テレビ受像用広帯域複合オールウェーブ空中線

佐 藤 源 貞

八木アンテナ株式会社 野 口 泰 一 郎

筆者らはわが国における VHF 帯テレビ放送の受像用空中線として、ch. 1 より ch. 12 までの全チャンネルをカバーする、いわゆる複合オールウェーブ空中線を開発した。本稿はこの空中線開発の経緯、ならびにその諸特性について記したものである。

1. ま え が き

現在、本邦における VHF 帯のテレビ放送は ch. 1 より ch. 12 までの 12 チャンネル、すなわち、その周波数範囲は最低の 90 Mc より最高の 222 Mc にわたっている。ただし、ch. 1 より ch. 3 までのローチャンネル帯と、ch. 4 より ch. 12 までのハイチャンネル帯との間の約 60 Mc の周波数帯は使用されていない。

このような周波数割当のわが国のテレビ受像用空中線として要望されることは、なるべく 1 本の空中線で数多くのチャンネルを受像できること、もしできることなら、1 本の空中線で全チャンネルを受像できるようなものにしたことはないわけである。

しかし、一概に広帯域特性のテレビ受像用空中線とはいえ、使用地区の電界強度などにより必要とする空中線利得はそれぞれ異なり、また、多重像の発生を起さないような指向性、そして受像機との間を接続する給電線との定在波比特性の良好なことも必要であり、しかも、これらの諸特性が受像しようとする多数のチャンネルの占める周波数範囲にわたり良好な空中線の開発は、非常に困難なものである。

筆者らは一応このような要求を満たすものとして、い

わゆる八木複合オールウェーブアンテナシリーズ¹⁾と称する 13 機種のを開発し、現在本邦各地にて広く使用されるに至っている。本稿ではこの空中線の中核であり、筆者らの複合形空中線素子^{2),3),4)}と称する特殊な主放射器、また、特殊非励振素子⁵⁾と称する導波器および反射器の動作原理の説明、その理論解析を行ない、また実際使用の諸特性について記したものである。

2. 複合オールウェーブ空中線の機種

従来、テレビ放送の数チャンネルにわたり良好な特性を呈する広帯域空中線として、図 1 に示すコニカル形放射器⁶⁾、また、図 2 に示すようなインライン形放射器⁷⁾に導波器、反射器を付したものが使用されてきたが、これらはかなり広い周波数範囲にわたり良好な諸特性を呈するとは決していい難いものと思われ、筆者らはこれらのものを基礎にしてオールチャンネル用のものを開発することはできなかった。

このため筆者らは、わが国のどのような地域においても、いかなるチャンネルをも受像できるような、新たな構想に基づく一貫した空中線シリーズの開発を計画したわけである。すなわち、使用地域の電界強度に応じて一応空中線利得および定在波比特性の基準を表 1 のように考え、すなわち、強電界地区用、中電界地区用、弱電界地区用、そして微電界地区用に 4 分類した空中線シリー

筆者紹介

さとう げんぺい
佐藤 源貞 昭和 22 年 9 月東北大学工学部通信工学科卒業以来同学にて主として超短波空中線、伝送線の研究を行なう、同学部助教授、昭和 32 年より 39 年まで八木アンテナ株式会社に勤務。工学博士。

のぐちたいいちろう
野口 泰一郎 昭和 33 年 3 月大阪工業大学電気工学科卒業後、ただちに八木アンテナ株式会社に入社テレビ受像用空中線の開発研究に従事し現在に至る。正会員。

図 1 コニカル形放射器を用いた広帯域空中線の一例

図 2 インライン形を用いた広帯域空中線の一例

“Television Receiving Wide Band Duplex Antenna.” by Gentei Sato and Taiichiro Noguchi (Yagi Antenna Co., Ltd. Tokyo)

表 1 テレビ受像用空中線の特性基準

使用地区 の分類	電 界 強 度		空中線の利得および定在波比			
	mV/m	dB/m (1 μ V/m=0dB)	ローチャンネル帯		ハイチャンネル帯	
			利得 (dB)	定在波比	利得 (dB)	定在波比
強電界地区	50以上	94以上	0	7.0以下	0~2	5.0以下
中電界地区	5以上	74以上	2~3	3.0以下	4~6	3.0以下
弱電界地区	0.5以上	54以上	4~6	3.0以下	6~8	2.0以下
微電界地区	0.5以下	54以下	6~8	2.0以下	9~12	2.0以下

ズの開発を意図し、なるべく少ない機種でこの要求を満たすよう、また、もし必要ならば ch. 1~ch. 12 の周波数範囲を適当に分割するようにして開発を進め、最終的には表 2 に示す 13 機種のものに決定した。同表に示すように、これらの空中線の主放射器には ch. 1~ch. 3 および ch. 4~ch. 12 にわたる 2 周波帯において良好な特性を示すいわゆる W 形の複合形空中線素子、あるいは、ch. 1~ch. 3 または ch. 4~ch. 12 のいずれかの周波数帯においてすぐれた特性を示すいわゆる S 形^{4),8),9)}の複合形空中線素子を使用して広帯域特性を呈するように工夫したものである。これらの詳細については以下に記すが、S 形の複合形空中線素子は W 形とかなり類似している ので、紙面の都合上割愛したが、その詳細は文献¹⁰⁾を参照されたい。

3. 複合形空中線素子 (W形) と特殊非励振素子について

図 3 は複合オールウェーブ空中線の一例として、YAGI-W7 形と称するものを示したが、本節ではこれらの空中線の主放射器として使用している複合形空中線素子(W形)および導波器、反射器として使用している特殊非励振素子の原理について記したい。

まず、図 4 に示すように二次線の中央を短絡した 2 線式折返し空中線の特性インピーダンス 300 Ω の給電線に対する定在波比は比較的周波数の低い方、すなわち、ローチャンネル帯で良好な特性を呈する。今度は図 5 に示す二次線の中央部を開放したものでは、比較的周波数の高い方、すなわちハイチャンネル帯で良好な特性を呈する。

図 3 複合オールウェーブ空中線の一例 (YAGI-W7 形)

これらのことより、図 6 に示すように二次線の中央部にトラップを付した空中線は、前述の二次線を短絡あるいは開放した場合の特性を両方兼ね備え、すなわち、ローチャンネル帯とハイチャンネル帯において共に良好な定在波比特性を呈することが明らかになった。すなわち、この図より使用する両チャンネル帯の中間の 130~160Mc においてはその特性はかなり悪いものであるが、本邦のチャンネルプランでは、ハイチャンネルとローチャンネルとの中間は空白となっているので、しいて良好な特性を有する必要はない。

このように、折返し空中線は種々の興味ある特性を呈するので、筆者らは良好な定在波比特性と同時に良好な放射特性をも併せ有するようなものを種々検討の末、図 7(a)(b) に示すように、3 線式の折返し空中線を基本形とする、いわゆる W 形および S 形の複合形空中線素子なるものを試作したところ、はたして良好な定在波比特性を有することがわかり、これがきわめて広帯域な特性を有する複合オールウェーブ空中線の放射素子の基礎となったものである。

次に、これらの複合オールウェーブ空中線の導波器、反射器として使用している特殊非励振素子と称するものは図 8 に示すような構造のもので、これまた折返し空中

表 2 複合オールウェーブ空中線の機種一覧表

空中線形名	素子 数 (本)	主放射 器 構 造	空中線の 概略図	受 像 帯 域												使用地区の 分 類	
				周波数 (Mc)													
				90 チャンネル 番号	100	110	170	180	190	200	210	220					
YAGI - W 3 形	3	W															強電界地区
YAGI - W 4 形	4	W															強電界地区
YAGI - W 5 形	5	W															中電界地区
YAGI - W 7 形	7	W															弱電界地区
YAGI - W 9 形	9	W															弱電界地区
YAGI - W11形	11	W															微電界地区
YAGI-16-W 5 形	5	W															中電界地区
YAGI-16-W 7 形	7	W															弱電界地区
YAGI-13-W 5 形	5	S															弱電界地区
YAGI-13-W 7 形	7	S															微電界地区
YAGI-412-W 5 形	5	W*															中電界地区
YAGI-412-W 8 形	8	W*															弱電界地区
YAGI-412-W10形	10	S															微電界地区

(WはW形の複合形空中線素子,SはS形の複合形空中線素子を示し、またW*は近くS形に変更予定)

図 4 二次線の中
央を短絡した折
返し空中線素子
の定在波比特性

図 5 二次線の中
央を開放した折
返し空中線素子
の定在波比特性

図 6 2 線式トラ
ップ付き折返し
空中線素子の定
在波比特性

線の一つであり、その等価回路は同図 (b) のように示される。図中 Z_t はこの空中線の一次線と二次線とにより構成される部分の平衡インピーダンスである。いまこの長さを適当に選び、ローチャンネル帯において Z_t が低く、ハイチャンネル帯において Z_t が高ければ、これを導波器、あるいは反射器として使用した場合に、ローチャンネル帯においては中央部短絡と考えられ (c) 図のような電流が流れ、また、ハイチャンネル帯においては中央部は開放と考えられ (d) 図のような電流が流れる。このためローチャンネル帯においても、ハイチャンネル帯においても反射器、導波器として良好に動作することが推察されよう。実際にこれらの寸法を決定することは非常に複雑であるが、以上のことを考慮して、きわめて数多くの実験の末に決定した。

4. 複合形空中線素子 (W 形) の 3 線式給電線の伝送理論¹¹⁾ による解析

前節に示した複合形空中線素子 (W 形) の実際の構造

(a) W 形の場合
(b) S 形の場合

図 7 複合形空中
線素子の定在波
比特性

(a) 構造図
(b) 等価回路図
(c) 低周波帯における
電流分布
(d) 高周波帯における
電流分布
図 8 特殊非共振素
子の動作説明図

は図 9 (a) に示すようなものであるが、本稿では同図 (b) に近似して解析を行なった。同図に示すように、この空中線素子の中央部は零電位となるので、この空中線素子の半分について解析を行なうことにする。すなわちこの空中線素子は平行 3 線式給電線的一种と考えられるので、いまその電圧、電流を図 10 (a) のように定めれば、これは同図 (b) に示す不平衡伝送系と、同図 (c) (d) に示す二つの平衡伝送系とに分解される。いま同図 (b) に示すようにその電流分配率を α とすれば、導体の電圧、電流について、

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & \frac{1}{2} & 1-2\alpha \\ 1 & 0 & -2\alpha \\ 1 & -\frac{1}{2} & 1-2\alpha \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_u \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} \quad (1.1)$$

図 9 (a) 複合形空中線素子 (W形)
(b) その近似のもの

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha & 1 & \frac{1}{2} \\ 1-2\alpha & 0 & -1 \\ \alpha & -1 & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_u \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} \quad (1 \cdot 2)$$

の関係があり、これより平衡、不平衡伝送系の電圧、電流について

$$\begin{pmatrix} V_u \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \alpha & 1-2\alpha & \alpha \\ 1 & 0 & -1 \\ \frac{1}{2} & -1 & \frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_1 \\ V_2 \\ V_3 \end{pmatrix} \quad (2 \cdot 1)$$

$$\begin{pmatrix} I_u \\ I_b \\ I_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ \frac{1}{2} & 0 & -\frac{1}{2} \\ 1-2\alpha & -2\alpha & (1-2\alpha) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{pmatrix} \quad (2 \cdot 2)$$

の関係をうる。

いま、図 9 のように二次線の中央部が開放なので、

$$I_1 = 0 \quad (3)$$

また、三次線の中央が短絡なので、

$$V_3 = 0 \quad (4)$$

である。したがって、

$$Z_u = \frac{V_u}{I_u} = \frac{\alpha V_1 + (1-2\alpha) V_2}{I_2 + I_3} \quad (5)$$

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} = \frac{V_1}{-\frac{1}{2} I_3} \quad (6)$$

$$Z_c = \frac{V_c}{I_c} = \frac{\frac{1}{2} V_1 - V_2}{-2\alpha I_2 + (1-2\alpha) I_3} \quad (7)$$

の関係を、これより、

$$\begin{pmatrix} (1-2\alpha) [V_2] \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} Z_u & Z_u & -\alpha \\ 0 & -\frac{1}{2} Z_b & -1 \\ -2\alpha Z_c & (1-2\alpha) Z_c & -\frac{1}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_2 \\ I_3 \\ V_1 \end{pmatrix} \quad (8)$$

となる。これより、

$$\begin{pmatrix} I_1 \\ I_3 \\ V_1 \end{pmatrix} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} \frac{1}{4} Z_b + (1-2\alpha) Z_c & \frac{1}{2} Z_u + \alpha(1-2\alpha) Z_c \\ 2\alpha Z_c & -\frac{1}{2} Z_u - 2\alpha^2 Z_c \\ -\alpha Z_b Z_c & -Z_u Z_c \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (1-2\alpha) [V_2] \\ 0 \\ -1 \end{pmatrix} \quad (9)$$

となる。ただし上式中、

$$\Delta = \frac{1}{4} Z_u Z_b + Z_u Z_c + \alpha^2 Z_b Z_c \quad (10)$$

である。

これより図 9 の給電点における電圧 V_2 と、その電流 I_2 との関係は、

$$I_2 = \frac{V_2}{\Delta} \left\{ \frac{1}{4} Z_b + Z_u + (1-2\alpha)^2 Z_c \right\} \quad (11)$$

となり、したがってその入力インピーダンス z_{in} は、

$$z_{in} = \frac{V_2}{I_2} = \frac{\frac{1}{4} Z_u Z_b + Z_u Z_c + (2\alpha)^2 \frac{1}{4} Z_b Z_c}{\frac{1}{4} Z_b + Z_u + (1-2\alpha)^2 Z_c} \quad (12)$$

と計算される。なお、図 9 に示したこの空中線素子の入力インピーダンス Z_{in} はこの値の 2 倍、すなわち

$$Z_{in} = 2z_{in} \quad (13)$$

である、

第 12 式はインピーダンス Z_u および Z_c にて構成されたラチス形回路網にインピーダンス $Z_b/4$ が接続された場合と類似しているため、空中線の不平衡インピーダンスを Z_u 、また、折返し空中線で構成される平衡インピーダンスを Z_c とすれば、図 11(a) の等価回路として図(b)、さらにこれは 図(c) に示すように 2 線式

図10 (a) 平行 3 線式給電線、(b) 不平衡伝送系、
(c) 平衡伝送系 (b 系)、(d) 平衡伝送系 (c 系)

図11 (a) 平行3線式空中線素子, (b), (c) その等価回路

図12 (a) 直径の等しい3本の導体が平行に配置された場合, (b) 直径の等しい3本の導体が対称に配置された場合

折返し空中線に負荷 $Z_b/2$ を接続したものと考えられる。

いま、特別な場合として $Z_b = \infty$ の場合にはこの入力インピーダンスは、

$$Z_{in} = 2\{Z_u + (2\alpha)^2 Z_c\} \quad (14)$$

また、 $Z_b = 0$ の場合には、

$$Z_{in} = \frac{2}{\frac{1}{Z_c} + \frac{(1-2\alpha)^2}{Z_u}} \quad (15)$$

と計算される。 Z_b は図9に示す三次線の長さ、すなわち、A点とA'点の間隔 $2l_2$ で決定され、これをハイチャネル帯の約2分の1波長に選べば、ローチャネル帯ではかなり低く、ハイチャネル帯ではかなり高いインピーダンスを呈する。さらに、空中線素子の長さ $2l_1$ をローチャネル帯の約2分の1波長とすれば、ローチャネル帯では図4に示した二次線の中央を短絡した折返し空中線素子として、また、ハイチャネル帯では図5に示した二次線の中央を開放した折返し空中線素子として動作することがわかる。次に、この複合形空中線素子(W形)を近似した素子は図12(a)のように直径 d の導体を間隔 D にて平行に配置したもので、その電流分配率の

図13 複合形空中線素子(W形)の定在波比特性

計算は非常に困難であるが、いま、これを同図(b)のように直径 d' の3本の導体が間隔 D' で完全に対称に配置されていると考えれば、 $\alpha = 1/3$ となりその入力インピーダンスは、

$$Z_{in} = \frac{2\left\{\frac{1}{4}Z_u Z_b + Z_u Z_c + \frac{1}{9}Z_b Z_c\right\}}{\frac{1}{4}Z_b + Z_u + \frac{1}{9}Z_c} \quad (16)$$

となり、この式はこの空中線素子の入力インピーダンス特性を把握するのに便到である。すなわち、図10に示すように Z_u は3本の導体を一括した空中線の入力インピーダンス。また Z_b 、 Z_c はそれぞれ2本または3本の導体にて構成される平衡給電線の入力インピーダンスなので、

$$Z_b = jW_b \tan \beta l_2 \quad (17 \cdot 1)$$

$$Z_c = jW_c \tan \beta l_1 \quad (17 \cdot 2)$$

である。ただし、上式中 $\beta = 2\pi/\lambda$ であり λ は波長である。

また、その特性インピーダンス W_b は、図12(a)に示す3線式給電線の外側にある2本の導体で構成される平行2線式給電線のもので、

$$W_b = 120 \ln \frac{4D}{d} \quad (18 \cdot 1)$$

および、特性インピーダンス W_c は図12(a)に示す3線式給電線の中央と外側2本の導体との間で伝送する場合のもので、

$$W_c = 30 \ln \frac{4D^3}{d^3} \quad (18 \cdot 2)$$

と計算される。

いま、この実例として図13に示す空中線素子を試作し、その定在波比特性を実測し、同図点線にて示したが同図実線は前記の理論計算値であり、この両者は比較的よく一致している。なお、この結果は定在波比特性だけでなく、インピーダンス特性においてもかなり一致した傾向を示しており、上記理論によりその特性を説明することができる。

5. 複合形空中線素子 (W形) の電流分布

前節においては、主として複合形空中線素子 (W形) の入力インピーダンスについて記したが、同理論を克明に適用しつつ計算を進めれば、この空中線素子を構成している導体の各部に流れる電流分布の計算は可能であるが、それはかなり煩雑なものである。

一方、これら各導体部分に流れる電流分布を正弦波分布と仮定し、その電流、電位との関係とその導体の特性インピーダンスの概念を用いて示し、導体の末端あるいは接合部における境界条件などより解析を進めれば、これは一次多元連立方程式の解として求めることができるので、本節ではこの理論ならびにその実験などについて記すことにしたい。なお、この空中線素子の中央面は零電位となるので、実際の半分のものについて計算を行なった。

まず、図 14(a)(b) のようにその座標系、その電流分布、電位分布を定め、 $\#i$ の記号にて示す空中線素子を構成している長さ l_i の円筒状導体に流れる電流を $I_i(t_i)$ 、その電位を $V_i(t_i)$ 、その座標原点を $t_i=0$ に選び、その特性インピーダンスを W_i とすれば、その電流、電位は近似的に、

$$I_i(t_i) = A_i \cos \beta(l_i - t_i) + B_i \sin \beta(l_i - t_i) \quad (19)$$

$$V_i(t_i) = j W_i [A_i \sin \beta(l_i - t_i) - B_i \cos \beta(l_i - t_i)] \quad (20)$$

の関係¹²⁾がある。

上式中 i は 1~4 であり β は位相定数、また A_i 、 B_i は未定係数で多くの境界条件により決定されるものである。いま図 14 のようにこの空中線素子の給電電圧を V 、その入力電流を I とし、各部における条件式を求めると、まず、電流については

①において

$$I_1(0) = I \quad (21 \cdot 1)$$

②、⑦において

図14 複合形空中線素子
(a) その座標系、(b) その電流、電位分布

図15 複合形空中線素子 (W形) のモデル構造図
(単位: cm)

$$I_1(l_1) = -I_4(l_4) \quad (21 \cdot 2)$$

④、⑥において

$$I_2(l_2) + I_3(l_3) = I_4(0) \quad (21 \cdot 3)$$

⑤において

$$I_3(0) = 0 \quad (21 \cdot 4)$$

また、電位については②、⑦において

$$V_1(l_1) = V_4(l_4) \quad (22 \cdot 1)$$

③において

$$V_2(0) = 0 \quad (22 \cdot 2)$$

④、⑥において

$$V_2(l_2) = V_3(l_3) = V_4(0)$$

すなわち、

$$V_2(l_2) = V_3(l_3) \quad (22 \cdot 3)$$

$$V_2(l_2) = V_4(0) \quad (22 \cdot 4)$$

の 8 個の条件式が成立する。

これらの条件式を (19) および (20) に代入すれば、

$$A_1 \cos \beta l_1 + B_1 \sin \beta l_1 = I \quad (23 \cdot 1)$$

$$A_1 = -A_4 \quad (23 \cdot 2)$$

$$A_2 + A_3 = A_4 \cos \beta l_4 + B_4 \sin \beta l_4 \quad (23 \cdot 3)$$

$$A_3 \cos \beta l_3 + B_3 \sin \beta l_3 = 0 \quad (23 \cdot 4)$$

$$W_1[-B_1] = W_4[-B_4] \quad (23 \cdot 5)$$

$$W_2[A_2 \sin \beta l_2 - B_2 \cos \beta l_2] = 0 \quad (23 \cdot 6)$$

$$W_2[-B_2] = W_3[-B_3] \quad (23 \cdot 7)$$

$$W_2[-B_2] = W_4[A_4 \sin \beta l_4 - B_4 \cos \beta l_4] \quad (23 \cdot 8)$$

の一次 8 元連立方程式を得、これらより A_i 、 B_i はそれぞれ次のように計算される。

$$A_1 = \frac{I}{\Delta} W_1 [W_2 \sin \beta l_3 (W_3 \cos \beta l_3 \cdot \sin \beta l_4 + W_4 \cos \beta l_4 \cdot \sin \beta l_3) - W_3 W_4 \cos \beta l_2 \cdot \cos \beta l_3 \cdot \cos \beta l_4] \quad (24 \cdot 1)$$

$$B_1 = \frac{I}{\Delta} W_4 [W_3 \cos \beta l_3 (W_4 \cos \beta l_2 \cdot \sin \beta l_4 + W_2 \cos \beta l_4 \cdot \sin \beta l_2) - W_2 W_4 \sin \beta l_2 \cdot \sin \beta l_3 \cdot \sin \beta l_4] \quad (24 \cdot 2)$$

$$A_2 = \frac{I}{\Delta} W_1 W_3 W_4 \cos \beta l_2 \cdot \cos \beta l_3 \quad (24 \cdot 3)$$

$$B_2 = \frac{I}{\Delta} W_1 W_3 W_4 \cos \beta l_3 \cdot \sin \beta l_2 \quad (24 \cdot 4)$$

図16 電流分布の測定回路

(a) その接続図, (b) 電流分布測定用探子 (単位: cm)

$$A_3 = \frac{-I}{\Delta} W_1 W_2 W_4 \sin \beta l_2 \cdot \sin \beta l_3 \quad (24 \cdot 5)$$

$$B_3 = \frac{I}{\Delta} W_1 W_2 W_4 \cos \beta l_3 \cdot \sin \beta l_2 \quad (24 \cdot 6)$$

$$A_4 = \frac{I}{\Delta} W_1 [W_3 W_4 \cos \beta l_2 \cdot \cos \beta l_3 \cdot \cos \beta l_4 - W_2 \sin \beta l_2 (W_3 \cos \beta l_3 \cdot \sin \beta l_4 + W_4 \cos \beta l_4 \cdot \sin \beta l_3)] \quad (24 \cdot 7)$$

$$B_4 = \frac{-I}{\Delta} W_1 [W_2 W_4 \sin \beta l_2 \cdot \sin \beta l_3 \cdot \sin \beta l_4 - W_3 \cos \beta l_3 (W_4 \cos \beta l_2 \cdot \sin \beta l_4 + W_2 \cos \beta l_4 \cdot \sin \beta l_2)] \quad (24 \cdot 8)$$

ただし Δ は,

$$\begin{aligned} \Delta = & W_1 W_2 \cos \beta l_1 \cdot \sin \beta l_2 (W_4 \cos \beta l_4 \cdot \sin \beta l_3 \\ & + W_3 \cos \beta l_3 \cdot \sin \beta l_4) + W_3 W_4 \cos \beta l_3 \\ & \cdot \sin \beta l_1 (W_4 \cos \beta l_2 \cdot \sin \beta l_4 + W_2 \cos \beta l_4 \\ & \cdot \sin \beta l_2) - W_4 (W_1 W_3 \cos \beta l_1 \cdot \cos \beta l_2 \cdot \cos \beta l_3 \\ & \cdot \cos \beta l_4 + W_2 W_4 \sin \beta l_1 \cdot \sin \beta l_2 \cdot \sin \beta l_3 \\ & \cdot \sin \beta l_4) \end{aligned} \quad (24 \cdot 9)$$

である。

すなわち、これら A_i , B_i を (19), (20) に代入すれば、それぞれの導体部分の電流分布あるいは電位分布を求めることができる。

筆者らは実験の都合上、実際の複合形空中線素子 (W形) の約 1.3 倍の大きさの図 15 に示すような電流分布測定用の溝を切ったモデル空中線素子を試作し、周波数もそれに応じて低い 75 Mc および 150 Mc の 2 周波数を選び、図 16 に示す回路にてその電流分布の実測を行ない、図 17, 図 18 にはその振幅を —・—, また位相を ---×--- にて示した。同図 (a) はその理論値、同図

図17 モデル複合形空中線素子 (W形) の 75 Mc における電流分布

(a) 理論値, (b) 実測値, 図中○印は図 16 の位置を示す

図18 モデル複合形空中線素子 (W形) の 150 Mc における電流分布

(a) 理論値, (b) 実測値, 図中○印は図 16 の位置を示す

(b) は実測値をそれぞれ記したが、いずれも比較的一致しているように思われる。

空中線素子を構成しているおのおのの導体に流れる電流分布が判明すれば、この空中線の指向性を計算できるのであるが、これは今後の研究課題としたい。

なお、図 19 にはこの複合形空中線素子 (W形) の水

図19 複合形空中線素子 (W形) の水平指向性の実測値
(a) 空中線構造図, (b) 100Mc の場合, (c) 180Mc の場合,
(d) 220Mc の場合

平面指向性の 100 Mc, 180 Mc, 200 Mc における実測値を示したが, 100 Mc 付近では半波長空中線のように 200 Mc 付近では 1 波長空中線のように動作していることが推察される。

6. 複合オールウェーブ空中線の諸特性

複合オールウェーブ空中線は, 以上のような基礎的研究に基づいて開発を進め商品化したものであり, 本節ではその諸特性, すなわち使用チャンネルにおける特性インピーダンス 300Ω に対する定在波比, 水平面指向性, 利得を示したいと思う。ただ, 表 2 に記載した 13 機種全部について記すのは紙面が許さないで, そのうち代表的な YAG 1-W 7 形を選び, 図 20 にその諸特性を示した。

7. 複合オールウェーブ空中線を積み重ねた場合の諸特性

本節では, 前記の複合オールウェーブ空中線を上下に 2 段あるいは 4 段積み重ねた, いわゆるスタックした場合の諸特性について記したい。一般に, 空中線の積み重ねは利得を増加させたり, 指向性を尖鋭にしたいような場合に, 上下あるいは縦横方向に数個の空中線を配置するものであるが, 一般家庭にてテレビ受像用を使用する場合にはその構造, その設置方法は簡単かつ低廉なことが必要であり, このため前記の複合オールウェーブ空中線を, 上下方向に 2 段, あるいは 4 段積み重ねたものを商品とした。したがって, これらの水平面指向性は前記の複合オールウェーブ空中線と同じであり, ただその垂直面指向性のみが, いわゆる積み重ね段数

とその間隔によって種々変化する。この積み重ねの間隔はテレビ受像の周波数範囲にわたって一様に良好な特性を呈するようにすることはなかなか困難なので, 筆者らはこの積み重ね間隔をハイチャンネルにて垂直面指向性のサブローブが大きくなるように留意し, 空中線の機種により 70 cm あるいは 100 cm に決定した。

このような間隔にて積み重ねた空中線の入力インピーダンスの整合は, 図 21 に示すように市販のテレビ受像用の通称リボンフィードと称する公称特性インピーダンス 300 Ω, VHF 帯における波長短縮率 82% のものを使用し, その長さを適当に選んで整合のとれるようにした。この複合オールウェーブ空中線を積み重ねた代表例の諸特性を図 21 に示した。

一般に空中線を 2 段, かなりの間隔にて積み重ねた場合の利得増加は 3 dB であるが, この複合オールウェーブ空中線の場合はローチャンネルで約 1.5 dB, ハイチャンネルでは 2~2.5 dB 程度の利得の増加, また, 4 段積み重ねた場合はローチャンネルで 3~4 dB, ハイチャンネルでは 4~5 dB 程度の利得増加が実測された。

このように, 空中線を積み重ねれば単独の場合よりも垂直面指向性が尖鋭となり利得が増加するので, 電波状態の悪い地域での使用に適している。

8. む す び

以上, わが国のテレビチャンネルプランの周波数帯と, テレビ受像地区の種々の電界強度などを想定して開発し

図20 YAGI-W 7 形空中線の諸特性

た複合オールウェーブ空中線シリーズについて、その開意図、その着想、その動作原理の説明、その理論計算ならびに実験結果と順を追って記し、最後に実際に製品として現在本邦各地にて広く使用されている代表的なものの諸特性について記した。この結果、インピーダンス特性については3線式給電線の伝送理論による解析方法が実験とよく一致している。また、電流分布についてもその理論と実験がかなりよく一致したので、今後この指向性を計算し複合形空中線素子の放射特性を明らかにしたい。おわりに本稿が関係各位のご参考になるところがあれば幸いである。

(昭和 38 年 11 月 1 日受付)

〔参 考 文 献〕

- 1) 八木アンテナニュース：八木アンテナ(株)，(昭和34年10月)
- 2) 野口泰一郎，荻枝邦彦：テレビアンテナ用励振二周波素子特許 305767.
- 3) 佐藤利三郎，高木堅秀，齊藤五一，野口泰一郎：平行多線式空中線の実験(速報)，電気四学会連合大会(昭和 36 年 4 月).
- 4) 佐藤源貞：複合型空中線素子の電流分布に関する理論的研究，電気通信学会アンテナ研究会(昭和 37 年 8 月).
- 5) 野口泰一郎，荻枝邦彦：テレビ用二周波非励振素子，特許 305768
- 6) 鈴木桂二，鈴木毅，木村悦郎：三素子広帯域 Fan Antenna，テレビ誌(昭和 29 年 10 月).
- 7) 電波技術協会編：テレビアンテナの選び方，日刊工業新聞社(昭和 31 年 8 月).
- 8) 野口泰一郎：三線式広帯域アンテナ，特許出願中，昭 37-21088
- 9) 桜井雅美：平行三本線アンテナ，電気通信学会アンテナ研究会(昭和 37 年 8 月).

図21 2段積み重ねYAGI-W7形空中線の諸特性

- 10) 佐藤源貞，野口泰一郎：複合型空中線素子に沿う電流分布ならびに電位分布について，電気通信学会アンテナ研究会(昭和 39 年 1 月)
- 11) 永井健二，佐藤利三郎，吉田庄司：多線条線路上の進行波の伝播電学誌(昭和 32 年 12 月).
- 12) S.A. Schelkunoff and H.T. Friis: Antennas, Theory and Practice, John Wiley & Sons Inc. (1952) 237

(26ページから)

黒ピーク値制御自動プリントのものは映写機の光量制御および電気信号の調整を行なう必要はほとんどない。

実際に各種のネガをプリントしたポジフィルムをテレビシネ系にかけてモニター上の再現像を比較した場合にも、自動プリントしたものは十分人間検度したものに匹敵する結果が得られた。特に、短いカットの場合やカメラのパンなどにより被写体の輝度が連続して急に変化する場合には、人間検度の場合よりも適正な制御を行なう。

シュールに検出素子を設けることによる解像度の低下は、テストパターンを用いて測定した結果からも認めら

表 3 プリント方式による白ピークレベルの変動

プリント方式	規定白ピークレベルの±10%範囲内に入るカットの割合
棒焼きプリント	37 %
人間検度プリント	52 %
自動プリント(平均値制御)	42 %
自動プリント(黒ピーク値考慮)	85 %

れなかった。

7. む す び

以上のように、比較的簡単な装置を現在のプリンターに取り付けるだけで、従来人間が検度して手動プリントしていたものと十分匹敵する画質が得られた。このプリンターの自動化により、検度者は特殊な場合を除いて不要になり、またプリンターの操作も単にフィルムのセットだけでよく、初心者でも十分扱えるようになった。

なお、この方式の自動プリンターについては、NHKフィルム技術部で試用し、現在全プリント量の60%は自動プリンターで焼き付けている。

ニュースネガ濃度と人間検度との関係について調査、研究していただいたNHKテレビ研究部梅沢職員に感謝するとともに、ニュースネガの供給、フィルムの現像などに協力いただいたNHKフィルム技術部の各位に感謝する。

(昭和 38 年 12 月 25 日受付)