FM 放送用 V 形アンテナ

住友電気工業株式会社 楠 井 健 蔵
 鮎 沢 光 正
 高 橋 宏

FM 放送用 V 形アンテナの実用化にともなう諸問題について検討を行ない、ほぼ満足すべき結果を得た。V 形アンテナは一般によく知られているが、ここでは実用的な見地から非対称形給電方式を採用し、入力インピーダンスの調整をきわめて容易にした。本論文では最初に、本アンテナの電気特性を理論的に求め、つぎに実際の種々の取扱い(円筒柱、角形鉄塔などに取付けた場合)について実験的に考察した。

最近 FM 放送が各方面で急激に発達する気運にあり、したがってこれに使用されるアンテナの開発が非常に急がれている。FM アンテナとしてはテレビアンテナとして利用されているスーパーゲインアンテナおよびスーパーターンスタイルアンテナのほかに、すでに発表されているダイポール棒形アンテナ、V 形アンテナ、リングアンテナおよび U 形アンテナなどがある。そこで、筆者等はこのうち V 形構造のアンテナが構造上簡単で、電気的にもすぐれた特性をもつであろうことに着目し、理論的に解析するとともに、従来発表されている形式を改良し、かつこれの実際の場合を考慮し種々の取付け状態につい

て実験した結果、十分実用に供しうるとの結果を得たので、ここに報告する。なお FM 放送は 76~90 Mc 帯を使用することに決定されているが、実験においては 1/2 模形 (190 Mc) を採用した。

1. 指向性

1.1 理論的検討

V 形アンテナは第 1 図に示すように、 $\lambda/4$ の素子 #1, #2 が開角 θ_0 にて相対している構造のものである。本指向性の計算は #1, #2 のおのおのの電界を求め、ベクトル合成を行なっている。第 2 図に示した長さ l なる導体に正弦波状の電流がのっているものと仮定し、導体径は波長にくらべ無視できるほど細く、導体抵抗は零とする。 $l=\lambda/2$ の場合の解析は従来、諸氏^{1,2)} によって行なわれているので、同様の論法で理論解析を進めた。

電流が z 成分のみに存在する場合には、Hertz Vector Π も z 成分以外のものは存在しないので

$$\Pi_z = \frac{1}{j4\pi w\epsilon} \int_0^l I \cos k\xi \frac{e^{-jkr}}{r} d\xi \quad (1)$$

ただし w : 角周波数

I : 電流振幅

k : 位相定数

$r = \sqrt{d^2 + (\xi - z)^2}$

第 1 図 V 形アンテナ

第 2 図 長さ l なる導体に正弦波がのっている場合

筆者紹介

くすい けんぞう 昭和 21 年 9 月、東京大学電気工学科卒業。23 年大学院修士課程修了後、住友電気工業に入社、高周波通信ケーブル、導波管および VHF, UHF 帯アンテナの開発研究に従事し、高周波製品課長となり現在に至る。工学博士

あゆさわ みつまさ 昭和 22 年 9 月、北海道大学電気工学科卒業。昭和 25 年電電公社通信研究所に勤務、各種アンテナに関する研究に従事。昭和 36 年 9 月住友電気工業に入社、導波管および VHF, UHF 帯アンテナの研究および設計に従事、現在に至る。高周波製品課勤務。

たかはし ひろし 昭和 34 年 3 月、東北大学大学院修士課程卒業。同年 4 月住友電気工業に入社、VHF, UHF 帯アンテナ関係の研究および設計に従事し、現在に至る。高周波製品課勤務。

"FM Broadcasting V Antenna" by Kenzō Kusui, Mitumasa Ayusawa and Hiroshi Takahashi

第3図 V形アンテナによる電界の球座標表示

計算を容易にするため u, v の変数を次記のように仮定すると

$$\left. \begin{aligned} u &= r + \xi - z & v_1 &= r_1 - z \\ & & u_2 &= r_2 + l - z \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

$$\left. \begin{aligned} v &= r - \xi + z & v_1 &= r_1 + z \\ & & v_2 &= r_2 - l + z \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

(2)(3) 式を (1) 式に代入すると

$$\Pi_z = \frac{I}{j8\pi w \epsilon} \left[e^{-jkz} \int_{u_1}^{u_2} \frac{e^{-jku}}{u} du - e^{jkz} \int_{v_1}^{v_2} \frac{e^{-jkv}}{v} dv \right] \quad (4)$$

第2図のP点における電界の z, θ, ϕ 成分を Hertz Vector で表わすと

$$E_z = -\frac{\partial^2 \Pi_z}{\partial z^2} + k^2 \Pi_z \quad (5)$$

$$E_d = \frac{\partial^2 \Pi_z}{\partial d \partial z} \quad (6)$$

$$E_\phi = 0 \quad (7)$$

A) z 成分の電界

最初 (5) 式により z 成分の電界を求める.

$$p = \frac{I}{j8\pi w \epsilon}$$

とおくと

$$E_z = p \left[\frac{\partial^2}{\partial z^2} \left\{ e^{jkz} \int_{u_1}^{u_2} \frac{e^{-jku}}{u} du - e^{jkz} \int_{v_1}^{v_2} \frac{e^{-jkv}}{v} dv \right\} + k^2 \left\{ e^{jkz} \int_{u_1}^{u_2} \frac{e^{-jku}}{u} du - e^{jkz} \int_{v_1}^{v_2} \frac{e^{-jkv}}{v} dv \right\} \right] \quad (8)$$

しかるに Π_z の偏微分は下記のように求められるので, E_z は (11) 式で表わされる.

$$\frac{\partial^2 \Pi_z}{\partial z^2} = -jkp \left\{ e^{-jkz} \int_{u_1}^{u_2} \frac{e^{-jku}}{u} du - e^{jkz} \int_{v_1}^{v_2} \frac{e^{-jkv}}{v} dv \right\} + 2p \left\{ \frac{1}{r_1} e^{-jkr_1} - \frac{\cos kl}{r_2} e^{-jkr_2} \right\} \quad (9)$$

$$\frac{\partial^2 \Pi_z}{\partial z^2} = -pk^2 \left\{ e^{-jkz} \int_{u_1}^{u_2} \frac{e^{-jku}}{u} du - e^{jkz} \int_{v_1}^{v_2} \frac{e^{-jkv}}{v} dv \right\}$$

$$+ jzpk \sin kl \frac{e^{-jkr_2}}{r_2} - 2p \left\{ \frac{ze^{-jkr_1}(1+jkr_1)}{r_1^3} + \frac{(l+z) \cos k l e^{-jkr_2}(1+jkl_2)}{r_2^3} \right\} \quad (10)$$

ゆえに (10) 式を (5) 式に代入すると

$$E_z = 2p \left[\frac{k \sin k l e^{-jkr_2}}{r_2} - \frac{z(1+jkr_1)e^{-jkr_1}}{r_1^3} - \frac{(l-z)(1+jkr_2) \cos k l e^{-jkr_2}}{r_2^3} \right] \quad (11)$$

B) d 成分の電界

つぎに導体の半径方向の成分 E_d を (6) 式より求める. (9) 式をさらに d で偏微分し, $\partial^2 \Pi_z / \partial d \partial z$ を計算すると E_d は下記のように表わされる.

$$E_d = -jkd p \left[\frac{e^{-jk(r_2+l)}}{r_2(r_2+l-z)} - \frac{e^{-jkr_1}}{r_1(r_1-z)} - \frac{e^{-jk(r_2-l)}}{r_2(r_2-l+z)} - \frac{e^{-jkr_1}}{r_1(r_1+z)} + 2pd \left[\frac{\cos kl e^{-jkr_2}(1+jkr_2)}{r_2^3} - \frac{e^{-jkr_1}(1+jkr_1)}{r_1^3} \right] \right] \quad (12)$$

C) 遠方電界

座標の中心OよりP点までの距離 r が波長にくらべ十分大きいものと仮定すると (11)(12) 式はつぎのように表わされる.

$$r_1 = R \quad l = \lambda/4$$

$$r_2 = R - l \cos \beta$$

$$p = \frac{I}{j8\pi w \epsilon}$$

$$d = R \sin \beta$$

$$z = R \cos \beta$$

$$E_z = \frac{2pk e^{-jkR}}{R} [\cos(90^\circ \cos \beta) + j \{ \sin(90^\circ \cos \beta) - \cos \beta \}] \quad (13)$$

$$E_d = \frac{2pk e^{-jkR}}{R \sin \theta} [\cos \beta \cdot \cos(90^\circ \cos \beta) + j \{ \sin^2 \beta + \cos \beta \cdot \sin(90^\circ \cos \beta) - 1 \}] \quad (14)$$

D) V形アンテナ垂直指向性の計算

第3図のように, #1, #2 の素子が UV 平面上にあり, V軸に対してそれぞれ θ, θ' 開いている場合を仮定し, VW 平面上に垂直な電界成分 E_p を求める. まず角

第4図 電界の水平分布

← 第5図
水平の指向性

第6図→
水平の指向性

度 β を θ , φ で表わすと

$$\left. \begin{aligned} \cos \beta &= \cos \varphi \cdot \cos \theta \\ \sin \beta &= \sqrt{1 - \cos^2 \varphi \cdot \cos^2 \theta} \end{aligned} \right\} \quad (15)$$

また β' も β と同様、 φ' , θ' で表わされる ($\varphi = \varphi'$).

(13) (14) 式で求められた E_z , E_d を用い、#1, #2 のそれぞれの成分を E_{z1} , E_{z2} , E_{d1} , E_{d2} とすると、 E_p は下記のように表わされる。

$$E_p = E_{z1} \sin \theta' - E_{z1} \cot \beta' \cdot \sin \theta' + E_{z2} \sin \theta - E_{d2} \cot \beta \cdot \sin \theta \quad (16)$$

(16) 式に (13) (14) 式の関係を代入すれば

$$\begin{aligned} E_p &= -A [\cos (90^\circ \cos \beta') + j \{\sin (90^\circ \cos \beta') - \cos \beta'\}] \\ &\quad \times \sin \theta' - A [\cos \beta' \cdot \cos (90^\circ \cos \beta') + j \{\sin^2 \beta' \\ &\quad + \cos \beta' \cdot \sin (90^\circ \cos \beta') - 1\}] \frac{\cos \beta' \sin \theta'}{\sin^2 \beta'} \\ &\quad + A [\cos (90^\circ \cos \beta) + j \{\sin (90^\circ \cos \beta) - \cos \beta\}] \end{aligned}$$

第7図
垂直の指向性

$$\begin{aligned} &\times \sin^2 \theta + A [\cos \beta \cdot \cos (90^\circ \cos \beta) + j \{\sin^2 \beta \\ &+ \cos \beta \cdot \sin (90^\circ \cos \beta) - 1\}] \frac{\cos \beta \sin \theta}{\sin^2 \beta} \end{aligned} \quad (17)$$

$$A = -j \frac{kI}{4\pi w e R} e^{-jkR} \quad (18)$$

簡単のため $\theta' = -\theta$ と仮定、 β と β' の関係を求めると

$$\left. \begin{aligned} \cos \beta &= \cos \beta' \\ \sin \beta &= -\sin \beta' \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

ゆえに

$$\begin{aligned} E_p &= 24 [\cos (90^\circ \cos \beta) + j \{\sin (90^\circ \cos \beta) - \cos \beta\}] \sin \theta \\ &\quad + 2 A [\cos \beta \cdot \cos (90^\circ \cos \beta) + j \{\sin^2 \beta \end{aligned}$$

第8図 $d = 0.5\lambda$ の垂直
指向性 $G = 3.67$ dB

第9図 $d = 0.75\lambda$ の垂直
指向性 $G = 5.21$ dB

第 10 図 $d=1.0\lambda$ の垂直指向性

$$+ \cos \beta \cdot \sin (90^\circ \cos \beta) - 1 \} \frac{\cos \beta \cdot \sin \theta}{\sin^2 \beta} \quad (20)$$

E) 水平指向性の計算

第 4 図に示したように #1, #2 の導体の開角を θ_0 とし、電界の θ 成分を求める。P 点における #1, #2 の電界成分を $E(\theta)'$, $E(\theta)''$ と仮定し、両者の合成値 $E(\theta)$ を求める。

$$\begin{aligned} E_0 &= E(\theta)' + E(\theta)'' = |E_{z1}| \sin(\theta + \theta_0/2) \\ &\quad - |E_{z1}| \cos(\theta + \theta_0/2) - |E_{z2}| \sin(\theta - \theta_0/2) \\ &\quad + |E_{z2}| \cos(\theta - \theta_0/2) \end{aligned} \quad (21)$$

(13) (14) 式の関係を (21) 式に代入すると

$$\begin{aligned} E\theta &= -A \{ [\cos(90^\circ \cos \theta_a) + j \{ \sin(90^\circ \cos \theta_a) - \cos \theta_a \}] \\ &\quad \times \sin \theta_a + [\cos(90^\circ \cos \theta_b) + j \{ \sin(90^\circ \cos \theta_b) - \cos \theta_b \}] \end{aligned}$$

第 13 図 (a) 単体の指向性, $\theta_0=10^\circ$

$$\begin{aligned} &\times \sin \theta_b + [\cos \theta_a \cdot \cos(90^\circ \cos \theta_a) + j \{ \sin^2 \theta_a \\ &\quad + \cos \theta_a \sin(90^\circ \cos \theta_a) - 1 \} \cot \theta_a \\ &\quad + [\cos \theta_b \cdot \cos(90^\circ \cos \theta_b) + j \{ \sin^2 \theta_b \\ &\quad + \cos \theta_b \sin(90^\circ \cos \theta_b) - 1 \} \cot \theta_b] \end{aligned} \quad (22)$$

ただし $\varphi=0$

$$\left. \begin{aligned} \beta &= \theta + \theta_0/2 = \theta_a \\ \beta' &= \theta - \theta_0/2 = \theta_b \end{aligned} \right\} \quad (23)$$

1.1.1 単独水平指向性の計算

V 形アンテナの開角 θ_0 を下記のように変化し、(22) 式により数値計算を行なった (第 5 図、第 6 図参照)。 θ_0 を小さくするにしたがって $\pm 90^\circ$ 方向の成分が大となり、約 -4 dB に収斂する。 θ_0 が 30° 以下になると、ほとんど有意差が認められない。なお $\theta_0=180^\circ$ はダイポールアンテナに相当する。

1.1.2 垂直指向性の計算

(20) 式により θ を変数とし垂直面単独指向性を計算した結果を第 7 図に示す。同図によると $\theta_0=10\sim 20^\circ$ ではほぼ無指向性となることが知られる。つぎに多段構成の一例として 4 段の場合の垂直指向性を計算した (第 8

↑ 第 11 図 多段構成の場合の給電方式

第 12 図 実験用 V 形アンテナとして非対称形の構造を採用→

写真 1 $\theta_0=10^\circ$ の場合の実物写真 (実物の 1/2 大)

第 13 図 (b) $\theta_0=20^\circ$

第 13 図 (c) $\theta_0=60^\circ$

第 13 図 (d) $\theta_0=180^\circ$

図, 第 9 図, 第 10 図参照). なお単体の指向性は無指向性と仮定した. 第 10 図に示すように素子間隔が 1λ となると軸方向の輻射が大となるので, 正面方向の利得が低下する. 第 11 図には多段構成の場合の給電方式を示している. (a) は従来テレビ放送に用いられているジャンクションボックスを用いた並列給電方式であり, (b) は直列給電方式である.

1.2 実験的検討

1.2.1 単独指向性

第 12 図に示すように, 実験用 V 形アンテナとして非

対象形の構造を採用した. 写真 1 には $\theta_0=10^\circ$ の場合の実物写真を示した.

aa' は給電点, bb' は調整用短絡板で, 素子にそって給電用フィードが取り付けられている. 第 12 図 (b) は等価回路で, Z_u は V 形アンテナの輻射インピーダンスを表わす. V_i は電流分配率で cc' のところでは Z_u の値は $1/V_i$ だけ step up される³⁾. V 形アンテナの入力インピーダンスは Harvard 大学の Ronald King 氏等の報告^{4,5)} によるときわめて低い値になっているので, 電流分配率を大にすれば cc' のインピーダンスが大きくな

(a) $\theta_0=10^\circ$, $W=0.2\lambda$

(b) $\theta_0=10^\circ$, $W=0.4\lambda$

(c) $\theta_0=10^\circ$, $W=0.6\lambda$

(d) $\theta_0=20^\circ$, $W=0.2\lambda$

(e) $\theta_0=20^\circ$, $W=0.4\lambda$

(f) $\theta_0=20^\circ$, $W=0.6\lambda$

第 14 図 角形鉄塔に取付けた場合の水平指向性

第 15 図 鉄塔幅とパターンの切れ込みとの関係

るので、 72Ω の給電用フィードに対する matching が非常に容易となる。また l_2 の長さを適当に調整することにより、入力インピーダンス z を容易に純抵抗にすることができる。詳細は 2.1 の項でのべる。

つぎに非対称給電による単独パターンの実測値を第 13 図に示す。なお設計周波数は 190 Mc を採用している。同図のパターンは開角 θ_0 を 10° , 20° , 60° , 180° にえらんだ場合の値で、各開角の最良パターンである。

- (a) $\theta = 10^\circ$ (b) $\theta = 20^\circ$
(c) $\theta = 60^\circ$ (d) $\theta = 180^\circ$

1.2.2 角形鉄塔に取付けた場合

V 形アンテナを幅広い鉄塔に取付けると、鉄塔の影響により水平パターンのサーキュラリティが相当悪化するものと考えられる。

つぎに鉄塔幅を種々変化した場合について測定した結果を第 14 図に示す。第 15 図は鉄塔幅と水平パターンの最大切れ込みの関係を示している。同図によると D

写真 2 角形鉄塔への取付け

第 16 図 (a) 円筒形鉄塔に取付けた場合の水平指向性

第 16 図 (e)

が約 900 mm まで切れ込みが 10 dB 以内に入り、一応実用可能である。

1.2.3 円筒形鉄塔に取付けた場合

第 16 図には円筒形鉄塔に V 形アンテナを取付けた場合の水平パターンを示し、第 17 図には円筒径 D とパターンの最大の切れ込みとの関係を示す。円形の場合は角形にくらべ、全体的にサーキュラリティがよく、 50ϕ

第 17 図 ボール径とパターンの切れ込みとの関係

第 16 図 (b)

第 16 図 (c)

第 16 図 (d)

第 16 図 (f)

第 16 図 (g)

第 16 図 (h)

で 3 dB 以内に納まっている。

1.2.4 合成垂直指向性

開角 20° の V 形アンテナを一边の幅 0.2λ (波長) の鉄塔に取付け、4 段構成にし、合成パターンを求めた。素子間隔 d は計算値を参考に 0.5λ , 0.75λ を採用した。実測値は計算したものに比べ、若干サイドレベルが高いが、メインビームの幅はほぼ一致している (第 18 図, 第 19 図, 第 20 図参照)。

2. 入力インピーダンス特性

2.1 理論的検討

第 21 図には第 12 図(b)の等価回路で表わされる V 形アンテナのインピーダンス整合の手順を示す。同図 A 点は z_s の特性インピーダンスのスミスチャートにて z_u' (アンテナ放射インピーダンス z_u を $1:1/V_t$ 比の変成器で変換したもの) を表示したもので、B 点はさらにアドミタンスを表示したものである (z_u は $\theta_0 = 30^\circ$ で

第18図 $d=0.5\lambda$ の垂直指向性 (実測値)

$G=3.09\text{dB}$, $\theta_0=20^\circ$, $d=0.5\lambda$, $W=0.2\lambda$

第19図 $d=0.75\lambda$ の垂直指向性 (実測値)

$G=5.74\text{dB}$, $\theta_0=20^\circ$, $d=0.75\lambda$, $W=0.2\lambda$

第 20 図 単独垂直指向性

$\theta_0=20^\circ$, $W=0.2\lambda$

第 21 図 入力インピーダンスの整合

$$Z_u' = \frac{Z_u}{V_i}$$

$Z_s = l_1$ の線路の特性インピーダンス

Z_0 = 給電用フィーダの特性インピーダンス

約 $8-j60\Omega$ 。また D 点は給電用フィーダの特性アドミッタンスと l_1 の線路の特性アドミッタンスの比を表わし、B 点を D 点に変換すれば SWR は 1 となり、アンテナと給電線が完全に matching する。そこで l_1 を適当にえらび Toward generator 側に C 点までチャート上を移動し、C 点 (第 12 図 では aa' 点) に並列にスタブを挿入する。 l_2 の長さを加減し、スタブのアドミッタンスをインダクティブにすると、C 点から (C) の円にそって D 点に達する。

2.2 インピーダンスの測定

第 22 図には l_1, l_2 および給電用ジャンパを適当に調整して得られた単体の SWR 特性を示す ($\theta_0=20^\circ$)。また第 23 図には開角 θ_0 を変数とし周波数帯域の関係を求めている。当然予想されることであるが、 θ_0 が狭くなるにしたがって許容周波数帯域が悪くなっている。しかし FM 放送では、テレビ放送の場合のように広帯域にする必要がなく、SWR=1.1 以下、約 1% の帯域があれば十分である。

第 22 図 単体の SWR 特性 ($\theta_0=20^\circ$)

第 23 図 開角と SWR との関係

第 25 図

第 24 図 単体の利得

3. 利 得

1.1.2 の項で記述したように、V 形アンテナの垂直指向性はほぼ無指向性となっている。ゆえに VHF 帯ではダイポールアンテナの利得を標準とするため、V 形アンテナの利得は 1 以下となる (第 26 図参照)。なお多段構成の場合の利得は、垂直パターンと同時に示した。

4. スーパ・ゲインアンテナ (SGA) と鉄塔の共用

第 25 図のように、SGA が取付けられている鉄塔の角に V 形アンテナを取付け、水平パターンのひずみから SGA 素子位置といかなる関係にあるかを調べる。ここに使用された SGA 素子は 400 Mc の模形である。SGA 素子と V 形アンテナとの間隔を d とし、 $d=0, 300, 600$ mm のものについて測定を行なった。第 26 図によると d が 300, 600 mm の場合は、SGA 素子の影響は比較的少なく、最大切れ込みが約 2 dB 大きくなっているにすぎない。

しかるに d が零の場合には前後比が相当大きくなるので、1 個の V 形素子ではサーキュラリティが悪いので、反対方向にさらに 1 個取付ける必要がある。

5. む す び

以上、V 形アンテナ単体の電氣的特性および角形また

第 26 図 (a) $\theta_0 = 20^\circ$, $W = 0.2\lambda$

第 26 図 (b) $\theta_0 = 10^\circ$, $W = 0.2\lambda$

以上の理由から、施工も容易で比較的廉価となる。

(昭和 38 年 4 月 25 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 内田英成, 虫明康人: 超波空中線, コロナ社, p.162.
- 2) Rems and Whinnery: Fields and Waves in modern Radio, John Wiley and Sons, Inc, New York, 1944, p.432.
- 3) 佐藤利三郎, 永井 淳, 高橋 宏: 非対称平行線を用いた Broad-side array, 東北大学伝送工研, 1959. 9. 13.
- 4) Ronald King: Theory of V-antenna, Journal of Applied physics, 22. 9 (1951).
- 5) 那須伝夫, 虫明康人: V型アンテナのインピーダンスについて, 信学誌, 3 (1960) 16~72.

テレビジョン学会編集委員

編集長	鈴木 桂 二	N H K
幹 事	池 田 辰 雄	日本テレビ
"	黒 田 秀 郎	日 電
"	宇 都 宮 敏 男	東 大
"	中 野 道 夫	電 機 大
"	樋 渡 涓 二	N H K
"	藤 村 安 志	N H K
"	三 宅 康 友	日 大
"	吉 永 義 輝	N H K
委 員	荒 木 庸 夫	東 芝
"	小 原 啓 義	早 大
"	岸 源 也	東 工 大
"	杉 田 和 夫	日 電
"	村 主 行 康	電 波 研
"	関 口 存 哉	日 立
"	高 草 木 要 作	N H K

委 員	高 橋 重 雄	電 技 協
"	野 口 嘉 彦	電 監
"	林 和 夫	N H K
"	福 喜 多 久	N H K
"	藤 原 忠 志	コロムビア
"	前 田 晴 雄	松 下
"	宮 川 洋	東 大
"	宮 崎 源 太 郎	日 立
"	森 本 盛	通 研
"	矢 島 経 久	ビクター
"	山 田 達 也	東 芝
"	吉 田 和 夫	教育テレビ
"	渡 辺 義 雄	東京放送
地方委員	木 村 久 生	朝日放送
"	柴 田 幸 男	東 北 大
"	杉 多 重 雄	三 菱 電 機
"	宮 脇 保 男	大 阪 大