、受信アンテナの標準地上高 (10m) における建築建造物の水平断面積の総和が占める割合。

より 30 km 以上離れると、全受信時間のうち 90% の時間は確保できる受信レベル、すなわち $F(90, 50)$ と $F(50, 50)$ との間に差ができ、100 km では 5 dB 程度になるが、時間率を 90% で設計すること自体にも問題があるので、今回はこのフェーディングによる補正は行わない値を採用した。

送信電波の偏波面が水平のときは大地の反射係数は、-1 となり、受信点では大地反射波と直接波が干渉してハイパターを生ずる。受信アンテナの高さを一定として距離を変えてこの干渉の様子を計算すると、送信点からある距離のところで電界が 0 に落ち込む点が生ずるが、これは受信アンテナを少し下げれば解決できる問題である。実際にも視聴者は受信アンテナの高さおよび位置をある範囲内で変えて比較的良好な場所に固定する作業を行なうので、大地の反射波の影響は取除くことができ、(2) 式に大地反射波の影響は入れる必要がない。

また、このような作業を仮定すれば、場所率 50% で求めた (2) 式の値も実際には場所率 100% に近い値と等価になり、場所率のとり方としてはほぼ妥当なものであるといえることができる。

3. 多段双ループアンテナの放射電界

図 6 のような 2 L 形およびヌルフィル形の 6 L 形双ループアンテナ単体の垂直指向性は次式で示される。

$$L_2(\theta) = \cos(kd_1 \sin \theta) \cdot F(\theta) \quad (3a)$$

$$L_6(\theta) = \{A_1^2(\theta) + A_2^2(\theta) + A_3^2(\theta) + 2A_1(\theta) \cdot A_2(\theta) \cdot C_1 + 2A_2(\theta) \cdot A_3(\theta) \cdot C_2 + 2A_3(\theta) \cdot A_1(\theta) \cdot C_3\}^{1/2} \cdot F(\theta) \quad (3b)$$

ただし、 $A_1(\theta) = \cos(kd_1 \sin \theta)$

$$A_2(\theta) = \cos(kd_2 \sin \theta)$$

$$A_3(\theta) = \cos(kd_3 \sin \theta)$$

$$C_1 = \cos\{k(d_2 - d_1) - 2\pi \times 0.804\}$$

$$C_2 = \cos\{k(d_3 - d_2) - 2\pi \times 0.804\}$$

$$C_3 = \cos\{k(d_3 - d_1) - 2\pi \times 1.608\}$$

$$F(\theta) = \sin\left(\frac{\pi}{2} \cos \theta\right) \cdot \{J_0(\sin \theta) - J_2(\sin \theta)\}$$

$$k = \frac{2\pi}{\lambda}$$

(3a) 式および (3b) 式を計算した結果は 図 6 のとおりである。

また、双ループアンテナ単体の半波長ダイポールに対する利得は、たとえば 2 L 形の場合、次式で示される。

$$G_0 = \frac{L_2^2(0)}{1.64 \cdot \int_0^{\pi/2} L_2^2(\theta) \cos \theta \cdot d\theta} \quad (\text{倍}) \quad (4)$$

また、図 7 (a) のように間隔 D_s でスタックしたと

図 6 双ループ単体の垂直指向性
Vertical radiation pattern of a single stacked-loop antenna.

図 7 双ループの多段スタック
Multi-tiered stacked-loop antenna.

きの半波長ダイポールに対する利得は、

$$G_s = \frac{L_2^2(0)}{1.64 \cdot \int_0^{\pi/2} \left\{ L_2(\theta) \cdot \cos\left(\frac{1}{2} k D_s \sin \theta\right) \right\}^2 \cos \theta \cdot d\theta} \quad (\text{倍}) \quad (5)$$

となる。

G_0 と G_s を用いれば、1 素子の自己放射抵抗で正規化した 2 素子間の相互放射抵抗 R_s は次式のように表わせる。

$$R_s = \frac{2}{G_s} - \frac{1}{G_0} \quad (\text{倍}) \quad (6)$$

図 7 (b) のように多段スタックしたときの m 番目の素子と n 番目の素子の間の正規化した相互放射抵抗

R_{mn} を (6) 式によりあらかじめ求めておけば、各素子を任意の電流で励振したとき、多段アンテナの水平方向から θ_i の方向における半波長ダイポールに対する利得係数は次式のように簡単に求まる。

$$G(\theta_i) = \frac{\left| \sum_{m=1}^N \dot{I}_m e^{-jk(m-1)D_s \sin \theta_i} \right|^2 L_2^2(\theta_i) / L_2^2(0)}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N R_{mn} (\dot{I}_m' \dot{I}_n' + \dot{I}_m'' \dot{I}_n'')} \quad (7)$$

ただし、 $\dot{I}_m = \dot{I}_m' + j\dot{I}_m''$, $\dot{I}_n = \dot{I}_n' + j\dot{I}_n''$

$\dot{I}_m$, $\dot{I}_n$; m 番目, n 番目の素子の電流

(7) 式において、分子は多段アンテナの電力指向性を表す。

ところで、図 8 のように送信アンテナの基部から D (m) の地球表面上の場所に受信点があるとき、送信アンテナと受信アンテナの距離 D_i および送信アンテナから受信点をみた伏角 θ_i は、

$$D_i \doteq \left\{ (H_i - H_r)^2 + (R_{\text{earth}} + H_i) \times (R_{\text{earth}} + H_r) \left(\frac{D}{R_{\text{earth}}} \right)^2 \right\}^{1/2} \quad (8a)$$

$$\sin \theta_i \doteq \{ 1 - (D/D_i)^2 \}^{1/2} \quad (8b)$$

となる。

ただし、 $R_{\text{earth}} = 8500 \times 10^3$ (m) (地球の等価半径)

H_i : 送信アンテナ高 (m)

H_r : 受信アンテナ高 (m)

(7) 式, (8) 式より 2 章で述べた直接波による電界 (自由空間値) E_0 は、送信点から D (m) のところでは、

$$E_0 = 20 \log \frac{7\sqrt{P_{in} \cdot G(\theta_i)}}{D_i} + 120 \text{ (dB}\mu\text{)} \quad (9)$$

となる。ただし、 P_{in} : アンテナ入力電力 (W)。

(9) 式によれば、アンテナ各段の励振電流を変えたときの受信点の電界強度を、いちいち指向性積分を行なうことなく求めることができるので、演算時間を大幅に短縮することができる。

図 8 球面上の送受信点
Geometry of a transmission path.

4. 関数の最適化の指向性合成への応用⁸⁾⁹⁾

2 章および 3 章において求められたサービスエリア内の電界強度 E (dB μ) は、送信点からの距離により変動し、ある地点で最小値を示すが、この値を $E_{\min}$ とすると $E_{\min}$ はアンテナ入力電力、アンテナ開口長が与えられたとき、各素子の励振電流 $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dots, \dot{I}_N$ の関数になる。

$\dot{I}_n = \dot{I}_n' + j\dot{I}_n''$ とおいたとき、ある与えられた関数、

$$E_{\min} = f(I_1', I_2', \dots, I_N', I_1'', I_2'', \dots, I_N'') \quad (10)$$

に最大値を与える点 ($\bar{I}_1', \bar{I}_2', \dots, \bar{I}_N', \bar{I}_1'', \bar{I}_2'', \dots, \bar{I}_N''$) を求めることは、関数の最適化と呼ばれており、 f の形が計算式で与えられているものかあるいは実測値に基づいたカーブにより与えられているものかなどの関数系の違いに対応しているいろいろな手段がある。関数 f の評価に誤差を伴わない場合で関数 f が微分可能のときは、偏導関数が 0 になる点を求めるための連立方程式、

$$\begin{cases} \frac{\partial f}{\partial I_1'} = \frac{\partial f}{\partial I_1''} = 0 \\ \frac{\partial f}{\partial I_2'} = \frac{\partial f}{\partial I_2''} = 0 \\ \vdots \\ \frac{\partial f}{\partial I_N'} = \frac{\partial f}{\partial I_N''} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

の解となる点が関数 f の最大値を与えていることが多い。連立方程式 (11) は一般には簡単に解けないので、逐次近似法により、近似的に解を求める方法が用いられる。

すなわち、最適性の原理⁹⁾によれば $I_1' \sim I_N''$ まで $2N$ 個の変数を動かして得られた f の最大値 M_{2N} と $I_2' \sim I_N''$ まで $2N-1$ 個の変数を動かして得られた f の最大値 M_{2N-1} とで次のような漸化式を構成できる。

$$M_{2N} = \max_{I_1'} [g_1(I_1') + M_{2N-1}] \quad (12)$$

ただし、 $\max_{I_1'}$ は I_1' を変えて最大化することを表わす。

$g_1(I_1')$: f のうち I_1' により決定される部分

この方法はまた次のように考えることができる。すなわち、関数 $f(I_1', I_2', \dots, I_N', I_1'', I_2'', \dots, I_N'')$ に最大値を与える点 ($\bar{I}_1', \bar{I}_2', \dots, \bar{I}_N', \bar{I}_1'', \bar{I}_2'', \dots, \bar{I}_N''$) を求めるのに 1 つの近似点 ($I_1^{(1)}, I_2^{(1)}, \dots, I_N^{(1)}, I_1^{(1)}, I_2^{(1)}, \dots, I_N^{(1)}$) から出発して、まず I_1' 以外をこれらの値に固定して I_1' のみを動かし、関数が最も大きくなる点 $I_1'^{(2)}$ に改める。(このとき、1 変数に関する最大化が行なわれる)。つぎに、 I_2' 以外を $I_1'^{(2)}, I_3^{(1)}, \dots, I_N^{(1)}, I_1''^{(1)}, \dots, I_N''^{(1)}$ に固定して I_2' のみを動かし関数が最も大きくなる値 $I_2'^{(2)}$ に改める、という手順をくりかえしていく

図9 逐次近似で最適化しにくい関数
Function which can not be optimized easily.

のである。このようなプロセスにより、近似を改めるたびに少なくとも関数の値は小さくはならない。

しかし、関数 f を I_1' と I_2' だけの関数と考えて図9のように三次元的に表わしたとき、同図のような斜めに走るとがった尾根があると、上に述べたプロセスはそこで動きがとれなくなってしまう。関数が連続微分可能である場合には、このようなとがった尾根が出てくることはないが、鋭い尾根があると頂上に近づく速度は遅くなり、実用上使えないこともある。

いま、最適化を行なおうとする関数は、(2)式により与えられた電界強度のサービスエリア内での最小値 $E_{\min} = f(I_1', I_2', \dots, I_N', I_1'', \dots, I_N'')$ であるが、ここでは変数の数を減らすため、 $E_{\min} = f(\angle I_1, \angle I_2, \dots, \angle I_N)$ のように電流振幅は同一にして電流位相のみの関数としたので $E_{\min}$ が $\angle I_1, \angle I_2, \dots, \angle I_N$ によりどのように変化するかが問題である。

図10は6L形双ループアンテナ4段の場合において、上に述べた逐次近似のプロセスにより得られた各素子の励振電流の位相の値の近くで、 I_1 および I_2 により $E_{\min}$ の最大値がどのように変化するかを表わしたもので、図11は $\angle I_1 = -60^\circ, \angle I_2 = 0^\circ$ における断面である。

図10および図11に示すとおり、 $\angle I_1, \angle I_2$ を変えたとき、 $E_{\min}$ の変化の様子は1つのとがった尾根を形成しており、逐次近似では正確なピーク値は得られないはずであるが、実際に得られた $\angle I_1, \angle I_2$ はほとんど真のピークに近い位置にある。

もともと、多段アンテナの励振位相は各素子の間の相

図10 I_1 の位相と I_2 の位相を変えたときの $E_{\min}$ のピーク変化
Peak of $E_{\min}$ as a function of $\angle I_1$ and $\angle I_2$.

図11(a) 図10の $\angle I_2 = 0^\circ$ における断面
Cross section of Fig. 10 at $\angle I_2 = 0^\circ$.

図11(b) 図10の $\angle I_1 = -60^\circ$ における断面
Cross section of Fig. 10 at $\angle I_1 = -60^\circ$.

対位相差であるから、 $\angle I_1, \angle I_2$ を固定しておいても、 $\angle I_3$ を変化させるということは、相対的に $\angle I_1, \angle I_2$ を同時に変化させていることになり、このとき斜に走っている尾根の上を検査して、真のピークに近い位置を探し出す作業を行なっていることになる。

また、図 11 のように、得られた解の近くで各素子の位相を変えたときの $E_{\min}$ の変化を表わしておけば、得られた解の安定度に対するチェックができる。

以上のように、得られた解について真の最大値を与えたものかどうか調査しておけば、 $E_{\min}$ のように微分可能でないものでも、逐次近似により最適化を行なうことができる。

5. 得られた合成指向性(伝搬曲線)

6 L 形(ヌルフィル形) 双ループアンテナ 4 段と 2 L 形双ループアンテナ 12 段の場合について、入力電力を規定したとき、サービスエリア内の電界最小値を最大にするような励振電流の位相を求めるため、関数の最適化の方法を適用した。

大電力送信アンテナの場合には、励振電流の振幅を各段ごとに変えると、アンテナ単体として電力容量の大きなものを使用しなければならないことになるので、今回は各段の位相だけを変えた場合を行なった。

図 12 は 6 L 形双ループを 4 段使用した場合で、想定するサービスエリアを 100 km, 80 km, 63 km, 50 km, 40 km のように変えたとき、その中で生ずる最小電界を最大にするための各段の励振電流位相と、そのとき得られた伝搬曲線である。同図のとおり、サービスエリアを小さく想定したときは、遠方に向けて放射していた電力

を近傍のヌルの部分にさし向けることができるので、サービスエリア内の電界強度が増加するのは当然である。

図 13 は 2 L 形双ループを 12 段使用した場合で、サービスエリアを 100 km, 63 km, 40 km に想定したときの最適伝搬曲線である。2 L 形の場合と 6 L 形の場合の利得基準 $1.22ND_s$ は同一にしてあるが、電界強度は 2 L 形のほうがわずかに大きい解が得られている。

図 14 は 6 L 形双ループを使用して、サービスエリアは 100 km に想定したまま、積重ね段数を図 11 のときの 2 倍にした場合で、サービスエリア内の電界強度の最小値は約 2.8 dB 増加する。

以上の検討結果は、入力電力 P が 63 kW, 送信アンテナ高 H_t が 580 m, 周波数が 518 MHz と仮定した場合の値である。

図 12 6 L 4 段による最適電界強度曲線
Distribution of optimized field strength for the 4 tiers of 6 L type stacked-loop antenna.

図 13 2L 12 段による最適電界強度曲線
Distribution of optimized field strength for the 12 tiers of 2L type stacked-loop antenna.

また、図 12～図 14 に示す伝搬曲線でみられるサービスエリア内の電界の変動は、ほとんどアンテナの垂直指向性の凹凸に起因するもので、伝搬上の損失による変動は図 3～図 5 に示すように比較的ゆるやかである。

なお、関数の最適化の際に行なった逐次近似の回数は 2 サイクルであったが、2 回以上まわしても得られる解はほとんど変化しない。

6. む す び

以上のとおり、サービスエリア内の最低電界に注目し

図 14 6L 8 段による最適電界強度曲線
Distribution of optimized field strength for the 8 tiers of 6L type stacked-loop antenna.

て、これを最大にするような指向性とそれに必要な励振位相分布を求めることができた。アンテナの使用目的によっては、電界強度ではなく、理想指向性からの最大偏差、あるいは重みをつけた誤差の rms 値などを評価対象として最適化を行なえば、他の場合のアンテナパターンシンセシスにも応用できる。

関数の最適化において、特に微分不可能な点に対する検討が不充分であるが、得られた解について種々の補正を行なうことにより、伝搬条件や受信条件の設定に含まれる誤差にくらべて充分小さい誤差とすることができるので、テレビ送信アンテナの指向性合成法として本報告のような方法も使用可能であると考えられる。

最後に、本研究の機会を与えられた遠藤主任研究員、安東無線研究部長ならびに本報告について適切な指導をいただいた木名瀬主任研究員、王丸謙治氏、送信設備部近藤技師に感謝の意を表する。

(昭和 45 年 1 月 6 日受付) (昭和 45 年 4 月 20 日再受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) D. R. Rhodes: The optimum line source for the best mean-square approximation to a given radiation pattern, IEEE Trans., AP, July (1963)
- 2) 岡村: 多段アンテナにおける cosec θ パターンの合成, 昭 44 年電気四学会連大予, 1403
- 3) 郵政省告示 852 号 (昭和 42 年 10 月 13 日)
- 4) Akira Kinase: Influences of terrain irregularities and environmental clutter surroundings on the propagation of broadcasting waves in the UHF and VHF bands, NHK Technical Monograph, No. 14, Mar. (1969)
- 5) C.C.I.R. Documents of the XIth Plenary Assembly, OSLO, 1966, Vol. II Propagation
- 6) 阿部: 受信実態調査結果, 受信技術資料, No. 2 (1967)
- 7) 木名瀬, 菅: UHF, VHF 波伝搬の安定度特性, NHK 技術研究, 19, 4 (1967)
- 8) 柳井: 関数の非解析的な最適化の方法, Mathematical programming セミナー, 経営工学協会
- 9) 国沢, 宇田川: オペレーションズリサーチ入門, 広川書店 (昭和 39 年)