(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号

特許第3671559号

(P3671559)

(45)発行日　平成17年7月13日(2005.7.13)　(24)登録日　平成17年4月28日(2005.4.28)

(51)Int.Cl.[7]	F I	
H01Q 25/02	H01Q 25/02	
G01S 7/02	G01S 7/02	G
H01Q 21/06	H01Q 21/06	

請求項の数 5　(全 28 頁)

(21)出願番号　特願平8-312046
(22)出願日　平成8年11月22日(1996.11.22)
(65)公開番号　特開平10-154912
(43)公開日　平成10年6月9日(1998.6.9)
審査請求日　平成15年4月14日(2003.4.14)

(73)特許権者　000006013
三菱電機株式会社
東京都千代田区丸の内二丁目２番３号
(74)代理人　100113077
弁理士　高橋　省吾
(74)代理人　100112210
弁理士　稲葉　忠彦
(74)代理人　100108431
弁理士　村上　加奈子
(74)代理人　100128060
弁理士　中鶴　一隆
(72)発明者　井上　正人
東京都千代田区丸の内二丁目２番３号　三菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】モノパルスアンテナ装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項１】

誘電体基板の一方の面に形成される地導体、上記地導体と対向配置される導体板とを有するラジアル導波路と、上記ラジアル導波路の中心に対して対称に配置されて上記ラジアル導波路への電力供給を行う４本の給電プローブと、上記給電プローブに接続されたモノパルス信号合成回路と、上記誘電体基板の他方の面に形成された放射導体、上記放射導体に接続されて上記給電プローブから給電される励振プローブとを有し、上記ラジアル導波路の中心から上記ラジアル導波路内における伝搬波長の概略半波長の間隔で並ぶ同心円上に複数配列され、上記各同心円上の放射導体間の位相が等しくなるように互いに逆向きに配置された素子アンテナと、上記ラジアル導波路の中心部に配置され、上記各給電プローブ間を遮蔽する導体壁とを備えたことを特徴とするモノパルスアンテナ装置。

【請求項２】

上記素子アンテナと同じ構成の第二の素子アンテナを上記ラジアル導波路の中心に配置したことを特徴とする請求項１記載のモノパルスアンテナ装置。

【請求項３】

上記導体壁は十字型であることを特徴とする請求項１もしくは請求項２記載のモノパルスアンテナ装置。

【請求項４】

上記十字型の導体壁は上記第二の素子アンテナと干渉しないように切り欠き溝が設けられたことを特徴とする請求項３記載のモノパルスアンテナ装置。

【請求項５】
上記導体壁は複数の導体棒から成ることを特徴とする請求項１もしくは請求項２記載のモノパルスアンテナ装置。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
この発明は通信用、レーダ用等に用いるアレーアンテナ、特に和パターン、水平方向差パターン、垂直方向差パターンの３種類のモノパルスパターンを励振することができるラジアル導波路給電モノパルス平面アレーアンテナに関するものである。
【０００２】
【従来の技術】
図１１は例えば１９９３年電子情報通信学会秋季全国大会講演論文集Ｂ－６５に示された従来のラジアル導波路給電モノパルス平面アレーアンテナ（以下モノパルスアンテナ装置と呼ぶ）の一例の構成図であり、図１１（ａ）は上面図、図１１（ｂ）は下面図、図１１（ｃ）は図１１（ａ）のＡ－Ａ断面図である。図において１は誘電体基板、２は誘電体基板１の下面に銅箔等の金属を用いて形成される地導体、３は誘電体基板１の上面に銅箔等の金属を用いて形成される矩形の放射導体、４は前記地導体２と平行に対向配置された円形導体板と環状の外周壁からなるシャシであり、このシャシ４と前記地導体２とで囲まれる空間がラジアル導波路５である。６は放射導体３から誘電体基板１を貫通してラジアル導波路５内に突出する放射導体３の励振プローブであり、これと放射導体３、地導体２とで素子アンテナ７が構成される。８はその上に各素子アンテナ７の励振プローブ６が配置される誘電体基板１の中心点を中心とする仮想の円心円群であり、８ａが内側から数えて奇数番目の円、８ｂが内側から数えて偶数番目の円である。円８ａ上に配設される放射導体３と円８ｂ上に配設される放射導体３とでは放射導体３に対する励振プローブ６の接続位置がＹ軸の方向に逆向きに設定される。９は外部からシャシ４を貫通してラジアル導波路５内に突出するラジアル導波路５の給電プローブである。ここで番号１から９までの要素によって構成される部位をラジエータ部１０と称する。また１１は例えば平衡型ストリップ線路等によって形成されたモノパルス信号合成回路であり、１２，１３はそれぞれモノパルス信号合成回路１１を構成するシャシ及び内部導体、１４ａ，１４ｂ，１４ｃはそれぞれ和信号端子、水平方向差信号端子、垂直方向差信号端子、１４ｄは通常は使用されることのないダミー端子である。図１２（ａ）はラジアル導波路５の内部から誘電体基板１側を見た図、図１２（ｂ）はラジアル導波路５の内部からシャシ４の円形導体板側を見た図である。円８ａと円８ｂとの間隔ｄ１，ｄ２，・・・は使用周波数におけるラジアル導波路５内の伝搬波長換算で概略半波長に設定され、各円上での励振プローブ６の周方向配列間隔は等間隔に設定される。給電プローブ９はシャシ４の底面である円形導体板の中心に対し点対称に４本配置される。図１３はモノパルス信号合成回路の内部系統図であり、１５－１，１５－２，１５－３，１５－４はその出力端子、１６－１，１６－２，１６－３，１６－４はモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから入力された信号を所定の振幅、位相比で分配、合成する９０°ハイブリッド、１７－１，１７－２，１７－３は９０°ハイブリッドの出力信号に所定の位相差を付加するための遅延線路である。図１４は上記モノパルス信号合成回路１１の入出力端子の組み合わせに対する分配振幅、位相ダイアグラムである。
【０００３】
図１５は従来のモノパルスアンテナ装置の別の例におけるモノパルス信号合成回路１１の内部系統図であり、番号１４，１５は図１３におけるのと同様のものである。１８－１，１８－２，１８－３，１８－４はモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから入力された信号の所定の振幅、位相比で分配、合成する１８０°ハイブリッドである。図１６は上記モノパルス信号合成回路１１の入出力端子の組み合わせに対する分配振幅、位相ダイアグラムである。この例においても構成図図１１、図１２は前述の例と共通に適用される。

【０００４】
次に、素子アンテナ７から空間へのラジアル導波路５内の径方向の電力減衰を無視し、さらに各素子アンテナ７間の空間上での相互結合と、及び給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４間のラジアル導波路５内での相互結合も無視した近似モデルによりアンテナの動作原理を説明する。なお相互結合とは、複数個の素子アンテナやプローブ等が空間を介して互いに電磁エネルギーを移行しあう現象のことである。ｊ番目（ｊ＝１，２，３，４）のラジアル導波路給電プローブ９からｉ番目の素子アンテナ励振プローブ６（ｉ＝１，２，・・・ｎ、ｎは素子アンテナ数）への結合量Ｓijは“数１”、“数２”、“数３”で近似的に表すことができる。

【０００５】
【数１】

$$S_{ij} \fallingdotseq C_0 Z_{ij}$$

【０００６】
【数２】

$$C_0 = \frac{2/Z_0}{(1+Z_{jj}/Z_0)(1+Z_{ii}/Z_0)}$$

【０００７】
【数３】

$$Z_{ij} \fallingdotseq \frac{\eta}{4kh} J_0(ka_j) J_0(ka_i) H_0^{(2)}(k\rho) \tan\frac{kl_j}{2} \tan\frac{kl_i}{2}$$

【０００８】
“数２”におけるＺii、Ｚjjはそれぞれｉ番目の素子アンテナ励振プローブ６の自己インピーダンス、ｊ番目のラジアル導波路給電プローブ９の自己インピーダンス、Z_0 はラジアル導波路５の特性インピーダンス、ｋはラジアル導波路５内の伝搬定数、J_0（ｘ）、J_1（ｘ）、H_0（ｘ）は円筒関数、ηは空間インピーダンス（η＝１２０π）である。その他のパラメータは図１１、図１２内で定義されている。各ラジアル導波路給電プローブ９の励振係数をI_1，I_2，I_3，I_4 とすると、ｉ番目の素子アンテナ７の励振係数 D_i は“数４”で表される。

【０００９】
【数４】

$$D_i = \sum_{j=1}^{4} (I_j S_{ij})$$

【００１０】
ここで図１３の系統図に示すモノパルス信号合成回路１１の和信号端子１４ａから信号を入力した場合は、図１４に示すとおり４つの出力端子１５－１，１５－２，１５－３，１

５－４の励振位相は同相、励振振幅は等振幅となる。これにより出力端子と直接接続されたラジアル導波路５の給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４は等振幅、等位相励振される。この場合“数４”の各I_jは$I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I$と考えられる。このとき$D_i$は“数５”、“数６”で表される形となる。

【００１１】

【数５】

$$D_i \fallingdotseq C_1 J_0(kd) H_0^{(2)}(k\rho) + O((kd)^4)$$

【００１２】

【数６】

$$C_1 = \frac{IC_0\eta}{kh} J_0(ka_j) J_0(ka_i) H_0^{(2)}(k\rho) \tan\frac{kl_j}{2} \tan\frac{kl_i}{2}$$

【００１３】

ラジアル導波路給電プローブ９のラジアル導波路５の中心からの距離ｄがラジアル導波路５内の伝搬波長λと比べて概略λ／３以下（例えばλ／４）になれば、円８上にある素子アンテナ７から放射される電界がＸ軸からの角度Φに従って位相ずれを起こし、場合によっては励振しなくなるような振幅の波打つ現象を無視できるので、素子アンテナ励振プローブ６の径方向配列間隔がラジアル導波路５内の伝搬波長換算で概略半波長であること、円８ａ上の素子アンテナ放射導体３と円８ｂ上の素子アンテナ放射導体３とが上下方向に逆向きであることにより“数５”で表される全ての素子アンテナ７の励振係数D_i（ｉ＝１～ｎ）の位相は等しくなる。これにより電界ベクトルの方向が図６（ａ）に示すＹ軸方向に向いた直線偏波のモノパルス和パターンが得られる。また各素子アンテナ７の励振振幅は各放射導体３に接続される励振プローブ６の長さL_iと半径a_iを変えることで調整できる。通常は共通の円８上に配設される全ての励振プローブ６についてはL_iとa_iとを共通とすることで軸対称な励振振幅分布が得られるようにする。励振振幅分布を一様分布とするようL_iとa_iを決定することも可能であり、この場合はモノパルス和パターン形成時に最も高い開口能率、アンテナ利得が得られる。

【００１４】

次に図１３に示すモノパルス信号合成回路１１の水平方向差信号端子１４ｂから信号を入力した場合は、図１４に示すとおり４つの出力端子の励振位相は２つずつ逆位相、励振振幅は等振幅となる。これにより出力端子と直接接続されたラジアル導波路５の給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４も同様の相対振幅、位相で励振される。この場合“数４”の各I_jは$I_1 = -I_2 = -I_3 = I_4 = I$と考えてよい。このとき$D_i$は“数７”のようになる。

【００１５】

【数７】

$$D_i \fallingdotseq \sqrt{2} \times C_1 J_1(kd)\ H_1^{(2)}(k\rho) \cos\Phi + O((kd)^3)$$

【００１６】

次に図１３に示すモノパルス信号合成回路１１の垂直方向差信号端子１４ｃから信号を入

力した場合は、図１４に示すとおり４つの出力端子の励振位相は２つずつ逆位相、励振振幅は等振幅となる。これにより出力端子と直接接続されたラジアル導波路５の給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４も同様の相対振幅、位相で励振される。この場合“数４”の各I_jは$I_1 = I_2 = -I_3 = -I_4 = I$と考えてよい。

【００１７】

ここで各モノパルス信号端子から見た反射係数はＳマトリクス解法を用いて以下のように導出できる。まず図１８のようにアンテナをモノパルス信号合成回路１１とラジエータ１０との縦続接続で表す。図においてS_mはモノパルス信号合成回路１１のＳマトリクス、S_rはラジエータ１０のＳマトリクスである。ここでラジアル導波路５から素子アンテナ７を介して空間を見たインピーダンスは整合が取れているものと仮定する。a_1，a_2，・・・，a_8は各端子への入力信号、b_1，b_2，・・・，b_8は各端子からの出力信号である。給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４はラジアル導波路５内に近接配置されているのでプローブ間の相互結合が起きる。図１９はこの概念を示す図であり、Ｂは隣接するプローブ間の結合、Ｃは対角線上にある２つのプローブ間の結合を表す。配置は点対称形であるからＳマトリクスS_rは“数８”のように表すことができる。

【００１８】

【数８】

$$\$_r = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & S_b \\ S_b & S_a & S_b & S_c \\ S_c & S_b & S_a & S_b \\ S_b & S_c & S_b & S_a \end{bmatrix}$$

【００１９】

“数８”においてS_aは各給電プローブの自己反射係数、S_bは隣接給電プローブ間の相互結合係数、S_cは対角線方向にある給電プローブ間の相互結合係数である。モノパルス信号合成回路１１は図１３に示すような回路要素によって構成される８端子回路網であり、そのＳマトリクス表示は“数９”となる。

【００２０】

【数９】

$$\$_m=\begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} & S_{17} & S_{18} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} & S_{27} & S_{28} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} & S_{37} & S_{38} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} & S_{47} & S_{48} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} & S_{57} & S_{58} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} & S_{67} & S_{68} \\ S_{71} & S_{72} & S_{73} & S_{74} & S_{75} & S_{76} & S_{77} & S_{78} \\ S_{81} & S_{82} & S_{83} & S_{84} & S_{85} & S_{86} & S_{87} & S_{88} \end{bmatrix}$$

$$=\begin{bmatrix} \$_{m1} & \$_{m2} \\ \$_{m3} & \$_{m4} \end{bmatrix}$$

【００２１】
無反射、入力端子間及び出力端子間の減結合量が無限大、かつ分配振幅、位相誤差なしの理想的なモノパルス信号合成回路においては、線路損失を無視すると“数９”の行列要素は“数１０”、“数１１”、“数１２”のように表示できる。

【００２２】
【数１０】

$$\$_{m1}=\$_{m4}=0$$

【００２３】
【数１１】

$$\$_{m3}=\begin{bmatrix} -1/2 & -1/2 & -1/2 & -1/2 \\ -j/2 & -j/2 & j/2 & j/2 \\ j/2 & -j/2 & -j/2 & j/2 \\ -1/2 & 1/2 & -1/2 & 1/2 \end{bmatrix}=(-1/2)\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ j & j & -j & -j \\ -j & j & j & -j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

【００２４】
【数１２】

$$\$_{m2}=\begin{bmatrix} -1/2 & -j/2 & j/2 & -1/2 \\ -1/2 & -j/2 & -j/2 & 1/2 \\ -1/2 & j/2 & -j/2 & -1/2 \\ -1/2 & j/2 & j/2 & 1/2 \end{bmatrix} =(-1/2)\begin{bmatrix} 1 & j & -j & 1 \\ 1 & j & j & -1 \\ 1 & -j & j & -1 \\ 1 & -j & -j & -1 \end{bmatrix}$$

【００２５】
図１３の回路に適用される回路網方程式は“数１３”である。
【００２６】
【数１３】

$$\mathbf{b}=\$_m\mathbf{a}$$

ここで $\mathbf{b}=\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \\ b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix}$ $\mathbf{a}=\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \\ a_5 \\ a_6 \\ a_7 \\ a_8 \end{bmatrix}$

【００２７】
和信号端子１４ａの反射係数Γ_Σは"数１４"である。
【００２８】
【数１４】

$$\Gamma_\Sigma=b_5/a_5$$

【００２９】
ここで各出力端子１５－１，１５－２，１５－３，１５－４への入力波a_1，a_2，a_3，a_4はモノパルス信号合成回路１１からラジエータ１０への出力波b_1，b_2，b_3，b_4により生成されるものであり、さらにラジエータ１０への出力波b_1，b_2，b_3，b_4は和信号端子１４ａへの入力波a_5により生成されるものである。この関係を式で表示すると“数１５”のようになる。
【００３０】
【数１５】

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \$_r \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \$_r \begin{bmatrix} S_{51} \\ S_{52} \\ S_{53} \\ S_{54} \end{bmatrix} a_5 = a_5 \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & S_b \\ S_b & S_a & S_b & S_c \\ S_c & S_b & S_a & S_b \\ S_b & S_c & S_b & S_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{51} \\ S_{52} \\ S_{53} \\ S_{54} \end{bmatrix}$$

【００３１】
“数１３”に適用されるａの要素のうちa_1，a_2，a_3，a_4は“数１６”のように表示される。
【００３２】
【数１６】

$$a_1 = (S_{51}S_a + S_{52}S_b + S_{53}S_c + S_{54}S_b) \cdot a_5$$

$$a_2 = (S_{51}S_b + S_{52}S_a + S_{53}S_b + S_{54}S_c) \cdot a_5$$

$$a_3 = (S_{51}S_c + S_{52}S_b + S_{53}S_a + S_{54}S_b) \cdot a_5$$

$$a_4 = (S_{51}S_b + S_{52}S_c + S_{53}S_b + S_{54}S_a) \cdot a_5$$

【００３３】
また信号入力ポートが和信号入力端子１３ａで、その他の入力端子１３ｂ，１３ｃ，１３ｄは無反射終端されるという条件から“数１７”が成り立つ。
【００３４】
【数１７】

$$a_5 = 1 \quad , \quad a_6 = a_7 = a_8 = 0$$

【００３５】
したがって“数１４”の反射係数は“数１８”となる。
【００３６】
【数１８】

$$\Gamma_\Sigma = b_5 = S_{51}a_1 + S_{52}a_2 + S_{53}a_3 + S_{54}a_4 + S_{55}$$

【００３７】
“数１８”に“数１６”を代入することにより“数１９”で表現される一般式が導出される。
【００３８】
【数１９】

$$\Gamma_{\Sigma} = S_{51}(S_{51}S_a + S_{52}S_b + S_{53}S_c + S_{54}S_b) + S_{52}(S_{51}S_b + S_{52}S_a + S_{53}S_b + S_{54}S_c) + S_{53}(S_{51}S_c + S_{52}S_b + S_{53}S_a + S_{54}S_b) + S_{54}(S_{51}S_b + S_{52}S_c + S_{53}S_b + S_{54}S_a) + S_{55}$$

【００３９】
ここでモノパルス信号合成回路１１が前述のような理想的な特性を有する場合は“数１９”に対して“数１０”、“数１１”から求まる“数２０”の条件を適用できる。
【００４０】
【数２０】

$$S_{55}=0、\quad S_{51}=S_{52}=S_{53}=S_{54}=-1/2$$

【００４１】
これにより“数１９”は“数２１”のように書き換えられる。
【００４２】
【数２１】

$$\Gamma_{\Sigma}=-1/2\times(-1/2)\times(S_a+2S_b+S_c)\times 4 = S_a+2S_b+S_c$$

【００４３】
次に水平方向差信号端子１４ｂの反射係数Γ_{AZ}は“数２２”で表される。
【００４４】
【数２２】

$$\Gamma_{AZ}=b_6/a_6$$

【００４５】
以下和信号端子１４ａにおけるのと同様に式を展開すると“数２３”、“数２４”が得られる。
【００４６】
【数２３】

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \$_r \cdot \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \$_r \begin{bmatrix} S_{61} \\ S_{62} \\ S_{63} \\ S_{64} \end{bmatrix} a_6 = a_6 \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & S_b \\ S_b & S_a & S_b & S_c \\ S_c & S_b & S_a & S_b \\ S_b & S_c & S_b & S_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{61} \\ S_{62} \\ S_{63} \\ S_{64} \end{bmatrix}$$

【００４７】
【数２４】

$$a_1 = (S_{61}S_a + S_{62}S_b + S_{63}S_c + S_{64}S_b)\, a_6$$

$$a_2 = (S_{61}S_b + S_{62}S_a + S_{63}S_b + S_{64}S_c)\, a_6$$

$$a_3 = (S_{61}S_c + S_{62}S_b + S_{63}S_a + S_{64}S_b)\, a_6$$

$$a_4 = (S_{61}S_b + S_{62}S_c + S_{63}S_b + S_{64}S_a)\, a_6$$

【００４８】
信号入力ポートが水平方向差信号入力端子１４ｂで、その他の入力端子１４ａ，１４ｃ，１４ｄは無反射終端されるという条件から“数２５”が成り立つ。
【００４９】
【数２５】

$$a_6 = 1 \quad , \quad a_5 = a_7 = a_8 = 0$$

【００５０】
したがって“数２２”の反射係数は“数２６”となり、“数２６”に“数２４”を代入することにより一般式“数２７”が導出される。
【００５１】
【数２６】

$$\Gamma_{AZ} = b_6 = S_{61}a_1 + S_{62}a_2 + S_{63}a_3 + S_{64}a_4 + S_{66}$$

【００５２】
【数２７】

$$\Gamma_{AZ} = S_{61}(S_{61}S_a + S_{62}S_b + S_{63}S_c + S_{64}S_b) + S_{62}(S_{61}S_b + S_{62}S_a + S_{63}S_b + S_{64}S_c) + S_{63}(S_{61}S_c + S_{62}S_b + S_{63}S_a + S_{64}S_b) + S_{64}(S_{61}S_b + S_{62}S_c + S_{63}S_b + S_{64}S_a) + S_{66}$$

【００５３】
モノパルス信号合成回路１１が理想的な特性を有する場合は“数２７”に“数１０”、“数１１”を適用した“数２８”から“数２９”、“数３０”が得られる。
【００５４】
【数２８】

$$S_{66}=0、\quad S_{61}=S_{62}=-j/2、\quad S_{63}=S_{64}=j/2$$

【００５５】
【数２９】

$$\begin{aligned}\Gamma_{AZ} &= -j/2\times(-j/2)\times(S_a+S_b-S_c-S_b)\\ &\quad -j/2\times(-j/2)\times(S_b+S_a-S_b-S_c)\\ &\quad +j/2\times(-j/2)\times(S_c+S_b-S_a-S_b)\\ &\quad +j/2\times(-j/2)\times(S_b+S_c-S_b-S_a)\end{aligned}$$

【００５６】
【数３０】

$$\begin{aligned}\Gamma &= -1/4\cdot\{(S_a-S_c)+(S_a-S_c)-(S_c-S_a)-(S_c-S_a)\\ &= Sc-Sa\end{aligned}$$

【００５７】
垂直方向差信号端子１４ｃの反射係数Γ_{EL}は“数３１”で表される。
【００５８】
【数３１】

$$\Gamma_{EL} = b_7 / a_7$$

【００５９】
以下和信号端子１４ａ、水平方向差信号端子１４ｂの反射係数を求めた場合と同様に式を展開すると“数３２”、“数３３”が得られる。
【００６０】
【数３２】

$$\begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{bmatrix} = \$_r \begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \$_r \begin{bmatrix} S_{71} \\ S_{72} \\ S_{73} \\ S_{74} \end{bmatrix} a_7 = a_7 \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c & S_b \\ S_b & S_a & S_b & S_c \\ S_c & S_b & S_a & S_b \\ S_b & S_c & S_b & S_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{71} \\ S_{72} \\ S_{73} \\ S_{74} \end{bmatrix}$$

【００６１】
【数３３】

$$a_1 = (S_{71}S_a + S_{72}S_b + S_{73}S_c + S_{74}S_b)\, a_7$$

$$a_2 = (S_{71}S_b + S_{72}S_a + S_{73}S_b + S_{74}S_c)\, a_7$$

$$a_3 = (S_{71}S_c + S_{72}S_b + S_{73}S_a + S_{74}S_b)\, a_7$$

$$a_4 = (S_{71}S_b + S_{72}S_c + S_{73}S_b + S_{74}S_a)\, a_7$$

【００６２】
信号入力ポートが垂直方向差信号入力端子１４ｃで、その他の入力端子１４ａ，１４ｂ，１４ｄは無反射終端されるという条件から“数３４”が成り立つ。
【００６３】
【数３４】

$$a_7 = 1 \quad , \quad a_5 = a_6 = a_8 = 0$$

【００６４】
したがって“数３１”の反射係数は“数３５”となり、“数３５”に“数３３”を代入することにより一般式“数３６”が導出される。
【００６５】
【数３５】

$$\Gamma_{EL} = b_7 = S_{71}a_1 + S_{72}a_2 + S_{73}a_3 + S_{74}a_4 + S_{77}$$

【００６６】
【数３６】

$$\Gamma_{EL} = S_{71}(S_{71}S_a + S_{72}S_b + S_{73}S_c + S_{74}S_b) + S_{72}(S_{71}S_b + S_{72}S_a + S_{73}S_b + S_{74}S_c) + S_{73}(S_{71}S_c + S_{72}S_b + S_{73}S_a + S_{74}S_b) + S_{74}(S_{71}S_b + S_{72}S_c + S_{73}S_b + S_{74}S_a) + S_{77}$$

【００６７】
モノパルス信号合成回路１１が理想的な特性を有する場合は“数３６”に“数１０”、“数１１”を適用した“数３７”から“数３８”、“数３９”が得られる。
【００６８】
【数３７】

$$S_{77}=0、\quad S_{71}=S_{74}=j/2、\quad S_{72}=S_{73}=-j/2$$

【００６９】
【数３８】

$$\begin{aligned}\Gamma_{EL} &= +j/2\times j/2\times(S_a-S_b-S_c+S_b)\\ &\quad -j/2\times j/2\times(S_b-S_a-S_b+S_c)\\ &\quad -j/2\times j/2\times(S_c-S_b-S_a+S_b)\\ &\quad +j/2\times j/2\times(S_b-S_c-S_b+S_a)\end{aligned}$$

【００７０】
【数３９】

$$\Gamma_{EL} = -1/4\left\{(S_a-S_c)-(S_c-S_a)-(S_c-S_a)+(S_a-S_c)\right\} = S_c-S_a$$

【００７１】
以上によりモノパルス信号合成回路１１に４本の給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４を介してラジアル導波路給電のラジエータ１０が接続された場合の和信号端子１４ａ、水平方向差信号端子１４ｂ及び垂直方向差信号端子１４ｃから見た反射係数の一般式が“数１９”、“数２７”、“数３６”と導かれる。さらにこのモノパルス信号合成回路１１が理想的な特性を有する場合の上記それぞれの端子から見た反射係数は“数２１”、“数３０”、“数３９”と求まる。“数３０”と“数３９”から水平方向差信号端子１４ｂの反射係数と垂直方向差信号端子１４ｃの反射係数は等しい。ここで“数４０”で表される完全整合のための条件を求める。
【００７２】
【数４０】

$$\Gamma_{\Sigma}=\Gamma_{AZ}=\Gamma_{EL}=0$$

【００７３】
“数３０”あるいは“数３９”から、$\Gamma_{AZ}=0$あるいは$\Gamma_{EL}=0$のためには“数４１”が成り立っている必要がある。
【００７４】
【数４１】

$$S_c=S_a$$

【００７５】
“数４１”を“数２１”に代入すると“数４２”となる。
【００７６】
【数４２】

$$\Gamma_{\Sigma}=S_a+2S_b+S_a=2(S_a+S_b)$$

【００７７】
よって$\Gamma_{\Sigma}=0$のためには"数４３"が成立している必要がある。
【００７８】
【数４３】

$$S_b=-S_a$$

【００７９】
“数４１”、“数４３”が同時に満たされれば全てのモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見てインピーダンス整合が成り立つことになる。完全整合が実現し得ない場合は整合素子を付加してインピーダンス整合を取ることが必要となるが、この場合和信号端子１４ａと水平方向信号端子１４ｂ及び垂直方向差信号端子１４ｃが全て共通に整合されるためには、これらの端子の整合前の反射係数が等しくなければならない。これを定式化すると“数４４”となる。
【００８０】
【数４４】

$$\Gamma_{\Sigma}=\Gamma_{AZ}=\Gamma_{EL}$$

【００８１】
“数２１”、“数３０”を“数４４”に代入して得られる結果は“数４３”である。完全整合が成立しなくても“数４３”の条件が満たされれば“数４５”が成立し、インピーダンス整合素子の付加により３つのモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃの同時整合が実現できる。即ち、各給電プローブの自己反射係数と隣接給電プローブ間の相互結合係数が等振幅、逆位相の関係にあればよいということになる。
【００８２】
【数４５】

$$\Gamma_{\Sigma}=\Gamma_{AZ}=\Gamma_{EL}=Sc-Sa$$

【００８３】
次に構成図が図１５で表されるモノパルス信号合成回路１１をその構成要素として持つ別の従来例について考える。この場合も系統図としては図１８が、ラジアル導波路給電プローブ間相互結合の概念図としては図１９が共通に用いられる。前例における“数１１”の代わりにS_{m3}の表示式は“数４６”となる。
【００８４】
【数４６】

$$\$'_{m3}=\begin{bmatrix} 1/2 & 1/2 & 1/2 & 1/2 \\ -1/2 & -1/2 & 1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 & -1/2 & 1/2 \\ 1/2 & -1/2 & 1/2 & -1/2 \end{bmatrix}=(-1/2)\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$$

【００８５】
この場合各モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃの反射係数の表示式は“数２１”、“数３０”、“数３９”の換わりに“数４７”、“数４８”、“数４９”となる。
【００８６】
【数４７】

$$\Gamma'_{\Sigma}=S_a+2S_b+S_c=\Gamma_{\Sigma}$$

【００８７】
【数４８】

$$\begin{aligned}\Gamma'_{AZ}&=-1/2\times1/2\times(-S_a-S_b+S_c+S_b)\\&\quad-1/2\times1/2\times(-S_b-S_a+S_b+S_c)\\&\quad+1/2\times1/2\times(-S_c-S_b+S_a+S_b)\\&\quad+1/2\times1/2\times(-S_b-S_c+S_b+S_a)\\&=S_a-S_c=-\Gamma_{AZ}\end{aligned}$$

【００８８】
【数４９】

$$\Gamma'_{EL}$$
$$=+1/2\times1/2\times(S_a-S_b-S_c+S_b)$$
$$-1/2\times1/2\times(S_b-S_a-S_b+S_c)$$
$$-1/2\times1/2\times(S_c-S_b-S_a+S_b)$$
$$+1/2\times1/2\times(S_b-S_c-S_b+S_a)$$
$$=S_a-S_c=\Gamma'_{AZ}=-\Gamma_{EL}$$

【００８９】
“数４８”、“数４９”を“数３０”と“数３９”と比較すると第二の従来例においては、第一の従来例に比して差信号端子１４ｂ，１４ｃの反射係数の符号が反転していることがわかる。完全整合の条件は第一の従来例におけるのと同じく“数４１”、“数４３”であるが、全てのモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見た反射係数$\Gamma\Sigma$、Γ_{AZ}、Γ_{EL}が等しくなる（“数４４”が成立する）ための条件は第一の従来例における“数４３”の替わりに“数４７”と“数４８”から得られる“数５０”、“数５１”となる。
【００９０】
【数５０】

$$S_a+2S_b+S_c=S_a-S_c$$

【００９１】
【数５１】

$$S_b=-S_c$$

【００９２】
即ち隣接給電プローブ間の相互結合係数と対角線上のプローブ間の相互結合係数等が等振幅、逆位相の関係にあればよいということになる。
【００９３】
【発明が解決しようとする課題】
従来のモノパルスアンテナ装置は以上のような構成、動作原理となっていた。動作原理上良好なラジエータ開口面分布を得るためには４本のラジアル導波路給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４は十分近接して点対称に配置する必要があり、その結果給電プローブ間の相互結合が大きくならざるを得なかった。“数２１”、“数３０”、“数３９”あるいは“数４７”、“数４８”、“数４９”に示したとおり、この相互結合が大きいと例えば“数４３”あるいは“数５１”が成立しなくなり、モノパルス和信号端子１４ａの反射係数とモノパルス差信号端子１４ｂ，１４ｃの反射係数との差異が大きくなって、いずれかの端子（例えば和信号端子）の反射係数に着目してインピーダンス整合を行ったとしても別の端子（例えば差信号端子）から見た反射係数を小さく抑えることは難しかった。その結果和信号端子１４ａから見た反射は小さいが差信号端子１４ｂ，１４ｃから見た反射が大きいというような状況が発生した。またインピーダンス整合に当たり、モノパルス信号合成回路１１の内部等に大きなリアクタンス性の整合素子を付加する必要が生じやすく、そのため整合可能な周波数帯域が著しく限定されていた。
【００９４】

従来のモノパルスアンテナ装置は以上のように３種のモノパルス信号端子の同時インピーダンス整合が難しく、図２０に例として示すようにモノパルス和パターンのレベルとモノパルス差パターンのレベルの差が著しく大きいアンテナになるという問題点があった（モノパルス差パターンの低下は、相対振幅の最大が－３ｄＢ程度であることが望ましいが、図２０では－１２ｄＢ程度に低下している。）。このため、例えばモノパルスアンテナ装置を移動体の追尾アンテナとして用いる場合、放射パターンのレベルが低いと、Ｓ／Ｎ比が劣化し、相対的にノイズレベルが大きくなるため、モノパルス追尾の精度が悪かった。また強制的に外部整合素子によりインピーダンス整合を取った結果として狭帯域でしか高利得な性能が得られにくいアンテナとなるという問題点があった。

【００９５】

本発明に係わるモノパルスアンテナ装置は上記のような問題を解決するためになされたもので、３種のモノパルス信号端子の同時インピーダンス整合が容易で、かつ広帯域で高利得な性能が得られるモノパルスアンテナ装置を得ることを目的とする。

【００９６】

【課題を解決するための手段】

この第１の発明に係るモノパルスアンテナ装置はラジアル導波路の中心部に４本のラジアル導波路給電プローブ間を遮蔽する導体壁を設けたものである。

【００９７】

また、第２の発明に係るモノパルスアンテナ装置は上記ラジアル導波路の中心部に第二の素子アンテナを付加したものである。

【００９８】

また、第３の発明に係るモノパルスアンテナ装置は第一の発明の導体壁を十字型にしたものである。

【００９９】

また、第４の発明に係るモノパルスアンテナ装置は上記第二の素子アンテナと干渉しないように切り欠き溝を設けたものである。

【０１００】

さらにまた、第５の発明に係るモノパルスアンテナ装置は上記導体壁を複数の導体棒で構成したものである。

【０１０１】

【発明の実施の形態】

実施の形態１.

図１は本発明の実施の形態１を示すモノパルスアンテナ装置の構成図であり、図１（ａ）は上面図、図１（ｂ）は図１（ａ）のＡ－Ａ断面図である。また図２（ａ）はラジアル導波路５の内部から誘電体基板１側を見た図、図２（ｂ）はラジアル導波路５の内部からシャシ４の円形導体板側を見た図である。図において１～１３は図１１と同様のものである。１９はラジアル導波路の中央部に４本の給電プローブ９を遮蔽する形で設置された十字型のアルミ、銅等の導体壁である（なお、十字型導体壁１ａは遮蔽効果があれば十字型でなくてもひし形や丸等でもよい。）。本形態に用いられるモノパルス信号合成回路１１はその内部系統図が図１３で与えられるような９０°ハイブリッド１６と遅延線路１７によって構成される方式のものである。

【０１０２】

従来例と同様に素子アンテナ励振プローブ６はラジエータ開口中心からの半径が動作周波数におけるラジアル導波路５内伝搬波長の大略１／２の間隔で広がる同心円上に周方向等間隔で配設されており、内側から数えて奇数番目の仮想配列円８ａ上の励振プローブ６に接続される放射導体３と、内側から数えて偶数番目の仮想配列円８ｂ上の励振プローブ６に接続される放射導体３とではその向きが上下方向に逆向きになっている。また４本の給電プローブ９はラジアル導波路５の中央部に点対称に十分近接して配置されている。このことからモノパルス信号合成回路１１の和信号端子１４ａから信号入力を行い４本の給電プローブ９を同相かつ等振幅励振した場合には全ての素子アンテナ７が同相励振されてモ

ノパルス和パターンが得られ、モノパルス信号合成回路１０の差信号端子１４ｂあるいは１４ｃから信号入力を行い、４本の給電プローブ９を等振幅かつ２本ずつ逆位相励振した場合には水平方向あるいは垂直方向のモノパルス差パターンが得られること、また励振時には全素子アンテナの励振位相が等位相となり、さらに励振プローブ６の径とラジアル導波路５への挿入長とを適切に選ぶことにより所望の開口分布が得られること、また各素子アンテナ７の励振振幅は各放射導体３に接続される励振プローブ６の長さL_iと半径a_iを変えることで調整できること等は従来の装置と同様である。

【０１０３】

従来例との違いはラジアル導波路５の中央部に設置された十字型の導体壁１９であるが、この導体壁１９は４本の給電プローブ９の間を各給電プローブが互いに見えないような状態で光学的に遮蔽しているため給電プローブ９間の相互結合は低く抑えられることは容易に理解される。各給電プローブ９－１，９－２，９－３，９－４からこの導体壁１９を隔てて直近の素子アンテナ７への結合は低減するが、電波の回折現象があるためラジアル導波路５の伝搬モードが大きく損なわれることはなく、大部分の素子アンテナ７に対しては導体壁１９がない場合とほぼ同等の励振が行われる。給電プローブ９間の相互結合に関しては概念図図３に示すように隣接する給電プローブ間の結合（経路Ａ）は十字型導体壁１９のエッジを介しての１回回折、対角線上の給電プローブ間の結合（経路Ｂ）は２回回折によることとなるため、ある程度広い周波数範囲において経路Ｂによる結合は経路Ａによる結合に比べさらに低減されほぼ無視できる程度の大きさとすることが可能である。

従来のモノパルスアンテナ装置の給電プローブ間相互結合係数の周波数特性と、本発明の実施の形態１のモノパルスアンテナ装置の給電プローブ間相互結合係数の周波数特性を図４に示す。従来例の図４（ａ）と比べて、本発明を適用した図４（ｂ）は使用周波数帯域において給電プローブ間相互結合係数が低減されており、特に対角線上の給電プローブ間で効果が著しい（隣接する給電プローブ間の相互結合係数は、従来のモノパルスアンテナ装置では最大で－１０ｄＢ程度、本発明のモノパルスアンテナ装置では最大で－２０ｄＢ程度であった。また対角線上の給電プローブ間の相互結合係数は、従来のモノパルスアンテナ装置においては最大で－７ｄＢ程度であるが、本発明のモノパルスアンテナ装置では最大で－２５ｄＢ程度であった。）。

その結果、原理式“数２１”、“数３０”、“数３９”におけるS_cの振幅が微小量となる（$|S_c| \doteqdot 0$）と考えると“数２１”、“数３０”、“数３９”より各モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見た反射係数は“数５２”となる。

【０１０４】

【数５２】

$$\Gamma_{\Sigma} \fallingdotseq S_a + 2S_b$$

$$\Gamma_{AZ} \fallingdotseq \Gamma_{EL} \fallingdotseq -S_a$$

【０１０５】

“数５２”におけるS_a即ち給電プローブ９からラジエータ１０を見た自己反射係数は給電プローブ９の長さL_i、半径a_i、ラジアル導波路中心からの距離ｄ、及び十字型導体壁１９の幅Ｗを適切に選ぶことにより比較的容易にその振幅$|S_a|$を小さく抑えることができる。$|S_a| \doteqdot 0$が達成されれば各モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見た反射係数は“数５３”となる。

【０１０６】

【数５３】

$$\Gamma'_{\Sigma} \fallingdotseq 2S_b$$

$$\Gamma'_{AZ} \fallingdotseq \Gamma'_{EL} \fallingdotseq 0$$

【０１０７】
図３に示すように十字型導体壁１９の効果により隣接する給電プローブ９間の結合数S_bもその振幅｜S_b｜は相当量低減されることとなるので、結果として自己反射係数S_aに着目したインピーダンス整合措置を施すのみで全てのモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見た反射係数を低減することが可能となる。和信号端子１４ａのインピーダンス整合を最重要ととらえ、これに着目して反射を低減しようとする場合は“数４３”が整合条件式となるが、｜S_b｜が低く抑えられているため十字型導体壁１９のない場合に比較するとこの実現も容易である。給電プローブ９の長さL_i、半径a_i、ラジアル導波路中心からの距離ｄ、及び十字型導体板１９の幅Ｗの選択のみでは整合が取れず、モノパルス信号合成器１１の内部導体１３等に整合素子を付加してインピーダンス整合を取る場合でも、｜S_b｜が小さいことから付加するリアクタンス量は小さくて済み、元々の反射とそれを相殺する整合素子の反射の周波数特性も緩やかなカーブになるため、外部インピーダンス整合による狭帯域化を最小限に抑えることができる。また、図１７は本発明の実施の形態に基づいて実施されたモノパルス和パターンと水平方向モノパルス差パターンの形成例を示すものである。図において、相対振幅の最大が－３ｄＢ程度となり、図２０と比べてモノパルス差パターンの低下がかなり改善されている。

【０１０８】
実施の形態２．
実施の形態２の適用対象となるモノパルスアンテナはその構成要素であるモノパルス信号合成器１１がその内部系統図が図１５で与えられるような１８０°ハイブリッド１８によって構成される方式のものである。適用した手段は実施の形態１と同じくラジアル導波路５内への十字型導体壁１９の設置であり、その構成図は実施の形態１と同様図１、図２である。この方式のモノパルス信号合成回路１１を用いた場合の各モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃから見た反射係数の表示式は“数４７”、“数４８”、“数４９”であるが、実施の形態１におけるのと同様に上式においてS_cの振幅が微小量となる（｜S_c｜　０）と考えると“数５４”となる。

【０１０９】
【数５４】

$$\Gamma'_{\Sigma} \fallingdotseq S_a + 2S_b$$

$$\Gamma'_{AZ} \fallingdotseq \Gamma'_{EL} \fallingdotseq S_a$$

【０１１０】
実施の形態１におけるのと同じく｜S_a｜　０の実現が容易とすると、この場合も共通に“数５３”が成り立ち、｜S_b｜も小さいことから全モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃの反射低減が和信号端子１４ａのインピーダンス整合措置のみでほぼ達成できる。また和信号端子１４ａの反射を０とする条件が“数４３”であることも実施の形態１と同じであり｜S_b｜が小さいことからこれも容易である。次に全てのモノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃの反射係数を等しくする条件は“数５４”で$\Gamma\Sigma = \Gamma_{AZ} = \Gamma_{EL}$と置くことにより$S_b = 0$であることがわかる。｜$S_b$｜が小さいことからこの条件はほぼ

達成されており、特に対策を講じなくとも十字型導体壁１９の設置のみで全モノパルス信号端子１４ａ，１４ｂ，１４ｃの反射の均一化が図られていることになる。なお、十字型導体壁１９は遮蔽効果があれば十字型でなくてもひし形や丸等でもよい。

【０１１１】

実施の形態３．

図５は本発明の実施の形態３を示すモノパルスアンテナ装置の構成図であり、図５（ａ）は上面図、図５（ｂ）は図５（ａ）のＡ－Ａ断面図である。また図６（ａ）はラジアル導波路５の内部から誘電体基板１側を見た図、図６（ｂ）はラジアル導波路５の内部からシャシ４の円形導体板側を見た図である。図において１～１３は図１と同様のものである。２０はラジアル導波路５の中央部に４本の給電プローブ９の間を遮蔽する形で設置した上部にＶ字状の切り欠き溝を有する十字型導体壁、３ａはアンテナ開口面の中心部に新たに設置した銅箔等の金属でできた付加放射導体、６ａは上記付加放射導体３ａから誘電体基板１を貫通してラジアル導波路５の中心部、上記十字型導体壁２０のＶ字状切り欠き溝に向けて突出する付加励振プローブ、７ａは上記付加放射導体３ａ、付加励振プローブ６ａ及び地導体２とで構成される付加素子アンテナである。この実施の形態におけるモノパルスアンテナ装置に使用されるモノパルス信号合成回路１１は実施の形態１におけるのと同様図１３に示すような９０°ハイブリッド１６と遅延線路１７を用いた方式のものである。なお、十字型導体壁１９は遮蔽効果があれば十字型でなくてもひし形や丸等でもよい。

【０１１２】

本発明における導体壁２０は実施の形態１、実施の形態２における十字型導体壁１９と同様に給電プローブ９間の相互結合を低減させる働きを持つ。上部にＶ字状の切り欠きがある分若干遮蔽効果が低下するが、Ｖ字状の切り欠きを十字型導体壁１９と素子アンテナが干渉しない程度の大きさにすれば大きな影響をもたらさない。また、切り欠き溝は例えば半円のようなＶ字状以外の形状でもよい。本発明では上記切り欠き溝の存在によりラジアル導波路５の中央部に素子アンテナ励振プローブ６ａを配置する空間を確保しているので、ラジエータ開口中央部に素子アンテナ７ａを１つ配置することが可能となっている。実施の形態１、実施の形態２においては十字型導体壁１９によりラジアル導波路中央部が完全に遮蔽されており、ある給電プローブ９から中央部付近の素子アンテナ７の一部への給電は直接波ではなく回折波によって行われる。その結果中央部付近の素子アンテナ７の励振が行われにくい。そのためラジエータ中央部付近の素子アンテナ７については励振振幅が低下し、その結果ラジエータ１１を開口面として考えた場合、モノパルス和信号パターン励振時の振幅分布は図７の例に示すように開口中央部で低いものとなり、これが開口能率の低下をもたらすことになる。本発明ではラジアル導波路５の中心にその励振プローブ６ａが、ラジエータ開口の中心部にその放射導体３ａが位置する素子アンテナ７ａを備えたことにより、上記したラジエータ開口中央部における励振振幅分布の凹みを補償することが可能となり、図８の例に示すような改善された和信号パターン励振時の開口面励振分布が得られる。その結果導体壁２０の効果による給電プローブ９間の相互結合を低減しインピーダンス整合を容易とした効果に加え、利得を決定する重要な要素である開口能率の低下を解消する効果も付加されることとなり、結果として高利得のアンテナが得られるという利点を有する。

【０１１３】

実施の形態４．

実施の形態４の適用対象となるモノパルスアンテナはその構成要素であるモノパルス信号合成器１１がその内部系統図が図１５で与えられるような１８０°ハイブリッド１８によって構成される方式のものである。適用した手段は実施の形態３と同じく給電プローブ９の間へのＶ字型切り欠き溝付き十字型導体壁２０の付加及びラジエータ開口中央部への素子アンテナ７ａの付加であり、その構成図は実施の形態１と同様図５、図６である。導体壁２０の効果により給電プローブ９間の相互結合が低減され、これに伴いインピーダンス整合が容易となるとともに、開口中央部への素子アンテナ７ａの付加によりモノパルス和信号パターン励振時の開口面励振分布の凹みが低減され開口能率が向上するという効果に

ついては実施の形態３と同等である。なお、十字型導体壁１９は遮蔽効果があれば十字型でなくてもひし形や丸等でもよい。

【０１１４】

実施の形態５.

図９は本発明の実施の形態５を示すモノパルスアンテナ装置の構成図であり、図９（ａ）は上面図、図９（ｂ）は図９（ａ）のＡ－Ａ断面図である。また図１０（ａ）はラジアル導波路５の内部から誘電体基板１側を見た図、図１０（ｂ）はラジアル導波路５の内部からシャシ４の円形導体板側を見た図である。図において１～１３は図１と同様のもの、３ａ，６ａ，７ａは図５と同様のものである。２１はラジアル導波路５の内部に４本の各給電プローブ９が互いに見えないように遮蔽する形で設置した複数本の導体棒である。この実施の形態におけるモノパルスアンテナ装置に使用されるモノパルス信号合成回路１１は実施の形態１におけるのと同様図１３に示すような９０°ハイブリッド１６と遅延線路１７を用いた方式のものである。

【０１１５】

本発明における導体棒２１は実施の形態１、実施の形態２、実施の形態３、実施の形態４における十字型導体壁１９，２０と同様に給電プローブ９間の相互結合を低減させる働きを持つ。本発明では実施の形態３、実施の形態４と同様にラジアル導波路５の中央部に素子アンテナ励振プローブ６ａを配置する空間を確保しているので、ラジエータ開口中央部に素子アンテナ７ａを１つ配置することが可能となっている。導体棒２１の効果による給電プローブ９間の相互結合の低減とこれに伴うインピーダンス整合が容易となること、開口中央部への素子アンテナの付加によりモノパルス和信号パターン励振時の開口面励振分布の凹みが低減され開口能率が向上するという効果については実施の形態３と同等である。さらに導体棒２１は１本１本が独立しているので、十字型導体壁１９と比較して、例えば導体棒２１を交換可能な構造とすることにより、長さ、半径、本数、配列間隔が可変となるため、給電プローブ９の相互結合係数と反射係数を容易に調整できるという利点を有する。

【０１１６】

実施の形態６.

実施の形態６の適用対象となるモノパルスアンテナはその構成要素であるモノパルス信号合成器１１がその内部系統図が図１５で与えられるような１８０°ハイブリッド１８によって構成される方式のものである。適用した手段は実施の形態５と同じく給電プローブ９の間への複数の導体棒２１の付加及びラジエータ開口中央部への素子アンテナ７ａの付加であり、その構成図は実施の形態５と同様図９、図１０である。導体棒２１の効果による給電プローブ９間の相互結合が低減され、これに伴いインピーダンス整合が容易になるとともに、開口中央部への素子アンテナ７ａの付加によりモノパルス和信号パターン励振時の開口面励振分布の凹みが低減され開口能率が向上するという効果、さらに導体棒２１は１本１本が独立しているので、十字型導体壁１９と比較して調整が容易であるという利点については実施の形態５と同等である。

【０１１７】

【発明の効果】

この第１から第５の発明によれば、モノパルスアンテナ装置を構成するラジアル導波路の中央部に４本の各給電プローブ間を遮蔽する導体壁を設けたので、給電プローブ間の相互結合が低減され、モノパルス信号端子から見たアンテナのインピーダンス整合が容易となり、従来に比べ広い周波数帯域で高利得のモノパルスアンテナ装置が得られやすいという効果がある。

【０１１８】

また、第２、第４の発明によれば、モノパルスアンテナ装置を構成するラジアル導波路の中央部に４本の各給電プローブ間を遮蔽する、上部に切り欠き溝を有する導体壁を設け、さらにアンテナ開口面の中央部に素子アンテナを付加した構造としたので、アンテナ開口面中央部の励振振幅分布の凹みを低減することができ、第１の発明に比べ広い周波数帯域

でより高利得のモノパルスアンテナ装置が得られやすいという効果がある。

【０１１９】

さらにまた第５の発明によれば、モノパルスアンテナ装置を構成するラジアル導波路内の４本の給電プローブの中間それぞれの給電プローブ同士を遮蔽する複数の導体棒を設けたので、第１もしくは第２の発明と比較して相互結合係数の調整が容易という効果がある。

【図面の簡単な説明】

【図１】　この発明の実施の形態１、実施の形態２のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図２】　この発明の実施の形態１、実施の形態２のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図３】　この発明の実施の形態１、実施の形態２のモノパルスアンテナ装置におけるラジアル導波路給電プローブ間の相互結合の概念図である。

【図４】　従来のモノパルスアンテナ装置とこの発明の実施の形態１、実施の形態２のモノパルスアンテナ装置における給電プローブ間相互結合係数の違いの例を示す図である。

【図５】　この発明の実施の形態３、実施の形態４のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図６】　この発明の実施の形態３、実施の形態４のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図７】　この発明の実施の形態１、実施の形態２のモノパルスアンテナ装置におけるモノパルス和信号パターン励振時の開口面励振振幅分布の例を示すディスプレイ上の中間値画像である。

【図８】　この発明の実施の形態３、実施の形態４のモノパルスアンテナ装置におけるモノパルス和信号パターン励振時の開口面励振振幅分布の例を示すディスプレイ上の中間値画像である。

【図９】　この発明の実施の形態５、実施の形態６のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図１０】　この発明の実施の形態５、実施の形態６のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図１１】　従来のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図１２】　従来のモノパルスアンテナ装置を示す構成図である。

【図１３】　従来のモノパルスアンテナ装置、この発明の実施の形態１、実施の形態３、実施の形態５におけるモノパルス信号合成回路の内部系統図である。

【図１４】　従来のモノパルスアンテナ装置、この発明の実施の形態１、実施の形態３、実施の形態５におけるモノパルス信号合成回路の入出力端子の組み合わせに対する分配振幅、位相ダイアグラムである。

【図１５】　従来のモノパルスアンテナ装置の別の例、この発明の実施の形態２、実施の形態４、実施の形態６におけるモノパルス信号合成回路の内部系統図である。

【図１６】　従来のモノパルスアンテナ装置の別の例、この発明の実施の形態２、実施の形態４、実施の形態６におけるモノパルス信号合成回路の入出力端子の組み合わせに対する分配振幅、位相ダイアグラムである。

【図１７】　モノパルスアンテナ装置で実施の形態１で得られるＸ－Ｚ平面内モノパルス和信号パターン及び水平方向差信号パターンの例である。

【図１８】　モノパルスアンテナ装置の系統図である。

【図１９】　従来のモノパルスアンテナ装置におけるラジアル導波路給電プローブ間の相互結合の概念図である。

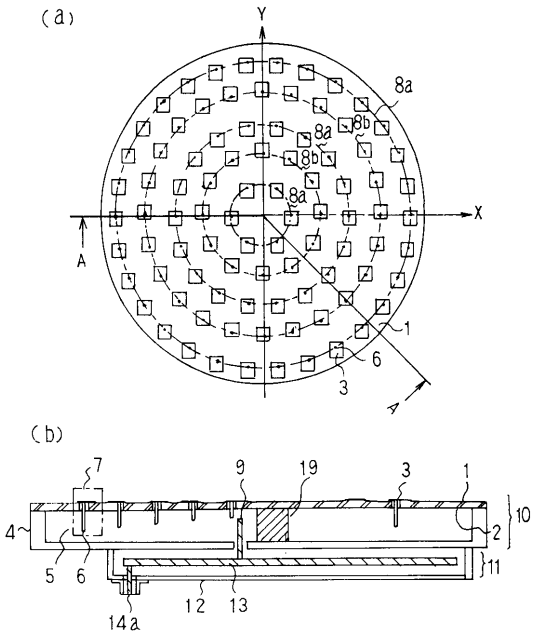
【図２０】　従来のモノパルスアンテナ装置で得られるＸ－Ｚ平面内モノパルス和信号パターン及び水平方向差信号パターンの例である。

【符号の説明】

１　誘電体基板、２　地導体、３　放射導体、３ａ　付加放射導体、５　ラジアル導波路、６　励振プローブ、６ａ　付加励振プローブ、７　素子アンテナ、７ａ　付加素子アン

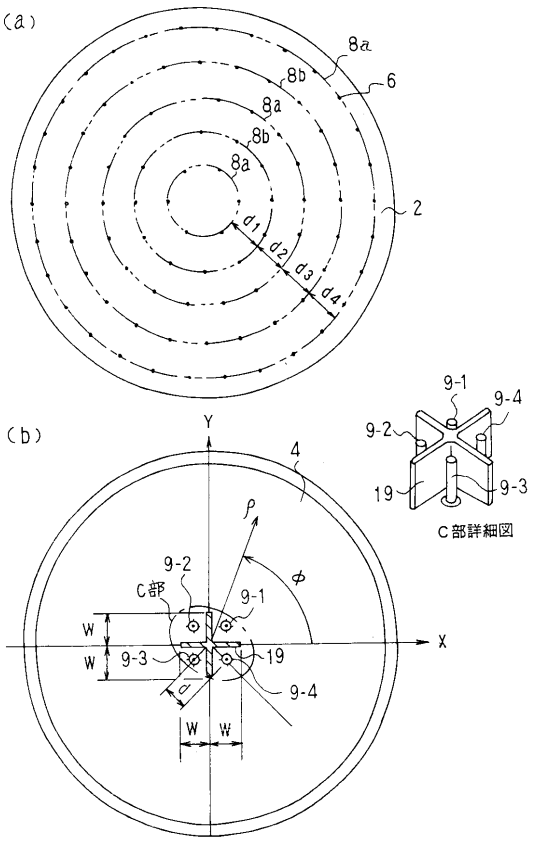
テナ、８　仮想の同心円群、９　給電プローブ、１１　モノパルス信号合成回路、１９　十字型導体壁、２０　Ｖ字型切り欠き溝付き十字型導体壁、２１　導体棒。

【図１】

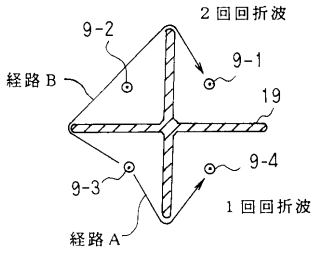


１：誘電体基板
２：地導体
３：放射導体
４：シャシ
５：ラジアル導波路
６：励振プローブ
７：素子アンテナ
８：仮想の同心円群
９：給電プローブ
１０：ラジエータ
１１：モノパルス信号合成回路
１２：シャシ
１３：内部導体
１４ａ：和信号端子
１９：十字型導体壁

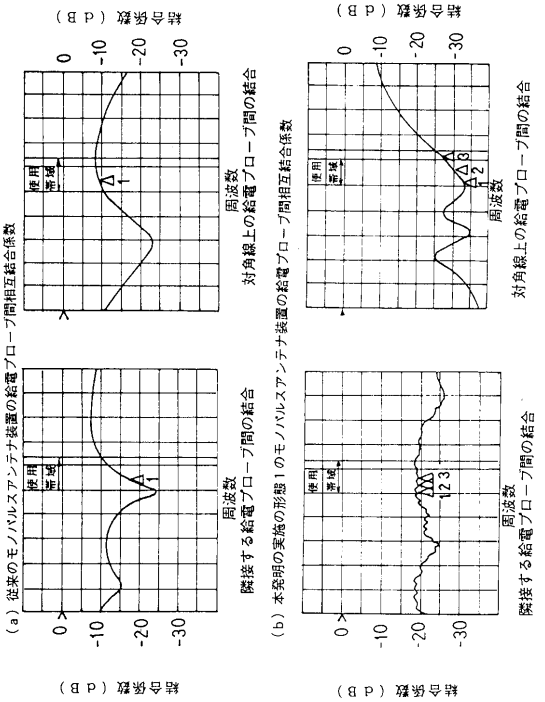
【図２】



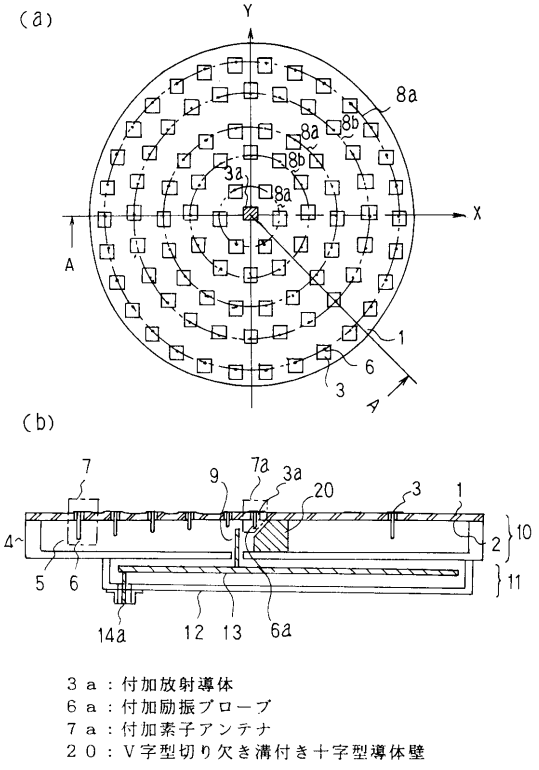
【図３】



【図４】

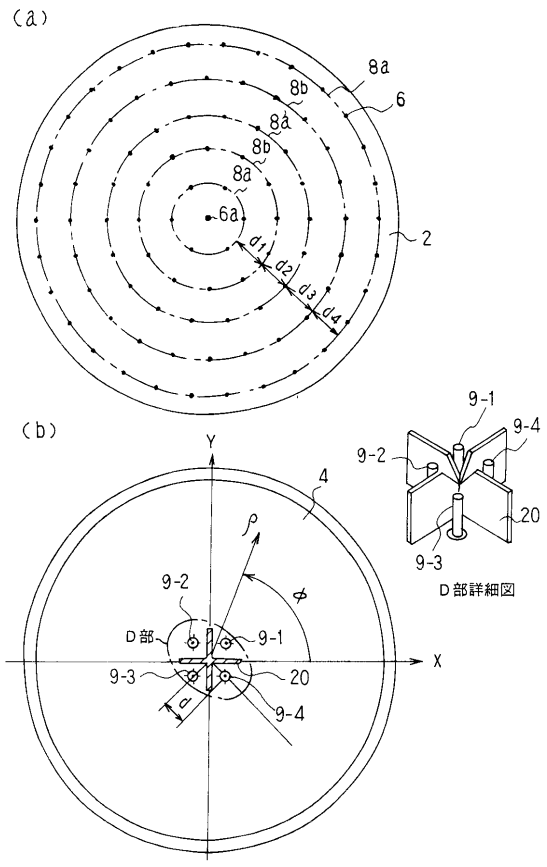


【図５】

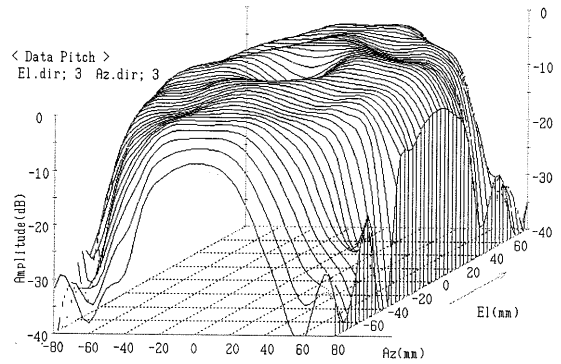


３ａ：付加放射導体
６ａ：付加励振プローブ
７ａ：付加素子アンテナ
２０：Ｖ字型切り欠き溝付き十字型導体壁

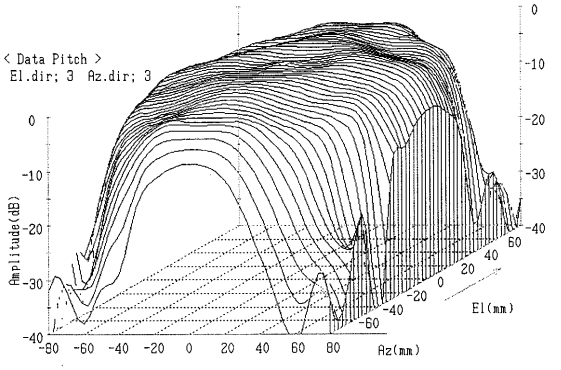
【図６】



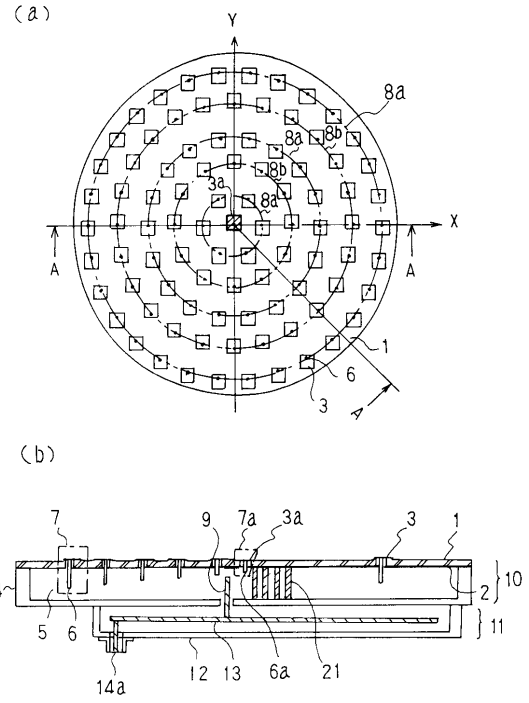
【図７】



【図８】

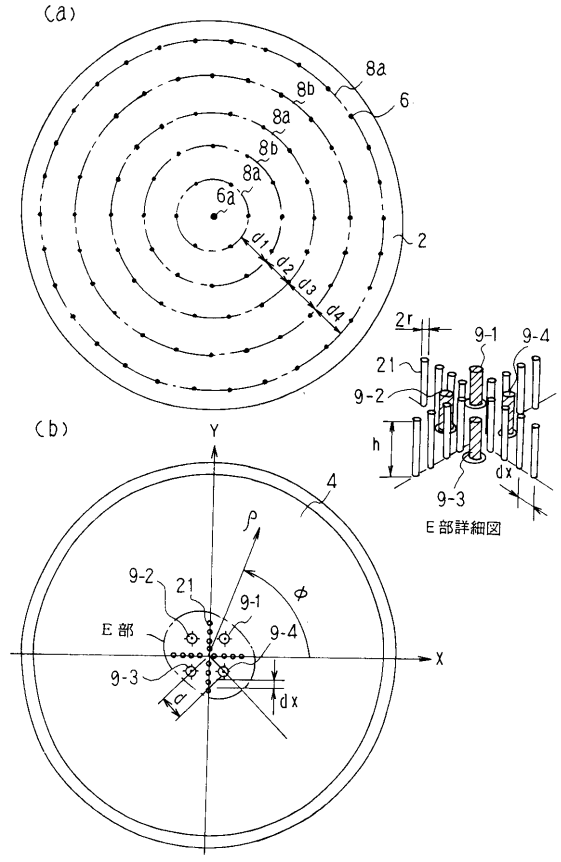


【図９】

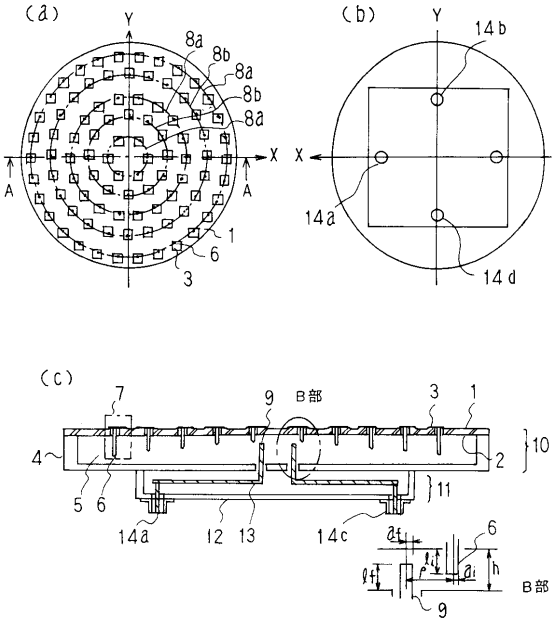


２１：導体棒

【図１０】

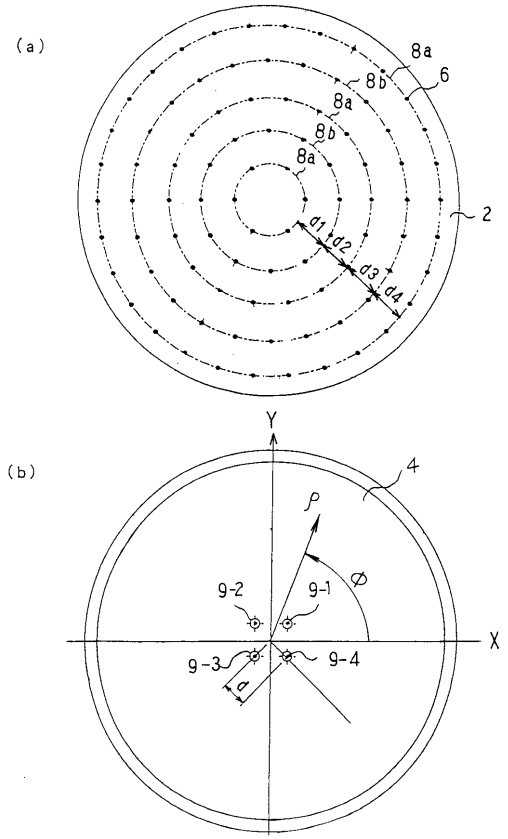


【図１１】

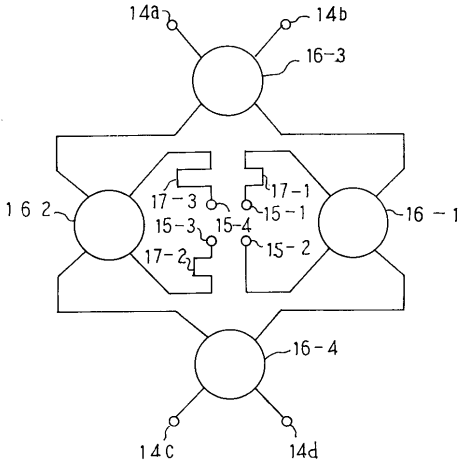


１：誘電体基板
２：地導体
３：放射導体
４：シャシ
５：ラジアル導波路
６：励振プローブ
７：素子アンテナ
８：仮想の同心円群
９：給電プローブ
１０：ラジエータ
１１：モノパルス信号合成回路
１２：シャシ
１３：内部導体
１４ａ：和信号端子
１４ｂ：水平方向差信号出力端子
１４ｃ：垂直方向差信号端子
１４ｄ：ダミー端子

【図１２】



【図１３】



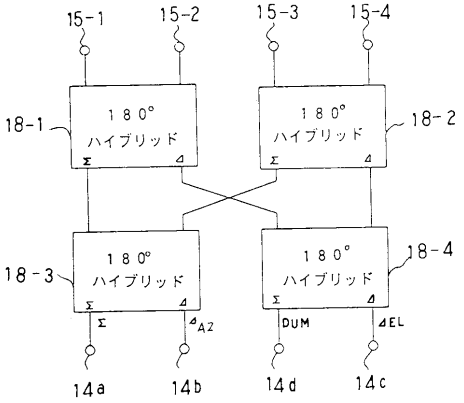
【図１４】

入力端子		14b				14d			
	モノパルス信号端子名称	水平方向差信号端子				ダミー端子			
出力端子		15−1	15−2	15−3	15−4	15−1	15−2	15−3	15−4
位相	遅延回路17−1, 17−2, 17−3	π／2	0	π／2	π	π／2	0	π／2	π
	90° ハイブリッド 16−1or16−2	0	π／2	π／2	0	π／2	0	0	π／2
	90° ハイブリッド 16−3or16−4	0	0	π／2	π／2	0	0	π／2	π／2
	総合	π／2	π／2	3π／2	3π／2	π	0	π	0
振幅	総合	1	1	1	1	1	1	1	1

入力端子		14c				14a			
	モノパルス信号端子名称	水平方向差信号端子				ダミー端子			
出力端子		15−1	15−2	15−3	15−4	15−1	15−2	15−3	15−4
位相	遅延回路17−1, 17−2, 17−3	π／2	0	π／2	π	π／2	0	π／2	π
	90° ハイブリッド 16−1or16−2	π／2	0	0	π／2	0	π／2	π／2	0
	90° ハイブリッド 16−3or16−4	π／2	π／2	0	0	π／2	π／2	0	0
	総合	3π／2	π／2	π／2	3π／2	π	π	π	π
振幅	総合	1	1	1	1	1	1	1	1

（注）位相は正値が遅れを表わす

【図１５】



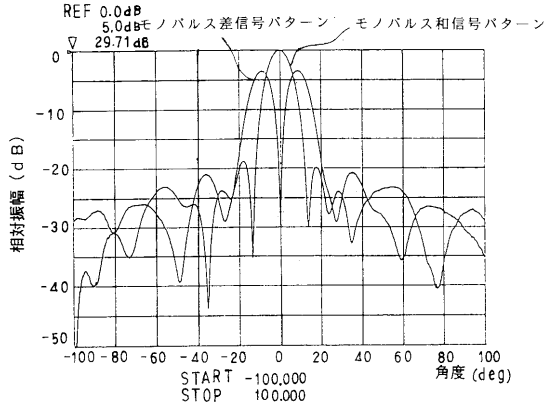
18．180° ハイブリッド

【図１６】

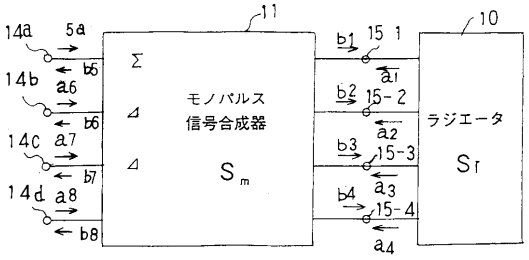
入力端子		14a				14b			
	モノパルス信号端子名称	和信号端子				水平方向差信号端子			
出力端子		15－1	15－2	15－3	15－4	15－1	15－2	15－3	15－4
位相	180° ハイブリッド 16－1or16－2	0	0	0	0	π	π	0	0
	180° ハイブリッド 16－3or16－4	0	0	0	0	0	0	0	0
	総合	0	0	0	0	π	π	0	0
振幅	総合	1	1	1	1	1	1	1	1

入力端子		14d				14c			
	モノパルス信号端子名称	和信号端子				水平方向差信号端子			
出力端子		15－1	15－2	15－3	15－4	15－1	15－2	15－3	15－4
位相	180° ハイブリッド 16－1or16－2	0	0	0	0	π	π	0	0
	180° ハイブリッド 16－3or16－4	π	0	π	0	π	0	π	0
	総合	π	0	π	0	0	π	π	0
振幅	総合	1	1	1	1	1	1	1	1

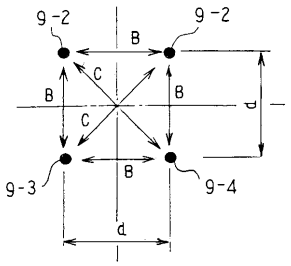
【図１７】



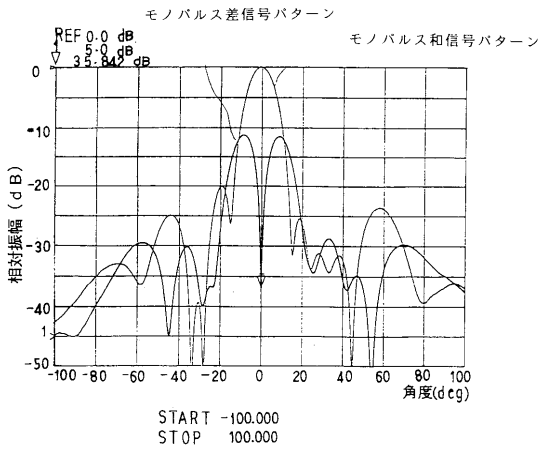
【図１８】



【図１９】



【図２０】



フロントページの続き

(72)発明者　内野　信二郎
東京都千代田区大手町二丁目６番２号　三菱電機エンジニアリング株式会社内
(72)発明者　宮下　裕章
東京都千代田区丸の内二丁目２番３号　三菱電機株式会社内

審査官　右田　勝則

(56)参考文献　特開平０５－２５１９２９（ＪＰ，Ａ）
特開平０７－１９３４２５（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－３３６７０２（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H01Q 25/02
G01S 7/02
H01Q 21/06