

〈論 文〉

任意的 線形 안테나의 電流分布와 그 輻射電界解析

(Analysis on the Current distribution and its Radiating Electric Field of the arbitrary linear Antenna)

周 昌 福*

(Chu Chang Bock)

(접수일자 80. 12. 15)

要 約

任意的 形態를 갖는 線形 안테나를 여러 區間으로 나누어 이를 moment法에 의한 數值解析을 하므로서 既存 유기 기전력 방법이나 retrarded potential method 보다 실제로 가까운 電流分布를 용이하게 얻을 수 있는 式을 유도하였다.

이 결과를 利用하여 三素子 yagi 안테나에 適用하여 電流分布와 輻射패턴이 既存文獻의 理論値와 잘 일치 할수 있음을 보였다.

ABSTRACT

In this paper, an arbitrary linear antenna is divided into many small sections and numeral analysis by moment method is carried out.

So, the equation which is closed to the actual current distribution and solved easily compared with the induced-emf method or retarded potential method is derived.

The current distribution and radiating pattern of the three element Yagi antenna which applied the result is well in accord with the theoretical values.

나오는 graph와 比較檢討 하였다.

I. 序 論

各種 線形 안테나의 電流分布, 임피던스, 電磁界패턴을 求하는데 있어서 보통 안테나 素子에 흐르는 電流는 正현함수적으로 分布한다고 가정하여 계산하고 있으나 이 때문에 실제와 많은 오차가 발생하게 된다.

따라서 이런 오차를 줄일수 있도록 各 안테나 素子를 작은 많은 小片으로 區分하고 각각의 區間的 電流를 계산하므로써 精確한 電流를 求할수가 있으며 이 결과로 얻어지는 입력임피던스와 輻射패턴에 精確도를 기할수 있음을 안테나 解析의 例를 들어 既存文獻에

II. 任意的 線形안테나의 電流分布 解析

任意的 선형안테나에 의해 輻射되는 電磁界는 導線에 흐르는 電류분포에 대해서 積分方程式⁶⁾으로 나타낼 수 있으며 電류분포를 안다면 복사전계를 쉽게 구할수 있다.

자유공간에서 시간적변화를 하는 電磁界의 근원을 電류밀도 j 와 전하밀도 ρ 라 하면 電류의 連續方程式과 Maxwell 方程式으로부터 다음과 같은 波動方程式이 얻어진다. 즉,

* 慶南大學 正會員

$$\nabla \times \nabla \times \bar{E} - k^2 \bar{E} = -j\omega\mu \bar{J} \dots\dots\dots(1)$$

여기서 E는 電界, k는 電波常數로 $k^2 = \omega^2 \mu \epsilon$ 이며 μ 와 ϵ 는 自由空間에서의 誘電率과 透磁率이다.

(1) 式을 $T = \left(u + \frac{\nabla \nabla}{k^2} \right) \frac{e^{-jkR}}{4\pi R}$ 인 Dyadic Green²⁾ 함수 $\bar{T}(r, r')$ 를 利用하여 풀면

$$E(r') = -j\omega\mu \int_V J(r') T(r, r') dv \dots\dots\dots(2)$$

여기서 u은 單位벡터이다.

지금

$$\left. \begin{aligned} f_1(kR) &= -1 + j\frac{3}{kR} + \frac{3}{(kR)^2} \\ f_2(kR) &= 1 - j\frac{3}{kR} - \frac{3}{(kR)^2} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots(3)$$

인 함수를 式 (2)에 적용하면

$$\bar{E}(r') = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} k \int_V \bar{J} [f_1(kR) \bar{R}\bar{R} + f_2(kR) \hat{u}] \frac{e^{-jkR}}{kR} dv \dots\dots\dots(4)$$

지금 그림 1과 같은 座標系에서 導線의 반경은 길이에 비해 무시될 정도이고 軸方向으로 電流가 흐른다면 導線의 軸에 따라 線積分으로 表示될 수 있으므로 (4) 式은 다음과 같이 된다. 즉,

$$E(r') = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_C I(t) \hat{i}(t) \cdot [f_1(kR) \bar{R}\bar{R} + f_2(kR) \hat{u}] \frac{e^{-jkR}}{kR} d(kl) \dots\dots\dots(5)$$

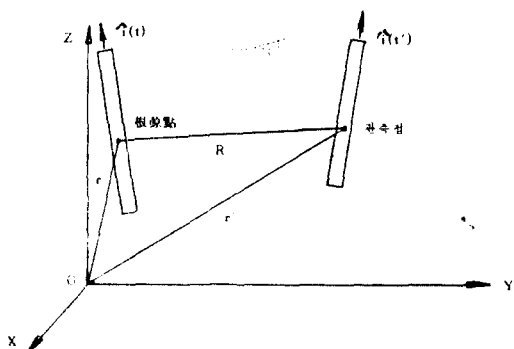


그림 1. 位置 Vector 座標系

$I(t)$ 는 Source 電流이고 $\hat{i}(t)$ 는 座標 t에서 電流의 正方向의 單位벡터이다.

unit Dyadic^{1), 2)} 함수의 성질 $u\hat{i}(t) = \hat{i}(t)$ 를 이용하여 (5) 式을 다시 쓰면

$$E(r') = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \int_C I(t) [f_1(kR) \hat{i}(t) \hat{R}\hat{R} + f_2(kR) \hat{i}(t)] \frac{e^{-jkR}}{kR} d(kl) \dots\dots\dots(6)$$

지금 電流分布式을 求하기 위하여 위 에서 假定한 導線이 完全導體라 하면 導線表面에 흐르는 電流의 總合은 線電流로 볼수 있으므로 導線表面에서 接線成分에 對한 境界條件에서 expressed 電界와 incident 電界의 合은 零이 된다. 따라서 (6) 式은 다음과 같이 변형하여 쓸수 있다.

$$-\hat{i}(t) E_{inc}(r') = -\frac{j\omega\mu}{4\pi} \hat{i}(t') \int_C I(t) [f_1(kR) \hat{i}(t) \bar{R}\bar{R} + f_2(kR) \hat{i}(t)] \frac{e^{-jkR}}{kR} d(kl) \dots\dots\dots(7)$$

(7) 式을 線形方程式으로 변형하기 위하여 導線의 總 길이를 N개의 區間(小片)으로 나누면 n번째의 區간의 兩端을 한 쌍의 端子라 생각할 수 있으며 이 N쌍과 端子는 N-port 回路網을 構成한다.³⁾ 따라서 급전점의 모든 port를 短絡했을 때 各區間에 흐르는 電流가 導線의 電流分布가 된다.

따라서 Δn 區間에서의 電류가 sin 변화를 한다고 하면 급전전류 $I(t)$ 는

$$I(t) = \sum_{n=1}^N I_n f_n(t) \dots\dots\dots(8)$$

$$f_n(t) = \sin k(t - t_n) : \Delta n \text{ 구간내}$$

$$0 : \Delta n \text{ 구간외}$$

(8) 式을 (7) 式에 代入하여 다음과 같은 전류분포에 관한 線形方程式을 얻을 수 있다. 즉,

$$\frac{1}{k} \hat{i}_m E_{m,inc} = \sum_{n=1}^N I_n \hat{i}_m \cdot \bar{G}_{mn}(\bar{R}_{mn}, \hat{i}_n, \Delta n) \dots\dots\dots(9)$$

($m=1, 2, \dots, N$)

여기서 G_{mn} 은 Δn 區間에서 輻射되는 電界를 나타내며 \hat{i}_n 과 이에 수직인 \hat{j}_n 方向成分을 가지며 $\hat{i}_m, \bar{E}_{m,inc}$ 는 m번째 區間에서의 \hat{i}, \bar{E}_{inc} 이고 \bar{R}_{mn} 은 n번째 Source 점으로부터 m번째 觀察點까지의 거리벡터이다.

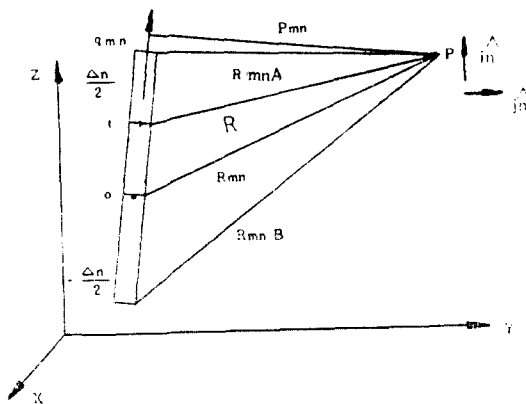


그림 2. G_{mn} 을 계산하기 위한 Δ 區間內的 座標系

(9) 式의 G_{mn} 을 求하기 위하여 그림 2와 같은 Δn 구간의 중심을 원점으로 한 Δn 구간내에서 $f_n(t) = \sin kt$ 이므로 $\phi = \frac{e^{-jkR}}{kR}$ 이라 놓고 G_{mn} 의 i_n, j_n 成分을 구하면

$$\left. \begin{aligned} i_n \cdot G_{mn} &= -j30 \left[\frac{k \Delta n}{2} \left\{ \frac{\partial}{\partial(kl)} \left(-\phi \frac{\partial f_n}{\partial(kl)} \right) + f_n \frac{\partial \phi}{\partial(kl)} \right\} d^i(kl) \right] \\ j_n \cdot G_{mn} &= -j30 \left[\frac{k \Delta n}{2} \frac{\partial^2 \phi}{\partial(k_{in}) \partial(k_{jn})} f_n d^j(kl) \right] \end{aligned} \right\} (10)$$

그림 2에서

$$\left. \begin{aligned} R &= \sqrt{(q_{mn} - l)^2 + p_{mn}^2} \\ R_{mn} &= \sqrt{q_{mn}^2 + p_{mn}^2} \\ R_{mnA} &= \sqrt{\left(q_{mn} - \frac{\Delta n}{2} \right)^2 + p_{mn}^2} \\ R_{mnB} &= \sqrt{\left(q_{mn} + \frac{\Delta n}{2} \right)^2 + p_{mn}^2} \end{aligned} \right\} (11)$$

이때

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial i_n} &= -\frac{\partial}{\partial t} \\ \frac{\partial}{\partial i_n} &= \frac{p_{mn}}{R} \\ \frac{\partial \phi}{\partial(kR)} &= -\left(\frac{1}{kR} + j \right) \frac{e^{-jkR}}{kR} \end{aligned} \right\} (12)$$

(11), (12) 式을 이용하여 (10) 式을 求하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{aligned} i_n \cdot G_{mn} &= -j30 \left[-\frac{e^{-jkR_{mnA}}}{kR_{mnA}} \cos\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) + \frac{e^{-jkR_{mnB}}}{kR_{mnB}} \right. \\ &\quad \left. \cos\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) + \left(\frac{1}{kR_{mnA}} + j\right) \frac{k\left(q_{mn} - \frac{\Delta n}{2}\right)}{kR_{mnA}} \right. \\ &\quad \cdot \frac{e^{-jkR_{mnA}}}{kR_{mnA}} \cdot \sin\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) + \left(\frac{1}{kR_{mnB}} + j\right) \\ &\quad \left. \frac{k\left(q_{mn} + \frac{\Delta n}{2}\right)}{kR_{mnB}} \cdot \frac{e^{-jkR_{mnB}}}{kR_{mnB}} \cdot \sin\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (13-a)$$

$$\begin{aligned} j_n \cdot G_{mn} &= \frac{-j30}{kR_{mn}} \left[\left(q_{mn} - \frac{\Delta n}{2}\right) \frac{e^{-jkR_{mnA}}}{kR_{mnA}} \cdot \cos\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) \right. \\ &\quad \left. - k\left(q_{mn} - \frac{\Delta n}{2}\right) \frac{e^{-jkR_{mnB}}}{kR_{mnB}} \cdot \cos\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) + \frac{e^{-jkR_{mnA}}}{kR_{mnA}} \right. \\ &\quad \cdot \left\{ 1 - \left(\frac{1}{kR_{mnA}} + j\right) \cdot \frac{\left(kq_{mn} - \frac{k\Delta n}{2}\right)^2}{kR_{mnA}} \right\} \\ &\quad \cdot \sin\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) + \frac{e^{-jkR_{mnB}}}{kR_{mnB}} \left\{ 1 - \left(\frac{1}{kR_{mnB}} + j\right) \right. \\ &\quad \left. \frac{\left(kq_{mn} + \frac{k\Delta n}{2}\right)^2}{kR_{mnB}} \right\} \cdot \sin\left(\frac{k\Delta n}{2}\right) \right] \end{aligned} \quad (13-b)$$

한편 (9) 式은 $\frac{1}{k} i_m \bar{E}_{mn, C} = \sum_{n=1}^N Z_{mn} I_n, (m=1, 2, \dots, N)$

와 같이 쓸수 있으며 Z_{mn} 은

$$Z_{mn} = i_n \cdot G_{mn} \dots \dots \dots (14)$$

따라서 임피던스行列 [Z]가 구해지며 各 Port 에서의 流電와 電壓사이의 관계로부터 (15) 式과 같은 안테나 電流가 求해진다.

$$[I] = [Y][V], [Y] = [Z]^{-1} \dots \dots \dots (15)$$

그러므로 n 번째 구간에서 전압 V_n 으로 給電하였다면 電壓行列 [V]는

$$[V] = \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ V_n \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} \dots \dots \dots (16)$$

로 表示되며 (15) 式으로부터 다음과 같이 안테나 電流 分布가 얻어진다.

$$\begin{aligned} [I] &= [Y] \begin{pmatrix} 0 \\ \vdots \\ V_n \\ \vdots \\ 0 \end{pmatrix} = V_n [Y] \\ &= V_n \begin{pmatrix} Y_{1n} \\ Y_{2n} \\ \vdots \\ Y_{nn} \end{pmatrix} \dots \dots \dots (17) \end{aligned}$$

그러므로 $Y_{nn} = \frac{I_n}{V_n}$ 이므로 單位電源電壓을 n 번째 區間에 給電시킨다면 안테나 입력 임피던스는

$$Z_{in} = \frac{1}{Y_{nn}} \dots \dots \dots (18)$$

이 된다.

III. 輻射電界

(17) 式에서 안테나 各區間에서의 電流 分布가 求해지므로 far-field 의 電界式이 求해진다.

지금 (2), (3) 式에서

$$\left. \begin{aligned} k \hat{r} [r' - r] &\cong r' - r' \cdot \hat{r} \\ \frac{e^{-jkR}}{kR} &\cong \frac{e^{-jkR(r' - \hat{r} \cdot r)}}{kr'} \\ \hat{R} &\cong \hat{r}' \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (19)$$

으로 近似시키고 $f_1(kR), f_2(kR)$ 의 $(kR)^{-1}, (kR)^{-2}$ 項을 無視하면 (5) 式은 다음과 같이 된다.

$$E = j30 \frac{e^{-jkr'}}{r'} \int_C [(\hat{r}' \cdot j) r' \cdot \hat{r}] e^{-j\hat{r}' \cdot r} d^i(kl) \dots (20)$$

그림 3과 같이 안테나 n 번째 區間에서의 電流 I_n 의 方向을 i_n 方向 이라하면 (20) 式은

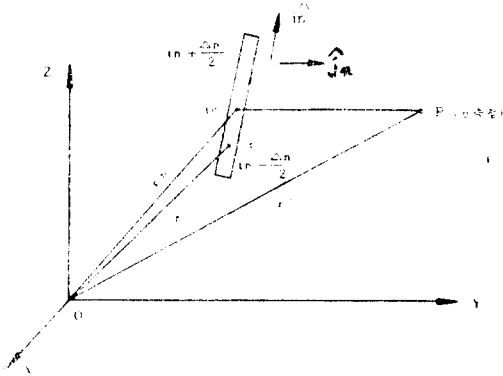


그림 3. far-field 에 對한 座標系

$$\begin{aligned} \bar{E} &= j30 \frac{e^{-jkr'}}{kr'} \int_{kt_n - \frac{k\Delta n}{2}}^{kt_n + \frac{k\Delta n}{2}} I_n \cdot \sin k(t-t_n) \cdot (\hat{r}' \cdot \hat{i}_n) \\ &\quad \cdot \hat{r}' - \hat{i}_n \cdot e^{-jk\hat{r}' \cdot r} d(kt) \\ &= j30 \frac{e^{-jkr'}}{r'} \sum_{n=1}^N I_n E_{in} \dots \dots \dots (21) \end{aligned}$$

여기서 電界 \bar{E}_{in} 은 \hat{i}_n, \hat{j}_n 成分을 가지며 이들 사이는 $\hat{j}_n = \frac{\hat{r}' - (\hat{r}' \cdot \hat{i}_n)\hat{i}_n}{|\hat{r}' - (\hat{r}' \cdot \hat{i}_n)\hat{i}_n|}$ 의 관계를 가지므로 이것을 (21)式에 代入하여 積分을 行하면 (22)式과 같은 far-field 를 얻는다.

$$\begin{aligned} E &= j30 \frac{e^{-jkr'}}{r'} \sum_{n=1}^N I_n e^{+jk\hat{r}' \cdot r_n} e^{j\hat{r}' \cdot \hat{i}_n} r' - \hat{i}_n \\ &\quad \cdot \left[\frac{\sin\left\{\frac{k\Delta n}{2}(1 + \hat{r}' \cdot \hat{i}_n)\right\}}{j(1 + \hat{r}' \cdot \hat{i}_n)} + \frac{\sin\left\{\frac{k\Delta n}{2}(-1 + \hat{r}' \cdot \hat{i}_n)\right\}}{j(-1 + \hat{r}' \cdot \hat{i}_n)} \right] \\ &\quad \dots \dots \dots (22) \end{aligned}$$

IV. 既存 안테나의 適用例

지금까지 任意的 形態의 線形 안테나에 對해 求한

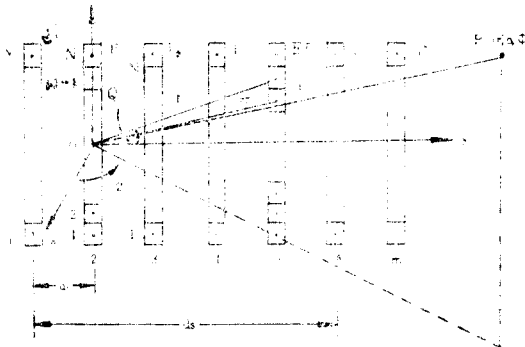


그림 4. M 素子重列 Antenna 座標系

電流分布과 far-field 電界式을 그림 4와 같이 안테나 配列이 z 軸方向인 M 素子 안테나에 適用하여 그 一般式을 表記해 보면

그림 4에서와 같이 M 素子 配列 안테나의 電流가 z 軸方向이고 素子를 n 개의 區間으로 나눌때 (9)式은

$$\begin{aligned} \frac{1}{k} E_{z\text{mine}} &= \sum_{s=1}^M \sum_{n=1}^N I_n^s G_{zmn}^{r's} \dots \dots \dots (A) \\ (r &= 1, 2, \dots, M, m = 1, 2, \dots, N) \end{aligned}$$

$G_{zmn}^{r's}$ 는 s 번째 素子の n 번째 區間에서 r 번째 素子の m 번째 區間에 輻射되는 電界이며 z 方向의 成分이다.

또한 I_n^s 는 s 번째 素子の n 번째 區間에서의 電流이다. 따라서 $\hat{i}_n \rightarrow z, q_{mn} \rightarrow q_{mn}^{r's}, \Delta_n \rightarrow \Delta_n^s, R_{mnA} \rightarrow R_{mnA}^{r's}$, 및 $R_{mnB} \rightarrow R_{mnB}^{r's}$ 로 바꾸어 (13-a)式에 置換하여 주면 $G_{zmn}^{r's}$ 가 쉽게 求해지므로 (14)式으로부터

$$Z_{mn}^{r's} = G_{zmn}^{r's} \dots \dots \dots (B)$$

가 되어 r=s 일때는 自己임피던스, r≠s 일때는 r 素子와 s 素子사이의 相互임피던스가 求해지므로 다음과 같은 임피던스 行列 [Z]가 求해지고 (17)式에서 各 안테나 素子の 電流分布 I_n^s 가 얻어진다.

$$[Z] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{r's} & Z_{12}^{r's} & \dots & Z_{1M}^{r's} \\ Z_{21}^{r's} & Z_{22}^{r's} & \dots & Z_{2M}^{r's} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{M1}^{r's} & Z_{M2}^{r's} & \dots & Z_{MM}^{r's} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (C_1)$$

$$[Z^{r's}] = \begin{bmatrix} Z_{11}^{r's} & Z_{12}^{r's} & \dots & Z_{1N}^{r's} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1}^{r's} & Z_{N2}^{r's} & \dots & Z_{NN}^{r's} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (C_2)$$

즉, 임피던스 行列 [Z]는 sub-matrix [$Z^{r's}$]로 구성된다.

또한 (22)式도 위와 동일방법으로 바꾸어 주고 (θ, ϕ) 에 對한 電界式으로 表示하기 위하여 直角座標系를 球座標系로 座標變換을 하면 far-field 의 電界가 얻어진다.

$$\begin{aligned} E(\theta, \phi) &= 30 \frac{e^{-jkr'}}{r'} \sum_{s=1}^M \sum_{n=1}^N I_n^s e^{jk(d_s \sin\theta \sin\phi + I_n^s \cos\theta)} \times \\ &\quad \sin\theta \left\{ \frac{\sin\left[\frac{k\Delta_n^s}{2}(\cos\theta + 1)\right]}{(\cos\theta + 1)} + \frac{\sin\left[\frac{k\Delta_n^s}{2}(\cos\theta - 1)\right]}{(\cos\theta - 1)} \right\} \\ &\quad \dots \dots \dots (D) \end{aligned}$$

여기서 d_s 는 給電點에서 s 번째 素子까지의 거리, I_n^s 는 s 번째 素子の n 번째 區間까지의 높이이다.

(D)式으로 부터 輻射指向 Factor $F(\theta, \phi)$ 는 (E)式과 같이 된다.

$$F(\theta, \phi) = \sum_{s=1}^M \sum_{n=1}^N I_n^s \cdot \sin\theta \left\{ \frac{\sin\left[\frac{kA_n^s}{2}(\cos\theta+1)\right]}{(\cos\theta+1)} + \frac{\sin\left[\frac{kA_n^s}{2}(\cos\theta-1)\right]}{(\cos\theta-1)} \right\} \cdot e^{jk(d_s \sin\theta \sin\phi + L_n^s \cos\theta)}$$

.....(E)

이상과 같은 각안테나素子の 電流分布式 (17)과 輻射指向 Factor (E)式에 그림 5와 같은 VHF 帶用 三素子 Yagi 안테나의 諸元을 代入計算하여 電流分布와 電界輻射패턴을 求하였다(그림 6. a,b).

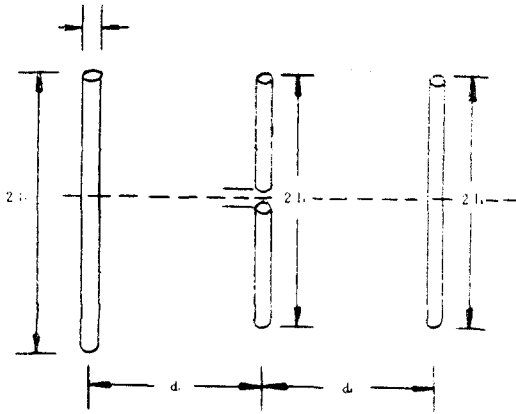
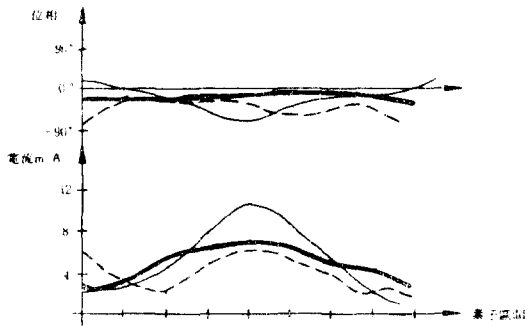
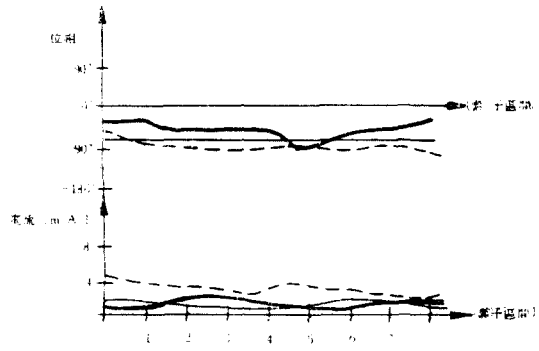


그림 5. Antenna 諸元

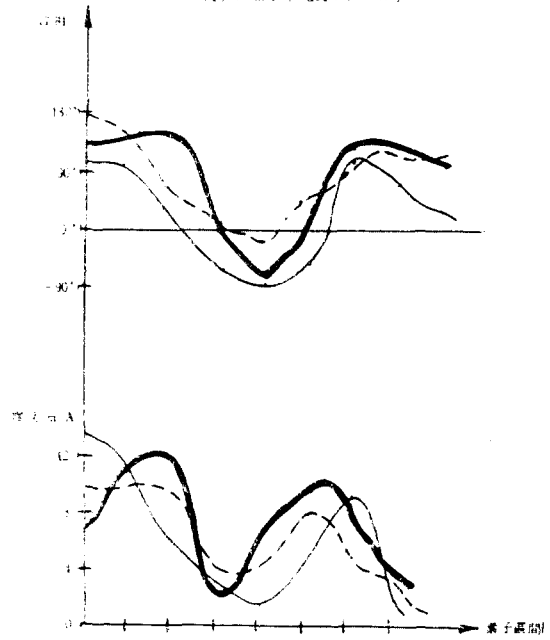
$d_1 = 0.25\lambda$ $d_2 = 0.2\lambda$ $2l_1 = 0.56\lambda$
 $2l_2 = 0.5\lambda$ $2l_3 = 0.44\lambda$ $a = 0.005\lambda$
 $f = 150, 180, 200\text{MHz}$ $n = 21$



(2) 1. 素子間 電流分布의 分포



(1) 1. 素子間 電流分布의 分포



(3) 1. 素子間 電流分布의 分포
 2. 輻射電界 電界輻射패턴의 分포
 — 150 MHz
 - - - 180 MHz
 ····· 200 MHz

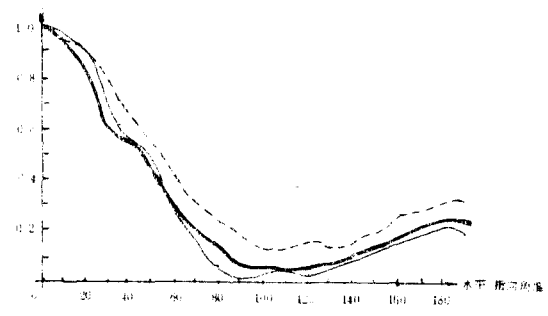


그림 6 輻射電界 Pattern圖
 — 150 MHz
 - - - 180 MHz
 ····· 200 MHz

Ⅵ. 結 論

任商形態의 線形 안테나에 對하여 各안테나 素子를 여러개의 區間으로 나누어 各 區間에 對한 境界條件을 만족하는 電流와 far-field를 求하여 線形 方程式을 求하였으며 三素子 Yagi 안테나에 이를 適用하여 既存

文獻에 나오는 理論値에 거의 일치 함을 확인하였다.

또한 이 解法은 任意形態의 복잡한 線形輻射體의 入 力임피던스와 輻射패턴을 比較的 精確하고 용이하게 求할 수 있음을 알수 있다.

안테나 各 素子의 區間을 더 세분하였다하면 既存文 獻의 理論的인 값들과 더 잘 일치하리라 믿는다.

*** 부 록**

```

PROGRAM TEST(INPUT, OUTPUT, TAPE3=INPUT, TAPE2=OUTPUT)
CALCULUS PROBLEM
COMPLEX BOK
DIMENSION DR(3), DS(3), PRS(3,3), A(21,42), B(21,42), C(21,21), D(21,21)
READ(3,1) DR, DS, PRS
1 FORMAT (2F7.4, /3F7.4)
PI=3.141592
DO 10 M=1,7
DO 10 N=1,7
DO 10 IR=1,3
DO 10 IS=1,3
IM=4*(IR-1)+M
IN=4*(IS-1)+N
Q=(M-1/2)*DR(IS)-(N-1/2)*DS(IS)
RA=SQRT((Q-DS(IS)/2)**2+PRS(IR,IS)**2)
RB=SQRT((Q+DS(IS)/2)**2+PRS(IR,IS)**2)
DO100 KK=15,19,2
KC=KK/10
A(IM,IN)=120*(PI/KC)**2*(SIN(2*PI*PA)*COS(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)
1-SIN(2*PI*RB)*COS(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)+2*PI*(Q-DS(IS)/2)
2*COS(2*PI*RA)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)**2+2*PI*(Q+DS(IS)
3/2)*COS(2*PI*RB)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)**2-2*PI*(Q-DS
4(IS)/2)*SIN(2*PI*RA)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)**3-2*PI*
5(Q+DS(IS)/2)*SIN(2*PI*RB)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)**3)
B(IM,IN)=120*(PI/KC)**2*(COS(2*PI*RA)*COS(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)
6-COS(2*PI*RB)*COS(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)-2*PI*(Q-DS(IS)/2)
7*SIN(2*PI*RA)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)**2-2*PI*(Q+DS(IS)
8/2)*SIN(2*PI*RB)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)**2-2*PI*(Q-DS
9(IS)/2)*COS(2*PI*RA)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RA)**3-2*PI*
A(Q+DS(IS)/2)*COS(2*PI*RB)*SIN(PI*DS(IS))/(2*PI*RB)**3)
100 CONTINUE
10 CONTINUE
CALL SUB(A,B,21,C,D)
WRITE(2,30)
    
```

```

DO 20 J=1, 21, 2
DO 20 I=1, 21
WRITE(2,40)I,J, C(I,J), D(I,J), I,J+1, C(I,J+1), D(I,J+1)
20 CONTINUE
30 FORMAT (1H1,/////,20X, #**** THE ANSWERS ARE FOLLOW ****# B//)
40 FORMAT(10X, #Y(#, 12, #, #, 12, #) = #, #( #, E14.7, #) + J( #, E14.7, #) #, 5X, C#Y( #,
12, #, #, 12, #) = #, #( #, E14.7, # + J( #, E14.7, # # //)
WRITE(2,80)
80 FORMAT (1H1,/////, 18X, #DEGREE #, 13X, #OUT# /16X, # = = = = = = = #, D9X, # = =
= = = = = # /)
DO 50 I=2, 90, 2
QRAD = I*PI/180.
RJE = 0.
RME = 0.
DO60 J=1, 3
DO60K =1, 7
BOK = CMPLX(C((J-1)*7+K,3), D((J-1)*7+K,3))
RJE = RJE + CABS(BOK)*ABS(SIN(QRAD)*(SIN(PI*DS(J)*(COS(QRAD)+1))/E(COS(QRAD)+1) + SIN
(PI*DS(J)*(COS(QRAD)-1))/(COS(QRAD)-1)))
RME = RME + 2*CABS(BOK)*ABS(SIN(PI*DS(J)))
60 CONTINUE
OUT = RJE/RME
STOP
END

```

參 考 文 獻

1. R.E. Collin & F.T. Zuker, "Antenna theory Part 1" McGraw-hill 1969 p.41-43.
2. C.T. Tai, "Dyadic Green's Functions in Electromagnetic theory" Educational publisher 1971 p.46-48.
3. R.F. Harrington, "Matrix Methods for field problems" Proc, IEEE Vol 55 No.2 pp.136-149 Feb, 1967.
4. G.A. Thiele, "Analysis of Yagi-uda type Antenne" IEEE Trans Antennal propagation Vol AP-17 No. 1, p.24-31 Jan 1969.
5. D.H. Sinnott, "Matrix analysis of linear antenna Array" IEEE Trans Antenna & propagation Vol 21 p.385-386 May 1973.
6. 周昌福 "Folded dipole antenna에 관한 解析."