(19)日本国特許庁(JP)　(12)特　許　公　報(B2)　(11)特許番号
特許第3598617号
(P3598617)
(45)発行日　平成16年12月8日(2004.12.8)　(24)登録日　平成16年9月24日(2004.9.24)

(51)Int.Cl.[7]　F I
H01Q 3/26　H01Q 3/26　C
H01Q 21/00　H01Q 21/00

請求項の数 8　(全 16 頁)

(21)出願番号　特願平7-304635
(22)出願日　平成7年11月22日(1995.11.22)
(65)公開番号　特開平9-148837
(43)公開日　平成9年6月6日(1997.6.6)
審査請求日　平成12年10月27日(2000.10.27)

(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　平田　和史
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】サイドローブキャンセラ

(57)【特許請求の範囲】
【請求項１】
所望信号方向にゲインを有する主アンテナと、補助アンテナと、この補助アンテナの受信信号を時間的に遅延させるディレイラインと、後述する減算手段の出力電力を帰還することにより、入力した上記補助アンテナの受信信号及び上記ディレイラインの出力信号の各々に対して重み付けする荷重を制御し、上記出力電力を所要値まで抑圧する信号を出力する適応フィルタと、上記主アンテナの受信信号と上記適応フィルタの出力信号の差信号を出力する減算手段と、上記荷重の収束速度を大きくするように上記ディレイラインの遅延量を制御するディレイライン制御手段とを備えたサイドローブキャンセラ。
【請求項２】
ディレイライン制御手段は、補助アンテナ又は主アンテナの少なくとも何れかの受信信号を入力して干渉波の周波数を求める周波数計測手段と、この周波数計測手段の出力信号を入力し、干渉波の周波数差から荷重の収束速度が大きくなるようにディレイラインの遅延量を求める遅延量計算手段と、上記遅延量となるようにディレイラインを制御する遅延量制御手段とを備えたことを特徴とする請求項１に記載のサイドローブキャンセラ。
【請求項３】
ディレイライン制御手段は、補助アンテナの受信信号及びディレイラインの出力信号を入力してこれら両信号の相関演算を行い相関の大小に応じた信号を出力する相関演算手段と、この相関演算手段の出力信号を入力してこの出力信号が減少するように上記ディレイラインの遅延量を制御する遅延量制御手段とを備えたことを特徴とする請求項１に記載のサ

イドローブキャンセラ。
【請求項４】
周波数計測手段は、所定の周波数範囲で変化する正弦波を発生する周波数走査手段と、補助アンテナの受信信号と上記正弦波の乗算を行う乗算手段と、この乗算手段の出力からスペクトルを求めるスペクトル推定手段と、上記スペクトルから上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたことを特徴とする請求項２に記載のサイドローブキャンセラ。
【請求項５】
周波数計測手段は、補助アンテナの受信信号を狭帯域信号に分割するフィルタと、このフィルタが出力する狭帯域信号から上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたことを特徴とする請求項２に記載のサイドローブキャンセラ。
【請求項６】
周波数計測手段は、補助アンテナの受信信号を入力してフーリエ変換によりスペクトルを求めるスペクトル変換手段と、上記スペクトルから上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたことを特徴とする請求項２に記載のサイドローブキャンセラ。
【請求項７】
上記補助アンテナは、所望信号方向に対するゲインが主アンテナのものよりも十分に小さいことを特徴とする請求項１～６のいずれかに記載のサイドローブキャンセラ。
【請求項８】
上記補助アンテナは、無指向性であることを特徴とする請求項１～６のいずれかに記載のサイドローブキャンセラ。
【発明の詳細な説明】
【０００１】
【発明の属する技術分野】
この発明はアンテナのサイドローブから入射する複数の干渉波を抑圧するサイドローブキャンセラに関する。
【０００２】
【従来の技術】
従来のこの種のサイドローブキャンセラとして、例えば特開昭６０－４１８０２に示されたものがあり、図１０は上記文献に示された第１の従来のサイドローブキャンセラを示す構成図である。
【０００３】
図１０において、１は所望信号方向にゲインを有する主アンテナ、２ａ、２ｂは無指向性補助アンテナ、８は補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号に重み付けをする乗算手段、９は加算手段、１０は減算手段、７は補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号と減算手段１０の帰還出力から重みを計算する荷重計算手段、。３０は適応フィルタである。ここで、Ｓは所望波、J_1，J_2は干渉波、x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ干渉波J_1、J_2を多く含んでいる補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号、ｙ（ｋ）は加算手段９の出力信号、ｚ（ｋ）は減算手段１０の出力信号、w_1、w_2は乗算手段８でx_1（ｋ）、x_2（ｋ）に乗算され、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）の位相と大きさを変化する荷重であるとする。これらの信号の表記式におけるｋは時間を表す因子であり、信号は全て複素信号とする。
【０００４】
次に、図１０により、第１の従来のサイドローブキャンセラの動作を説明する。ここでは簡単のため、補助アンテナ数を２、干渉波数を２とする。従来のサイドローブキャンセラでは、補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号に乗算手段８により荷重w_1、w_2を乗算し、加算手段９により加算して適応フィルタ３０の出力信号ｙ（ｋ）を得る。次に主アンテナの受信信号x_0（ｋ）からｙ（ｋ）を差し引きサイドローブキャンセラの出力信号ｚ（ｋ

）を得る。サイドローブキャンセラでは、荷重計算手段７により、サイドローブキャンセラの減算手段１０からフィードバックされた出力信号ｚ（ｋ）と補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号x_1（ｋ）、x_2（ｋ）とから、ｚ（ｋ）の電力が最小となるように荷重w_1、w_2を制御して、主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）中に含まれる干渉波J_1、J_2の成分を抑圧する。このとき、無指向性の補助アンテナ２ａ、２ｂの受信信号x_1（ｋ）、x_2（ｋ）に含まれる所望波Ｓの電力は、所望波方向に指向性を持つ主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）に含まれる所望波Ｓの電力に比べ十分に小さいので、主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）中に含まれる所望波成分は抑圧されず保存される。荷重計算手段７ではＬＭＳ（Ｌｅａｓｔ　Ｍｅａｎ　Ｓｑｕａｒｅ）アルゴリズムなどの適応アルゴリズムにより、逐次的に荷重w_1、w_2を求める。この荷重w_1、w_2の収束速度は、補助アンテナ２ａの受信信号x_1（ｋ）と補助アンテナ２ｂの受信信号x_2（ｋ）の直交度が高いほど大きくなる。２つの信号の直交度が高いとは、２つの信号の相関が小さいという意味である。

例えば、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）を次式のように定める。

【０００５】

【数１】

$$x_1(k)=a_1(k)\exp\{2\pi jf_1(k+t_{11})\}+a_2(k)\exp\{2\pi jf_2(k+t_{12})\} \quad (1)$$

$$x_2(k)=a_1(k)\exp\{2\pi jf_1(k+t_{21})\}+a_2(k)\exp\{2\pi jf_2(k+t_{22})\} \quad (2)$$

【０００６】

式（１）と式（２）において、a_1（ｋ）とa_2（ｋ）はそれぞれ干渉波J_1とJ_2の時間波形、f_1，f_2は、それぞれ干渉波J_1とJ_2の周波数、補助アンテナ２ａを第１の補助アンテナ、補助アンテナ２ｂを第２の補助アンテナとして、t_{ij}は、主アンテナと第ｉの補助アンテナ間の干渉波J_jの受信時間差である。このとき、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関Ｅ［x_1^*（ｋ）x_2（ｋ）］は式（３）のようになる。

【０００７】

【数２】

$$E[x_1^*(k)x_2(k)]=E[|a_1(k)|^2]\exp\{2\pi jf_1(t_{21}-t_{11})\}+E[|a_2(k)|^2]\exp\{2\pi jf_2(t_{22}-t_{12})\} \quad (3)$$

【０００８】

式（３）から、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関は、干渉波の入射方向に関係するt_{ij}（ｉ＝１，２；ｊ＝１，２）や周波数f_1、f_2によって変化し、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が著しく低下する場合がある。すなわち、従来のＭＳＬＣ（Ｍｕｌｔｉｐｌｅ　Ｓｉｄｅｌｏｂｅ　Ｃａｎｃｅｌｌｅｒ）では、干渉波の入射方向や周波数によって、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が低くなり、荷重の収束速度が著しく低下して干渉波の変化に追従できなくなる問題点があった。

【０００９】

図１１は、Ｗａｒｒｅｎ　Ｄ．Ｗｈｉｔｅ：”Ｗｉｄｅｂａｎｄ　Ｉｎｔｅｒｆｅｒｅｎｃｅ　Ｃａｎｃｅｌｌａｔｉｏｎ　ｉｎ　Ａｄａｐｔｉｖｅ　Ｓｉｄｅｌｏｂｅ　Ｃａｎｃｅｌｌｅｒｓ”，ＩＥＥＥ　Ｔｒａｎｓ．ｏｎ　Ａｅｒｏｓｐａｃｅ　ａｎｄ　Ｅｌｅｃｔｒｏｎｉｃ　Ｓｙｓｔｅｍｓ，ｖｏｌ．ＡＥＳ－１９，Ｎｏ．６，ｐｐ９１５－９２５（Ｎｏｖ．１９８３）に示された第２の従来のサイドローブキャンセラの例を示す構成図であり、図１０と同一符号は同一又は相当部分を示し説明を省く。図１１において、６

は無指向性の補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）を時間的に遅延させるディレイラインである。x_0（ｋ）は主アンテナ１の受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とディレイライン６の出力信号、ｙ（ｋ）は加算手段９の出力信号、ｚ（ｋ）は減算手段１０の出力信号、w_1、w_2は乗算手段８で印加する荷重である。

【００１０】

図１１に示すサイドローブキャンセラは、図１０に示した第１の従来のサイドローブキャンセラの１つの補助アンテナの受信信号のかわりに、ディレイライン６の出力信号を用いている点が異なる。このため、図１０に示したサイドローブキャンセラと同様に、荷重の収束はx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が高いほど速くなる。

例えば、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）を次式のように定める。

【００１１】

【数３】

$$x_1(k)=a_1(k)\exp\{2\pi jf_1(k+t_{11})\}+a_2(k)\exp\{2\pi jf_2(k+t_{12})\} \quad (4)$$

$$x_2(k)=a_1(k)\exp\{2\pi jf_1(k+t_{11}+T)\}+a_2(k)\exp\{2\pi jf_2(k+t_{12}+T)\} \quad (5)$$

【００１２】

式（５）において、Ｔはディレイライン６の遅延量である。このとき、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関の大きさ｜Ｅ［x_1^*（ｋ）x_2（ｋ）］｜は式（６）のようになる。

【００１３】

【数４】

$$\begin{aligned}|E\{x_1^*(k)x_2(k)\}| &= |E[|a_1(k)|^2]\exp\{2\pi jf_1T\}+E\{|a_2(k)|^2\}\exp\{2\pi jf_2T\}| \\ &= |\exp\{2\pi jf_1T\}[E[|a_1(k)|^2]+E\{|a_2(k)|^2\}\exp\{2\pi jT(f_2-f_1)\}]| \\ &= |E[|a_1(k)|^2]+E\{|a_2(k)|^2\}\exp\{2\pi jT(f_2-f_1)\}| \quad (6)\end{aligned}$$

【００１４】

式（６）から、図１０に示すサイドローブキャンセラとは異なり、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度は干渉波の受信時間差によらないので、干渉波の入射方向によらない。すなわち、荷重w_1、w_2の収束速度は干渉波の入射方向によらない。しかし、図１１に示すサイドローブキャンセラにおいてもディレイライン６の遅延量Ｔと２干渉波の周波数差f_1-f_2によってはx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が減少し、荷重w_1、w_2の収束が著しく遅くなる問題点がある。

【００１５】

図１２は、Ｃｏｍｐｔｏｎ　Ｒ．Ｔ．：”Ａｄａｐｔｉｖｅ　Ａｎｔｅｎｎａｓ”，Ｐｒｅｎｔｉｃｅ　Ｈａｌｌ，ｐｐ３０４－３１７，（１９８８）に示された第３の従来のサイドローブキャンセラの例を示す構成図である。図１２において、１は所望信号方向にゲインを有する主アンテナ、２ａ，２ｂは無指向性の補助アンテナ、８は重み付けをする乗算手段、１０は減算手段、７は減算手段１０の出力と乗算手段８へ入力する信号から乗算手段８の重みを計算する荷重計算手段、２７は入力電力を増幅または減衰して出力電力が一定となるように利得を制御する利得制御手段、３０は適応フィルタである。Ｂ１０、Ｂ１１、Ｂ２０は適応フィルタ３０と減算手段１０からなる適応信号処理ブロックである。適応信号処理ブロックへの入力のうち減算手段１０への入力信号s_{11}、s_{12}、s_{13}をメインの入力信号とよび、乗算手段８への入力信号s_{21}、s_{22}、s_{23}をサブの入力信号と呼ぶことにする。x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２ａ，２ｂの受信信号である。また、適応信号処理ブロックＢ１０，Ｂ１１，Ｂ２０の出力信号をそれぞれx_{10}（ｋ）、x_{11}（ｋ）、x_{20}（ｋ）とする。

【００１６】

図１２に示すサイドローブキャンセラの各適応信号処理ブロックの荷重の収束速度は、サブの入力信号s_{21}、s_{22}、s_{23}の各々の電力と荷重計算手段７のステップサイズパラメータにのみ関係する。ステップサイズパラメータは適応フィルタ３０の感度を決めるパラメータである。すなわち、ステップサイズパラメータが固定である場合、利得制御手段２７により荷重計算手段７への入力信号の電力を一定にすれば、荷重の収束速度は一定になる。利得制御手段２７がない場合には、ステップサイズパラメータをサブの入力信号s_{21}、s_{22}、s_{23}の各々の電力で正規化すれば荷重の収束速度は一定になる。このように図１２に示す構成を持つサイドローブキャンセラでは、上述のような制御を行うことにより、補助アンテナ２ａ，２ｂの受信信号x_1（ｋ）、x_2（ｋ）の直交度によらず、荷重の収束速度は一定となる。しかし、第２の従来例に示したサイドローブキャンセラと比べると、補助アンテナが多く、また回路規模が大きいので製造コストが高いという問題点がある。

【００１７】

【発明が解決しようとする課題】

従来の複数の干渉波を抑圧するサイドローブキャンセラでは、干渉波の入射方向や２干渉波の周波数によって、著しく荷重の収束速度が低下し、干渉波の抑圧速度が著しく低下して干渉波の変化に追従できなくなるという課題があった。第３の従来例に示したサイドローブキャンセラでは、補助アンテナが多く、製造コストが高いという課題があった。

【００１８】

この発明は上記の課題を解消するためになされたもので、干渉波の入射方向や２干渉波の周波数によらず、干渉波の抑圧速度が高く、製造コストが低いサイドローブキャンセラを提供するものである。

【００１９】

【課題を解決するための手段】

この発明に係るサイドローブキャンセラは、所望信号方向にゲインを有する主アンテナと、補助アンテナと、この補助アンテナの受信信号を時間的に遅延させるディレイラインと、後述する減算手段の出力電力を帰還することにより、入力した上記補助アンテナの受信信号及び上記ディレイラインの出力信号の各々に対して重み付けする荷重を制御し、上記出力電力を所要値まで抑圧する信号を出力する適応フィルタと、上記主アンテナの受信信号と上記適応フィルタの出力信号の差信号を出力する減算手段と、上記荷重の収束速度を大きくするように上記ディレイラインの遅延量を制御するディレイライン制御手段とを備えたものである。

【００２０】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、ディレイライン制御手段は、補助アンテナ又は主アンテナの少なくとも何れかの受信信号を入力して干渉波の周波数を求める周波数計測手段と、この周波数計測手段の出力信号を入力し、干渉波の周波数差から荷重の収束速度が大きくなるようにディレイラインの遅延量を求める遅延量計算手段と、上記遅延量となるようにディレイラインを制御する遅延量制御手段とを備えたものである。

【００２１】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、ディレイライン制御手段は、補助アンテナの受信信号及びディレイラインの出力信号を入力してこれら両信号の相関演算を行い相関の大小に応じた信号を出力する相関演算手段と、この相関演算手段の出力信号を入力してこの出力信号が減少するように上記ディレイラインの遅延量を制御する遅延量制御手段とを備えたものである。

【００２２】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、周波数計測手段は、所定の周波数範囲で変化する正弦波を発生する周波数走査手段と、補助アンテナの受信信号と上記正弦波の乗算を行う乗算手段と、この乗算手段の出力からスペクトルを求めるスペクトル推定手段と、上記スペクトルから上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたものである。

【００２３】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、周波数計測手段は、補助アンテナの受信信号を狭帯域信号に分割するフィルタと、このフィルタが出力する狭帯域信号から上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたものである。

【００２４】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、周波数計測手段は、補助アンテナの受信信号を入力してフーリエ変換によりスペクトルを求めるスペクトル変換手段と、上記スペクトルから上記補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段とを備えたものである。

【００２６】

また、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、所望信号方向に対するゲインが主アンテナのものよりも十分に小さい補助アンテナを備えたものである。

更に、次の発明に係るサイドローブキャンセラは、無指向性のアンテナを備えたものである。

【００２７】

【発明の実施の形態】

実施の形態１.

以下、この発明の一実施の形態を図について説明する。図１はこの発明のサイドローブキャンセラの実施の形態１を示す構成図である。１は主アンテナ、２は補助アンテナ、３は補助アンテナ２で受信される干渉波の周波数を求める周波数計測手段、４は周波数計測手段３で求められた周波数から荷重の収束速度が最大となるディレイライン６の遅延量を求める遅延量計算手段、５は遅延量計算手段４で求められた遅延量になるようにディレイライン６の遅延量を制御する遅延量制御手段、６は入力信号を時間的に遅延させるディレイライン、７はサイドローブキャンセラの出力信号の平均電力が所要値（望ましくは最小値）まで抑圧する荷重を計算する荷重計算手段、８は乗算手段、９は加算手段、１０は減算手段、３０は適応フィルタ、３１は周波数計測手段３、遅延量計算手段４、遅延量制御手段５より成るディレイライン制御手段である。ここで、Ｓは所望波、J_1 、J_2 は干渉波、f_1 、f_2 は干渉波J_1 、J_2 の周波数、x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とディレイライン６の出力信号、ｙ（ｋ）は加算手段９の出力信号、ｚ（ｋ）は減算手段１０の出力信号、w_1 、w_2 は乗算手段８で印加する荷重であるとする。これらの信号の表記式におけるｋは時間を表す因子である。また、以降の説明で、信号はすべて十分狭帯域であり複素信号とする。

【００２８】

次に、この発明に関わる実施の形態１の動作を図について説明する。ここでは、十分な狭帯域な干渉波J_1 、J_2 が２波入射するものとする。実施の形態１の特徴は、図１１の構成に加え、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる干渉波J_1 、J_2 の周波数f_1 、f_2 を求める周波数計測手段３と、周波数計測手段３で得られた２干渉波の周波数f_1 、f_2 からその周波数差を求め荷重w_1 、w_2 の収束速度が最大となるディレイライン６の遅延量を求める遅延量計算手段４と、遅延量計算手段４で求められた遅延量となるようディレイラインの遅延量を制御する遅延量制御手段５を備えたところにある。

【００２９】

図１１に示した第２の従来例のサイドローブキャンセラでは、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）の直交度が高いほど荷重w_1 、w_2 の収束速度は大きくなる。遅延量が固定されている従来のサイドローブキャンセラでは、２干渉波の周波数差によってx_1（ｋ）、x_2（ｋ）の直交度が著しく減少し、荷重の収束速度が著しく低下する問題点があった。

【００３０】

この発明では、まず周波数計測手段３によって補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる干渉波J_1 、J_2 の周波数f_1 、f_2 を求める。次に、周波数計測手段３で求められた周波数f_1 、f_2 から、遅延量計算手段４によって荷重w_1 、w_2 の収束速度が最大となる遅延量T^0 を求める。例えばx_1（ｋ）、x_2（ｋ）を式（４）と式（５）のよう

に定めると、式（６）の値が最小となるとき、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）の直交度が最大となり、荷重w_1、w_2の収束速度が最も大きくなる。式（６）の値が最小となるのは、周波数差Δｆ＝｜f_1－f_2｜と遅延量Ｔが式（７）の関係を満たすときである。

【００３１】

【数５】

$$2\pi\Delta f T=\pi \tag{7}$$

【００３２】

式（７）から、荷重w_1、w_2の収束速度が最大となる遅延量T^0は式（８）のように求められる。

【００３３】

【数６】

$$T^0=1/(2\Delta f) \tag{8}$$

【００３４】

遅延量計算手段４では、周波数計測手段３で得られた２干渉波の周波数f_1、f_2から周波数差Δｆを計算し、式（８）に従って荷重w_1、w_2の収束速度が最大となる遅延量T^0を算出する。遅延量制御手段５では、遅延量計算手段４で求められた遅延量T^0となるようにディレイライン６の遅延量を制御する。

尚、周波数計測手段３において、干渉波が１波であると判定された場合、ディレイラインの制御は行わない。

【００３５】

以上のように、この発明の実施の形態１では、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる２干渉波J_1、J_2の周波数差Δｆから、荷重w_1、w_2の収束が最大となるように、ディレイライン６の遅延量を制御するので、干渉波J_1、J_2の周波数f_1、f_2や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを得ることができる。

【００３６】

なお、この発明の遅延量の制御は、遅延量が可変であるディレイラインの遅延量を変化させて実施しても良いし、いくつかの遅延量の異なる固定のディレイラインを用意して遅延量T^0に最も近い遅延量を持つディレイラインに切り替えて実施しても良い。また、ここでは補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）から２干渉波J_1、J_2の周波数差Δｆを求める例を説明したが、主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）から求めて実施してもよいし、サイドローブキャンセラとは別に用意された周波数検出装置から周波数差のデータを取り入れてもよい。

【００３７】

実施の形態２．

図２は、この発明の実施の形態２による周波数計測手段を示す構成図である。図２において、３ａは補助アンテナ２で受信される干渉波J_1、J_2の周波数f_1、f_2を求める周波数計測手段、１１は所定の範囲内で変化する周波数を持った正弦波を発生する周波数走査手段、１２は補助アンテナ２から周波数計測手段３ａへの入力信号と周波数走査手段１１の出力の乗算を行う乗算手段、１３は乗算手段の出力からスペクトルを求めるスペクトル推定手段、１４はスペクトル推定手段１３で求めたスペクトルのピークから入力信号に含まれる干渉波の周波数を推定する周波数推定手段である。

【００３８】

実施の形態２では、実施の形態１で示したサイドローブキャンセラの周波数計測手段３として、図２に示す周波数計測手段３ａを用いる。まず、周波数走査手段１１では、正弦波を発生する。この正弦波の周波数は所定の範囲内で十分遅い速度で走査される。次に乗算手段１２において周波数走査手段１１の出力と周波数計測手段への入力信号の乗算を行う。例えば、周波数走査手段１１の出力する周波数がf_1の場合には乗算手段１２は入力信号に含まれる周波数f_1に対する信号電力の大きさが出力される。この結果、乗算手段１２の出力には、入力信号の、周波数走査手段１１の出力する正弦波の周波数成分の電力が得られる。スペクトル推定手段１３では上記正弦波の周波数を走査した結果から入力信号のスペクトルが求められる。周波数推定手段１４では、スペクトル推定手段１３で得られたスペクトルのピークから入力信号である干渉波J_1、J_2の周波数f_1、f_2を推定する。

【００３９】

実施の形態２では、この発明の実施の形態１と同様に、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる２干渉波J_1、J_2の周波数差Δｆから、荷重w_1、w_2の収束速度が最大となるように、ディレイライン６の遅延量を制御することにより、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを得ることができる。

【００４０】

実施の形態３．

図３は、この発明の実施の形態３による周波数計測手段を示す構成図である。　図３において、３ｂは補助アンテナ２で受信される干渉波J_1、J_2の周波数f_1、f_2を求める周波数計測手段、１６は補助アンテナ２からの入力信号を狭帯域信号に分割するフィルタ、１７はフィルタ１６の出力を入力して、どの狭帯域信号に入力信号が含まれるかを検出して入力信号の周波数f_1、f_2を推定する周波数推定手段である。また、図４はフィルタ１６の詳細な構成を示す構成図である。図４において、１８はｎ個の通過帯域が異なる狭帯域な帯域通過フィルタである。

【００４１】

実施の形態３では、実施の形態１で示したサイドローブキャンセラの周波数計測手段３として、図３に示す周波数計測手段３ｂを用いる。まず、フィルタ１６では、図４に示すように入力信号を通過帯域が異なる狭帯域なｎ個の帯域フィルタ１８を通過させることにより、ｎ個の狭帯域な信号に分割する。周波数推定手段１７ではフィルタ１６が出力するｎ個の帯域信号の周波数f_1～f_nのうち電力の大きい信号を入力信号（干渉波）として検出して、入力信号の周波数を推定する。

【００４２】

実施の形態３では、この発明の実施の形態１、２と同様に、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる２干渉波J_1、J_2の周波数差Δｆから、荷重w_1、w_2の収束速度が最大となるように、ディレイラインの遅延量を制御することにより、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを得ることができる。

【００４３】

実施の形態４．

図５は、この発明の実施の形態４による周波数計測手段を示す構成図である。　図５において、３ｃは補助アンテナ２で受信される干渉波J_1、J_2の周波数f_1、f_2を求める周波数計測手段、２０は周波数計測手段の入力信号を入力してＦＦＴによりスペクトルを求めるスペクトル変換手段であるＦＦＴアナライザ、１４はＦＦＴアナライザ２０で得られたスペクトルのピークから入力信号に含まれる周波数を推定する周波数推定手段である。

【００４４】

実施の形態４では、実施の形態１で示したサイドローブキャンセラの周波数計測手段として、図５に示す周波数計測手段を用いる。まず、ＦＦＴアナライザ２０では、ＦＦＴにより周波数計測手段への入力信号のスペクトルを求める。次に周波数推定手段１４では、ＦＦＴアナライザ２０で求められたスペクトルのピークから、入力信号の周波数f_1、f_2

を推定する。

【００４５】

実施の形態４では、この発明の実施の形態１、２、３と同様に、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に含まれる２干渉波J_1、J_2の周波数差Δｆから、荷重w_1、w_2の収束速度が最大となるように、ディレイライン６の遅延量を制御することにより、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを得ることができる。

【００４６】

実施の形態５.

図６は、この発明の実施の形態５によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。図中、図１と同一符号は同一又は相当部分を示し説明を省略する。２２は、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）とディレイライン６の出力信号x_2（ｋ）の相関演算を行い相関の大小に応じた信号を出力する相関演算手段、２３は相関演算手段２２の出力が減少するようにディレイライン６の遅延量を制御する遅延量制御手段、３２は相関演算手段２２、遅延量制御手段２３からなるディレイライン制御手段である。ここで、x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とディレイライン６の出力信号、ｙ（ｋ）は加算器９の出力信号、ｚ（ｋ）は減算器１０の出力信号、w_1、w_2は乗算器８で印加する荷重であるとする。これらの信号の表記式におけるｋは時間を表す因子である。

【００４７】

図１１に示す第２の従来例のサイドローブキャンセラでは、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が減少する場合、荷重w_1、w_2の収束速度が減少する問題があった。実施の形態５は、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が高くなるようにディレイライン６の遅延量を制御して荷重w_1、w_2の収束速度が高いサイドローブキャンセラを得るようにしている。

【００４８】

図６に示すサイドローブキャンセラでは、例えば次のような方法でディレイライン６の遅延量の制御を行う。まず、相関演算手段２２において第１回目の相関演算を式（６）により行う。次に遅延量制御手段２３においてディレイライン６の遅延量を所定の大きさだけ増加させて、相関演算手段２２において第２回目の相関演算を式（６）により行う。第２回目の相関演算の結果が第１回目の相関演算の結果よりも大きい場合には、遅延量制御手段２３においてディレイライン６の遅延量を逆に減少させる。第２回目の相関演算の結果が第１回目の相関演算の結果よりも小さい場合には、遅延量制御手段２３においてディレイライン６の遅延量を増加させる。以降も同様な動作で、遅延量の増加に対して、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関が増加すれば遅延量を減少させ、逆に相関が減少すれば遅延量を増加させる。また、遅延量の減少に対して、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関が増加すれば遅延量を増加させ、逆に相関が減少すれば遅延量を減少させる。

この結果、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度が最大となるように遅延量が制御される。

【００４９】

実施の形態５では、補助アンテナの受信信号とディレイラインの出力信号の直交度が最大となるようにディレイラインの遅延量を制御することにより、干渉波の周波数差や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを得ることができる。

【００５０】

実施の形態６.

図７は、この発明の実施の形態６によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。図中、実施の形態１と同一符号は同一又は相当部分を示し説明を省略する。２５は周波数振幅特性又は周波数位相特性が一定ではないフィルタである。 ここで、x_0（ｋ）は主アンテナ１の受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とフィルタ２５の出力信号、ｙ（ｋ）は加算手段９の出力信号、ｚ（ｋ）は減算手段１０の出力信号、w_1、w_2は乗算手段８で印加する荷重であるとする。

【００５１】

図７に示すサイドローブキャンセラでは、図１１に示す第２の従来例のサイドローブキャンセラのディレイライン６の代わりに、周波数振幅特性または周波数位相特性が一定ではないフィルタを使用している。フィルタ２５を用いることにより、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）とフィルタ２５により変換された変換信号である出力信号x_2（ｋ）は振幅と位相が異なった独立した信号となるので、第２の従来例に示したサイドローブキャンセラと同様に、複数の干渉波を抑圧することができる。また、必要な補助アンテナ２が１つなので製造コストが安い。また、この実施の形態６は、第２の従来例に示したサイドローブキャンセラと同様に、x_1（ｋ）とx_2（ｋ）の相関が、干渉波J_1、J_2の主アンテナ１と補助アンテナ２の受信時間差によらないので、荷重w_1、w_2の収束速度が干渉波の入射方向に影響されない。

【００５２】

なお、この実施の形態６は１つのフィルタを用いて、２波の干渉波J_1、J_2を抑圧できるサイドローブキャンセラについて説明したが、複数のフィルタを用いて、３波以上の干渉波を抑圧できるサイドローブキャンセラへ拡張することも可能である。

【００５３】

実施の形態７.

図８は、この発明の実施の形態７によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。図８において、図１２と同一符号は同一又は相当部分を示し説明を省略する。２は補助アンテナ、６はディレイライン、S_{11}、S_{12}、S_{13}は適応信号処理ブロックＢ１０、Ｂ１１、Ｂ２０の減算器１０へのメインの入力信号、S_{21}、S_{22}、S_{23}は乗算器８へのサブの入力信号である。ここでは、x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とディレイライン６の出力信号とする。この実施の形態７の特徴は、ディレイライン６の出力信号を、適応信号処理ブロックＢ１１のメインの入力信号S_{12}として使用しているところにある。

【００５４】

図８に示すサイドローブキャンセラに所望波Ｓと２波の干渉波J_1、J_2が入射する場合の動作について説明する。所望波Ｓと２波の干渉波J_1、J_2はそれぞれ直交する信号であるとし、主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）は２波の干渉波J_1、J_2を含むが、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）、ディレイライン６の出力信号x_2（ｋ）は干渉波J_1、J_2のみを含み、所望波Ｓは十分小さく無視できるものとする。また、ディレイライン６を使用することにより、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）とディレイライン６の出力信号x_2（ｋ）は、独立な信号となる。サイドローブキャンセラでは、干渉波J_1、J_2のみを含む独立な２信号x_1（ｋ）、x_2（ｋ）の両方の信号に対して直交する信号である所望波信号のみを出力するように動作して干渉波を抑圧する。

【００５５】

各適応信号処理ブロックＢ１０、Ｂ１１、Ｂ２０では、メインの入力信号S_{11}、S_{12}、S_{13}から荷重計算手段７で計算される荷重を乗算した重み付け信号を減算することにより、メインの入力信号からサブの入力信号に直交する成分のみを出力する。まず適応信号処理ブロックＢ１０では、主アンテナ１の受信信号x_0（ｋ）に含まれる信号から補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に直交する成分信号e_0（ｋ）を出力する。e_0（ｋ）は所望波信号Ｓと、所望波Ｓとx_1（ｋ）の両方に直交する干渉波成分を含む。また、適応信号処理ブロックＢ１１では、ディレイライン６の出力信号x_2（ｋ）に含まれる信号から補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）に直交する成分信号e_1（ｋ）を出力する。e_1（ｋ）は所望波Ｓを含まないので所望波Ｓとx_1（ｋ）の両方に直交し、e_0（ｋ）に含まれる干渉波成分とは従属な信号となる。次に、適応信号処理ブロックＢ２０ではe_0（ｋ）に含まれる信号から、e_1（ｋ）に直交する成分信号ｅ（ｋ）を出力する。e_0（ｋ）に含まれ、e_1（ｋ）に直交する成分信号とは所望波Ｓである。この発明のサイドローブキャンセラでは、以上の作用により干渉波を抑圧することができる。

【００５６】

この実施の形態７では、第３の従来例に示したサイドローブキャンセラと同様に利得制御

手段２７を設けるか、又はステップサイズパラメータをサブの入力電力で正規化することにより、各適応信号処理ブロックの荷重の収束速度は一定となり干渉波の抑圧速度はx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度によらず一定である。

【００５７】

この実施の形態７によるサイドローブキャンセラは補助アンテナが１つで良いので製造コストが安く、また第３の従来例のサイドローブキャンセラと同じ構成を持つので、荷重の収束速度はx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度によらず一定にすることができ、荷重の収束速度が低下する問題がない。

【００５８】

なお、この実施の形態７では１つのディレイラインを用いて、２波の干渉波を抑圧できるサイドローブキャンセラについて説明したが、複数のディレイラインを用いて、３波以上の干渉波を抑圧できるサイドローブキャンセラへ拡張することが可能である。

【００５９】

実施の形態８.

図９は、この発明の実施の形態８によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。図中、図８と同一符号は同一又は相当部分を示し説明を省略する。図９において、２５は周波数振幅特性または周波数位相特性が一定ではないフィルタである。ここで、x_0（ｋ）は主アンテナの受信信号、x_1（ｋ）、x_2（ｋ）はそれぞれ補助アンテナ２の受信信号とフィルタ２５の出力信号であるとする。この実施の形態８の特徴は、フィルタ２５の出力信号を、適応信号処理ブロックＢ１１のメインの入力信号S_{12}として利用したところにある。

【００６０】

図９に示すサイドローブキャンセラでは、フィルタ２５を利用することにより、補助アンテナ２の受信信号x_1（ｋ）とフィルタ２５の出力信号x_2（ｋ）は、独立な信号となり、実施の形態７と同様の動作により、複数の干渉波を抑圧できる。また、この実施の形態８では、第３の従来例に示したサイドローブキャンセラと同様に利得制御手段２７を設けるか、又はステップサイズパラメータをサブの入力電力で正規化することにより、各適応信号処理ブロックの荷重の収束速度は一定となり干渉波の抑圧速度はx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度によらず一定である。

【００６１】

この実施の形態８に示すサイドローブキャンセラは補助アンテナが１つで良いので製造コストが安く、また第３の従来例のサイドローブキャンセラと同じ構成を持つので、荷重の収束速度はx_1（ｋ）とx_2（ｋ）の直交度によらず一定にすることができ、荷重の収束速度が低下する問題がない。

【００６２】

なお、この実施の形態８では１つのフィルタを用いて、２波の干渉波を抑圧できるサイドローブキャンセラについて説明したが、複数のフィルタを用いて、３波以上の干渉波を抑圧できるサイドローブキャンセラへ拡張することが可能である。

【００６３】

【発明の効果】

以上のように、この発明によればサイドローブキャンセラを、入力した補助アンテナの受信信号と補助アンテナの受信信号を時間的に遅延させたディレイラインの出力信号とに対して重み付けする荷重を減算手段の出力電力を帰還して制御し、減算手段の出力電力を所要値とする荷重の収束速度を大きくするようにディレイラインの遅延量を制御するようにすると、補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波から、荷重の収束速度が大きくなるように、ディレイラインの遅延量を制御するので、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【００６４】

また、次の発明によればサイドローブキャンセラを、ディレイライン制御手段が、補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数差から、減算手段の出力電力を所要値とする

荷重の収束速度が最大となるように、ディレイラインの遅延量を制御するようにすると、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【００６５】

また、次の発明によればサイドローブキャンセラを、ディレイライン制御手段が、補助アンテナの受信信号とディレイラインの出力信号の直交度が大きくなるようにディレイラインの遅延量を制御するようにすると、干渉波の周波数差や入射方向によらず、減算手段の出力電力の抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【００６６】

また、次の発明によればサイドローブキャンセラを、周波数計測手段が、スペクトル推定手段が求めたスペクトルから周波数推定手段が干渉波の周波数を求めるようにすると、ディレイライン制御手段は補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数差を確実に求めることができるようになり、荷重の収束速度が最大となるように、ディレイラインの遅延量を制御するので、干渉波の周波数や入射方向によらず、減算手段の出力電力の抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【００６７】

また、次の発明によればサイドローブキャンセラを、周波数計測手段が、周波数推定手段によりフィルタが出力する狭帯域信号の周波数から干渉波の周波数を求めるようにすると、ディレイライン制御手段は補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数差を確実に求めることができるようになり、荷重の収束速度が最大となるように、ディレイラインの遅延量を制御するので、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【００６８】

また、次の発明によればサイドローブキャンセラを、周波数計測手段が、フーリエ変換により求めたスペクトルから干渉波の周波数を求めるようにすると、ディレイライン制御手段は補助アンテナの受信信号に含まれる干渉波の周波数差を確実に求めることができるようになり、荷重の収束速度が最大となるように、ディレイラインの遅延量を制御するので、干渉波の周波数や入射方向によらず、抑圧速度が大きいサイドローブキャンセラを提供できる効果を奏する。

【図面の簡単な説明】

【図１】この発明の実施の形態１によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図２】この発明の実施の形態２によるサイドローブキャンセラの周波数計測手段を示す構成図である。

【図３】この発明の実施の形態３によるサイドローブキャンセラの周波数計測手段を示す構成図である。

【図４】図３に記載された周波数計測手段に使用するフィルタの説明図である。

【図５】この発明の実施の形態４によるサイドローブキャンセラの周波数計測手段を示す構成図である。

【図６】この発明の実施の形態５によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図７】この発明の実施の形態６によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図８】この発明の実施の形態７によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図９】この発明の実施の形態８によるサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図１０】第１の従来のサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【図１１】第２の従来のサイドローブキャンセラを示す構成図である。

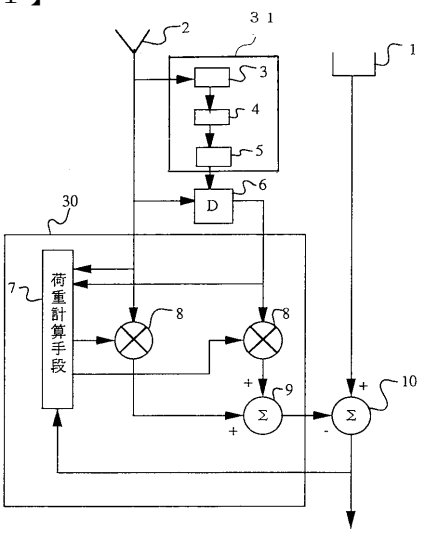
【図１２】第３の従来のサイドローブキャンセラを示す構成図である。

【符号の説明】

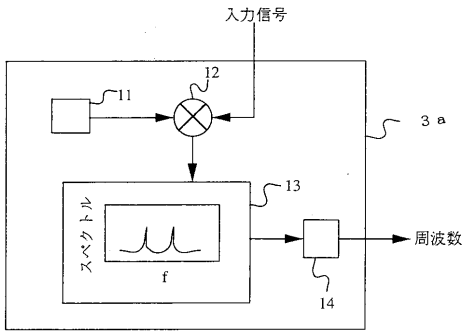
１　主アンテナ、２　補助アンテナ、３　周波数計測手段、４　遅延量計算手段、５　遅延量制御手段、６　ディレイライン、７　荷重計算手段、８、１２　乗算手段、９　加算手段、１０　減算手段、１１　周波数走査手段、１３　スペクトル推定手段、１４、１７　周波数推定手段、１６、２５　フィルタ、１８　帯域フィルタ、２０　ＦＦＴアナライ

ザ、２２　相関演算手段、２３　遅延量制御手段、３０　適応フィルタ、３１、３２　ディレイライン制御手段

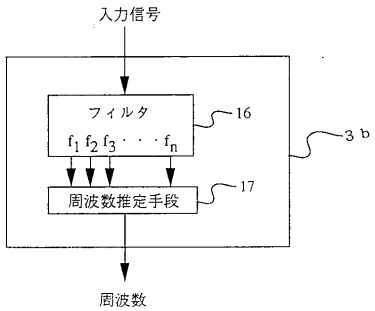
【図１】



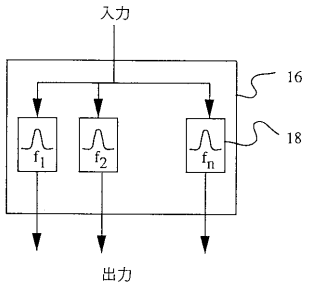
【図２】



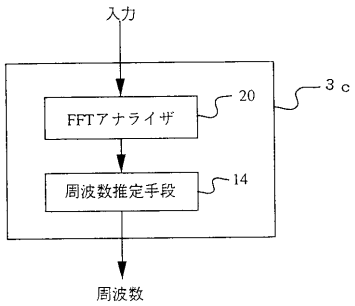
【図３】



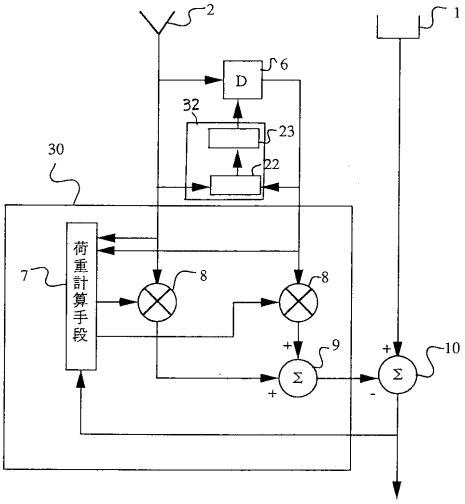
【図４】


入力
16
18
f_1
f_2
f_n
出力

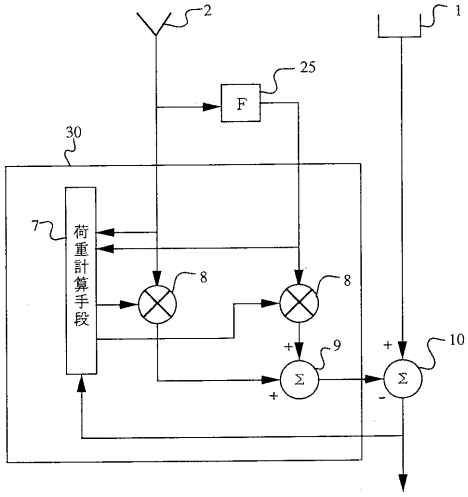
【図５】


入力
FFTアナライザ
20
3c
周波数推定手段
14
周波数

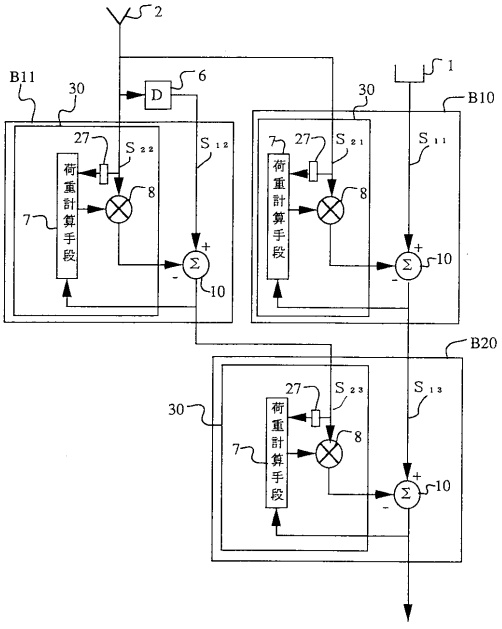
【図６】


2
1
D
6
32
23
22
30
荷重計算手段
7
8
8
9
10
Σ
Σ

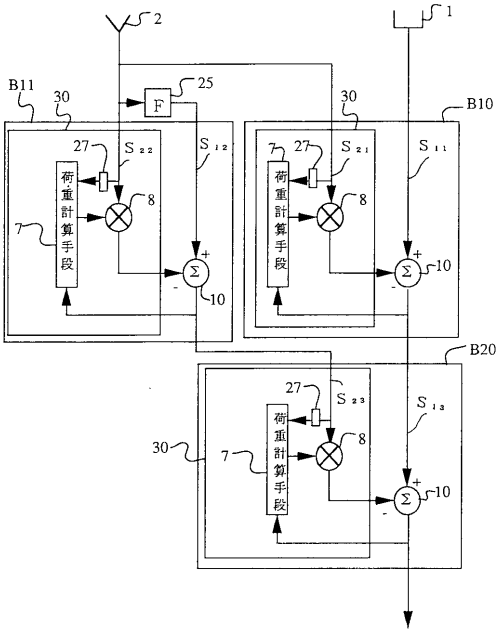
【図７】


2
1
25
F
30
荷重計算手段
7
8
8
9
10
Σ
Σ

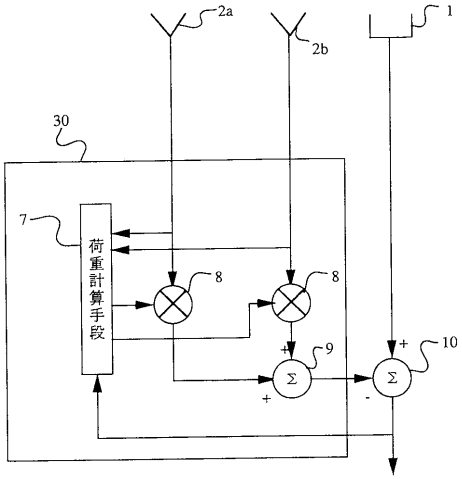
【図８】


2
1
B11
30
D
6
B10
荷重計算手段
7
27
S_{22}
S_{12}
S_{21}
S_{11}
8
10
B20
S_{23}
S_{13}
Σ

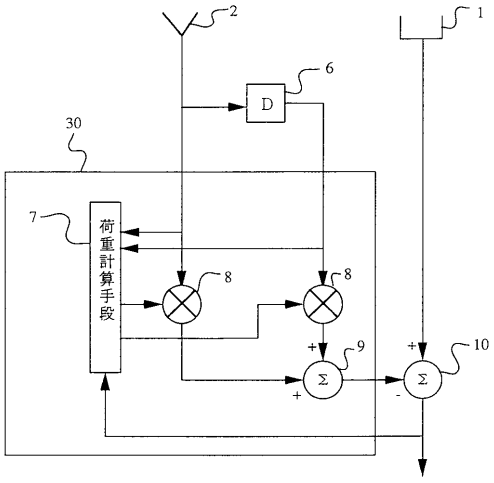
【図９】



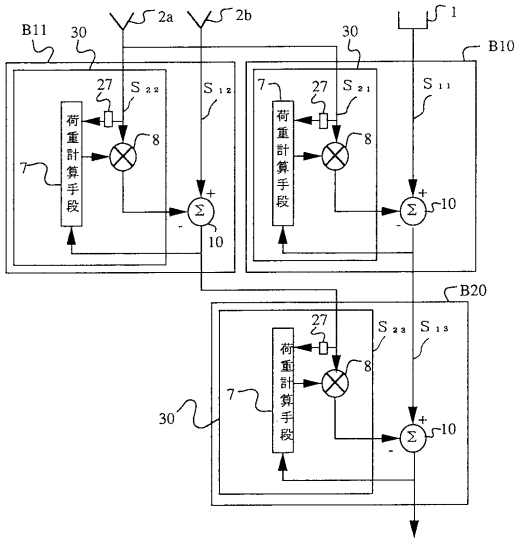
【図１０】



【図１１】



【図１２】



フロントページの続き

(72)発明者　真野　清司
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　吉村　伊佐雄

(56)参考文献　特開平０７－２４５５１９（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－２９７８８３（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－１１７８０２（ＪＰ，Ａ）
特開平０４－３０７８０２（ＪＰ，Ａ）
特開平０３－２４８６３１（ＪＰ，Ａ）
特開昭６０－０４１８０２（ＪＰ，Ａ）
特開昭６０－０４１３０２（ＪＰ，Ａ）
特開昭６１－１３４１０２（ＪＰ，Ａ）
特開昭６２－２３９６０５（ＪＰ，Ａ）

(58)調査した分野(Int.Cl.[7]，ＤＢ名)
H01Q 3/26
H01Q 21/00