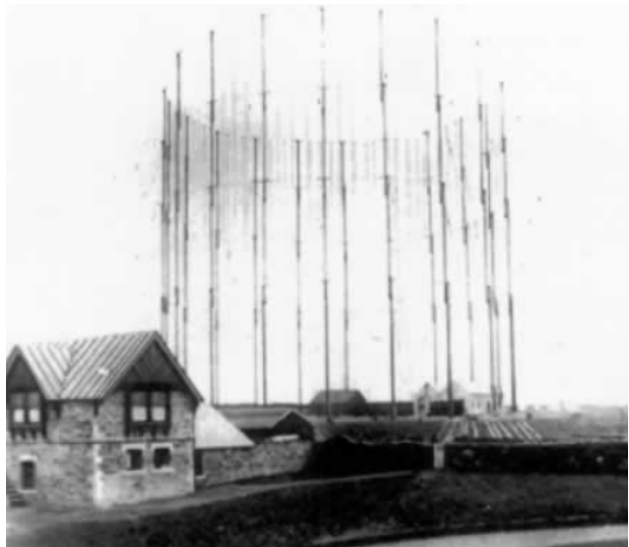


アレーアンテナ研究の歴史散歩

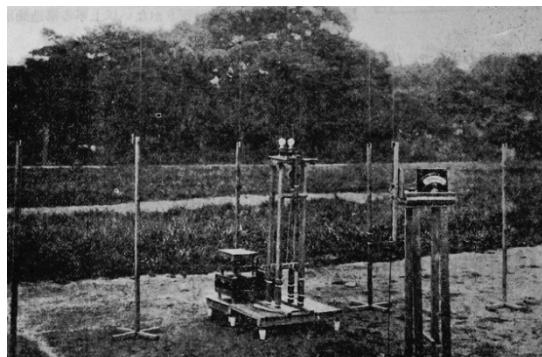
アレーアンテナの誕生？

2023年10月20日

諸岡翼

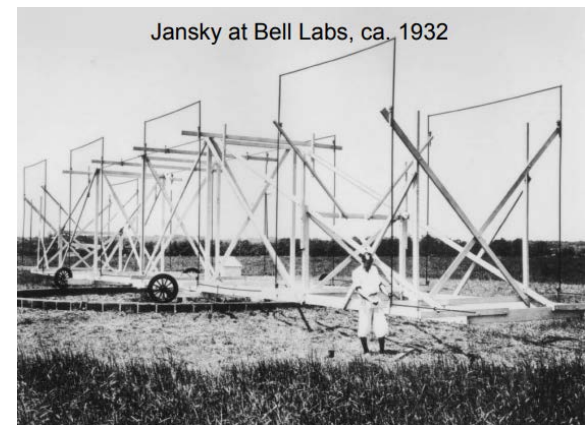


Marconi,
大西洋横断無線通信成功(1901年)



Yagi-Uda Antenna の発明(1925年)

YAGI ARRAY



Jansky 電波天文学の創始者(1932年)

< ご注意 >

- ・本資料は、2023年10月20日（金）に開催された、アンテナ・伝播研究会におけるAP研「アンテナの歴史委員会」主催の特別講演で使用したものです。
- ・その際に、大学における講義等での使用希望があり、また、「アンテナの歴史委員会」としてアーカイブスとして記録しておきたいとの要望があったので、提供するものです。
- ・本pptには、著作権の上で問題になるものが多く含まれていますので、大学における講義等の教育目的以外の転用および無断使用はお断りします。

各種アレーアンテナ

直線アレー
平面アレー
円形アレー
コンフォーマルアレー

等間隔アレー
不等間隔アレー
ランダム配列アレー

高利得アレー
スーパーゲインアレー
低サイドロブアレー
高S/Nアレー
高分解能アレー / SAR

ブロードサイドアレー
・フェーズドアレー
エンドファイヤアレー
・八木宇田アレー
・広帯域アレー
・対数周期アレー

シグナルプロセッシングアレー
・レトロディレクティブアレー
・アダプティブアレー
・非線形処理アレー
・MIMO
・電波干渉計 / VLBI
・時間変調アレー
・相関処理アレー

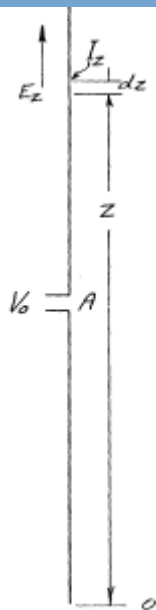
講演内容

- (1) 線状アンテナ及び多素子アレー解析研究の歴史
- (2) 八木宇田アンテナ研究の歩み
- (3) アレーアンテナによる指向性合成研究開発の歴史
- (4) 不等間隔アレー研究の歴史
- (5) フェーズドアレー研究開発の歴史
- (6) アレーアンテナ開発事例

1. 線状アンテナ及び多素子アレー解析研究の歴史

- * 1932年 P.S.Carter
線上の電流分布を正弦波としたときのインピーダンスの解析式を起電力法 (EMF) を使って導出
- * 1937年 L.V.King
- * 1938年 E.Hällén
- * 1943年 R.King, C.W.Harrison
線状素子の電流分布に対する積分方程式を与え、この近似解を示した
- * 1950年 J.F.Storer, Tai.C.T
変分法による1素子対称円筒アンテナのインピーダンス解析
- * 1956年 R.W.P.King, C. W. Harrison, D.Middleton, S. Sandler
Hällénの積分方程式の逐次近似、点整合法による電流分布解析
- * 1968年 R.F.Harrington
モーメント法による電流分布解析
- * 1969年 稲垣直樹
変分法を多素子に拡張したICT (Improved Circuit Theory) を提案
- * 1969年 上原堅助、芳野赳夫
Hällén の積分方程式を点整合法⁵で解く際の試験関数を改良

P.S.Carterの起電力法(EMF法)によるインピーダンス解析法とその利用範囲 (1932年)



$$Z_{11} = \frac{-1}{I_1} \int_0^h E_{11} \sin mz \, dz$$

$$Z_{12} = \frac{-1}{I_1} \int_0^h E_{12} \sin mz \, dz$$

ダイポール長に対する Z_{11} の変化

h	EMF法		ICT	
0.05	2.001	-1224.	1.728	-1211.
0.10	8.334	-540.2	7.514	-536.7
0.15	20.14	-274.2	19.54	-274.4
0.20	39.94	-104.2	43.09	-105.3
0.25	73.12	41.28	91.03	39.50
0.30	132.4	199.7	197.4	184.1
0.35	254.2	421.4	447.8	289.6
0.40	580.7	853.8	836.0	53.77
0.45	2227.	2451.	684.6	-448.8
0.50	0.2896	0.1714	336.8	-489.5
	E+14	E+14		

* 電流分布を正弦波状とし、導体表面の電界と電流の積の積分でインピーダンスを求める

* これは最も簡単なトライアル電流分布の変分表現となっている

アンテナ長 $2h >$ 半波長では差が大きい

$$\Omega = \ln(h/a) = 10$$

P.S.Carter, "Circuit Relations in Radiating Systems and Applications to Antenna Problems"
Proc. of the Institute of Radio Eng., Vol. 20, No. 6, June 1932 RCA

稲垣, "アンテナパラドックス: 起電力法で計算されたインピーダンスは正しいか",
富士通テン技法 Vol. 4, No. 2 (1986)

Upsala大のE.Hállenが線状アンテナに対する積分方程式を提案し近似計算を行った、またR.Kingらも境界値問題として同様の積分方程式を導出し、近似式を導いてアンテナの様々な線の長さや導体半径と長さの比に対し、電流値の解析結果をチャートで示した(1937~1943年)

$$\int_{-h}^h I'_z \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz' = -j \frac{4\pi}{Z_0} (C \cos \beta z + \frac{1}{2} V \sin \beta |z|)$$

(Hállenの積分方程式)と呼ばれるが King.L.V 等も同じ式を導いている

例えば最初のKing,Harrisonの論文では次のように近似し、

$$\int_{-h}^{+h} I'_z \frac{e^{-j\beta R}}{R} dz' = I_z \int_{-h}^{+h} \frac{dz'}{R} + \int_{-h}^{+h} \frac{I'_z e^{-j\beta R} - I_z}{R} dz'$$

入力インピーダンス数値計算結果例(h=λ/4)

$$\left[\int_{-h}^{+h} \frac{dz'}{R} \right]_{z=\pm h} = \frac{1}{2} \Omega + \ln 2$$

と端部境界条件から

$$\Omega \equiv 2 \ln \left(\frac{2h}{a} \right)$$

$$\Omega = 10, \quad Z_{00} = 64.8 + j29.7$$

$$\Omega = 20, \quad Z_{00} = 69.6 + j35.7$$

$$\Omega = 30, \quad Z_{00} = 70.3 + j37.6$$

一次解は

$$I_z = \frac{j2\pi V_0 e^{\dots}}{\Omega R_c} \left\{ \frac{\sin \beta(h - |z|) + (1/\Omega) [M_1^I + jM_1^{II}]}{\cos \beta h + (1/\Omega) [A_1^I + jA_1^{II}]} \right\}$$

Ωが十分小さいとき

$$Z_{00} = 73.13 + j42.5$$

E.H.Hállen, "Theoretical Investigation into the Transmitting and Receiving Qualities of Antenna" Nova Acta Regiae Soc.Upsaliensis [4] 11, (1938) Upsala Univ.SE

King.L.V., "On the Radiation Field of a perfectly conducting base insulated cylindrical antenna over a perfectly conducting plane earth, and the calculation of radiation resistance and reactance", Roy.Soc.(London)[A]236,381-422(1937)

King R and C.W.Harrison Jr, "The Distribution of Current along a Symmetrical Center driven Antenna", Proc.IRE31, 548(1943) Harvard Univ,

変分法による1素子円筒状アンテナのインピーダンス解析 (J.F.Storer,1959年)

$$Z = - \frac{\int_{-h}^h \int_{-h}^h I(z) G(z, z') I(z') dz dz'}{I^2(0)}$$

$\delta Z = 0$ 停留条件

電流分布の変化に対する停留条件を使い、2つの電流分布の係数を求めた

$$I(z) = a_1 f_1(z) + a_2 f_2(z)$$

$$f_1(z) = \frac{\sin k(h - |z|)}{\sin kh} \quad f_2(z) = \frac{1 - \cos k(h - z)}{1 - \cos kh}$$

J.F.Storer, "Variational Solution to the Problem of the Symmetrical Cylindrical Antenna" Harvard Univ.Tech.Rept. No101,1950
Harvard Univ.

R. W. P. King等により多素子線状アンテナ上の電流分布などの諸特性を積分方程式を解くことで明らかにされた。主に逐次近似法やポイントマッチ法により数値計算が行われた。

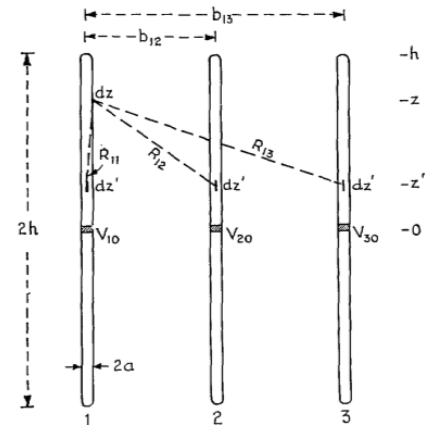
The Theory of Linear Antenna は膨大な計算例が掲載されている(1946年~)

$$\int_{-h}^h \sum_{i=1}^N I_{iz}(z'_i) K(z_k, z'_i) dz'_i = \frac{-j4\pi}{\zeta_0} \left[C_k \cos \beta z_k + \frac{1}{2} V_{k0} \sin \beta |z_k| \right]$$

例えば、下記の電流分布を仮定し線状の数点でポイントマッチングさせて係数を求める

$$I_k(z) = A_k \sin \beta(h - |z|) + B_k(\cos \beta z - \cos \beta h) + C_k(\cos \frac{1}{2}\beta z - \cos \frac{1}{2}\beta h),$$

逐次近似法やコンピュータの大型に伴いTwo term (King, Sandler理論) /three term theoryを用いて、ブロードサイド、エンドファイアアレー、八木宇田アレー、円形アレー等の特性の数値計算や測定値との比較が行われた



R.W.P.King, "The Theory of Linear Antennas", Harvard Univ.Press,Cambridge,1056

R.W.P.King,S.S.Sandler "The Theory of Broadside Arrays", IEEE Trans.AP-12, 1964

R.W.P.KingD.Moddleton,"The Cylindrical Antenna;cuurent and impedance",

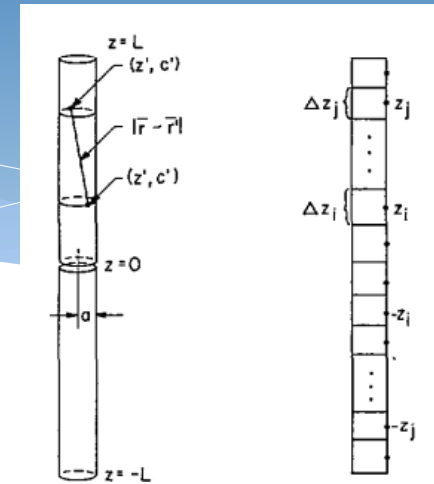
Quarterly of Applied mathematics,⁸vol. 3, No. 4, Janu. 1946

R.W.P.King,"The Linear Antenna-Eighty Years of Progress", IEEE Proc.No.55,No.1,January 1967

直接数値計算によるK.K.Meïによる方法(1965年)

先に示したHällénの方程式に直接数値計算法を適用できるかのフィジビリティスタディを行った。

ダイポール、円形ループ、等角スパイラルアンテナの電流分布結果を示した



$$\int_L J(z')G(z, z')dz' = B \cos kz - \frac{jV}{2Z_0} \sin k|z|$$

$$K_{11}J(z_1) + K_{12}J(z_2) + \dots + K_{1n}J(z_n) = F(z_1)$$

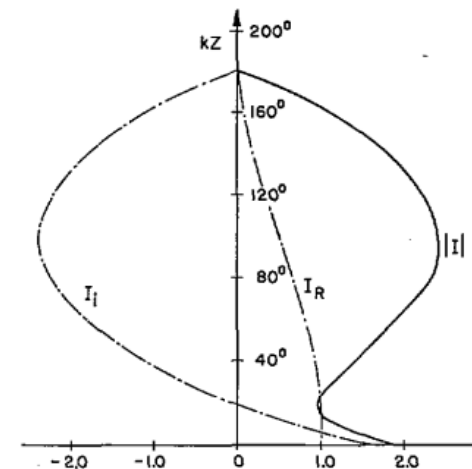
$$K_{21}J(z_1) + K_{22}J(z_2) + \dots + K_{2n}J(z_n) = F(z_2)$$

.....

$$K_{n1}J(z_1) + K_{n2}J(z_2) + \dots + K_{nn}J(z_n) = F(z_n)$$

$$K_{ij} = \int_{\Delta z_j} G(z_i, z')dz'$$

$$F(z_i) = B \cos kz_i - \frac{jV}{2Z_0} \sin k|z_i|$$



Improved Circuit Theoryによる多素子電流分布の正確な計算(1969年)

$$Z_i = - \frac{\sum_{j=1}^N \int_{-h_i}^{h_i} \int_{-h_j}^{h_j} I_i(z_i) G_{ij}(z_i, z_j) I_j(z_j) dz_i dz_j}{I_i^2(0)}$$

$$\sum_{j=1}^N I_i^2(0) \delta Z_i = 0. \quad \text{停留条件}$$

:マルチエレメントでは δZ_i に $I_i^2(0)$ の重みづけがゼロになる(Storerの拡張)

$$f_i^1(z_i) = \frac{\sin k(h_i - |z_i|)}{\sin kh_i}. \quad f_i^2(z_i) = \frac{\{1 - \cos k(h_i - |z_i|)\}}{1 - \cos kh_i}.$$

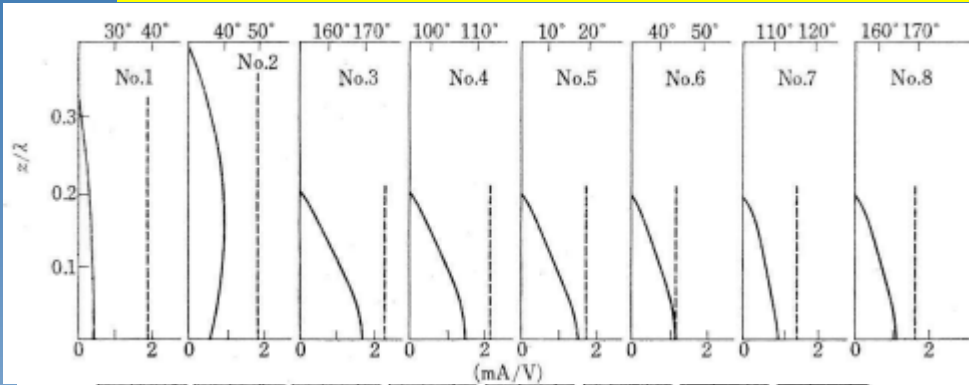
N.Inagaki, "An Improved Circuit Theory of a Multi-element Antenna", IEEE Trans. AP-17, No.2, Oct. 1969
東工大

ポイントマッチ法による数値解析

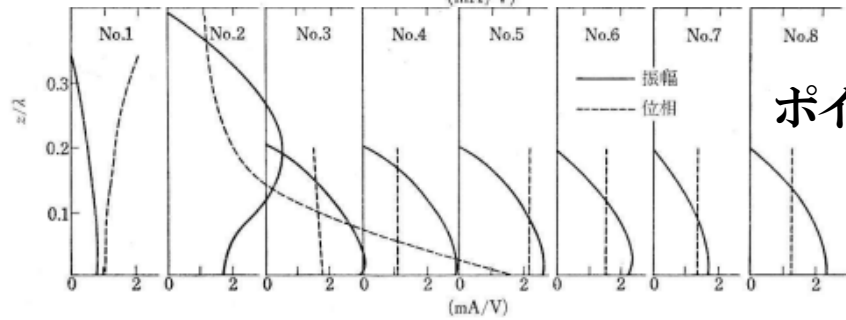
King等のthree term theory は $h_i = \pi/2$ で精度の劣化のため($\text{sinc}(h_i - |z_i|)$)を($\text{sinc}|z_i| - \text{sinc}h_i$)とし4点で整合

上原堅助, 芳野赴夫, "アレイアンテナ上の電流分布の解析", アンテナ伝搬研究会資料AP69-35, 1969
電通大

EMF法,ポイントマッチ法,ICTによる電流分布の数値計算例 (八素子八木宇田アレー)

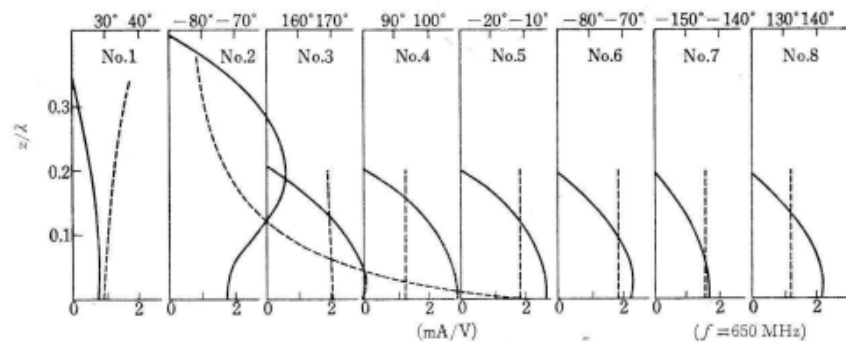


EMF法



ポイントマッチ法

図 3 (c) Point match z/z



ICT法

図 3 (d) Improved circuit theory

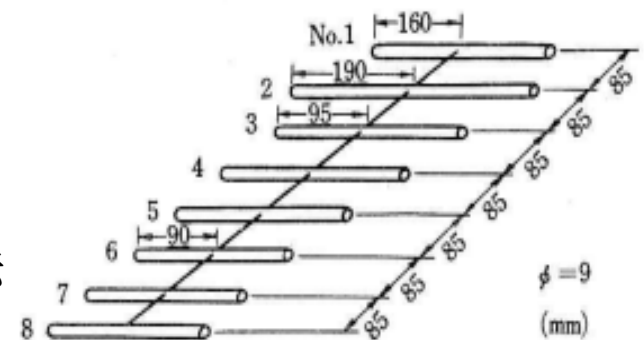


図 3 (a) 8素子八木-宇田アンテナ

2. 八木宇田アンテナの研究の歩み

- * 1924年 東北大八木秀次、宇田新太郎、学生が実験中に八木宇田アンテナの原理となる事象を見出す
- * 1925 特許出願、特許成立 (1926年/日本、1932年/英国)
- * 1926年～宇田新太郎、電気学会雑誌に”短波長ビームに就いて(第1～第11報告)”を發表し、反射器と導波器の構造と指向性の関係を多数の実験と計算により明らかにした、1926～1929
S.Uda, "On the wireless beam of short electric waves", JIEE (Japan), March 1926
H.Yagi and S.Uda, "Projector of the sharpest beams of electric waves", Proc.Imperial Academy of Japan, Vol.2, Feb.1926
- * 1928年 H.Yagi, "Beam Transmission of Ultra Short Waves", Proc.IRE, Vol.16, Issue6, 1928
- * 1938～1942年 英国T.R.I. (Telecommunications Research Establishment : 電気通信研究財団) で地上レーダ用八木アンテナ研究開発
W.Wikinshaw (1946年), R.M.Fishenden, E.R.Wiblin (1949年)
: T.R.I.における研究結果を論文で公開
- * 1954年 “Yagi-Uda Antenna”, が宇田と虫明により丸善から出版され、3素子までの八木-宇田アンテナの設計法が示された
- * 1956年 虫明康人
八木宇田アンテナの設計を目的として、マルチエレメントの指向性利得近似式を与えた

《 G.Sato, "A Secret Story About the Yagi Antenna", IEEE AP Magazine Vol.33, No.3, July 1991 》
Newmann 'Document' に YAGI ARRAY¹² の記述(1942年)

- * 1959年 H.W.Ehrenspeck ,H.Poehler
グランド板上の八木宇田アレーを使い実験により素子長、間隔、アレー長と利得、位相速度の関係を示し、最大利得を得る設計法を示した
- * 1959年 Sengupta.D.L and F.Serrachioli, C.A.Levis
無限八木宇田アレーの表面波の位相速度を初めて解析した
- * 1962年 E,K,Damon
40波長のダイポールエンドファイヤアレーの近傍界を測定し、アレーに沿う振幅、位相と遠方界の関係を示した
- * 1965、66年 R.J.Mailloux
Wave theory を提案しKing and Sandler のアレー理論と比較した。半無限長八木宇田アレー上の伝搬定数を求め、表面波の伝搬定数とアレー 構造の関係を明らかにした
- * 1969年 C.A.Thiele
ポイントマッチ法による厳密なダイポール上の電流の解析から E.K.Damon等の実験結果と比較検討した
- * 1973年 諸岡 翼、永井 淳 Pattern Search法を使ったI.C.Tによる八木宇田アンテナ特性の自動設計法を提案
- * 1973、75年 D.K.Cheng and C.A.chenの摂動法による最大指向性利得を持つ素子長、素子間隔の最適化
- * 1978年 小南、六島 非線形計画法による₃八木宇田アンテナの設計法

宇田新太郎による八木宇田アレーの実験的詳細検討結果が報告された(1926~1929)

半波長程度の長さの金属棒を、反射器、導波器として様々な位置に配置した場合の電界強度や分布を波長4.4m(680MHz)を使って詳細に実験し、その機能と動作を解析により明らかにした

(1) 三角型反射器(waveReflector)の実験結果と相互結合な1の
ポイントソースとした場合の指向性の理論及び計算結果

(2) 矩形型等の各種反射器の実験結果

(3) 導波器(Wave Director)の導入した実験的検討

(4) 高調波励振による指向性実験

(5) 円形に配列したスイッチ型指向性(4, 8, 16ビーム)実験

(6) 複数の放射器列(Canal wave projector)の実験

(7) 水平偏波時の反射器。放射器の影響について実験による検討

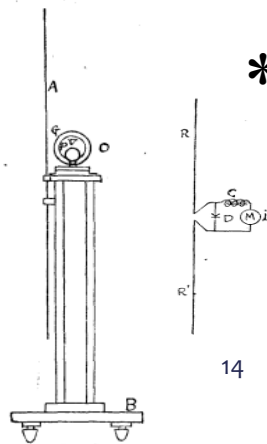
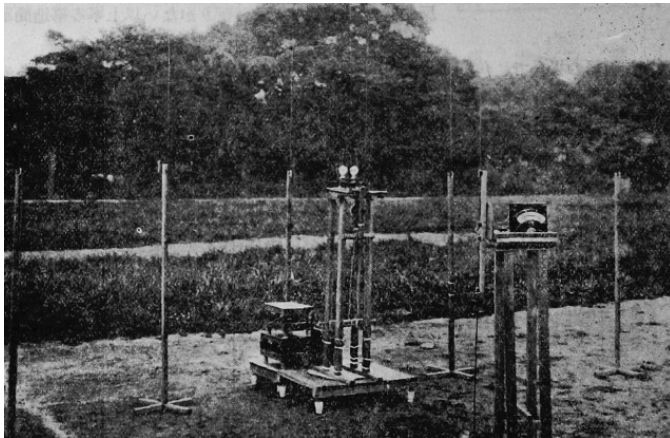
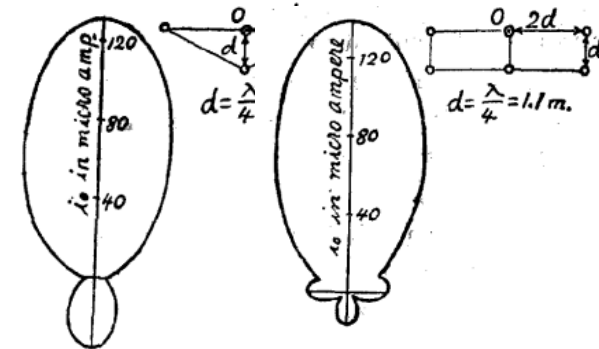
(8) 大地上hmに配置した指向性、高角度放射時の実験、イメージ法による指向性計算

(9) 伝搬試験(仙台-塩釜、松島、金華山、花巻、筑波山等)

*** 八木宇田アレーの特性を総括的に把握した貴重な報告**

宇田新太郎, "短波長ビームに就いて", 電気学会雑誌(1~11報告)"

"On the wireless beam of short electric waves"
JIEE (Japan) 東北大



英国のT.R.I. (Telecommunications Research Establishment) におけるレーダビームアンテナとして八木-宇田アンテナを研究開発(1938年-1939年)

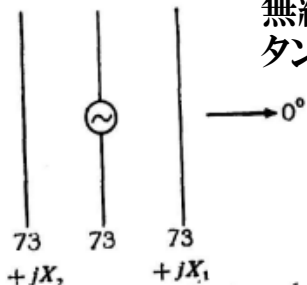
戦時中、地上レーダ装置として用いるために、4素子八木宇田アンテナが最初に検討され、1941年6月に結果が公表され、1942年1月に開発が終了した。その後、別々の論文として発表された。

1. 理論的取り扱い

$$V_i = \sum_{s=1}^{n-1} I_s Z_{is} \quad i = 0, 1, 2, \dots, (n-1)$$

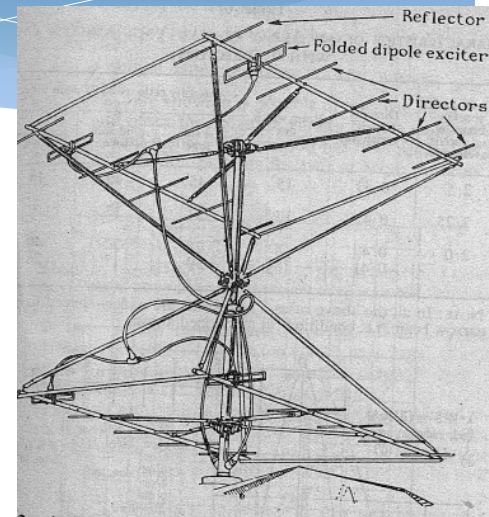
* 上式をKing, Harrisonの $\lambda/2$ ダイポールのインピーダンス解析表の値を使い、ケンプリッジのElectrical machineで電流を求めた

無給電素子の長さをリアクタンスの変化とした

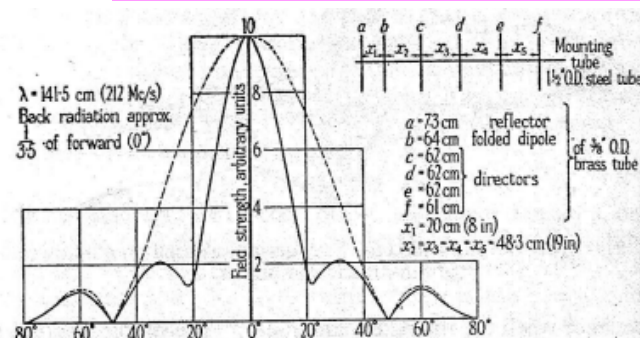


2. 50cm/1.5m波長による測定

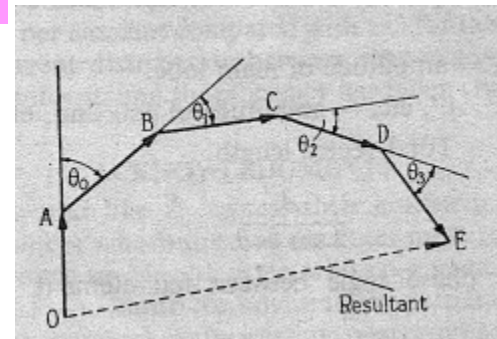
- * 1反射器と等間隔、等長の4~42放射器の場合の種々の組み合わせに対し利得、ビーム幅F/Bの測定結果を示した
- * 上下にスタックした場合の特性の検討
- * 電流のベクトルダイアグラムの紹介



地上レーダ装置用八木宇田アンテナ



水平2基スタック



,1949電流のベクトルダイアグラム

W.Wikinshaw, "Theoretical treatment of short Yagi aerial", J.IEE-Part III Vol.93.No.3,1946

R.M.Fishenden and E.R.Wibin, "Design of Yagi Aerials", Proc.IEE,Part III, Vol.96,No.39,1949

諸岡翼、永井淳、"八木烈のスタックによる効果", 昭48年度電子通信学会全国大会予稿579,1973

W.H.HansenとR.Woodyardは連続波源の共相励振エンドファイヤアレーの利得より高い利得が得られる励振条件の存在を示した (1938年)

Stanford Univ.

$$E \sim \frac{\sin(k \cos \theta - k')z_0}{(k \cos \theta - k')z_0}$$

$2z_0 \gg \lambda$
(連続波源)

$$\left(\frac{k - k'}{\sin(k - k')z_0} \right)^2 \int_0^\pi \left(\frac{\sin(k \cos \theta - k')z_0}{k \cos \theta - k'} \right)^2 \sin \theta d\theta$$

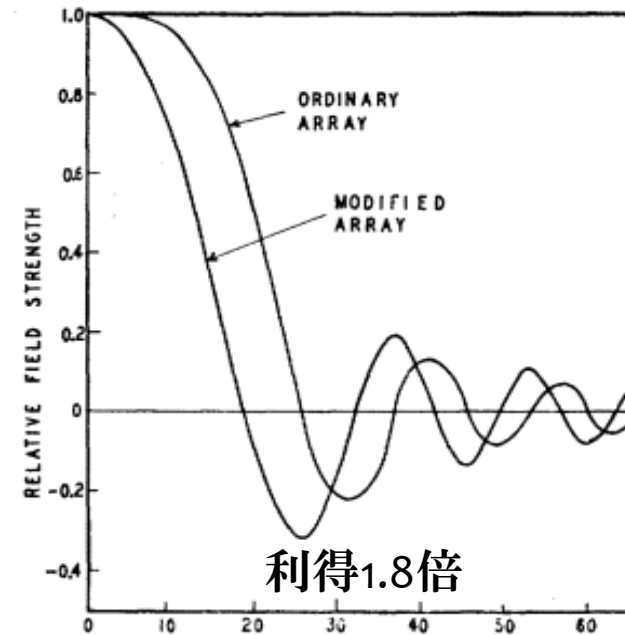
$$= \frac{1}{kz_0} \left(\frac{u}{\sin u} \right)^2 \left(\frac{\pi}{2} + \frac{\cos 2u - 1}{2u} + Si(2u) \right) = F(u)$$

$$u = (k - k')z_0 = -1.47$$

$$2z_0 = (N-1)d \text{ とおくと}$$

$$k'd = kd + \frac{2.94}{(N-1)}$$

Hansen-Woodyard条件



$2z_0 = 10\lambda$



$u = -1.47$

宇田と虫明による出版物“八木-宇田アンテナ(丸善)”における設計理論
 / 虫明による半波長ダイポールのインピーダンスを利用した多素子八木-宇田アンテナの指向性利得計算法と設計, チャート化(1954, 1956年) 東北大

既知である半波長ダイポールの自己及び相互インピーダンスを基準として八木アンテナの入力インピーダンス、指向性利得を Receiving effective length factor を用いて導出している。様々な長さの素子長、間隔に対して入力インピーダンス、利得等高線をチャート化し、3素子までの八木-宇田アンテナ設計の基本形とした

入力インピーダンスは

$$R(l_1) \simeq R(\lambda/4) m_1^2(l_1)$$

$$X(l_1) \simeq X_{11}(l_1) + \{X(\lambda/4) - X_{11}(\lambda/4)\} m_1^2(l_1) \quad (0.75 < l_1/\lambda < 1.1)$$

$R(\lambda/4), X(\lambda/4)$: 半波長ダイポールのインピーダンスの実部, 虚部

m_1 = Receiving effective length factor

$$= \frac{\text{給電素子の受信電圧}}{\text{半波長ダイポールの受信電圧}}$$

指向性利得は

$$G = \frac{R_0}{R} |m_1|^2 \cdot \left| \sum_{s=1}^n \frac{\Delta_s}{\Delta_1} e^{jk(d_0 \cdot d_s)} \right|^2$$

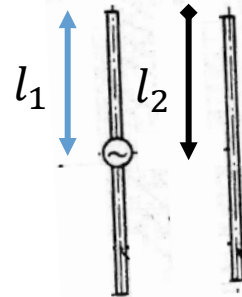
$R_0=73, 13\Omega$, R =給電点インピーダンス

S.Uda and Y.Mushiake, "Yagi-Antenna", Maruzen Co.1954

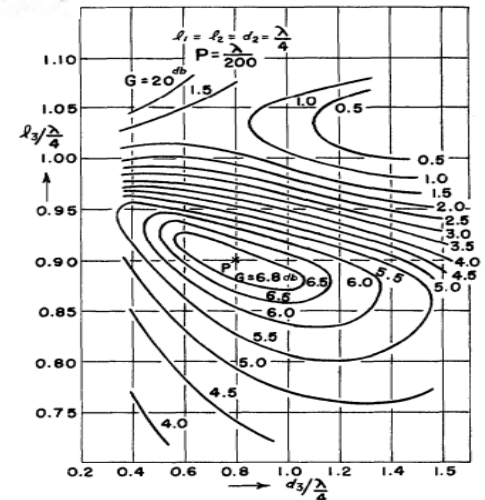
Y.Mushiake, "A Theoretical Analysis of the Multi Element Endfire Array with

Particular Reference to Yagi Antenna", IRE AP-4, Issue 3, 1956

東北大



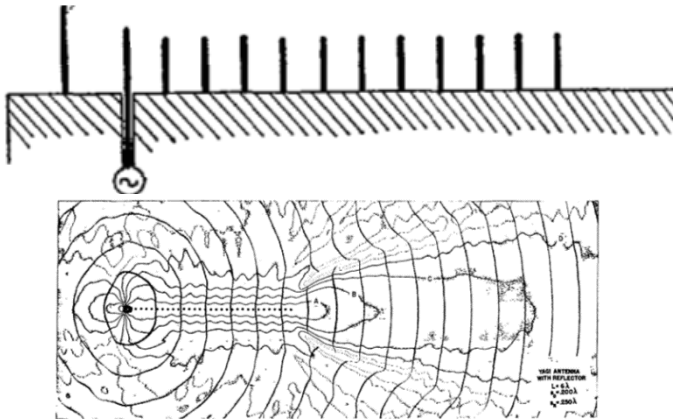
指向性利得等高線例



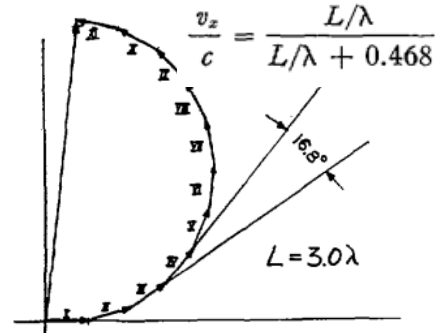
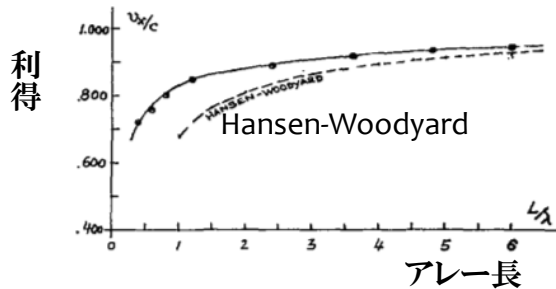
$l_1 = l_2 = d_2 = \lambda/4$
 $d_3/\lambda/4$

H.W.Ehrenspeck ,H.Poehlerの八木宇田アレーの実験的検討 と利得最大化設計の考え方(1959年)

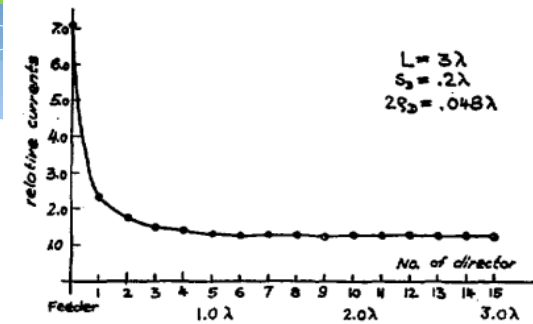
AirForce Cambridge Res.Center



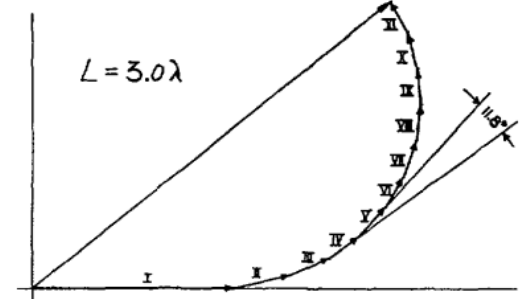
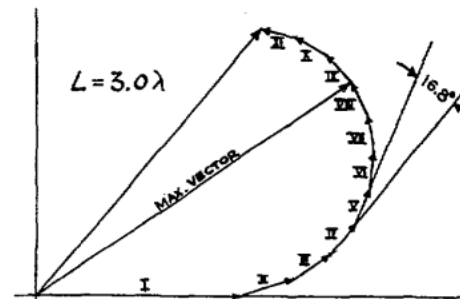
八木宇田エンドファイヤアレーのグランド板状のモノポール列による測定



振幅分布一定(H-W条件)の場合



八木宇田アレーの振幅分布



再調整による利得最大化

* 複数の設計パラメータに対して、アレーに沿う表面波の位相速度を評価基準にし最大利得の設計を示した

* Hansen-Woodyard条件を八木宇田アレーに適用できない

八木宇田アンテナ列に沿った進行波の位相速度を初めて理論的に明らかにした

Sengupta(HarverdUniv.), Serracholi(Ohio State Univ.)1959年

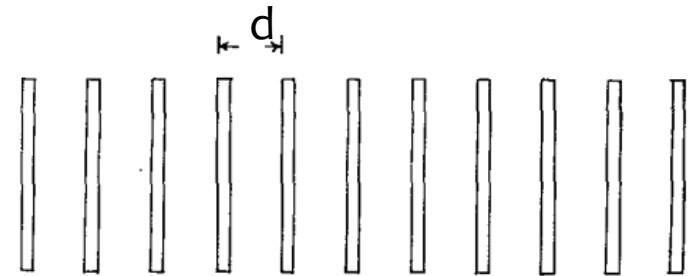
1 伝送線路とのアナロジーによる解析(Sengupta 1959年)

周期的装荷線路解析から無限八木宇田アレーの伝搬速度 v の関係式を得た

$$\frac{v}{c} = 1 + \frac{z\lambda}{4\pi dX}$$

V :無限長八木宇田アンテナの伝搬速度
 c :光の伝搬速度

Z', γ



無限八木宇田構造

無損失で減衰がなく装荷部が純リアクティブとすると位相速度は

→ X がキャパシティブなら(素子長 $< \lambda/2$)

SlowWave: $v < c$

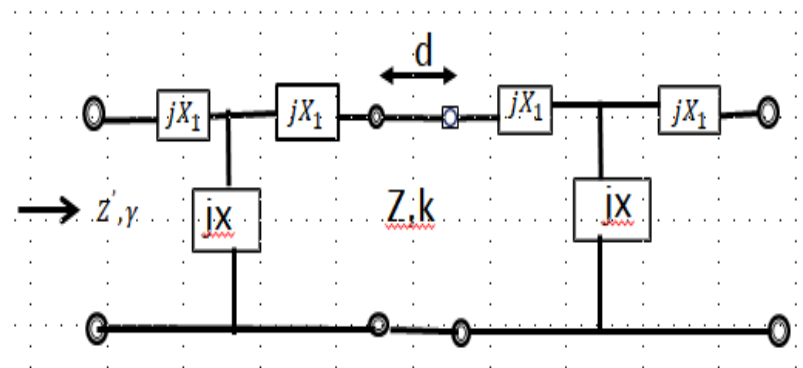
→ X がインダクティブなら

Fast wave : $v > c$

無限八木宇田構造をSlowWaveとして用いるには素子長を $\lambda/2$ 以下にするべきである

素子間隔は

SlowWave において間隔 d が狭くなると位相速度が減少する



等価周期装荷線路

2 位相速度の近似表現 (Serracholi 1959年)

正弦波状電流を仮定したときのHertzポテンシャルと境界条件から位相定数 β の関係式を導いた

Hertzポテンシャル

$$\pi_z = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{i4\pi\omega\epsilon} \int_{-a}^a \frac{I_n(x') e^{-ikr_n}}{r_n} dx'$$

$$E_x = \frac{d^2\pi_z}{dx^2} + k^2\pi_z.$$

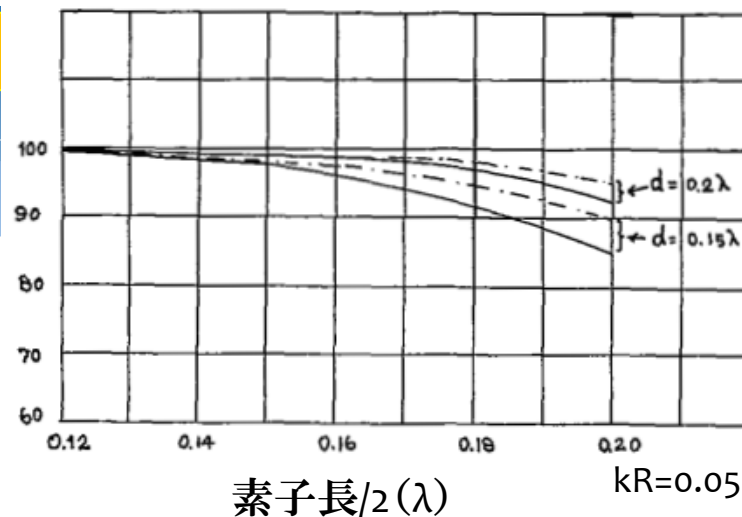
上式と素子上の境界条件 $E_x = 0$ と、各素子電流の位相が進行波励振としたときの下記電流関数 $I_n(x')$ を使い移相定数 β を求める表現を得た

$$I_n(x') = I(x') e^{-i\beta nd}$$

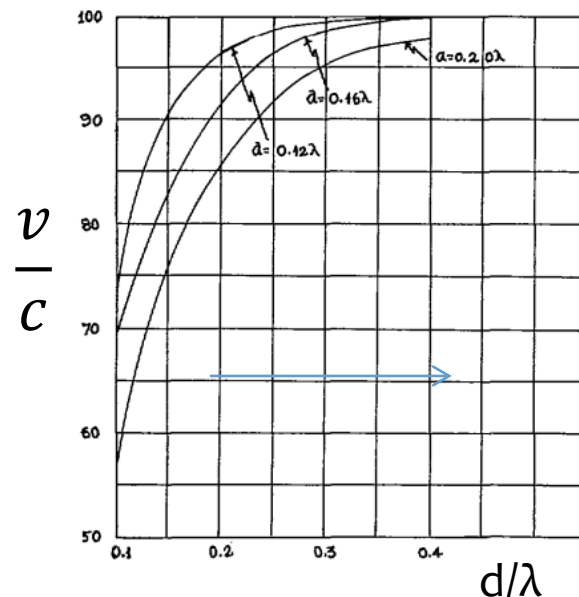
$$I(x') = I(0) \frac{\cos kx' - \cos ka}{1 - \cos ka}$$

$$\cos \beta d = \cos kd - \frac{1}{2} e^{k d f(a, R)}$$

v
—
c



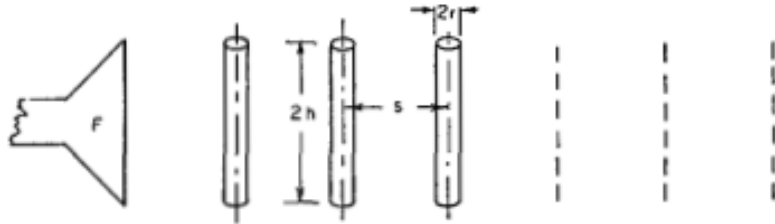
—— 理論値
- - - Ehrenspeckの実験値



素子長(2a),素子間隔(d)と相対位相速度 v/c

3 無限長エンドファイアアレーに沿った表面波の位相速度を解析 (F.Serracchioli,1959年)

無限長エンドファイアアレーに対して



$$\sum_{-\infty}^{+\infty} Z_{0n} e^{-jn\beta s} = 0.$$

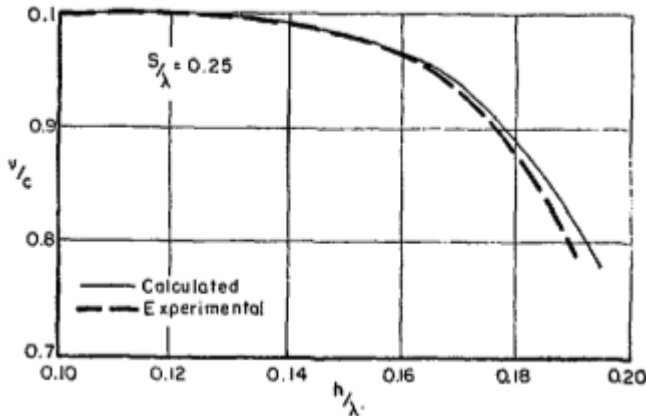
Z_{0n} ; 0番目とn番目の相互インピーダンス

回路理論を使い

$$R_{00} + 2 \sum_1^{\infty} R[A_n] \cos(n\beta s) - k\beta_0 s = 0$$

$$X_{00} + 2 \sum_1^{\infty} I[A_n] \cos(n\beta s)$$

$$- k \log [2(\cos \beta_0 s - \cos \beta s)] = 0.$$



Ehrenspectの測定値との比較

上記1~3の数値解析結果は、長いエンドファイアアレーのダイポールの半径、長さ、間隔の初期設計に役立つ

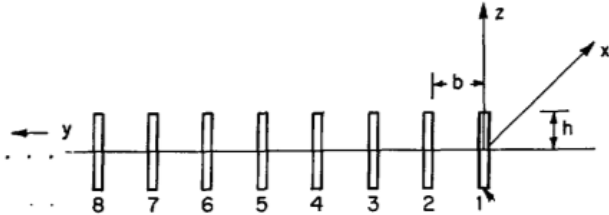
$$Z_{0n} - jk \frac{e^{jn\beta_0 s}}{n} = A_n.$$

IBM650による

F.Serracchioli and C.A.Levis, "The Calculated Phase Velocity of Long End-Fire Uniform Dipole Arrays", IRE Trans.AP-7, Issue5, 1959
Ohio States Univ. Antenna lab.

無限長八木宇田アレーから半無限限長八木宇田アレーの位相速度の解析へ(Mailloux 1966年)

Harverd Univ.

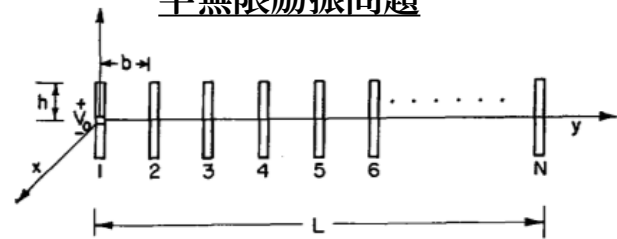


King, Sandlerの線状アレーの理論を用いて,半無限八木宇田アレーに沿った表面波の励振の解析と,半無限アレーの端部からの散乱を考慮して有限長八木宇田アレーの位相速度を解析

半無限散乱問題



半無限励振問題

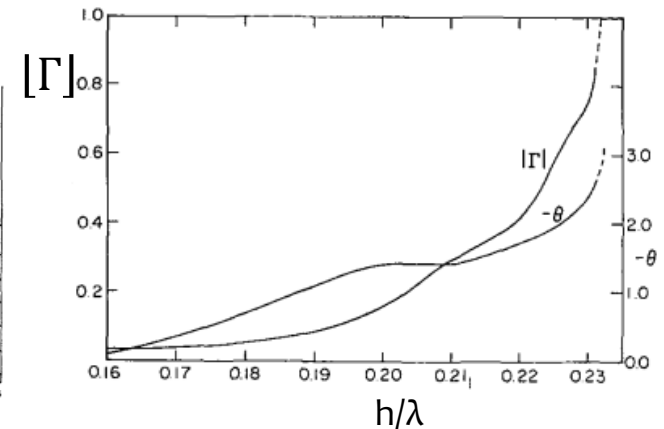
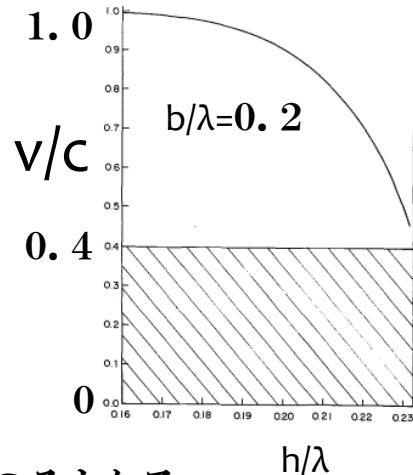


有限八木宇田アレー

$$\sum_{m=1}^{\infty} B(m) \Phi_u(m, n) + \sum_{m=-1}^{\infty} e^{+i\beta(m-1)b} \Phi_u(m, n) = 0$$

$$B(m) = B_c(m) + \Gamma e^{-i\beta(m-1)b}$$

$B(m)$: 電流に委比例する係数, $B_c(m)$: 補正係数, Γ : 反射係数



$v/c < 0.4$ ではSlowWaveは存在せず,

$|\Gamma|$ が1に近くなりエネルギーが滞留するのみとなる

- R.J.Mailloux, (1)“Antenna and Wave Theories of Infinite Yagi-Uda Arrays”,IEEETrans.AP13,Issue4, 1965
 (2) “Excitation of a Surface Wave along an Infinite Yagi-Uda Array”IEEE Trans.AP-13, Issue5, 1965

C.A.Thieleによるポイントマッチ法による数値解法(1969年)

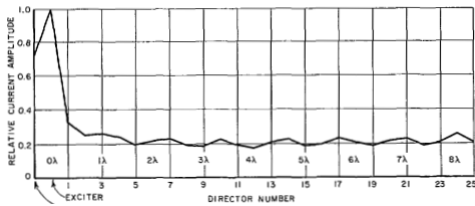
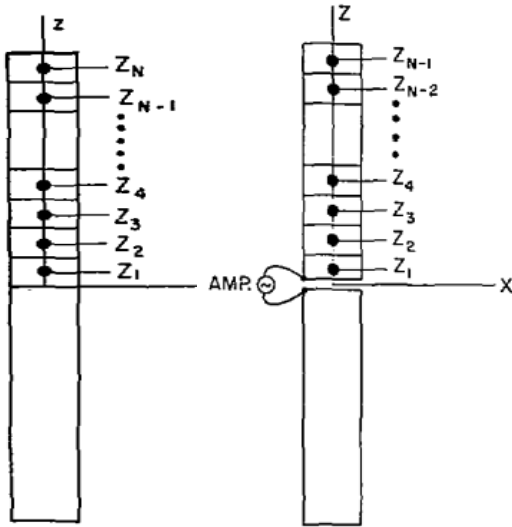
P番目素子の電流を次で表す

$$I_p(z) = \sum_{n=1}^N I_{n_p} \cos(2n-1) \frac{\pi z}{L}$$

表面の電界の接線成分が0だから

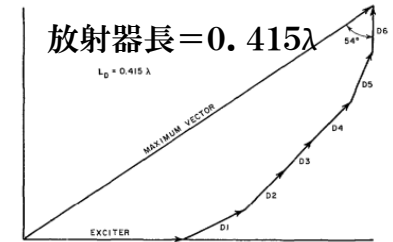
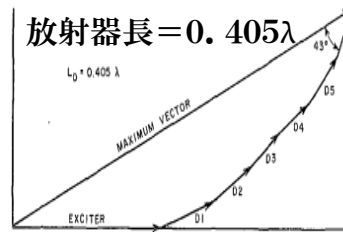
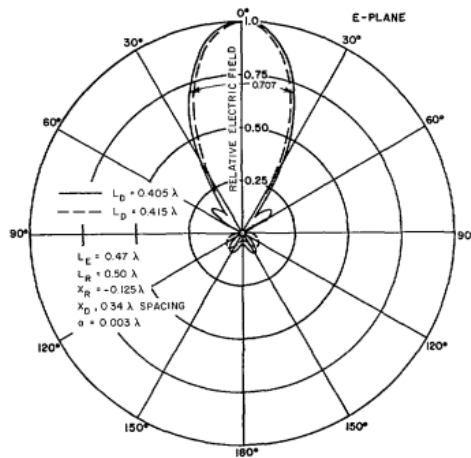
$$E_z(x,y,z) = \frac{\lambda \sqrt{\mu/\epsilon}}{8\pi^2 j} \sum_{p=1}^{D+2} \sum_{n=1}^N I_{n_p} \int_{-L_p/2}^{L_p/2} G(x,y,z|x',y',z') \cdot \cos(2n-1) \frac{\pi z'}{\tau} dz'$$

$$\sum_{p=1}^{D+2} \sum_{n=1}^N C_{m,n_p} I_{n_p} = 0, \quad m = 1, 2, \dots, N \times D.$$



27素子八木宇田アレーの相対振幅

相対振幅は一樣ではない

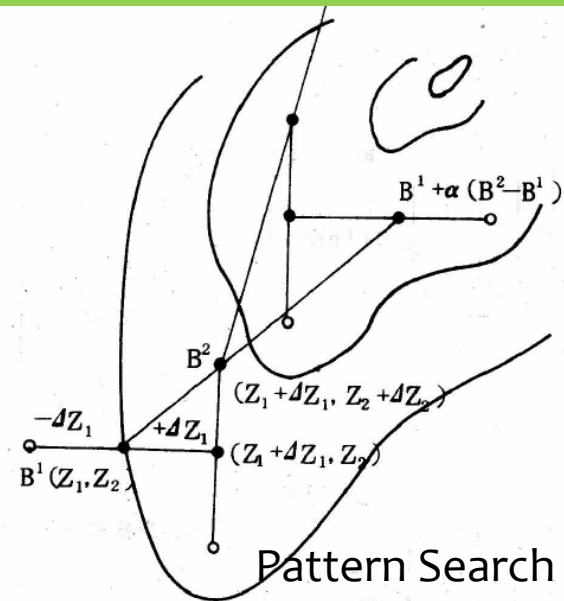
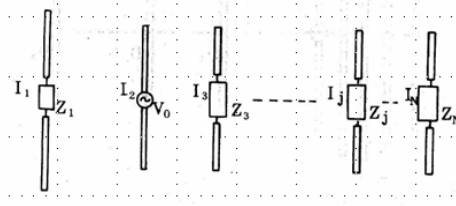
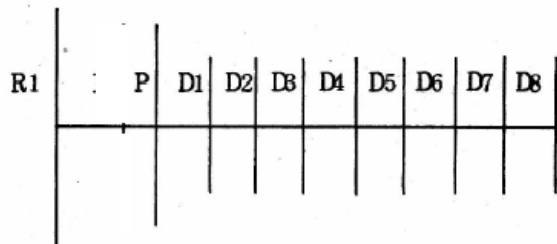


8素子八木宇田アレーの指向性と位相速度ダイヤグラム

位相速度は一般に一樣でない

Pattern Search法による八木宇田アレーのコンピュータによる自動設計(1973年)

- * 最急傾斜法を簡略した方法で、一次微分を使わず評価関数を直接計算し比較する
- * 評価関数が指向性利得だけでなく、F/BやVSWR特性、周波数特性も対象にできる
- * 電流を求める方法は計算負荷が少ないICTを使う
- * 局所最大解をさらにRazerSerch法で改善する



Pattern Search 手順

八木宇田アレーの素子長、間隔をすべて変数とする

素子中央に可変容量ダイオードを備えて所望の指向性を得ることができる

諸岡 翼、永井淳，“八木アンテナの最適設計”，電子情報通信学会アンテナ伝搬研究会資料 A・P72-78 (1973-1)

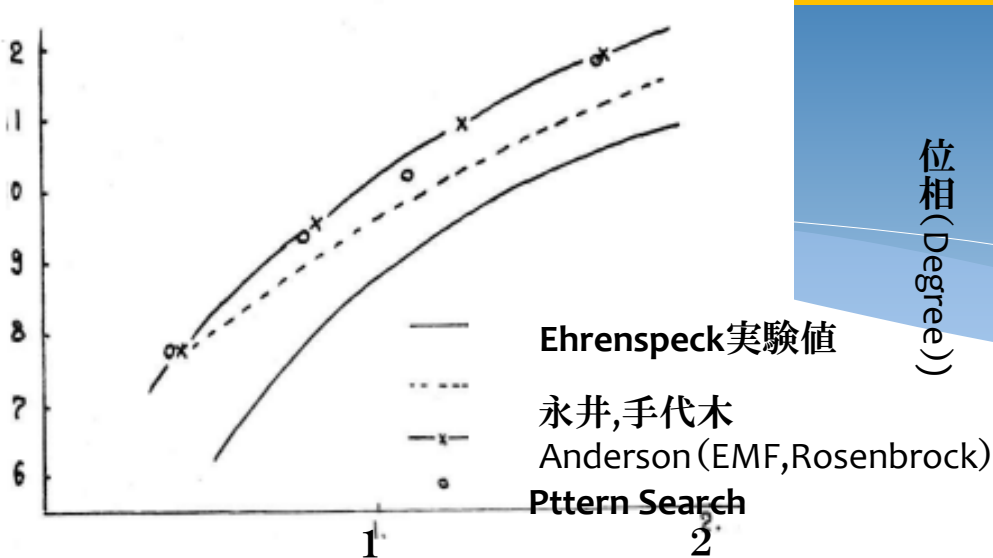
三国良彦，諸岡 翼，“コンピュータを用いたアンテナ設計[Ⅱ]”，電子通信学会誌01.63, No.8, 1980

諸岡翼，永井淳，“導波器中央にインピーダンスを装荷した八木アンテナのF/B”，テレビジョン学会、無線技術研究会資料RE72-24, 1972-10

諸岡翼、高橋昭夫，永井淳，“導波器に可変容量ダイオードを装荷した八木アンテナ”，1973年テレビジョン学会全国大会8-6

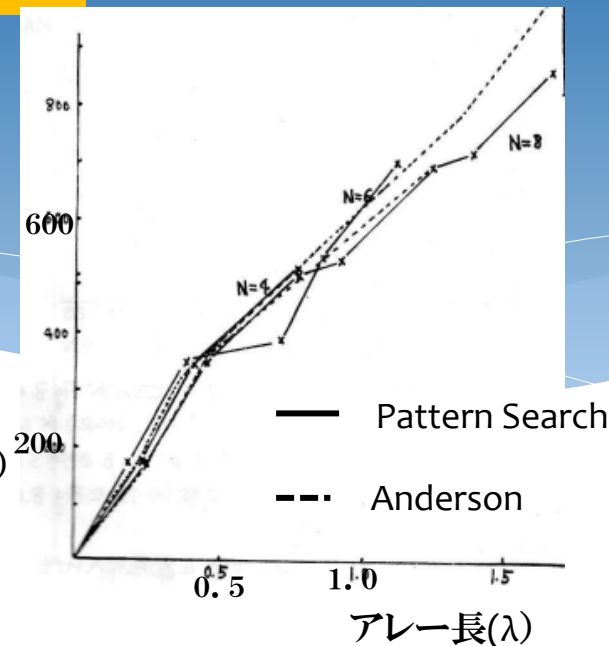
自動設計結果の一例

最大利得 (dB)

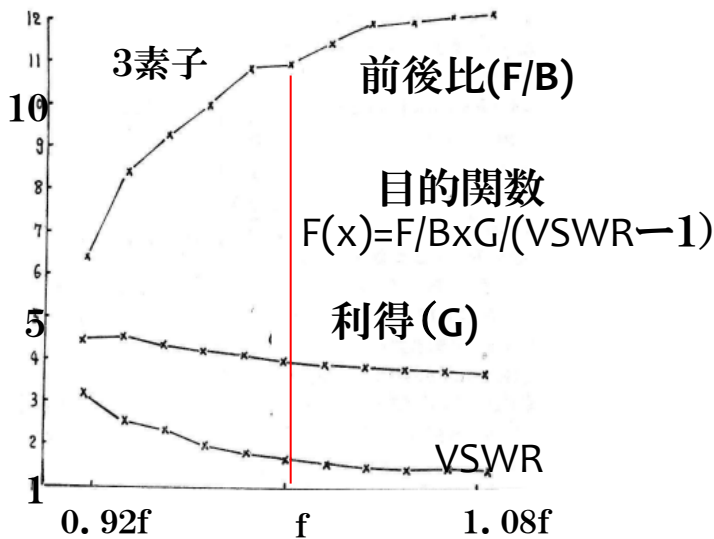


アレー長と最大利得の関係 (L/λ)

位相 (Degree)

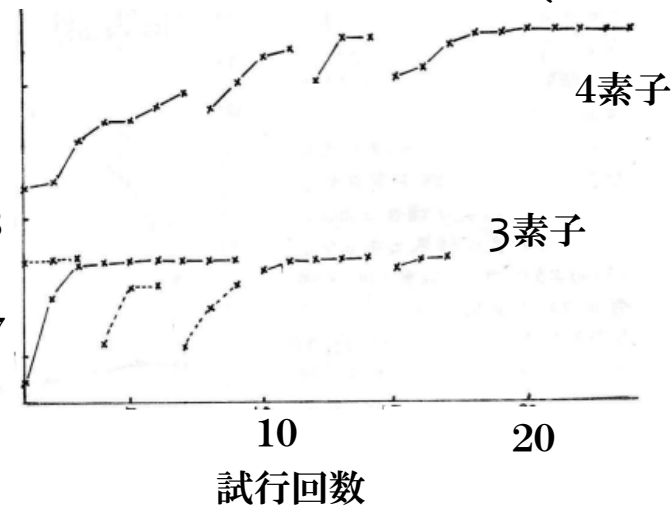


素子に沿った位相変化(1/λ)



利得、F/B, VSWR最適化

利得 (dB)



RazorSearch 法による利得変化

G.K.Chen,C.A.Chenによる素子長と素子間隔の摂動による八木宇田アレー指向性利得の最適化(1973年)

King等のthree term expansionの解を電流分布として利用, $\Delta h_i, \Delta d_i$ の変化を繰り返し最大利得に収束させる

Three termの電流分布

$$I_i(z) = \sum_{m=1}^3 A_i^{(m)} S_i^{(m)}(z)$$

素子間隔長変化分に対して

$$(\Delta d_i)/d_i \ll 1$$

$$\exp [j\beta_0(d_i + \Delta d_i) \sin \theta \cos \phi]$$

$$\cong (1 + j\beta_0 \Delta d_i \sin \theta \cos \phi) \cdot \exp (j\beta_0 d_i \sin \theta \cos \phi).$$

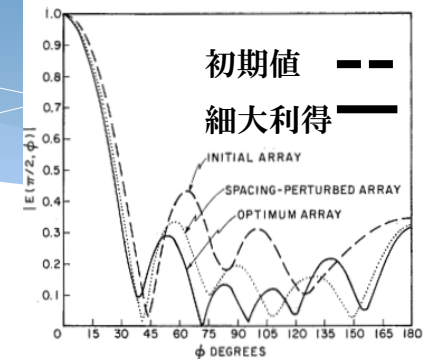
素子長変化分に対して

$$\int_{-(h_i + \Delta h_i)}^{(h_i + \Delta h_i)} f(x) dx \cong \int_{-h_i}^{h_i} f(x) dx + \Delta h_i [f(h_i) - f(-h_i)].$$

$$S_i^{(1)}(z) = \sin \beta_0(h_i - |z|)$$

$$S_i^{(2)}(z) = \cos \beta_0 z - \cos \beta_0 h_i$$

$$S_i^{(3)}(z) = \cos \frac{1}{2}\beta_0 z - \cos \frac{1}{2}\beta_0 h_i$$



$$2h_1 = 0.51\lambda, 2h_2 = 0.50\lambda, 2h_3 = 2h_4 = 2h_5 = 2h_6 = 0.43\lambda, \alpha = 0.003369\lambda$$

	b_{21}/λ	b_{22}/λ	b_{43}/λ	b_{54}/λ	b_{65}/λ	Gain
初期値	250	0.310	0.310	0.310	0.310	8.06
最適値	250	0.336	0.398	0.310	0.407	11.81

D.K.Cheng and C.A.Chen, "Optimum Element Spacings for Yagi-Uda Arrays", IEEE Trans. AP-21, No.5, 1973

C.A.Chen and D.K.Chen, "Optimum Element Lengths For Yagi-Uda Arrays", IEEE Trans. AP-23, No.1, 1975

小南、六島は、八木宇田アンテナの最適設計を直接探索法で行った(1978年)

2種の電流関数を使い, 積分方程式をガレルキン法で解いて各素子の電流分布を求め諸特性を求める。素子の長さと同隔の最適化は直接探索を採用した。利得最大化や所定のサイドローブを得る設計例を示した

小南昌信、六島 克, "非線形計画法による八木宇田アンテナの一設計法", 信学論B, Vol.J61B, No.1, 1978

新しい最適化アルゴリズムによる八木宇田アレーの設計(1997年～)

遺伝的アルゴリズム(GA:Genetic Algorithm)

粒子群最適化(PSO:Particle Swarm Optimization)を使う方法が最新の方法としてある

- (1) Eric A.Jones and William T.Joinesm,"Design of Yagi-Uda Antenna using Genetic algorithm",IEEE Trans.AP-45,Issue9,Sept.1997
- (2) 嶋田将大,堀俊和,藤本美俊,丸山珠美,"GAを用いた八木宇田アンテナの設計",
- (3) 糞谷卓也,辻陽介,桑原義彦,"疑似八木アンテナアレーの遺伝的アルゴリズムによる設計",
信学論(11)Vol.186-B,No.2,Feb.2003
- (4) J..Robinson and Y.Rahmit-Sami,"Particle Swarm Optimization in Electromagnetics",
IEEE Trans.AP-52,No.2,Feb.2004
- (5) Y.Kuwabara,"Multiobject Optimization Design of Yagi-Uda Antennas".IEEE
Trans.AP-53,No.6,2005
- (6) S.Baskar,A.Alphones,P.M.Saganthan and J.J.Liang,"Design of Yagi-Uda
Antennas using comprehensive learning particle swarm optimization",
IEE Proc.Microwave Antenna and Propagation ,Vol.152,No.5,2005

3. 指向性合成研究開発の歩み

- 1938年 W.W.Hansen and R.Woodyard
エンドファイヤアレーの最大利得を検討し、共相励振より大きな利得が得られることを示した
- 1943年 S.A.Schelknoff
等間隔N素子アレーの指向性を数学的に多項式で表し、これを利用した指向性合成法を示した (Schelknoffの理論)
- 1946年 A.J.Uzkov
ベクトル空間での直交変換により、エンドファイヤアレーの最適指向性利得に関する重要な結果を示した
- C.L.Dolph
等間隔で対称配列のブロードサイドアレー(奇数素子)において、チェビシェフ多項式の性質を適用し、全てのサイドローブレベルが同じでビーム幅が最小となる指向性の励振分布(チェビシェフ分布)を提案した
- 1948年 P.M.Woodward and J.D.Lawson
一様連続分布の指向性(SINC関数)の直交性を利用して複数のSINC関数を使って所望の指向性を合成する手法を提案
- 1953年 R.H.DuHamel
C.L.Dolphの理論をエンドファイヤアレーに拡張

1955年 R..L.Pritchard

C.L.Dolphの素子数を奇数、偶数共に有効な方法に拡張

1955年 A.Bloch,R.C.Medhurst and S.D.Pool

スーパーディレクティブアレー設計の新しいアプローチ、励振分布例を示しその性質を明らかにした

1955年 T.T.Taylor

主ビーム近傍ではサイドローブが等しく(チェビシェフ指向性)、遠方では一様分布と同じように低下する連続波源分布を考案した

1960年 Cheng,D.K.and M.T.Ma

シェルクノフの多項式を拡張し、リニヤアレーの励振分布の振幅をサンプルデータを用いて導いた指向性合成法を提案した

1964年 C,T,Tai

等間隔ブロードサイドアレーの指向性利得の最大値を解析

1965年 D.K.Cheng,F.Tseng

1970年 稲垣直樹,関口利男

固有値問題としてのアレーアンテナの最大指向性利得の解析

1972年 後藤尚久

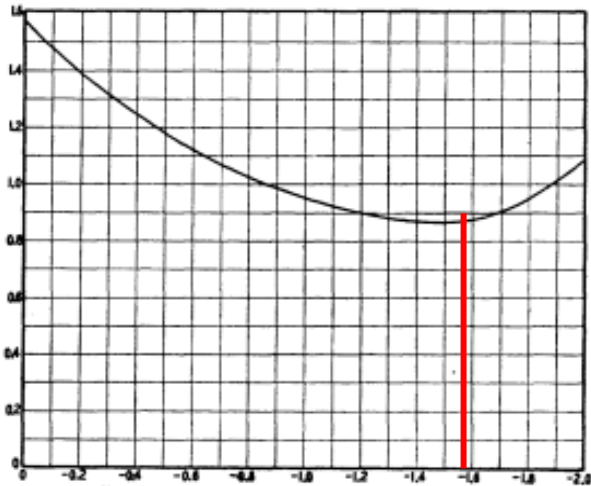
アレーの放射指向性を表現するためにGegenbauer多項式を使い,高利得,低サイドローブ特性の指向性合成法を提案し解析を行った

1994年 諸岡翼他 平面アレーによるReconfigurable指向性合成法提案とアレー試作

W.H.HansenとR.Woodyardは連続波源の共相励振エンドファイヤアンテナの利得より高い利得が得られる励振条件の存在を示した (1938年)

$$E \sim \frac{\sin(k \cos \theta - k')z_0}{(k \cos \theta - k')z_0}$$

$$\left(\frac{k - k'}{\sin(k - k')z_0} \right)^2 \int_0^\pi \left(\frac{\sin(k \cos \theta - k')z_0}{k \cos \theta - k'} \right)^2 \sin \theta d\theta$$



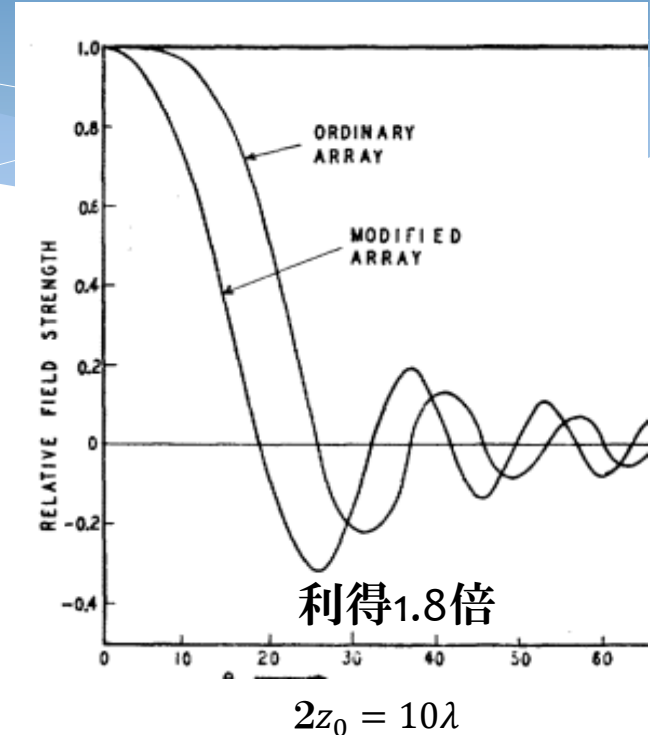
$u = -1.47$

アレー長: $2z_0 \gg \lambda$

$$u = (k - k')z_0 = -1.47$$

$2z_0 = (N-1)d$ とおくと

$$k'd = kd + \frac{2.94}{(N-1)}$$



$2z_0 = 10\lambda$

Hansen-Woodyard条件

W. W. Hansen and J. R. Woodyard, "A New Principle in Directional Design",
Proc. IRE Vol. 26, No. 3, March 1938 Stanford Univ.

Schelknoffの多項式による指向性表現とCheng, Maによる連続振幅分布の周期的サンプル値を使った指向性合成(1943, 1960年)

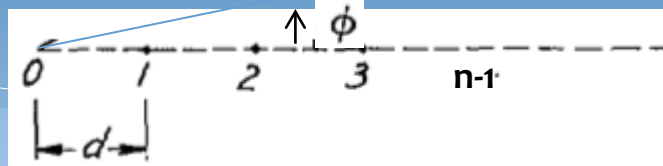
(1) 等間隔n素子リニアアレーを次の多項式で表す

$$E(z) = a_0 + a_1 z + a_2 z^2 + \dots + a_{n-1} z^{n-1}$$

$$= \sum_{k=0}^{n-1} a_k z^k$$

$$z = e^{i\psi}$$

$$\psi = \beta d \cos \phi + \alpha$$



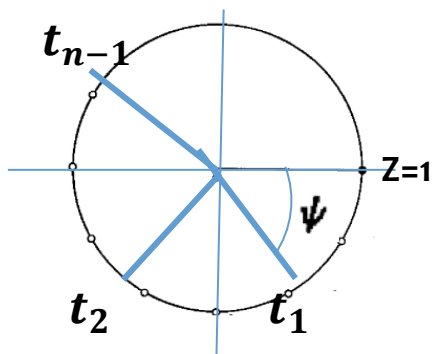
(2) 2つのリニアアレーのスペースファクタ(アレーファクタ)の積に等しいリニアアレーが存在する

Ex $E(z) = 1 + z$ $F(z) = (1 + z)^2 = 1 + 2z + z^2$

振幅比が1, 2, 1の3素子リニアアレー

(3) n素子リニアアレーのスペースファクタは、複素平面上の t_1, t_2, \dots, t_{n-1} において零点を有する(n-1)個の仮想連続項のスペースファクタの積である

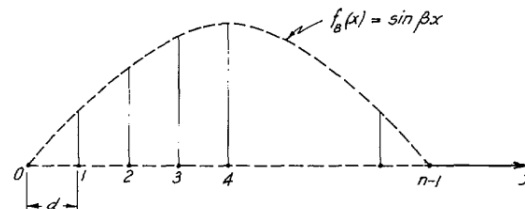
$$E(z) = (z - t_1)(z - t_2) \dots (z - t_{n-1}) = \prod_{i=1}^{n-1} (z - t_i)$$



複素平面

(4) Cheng, Maの指向性合成

$$E(z) = \sum_{k=0}^{n-1} f(kd) z^{-k}$$



S.A.Schelknoff, "A Mathematical theory of Linear arrays", B.S.T.J., Vol.22, No.1, January, 1943 Bell System

Cheng, D.K. and M.T. Ma, "A New Mathematical Approach for Linear Array Analysis", IRE Trans. Vol. Ap-8, No.3, May 1960 Syracuse Univ.

A.I.Uzkovによるエンドファイヤアレーの最適指向性利得の上限 (1946年)

最適な指向性を得る励振分布は考慮せず、可能な指向性利得の上限を知るのに役立つという立場の研究。Uzkovは以下の定理の証明に簡単なアウトラインのみを与えている(Alshuleは自身の論文内でこれを指摘している)。後藤、Alshuleはその解析法を明らかにしている。

Uzkovの成果

ベクトル空間での直交変換により以下の定理を導いた

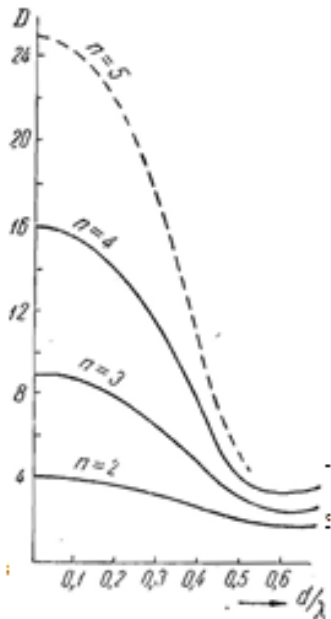
n個の等方放射素子からなるリニヤアレーの指向性利得は

(1) 素子間隔が1/2波長のときnとなる

$$D(n, \lambda/2) = n$$

(2) 素子間隔が0に近づくと n^2 に接近する

$$D(n, d) \rightarrow n^2 (d \rightarrow 0)$$



後藤やE.E.AlshulerはUzkovの方法を具体化し、素子間隔が非常に狭いアレー化素子の指向性を、素子間で直交するようなxの多項式で与え、指向性利得計算中の空間積分の式と重み付き直交条件式を一致させたことにより指向性利得をシンプルな形で定式化

指向性利得

$$G = \frac{|E(\theta, \varphi)|^2_{\theta=0}}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^\pi |E(\theta, \varphi)|^2 \sin \theta d\theta d\varphi}$$

$$E(\theta, \varphi) = e(\theta, \varphi) \sum_{n=0}^{N-1} a_n D_n(\cos \theta)$$

$D_n(x)$: 直交多項式 $x = \cos \theta$

$$G = \frac{4\pi}{\rho_0} \cdot \frac{|\sum_n a_n D_n(1)|^2}{\int_{-1}^1 \rho(x) |\sum_n a_n D_n(x)|^2 dx}$$

$$\int_{-1}^1 \rho(x) D_n(x) D_m^*(x) dx = N_n \delta_{mn}$$

$$G = \frac{4\pi}{\rho_0} \cdot \frac{|\sum_n a_n D_n(1)|^2}{\sum_n N_n |a_n|^2}$$

関数 D_n の重み付き直交条件から分母の2重和が一重和に簡単化される

後藤尚久, "Endfire Arrayの素子とsuper gain効果について", 電子通信学会論文誌 68/6, Vol.51-B, No.6, 1968.6

E.E.Altshuler and Terry H. O'Donnell, D. Yaghjian, D. D. Bestm

"A monopole Super directivity Array", IEEE Vol.53, No.8, Aug., 2005

Antonio Clemente, Molusine Pigem, Linel Rudant, Christophe Delaveand, "Design of a Super Directive

Four-Element Compact Antenna Array Using Spherical Wave Expansion", IEEE Vol.AP-63, No.11 2015

* 後藤はUzkovが仮定した無指向性をダイポールや $(\cos \theta)^p$ に拡張することを目的にし、アレー化素子の直交した指向性列を導出するため、グラムシュミットの直交化法を導入して、素子指向性とスーパーゲインとの関係を明らかにした(1963年)

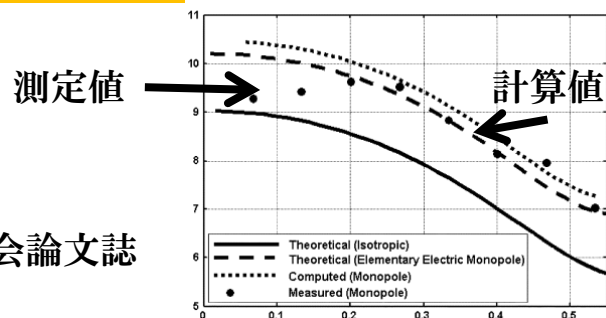
$$\frac{G_M}{G_I} = 1 + \frac{N-1}{G_e}$$

N: 素子数 G_M : 素子間隔 $\rightarrow 0$ での最大利得

G_e : 素子利得

G_I : 素子間に相互結合がないときの最大利得

* E.E.Alshulerらは、同様な方法を2素子エンドファイヤモノポールで考察し指向性利得、入力抵抗などと素子間隔の関係を数値計算と実験で示した(2005年)



2素子モノポール細大指向性と素子間隔

Air Force Res.Lab.

A,Bloch,R.G.Medhurst,S.D.Poolによるスーパーディレクティブアレーの研究(1953年)

General Electric Co.Res.Lab.

(1) エンドファイヤアレーの利得を素子間の相互結合(相互コンダクタンス)とリファレンス面からm番目までの電気角距離で表した

$$G = \sum_{m=1}^n \sum_{l=1}^n g_{lm} \cos(\theta_m - \theta_l)$$

(2) 最大指向性利得を得る電流分布例を求めスーパーゲインアンテナの性質を明らかにした

4素子半波長ダイポールエンドファイヤアレー
(全 0.6λ)の最大利得比較

Bloch 10,1dB
等振幅共相 4.6dB
等振幅連続* 6.5dB
シェルクノフ** 9dB
八木宇田アレー*** 9dB

*Redのデータ

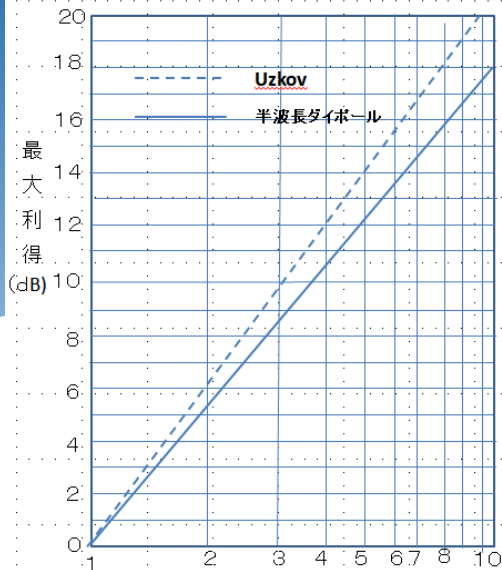
**無指向性素子をダイポールとする

***8素子、長さ 1.5λ の測定値

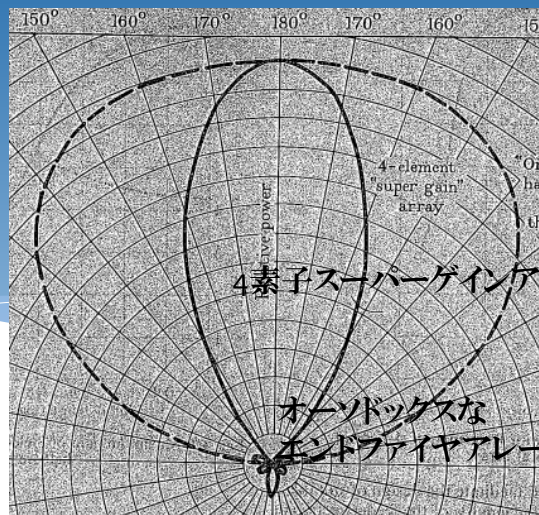
A.Bloch,R.C.Medhurst and S.D.Pool

A "New Approach to the Design of Super-Directive Aerial Arrays"

IEE (London) Part III, Vol.100,1953³⁴

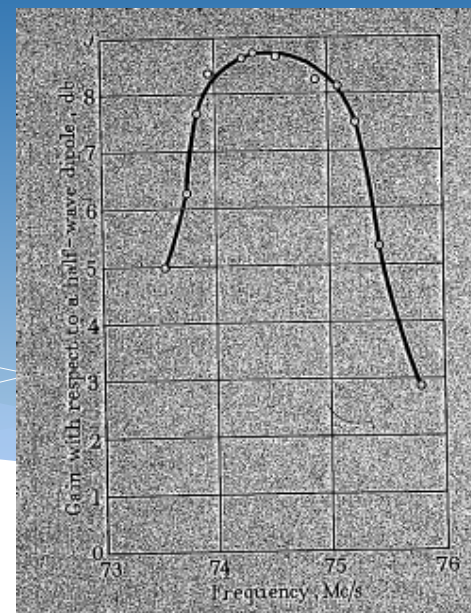


無指向性素子と半波長ダイポールの最大利得



スーパーゲインの指向性利得

(dB)



73 74 75 76MHz

4素子,長さ 0.6λ 等間隔エンドファイヤアレイの最大利得(10.3dB)の時の諸元 (By Bloch)

	素子1	素子2	素子3	素子4
電流分布(I)	$-2.157 - j7.864$	$+1.473 + j18.327$	$+1.473 - j18.327$	$-2.157 + j7.864$
I	8.155	18.386	18.386	8.155
駆動点電圧	$1.398 - j0.976$	$-12.654 + j2.729$	$+14.312 + j1.553$	$-2.015 - j2.878$
駆動点インピーダンス	$+5.1 + j14.4$	$+6.8 + j51.2$	$-1.6 + j57.2$	$-20.1 + j24.2$
入力電力(相対値)	+340	+2.288	-504	-1336

*素子が半波長ダイポールや指向性が $(\cos \theta)^p$ 場合のスーパーゲインについて後藤が解析

高利得,低(定)サイドローブレベル特性を持つアレーの指向性合性法の研究(1946年～)

(1) Dolf-Chebyshev分布の指向性(1946年)

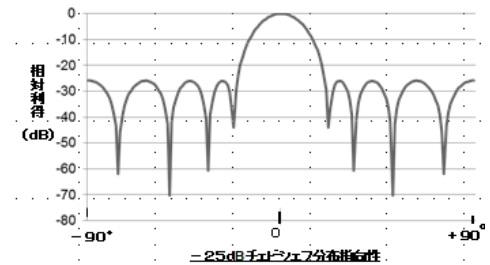
* RumseyをリーダーとするIFF開発において、サイドローブ制御ができるアレーアンテナが要求され、Dolphがチェビシェフ多項式を利用した電流分布ドルフ・チェビシェフ分布を考案(次ページ参照)

等間隔ブロードサイドアレーにおいて

$$F(u) = T_{N-1} \left(z_0 \cos \frac{u}{2} \right) \quad \text{Chebyshev指向性}$$

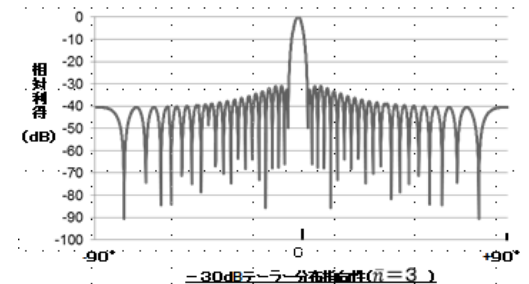
全てのサイドローブレベルが等しくビーム幅最小

* その後、エンドファイアレーへの適用, 偶数素子数への適用, 複雑な係数導出をより簡便に行う方法の改良が加えられた



(2) テーラー分布の指向性(1955年)

* 素子数の多いアレーをChebyshev分布連続波源とみなし, その指向性を主ビーム付近のサイドローブレベルを一定とし, それより遠方では一様分布の場合と同じように減衰する指向性を提案した(1955年)



C.L.Dolph, "A Current Distribution for Broadside Arrays which Optimizes the Relationship between Beam Width and Sidelobe-level", Proc.IRE Vol34, Issue6, June, 1946 Univ. of Michigan, Bell Telephone Laboratories

T.T.Taylor, "Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side-lobes", IRE AP-3, Issue1, Jan. 1955

This Week's Citation Classic

CC/NUMBER 14
APRIL 5, 1982

Dolph C.L. A current distribution for broadside arrays which optimizes the relationship between beam width and side-lobe level.
Proc. IRE 34:335-48, 1946.
[Bell Telephone Laboratories, Murray Hill, NJ]

A one parameter family of current distribution is derived for symmetric broadside arrays. The distribution has all side lobes at the same level and minimizes beam width for side lobes of a given level. [The *SCI*[®] indicates that this paper has been cited over 120 times since 1961.]

C.L. Dolph
Department of Mathematics
University of Michigan
Ann Arbor, MI 48109

March 8, 1982

"During World War II, I worked first as a civilian, and then as an ensign in the Combined Research Group (CRG) at the Naval Research Laboratory, Anacostia Station, Washington, DC. This group was half American and half British (from Malvern). Our task was to design and develop an IFF (identification, friend or foe) system to be used jointly by the British and US Navies. It was a distinguished group. Cleeton, the first man to work at 50,000 megacycles, was the American head while his British counterpart was Bowden (now Lord Bowden).

"Before joining CRG I had worked on direction finders used for submarine detection. It was not surprising then that my first CRG task was to compute the propagation curves over water for L band, the frequency to be used by the IFF system. Once this job was complete it was a natural step to join the antenna group headed by V.H. Rumsey—he is now at the University of California, La Jolla. The system decision was to use arrays for the IFF system—and Rumsey wanted a way to control the side-lobe level on a linear antenna array. I soon discovered a correspondence between the nulls of the pattern and the roots of complex polynomials on the unit circle in the complex plane. Later I was to learn that Schelkunoff¹ had

anticipated me in this observation. However, it furnished a clue—could one modify the known properties of the Tchebyscheff polynomials to obtain a current distribution for an array which would have adjustable side lobes all of the same height?

"While I felt confident that it was possible, the means escaped me for some time. One afternoon as the Civil Service's reins were unusually heavy I decided to stay at work. Suddenly it became crystal clear how to design a distribution whose side lobes were all at the same height. As a bonus, the resulting distribution turned out to be optimal in the sense given in the above abstract. I then had the job of convincing Rumsey and Bowden that I was correct. I succeeded and Rumsey designed and built an array using this distribution. It worked. I was encouraged to stay out of the antenna shack where the measurements were made as they claimed nothing would work as soon as I picked up a screwdriver.

"This highly cited paper resulted in the J. Browder Thomson Award from the Institute of Radio Engineers for me and this work has had great influence in array theory, acoustical as well as electromagnetic, and in circuit theory. A recent application of these ideas can be found in the paper by F.J. Harris.² There is even a Dolph-Tchebyscheff window.

"The antenna work was instrumental in the founding of Hughes Aircraft. In fact, their first contract was from the Navy. It was for \$11 million to build these arrays.

"As a final note, the CRG system for IFF was not finished in time to be used in World War II. It is, I understand, the basis of the Mark 12 system currently in use. The arrays themselves are used extensively at airports for IFF.

"This paper has been highly cited because it had important implications for antenna design, filter design, and quite recently, for harmonic analysis with the discrete Fourier transform. It led to Hughes Aircraft and from there antennae still in use evolved for the Navy and for airport identification."

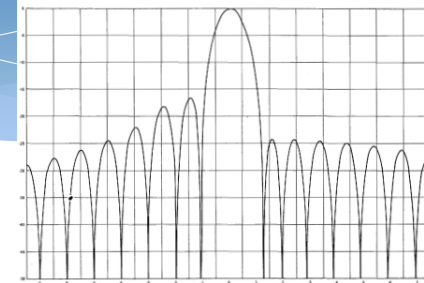
続き

* サイドローレベルが主ビームの両側で異なるテーラー分布型の指向性の合成が提案された(1973年)

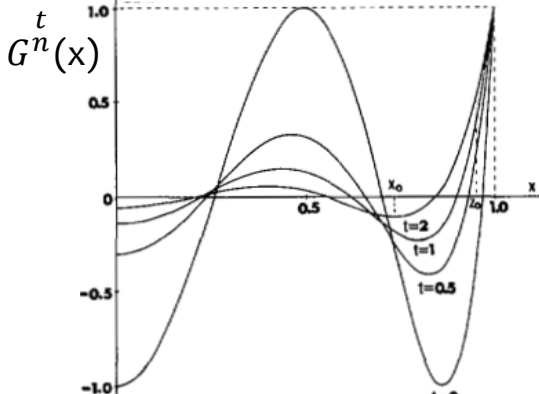
(3) 後藤 によるGegenbauer多項式を応用した指向性(1972年)

$$E(u) = G_{K-1}^t(z_0 \cos u)$$

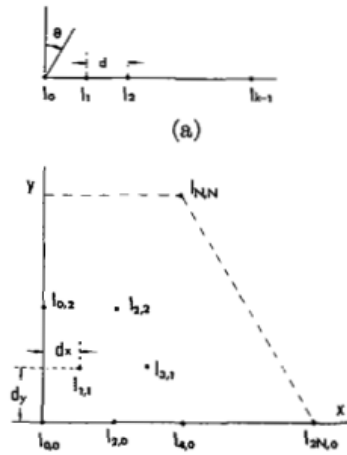
* Chebyshev分布と一様分布の指向性は、この指向性の特別な場合に含まれる



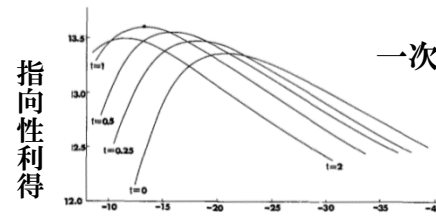
高利得非対称低サイドローブ指向性



Gegenbauer曲線
 $G_n^t(x)$ for $n = 6$.

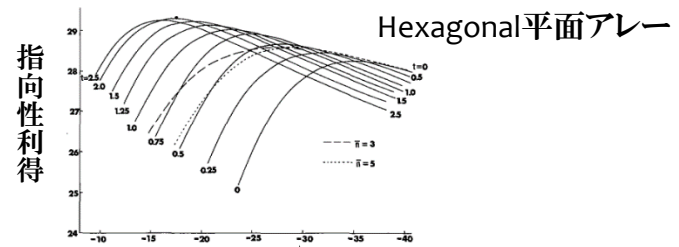


対称一次元アレーと
Hexagonal平面アレー



一次元アレー

サイドローレベル (dB)



Hexagonal平面アレー

サイドローレベル (dB)

R.S.Elliott, "Design of Line Source Antennas for Narrow Beamwidth and Asymmetric Low Sidelobes",

IEEE Vol.AP- January 1973

Univ.of California LA.

N.Goto, "A Synthesis of Array Antenna for high directivity³⁸ and Low Sidelobes", I

IEEE Vol.AP-20, No,4, July 1972

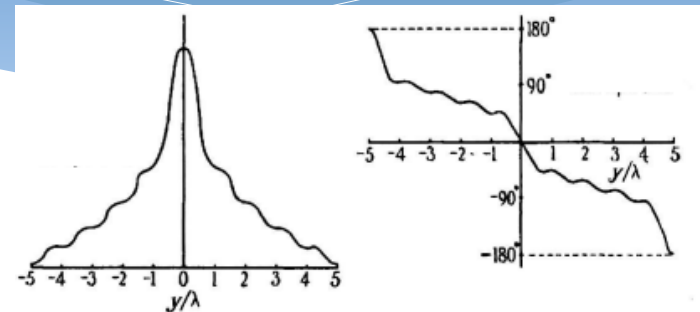
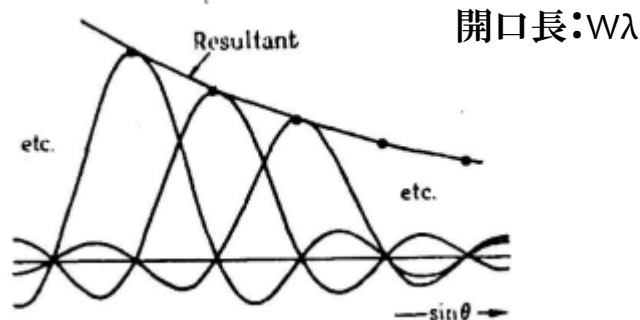
Woodward と Lawsonによる指向性合成法(1948年)

$P_s(\sin\theta)$ が、与えられた開口で得られるn個の線形独立な指向性であるとき、合成指向性は

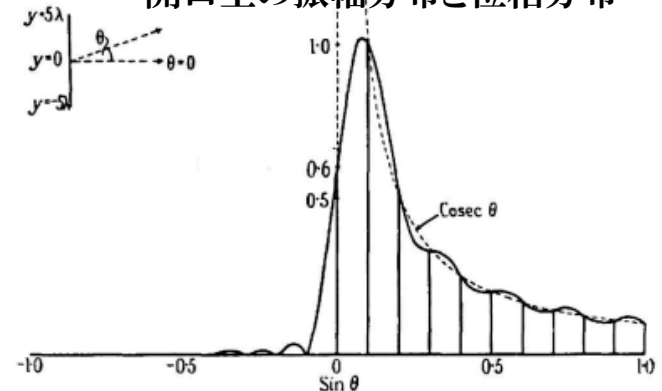
$$p(\sin\theta_r) = \sum_s A_s p_s(\sin\theta_r), \quad r = 1, 2, \dots, n$$

開口分布が一様な指向性(sinc関数)の合成

$$p_s(\sin\theta) = \frac{\sin[\pi W(\sin\theta - s/W)]}{\pi W(\sin\theta - s/W)}$$



開口上の振幅分布と位相分布

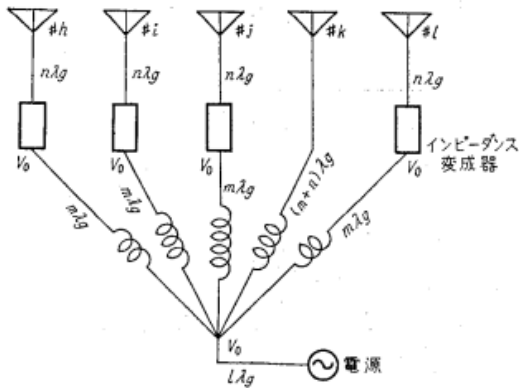


コセカント指向性の合成

P.M.Woodward and J.D.Lawson, "The Theoretical Precision with Which an arbitrary Radiation-Pattern may be obtained from a Source of Finite Size", J.IEE, Part III: Radio and Communication Eng., Vol.95, No.37, 1948

P.M.Woodward, "A Method of Calculating the field over a plane aperture required to Produce a given polar diagram", J.IEE Part III A, Radiolocation, Vol.93, No.10, 1946

チェビシェフ分布指向性の実現(1969年)

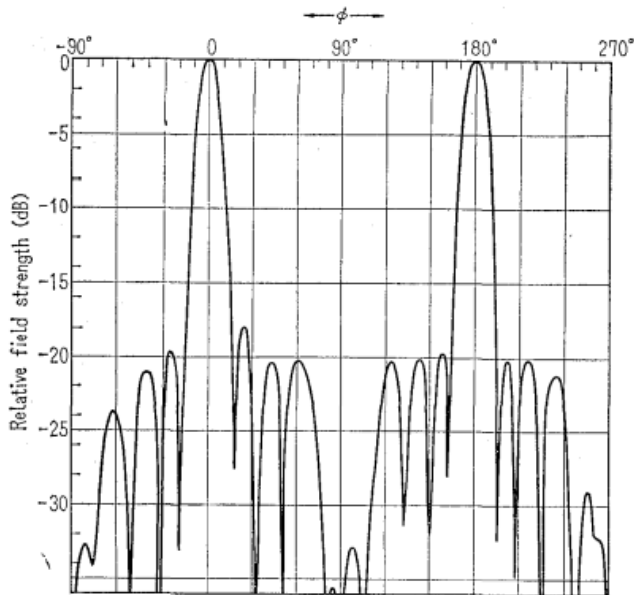


アレイアンテナの給電方法

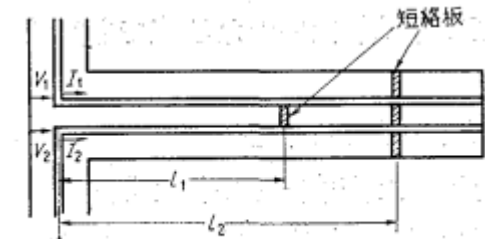
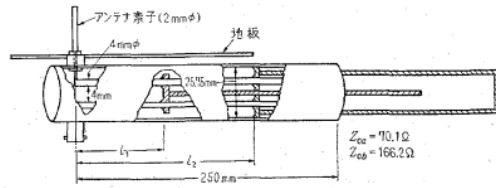
方法

- (1) i番目素子だけを接続し、他の素子を短絡状態にし
- (2) 必要な電流(I_i')が素子に流れるように変成回路の[F]を調整する
- (3) 順次*i*=1,2...*N*について同じ操作を行い
- (4) 最後に素子全部に給電する

$$I_i' = V_0 \frac{R_{ia_i}}{R_{ii}(R_{ka_i} + X_{kb_i}) + j[X_{ii}(R_{ka_i} + X_{kb_i}) + X_i b_i + X_k b_i] + (X_k R_i - R_k X_i)}$$



実測値



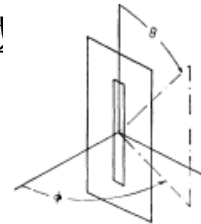
二心変成回路

相互結合による素子指向性の変化を考慮した指向性合成に関するJ.N.Hines等の指摘、および相互結合を含む素子指向性の実測値を使った指向性合成の実現(1954年)

(1)
$$P = I_0 P_0 + I_1 P_1 + I_2 P_2 + \dots$$
 厳密な合成

P: 所望の合成指向性

P_n : n番目素子に単位電流を与え、他の素子端子を開放した時の指向性

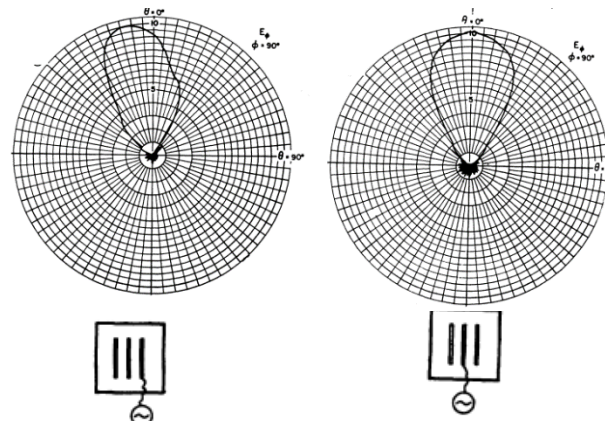


アレー素子としての
スロットアンテナ

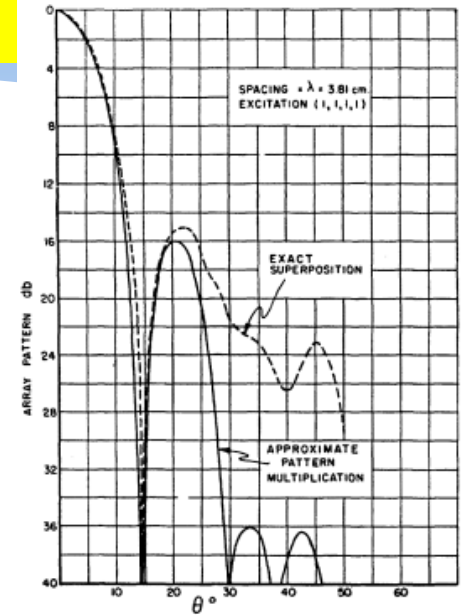
(2)
$$P = P_0 [I_0 + I_1 \exp(j\beta s \sin \theta) + I_2 \exp(j\beta 2s \sin \theta) \dots]$$

近似的合成

P_0 : 素子指向性



相互結合のある素子指向性



測定した素子指向性を使って計算した4素子スロットアレーの指向性

励振条件 ⊙(1,1,1,1)
Λ: 3.8cm

(2)は第一近似を得る際にのみ使い、低サイドローブ指向性などでは必ず(1)の厳密な手法をつかうべき・・・Hines

J.N.Hines, V.H.Rumsey and T.E.Tice, "On the Design of Arrays"
Proc.IRE, 42, 8, Aug. 1954

C.T.Taiによる等間隔ブロードサイドアレーの最適指向性利得の計算とそのチャート化(1964年)

$S(\theta)$ をアレーの電力指向性とするとき指向性利得 g_N は

$$S(\theta, \phi) = (1 - \sin^2 \theta \cos^2 \phi) \cdot \left[\sum_{i=1}^n A_i \cos \left(i - \frac{1}{2} \right) D \cos \theta \right]^2$$

素子指向性が無指向性、平行ダイポール、クロスダイポールの場合の素子数とアレー間隔の関係を計算している

スーパーゲイン領域では無指向性素子に対して

$$D = kd$$

$$g_N = S \left(\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2} \right) / \frac{1}{4\pi} \iint S(\theta, \phi) d\Omega$$

$$G_N = \sum_{n=0}^{N-1} (2n+1) P_n^2(1)$$

$$\cong \frac{2N+1}{\pi}, \quad N = \text{odd}, D \rightarrow 0.$$

$$\frac{\partial g_N}{\partial A_n} = 0, \quad p = 1, 2, \dots, n \quad g_N \text{の最大化条件}$$

$N=3$ で G_N は 2.25

$$\sum_{j=1}^n \beta_{pj} A_j = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^n \beta_{ij} A_i A_j / \sum_{i=1}^n A_i \quad p = 1, 2, \dots, n.$$

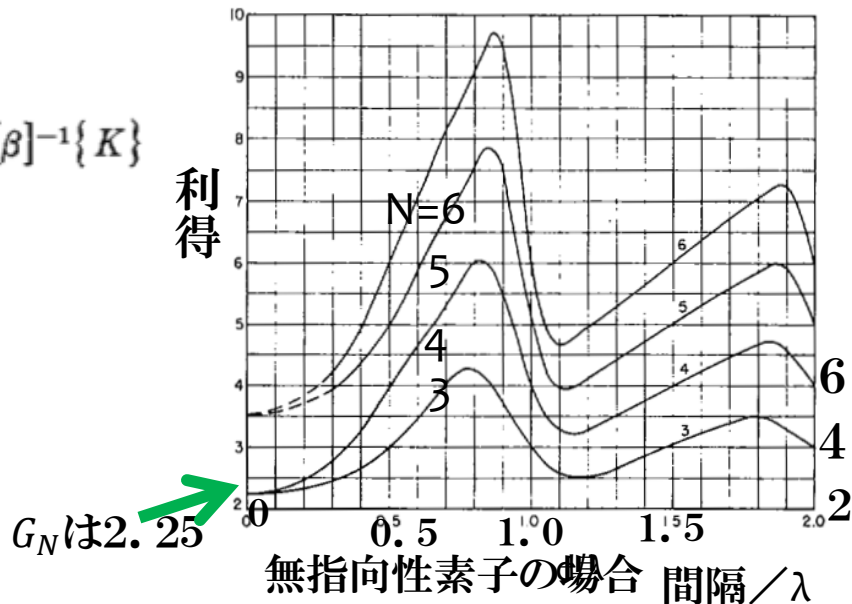
$$[\beta] \{A\} = \{K\}. \quad [\beta] \text{はアレーマトリックス}, \quad \{A\} = [\beta]^{-1} \{K\}$$

$$\beta_{ij} = \beta_{ji} = \frac{1}{4\pi} \iint (1 - \sin^2 \theta \cos^2 \phi) \cdot \cos \left[\left(i - \frac{1}{2} \right) D \cos \theta \right] \cos \left[\left(j - \frac{1}{2} \right) D \cos \theta \right] d\Omega$$

最大指向性利得 G_N

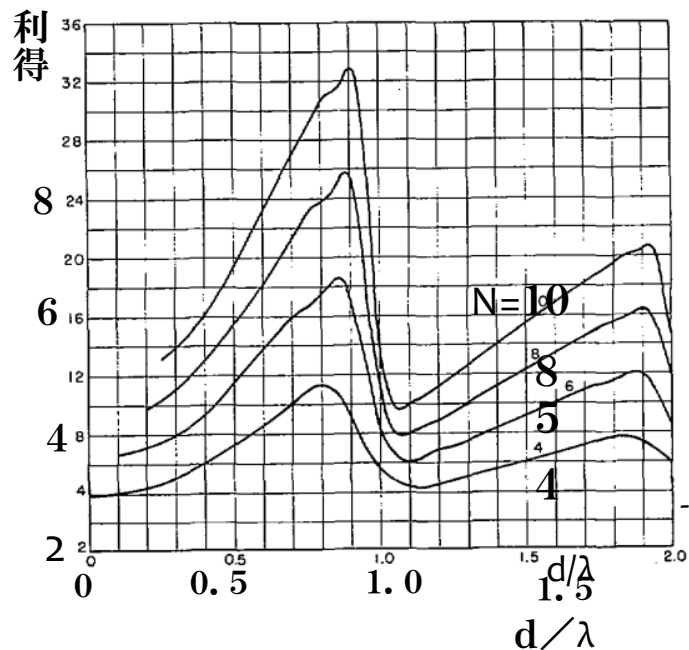
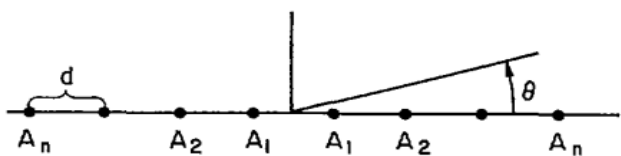
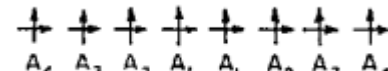
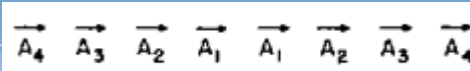
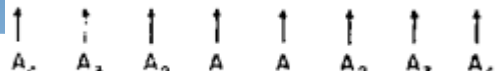
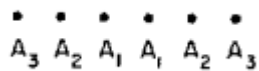
$$G_N = \sum_{i=1}^n A_i / \sum_{j=1}^n \beta_{pj} A_j,$$

利得

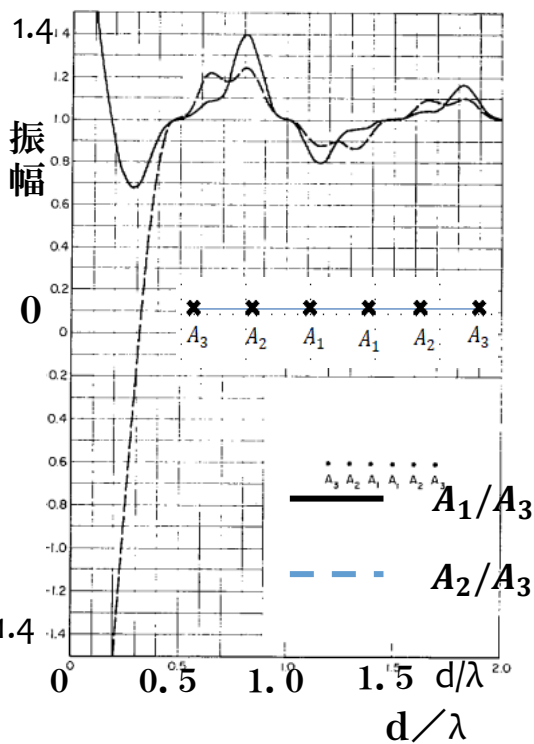


(続き)

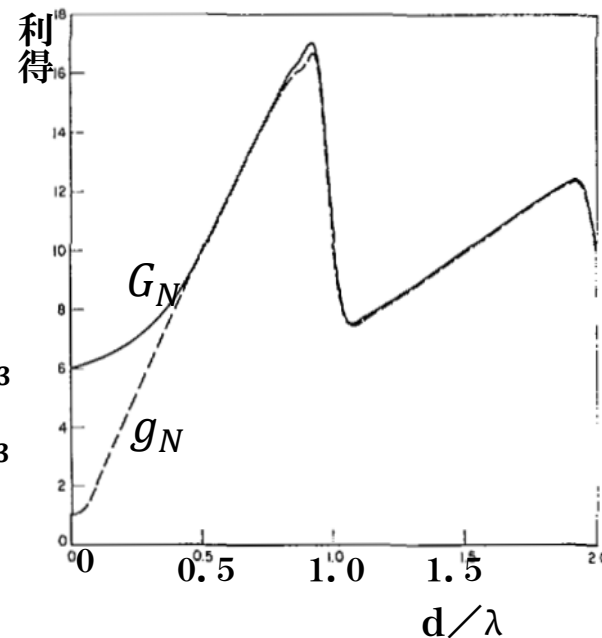
C.T.Taiは無指向性素子その他, 並行ダイポール, コリニヤダイポール, クロスダイポールの各アレーの最大指向性, 振幅分布を素子数, 素子間隔の変化に対して解析した



並行ダイポールアレーの最大利得



無指向性素子アレーの振幅分布



最適利得と一様分布の利得の比較

D.K.Cheng, F.Tsengと稲垣直樹, 関口利男は、アレーアンテナの最大指向性利得を得る方法を固有値問題として解析し、ブロードサイドアレーとエンドファイアアレーの最大利得の解析結果を示した(1965, 1970年)

行列の固有値問題から

$$G = \frac{S(u_0, \phi_0)}{\frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-1}^1 S(u, \phi) du}$$

$$E(u) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-jD_n u}$$

$$S(u, \phi) = |E(u)|^2 g(u, \phi)$$

$$G = \frac{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N a_m^* \alpha_{mn} a_n}{\sum_{m=1}^N \sum_{n=1}^N a_m^* \beta_{mn} a_n} = \frac{a^* \bar{A} a}{a^* \bar{B} a}$$

ここで

$$\alpha_{mn} = e^{-j(D_n - D_m)u_0}$$

$$\beta_{mn} = \frac{1}{4\pi} \int_0^{2\pi} d\phi \int_{-1}^1 e^{-j(D_n - D_m)u} g(u, \phi) du.$$

$$G(a) = \frac{a^* \bar{A} a}{a^* \bar{B} a} \quad a = [a_1, a_2, \dots, a_n]^t$$

特性方程式

$$\bar{B} = [\beta_{mn}], \quad \bar{A} = [\alpha_{mn}]$$

$$\det(\bar{A} - \lambda \bar{B}) = 0, \quad \lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq$$

$$\bar{A} a = \lambda_1 \bar{B} a,$$

$$\lambda_1 = G_M \quad (\text{最大利得})$$

* D.K.Cheng等は素子電力指向性を無指向性 $g(\theta, \varphi)=1$ として、また稲垣等はダイポール素子を使って厳密に計算した

* 素子間隔長は任意である

D.K.Cheng and F.Tseng, "Gain Optimization for Arbitrary Antenna Arrays"
IEEE AP-13, Issue 6, 1965

(続き)

稲垣, 関口によりダイポールアレーの指向性利得を最大にする設計を Improved Circuit Theory を使い、相互結合による素子指向性の変化を含めて厳密に解析(1970年)

2種電流を使い

$$f_i^1(z_i) = \frac{\sin k(h_i - |z_i|)}{\sin kh_i}$$

$$f_i^2(z_i) = \frac{1 - \cos k(h_i - |z_i|)}{1 - \cos kh_i}$$

下記利得を固有値問題として求めた

$$G(\theta, \varphi) = \frac{4\pi P(\theta, \varphi)}{P_r}$$

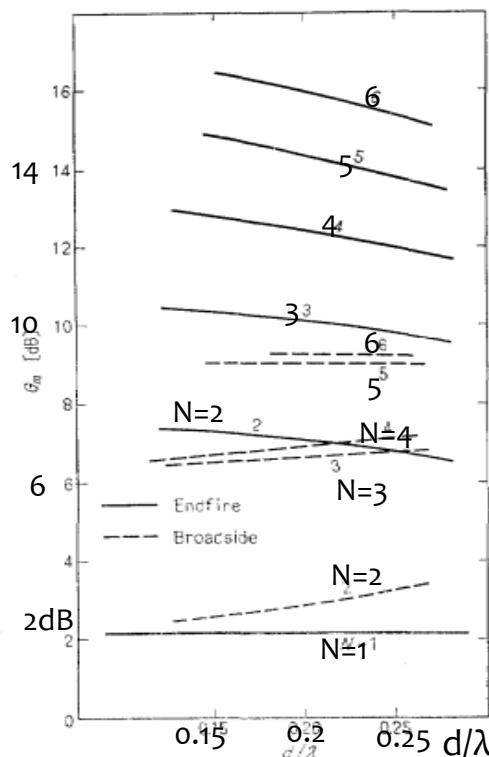
$$= \frac{\frac{\eta_0}{4\pi} \left| \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^M Y_{ij}^l a_i^l V_j \right|^2}{\sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^M \text{Re}(Y_{ij}^l) V_i^* V_j}$$

$$= \frac{[V]^+ [A] [A]^+ [V]}{[V]^+ [B] [V]}$$

$$A_{m1} = \sqrt{\frac{\eta_0}{4\pi}} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^M Y_{nm}^l a_n^l$$

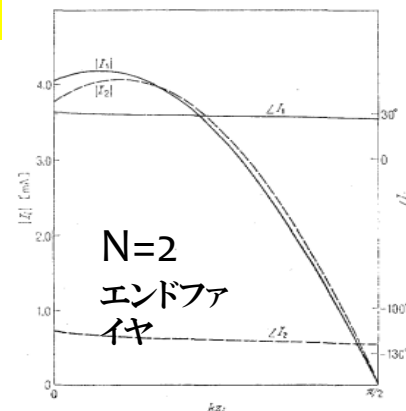
$$V_{m1} = V_m$$

$$B_{nm} = \text{Re}(Y_{nm})$$

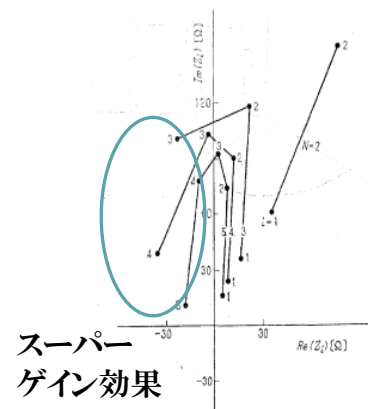


最大指向性利得

— エンドファイヤ
 ---- ブロードサイド



利得最大時の電流分布



スーパーゲイン効果

最大利得時の給電インピーダンス

N.Inagaki and T.Sekiguchi, "線状アンテナを素子とするアレーの指向性利得を最大にする厳密な設計", 信学会論文誌Vol.J53-B, No.11, 1970

(続き)

ダイポールアレーの指向性合成の厳密な方法の提案

* Hinesは素子指向性を測定により決定したが、ICTを使い測定を含まない理論的方法で合成

- (1) Q_j : j 番目素子に1V給電し、他の素子を短絡したときの指向性を $Q_j(\varphi)$ とし、各素子に V_j の電圧を印可すれば所望指向性 $Q(\varphi)$ を合成できる

$$Q(\varphi) = \sum_{j=1}^N V_j Q_j(\varphi)$$

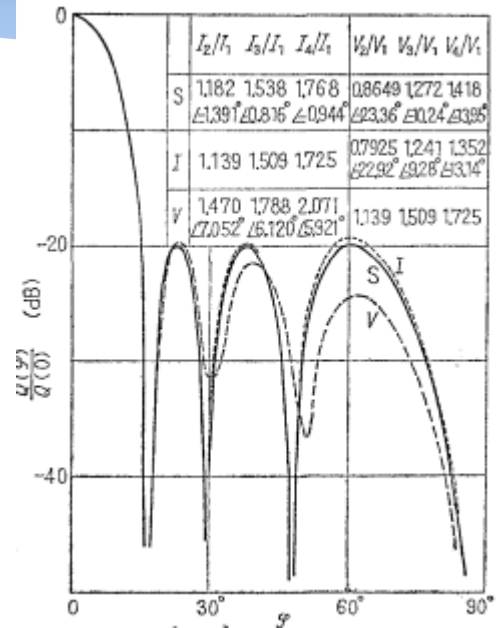
- (2) 所望指向性となるよう V_j を決める

$$Q(\varphi) = \sum_{i=1}^N e^{jky_i \sin \varphi} S_i$$

アレーの所望係数を与え、次式から V_j を決める

$$S_i = \sum_{j=1}^N \sum_{l=1}^2 a_i^l Y_{ij}^l V_j$$

$$a_i^l = \begin{cases} 2 \tan \frac{kh_i}{2} & (l=1) \\ \frac{kh_i - \sin kh_i}{\sin^2 \frac{kh_i}{2}} & (l=2) \end{cases}$$



-20dBチェビチエフ分布指向性

S:厳密

V: $S_i \rightarrow V_i$

稲垣直樹, 関口利男, "ダイポールアンテナ列による指向整合性の厳密な理論" 信学会論文誌Vol.53-B, No.9, 1970

N.Inagaki, T.Sekiguchi and K.Nagai, "Exact Design of an Array of dipole antenna giving the Prescribed Radiation Patterns", IEEE AP-19, No.1, Jan., 1971

マトリクス法による所望指向性の設計(B.J.Strair,K.Hirasawa、1969年)

各セグメント上の電流、電圧

$$[I] = \begin{bmatrix} I(1) \\ I(2) \\ \vdots \\ I(M) \end{bmatrix}, [V] = \begin{bmatrix} V(1) \\ V(2) \\ \vdots \\ V(M) \end{bmatrix}$$

$$[I] = [Z]^{-1}[V]$$

[Z]:モーメント法での一般化インピーダンス

セグメントによる遠方界は

$$A_i = \frac{e^{-jkr}}{4\pi r} \Delta l \sum_{n=1}^M I(n) e^{jkr_n \cos \xi_n} \cos \xi_n = \rho_n \cos \phi$$

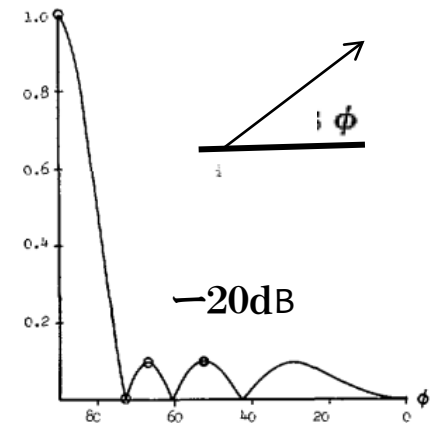
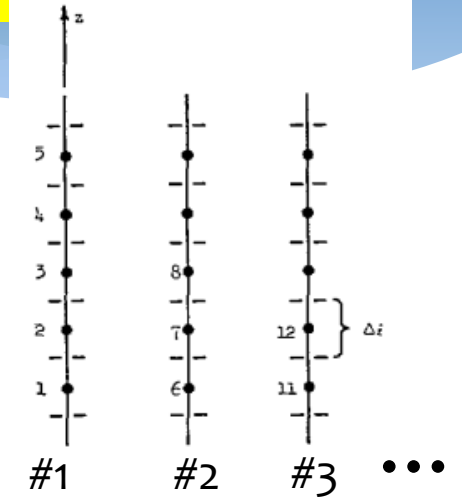
$$[A] = [F][I] = [F][Z]^{-1}[V].$$

M個のセグメント中のq個のみに給電すると、行列に0要素があることを考慮すると

$$[A] = [B][V'] \quad [B]$$

は $q \times q$ のmatrix
所望の指向性を得る励振電圧は

$$[V'] = [B]^{-1}[A]$$



*モーメント法を使い相互インピーダンスの影響を含む

*直線状のみならず曲線などからなるアレー形状に適用できる

*q個以上のの遠方界が必要な時、最小二乗法を使い設計

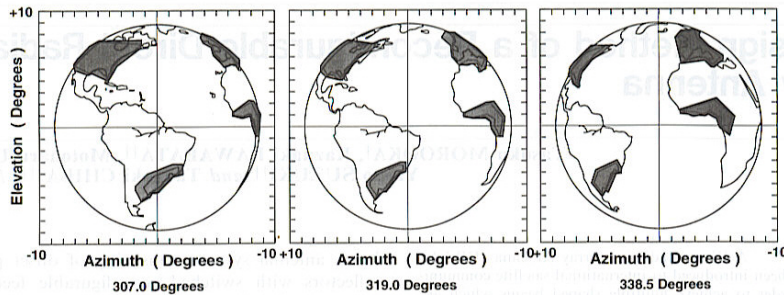
B.J.Strait and K.Hirasawa," Array Design for a Specified Pattern by Matrix Methods", IEEE AP-17,Mar.1969

"On long wire antenna with multiple excitations and loadings", IEEE AP-18,Sep.,1970

K.Hirasawa and B.J.Strain,"On a method for array design by matrix inversion",IEEE AP-19,May.1971

再構成直接放射アレー (Reconfigurable Direct Radiating Array: DRAA) の指向性合成と試作(1994年)

- * 周波数: 12GHz 帯
- * 衛星の軌道変更時に所望の指向性を再構成する
- * 二次元広がり指向性合成論が必要
- * 給電回路を含めたシステム設計
- * 任意の振幅/位相分布を与えるコンポネント開発



W.Bornemann, P.Balling and W.English, "Synthesis of Spacecraft Array Antenna for Intelsat Frequency Reuse Multiple Contoured Beams", IEEE Vol.AP-3.No.11, 1985

T.Morooka, K.Kawabata, M.Ueno, Y.Suzuki, C.Taneaki, "A Design Method of a Reconfigurable Direct Radiating Array Antenna", ^{INTELSAT} IEICE Trans.Comm, Vol.E77-b, No.5, May 1994

Toshiba CO.

ステップ1

所望放射指向性 $F(u, v)$ を次の関数で定義し
指向性を多角形近似する

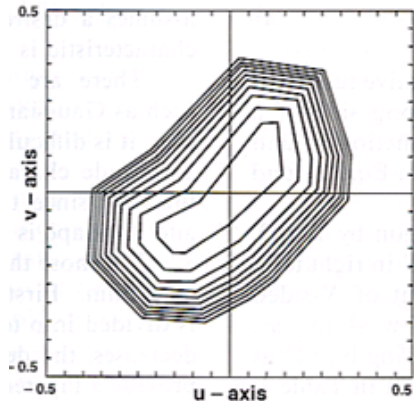
$$F(u, v) = \begin{cases} 1 & (u, v) \text{ S内部} \\ 0 & \text{その他} \end{cases}$$

波源分布 $f(x, y)$ をフーリエ変換 (FTM) により

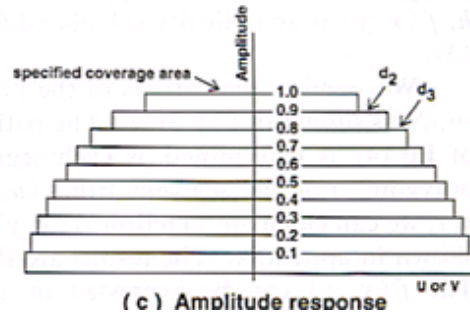
$$f(x, y) = \int \int_{-\infty}^{\infty} F(u, v) \exp(-j(ux + vy)) du dv$$

多角形に適用すると

$$f(x, y) = \int \int_S \exp(-j(ux + vy)) du dv$$



$F(u, v)$



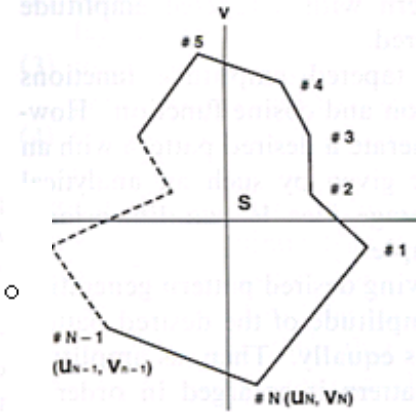
所望指向性の振幅表現

ステップ2

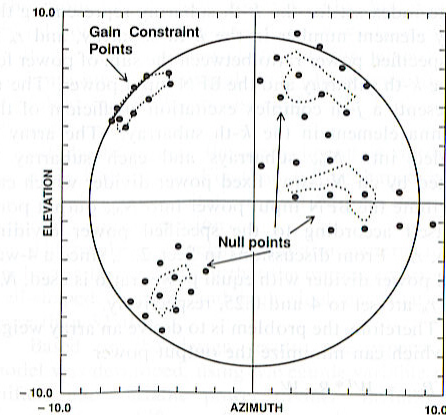
FTMによる波源は広がりがあるためtruncationが必要で給電回路構成などを考慮してレイアウトを行う

ステップ3

アダプティブアンテナの原理により方向拘束された点の受信波を所定の利得で受信し他からの受信にはナール点を作る。拘束条件付電力最小化アルゴリズムを用いて励振分布を決定する。

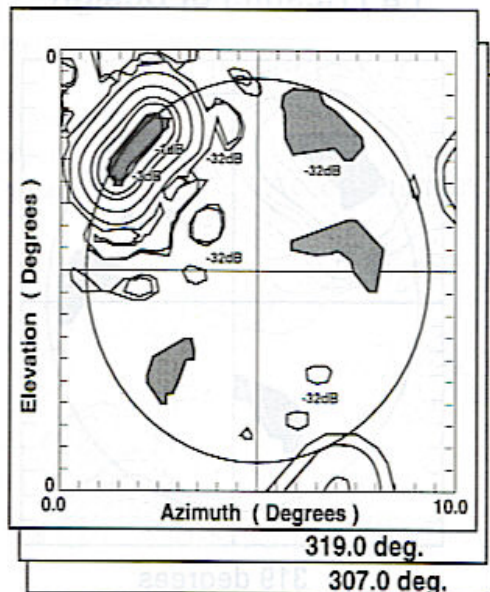
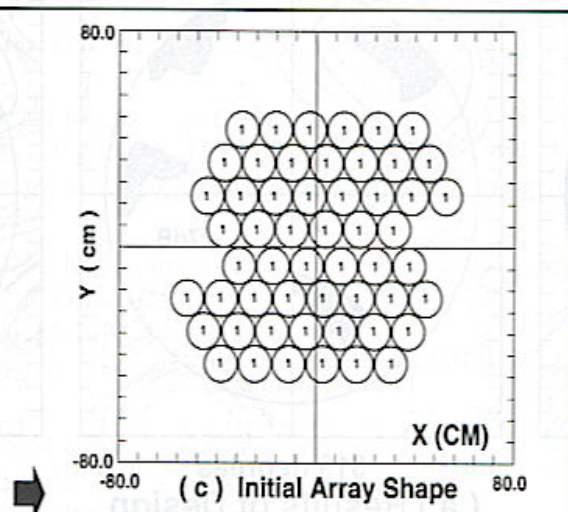
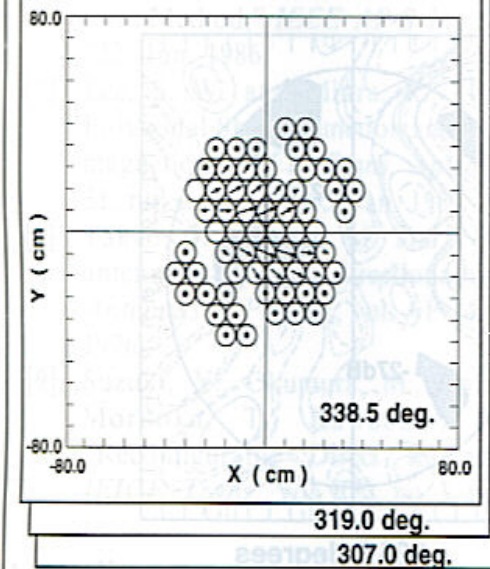
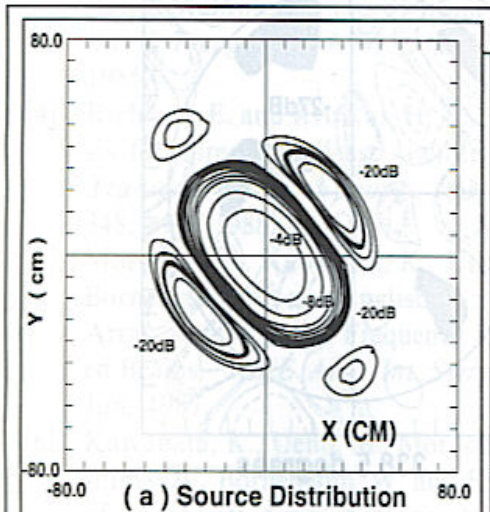


所望指向性の多角形表現

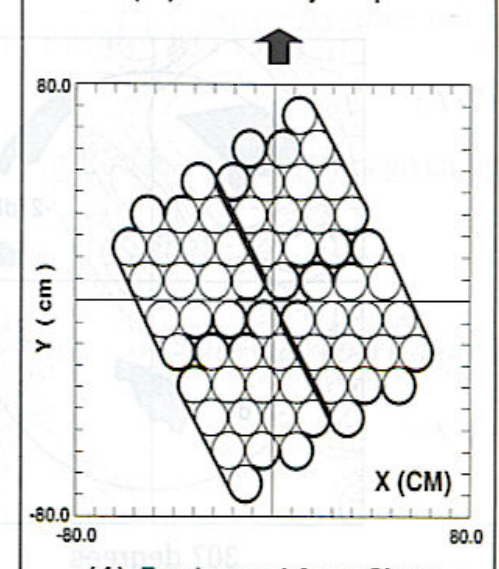
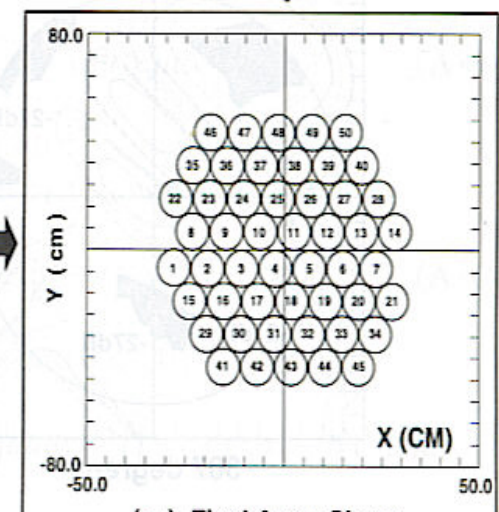


拘束条件付電力最小化法の拘束点

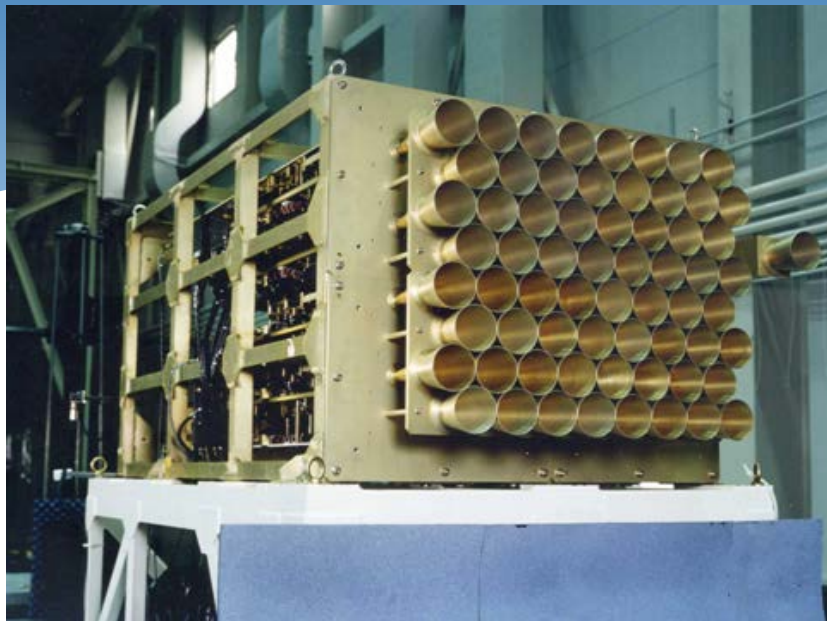
Step 1



Step 2



DRAA



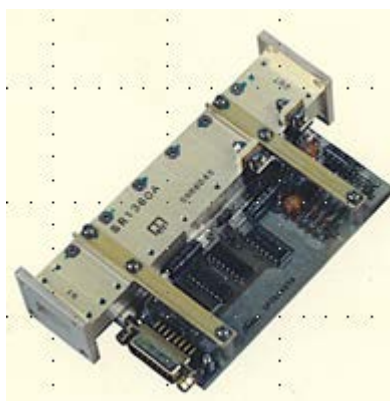
電力分配器特性

周波数:11.7~12.7GHz

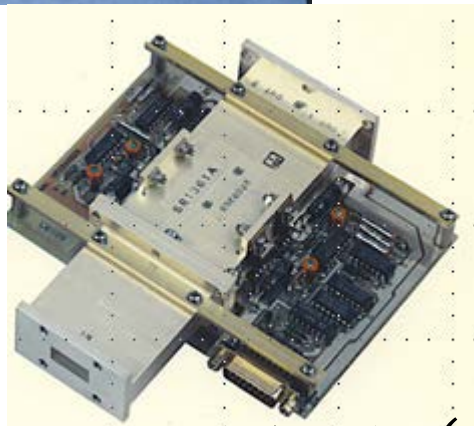
挿入損:0.4dB

電力分配比可変範囲:

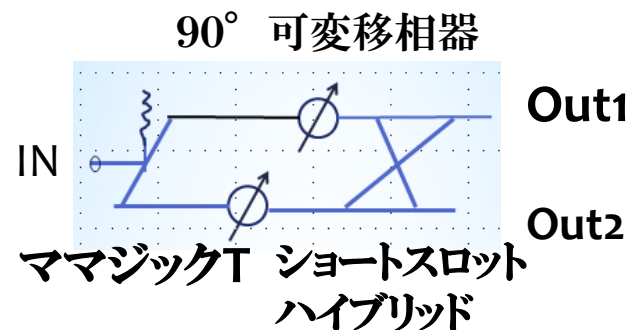
±30dB以上



可変移相器 (VPS:Variable Phase Shifter)



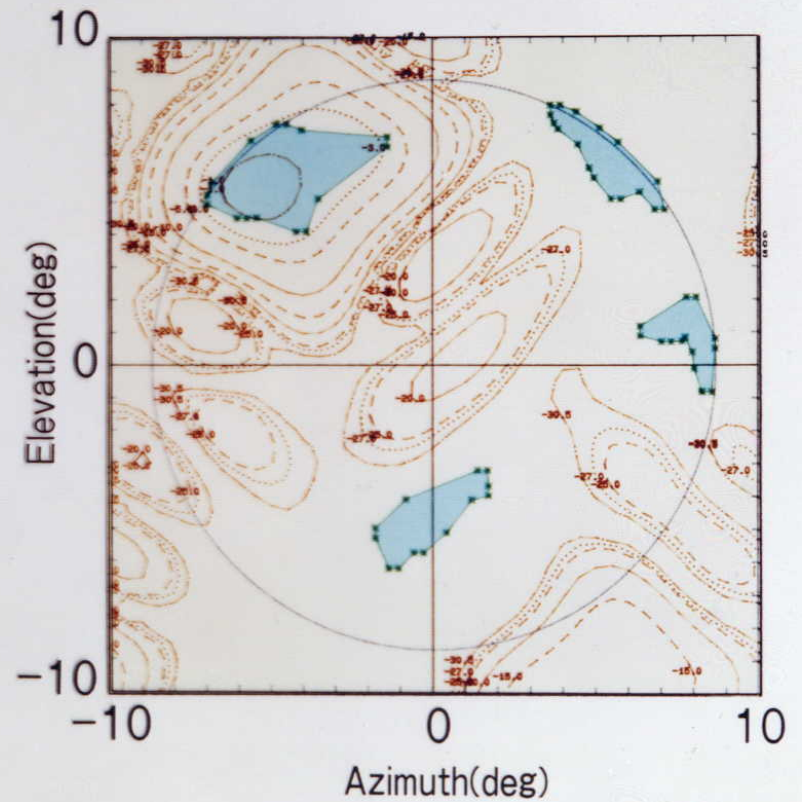
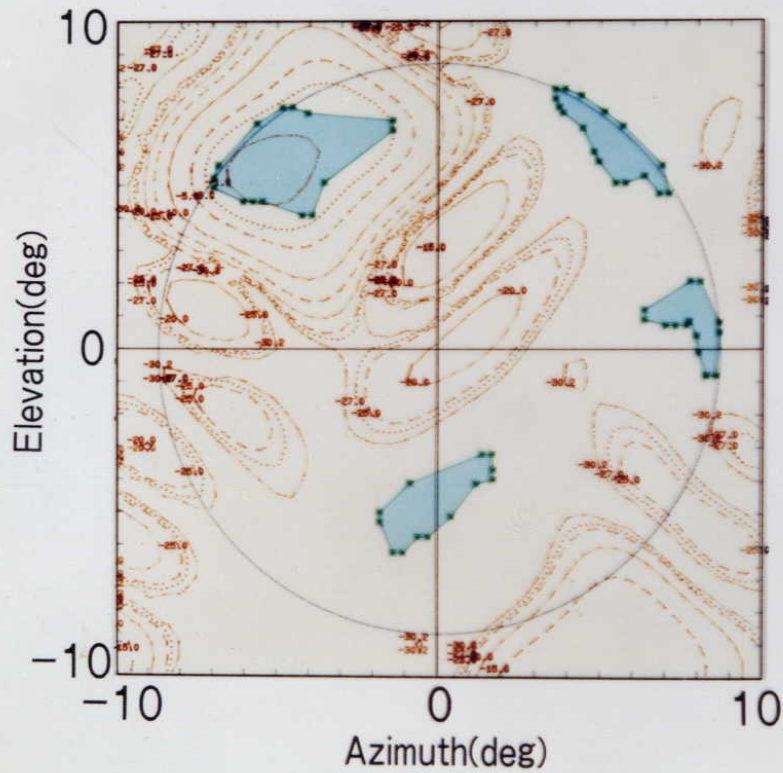
可変電力分配器 (VPD:Variable Power Divider)



古川喜久,古川 稔,藤沢俊郎,"12GHz帯導波管形可変電力分配器",電子情報通信学会創立70周年記念総合全国大会,818,昭和62年 東芝

Designed

Measured by Near-Field Facility



4 不等間隔アレーアンテナの研究の歩み

Nonuniform Spacing Array Spaced-tapered Array
Density-tapered Array Random Spacing Array Thinning Array

不等間隔アレーの特徴

1. 指向性制御において電流・位相分布の他に素子の任意配列をもう一つのパラメータとすることができる、しかし適当な設計理論はない
2. 広角走査(広帯域化)においてグレーティングローブを低減できる
3. 素子間隔を広くすることで素子間結合を軽減できる
4. 大開口アレーでは等間隔アレーに比べて素子数を節約できる

<歴史>

1956年 H.Unz

指向性関数をフーリエ・ベッセル展開で表し、素子位置との関係を行列で表示、任意位置に素子配列したアレーを初めて取り上げた

1960年 D.D.King等

予め割り当てた不等素子間隔を持つサンプルアレーの特性を検討し、等間隔アレーと比較

1961年 G.W.Swenson, Y.T.Lo

イリノイ大の電波望遠鏡の一次給電系の一部に励振関数に関係した不等間隔アレーが使われた

R.F.Harrington

一様振幅分布アレーのサイドローブを摂動法により低減

1961年 R.F.Harrington

一様振幅分布アレーのサイドローブを摂動法により低減

1962年 J.L.Allen

相互結合の影響を16素子不等間隔ダイポールアレーで実験的に示した

1962年 M.G.Andreanov

サイドローブレベルの理論的下限式を示し、シミュレーションで検証

R.E.Willey

励振分布を基準としたSpace Taperingによる素子間隔決定

1962、1965年 A.Ishimaru

大きな素子数のアレーに対して、放射指向性をポアソンの和公式で連続波源近似としパラメータを含む位置関数でサイドローブレベルを評価した

1964-1987年 Y.T.Lo 大口径ランダムアレーに確率的手法を使い、サイドローブの分布関数の近似式を求め、実験で検証した

1964年 M.I.Skolnik等

確率密度を使って設計する密度テーパアレーのサイドローブレベルの推定と計算機シミュレーション₅検討

H.Unzが指向性関数と素子位置の関係をフーリエ-ベッセル展開で表した, 不等間隔アレーの最初の研究。しかし有効に使われていない(1965年)

$$F(\phi) = \sum_{l=0}^L A_l e^{ikx_l \sin \phi}.$$

J_n : n次ベッセル関数

Jacobi 展開
を使うと

$$e^{iz \sin \phi} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} J_n(z),$$

$$F(\phi) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} e^{in\phi} \sum_{l=0}^L A_l J_n(kx_l) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} f_n e^{in\phi}$$

$$f_n = \sum_{l=0}^L A_l J_n(kx_l).$$

所望の指向性に対して $J_n(kx_l)$ を見出す必要があるが多くの研究者は困難と指摘

2番目の論文で $\lambda < d_{ave} < 4\lambda$ において J_n の漸化式を用いて次式を提案

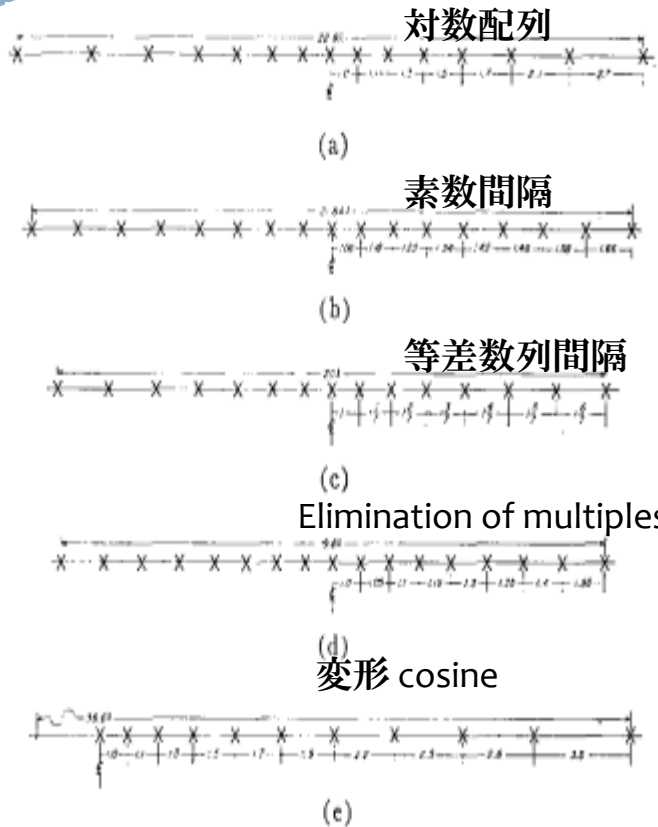
$$[f_n] = [J_n][A_l]$$

$$f_n \cong \frac{1}{\sqrt{\pi}} \operatorname{Re} [(1-i)(-i)^n Z] \quad Z = \sum_{l=1}^L A_l \frac{1}{\sqrt{kx_l}} e^{ikx_l}.$$

H.Unz, "Linear Arrays with Arbitrarily Distributed Elements", IRE AP-8, Issue 2, March 1960

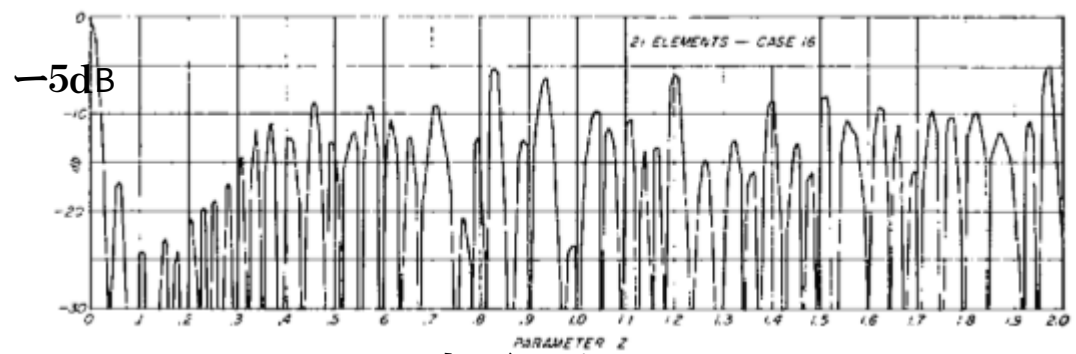
"Nonuniform Arrays with Spacings Larger than One Wavelength", IRE AP-10, No. 5 Sept. 1962

初期の不等間隔アレー研究は具体的な配列分布を与えて検討された (D.D.King 1960年)



	変形コサイン素子配列	等間隔($\lambda/2$)アレー
全長	19.32 λ	19.5 λ
素子数	21	40
帯域幅	1:2	1:2
走査角	$\pm 90^\circ$	グレーティングローブ ($\pm 90^\circ$)
最大サイドローブ	-5dB	0dB
平均間隔	0.92 λ	0.489 λ

(最小間隔は最低周波数での $\lambda/2$)



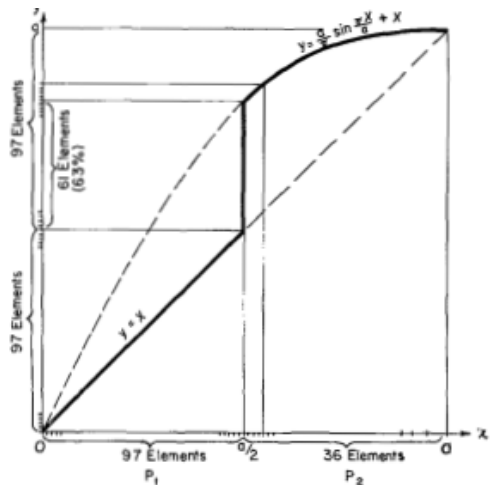
D.D.King, R.F.Pakard and R.K.Thomas, "Unequally-Spaced Broad-Band Antenna Arrays," IRE AP-8, Issue 7, March, 1960

イリノイ大学電波望遠鏡に初めて不等間隔アレーが適用された (1961年)

反射鏡:600x400フィート
 フィードアレー素子数:276
 周波数:611MHz
 ビーム走査:マニュアルによる移相量変化

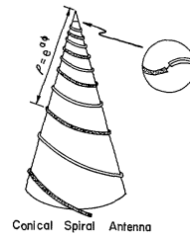
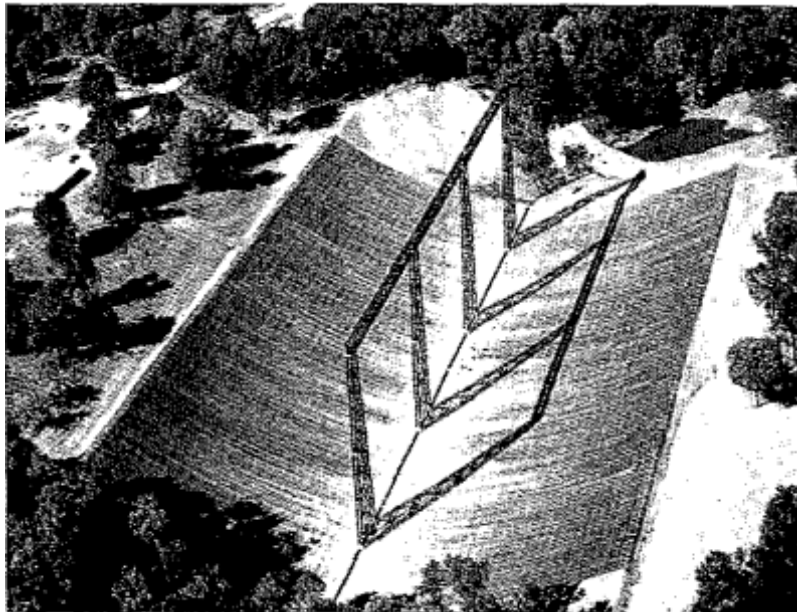
特性:

平均間隔:1.8 λ
 サイドローブ: -12dB以下 ($u=0-1$)
 -10dB以下 ($u=1-1.5$)
 Cf.等間隔で構成すると $u=0, 0.54, 1.08, 1.62$ で大きなローブ



素子配列関数

$$y = \begin{cases} x, & 0 \leq x < a/2 \text{ (subarray } P_1) \\ \frac{a}{\pi} \sin \frac{\pi x}{a} + x, & a/2 < x \leq a \text{ (subarray } P_2). \end{cases}$$



アンテナ素子

G.W.Swenson.Jr, Y.T.Lo, "The University of Illinois Radio Telescope"

IRE AP-9, Issue 1, January 1961

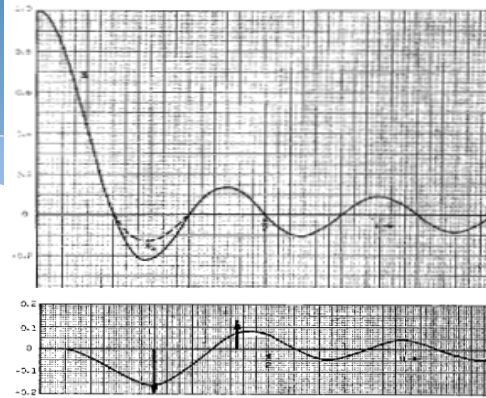
University of Illinois

素子隔間摂動によるサイドローブレベル低減(R.F.Harrington1961年) 指向性利得,SNR最大化(E.I.Tseng 等,1968年)

一様振幅等/間隔アレーの指向性

$$E_u = \frac{1}{N} \sum_n \cos (nu/2)$$

$$u = \frac{2\pi}{\lambda} d (\cos \theta - \cos \theta_0).$$



微小間隔変化の指向性

$$E = \frac{1}{N} \sum_n \cos \left[\left(\frac{n}{2} + \epsilon_n \right) u \right].$$

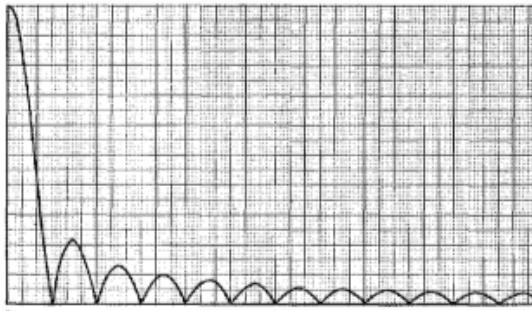
$$d_n = \left(\frac{n}{2} + \epsilon_n \right) d.$$

$\epsilon_n u$ が小さいとすると

$$\sum_n \epsilon_n \sin n \frac{u}{2} = \frac{N}{u} (E_u - E).$$

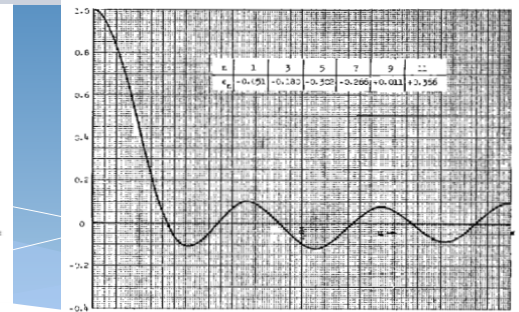
$$\epsilon_n = \frac{2N}{\pi} \int_0^\pi \frac{1}{u} (E_u - E) \sin n \frac{u}{2} du.$$

24素子等間隔



第1, 2サイドローブ低減

$(E_u - E)/u$

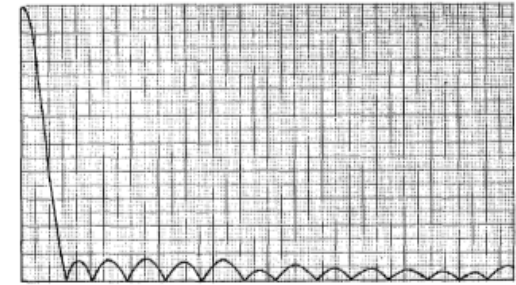


12素子不等間隔

n	1	3	5	7	9	11
ϵ_n	-0.051	-0.180	-0.309	+0.266	+0.011	+0.356

24素子不等間隔

第1, 2サイドローブ低減



素子配列



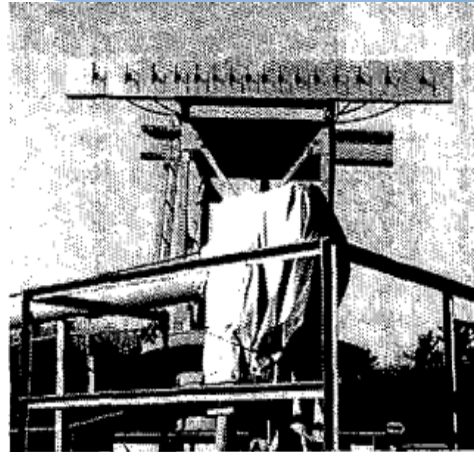
Roger.F.Harrington, "Sidelobe Reduction by Nonuniform Element Spacing", IRE AP-9, Issue 2, March 1961 Syracuse University

F.I.Tseng and David K.Cheng, "Spacing Perturbation Techniques for Array Optimisation", Radio Science, Vol.3, No.5, May 1968, Syracuse University

16素子リニヤアレーの相互結合の影響の実験と計算値を比較、不等間隔アレーでの初めての検証 (J.L.Allen1962年)

半波長ダイポール素子 (N=16)
素子間隔(平均間隔(0.685λ))

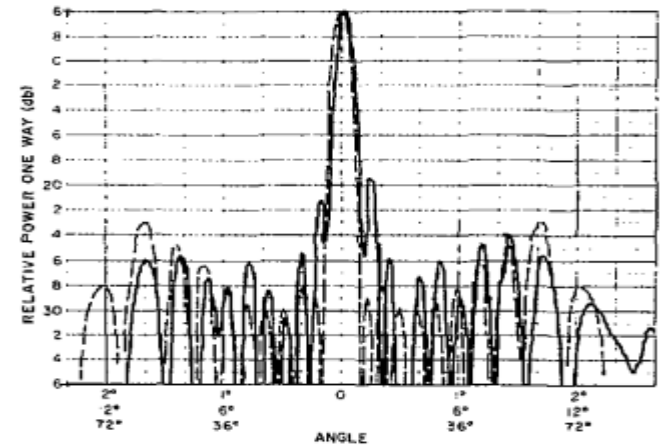
Element Space*	Spacing in Wavelengths
1-2	1.051
2-3	0.837
3-4	0.704
4-5	0.612
5-6	0.561
6-7	0.531
7-8	0.500
8-9	0.500
9-10	0.510
10-11	0.520
11-12	0.561
12-13	0.622
13-14	0.704
14-15	0.837
15-16	1.041



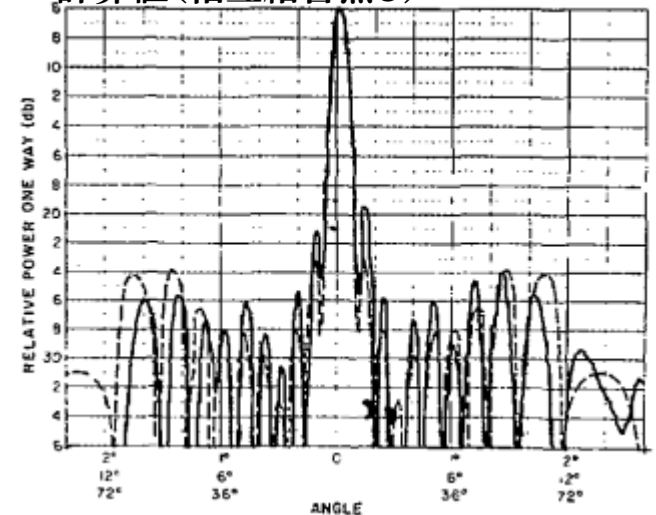
-Unequally spaced 900-Mc dipole array.

被測定ダイポール素子以外のを素子を短絡した状態での被測定素子利得について

- (1) 中央素子(間隔密)の0° 方向利得は、外側素子(間隔疎)の0° 方向利得より2~3dB低い
- (2) ±25°、45° 方向の中央素子利得の変化は少ない
- (3) 相互結合効果は素子位置の強い関数である



H面指向性 測定値 (solid line)
計算値(相互結合無し) (dashed line)



H面指向性 計算値(相互結合あり) (dashed line)

Andreasenのコンピュータシミュレーションの結果とサイドローブレベルの下限値試算(1962年)

11, 21, 51 素子の不等間隔アレーを計算機でシミュレーションしその特徴を検討、同じビーム幅とサイドローブレベル等間隔チェビシェフアレーと比較

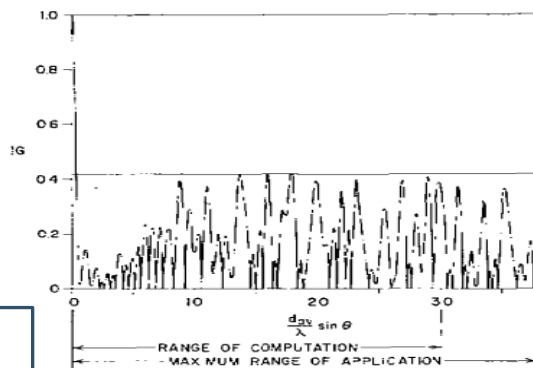
素子数	平均間隔(λ)	サイドローブレベル dB)		3dB幅	チェビシェフ分布での必要素子数
		シミュレーション	近似式		
11	3.76	-5.1	-8.1	1.4°	26
21	3.78	-7.4	-10.8	0.74°	53
51	3.19	-10.5	-14.8	0.37°	128

サイドローブレベルが観測角内で一定と仮定して

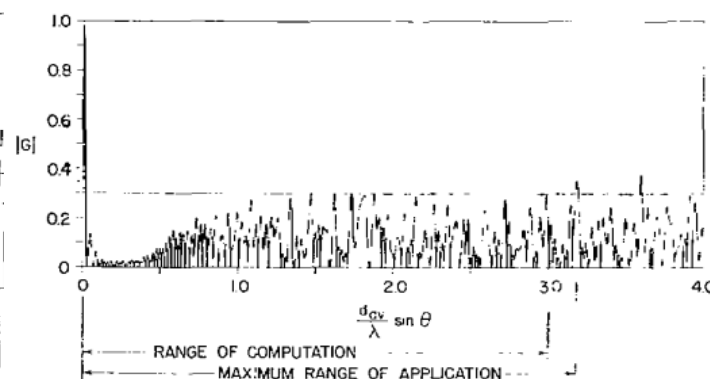
$$\text{理論的サイドローブ下限} = -10\log\left(\frac{M}{2}\right) - 10\log\left[\frac{1}{1 - \frac{\lambda}{2d_{av}}}\right]$$

M:素子数
 d_{av} :平均素子間隔

Cf; D.D.King等の結果
 21素子,全長19.32λ
 細大サイドローブ:-5dB



21素子



$d_{av} = 3\lambda$

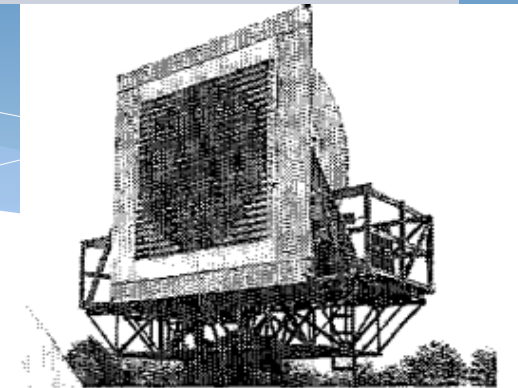
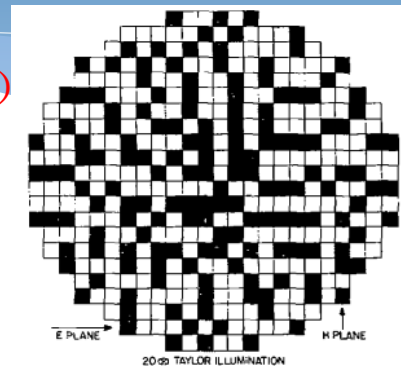
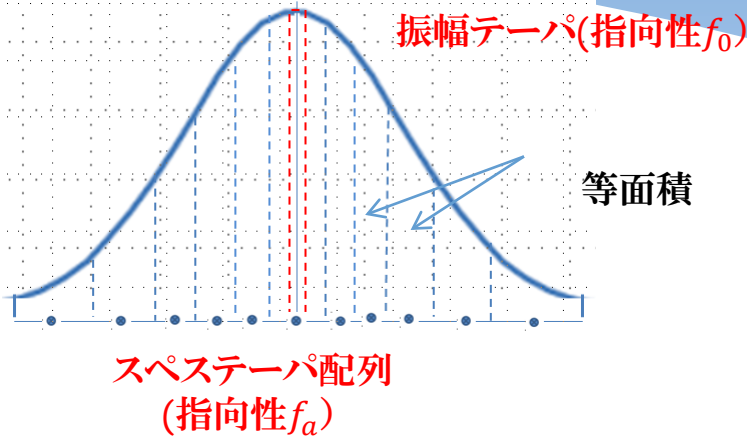
51素子

M.G.Andreasen, "Linear Arrays with Variable Interelement Spacings"

IRE AP-10, Issue 2, March 1962

TRG ¥Vest,

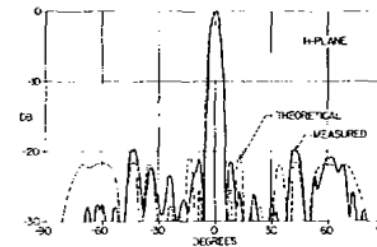
密度(振幅)励振テーパ配列をスペーステーパ配列に近似する / サイドローブを低減したスペーステーパ配列 (R.E.Willy 1962年)



二次元スペーステーパ配列(密度テーパモデルは-20dBテーラ分布)とテストレンジ(160/408素子, 39%)-bunnpu)

密度テーパの指向性は、 $\frac{1}{u^2}$ の重みをもつ振幅テーパ指向性との最小二乗近似に等価である(Doyle.W 1963)

$$\epsilon = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{[f_0(u) - f_a(u)]^2}{u^2} du$$



R.E.Willey, "Space Tapering of Linear and Planar Arrays", IRE AP-10, Issue 4, July 1962
Bendix Corporation

S.S.Sandler, "Some Equivalences Between Equally and Unequally Spaced Arrays", IRE AP-8, Issue 5, Sept. 1960

Doyle.W., "Qn Approximation Linear Array Factors", RAND Corp. Mem. RM-3530. Feb. 1963

素子位置決定において確率分布関数として所望の振幅テーパ分布を利用する確率的決定方法(ダイナミックプログラミング)(M.L.Skolnik等1964年)

$$E(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N F_n \exp j\psi_n,$$

$$F_n = 0 \text{ or } 1 \text{ (ランダム且つ独立)}$$

$$E_0(\theta, \phi) = \sum_{n=1}^N A_n \exp j\psi_n.$$

$$\bar{F}_n = kA_n \quad (0 < k \leq 1)$$

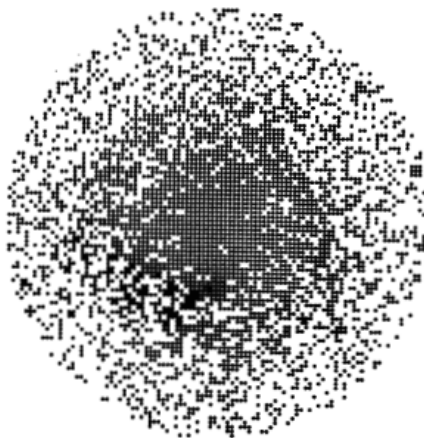
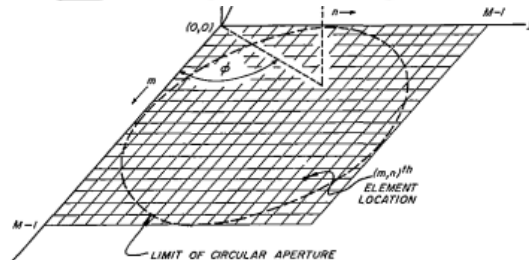
k: degree of thinning

k=1: "naturally" thinned

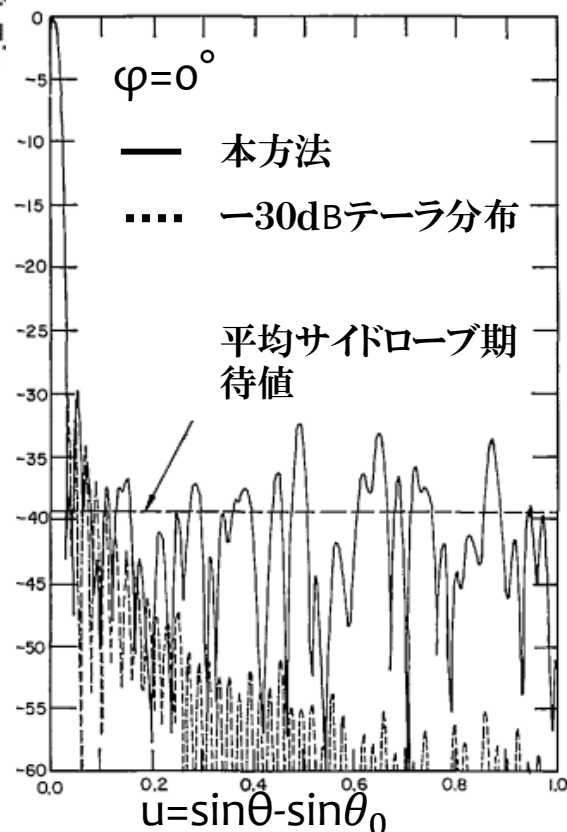
$$\overline{|E(\theta, \phi)|^2} = k^2 |E_0(\theta, \phi)|^2 + \sum_{n=1}^N kA_n(1 - kA_n).$$

サイドローブの平均値

$$\overline{SL} = \sum_{n=1}^N kA_n(1 - kA_n)$$



3773素子(49.5%間引き)

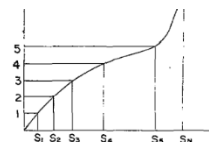


多素子等振幅の不等間隔アレーに対して、指向性をポアソン和公式を使って無限総和の関数で表し、その有限総和を置いてサイドローブ低減を試みた。また素子数と最大サイドローブレベルの関係を近似式で与えた(A.Ishimaru (1962年))

$$E(\theta) = \sum_{n=1}^N I_n e^{jk s_n \sin \theta} \quad u = k s_n \cdot \sin(\theta)$$

以下の素子位置の関数を利用

$$y = x + \frac{2A_1}{\pi} \sin \pi x$$



指向性関数(E(θ))をポアソン和公式を置いて次式を得る

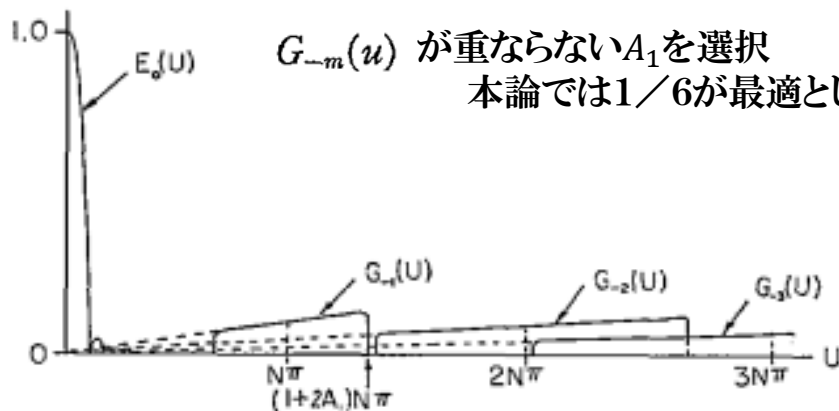
$$E(u) \approx E_0(u) + \sum_{m=1}^{\infty} (-1)^{m(N-1)} G_{-m}(u)$$

$$G_{-m}(u) = \frac{u}{mN\pi} J_{u/\pi - mN}(2mNA_1).$$

$J_{u/\pi - mN}(2mNA_1)$. :Anger関数

<ポアソンの和公式>

$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} f(v) e^{j2m\pi v} dv.$$



$G_{-m}(u)$ が重ならない A_1 を選択
本論では $1/6$ が最適とした

A.Ishimaru and Y-S,Chen, "Thinning and Broadbanding Antenna Arrays by Unequal Spacings", IEEE,AP-13,Issue1,January,1965 Univ. of Washington

A.Ishimaru,"Theory of Unequally -spaced Arrays", IRE AP-10,Issue6,Nov.1962

諸岡 翼、芳野 越夫,"不等間隔アレイアンテナについての研究", アンテナ・伝搬研究会資料AP70-51,1970 電通大

(続き)

細大サイドローブレベルと素子数の関係を示した

$$1.74/N^{0.4} \approx (8\log_{10}N - 4.8) \text{ dB}$$

グレーティングプラトーの平坦化に関する不等間隔アレーの最適化と合成をポアソンの和公式と停留位相法を用いて検討した(1963年.L.Chow and J.L.Yen)

$$E(u) = \text{Re} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N e^{jux(n)} = \sum_{p=0}^{\infty} E_P(u)$$

$$E_P(u) = \frac{1}{N} \int_0^N e^{j[ux(n) - 2P\pi n]} dn$$

$x(n)$:位置関数

停留位相法により

$$E_P(u) = \frac{1}{N} e^{j[ux(n_0) - 2P\pi n_0 + \pi/4]} \sqrt{\frac{2\pi}{ux''(n_0)}}$$

P=0 :主ビーム

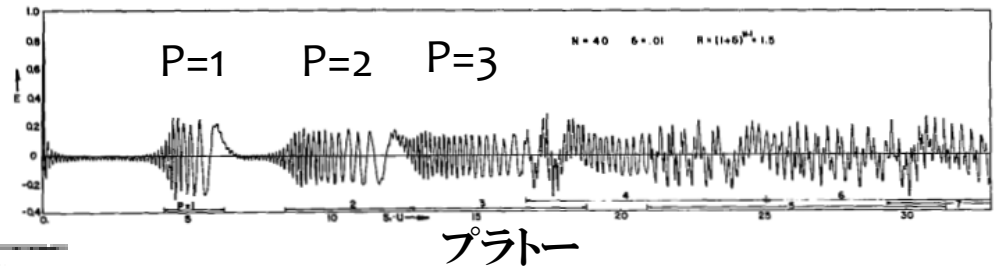
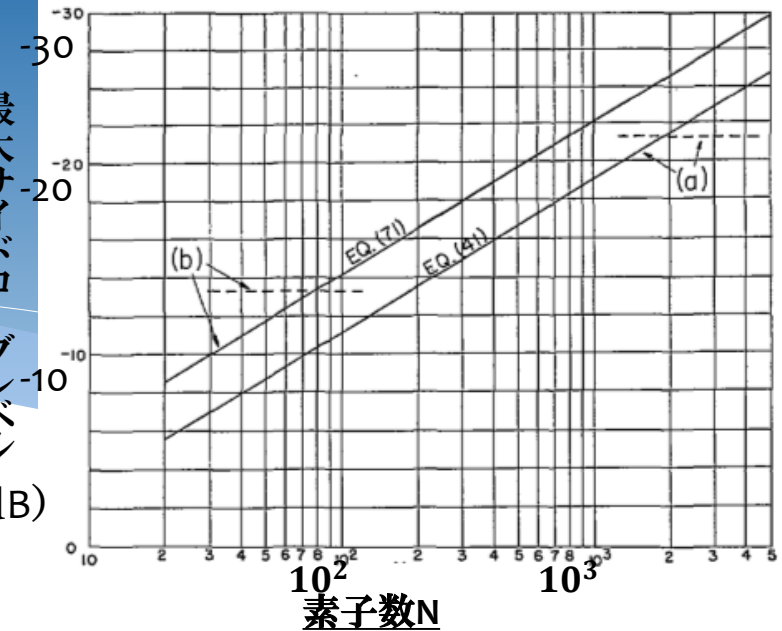
P≠0 :P次グレーティング・プラトー

J. L. Yen and Y. L. Chow, "On large non-uniformly spaced arrays," Canad. J. Physics, vol. 11, January 1963.

University of Toronto

Y.L.Chow,"On Grating Plateaux of Nonuniformly Spaced Arrays",IEEE AP-13,Issue2,July 1965

最大サイドローブレベル (dB)

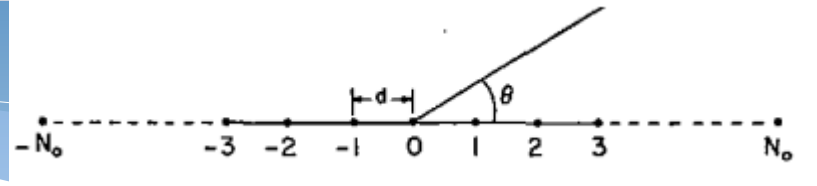


グレーティング・プラトーの平坦化には**指数関数間隔**が良いことを指摘

対称配列アレーアンテナからN個のペアの放射素子をランダムに間引いたアレーの指向性の確率分布 (T.M.Maher,D.K.Chen,1963年)

$$E_0(\psi) = 1 + 2 \sum_{k=1}^{N_0} A_k \cos k\psi$$

$$\psi = (2\pi d/\lambda) \cos \theta + \alpha$$



このアレーから対称なペアの素子をランダムに間引くとランダム関数として

$$E(\psi) = E_0(\psi) - \Delta E(\psi)$$

$\Delta E(\psi)$ は次のランダム和

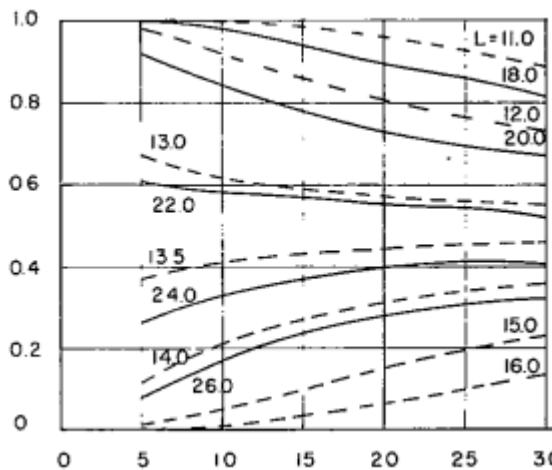
$$\Delta E(\psi) = 2 \sum_{m=1}^N A(X_m) \cos X_m \psi$$

ここで X_1, X_2, \dots, X_m はランダム変数で、等確率 $1/N_0$ を持つ

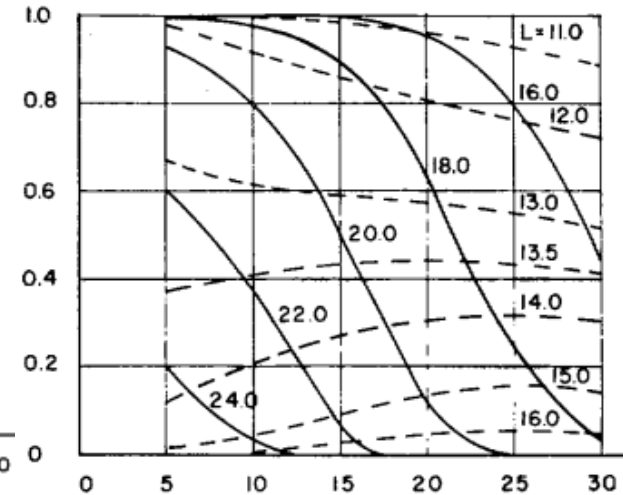
$$P\{X_m = k\} = \frac{1}{N_0}$$

$\Delta E(\psi)$ の確率分布を近似的にガウス分布として、サイドローブレベルの分布を計算している

素子数: $2N_0$
間引き素子数: $2N$ (N ペア)



第1サイドローブレベルがLdB以下の確率分布



全てのサイドローブレベルがLdB以下の場合

$N_0 = 201$ $N = 25$ ペア

1960年代、Y.T.Lo等による多素子不等間隔及びランダム間隔アレーのサイドローブレベル、素子数、開口長、指向性利得、半値幅特性の分布を統計的手法により明らかにし、多素子(100, 1000, 10000素子等)の設計に供する具体的特性を与えた、またそれまで提案された様々な不等間隔アレー設計手法を比較検討し、それらの手法が厳密な最適ではないがどれも同程度の特性であることを示した

(1) 所望素子数は主に所望サイドローブレベルに依存する

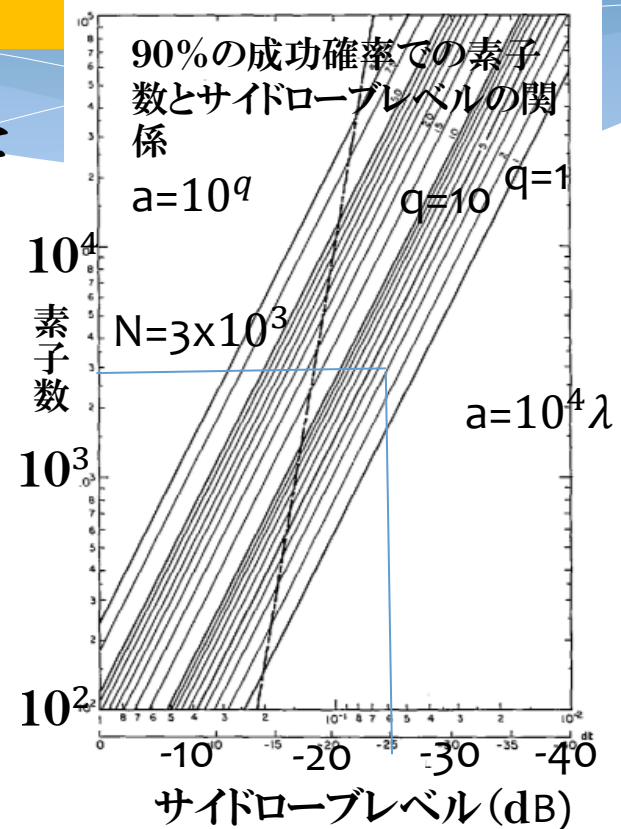
素子配列の確率密度関数 $g(x)$ を $g(x) = \cos^2 \pi x/2$ とすると
 サイドローブレベルが r 以下になる確率を以下に近似できる

$$\Pr \{ |P(u)| < r, \text{ all } u \approx (1 - 10^{-0.4343Nr^2}) [4a]$$

N:素子数、a:開口長

(2) ビーム幅は主に開口長(λ)に依存する

(3) 指向性利得は平均間隔長が大きければ使用素子数に比例する

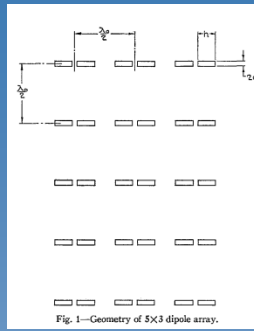
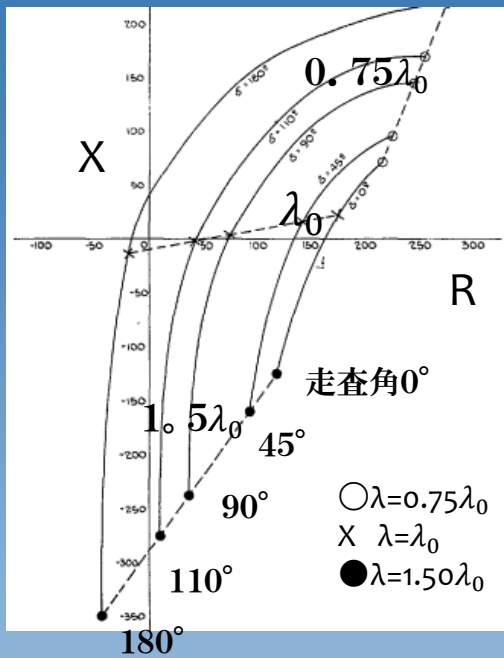


Investigators	No. of Elements	Sidelobe to Main Beam Ratio		
		By Computed Patterns	By Investigator's Estimate	By Probabilistic Estimate (96% probability)
Yen and Chow ¹	80	0.32*	0.25*	0.35
Maffet ⁴	51	0.4	0.427	0.42
Andreasen ⁵	51	0.356	0.19(-14.8 db)†	0.42
King et al ⁶	21	0.56(-5 db)	—	0.59(-4.6 db)
Lo ¹	80	0.32	—	0.35

4 フェーズドアレーアンテナに関する主な研究の歴史

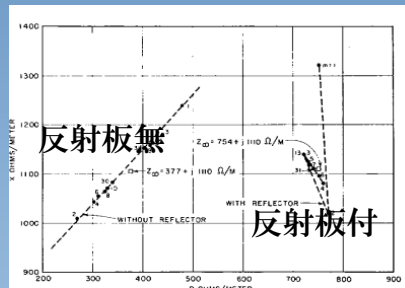
- * 素子間結合の影響
 - :ビームスキャンに伴い、素子間の相互結合がどう影響するかを解析や実験により検討された.能動素子インピーダンスの振る舞い(1959年～)
- * 素子利得特性にNull(or Dip)が発生する事象の発見
相互結合や表面波(or 漏洩波)が開口分布に与える影響の基本的な検討(1959年～)
- * アレー素子配列と放射指向性の関係
矩形配列、三角配列の比較,複数面アレー
- * デジタル移相器使用による特性予測、指向性への影響と対策
 - ～ ビームポジション、グラニュラリティ
 - ～ デジタル化による開口面分布の周期的誤差によるサイドローブ劣化、指向点変位、利得低下及び改善法
- * 移相器節減法
- * アレー開口の励振分布(振幅,位相)の調整法

平面アレーアンテナのビーム走査に伴う駆動点インピーダンスが検討され その振る舞いが示された(1959年～)

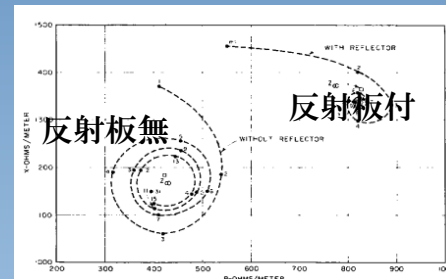


5x3λ/2ダイポール

(2) P.S.CarterはEMF法で相互インピーダンスを求め、無限アレーの駆動点インピーダンスを検討した
 * 中央近傍ではインピーダンス変化は少なく、無限アレーの場合に近い
 * 反射板が素子間結合を低減する
 * 広い走査レンジが必要なとき電流帰還や自動インピーダンス補正が必要

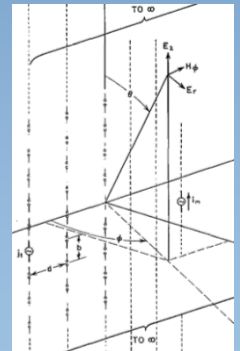


θ=90,φ=90



θ=90,φ=120

上下は無限、幅方向は61素子(全長30λ)



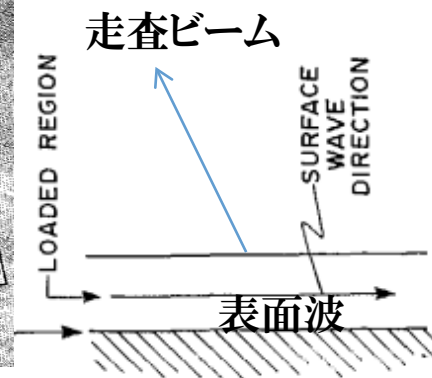
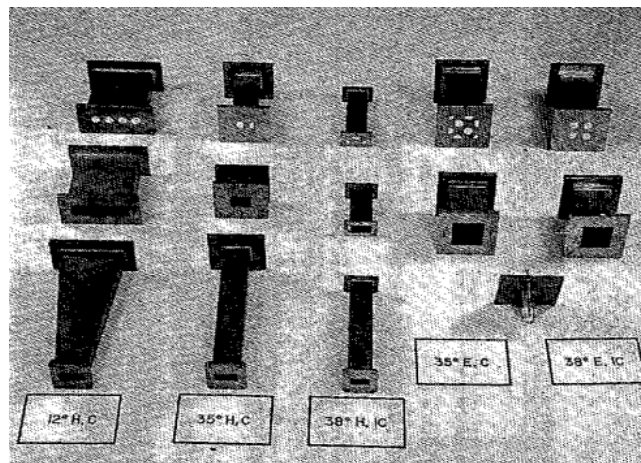
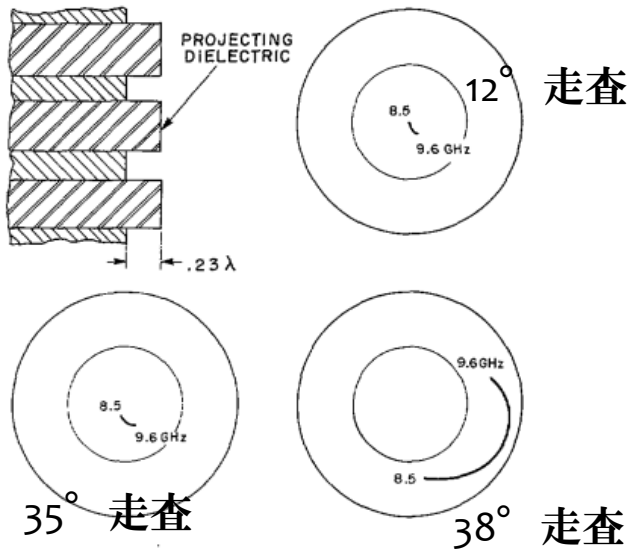
中央素子の駆動点インピーダンス

(1) E.A.Blast,R.S.ElliottがR.W.P.Kingの相互インピーダンス計算を使い5x3素子の走査角と駆動点インピーダンスの関係を明らかにした.負のインピーダンスもあり得る。

E.A.Blast,R.S.Elliott,"Scanning Antenna Arrays of Discrete Elements",IRE AP-7,Issue4,Oct.1959
 Lockheed Missiles Space Div., University of California
 P.S.Carter,"Mutual Impedance Effects in Large Beam Scanning Arrays",IRE AP-8,Issue3,May,1960
 L.A.Kurtz,R.S.Elliott etl."Mutual-Coupling Effects in Scanning Dipole Arrays",IRE Vol.AP-9,No.5,Sept.1961
 J.J.Allen,"Gain and Impedance Variation in Scanned Dipole Arrays",IRE AP-10,Issue5,Sept.1962

導波管シミュレータによる無限素子フェーズドアレーのアクティブインピーダンス測定と表面波の振舞いの発見(1967年)

1961年にWheeler Lab.で始まったフェーズドアレーの平面アンテナ用素子アンテナを開発中に、能動インピーダンス測定において、ある走査角で整合から極端に悪くなるのを観測→ 表面波が原因



P.W.Hannan,A.Balfour,"Simulation of a Phased-Array Antenna in Waveguide",IEEE AP-13,Issue 3,May 1965
Wheeler Labs.

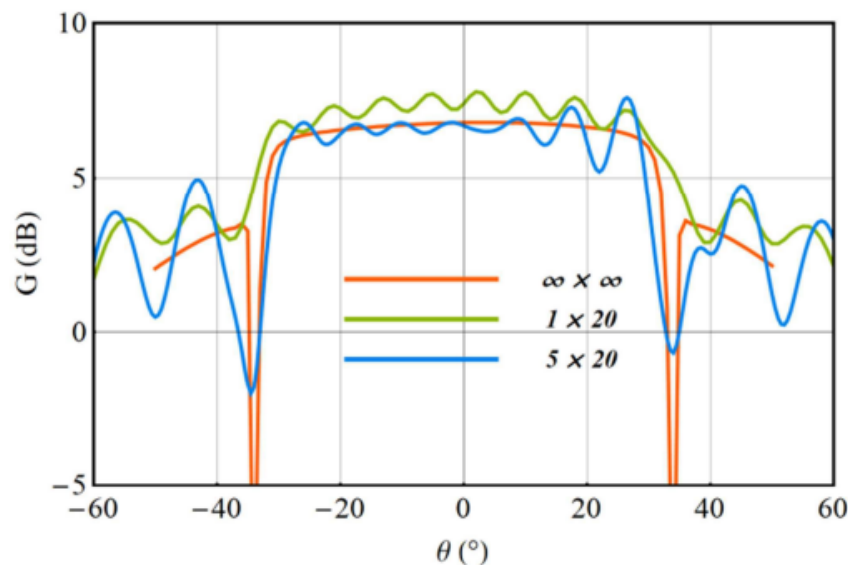
J.L.Allen,"On Surface-Wave Coupling Between Elements of Large Arrays—The Recognition of Surface-Wave Effects in Array Antennas—IEEE AP-13,Issue4,July 1965
Lincoln Lab.

P.W.Hannan,"Discovery of an Array Surface Wave in a Simulator",IEEE AP-15,Issue4,July 1967

ビーム走査に伴いブロードサイド方向とエンドファイヤ方向の中間の走査角で、能動素子利得特性にNull(Blindness)が発生する事象の原因の理論的研究および実験的検証が1950年後半～1960年代に行われた(1950年～)

- * 素子数が多いほどNullがシャープになる
- * 素子間相互結合と表面波(or 漏洩波)の誘起による現象として解析(*)
- * Blind Angleを緩和する補償法の研究
一素子間に導体Baffleやメタマテリアルを利用したデカップリング壁を設置
- * 素子間隔のランダム化、不等間隔化

* 回折格子の周期波動散乱問題にあるWood's anomalies (ウッズの異常回折)現象があり、入射波長または入射角の僅かな変化に対し場が劇的に変化する



能動素子利得特性のNull(Blind angle)

G.H.Knittel, A.Hessel and A.A.Oliner, "Element Pattern Nulls in Phased Arrays and Their Relation to Guided Waves", Proc.IEEE Vol56, Nov.1968

Polytechnic Institute of Brooklyn

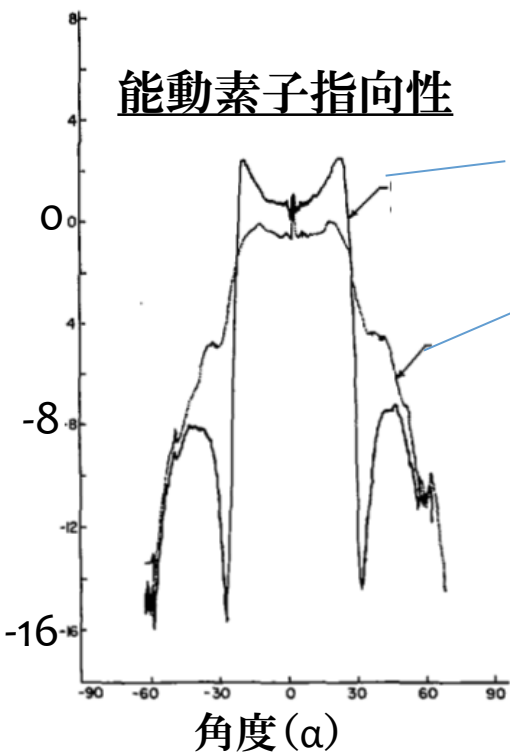
T.Crepin, C.Loeker, et al, "Blind Spot Mitigation in Phased Array Antenna using Metamaterials", METALESA Project A-1084-RT-Go, 2010 The French Aerospace Lab.

ランダム配列アレーの相互結合の影響とブラインドネスの軽減 (V.D.Agrawal and Y.T.Lo,1972年)

$$I_n = I_n^{(0)} - \sum_{m=1, m \neq n}^N \frac{z_{mn}}{z_{11} + z_0} I_m.$$

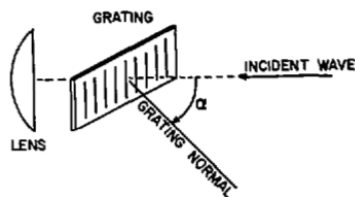
- 1) 平均間隔長が 2.5λ 以上ならばサイドローブへの影響は無視できるほど小さい
- 2) 平均間隔長が 5λ 以上なら主ビームに与える影響は小さい
- 3) 相互結合が小さいことから、Blind Angleを取り除ける

能動素子指向性



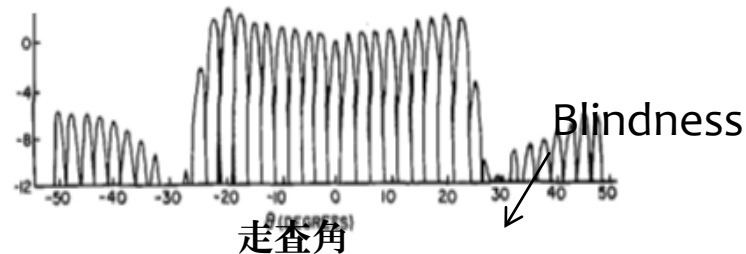
一様間隔格子
:間隔 0.6λ

ランダム格子
:平均間隔 0.6λ



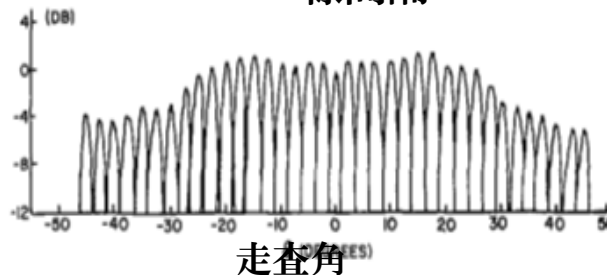
45素子 72GHz

ビーム走査特性



走査角

一様間隔



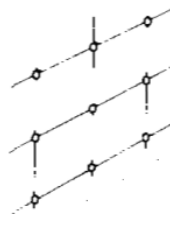
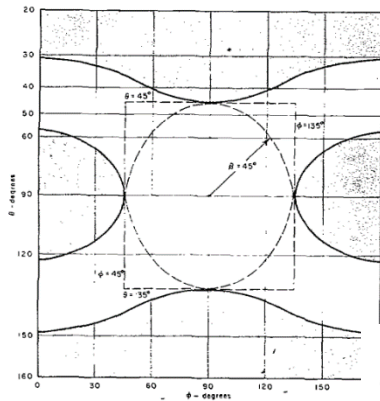
走査角

ランダム間隔

平面フェーズドアレーの素子配列法と複数個の平面アレーによる半球カバレッジの検討(1961年～)

グレーティングローブが走査域に入るのを避けながらアレー素子数を少なくする配列

* 矩形配列と三角配列

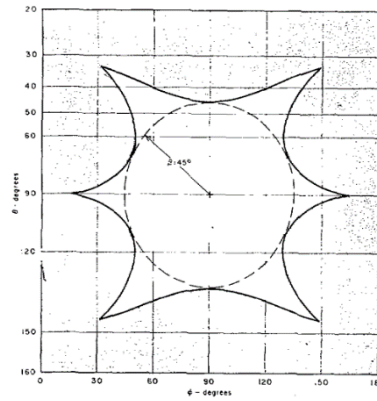


$0.585\lambda \times 0.585\lambda$

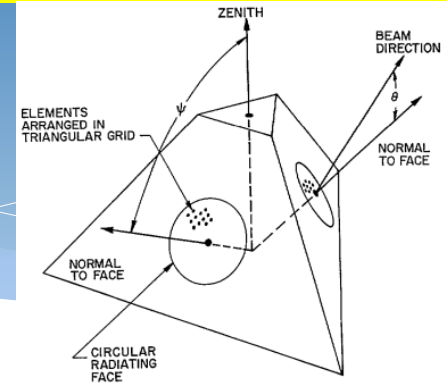


$0.676\lambda \times 0.585\lambda$

* 複数の面アレー



$\frac{\text{三角配列素子数}}{\text{矩形配列素子数}} = 0.866$



	G	BW	
4面基準 の要求素 子数比	3 Faces	1.22	1.45
	4 Faces	1.00	1.00
	5 Faces	1.05	0.92
	6 Faces	1.04	0.84

G: 最大走査時で等利得

BW: 最大走査時で等ビーム幅

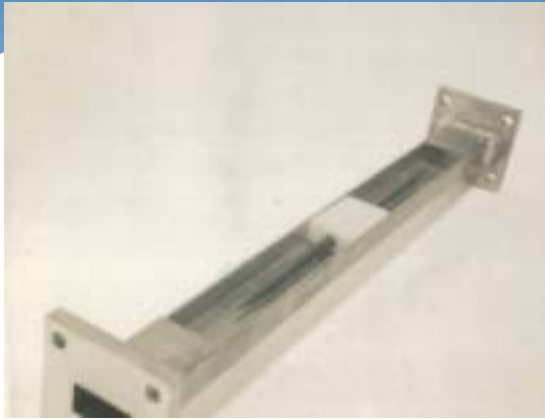
Eugene D. Sharp, "A Triangular Arrangement of Planar Array Element that Reduces the Number Needed", IRE Vol.9, March, 1961, Stanford Res. Inst.

G.H. Knitel, "Choosing the Number of Faces of a Phased array antennas for hemisphere scan coverage", IEEE AP-13, No.6, Nov. 1965, Wheeler Lab.

John L. Kmetzo, "An Analytical Approach to the Coverage of a Hemisphere by N Planar Phased Array", IEEE AP-15, No.3, May 1967, Bendix Co.

J.K. Hsiao, "Properties of a Nonisosceles Triangular Grid Planar Phased Array", IEEE Vol. AP-20, No.4, July 1972, Naval Res. Lab.

デジタル／アナログ移相器が開発された(1957年～)



Reggia Spencer形移相器

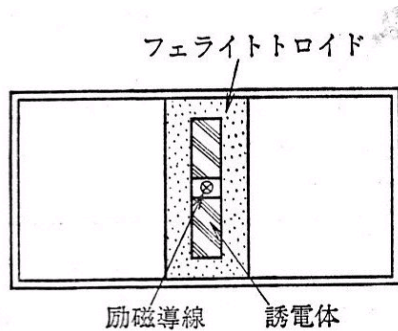


導波管形ラッチング移相器

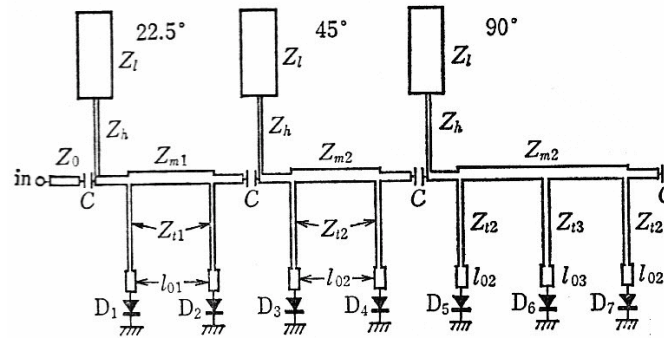


PINダイオードデジタル型移相器

フェライト移相器



ラッチングフェライト移相器



3ビットPINダイオード移相器

F.Reggia and E.G.Spencer, "A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam Scanning of Microwave Antennas", Proc.IRE, Nov.1957
Diamond Ordnance Fuze Lab.

千葉胤昭, 中里英雄, 阿部雅一, "ラッチングフェライト移相器", 信学会マイクロ波研資, MW71-89, 1972 東芝

Opp, F.L. and Hoffman W.F., "Design of digital loaded -line phase-shift networks for microwave Thin-film applications", IEEE MTT-16, July 1968 Texas Instruments Inco. 他多数

デジタル移相器を使ったフェーズドアレーの特性検討と改善 (1960年代～)

周期的位相誤差(量子化位相誤差)がサイドローブ劣化や指向点の変位、利得減少を引き起こす

(1)これらの問題を減らすために、周期位相誤差のランダム化の研究が行われた

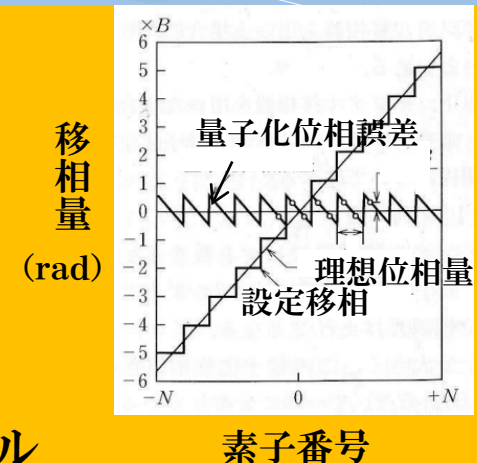
ランダム化の様々な方法

- ① Round-off法 (MSLL=-6ndB)
- ② Mean Phase Error to Equal Zero Random Phasing法 (MSLL=-12ndB)
- ③ The Phase -Added 法
- ④ Two Probable Value 法 (MSLL=-12ndB)
- ⑤ Three Probable Value 法

n:ビット数

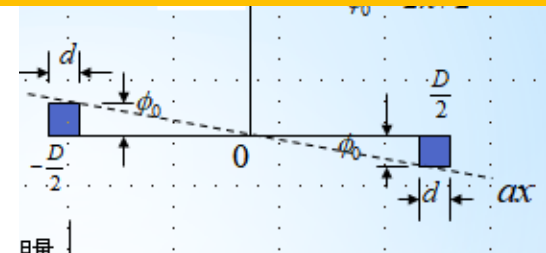
MSLL:最大サイドローブレベル

M.S.Smith,Y.C.Guo,"A Comparison of Methods for Randomizing Phase Quantization Errors in Phased Arrays,
IEEE AP-31,No.6,Nov.1983 Univ. Collage London



(2) ビーム指向点の粒度(細かさGranularity)

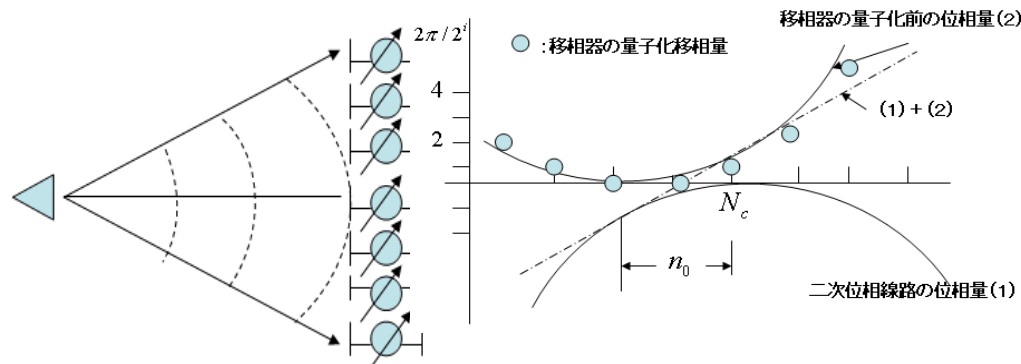
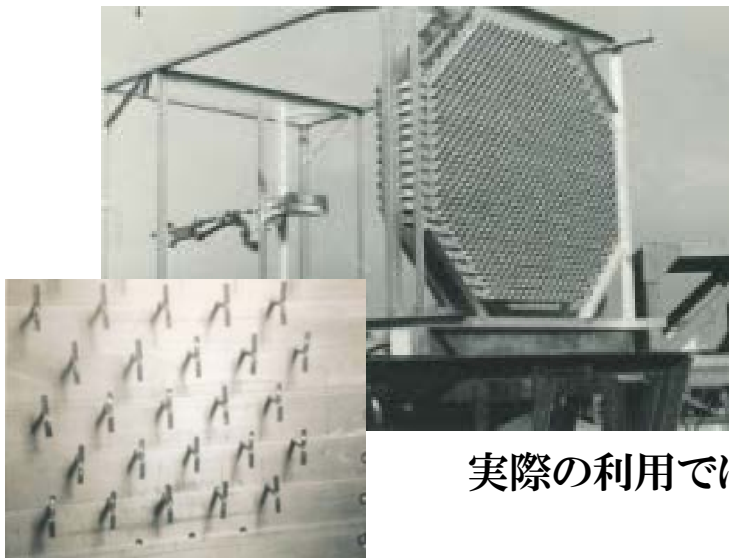
ビット数、開口長,第一ビームポジション、隣接ビーム間間隔の解析



B.R.Hatcher,"Granularity of Beam Positions in Digital Phased Array",Proc.IEEE Vol.56,No.11,Nov 1968
Raytheon Company

デジタル移相器の周期的誤差によるサイドローブ劣化の対策

- (1) 高いサイドローブを不可視領域に移動させる方法(後藤尚久、杉江満、福本克明, 1969年)
- (2) 二次位相給電方式: 等位相電源列に二次位相分布を人為的に作り,その後に量子化位相器, 放射素子を配列する手法(徳丸仁,久郷幸次、永井淳,1971年)
- (3) ランダム長給電線を挿入する方法(徳丸仁、諸岡翼、永井淳,1975年)



実際の利用では空間給電により二次位相給電を得ている

後藤尚久,杉江 満、福本克明,"デジタル移相器を用いた走査アンテナの指向性",
電子情報通信学会論文誌 Vol.52-B,No,3,1969 東工大、NEC

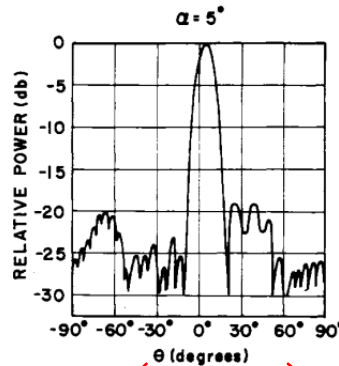
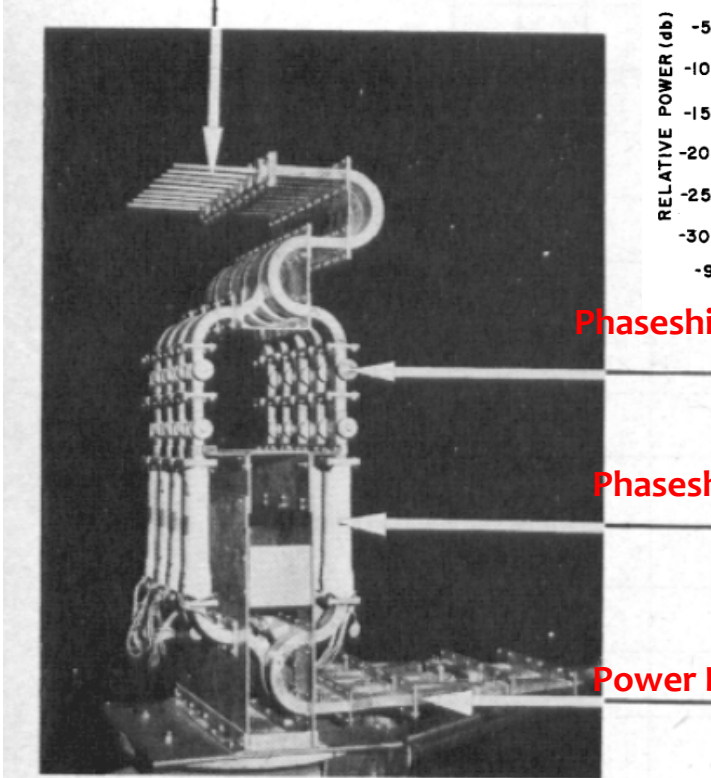
徳丸、久郷、永井,"フェイズドアレイにおける二次位相給電方式—量子化位相誤差",
電子情報通信学会論文誌Vol.54-B,No,5,1971 慶応大、東芝

徳丸 仁、諸岡 翼、永井 淳,"ランダムな長さの給電線を利用した量子化サイドローブの抑圧法"
、昭和50年度電子通信学会全国大会

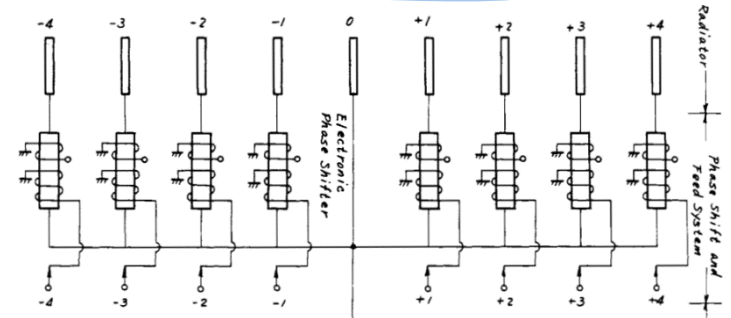
6 開発事例

セラミックロッドアンテナとレジャー&スペンサー型移相器を使ったフェーズドアレー (東芝:1964年)

セラミックロッドアンテナ

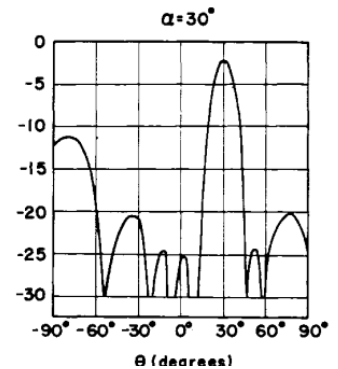
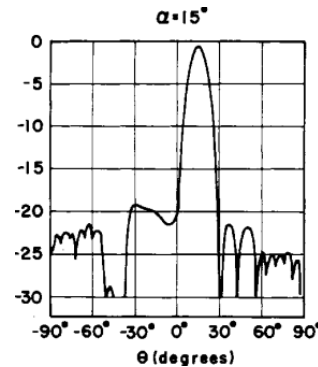


Phaseshifter (Trimmer)



Phaseshifter (Electronics)

Power Distributer



Kuバンド8素子スロット,Reggia-Spencer型移相器

田中周三,千葉胤昭,岡倉,中里英雄,"東芝方式電子走査アンテナ",昭39連大,1094,1964年 東芝
 S.Tanaka,K.Chiba, T.Chiba and H.Nakazato,"Ceramic Rod Array Scanned with Ferrite Phase Shifters",
 Proc.IEEE Vol.56,No.11,Nov.1968
 F,Reggia and E.G.Spencer,"A New Technique in Ferrite Phase Shifting for Beam Scanning of Microwave
 Antennas",Proc.IRE,Vol.45,Nov.1957

ソリッドステート(固体化)フェーズドアレーの開発 (TI:1969年/東芝1972年)

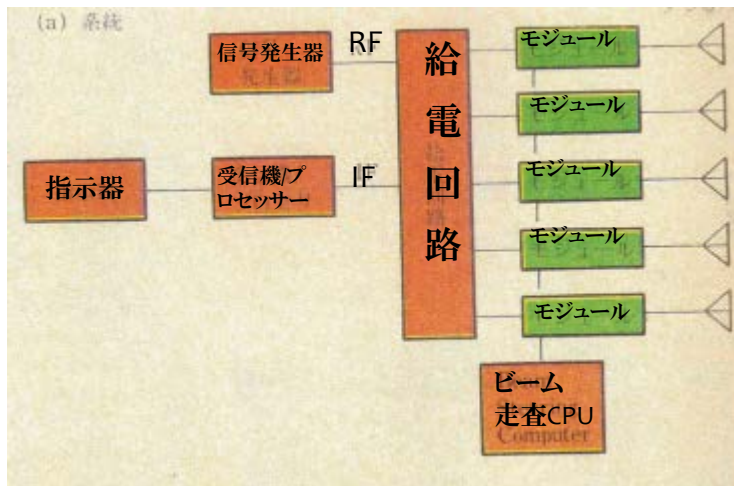
(1) 世界最初の固体化/

Texas Instrument(米 1969年):Xバンド 604素子 0.6W/素子

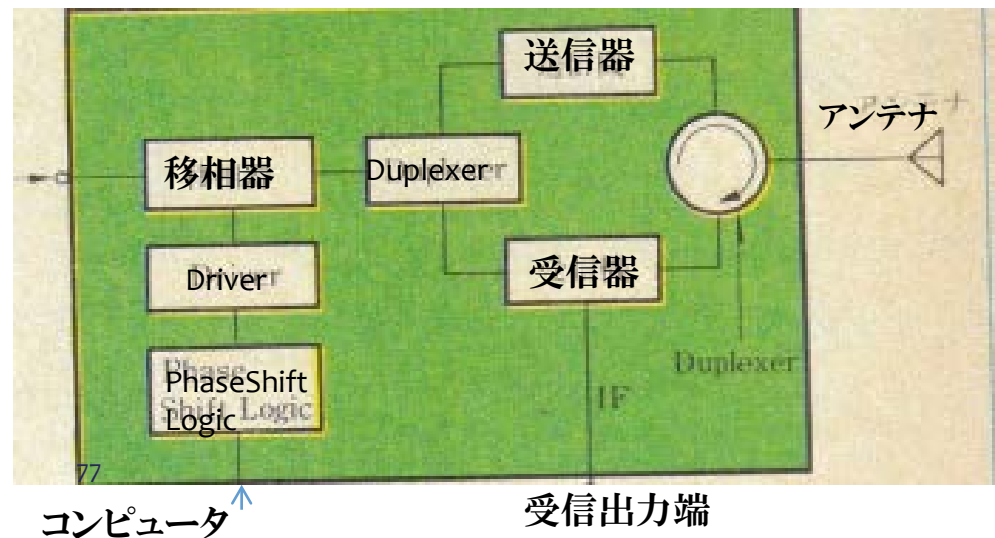
(2) 国内/(株)東芝 1972年:Sバンド 20素子 3W/素子 総合NF6.5dB

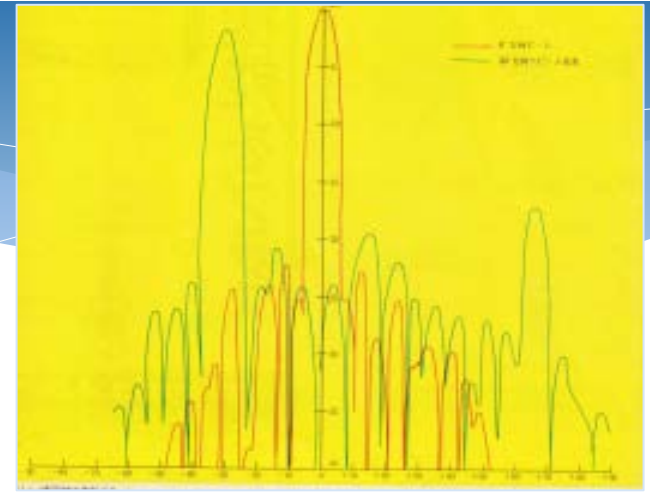
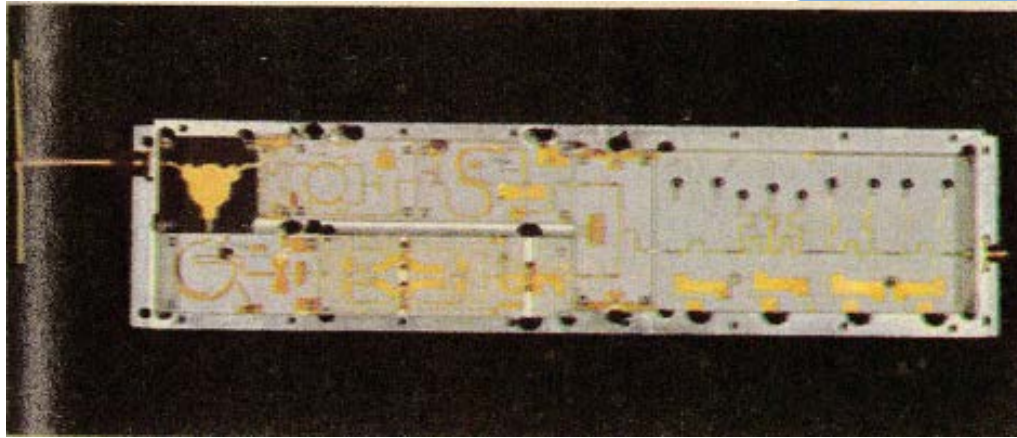
- (1) 全固体化により信頼性が向上
- (2) 振幅・位相の両方を制御でき指向性形状の自由度が高い
- (3) 送信/受信の指向性を独立に制御でき、多ビーム機能が可能
- (4) 低電圧で動作でき、素子数により送信電力を調整できる

レーダ構成

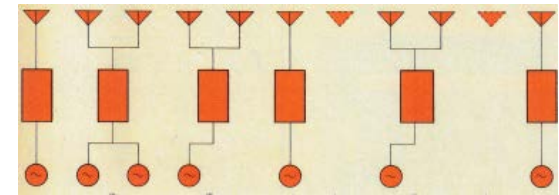


MIC モジュール構成





-90度 0度 +90度
20素子アレーの走査ビーム(測定値)



素子節約

MICモジュール
(MERA: Molecular Electronics
for Radar Application)

Bardy.G.C., "MERA Modules-How Good in Array"

Microwaves, Vol.8, no.8, Aug.1969 Texas Instrument Inco

永井淳, 永井虎雄, 久郷幸次, "ソリッドステート。フェーズド・アレイレーダの現状"

日経エレクトロニクス1972.7.12

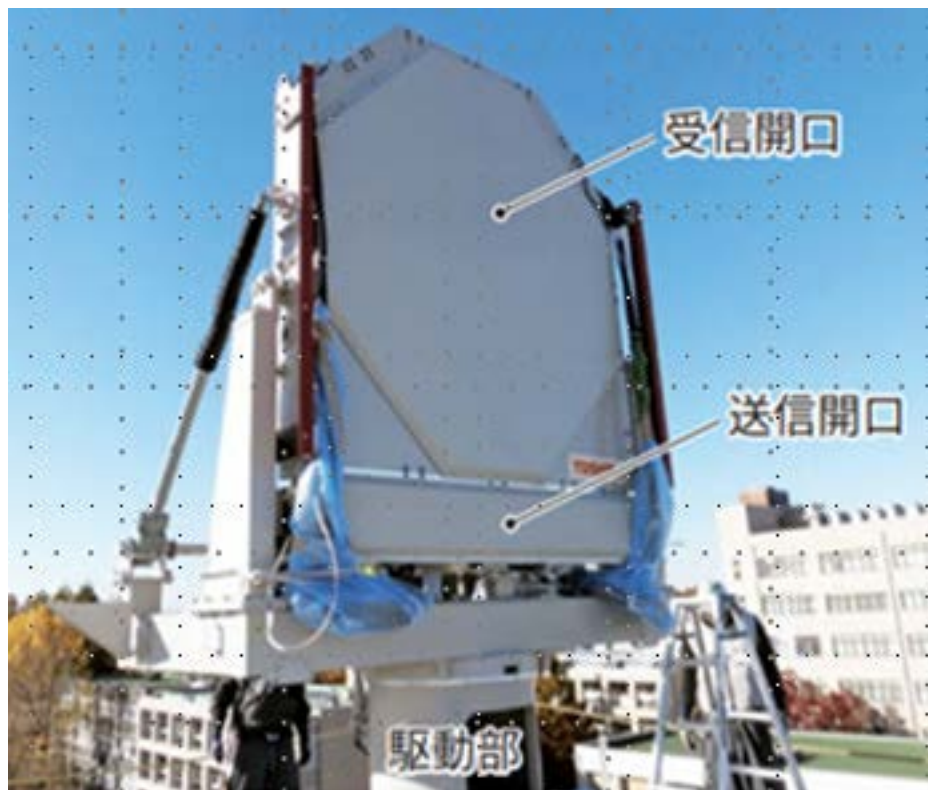
東芝

徳丸仁, 久郷幸次, 永井淳, "MERA形フェイズドアレイにおける節約配列", 電子通信学会

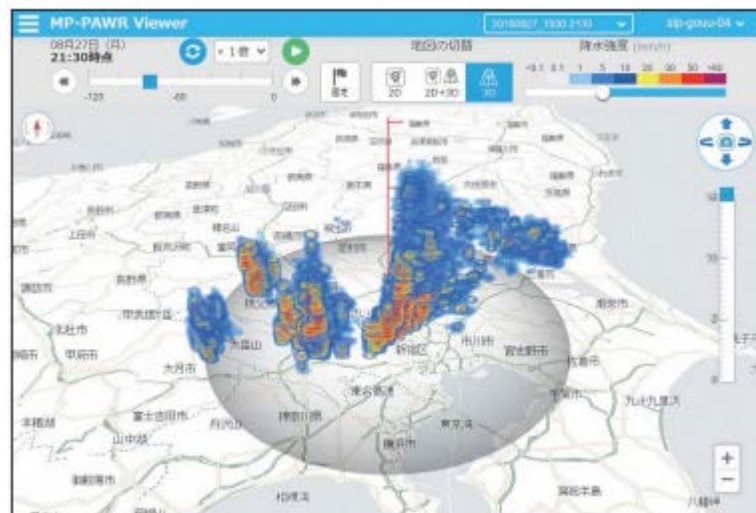
アンテナ・伝搬研究会資料AP71-53, 1972.1

慶応大, 東芝

マルチパラメータ気象レーダ用三次元観測フェーズドアレイ (MP-PAWR)の開発(2017年)



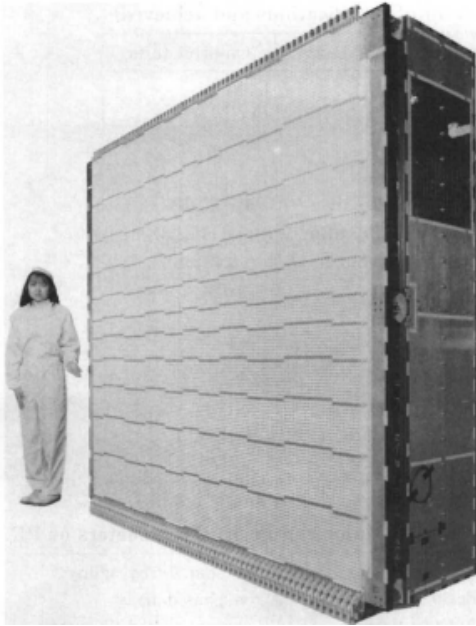
用途:雨雲の3次元立体構造の観測
周波数:Xバンド
方式:DBF/三次元走査
素子:二重(垂直/水平)偏波共用
パッチアンテナ
素子数:3000



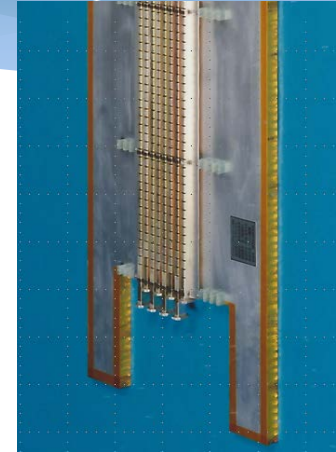
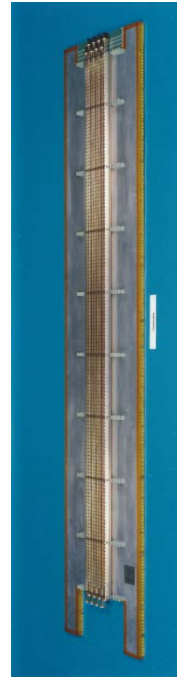
MP-PAWR:Multi Parameter-Phased Array Weather Radar
DBF:Digital Beam Forming
東芝レビュー,Vol.74,No.2(2019)

TRMM搭載降雨レーダ用アクティブフェーズドアレーアンテナ

TRMM:Tropical Rainfall Measuring Mission



周波数:14GHz
素子数;128x156(導波管スロット)
アンテナ利得:47.5dB
ビーム幅:0.71°
サイドローブ:≦-28dB(テラ分布)



導波管スロット

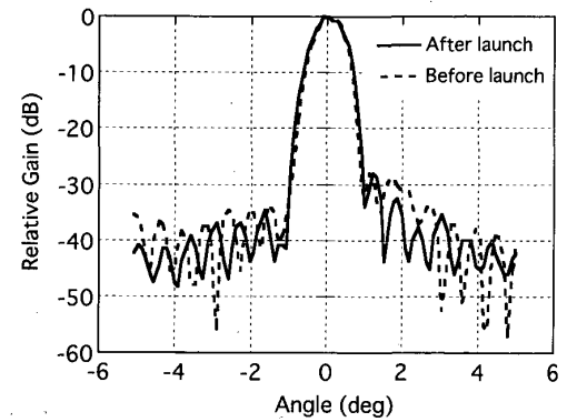
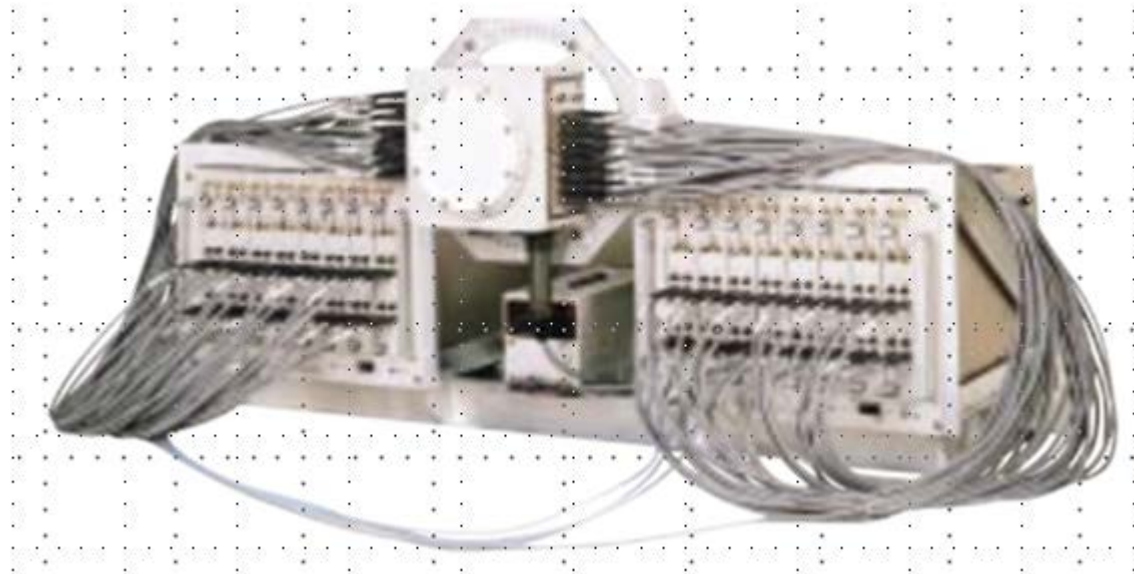


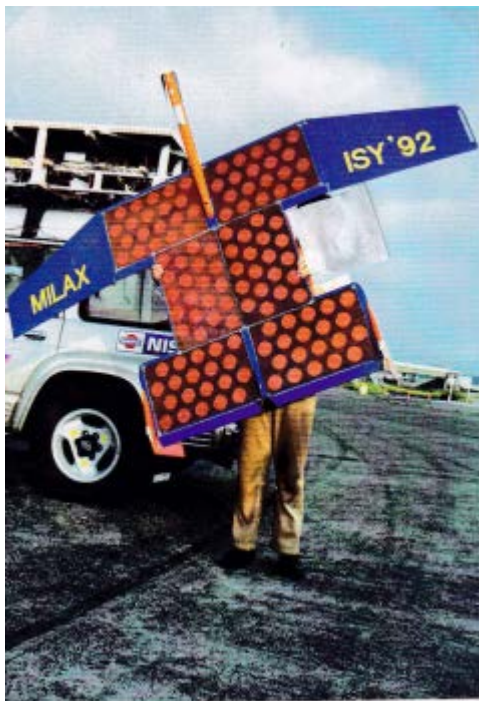
Fig. 6 Along-track PR receive antenna patterns.

通信用デジタルビームフォーミング (DBF)アンテナの開発(2001年)



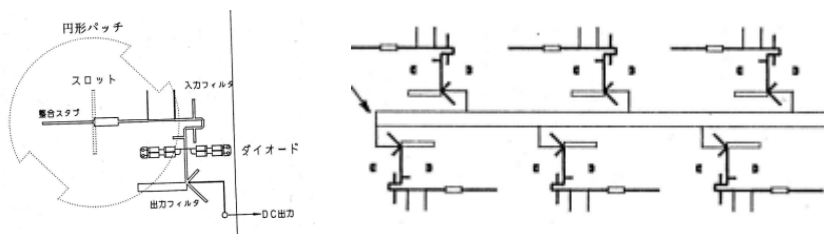
周波数:21GHz
素子数:64
マルチビーム:49本
信号処理:FFT等

レクテナアレーによるマイクロ波電力伝送実験(MILAX): Microwave Lifted Airplane eXperiment)



- *1987年 カナダCRCがSHARP計画
- *1992年 NICT,京大、神戸大、日産、富士重工、マブチモータ、東芝が参加し飛行実験

周波数:2.4GHz
素子数:120
RF-DC変換率:57%
受電電力:約1kW
レクテナ重量:1kg
厚さ:5mm



CRC:Communications Research Center
SHARP:Stationary Hight Altitude Radio relay Plattoform

衛星通信可搬システム用アレーアンテナ

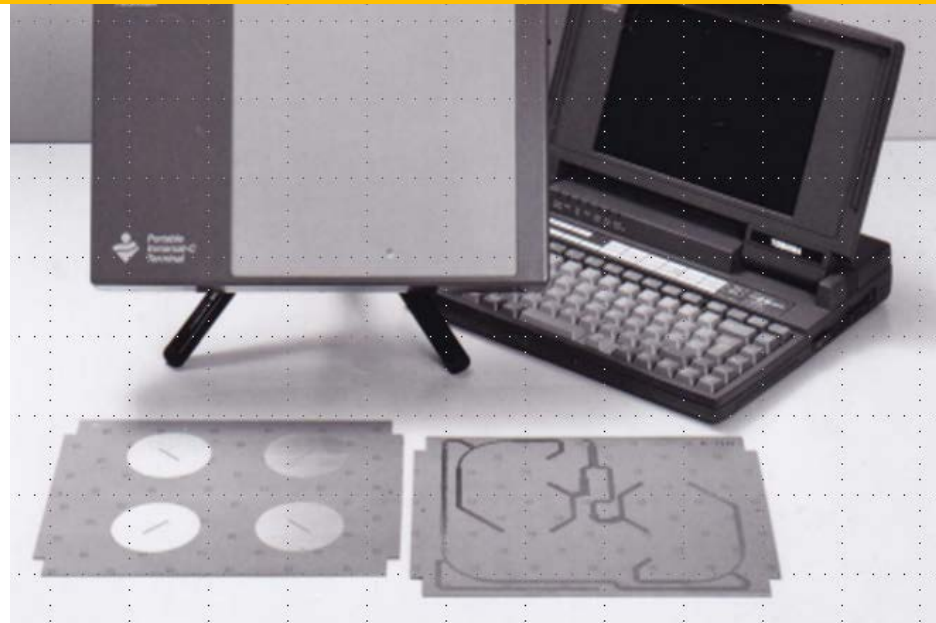
周波数:1.5GHz(受信)1.6GHz(送信)

素子:2周波共用セルフダイプレキシングマイクロストリップアンテナ

偏波:円偏波/4素子シーケンシャルアレー

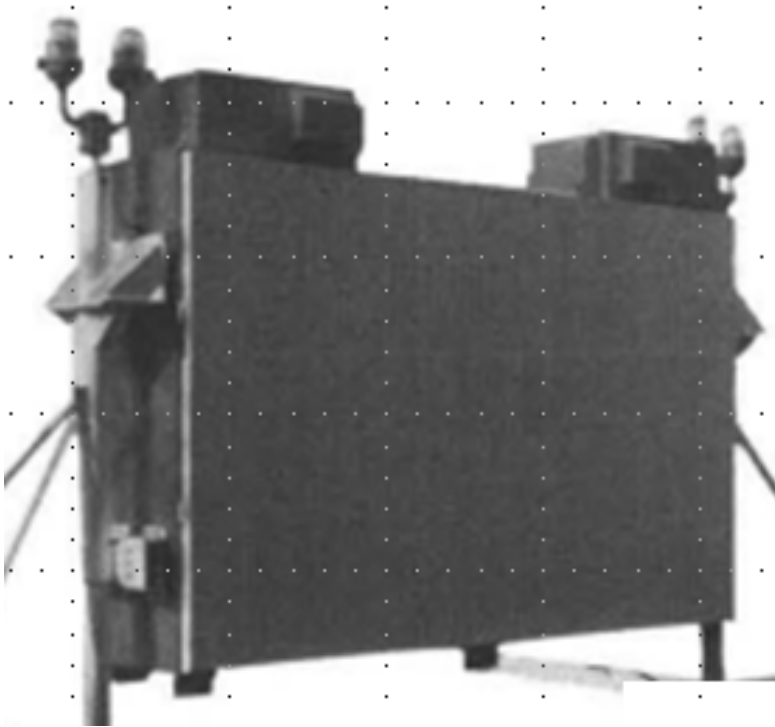
利得:8.4dBi(受信),10.32dBi(送信)

送受アイソレーション:32dB以上

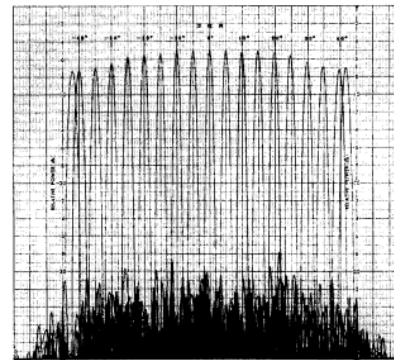


岩崎久雄、沢田寿、川端一彰, "衛星移動体通信携帯端末用セルフダイプレキシングアンテナ", 電子情報通信学会⁸⁾アンテナ伝搬研究会資料AP91-86 東芝

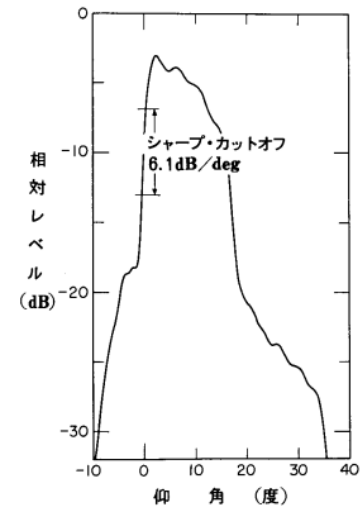
マイクロ波着陸システム(MLS)



放射素子:導波管スロット
素子数:76
移相器:4ビット
周波数;5GHz



5度ステップ走査パターン(5060MHz)



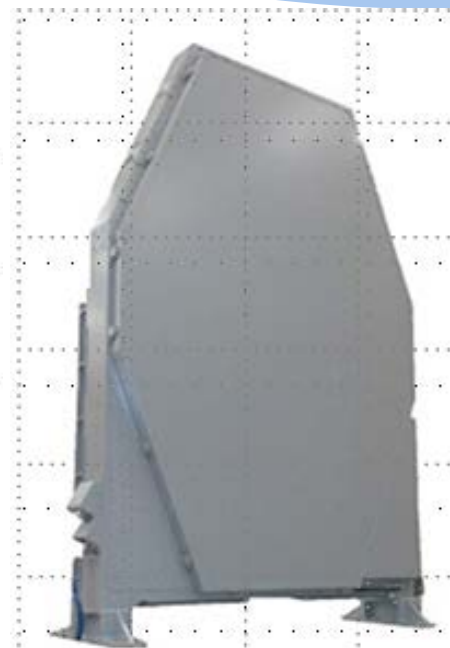
垂直放射パターン(5060MHz)

二次監視レーダ(SSR)／精測進入レーダ(PAR)用アンテナ



SSR用オープンアレーアンテナ

素子:プリントダイポール
素子数:400
周波数;1030MHz



PAR用アクティブアレーアンテナ

SSR:Secondary Surveillance Radar)、PAR:Precision Approach Radar



御清聴ありがとうございました

文献探しや技術的助言等を頂いた(株東芝)研究開発センターの井上 和弘氏
及び元研究開発センターの川端一彰氏。東北大学澤谷邦男名誉教授に御礼申し
上げます。

1 線状アンテナ関連論文

- (1) P.S.Carter, “Circuit Relations in Radiating Systems and Applications to Antenna Problems” , Proc.of the Institute of Radio Eng.,Vol.20,No.6,June **1932**
- (2) King.L.V.,”On the Radiation Field of a perfectly conducting base insulated cylindrical antenna over a perfectly conducting plane earth,and the calculation of radiation resistance and reactance”, Roy.Soc.(London)**[A]236,381-422(1937)**
- (3) E.Hällen, “Theoretical Investigation into the Transmitting and Receiving Qualities of Antenna”, Nova Acta Regiae Sco. Sei. Upsaliensis, Ser. 4, vol. 2, p. 1, **1938** Uppsala Univ.
- (4) R.King,C.W.Harrison,”The Distribution of Current along a Symmetrical Center – Driven Antenna “、Proc.IRE,Vol.**31**, Issue**10**、 Oct.**1943**
- (5) King R,D.Middleton,”The Cylindrical Antenna;current and impedance”、Quarterly of **Applied mathematics**, vol. **3**, No. **4**, Janu. **1946**
- (6) J.F.Storer, “Variational Solution to the Problem of the Symmetrical Cylindrical Antenna” 、 Harvard Univ.Tech.Rept. No101,**1950**
- (7) R.W.P.King, “The Theory of Linear Antennas”, Harvard Univ.Press,Cambridge,**1956**
- (8) R.W.P.King.S.S.Sandler, “The Theory of Broadside Arrays”, “The Theory of Endfire Arrays”⁸⁷, IEEE Vol.Ap-**12**, **3**, May.**1964**

- (9) V.W.H.Chang and R.W.P.King, "Theoretical Study of Dipole Array of N Parallel Elements", Radio Science, Vol.3(New Series), No.5, May.1966
- (10) R.F.Harrington, "Matrix Methods for Field Problems", Proc.IEEE, Vol.55, No.2, Feb.1967
- (11) "Field Computation by Moment Methods", Wiley-IEEE Press, 1993
- (12) "N.Inagaki,"An Improved Circuit Theory of a Multielement", IEEE Trans.AP-17, No.2, 1969
- (13) "N.Inagaki,"A Note on the Antenna Integral Equation", IEEE Ap-17,2, March 1969
- (14) 上原堅助、芳野赴夫、"アレイアンテナ上の電流分布の解析". アンテナ伝搬研資料AP69-35、1969
- (15) 片木孝至,大嶺 幸,宮下裕章, "Hallenの積分方程式の厳密な解について", IEICE技術報告A-P2010-105(2010-11)

2 八木宇田アレー論文

- (1) H.Yagi,"Beam Projector of Electric Wave", Patent出願、Dec. 28、1925
- (2) H.Yagi and S.Uda,"Projector of the Sharpest Beam of Electric Waves"
Proc.Imperial Academy of Japan, Feb.1926
- (3) S.Uda,"短波長ビームに就いて(On the Wireless beam of short electric wave)",
電気学会雑誌(第1～第11報告)1926年(1, 2, 3)、1927(4, 5, 6, 7, 8, 9),1928年(4)
1929(11)
- (4) S.Uda,"On the wireless beam of short electric waves", JIEE (Japan), March 1926
- (5) H.Yagi,"Beam Transmission of Ultra Short Waves", Proc.IRE, Vol.16, Issue6, 1928
- (6) Reid.D.C.,"The Gain of an Idealized Yagi-Arrays"
W.Wikinshaw,"Theoretical treatment of short Yagi areal",
Russel.B," Design and Positioning of Aircraft Radar Aerials for Metric Wavelengths"
Journal IEE(London)93, Part III A, 1946
- (7) R.M.Fishenden, E.R.Wiblin,"Design of Yagi Aerials", Proc. IEE, Pt III, Radio and
Comm.Eng., Vol.96, No.39, 1949
- (8) S.Uda and Y.Mushiake,"Yagi-Antenna", Maruzen Co.1954
- (9) Y.Mushiake,"A Theoretical Analysis of Multi Element Endfire Array with Particular
Reference to Yagi Antennas", IRE Trans.Vol.AP4, Issue3, 1956
- (10) H.W.Ehrenspeck and H.Poehler,"A New Method for Obtaining Maximum
Gain from Yagi Antennas", IRE Trans, AP-7, Issue4, 1959

- (11) Sengupta.D.L,"On the phase velocity of wave propagation along in infinite Yagi structure", IRE Trans.AP-7,Issue3,July 1959
- (12) F.Serrachioli and C.A.Levis,"The Calculated Phase Velocity of Long End-Fire Uniform Dipole Array", IRE Trans.AP-7,Issue5,1959
- (13) E.K.Damon,"The Near Field of Long Endfire Array",IRE Trans.AP-10,Issue5,1962
- (14) R.J.Mailloux
"Antenna and Wave Theories of Infinite Yagi-Uda Arrays",
IEEE Trans.AP13,Issue4,1965
"Excitation of a Surface Wave Along an Infinitte Yagi-Uda Array",
IEEE Trans.AP-13, Issue5, 1965
"The long Yagi-Uda Array",IEEE Trans.AP-14,Issue2, 1966
- (15) 永井 淳,"短いEndfire Array の最大利得に関する一考察",電子通信学会雑誌,48巻4号,1965,
- (16) H. E. Green, "Design data for short and medium length Yagi-Uda arravs," Elec. Engrg. Trans.Inst. Engrs. (Australia), March 1966
- (17) C.A.Thiele, "Analysis of Yagi-Uda Type antenna",IEEE Trans.AP17,No.1,1969
- (18) 永井淳,"八木・宇田アンテナの最大利得",テレビジョン,第24巻,第10号,1970
- (19) 永井淳,諸岡翼,"電子計算機による八木一宇田アンテナの解析",東芝レビュー,26巻11号1971

- (20) J.H.Bojsan,H.Schjaer-Jacobsen,E.Nilson and J.Bach.Andersen,"Optimization of Yagi-UdaArrays", Report from the Technical Univ. of Denmark,Sept., 1971
- (21) 諸岡 翼、永井 淳、“高い利得を持つ八木烈の電流分布”,1972年電子通信学会全国大会予稿
- (22) 諸岡翼,永井淳,"導波器中央にインピーダンスを装荷した八木アンテナのF/B", テレビジョン学会、無線技術研究会資料RE72-2、24,1972-10
- (23) 諸岡 翼、永井 淳 “八木アンテナの最適設計”,
信学会アンテナ。伝搬研資, AP72-78(1973-01)
- (24) J.W.Bandler,P.A.Macdonald,"Optimization of Microwave Network by Razor Search"
IEEE ,MTT-17,No.8,Aug.1969
- (25) 小南昌信、六島 克,"非線形計画法による八木宇田アンテナの一設計法",
信学論B,Vol.J61B,No.1,1978
- (26)) D.K.Cheng and C.A.Chen,"Optimum Element Spacings for Yagi-Uda Arrays"
IEEE Trans. AP-21,No.5,1973
"Optimum Element Lengths for Yagi-Uda Arrays"
IEEE Trans.AP-23,No.1,1975

3 指向性合成論文

- (1) S.A.Schelknoff
"A Mathematical theory of Linear arrays"
B.S.T.J. Vol.22,No.1,January,1943 Columbia Univ.
- (2) A.J.Uzkov
"An Approach to problem of Optimum Directive Antenna Design"
Acad.Sci.USSR,Vol.35,1946
- (3) C.L.Dolph
"A Current Distribution for Broadside Arrays which Optimizes the Relationship between Beam Width and Sidelobe-level"
Proc.IRE Vol34,Issue6,June,1946 Univ. of Michigan
- (4) H.J.Ribler,
"Discussion on "A Current Distribution for Broadside Arrays which Optimize the Relationship between Beam Width and Sidelobe-level"
Proc.IRE,Vol.35,May,1947
- (5) P.M.Woodward and J.D.Lawson,"The Theoretical Precision with an Arbitrary Radiation-Pattern may be obtained from a Source of Finite Size",
Proc.IEEE,Vol.95,P1.1948
- (6) A.Bloch,R.C.Medhurst and S.D.Pool
A New Approach to the Design of Super-Directive Aerial Arrays"
IEE (London) Part III,Vol.100,1953

- (7) J.N.Hines,V.H.Rumsey,"On the Design of Arrays",Proc.IRE,42,8,Aug.1954
- (8) R.L.Pritchard
"Discussion on Optimum Pattern for Endfire Arrays",IRE AP-3,1,Janary 1955
- (9) T.T.Taylor
Design of Line-Source Antennas for Narrow Beamwidth and Low Side-lobes", IRE AP-3,Issue1,Jan.1955
- (10) M.Uzsoky and L.Solymar
"Theory of Super-Directive Linear Arrays"
Aca Physica(Budapest),Vol.V1.1956
- (11) Cheng,D.K.and M.T.Ma," A New Mathematical Approach for Linear Array Analysis*,IRE Trans.Vol.Ap-8,No.3,May 1960
- (12):C.T.Tai,
"The Optimum Directivity of Uniformly Spaced Broadside Arrays of Dipole", IEEE AP-12,Issue4,July 1964
- (13) F.I.Tseng and D.K.Cheng
"An Approach for S/N Optimization in linear Arrays"
1964 URSI—USNC-Fall Meeting,Urbana
- (14) D.K.Cheng and F.Tseng,
"Gain Optimization for Arbitrary Antenna Arrays"
IEEE AP-13,Issue6,1965

(15) 後藤尚久

“Endfire Array の素子とSuper-Gain効果について”
信学論(B)、51-B、6、1968

(16) N.Inagaki and T.Sekiguchi

“線状アンテナを素子とするアレイの指向性利得を最大にする厳密な設計”,
信学会論文誌Vol.J53-B,No.11,1970

(17) N.Inagaki ,T.Sekiguchi and K.Nagai

“Exact Design of an Array of dipole antenna giving the Prescribed Radiation Patterns”, IEEE AP-19,No.1,Jan.,1971

(18) D.K.Cheng

Optimization Techniques for Antenna Arrays”,
Proc.IEEE,Vol.59,No.12,Dec.,1971

(19) N.Goto

”A Synthesis of Array Antenna for high directivity and Low Sidelobes”,
IEEE Vol.AP-20,No,4,July 1972

(20) E.H.Newman,J.H.Richimond and C.H.Walter,”Superdirective receiving arrays”、IEEE Vol.AP-26,No.5,Sep.1978

(21) M.M.Dahoud and A.P.Anderson,”Design of superdirective array with high radiation efficiency”、IEEE Vol.AP-26, No.6,Nov.1978

- (22) E.H.Newman and M.R.Schreter,"A wideband electrically small superdirective array", IEEE Vol.AP-30,No.6,Nov.1982
- (23) R.P.Haviland,"Supergain antenna ;Possibilities and Problem", IEEE AP Magazine Vol.37,4,Aug.1995
- (24) W.Bornemann,P.Balling and W.English,"Synthesis of Spacecraft Array Antenna for Intelsat Frequency Reuse Multiple Contoured Beams", IEEE Vol.AP-33,No.11,Nov.1985
- (25) T.Morooka,K.Kawabata,M.Ueno ,Y.Suzuki,C.Taneaki,"A Design Method of a Reconfigurable Direct Radiating Array Antenna ", IEICE Trans.Comm,Vol.E77-b,No.5,May 1994

Y.T.Loの不等間隔アレー研究に関する論文

G.W.Swenson.Jr, Y.T.Lo, “The University of Illinois Radio Telescope”
IRE AP-9, Issue 1, January 1961

Y.T.Lo, “A Probabilistic Approach to the Design of Large Antenna Arrays”
IEEE AP-11, Issue 1, January 1963

Y. T. Lo, “Sidelobe level in non-uniformly spaced antenna arrays,”
IEEE Trans. vol. AP-11, July 1963

Y.T.Lo, “A Mathematical Theory of Antenna Arrays with Randomly Spaced
Elements”, IEEE AP-12, Issue 3, May 1964

Y.T.Lo and S.W.Lee, “Sidelobe Level of Nonuniformly Spaced Antenna
Arrays“, IEEE AP-13, Issue 5, Sept. 1965

Y.T.Lo, “Sidelobe level in nonuniformly spaced antenna arrays”
IEEE AP-11, No. 4, July 1965

Y.T.Lo and S.W.Lee, “A Study of Spaced-tapped arrays”, IEEE AP-14, Issue 1, January, 1966

Y.T.Lo and R.J.Simone, “An Experiment on antenna arrays with randomly spaced
elements”, IEEE AP-15, Issue 2, March 1967

A.R.Panicali and Y.T.Lo, “A Probability Approach to Large Circular and Spherical
arrays“, IEEE Vol. AP-17, No. 4, July 1969

4 不等間隔アレーの論文

- (1) H.Unz, “Linear Array with Arbitrarily Distributed Elements”,
IRE AP-8, Issue 2, March 1960
- (2) D.D.King, R.F.Packard and R.K.Thomas, “Unequally-spaced Broad-Band
Antenna Arrays”, IRE AP-10, Issue 4, July 1960
- (3) Sandler, S.S. “Some Equivalences Between Equally and Unequally Spaced
Arrays*”, IRE AP-8, Issue 5, Sept. 1960
- (4) Roger.F.Harrington, “Sidelobe Reduction by Nonuniform Element Spacing”
IRE AP-9, Issue 2, March 1961
- (5) J.L.Allen, W.P.Delaney, “On the Effect of Mutual Coupling on Unequally
-Spaced Dipole Arrays” IRE AP-10, Issue 6, Nov. 1962
- (6) M.G.Andreasen, “Linear Arrays with Variable Interelement Spacings”
IRE AP-10, Issue 2, March 1962
- (7) A.L.Maffett, “Array Factors with Nonuniform Spacing Parameter”
IRE AP-10, Issue 2, March 1962
- (8) R.E.Willey, “Space Tapering of Linear and Planar Arrays”
IRE AP-10, Issue 4, July 1962
- (9) A.Ishimaru, “Theory of Unequally –spaced Arrays”
IRE AP-10, Issue 6, Nov. 1962

- (10) H.Unz, "Nonuniform Arrays with Spacings Larger than One Wavelength",
IRE AP-10.No.5,Sept.1962
"Nonuniformly Spaced Arrays: The Orthogonal Method",
IEEE Proc.Vol.54,1,January 1966
- (11) J. L. Yen and Y. L. Chow, "On large non-uniformly spaced arrays,"
Canad. J. Physics, vol. 11, p. 1, January 1963.
- (12) T.M.Mahen,R.K.Cheng,"Random Removal of radiators from Large Linear Arrays"
IEEE AP-11,Issue 2, March 1963
- (13) M.I.Skolnik,J.W.Sherman,III and F.C.Ogg,Jr
"Statistically Designed Density-Tapered Arrays"
IEEE AP-12,Issue4,July 1964
- (14) Galejs,Jr,"Minimization of Sidelobes in Space Tapered Linear Arrays"
IEEE AP-12,No.4,July 1964
- (15) Skolnik,M.I,G.Neinhauser and J.W.Sherman, "Dynamic Programming
Applied to Unequally Spaced Arrays"
IEEE AP-12,Issue1,January 1964
- (16) A. Ishimaru and Y. S. Chen, "Thinning and broadbanding antenna arrays by unequal spacings, IEEE Trans. AP-13, No.1,January 1965

- (17) Ma.M.T, "Another Method of Synthesizing Nonuniformly Spaced Arrays"
IEEE AP-13, Issue 5, 1965
- (18) Tang.C.H., "An Approximate Method of Designing Nonuniformly Spaced Arrays"
IEEE AP- 13, Issue 1, January, 1965.
- (19) Y.L.Chow, "On Grating Plateaux of Nonuniformly Spaced Arrays"
IEEE AP-13, Issue 2, July 1965
- (20) Galejs, Jr, "Minimization of Sidelobes in Space Tapered Linear Arrays"
IEEE AP-12, No. 4, July 1964
- (21) F.I.Tseng and David K.Cheng, "Spacing Perturbation Techniques for Array Optimixation", Radio Science , Vol.3, No.5, May 1968、
- (22) 諸岡 翼, 芳野 越夫, "不等間隔アレイアンテナについての研究"
アンテナ・伝搬研究会資料 AP70-51, 1970
- (23) Vishwant D.Agrowal and Y,T,Lo, "Mutual Coupling in Phased Arrays of Randomly Spaced Antennas", IEEE AP-20, No.3, May, 1972
- (24) Randy L.Haupt, "Thinned Arrays Using Genetic Algorithms",
IEEE Trans.Vol.AP-42, No.1, July 1994

5 フェーズドアレー関連論文

- (1) E.A.Biasi,R.S.Elliott,"Scanning Antenna Arrays of Discrete Elements",
IRE AP-7,Issue4,Oct.1959
- (2) P.S.Carter,"Mutual Impedance Effects in Large Beam Scanning Arrays"
IRE AP-8,Issue3,May,1960
- (3) S.E.Edelberg,A.A.Oliner,"Mutual Coupling Effects in Large Antenna Arrays:
Part I-Slot Arrays",IRE AP-8,Issue3,May,1960
- (4) S.Edelberg,A.A.Oliner,"Mutual Coupling Effects in Large Antenna Arrays
II :Compensation Effects",IRE AP-8,July 1960
- (5) L.A.Kurtz,R,S,Elliott,S.Wohn,W.L.Flook,"Mutual-Coupling Effects in
Scanning Dipole Arrays",IRE AP-9,Issue5,Sept.,1961
- (6) J.J.Allen,"Gain and Impedance Variation in Scanned Dipole Arrays",
IRE AP-10,Issue5,Sept.1962
- (7) P.N.Hannan,D,S,Lemer,G.H.Knitle,"Impedance Matching a Phased-Array
Antenna Over Wide Scan Angles by Connecting Circuits ",IEEE AP-
3,Issue1,Jan.1965

(8) J.L.Allen,"On Surface-Wave Coupling Between Elements of Large Arrays —
THE RECOGNITION OF SURFACE-WAVE EFFECTS IN ARRAY ANTENNAS—
IEEE AP-13,Issue4,July 1965

(9) Bates.R.H.T,"Mode Theory Approach to Arrays",
IEEE AP-13,Issue2, March 1965

(10) H.A.Wheeler,"The Grating-Lobe Series for the Impedance Variation in a
Planar phased-Array Antenna ",IEEE AP-13,Issue5,Sept.1965

(11) G.H.Knittel,A.Hessel and A.A.Oliner,"Element Pattern Nulls in Phased
Arrays and Their Relation to Guided Waves", Proc.IEEE Vol56,Nov.1968

(12) E.A.Nelson,"Quantization Sidelobes of a Phased Array with a Triangular
Element Arrangement",IEEE AP-17,Issue3,May 1969

(13) G.J.Laughlin,E.V.Byron and T.C.Cheston,"Very Wide-Band Phased-Array
Antenna",IEEE AP-20,No.6,Nov.1972

(14) L.Stark,"Microwave Theory of Phased-Array Antennas-A Review",
Proc.IEEE Vol.62,No,12,Dec.1974

(15) W.Wasylkiwskyj,W. Kahn."Element Pattern Bounds in Uniform Phased
Arrays",IEEE Vol.AP-25,No.5,Sept 1979

- (16) D.M.Pozar,D.Schaubert,"Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipoles",IEEE AP-32,No.6,June 1984
- (17) T.Crepin,C.Loeker,etl,"Blind Spot Mitigation in Phased Array Antenna using Metamaterials",METALESA Project A-1084-RT-Go,2010
- (18) P.W.Hannan,"Discovery of an Array Surface Wave in a Simulator". IEEE AP-15,Issue4,July 1967
- (19) E.D.Sharp,"A Triangular Arrangement of Planar-Array Elements that Reduces the Number Needed", IRE AP-9,Issue2,March 1961
- (20) M.S.Smith,Y.C.Guo,"A Comparison of Methods for Randomizing Phase Quantization Errors in Phased Arrays".IEEE AP-31,No.6,Nov.1983
- (21) K. Carter, W. K. Cooper, and W.Stutzman,"Beam pointing errors of Planar-Phased Arrays", IEEE AP-21mMar.1973
- (22) 後藤尚久,杉江 満、福本克明,"デジタル移相器を用いた走査アンテナの指向性", 電子情報通信学会論文誌'69/3,Vol.52-B,No,3

(23) 徳丸 仁、諸岡 翼、永井 淳、“ランダムな長さの給電線を利用した量子化サイドローブの抑圧法”、昭和50年度電子通信学会全国大会

(24) Eugene D.Sharp, "A Triangular Arrangement of Planar Array Element that Reduces the Number Needed", IRE Vol,9, March, 1961

(25) G.H.Knitel, "Choosing the Number of Faces of a Phased array antennas for hemispher scan coverage", IEEE AP-13, No.6, Nov. 1965

(26) John L.Kmetzo, "An Analytical Approach to the Coverage of a Hemisphere by N Planar Phased Array", IEEE AP-15, No.3, May 1967

(27) R.J.Mailloux, "Phased Array Theory and Technology", Proc.IEEE Vol.70, No.3, March 1982

(28) J.K.Hsiao, "Properties of a Nonisosceles Triangular Grid Planar Phased Array", IEEE Vol.AP-20, No.4, July 1972

(29) D M.Pozar and D.H.Schaubert, "Scan Blindness in Infinite Phased Arrays of Printed Dipole", IEEE Vol.AP-32, No.6, June 1984

- (30) D.K.Cheng and N.Goto,"Sidelobe-Reduction Technique for phased Array Using Digital Phase Shifter", 1970 APS,14-16,Sept.1970
- (31) T.Crepin etl,"Blind Spot Mitigation in Phased Array Antenna using Metamaterials",METALESA Proj.A-1089-RT-GC,19