

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6241782号
(P6241782)

(45) 発行日 平成29年12月6日(2017.12.6)

(24) 登録日 平成29年11月17日(2017.11.17)

(51) Int. Cl.		F I	
HO 1 Q	9/42	(2006.01)	HO 1 Q 9/42
HO 1 Q	5/10	(2015.01)	HO 1 Q 5/10
HO 1 Q	5/335	(2015.01)	HO 1 Q 5/335
HO 1 Q	1/24	(2006.01)	HO 1 Q 1/24 Z

請求項の数 4 (全 22 頁)

(21) 出願番号	特願2013-179280 (P2013-179280)	(73) 特許権者	504205521
(22) 出願日	平成25年8月30日 (2013. 8. 30)		国立大学法人 長崎大学
(65) 公開番号	特開2015-50517 (P2015-50517A)		長崎県長崎市文教町 1 - 1 4
(43) 公開日	平成27年3月16日 (2015. 3. 16)	(74) 代理人	110001209
審査請求日	平成28年7月25日 (2016. 7. 25)		特許業務法人山口国際特許事務所
		(72) 発明者	藤本 孝文
			長崎県長崎市文教町 1 番 1 4 号 国立大学 法人長崎大学内
		審査官	橋 均憲

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 逆F平面アンテナ及びアンテナ装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

各々が所定の長さ及び所定の幅を有した放射素子、短絡素子、給電素子から成る逆Fアンテナ導体と、前記逆Fアンテナ導体と同一平面内に配設された接地導体とを備える逆F平面アンテナにおいて、

前記給電素子は、給電点の側に設けられた第1の矩形部と、前記放射素子の側に設けられた第2の矩形部とを含み構成され、

前記接地導体は、前記第1の矩形部の両側に配設され、

前記短絡素子は、前記給電素子の縦方向と同一方向に、前記放射素子と前記接地導体を連結するように配設され、

前記給電素子の縦方向と直交する横方向であって、前記第2の矩形部の左側及び右側のいずれか一方の前記短絡素子側に、前記短絡素子に到達しない所定の長さ及び所定の幅を有した整合素子が配設され、

前記整合素子は、前記放射素子の側に所定の長さを有した第1の整合部が配設され、前記接地導体の側に所定の長さを有した第2の整合部が配設され、前記第1の整合部の長さが前記第2に整合部の長さと異なる

逆F平面アンテナ。

【請求項 2】

前記整合素子は、

前記第2の整合部の下方又は前記第1の整合部の上方に所定の長さ及び所定の幅を有し

た第3の整合部が配設される請求項1に記載の逆F平面アンテナ。

【請求項3】

前記接地導体は、

前記第1の矩形部の左側に配置された第1の導体部と、

前記第1の矩形部の右側に配置され、前記短絡素子に接続された第2の導体部とを有し

、
少なくとも、前記第1の導体部の縦方向の長さが前記第2の導体部の縦方向の長さに対して可変調整される請求項1に記載の逆F平面アンテナ。

【請求項4】

送信側及び受信側に複数の無線モジュールが使用され、当該無線モジュールに接続可能な多入力 - 多出力用のアンテナ装置であって、

少なくとも、第1の逆F平面アンテナと第2の逆F平面アンテナとが同一平面内に所定の距離を隔てて左右対称の向きもしくは同一の向きに配置され、

前記第1の及び第2の逆F平面アンテナが請求項1から3に記載のいずれかの逆F平面アンテナから成るアンテナ装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

この発明は、2.0GHz～5.0GHz帯の無線通信に用いる平面アンテナであって、広帯域MIMO (Multi-Input Multi-Output) システム用のプリント基板型の逆F字アンテナに適用して好適な逆F平面アンテナ及びアンテナ装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

近年、Wi-Fi (Wireless Fidelity: ブランド名) に代表される無線LANや中距離通信や移動体通信等に使用されるWiMAX (Worldwide Interoperability for Microwave Access) などの無線通信技術は、携帯情報端末や可搬型のノートPCに採用されている。これらの機器に実装されるアンテナは、薄型、軽量が要求されるため、プリント基板等によって形成される平面アンテナが主流となりつつある。

【0003】

従来の平面アンテナは、例えば逆F字アンテナが典型であるが、使用できる周波数帯域が狭いという課題がある。無線通信の規格において、無線LANでは周波数帯として、2.4GHz、5.2GHz、5.5GHzが推奨されている。またWiMAXでは、2.5GHz、3.5GHz、5.8GHzが推奨されている。

【0004】

図21は、従来例に係る逆F平面アンテナ300の構成例を示す平面図である。図21に示す逆F平面アンテナ300は、放射素子11、短絡素子12、給電素子13及び接地導体20から構成される。給電素子13は矩形部31, 32を有している。接地導体20は導体部21, 22を有している。放射素子11はプリント基板の上方でその横方向(x)に配置される。給電素子13は放射素子11のほぼ中央で縦方向(y)に配置される。給電素子13の下方は導体部21及び導体部22で挟まれている。放射素子11の一端と導体部22とは短絡素子12で短絡されている。

【0005】

これらにより、放射素子11、短絡素子12及び給電素子13から構成される形状がローマ字の" F " を90°時計回りに回転させた状態に見えることから逆F字状を称される。

【0006】

図22は、逆F平面アンテナ300のリターンロス特性例を示すグラフ図である。図22において、縦軸は反射損失[dB]であり、横軸は周波数[GHz]である。図中の実線は、単体の逆F平面アンテナ300のリターンロス特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数2.2GHz付近でグラフの谷部分(共振点)が見られる。逆F平面アンテナ30

10

20

30

40

50

0のリターンロス特性によれば、反射損失 = - 10 dB以下の領域が狭いことが分かる。

【0007】

このため、特許文献1および特許文献2で複数の周波数帯に対応できる逆F平面アンテナが提案されている。特許文献1は片面プリント基板にてアンテナを形成するものであり、1つの逆F字アンテナパターンと、グラウンドを共有するもう1つの寸法の異なる逆F字アンテナパターンとを備え、2つの周波数帯に対応するものである。

【0008】

特許文献2も片面プリント基板にてアンテナを形成するものであり、給電線を共有する4つの異なる寸法の逆F字アンテナパターンを備え、4つの周波数帯に対応するものである。しかしこれらは、基本的に周波数帯に応じた複数のアンテナを備えるものであるため、アンテナ全体の寸法が大きくなるという問題がある。

【0009】

また、2.0GHz～5.0GHz帯の無線通信のデータ転送速度を向上させるために、MIMO(Multiple Input Multiple Output)と呼ばれる通信方式が採用されつつある。これは、複数のアンテナを同時に使用するものである。MIMOシステムによれば、例えば、2本の送信アンテナを用い、それぞれのアンテナから異なるデータを同時に送信し、それを2本の受信アンテナで両方のデータをそれぞれ受信した後、演算処理によって2つのデータとして分離するものである。単純に言えばデータ転送速度が2倍になる。この方式では2本のアンテナが独立であること、すなわちアンテナ間の相互影響が少ないことが必要である。

【0010】

図23は従来例に係るMIMO用の逆F平面アンテナ装置400の構成例を示す平面図である。図23に示す逆F平面アンテナ装置400によれば、図21に示した1対の逆F平面アンテナ301, 302が同一平面内に所定の間隔Dを隔てて左右対称に配置される。間隔Dは40mmである。

【0011】

図24は、逆F平面アンテナ装置400のリターンロス特性例を示すグラフ図である。図24において、縦軸は反射損失[dB]であり、横軸は周波数[GHz]である。図中の実線は、2つの逆F平面アンテナ301, 302を並べた逆F平面アンテナ装置400のリターンロス特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数2.2GHz付近でグラフの谷部分(共振点)が見られる。逆F平面アンテナ装置400のリターンロス特性によれば、単体の逆F平面アンテナ300の場合と同様にして、反射損失 = - 10 dB以下の領域が狭いことが分かる。2つの逆F平面アンテナ301, 302を同一基板上に配置しても狭帯域は変わらない。

【0012】

図25は、逆F平面アンテナ装置400の|S₂₁|特性を示すグラフ図である。図25において、縦軸は|S₂₁|[dB](通過特性)であり、横軸は周波数[GHz]である。図中の実線は、逆F平面アンテナ装置400の|S₂₁|特性曲線である。この|S₂₁|特性によれば、単体の逆F平面アンテナ300が元々狭帯域であるため、逆F平面アンテナ装置400でも|S₂₁|特性は-15dB以下となっており、2つの逆F平面アンテナ301, 302の相互影響が少ないことが分かる。

【0013】

なお、非特許文献1および非特許文献2には、広帯域で相互影響の少ない平面アンテナが提案されている。非特許文献1は両面プリント基板にてアンテナを形成するものであり、表面に矩形形状のモノポールアンテナパターンを左右対称に配置し、裏面にL字形の切欠きを設けたグラウンドを配置するものである。非特許文献2も両面プリント基板にてアンテナを形成するものであり、表面に特殊な形状のアンテナパターンを左右対称に配置し、裏面にグラウンドを配置するものである。

【先行技術文献】

【特許文献】

10

20

30

40

50

【 0 0 1 4 】

【特許文献 1】特開 2 0 0 4 - 2 0 1 2 7 8 号公報

【特許文献 2】特開 2 0 0 8 - 1 4 1 6 6 1 号公報

【非特許文献】

【 0 0 1 5 】

【非特許文献 1】IEEE TRANSACTION ON ANTENNAS AND PROPAGATION,
VOL.60, NO.2, FEBRUARY 2012

【非特許文献 2】IEEE TRANSACTION ON ANTENNAS AND PROPAGATION,
VOL.60, NO.4, APRIL 2012

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【 0 0 1 6 】

ところで、従来例に係る逆 F 平面アンテナ及びアンテナ装置によれば、次のような問題がある。

i . プリント基板型の逆 F 字アンテナによれば、小型化が可能であるため、移動体小型端末用アンテナとして利用される場合が多い。しかし、周波数帯域がさほど広くないため、高速通信用アンテナや、幾つかのアプリケーションを一つのアンテナで対応する多周波共用アンテナとして利用できていないのが現状である。

【 0 0 1 7 】

ii . 携帯情報端末やノート P C 等を実装する無線通信用のアンテナによれば、2 つの平面アンテナを近接して配置される。このため、2 つのアンテナ間で電波干渉等の相互影響が出現しやすい。単独の平面アンテナであって、周波数帯域の広い広帯域アンテナでは、一般にこの相互影響が大きいという問題がある。

【 0 0 1 8 】

iii . 非特許文献 1 および非特許文献 2 によれば、いずれも両面プリント基板にアンテナを形成するため、製造コストが高くなるという問題がある。しかも、プリント基板の表裏面ともに機能回路等の構成部品が実装されるため、携帯情報端末などの他の構成部品との間に一定の間隔が必要となり、高密度実装の妨げとなるという問題が懸念される。

【 0 0 1 9 】

iv . M I M O システムに逆 F 平面アンテナを採用する場合、何らの工夫無しに異なる構造の単一の平面アンテナを多数近接配置する方法を採ると、S 2 1 特性が劣化するという問題が懸念される。従って、広帯域アンテナとしての独立性がなく、多数の単一の平面アンテナを近接配置する方法は、M I M O 用システムに不向きであるという問題がある。

【 0 0 2 0 】

本発明は、このような従来の課題を解決したものであって、単一の平面アンテナで広帯域の周波数帯に対応できるようにすると共に、2 つの平面アンテナを近接配置した場合にその相互影響を低減できるようにした逆 F 平面アンテナ及びアンテナ装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 2 1 】

上述の課題を解決するために、請求項 1 に記載の逆 F 平面アンテナは、各々が所定の長さ及び所定の幅を有した放射素子、短絡素子、給電素子から成る逆 F アンテナ導体と、前記逆 F アンテナ導体と同一平面内に配設された接地導体とを備える逆 F 平面アンテナにおいて、前記給電素子は、給電点の側に設けられた第 1 の矩形部と、前記放射素子の側に設けられた第 2 の矩形部とを含み構成され、前記接地導体は、前記第 1 の矩形部の両側に配設され、前記短絡素子は、前記給電素子の縦方向と同一方向に、前記放射素子と前記接地導体を連結するように配設され、前記給電素子の縦方向と直交する横方向であって、前記第 2 の矩形部の左側及び右側のいずれか一方の前記短絡素子側に、前記短絡素子に到達しない所定の長さ及び所定の幅を有した整合素子が配設され、前記整合素子は、前記放射素子の側に所定の長さを有した第 1 の整合部が配設され、前記接地導体の側に所定の長さを

10

20

30

40

50

有した第2の整合部が配設され、前記第1の整合部の長さが前記第2に整合部の長さと異なるものである。

【0022】

請求項1に係る逆F平面アンテナによれば、単一の平面アンテナで広帯域の周波数帯に対応できるようになると共に、2つの平面アンテナを近接配置した際の相互影響を低減できるようになる。

【0024】

請求項2に記載の逆F平面アンテナは請求項1において、前記整合素子は、前記第2の整合部の下方又は前記第1の整合部の上方に所定の長さ及び所定の幅を有した第3の整合部が配設されるものである。

10

【0025】

請求項3に記載の逆F平面アンテナは請求項1において、前記接地導体は、前記第1の矩形部の左側に配置された第1の導体部と、前記第1の矩形部の右側に配置され、前記短絡素子に接続された第2の導体部とを有し、少なくとも、前記第1の導体部の縦方向の長さが前記第2の導体部の縦方向の長さに対して可変調整されるものである。

【0026】

請求項4に記載のアンテナ装置は、送信側及び受信側に複数の無線モジュールが使用され、当該無線モジュールに接続可能な多入力・多出力用のアンテナ装置であって、少なくとも、第1の逆F平面アンテナと第2の逆F平面アンテナとが同一平面内に所定の距離を隔てて左右対称の向きもしくは同一の向きに配置され、前記第1の及び第2の逆F平面アンテナが請求項1から4に記載のいずれかの逆F平面アンテナから成るものである。

20

【発明の効果】

【0027】

請求項1～3に記載の逆F平面アンテナによれば、第2の矩形部の左側及び右側の少なくともいずれか一方に所定の長さ及び所定の幅を有した1以上の整合素子が配設されるものである。

【0028】

この構成によって、整合素子が無い従来方式の逆F平面アンテナに比べてリターンロス特性において、-10dB以下の周波数帯を拡張でき、2GHz帯、5GHz帯といった使用周波数の広帯域化を図ることができる。しかも、片面プリント基板等の同一平面内に2つの逆F平面アンテナを、所定の距離を隔てて左右対称に配置したアンテナ装置を提供できるようになる。更に、アンテナの広帯域化が図れることから、アプリケーション、あるいは、国によって周波数帯が異なる事情に対して1つの逆F平面アンテナで対応できるようになる。

30

【0029】

請求項4に記載のアンテナ装置によれば、本発明に係る逆F平面アンテナが備えられるので、広帯域MIMOシステム用アンテナ及び多周波共用MIMOシステム用アンテナを提供できるようになる。しかも、片面プリント基板に2つの逆F平面アンテナを並べて形成できるため、製造コストの低廉化を図ることができる。

【図面の簡単な説明】

40

【0030】

【図1】本発明に係る第1の実施形態としての逆F平面アンテナ100の構成例を示す平面図である。

【図2】(A)及び(B)は、逆F平面アンテナ100の各部の寸法例を示す平面図及び断面図である。

【図3】逆F平面アンテナ100のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図4】逆F平面アンテナ100のP11, t可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図5】逆F平面アンテナ100のP12, t可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

50

【図 6】逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の P w1 可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 7】逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の P w2 可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 8】逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の c , t 可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 9】逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の f , t 可変時のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 1 0】(A) 及び (B) は、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の P w1、 P w2 可変時の寸法例及びリターンロス特性例を示すグラフ図である。

10

【図 1 1】(A) 及び (B) は、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の P 1、 P 2、 P 3 可変時の寸法例及びリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 1 2】第 2 の実施形態としての逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 の構成例を示す平面図である。

【図 1 3】逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 1 4】逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 の | S 2 1 | 特性例を示すグラフ図である。

【図 1 5】第 3 の実施形態としての逆 F 平面アンテナ装置 2 1 0 の構成例を示す平面図である。

【図 1 6】逆 F 平面アンテナ装置 2 1 0 のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 1 7】逆 F 平面アンテナ装置 2 1 0 の | S 2 1 | 特性例を示すグラフ図である。

20

【図 1 8】(A) ~ (C) は、参考例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 1 ~ 1 1 3 の構成例を示す平面図である。

【図 1 9】(A) は 変形例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 4 の構成例を示す平面図であり、(B) は 参考例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 5 の構成例を示す平面図である。

【図 2 0】(A) は 参考例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 6 の構成例を示す平面図であり、(B) ~ (D) は 変形例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 7 ~ 1 1 9 の構成例を示す平面図である。

【図 2 1】従来例に係る逆 F 平面アンテナ 3 0 0 の構成例を示す平面図である。

【図 2 2】逆 F 平面アンテナ 3 0 0 のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 2 3】従来例に係る M I M O 用の逆 F 平面アンテナ装置 4 0 0 の構成例を示す平面図である。

30

【図 2 4】逆 F 平面アンテナ装置 4 0 0 のリターンロス特性例を示すグラフ図である。

【図 2 5】逆 F 平面アンテナ装置 4 0 0 の | S 2 1 | 特性を示すグラフ図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 3 1 】

以下、図面を参照しながら、本発明に係る実施の形態としての逆 F 平面アンテナ及びアンテナ装置について説明する。

< 第 1 の実施形態 >

本発明に係るプリント基板型の逆 F 平面アンテナ 1 0 0 は、アンテナ中央にある給電素子 1 3 に 2 枚のプレート (整合部) を加え、さらに給電素子 1 3 の外側に位置する接地導体 2 0 の大きさを変更することで広帯域化を図ったものである。

40

【 0 0 3 2 】

図 1 に示す逆 F 平面アンテナ 1 0 0 は 2 GHz ~ 6 GHz の周波数帯に使用可能なものであって、逆 F アンテナ導体 1 0 と接地導体 2 0 とを備えている。逆 F 平面アンテナ 1 0 0 は所定の厚みを有したプリント基板 1 (銅箔基板) をパターンニングすることにより構成される。図中、斜線部分が銅箔パターンであり、梨地が誘電体 (絶縁) 板である。なお、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 は 1 枚の基板上的銅箔から形成されるが、便宜上、各素子領域を画定するために斜線の向きを変えて領域を分けて記載している。

【 0 0 3 3 】

逆 F アンテナ導体 1 0 は放射素子 1 1、短絡素子 1 2 及び給電素子 1 3 から成り、逆 F

50

字状を成している。逆F字状については従来例と同様であるので、その説明を省略する。放射素子11、短絡素子12及び給電素子13の各々は図2に示すように所定の長さ及び所定の幅を有している。

【0034】

給電素子13は第1の矩形部31及び第2の矩形部32を含み構成される。矩形部31は給電点の側に設けられ、矩形部32は放射素子11の側に設けられる。矩形部31はコプレーナ線路を構成し、この範囲がストリップラインと称される。矩形部31の入力側は給電点となされ、図示しない給電線を介して発信回路又は受信回路等の信号処理回路33に接続される。給電線には50又は75等の特性インピーダンス Z_0 を有した同軸ケーブルが使用される。

10

【0035】

給電素子13の縦方向(y)と直交する横方向(x)であって、矩形部32の左側及び右側の少なくともいずれか一方に1以上の整合素子40が配設されている。整合素子40は所定の長さ及び所定の幅を有している。整合素子40は、例えば、プレート状の第1の整合部41及び第2の整合部42を含み構成される。整合部41は、所定の長さを有して放射素子11の側に設けられる。整合部42は、所定の長さを有して接地導体20の側に設けられる。

【0036】

接地導体20は逆Fアンテナ導体10と同一平面内に配設されている。接地導体20は、矩形部31の両側に配設されている。例えば、接地導体20は所定の面積の第1の導体部21及び第2の導体部22を含み構成される。導体部21は矩形部31の左側に配置され、導体部22は矩形部31の右側に配置されて短絡素子12に接続される。導体部21の縦方向の長さは、少なくとも、導体部22の縦方向の長さに対して可変調整されている。この例では、導体部22の縦方向の長さに対して導体部21の縦方向の長さが短くなっている。導体部21及び導体部22は、各々がグランド(GND)に接続される。

20

【0037】

ここで、図2(A)及び(B)を参照して、逆F平面アンテナ100の各部の寸法例について説明をする。なお、図2(A)においては、寸法記載を明確にするために、プリント基板1における誘電体(梨地)の記載を省略する。例えば、アンテナ動作時の中心周波数が $f_0 = 3.75$ GHzで、 $\lambda/2 = 40$ mmの逆F平面アンテナ100を設計する場合、図2の(A)において、 S_w は逆F平面アンテナ100の横方向の全体のmmであって、放射素子11の長さでもある。 S_w は、ほぼ半波長($\lambda/2$)に等しい40 mmである。

30

【0038】

$P_1 \sim P_3$ は放射素子11に対する矩形部32の接続位置を特定するための補助寸法である。この例では、 $P_1 = P_3 = 18$ mmである。 P_2 は矩形部32の幅でもあり、 P_2 は4 mmである。 d は矩形部31の幅であり、 d は6 mmである。 S_1 は逆F平面アンテナ100の縦方向の全体の長さであり、 S_1 は27 mmである。 S_{ht} は放射素子11の幅であり、 S_{ht} は2.0 mmである。

【0039】

S_{h1} は短絡素子12の長さであり、給電素子13の矩形部32の長さでもある。 S_{h1} は10 mmである。 S_{hw} は短絡素子12の幅であり、 S_{hw} は2.0 mmである。 P_{w1} は整合素子40の整合部41の長さであり、 P_{w1} は7.0 mmである。 P_{l1} は整合部41の幅であり、 P_{l1} は3.0 mmである。 P_{w2} は整合部42の長さであり、 P_{w2} は4.0 mmである。 P_{l2} は整合部42の幅であり、 P_{l2} は3.0 mmである。

40

【0040】

G_{l1} は導体部21の縦方向の長さであり、 G_{l1} は10 mmである。 G_{l2} は導体部22の縦方向の長さであり、 G_{l2} は15 mmである。 G_{l2} は矩形部31の縦方向の長さでもある。 G_{w1} は導体部21の横方向の長さであり、 G_{w1} は16 mmである。 G_{w2} は導体部22の横方向の長さであり、 G_{w2} は14 mmである。

【0041】

50

また、図中の a は横方向 (x) において、導体部 2 1 と矩形部 3 1 との隙間であり、b は同様に矩形部 3 1 と導体部 2 2 との隙間である。c は縦方向 (y) において、整合部 4 1 と整合部 4 2 との隙間であり、f は同様に整合部 4 2 と導体部 2 2 との隙間である。t は同様に整合部 4 1 と放射素子 1 1 との隙間である。

【 0 0 4 2 】

隙間 a は、導体部 2 1 の横方向の長さや矩形部 3 1 の幅 d にもよるが、この例では a = 1 mm 程度である。隙間 b は矩形部 3 1 の幅 d や導体部 2 2 の横方向の長さ等にもよるが、この例では b = 3 mm 程度である。隙間 c は、整合部 4 1 の幅 P 11 や整合部 4 2 の幅 P 12 にもよるが、この例では c = 0 . 5 mm 程度である。

【 0 0 4 3 】

隙間 f は整合部 4 2 の幅 P 12 や、導体部 2 2 の縦方向の長さ G 12 にもよるが、この例では f = 0 . 5 mm 程度である。隙間 t は整合部 4 1 の幅 P 11 や放射素子 1 1 の幅 S ht にもよるが、この例では、t = 3 . 0 mm 程度である。

【 0 0 4 4 】

図 2 の (B) において、h はプリント基板 1 の厚みであり、h = 3 . 2 mm 程度である。銅箔の厚みは 0 . 0 1 8 mm 程度である。プリント基板 1 の比誘電率 ϵ_r は 4 . 7 程度である。これらにより、プリント基板型の広帯域の逆 F 平面アンテナ 1 0 0 を構成する。

【 0 0 4 5 】

逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の形成方法については周知の技術が利用できる。例えば、所定の厚み h 及び比誘電率 ϵ_r を有したプリント基板 1 を準備する。次に、プリント基板 1 上に図 2 の (A) で説明した寸法で逆 F アンテナ導体 1 0、接地導体 2 0 及び整合素子 4 0 を得るためのレジストをパターンニングする。その後、当該レジストをマスクにして余分な銅箔を除去する。ウェットエッチングの場合は塩化第二鉄などのエッチング液を使用する。ドライエッチングの場合は、所望のエッチングガス (C F ₄ 等) を使用する。その後、レジストを除去することで、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 を形成することができる。

【 0 0 4 6 】

続いて、図 3 を参照して、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 のリターンロス特性例 (P w1 > P w2) について説明する。図 3 において、縦軸は反射損失 (Return Loss ; 以下 R L という) [dB] である。反射損失は入力電力に対する反射電力の比をデシベル、すなわち、反射係数 (反射電力 / 入力電力) を E とすると、 $R L = - 2 0 \log_{10} E$ で表現したものである。横軸は周波数 [GHz] であり、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 へ供給される高周波電力の搬送周波数である。

【 0 0 4 7 】

図 3 に示す実線は、単体の逆 F 平面アンテナ 1 0 0 のリターンロス特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数 2 . 2 GHz、2 . 5 GHz、4 . 1 GHz 及び 5 . 4 GHz 付近でグラフの谷部分が見られ、特に、2 . 2 GHz、2 . 5 GHz 及び 5 . 4 GHz に深い谷部 (共振点) が見られる。

【 0 0 4 8 】

一般に、アンテナとして許容される反射損失の基準値を $R L_r = - 1 0 \text{ dB}$ (Voltage Standing Wave) としたとき、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 によれば、2 GHz から 6 GHz 付近まで広帯域化していることが明確となった。

【 0 0 4 9 】

ここで、図 4 ~ 図 9 を参照して、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の整合素子 4 0 の最適な大きさ (縦・横方向) について考察する。この例では、整合素子 4 0 の最適な大きさを見出すために、縦方向のパラメータとなる幅 P 11 (ピーエル 1 と読む)、幅 P 12 (ピーエル 2 と読む)、間隔 c、f、t 及び横方向のパラメータとなる長さ P w1、P w2 のいずれか 1 つを変えた場合を考察した。

【 0 0 5 0 】

図 4 に示すリターンロス特性例は、整合部 4 1 の幅 P 11 及び隙間 t を可変した時のグラフ図である。すなわち、P 11 と t の設定値のみを変化させ、P 12、c、f、P w1、P w2 は図

10

20

30

40

50

2 に示した値に固定している。なお、逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の外形寸法 (S_w, S_1) は固定しているため、放射素子 1 1 と整合部 4 1 との隙間 t も変化することになる。

【 0 0 5 1 】

この例では、 $P_{11} + t = 6 \text{ mm}$ が一定となるように寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図 4 に示す狭い点線は、 $P_{11} = 1.0 \text{ mm}$ 、 $t = 5.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $P_{11} = 2.0 \text{ mm}$ 、 $t = 4.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。太い実線は、 $P_{11} = 3.0 \text{ mm}$ 、 $t = 3.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。二点鎖線は、 $P_{11} = 4.0 \text{ mm}$ 、 $t = 2.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。広い点線は、 $P_{11} = 5.0 \text{ mm}$ 、 $t = 1.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。

【 0 0 5 2 】

この結果、 $P_{11} = 3.0 \text{ mm}$ 、 $t = 3.0 \text{ mm}$ が最適な設定値であることが明確となった。整合部 4 1 の幅 P_{11} は寸法が変わると、5 GHz 帯に比べて 2 GHz 帯及び 4 GHz 帯のリターンロス特性が劣化する傾向となるが、 $1.0 \leq P_{11} \leq 5.0 \text{ mm}$ の範囲で広帯域を維持することが明確となった。

【 0 0 5 3 】

図 5 に示すリターンロス特性例は、整合部 4 2 の幅 P_{12} 及び隙間 t を可変した時のグラフ図である。すなわち、 P_{12} と t の設定値のみを変化させ、 $P_{11}, c, f, P_{w1}, P_{w2}$ は図 2 に示した値に固定している。

【 0 0 5 4 】

この例では、 $P_{12} + t = 6 \text{ mm}$ が一定となるように寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図 5 に示す狭い点線は、 $P_{12} = 0.5 \text{ mm}$ 、 $t = 5.5 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $P_{12} = 1.0 \text{ mm}$ 、 $t = 5.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。二点鎖線は、 $P_{12} = 2.0 \text{ mm}$ 、 $t = 4.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。太い実線は、 $P_{12} = 3.0 \text{ mm}$ 、 $t = 3.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。広い点線は、 $P_{12} = 4.0 \text{ mm}$ 、 $t = 2.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。

【 0 0 5 5 】

この結果、 P_{11} と同様にして、 $P_{12} = 3.0 \text{ mm}$ 、 $t = 3.0 \text{ mm}$ が最適な設定値であることが明確となった。整合部 4 2 の幅 P_{12} は寸法が変わると、 P_{11} と同様にして、5 GHz 帯に比べて 2 GHz 帯及び 4 GHz 帯のリターンロス特性が劣化する傾向となるが、 $0.5 \leq P_{12} \leq 4.0 \text{ mm}$ の範囲で広帯域を維持することが明確となった。

【 0 0 5 6 】

図 6 に示すリターンロス特性例は、整合部 4 1 の長さ P_{w1} を可変した時のグラフ図である。すなわち、 P_{w1} の設定値のみを変化させ、 $P_{11}, P_{12}, c, f, t, P_{w2}$ は図 2 に示した値に固定している。

【 0 0 5 7 】

この例では、 P_{w1} を $5.0 \sim 9.0 \text{ mm}$ の範囲内で 1.0 mm ピッチで寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図 7 に示す広い点線は、 $P_{w1} = 5.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。狭い点線は、 $P_{w1} = 6.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。太い実線は、 $P_{w1} = 7.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $P_{w1} = 8.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。二点鎖線は、 $P_{w1} = 9.0 \text{ mm}$ のときのリターンロス特性曲線である。

【 0 0 5 8 】

この結果、 $P_{w1} = 7.0 \text{ mm}$ が最適な設定値であることが明確となった。整合部 4 1 の長さ P_{w1} は寸法が変わると、5 GHz 帯に比べて 2 GHz 帯及び 4 GHz 帯のリターンロス特性が改善される傾向となり、 $5.0 \leq P_{w1} \leq 8.0 \text{ mm}$ の範囲で広帯域を維持することが明確となった。

【 0 0 5 9 】

図 7 に示すリターンロス特性例は、整合部 4 2 の長さ P_{w2} を可変した時のグラフ図である。すなわち、 P_{w2} の設定値のみを変化させ、 $P_{11}, P_{12}, c, f, t, P_{w1}$ は図 2 に示した値に固定している。

10

20

30

40

50

【 0 0 6 0 】

この例では、 $Pw2$ を $3.0 \sim 6.0$ mmの範囲内で 1.0 mmピッチで寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図6に示す狭い点線は、 $Pw2 = 3.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。太い実線は、 $Pw2 = 4.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $Pw2 = 5.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。二点鎖線は、 $Pw2 = 6.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。

【 0 0 6 1 】

この結果、 $Pw2 = 4.0$ mmが最適な設定値であることが明確となった。整合部42の長さ $Pw1$ は寸法が変わると、 5 GHz帯に比べて 2 GHz帯及び 4 GHz帯のリターンロス特性が改善される傾向となり、 $3.0 \sim 6.0$ mmの範囲で広帯域を維持することが明確となった。

10

【 0 0 6 2 】

図8に示すリターンロス特性例は、隙間 c 及び隙間 t を可変した時のグラフ図である。すなわち、隙間 c 、 t の設定値のみを変化させ、 $Pl1$ 、 $Pl2$ 、 f 、 $Pw1$ 、 $Pw2$ は図2に示した値に固定している。

【 0 0 6 3 】

この例では、 $c + t = 3.5$ mmが一定となるように寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図8に示す太い実線は、 $c = 0.5$ mm、 $t = 3.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。狭い点線は、 $c = 1.0$ mm、 $t = 2.5$ mmのときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $c = 1.5$ mm、 $t = 2.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。二点鎖線は、 $c = 2.0$ mm、 $t = 1.5$ mmのときのリターンロス特性曲線である。広い点線は、 $c = 2.5$ mm、 $t = 1.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。

20

【 0 0 6 4 】

この結果、 $c = 0.5$ mm、 $t = 3.0$ mmが最適な設定値であることが明確となった。隙間 c は寸法が変わると、 2 GHz帯及び 4 GHz帯のリターンロス特性にほとんど変化が無いのに対して、最適な設定値以外では 5 GHz帯で共振点が低い周波数の側に移行する傾向となる。しかし、 $0.5 \sim 2.5$ mmの範囲で広帯域を維持することが明確となった。

【 0 0 6 5 】

図9に示すリターンロス特性例は、隙間 f 及び隙間 t を可変した時のグラフ図である。すなわち、隙間 f 、 t の設定値のみを変化させ、 $Pl1$ 、 $Pl2$ 、 c 、 $Pw1$ 、 $Pw2$ は図2に示した値に固定している。

30

【 0 0 6 6 】

この例では、 $f + t = 3.5$ mmが一定となるように寸法を振ってリターンロス特性を取得した。図9に示す太い実線は、 $f = 0.5$ mm、 $t = 3.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。狭い点線は、 $f = 1.0$ mm、 $t = 2.5$ mmのときのリターンロス特性曲線である。一点鎖線は、 $f = 1.5$ mm、 $t = 2.0$ mmのときのリターンロス特性曲線である。

【 0 0 6 7 】

この結果、 $f = 0.5$ mm、 $t = 3.0$ mmが最適な設定値であることが明確となった。隙間 f は寸法が変わると、最適な設定値以外で 2 GHz帯及び 4 GHz帯のリターンロス特性に劣化傾向が見られると共に、 5 GHz帯で共振点が低い周波数の側に移行する傾向となる。しかし、 $0.5 \sim 1.0$ mmの範囲で広帯域を維持することが明確となった。

40

【 0 0 6 8 】

図10(A)に示す逆F平面アンテナ100の $Pw1$ 、 $Pw2$ 可変時の寸法例によれば、整合部41の長さ $Pw1 = 2.0$ mm、幅 $Pl1 = 2.0$ mm、整合部42の長さ $Pw2 = 3.0$ mm、幅 $Pl2 = 2.0$ mm、 $t = 5.0$ mmであり、他の寸法は図2と同一である。上述の寸法例において、下側の整合部42のほうを上側の整合部41より長くしたときの図10(B)に示すリターンロス特性($Pw1 < Pw2$)によれば、 2 GHzから 4 GHz付近まで -10 dBを下回っており、従来例に係る逆F平面アンテナ300よりも広帯域になっていることが明確である。

【 0 0 6 9 】

50

図 1 1 (A) に示す逆 F 平面アンテナ 1 0 0 の P 1 , P 2 , P 3 可変時の寸法例によれば、放射素子 1 1 の補助寸法である $P 1 = P 3 = 1 7 . 0 \text{ mm}$ 、 $P 2 = d = 6 . 0 \text{ mm}$ 、整合部 4 1 の幅 $P I 1 = 2 . 0 \text{ mm}$ 、整合部 4 2 の幅 $P I 2 = 2 . 0 \text{ mm}$ 、 $t = 5 . 0 \text{ mm}$ であり、他の寸法は図 2 と同一である。上述の寸法例において、給電素子 1 3 の第 1 の矩形部 3 1 及び第 2 の矩形部 3 2 の幅を同一としたときの図 1 1 (B) に示すリターンロス特性 ($d = P 2$) によれば、2 GHz から 6 GHz 付近まで $- 1 0 \text{ dB}$ を下回っており、図 2 の寸法関係によって得られる図 3 のリターンロス特性と同程度の広帯域になっていることが明確である。

【 0 0 7 0 】

このように、第 1 の実施形態としての逆 F 平面アンテナ 1 0 0 によれば、給電素子 1 3 の矩形部 3 2 の右側に所定の長さ $P w 1$, $P w 2$ 及び所定の幅 $P I 1$, $P I 2$ を有した 2 つの整合部 4 1 , 4 2 が配設されるものである。

【 0 0 7 1 】

この構成によって、整合部 4 1 , 4 2 等の整合素子 4 0 が無い従来方式の逆 F 平面アンテナ 3 0 0 に比べ、リターンロス特性において、 $- 1 0 \text{ dB}$ 以下の周波数帯を格段に拡張でき、2 GHz 帯、5 GHz 帯といった使用周波数の広帯域化を図ることができる。

【 0 0 7 2 】

この実施形態では、矩形部 3 2 の右側に整合部 4 1 , 4 2 を配設する場合について説明したが、これに限られることはなく、矩形部 3 2 の左側に整合部 4 1 , 4 2 を配設する場合についても同様な効果が得られる。従って、片面プリント基板等の同一平面内に 2 つの逆 F 平面アンテナ 1 0 0 を所定の距離を隔てて左右対称に配置したアンテナ装置 (図 1 2 参照) を提供できるようになる。更に、アンテナの広帯域化が図れることから、アプリケーション、あるいは、国によって周波数帯が異なる事情に対して 1 つのアンテナで対応できるようになる。

【 0 0 7 3 】

< 第 2 の実施形態 >

続いて、図 1 2 ~ 図 1 4 を参照して、第 2 の実施形態としての逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 について説明をする。図 1 2 に示す逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 はアンテナ装置の一例を構成し、送信側及び受信側に複数の無線モジュールと共に使用され、当該無線モジュールに接続可能な多入力 - 多出力 (Multiple Input Multiple Output : M I M O) 用のアンテナ装置を構成する。

【 0 0 7 4 】

逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 は、少なくとも、第 1 の逆 F 平面アンテナ 1 0 1 と第 2 の逆 F 平面アンテナ 1 0 2 とが同一平面内に所定の間隔 D を隔てて左右対称に配置される。例えば、1 対の逆 F 平面アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 を逆向きに向い合せるように配置する。逆 F 平面アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 は、本発明に係る広帯域プリント基板型の逆 F 平面アンテナ 1 0 0 から成るものである。このように配置することで、2 つの逆 F 平面アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 の相互影響を低く抑えることができ、M I M O システムへの対応が可能となる。

【 0 0 7 5 】

続いて、図 1 3 を参照して、逆 F 平面アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 を 2 つ並べ、間隔 $D = 4 0 \text{ mm}$ とした場合の逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 のリターンロス特性例について説明する。リターンロス特性については、電磁界シミュレーター C S T (Studio Suite 2006) を用いて解析を行った。図 1 3 において、縦軸は反射損失 [dB] であり、横軸は周波数 [GHz] である。

【 0 0 7 6 】

図 1 3 に示す実線は、逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 のリターンロス特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数 2 . 2 GHz、2 . 7 GHz、4 . 0 GHz、5 . 0 GHz 及び 5 . 5 GHz 付近でグラフの谷部分が見られ、特に、2 . 2 GHz、5 . 0 GHz 及び 5 . 5 GHz に深い谷部 (共振点) が見られる。

10

20

30

40

50

【 0 0 7 7 】

ここで、本発明に係る逆F平面アンテナ装置200のリターンロス特性と、従来例に係る逆F平面アンテナ装置400のリターンロス特性とを比較する。比較条件は間隔Dが40mmの場合である。従来例に係るリターンロス特性によれば、リターンロス - 10dBとなる周波数帯域が1.93GHz~2.10GHzであった(図24参照)。

【 0 0 7 8 】

これに対して、本発明に係るリターンロス特性によれば、図13に示すようにリターンロス - 10dBとなる周波数帯域が2.00GHz~5.75GHzと大幅に広帯域化していることが明確となった。

【 0 0 7 9 】

このように、逆F平面アンテナ装置200によれば、図3に示した単体の逆F平面アンテナ100と同様にして、2素子の逆F平面アンテナ100を並べた場合も、RLr = - 10dB以下の領域が広く、2GHzから5GHz付近まで広帯域を維持している。従って、逆F平面アンテナ100を2個配置した場合もリターンロス特性が変わらないことから、MIMO用のアンテナ装置を提供できるようになった。

【 0 0 8 0 】

続いて、図14を参照して、逆F平面アンテナ装置200の|S21|特性例について説明する。図14において、縦軸はSパラメータの|S21|[dB](通過特性)であり、|S21|は入力電力に対する通過電力の比をデシベル、すなわち、通過係数(通過電力/入力電力)をFとすると、 $|S21| = -20 \log_{10} F$ で表現したものである。横軸は周波数[GHz]である。

【 0 0 8 1 】

図14に示す実線は、逆F平面アンテナ装置200の|S21|特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数2.0GHz、2.3GHz及び5.2GHz付近でグラフの山部分が見られる。

【 0 0 8 2 】

ここで、本発明に係る逆F平面アンテナ装置200の|S21|特性と、従来例に係る逆F平面アンテナ装置400の|S21|特性とを比較する。比較条件は間隔Dが40mmの場合である。従来例に係る|S21|特性によれば、リターンロス - 10dBとなる周波数帯域が2.0GHz~2.6GHzであった(図25参照)。

【 0 0 8 3 】

これに対して、本発明に係る|S21|特性によれば、図13に示したリターンロスの少ない(-10dB以下)周波数領域(使用可能領域)で、|S21|が-15dB以下となっている。すなわち、本発明によれば、リターンロス - 10dBとなる周波数領域(2.00GHz~5.75GHz)で、図14に示す|S21|特性は、-18dB以下であった。これにより、2.00GHz~5.75GHzの周波数帯域において、|S21|特性が抑えられていることが確認できる。しかも、逆F平面アンテナ101、102で相互影響が少ないことが明確となった。

【 0 0 8 4 】

このように、第2の実施形態としての逆F平面アンテナ装置200によれば、本発明に係る逆F平面アンテナ101、102が備えられるので、WiMaxやWi-Fi通信において多に発揮可能な広帯域MIMOシステム用アンテナおよび多周波共用MIMOシステム用アンテナを提供できるようになる。

【 0 0 8 5 】

< 第3の実施形態 >

続いて、図15~図17を参照して、第3の実施形態としての逆F平面アンテナ装置210について説明をする。図15に示す逆F平面アンテナ装置210はアンテナ装置の一例を構成し、送信側及び受信側に複数の無線モジュールと共に使用され、当該無線モジュールに接続可能な多入力-多出力(Multiple Input Multiple Output: MIMO)用のアンテナ装置を構成する。

10

20

30

40

50

【0086】

逆F平面アンテナ装置210は、少なくとも、第1の逆F平面アンテナ101aと第2の逆F平面アンテナ101bとが同一平面内に所定の間隔Dを隔てて同一の向きに配置される。逆F平面アンテナ101a、101bは、本発明に係る広帯域プリント基板型の逆F平面アンテナ100から成るものである。

【0087】

続いて、図16を参照して、逆F平面アンテナ101a、101bを同じ向きに2つ並べ、間隔D=40mmとした場合の逆F平面アンテナ装置210のリターンロス特性例について説明する。図16において、縦軸は反射損失[dB]であり、横軸は周波数[GHz]である。

10

【0088】

図16に示す実線は、逆F平面アンテナ装置210のリターンロス特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数2.2GHz、2.7GHz、4.0GHz、5.0GHz及び5.5GHz付近でグラフの谷部分が見られ、特に、2.2GHz、5.0GHz及び5.5GHzに深い谷部(共振点)が見られ、図13に示した逆F平面アンテナ装置200とほぼ同等の特性となっている。

【0089】

続いて、図17を参照して、逆F平面アンテナ装置210の|S21|特性例について説明する。図17において、縦軸はSパラメータの|S21|[dB](通過特性)であり、|S21|は入力電力に対する通過電力の比をデシベル、すなわち、通過係数(通過電力/入力電力)をFとすると、 $|S21| = -20 \log_{10} F$ で表現したものである。横軸は周波数[GHz]である。

20

【0090】

図17に示す実線は、逆F平面アンテナ装置210の|S21|特性曲線である。当該特性曲線によれば、周波数2.0GHz、2.3GHz及び5.2GHz付近でグラフの山部分が見られ、図16に示したリターンロスの少ない(-10dB以下)周波数領域(使用可能領域)で、|S21|が-15dB以下となっている。すなわち逆F平面アンテナ101a、101bで相互影響が少ないことが明確となった。

【0091】

このように、第3の実施形態としての逆F平面アンテナ装置200によれば、本発明に係る逆F平面アンテナ101a、101bが備えられるので、WiMaxやWi-Fi通信において多に発揮可能な広帯域MIMOシステム用アンテナおよび多周波共用MIMOシステム用アンテナを提供できるようになる。

30

【0092】

続いて、図18~図20を参照して、参考例としての逆F平面アンテナ111~113、115、116、および変形例としての逆F平面アンテナ114、117~119について説明する。MIMO用の逆F平面アンテナ装置200、210を構成する逆F平面アンテナ101、101a、101b、102については、本発明に係る逆F平面アンテナ100に限られない。図18(A)~(C)に示すように整合素子40が1要素のものであってもよい。

40

【0093】

図18(A)に示す逆F平面アンテナ111は、矩形部32の右側に1個の整合部41を有している。整合部41は所定の長さ及び所定の幅を有している。整合部41は矩形部32の中央から右側の横方向に突出している。整合部41は放射素子11、短絡素子12、導体部22及び給電素子13により囲まれている。他の要素は従来例に係る逆F平面アンテナ300と同様であるので、その説明を省略する。これらにより、逆F平面アンテナ111を構成する。

【0094】

図18(B)に示す逆F平面アンテナ112は、矩形部32の左側に1個の整合部41'を有している。整合部41'は矩形部32の中央から左側の横方向に突出している。整

50

合部 4 1' は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 2 を構成する。

【 0 0 9 5 】

図 1 8 (C) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 3 は、矩形部 3 2 の左側に 1 個の整合部 4 1 a を有し、かつ、右側に 1 個の整合部 4 1 b を有している。整合部 4 1 a , 4 1 b は矩形部 3 2 の中央から左右の側の横方向に突出している。整合部 4 1 a , 4 1 b は横方向の中心位置が一致している。整合部 4 1 a は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。整合部 4 1 b は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 に囲まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 3 を構成する。

【 0 0 9 6 】

図 1 9 (A) 及び (B) に示す整合素子 4 0 は 2 要素変形例の場合である。図 1 9 (A) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 4 は、矩形部 3 2 の左右の側に各々 2 個ずつ整合部 4 1 a , 4 1 b , 4 2 a , 4 2 b を有している。整合部 4 1 a , 4 1 b , 4 2 a , 4 2 b は所定の長さ及び所定の幅を有している。例えば、整合部 4 1 a , 4 1 b に比べて整合部 4 2 a , 4 2 b が長い。整合部 4 1 a , 4 2 a は矩形部 3 2 の中央から左側の横方向に突出している。整合部 4 1 a , 4 2 a は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。

【 0 0 9 7 】

整合部 4 1 b , 4 2 b は矩形部 3 2 の中央から右側の横方向に突出している。整合部 4 1 b , 4 2 b は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 により囲まれている。他の要素は従来例に係る逆 F 平面アンテナ 3 0 0 と同様であるので、その説明を省略する。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 4 を構成する。

【 0 0 9 8 】

図 1 9 (B) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 5 は、矩形部 3 2 の左右の側に各々 1 個ずつ整合部 4 1 a , 4 2 b を有している。整合部 4 1 a , 4 2 b は各々が所定の長さ及び所定の幅を有している。例えば、整合部 4 1 a に比べて整合部 4 2 b が長い。整合部 4 1 a は放射素子 1 1 に近い側であって、矩形部 3 2 の上方から左側の横方向に突出している。整合部 4 1 a は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。

【 0 0 9 9 】

整合部 4 2 b は導体部 2 2 に近い側であって、矩形部 3 2 の下方から右側の横方向に突出している。整合部 4 1 a , 4 2 b は横方向の中心が相互に上下にずれている。整合部 4 2 b は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 により囲まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 5 を構成する。

【 0 1 0 0 】

図 2 0 (A) ~ (D) に示す整合素子 4 0 は 3 要素変形例の場合である。図 2 0 (A) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 6 は、矩形部 3 2 の左側に 3 個の整合部 4 1 , 4 2 , 4 3 を有している。整合部 4 3 は第 3 の整合部の一例であり、例えば、整合部 4 1 の上方に配設される。もちろん、整合部 4 3 は整合部 4 2 の下方に配設しても、整合部 4 1 , 4 2 の間に配設してもよい。整合部 4 1 , 4 2 , 4 3 は所定の長さ及び所定の幅を有している。

【 0 1 0 1 】

例えば、整合部 4 1 に比べて整合部 4 3 が長く、整合部 4 2 は整合部 4 3 に比べて長く設定される。この寸法限定は周波数帯域を広げるためである。整合部 4 1 , 4 2 , 4 3 は矩形部 3 2 から左側の横方向に突出している。整合部 4 1 , 4 2 , 4 3 は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。他の要素は従来例に係る逆 F 平面アンテナ 3 0 0 と同様であるので、その説明を省略する。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 6 を構成する。

【 0 1 0 2 】

図 2 0 (B) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 7 は、矩形部 3 2 の右側に 3 個の整合部 4 1' , 4 2' , 4 3' を有している。整合部 4 1' , 4 2' , 4 3' は所定の長さ及び所定の幅を有している。整合部 4 1' , 4 2' , 4 3' は矩形部 3 2 から右側の横方向に突出

10

20

30

40

50

している。整合部 4 1 ' , 4 2 ' , 4 3 ' は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 により囲まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 7 を構成する。

【 0 1 0 3 】

図 2 0 (C) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 8 は、矩形部 3 2 の左右の側に各々 3 個ずつの整合部 4 1 a , 4 1 b , 4 2 a , 4 2 b , 4 3 a , 4 3 b を有している。整合部 4 1 a , 4 1 b , 4 2 a , 4 2 b , 4 3 a , 4 3 b は所定の長さ及び所定の幅を有している。整合部 4 1 a , 4 2 a , 4 3 a は、図に示す順序で矩形部 3 2 から左側の横方向に突出している。整合部 4 1 a , 4 2 a , 4 3 a は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。整合部 4 1 b , 4 2 b , 4 3 b も同様にして矩形部 3 2 から右側の横方向に突出している。整合部 4 1 b , 4 2 b , 4 3 b は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 により囲まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 8 を構成する。

10

【 0 1 0 4 】

図 2 0 (D) に示す逆 F 平面アンテナ 1 1 9 は、矩形部 3 2 の左側に 1 個、右側に 2 個の整合部 4 1 a , 4 2 b , 4 3 b を有している。整合部 4 1 a , 4 2 b , 4 3 b は所定の長さ及び所定の幅を有している。整合部 4 1 a は矩形部 3 2 の中央から左側の横方向に突出している。整合部 4 1 a は放射素子 1 1、導体部 2 1 及び給電素子 1 3 でコ状に挟まれている。整合部 4 2 b , 4 3 b は矩形部 3 2 の上下方から右側の横方向に突出している。整合部 4 2 b , 4 3 b は放射素子 1 1、短絡素子 1 2、導体部 2 2 及び給電素子 1 3 により囲まれている。これらにより、逆 F 平面アンテナ 1 1 9 を構成する。

20

【 0 1 0 5 】

これらの逆 F 平面アンテナ 1 1 1 ~ 1 1 9 から選択される 1 対又は多対の逆 F 平面アンテナを同一平面内において所定の間隔 D を隔てて左右対称に配置することで、MIMO 用の逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 , 2 1 0 を構成することができる。

【 0 1 0 6 】

このように、変形例としての逆 F 平面アンテナ 1 1 4、1 1 7 ~ 1 1 9 によれば、第 2、第 3 の実施形態としての逆 F 平面アンテナ装置 2 0 0 , 2 1 0 に応用できるので、WiMax や Wi Fi 通信において多いに発揮可能な広帯域 MIMO システム用のアンテナ装置及び多周波共用 MIMO システム用のアンテナ装置を提供できるようになる。しかも、片面プリント基板に 2 つの逆 F 平面アンテナ 1 0 1 , 1 0 2 等を並べて形成できるため、製造コストの低廉化を図ることができる。

30

【産業上の利用可能性】

【 0 1 0 7 】

本発明は、2 . 0 GHz ~ 5 . 0 GHz 帯の無線通信に用いる平面アンテナであって、広帯域 MIMO システム用のプリント基板型の逆 F 字アンテナに適用して極めて好適なものである。

【符号の説明】

【 0 1 0 8 】

- 1 プリント基板
- 1 0 逆 F アンテナ導体
- 1 1 放射素子
- 1 2 短絡素子
- 1 3 給電素子
- 2 0 接地導体
- 2 1 , 2 2 導体部
- 3 1 , 3 2 矩形部
- 3 3 信号処理回路
- 4 0 整合素子
- 4 1 , 4 2 , 4 3 , 4 1 a , 4 2 a , 4 3 a , 4 1 b , 4 2 b , 4 3 b 整合部

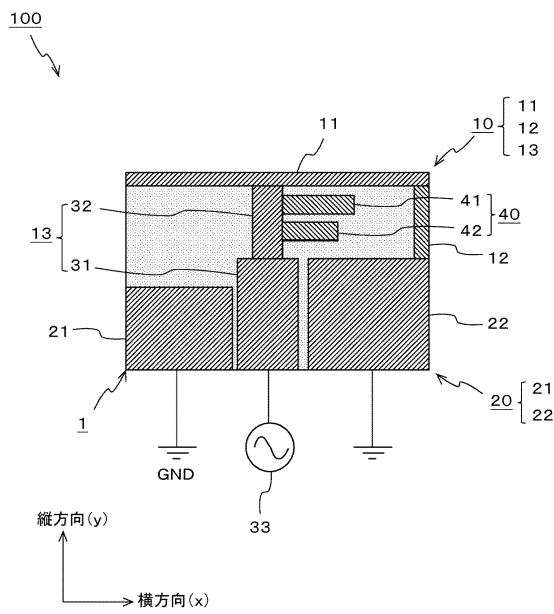
40

50

100, 101, 102, 101a, 101b, 111 ~ 119 逆F平面アンテナ
200, 210 逆F平面アンテナ装置

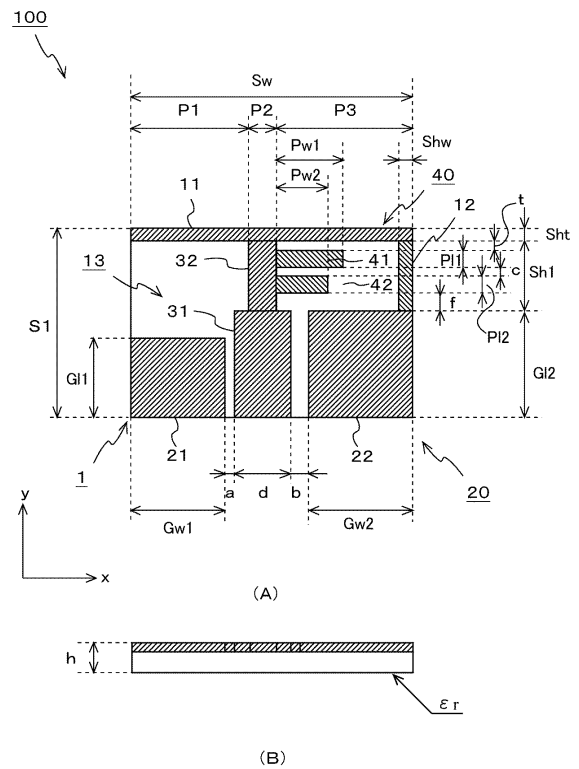
【図1】

第1の実施形態としての逆F平面アンテナ100
の構成例



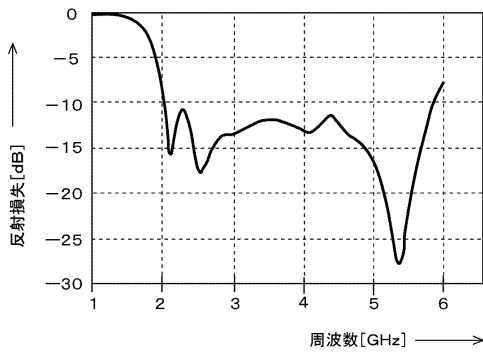
【図2】

逆F平面アンテナ100の各部の寸法例



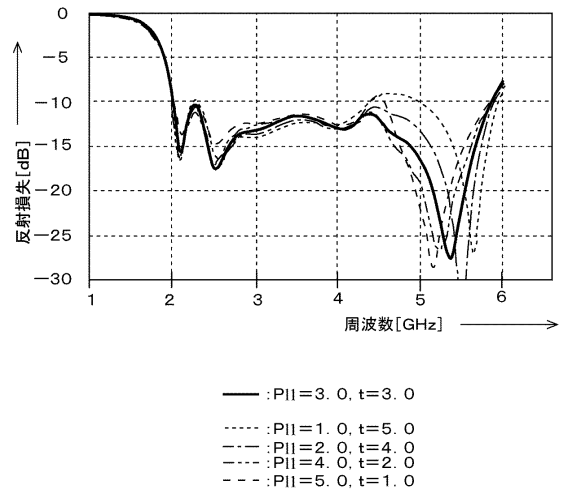
【 図 3 】

逆F平面アンテナ100のリターンロス特性例



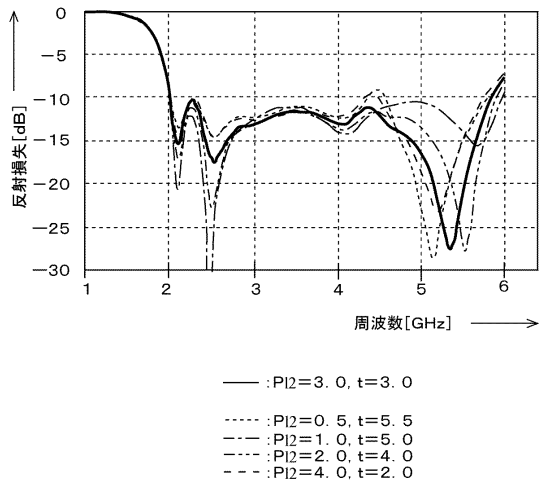
【 図 4 】

逆F平面アンテナ100のPI1, t 可変時のリターンロス特性例



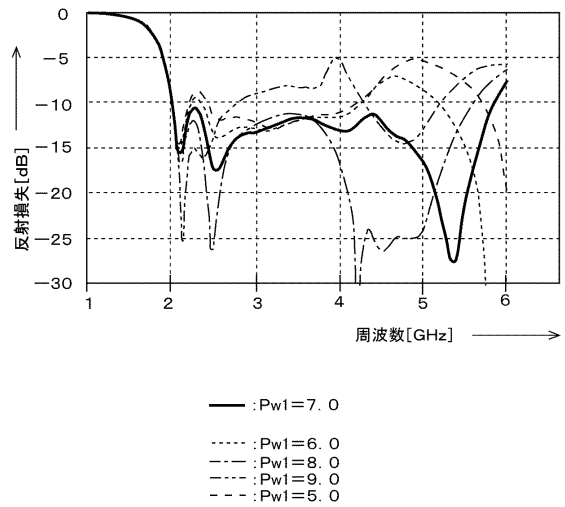
【 図 5 】

逆F平面アンテナ100のPI2, t 可変時のリターンロス特性例



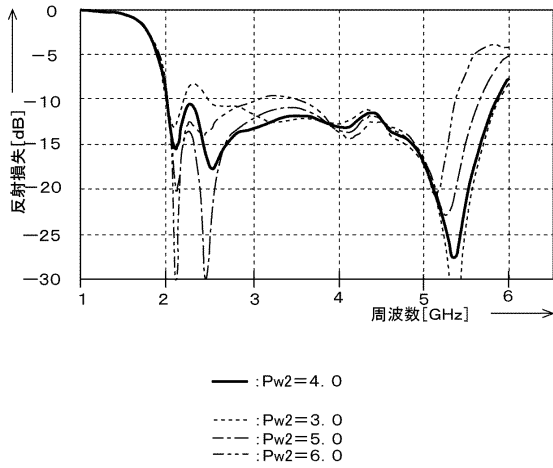
【 図 6 】

逆F平面アンテナ100のPw1可変時のリターンロス特性例



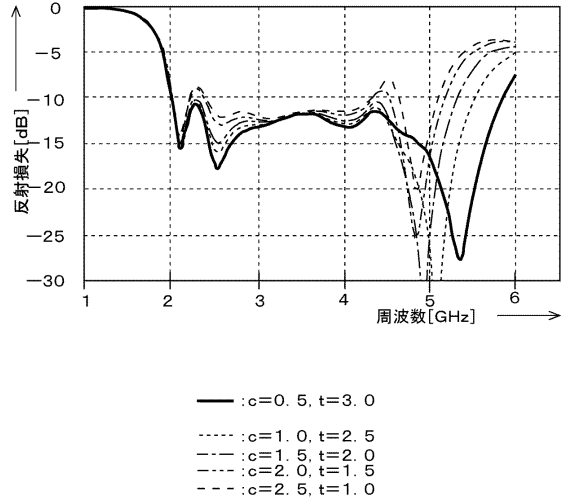
【 図 7 】

逆F平面アンテナ100のPw2可変時のリターンロス特性例



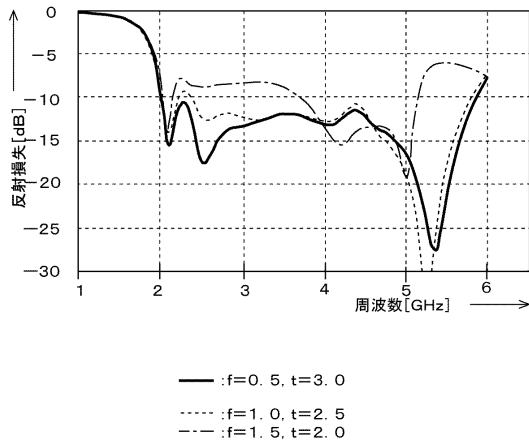
【 図 8 】

逆F平面アンテナ100のc, t可変時のリターンロス特性例



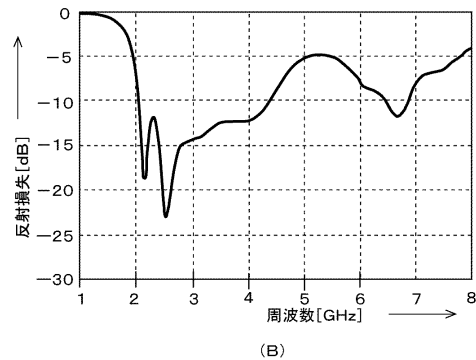
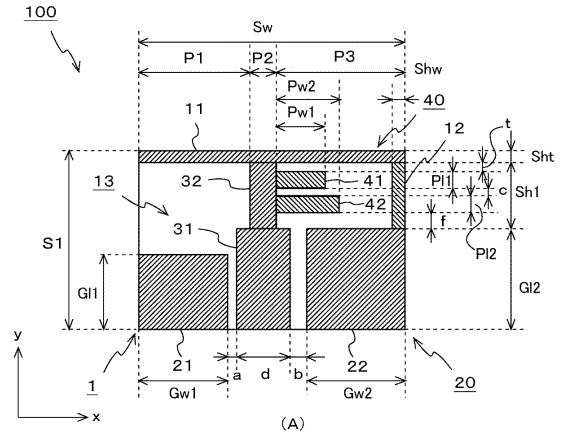
【 図 9 】

逆F平面アンテナ100のf, t可変時のリターンロス特性例



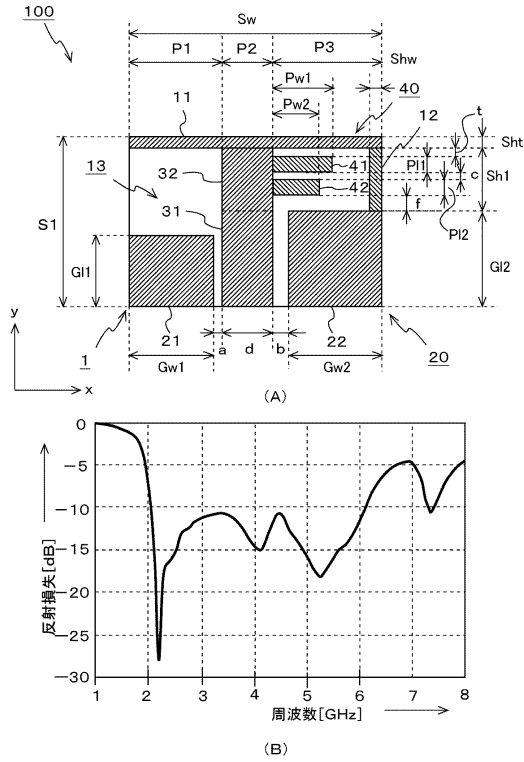
【 図 10 】

Pw1, Pw2可変時の寸法例及びリターン特性例



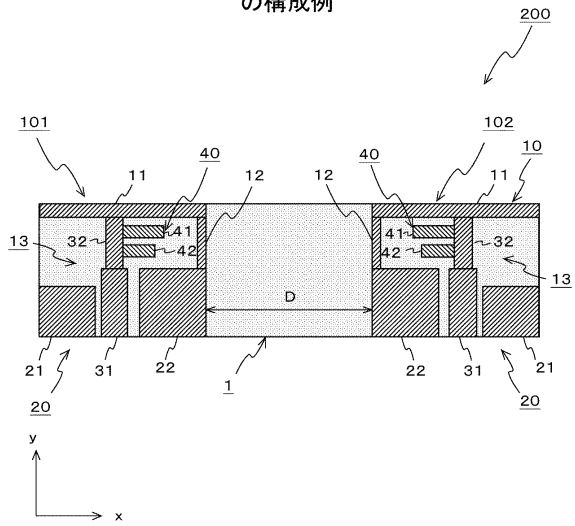
【図11】

P1, P2, P3可変時の寸法例及びリターン特性例



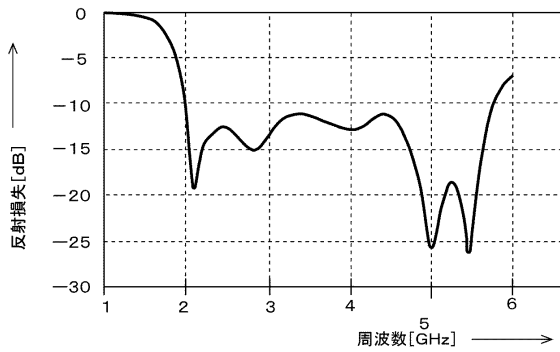
【図12】

第2の実施形態としての逆F平面アンテナ装置200の構成例



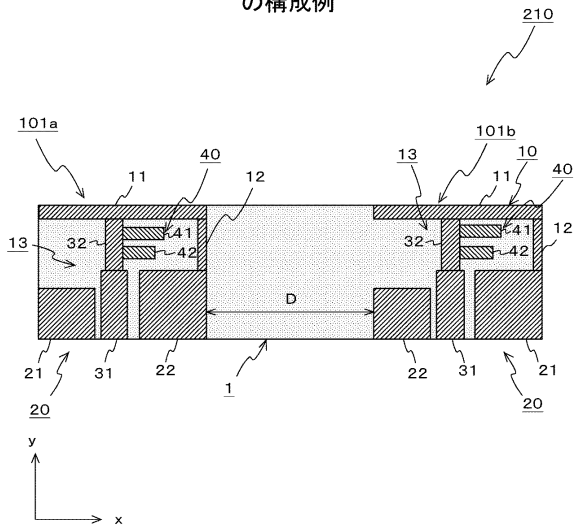
【図13】

逆F平面アンテナ装置200のリターンロス特性例



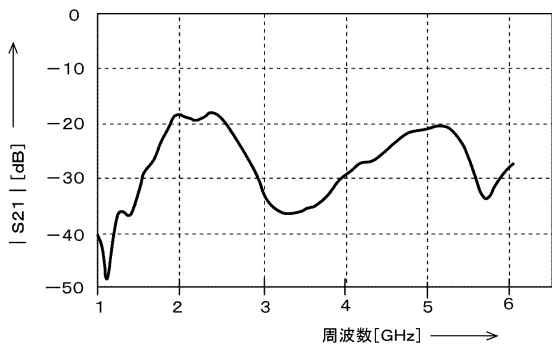
【図15】

第3の実施形態としての逆F平面アンテナ装置210の構成例



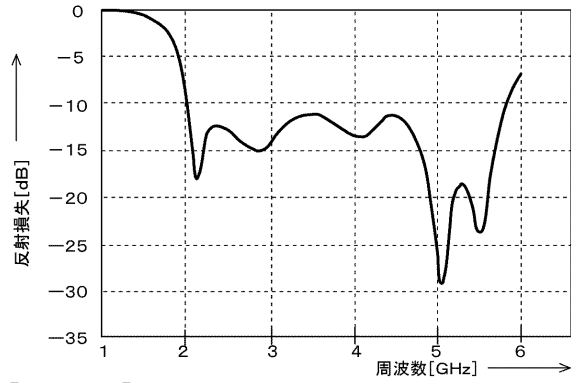
【図14】

逆F平面アンテナ装置200の |S21| 特性例



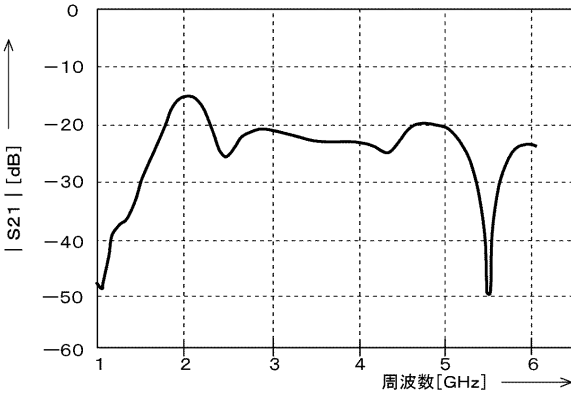
【図16】

逆F平面アンテナ装置210のリターンロス特性例



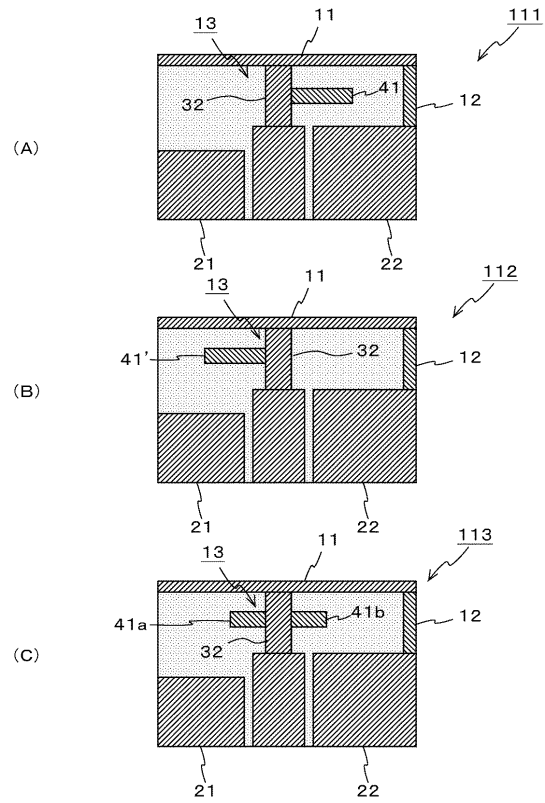
【図17】

逆F平面アンテナ装置210の |S21| 特性例



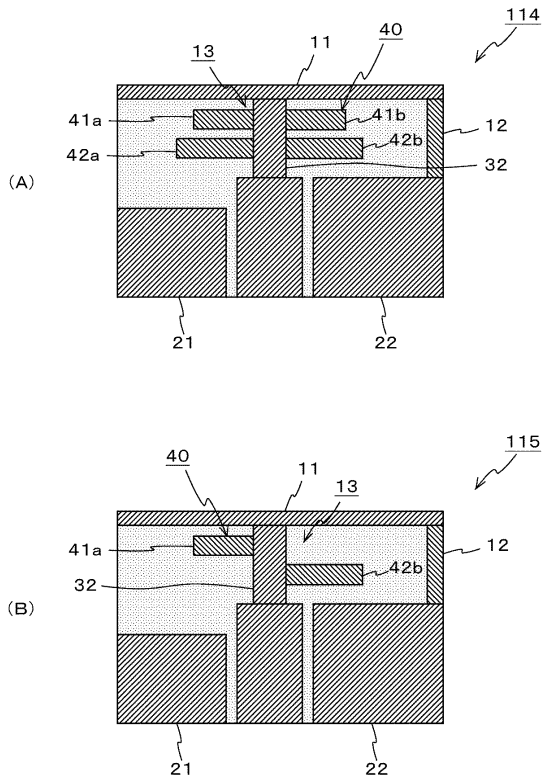
【図18】

逆F平面アンテナ111~113の構成例



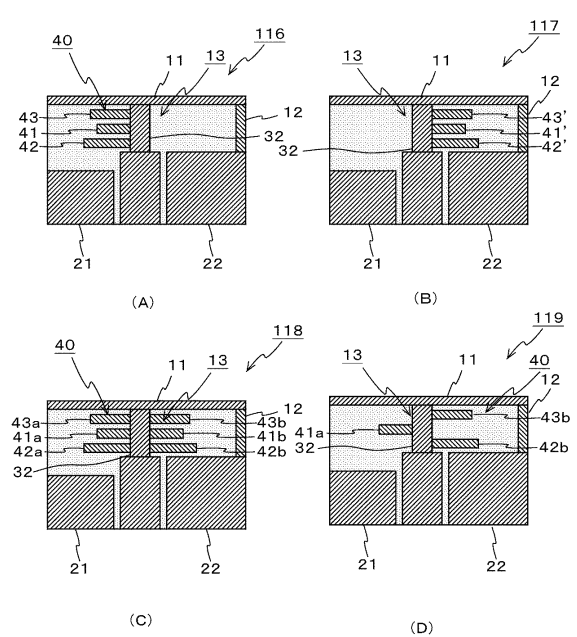
【図19】

逆F平面アンテナ114, 115の構成例



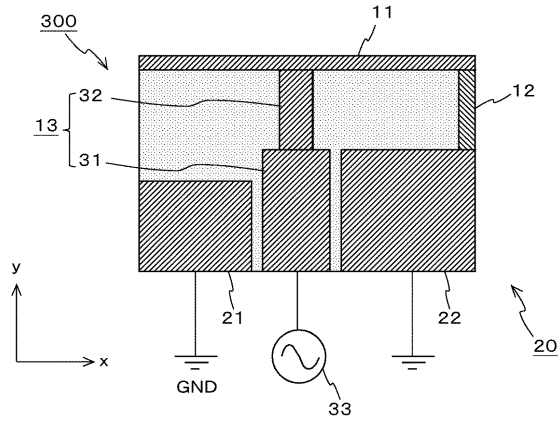
【図20】

逆F平面アンテナ116~119の構成例



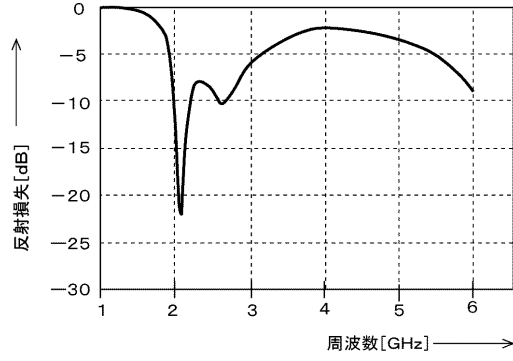
【図 2 1】

従来例に係る逆F平面アンテナ300の構成例



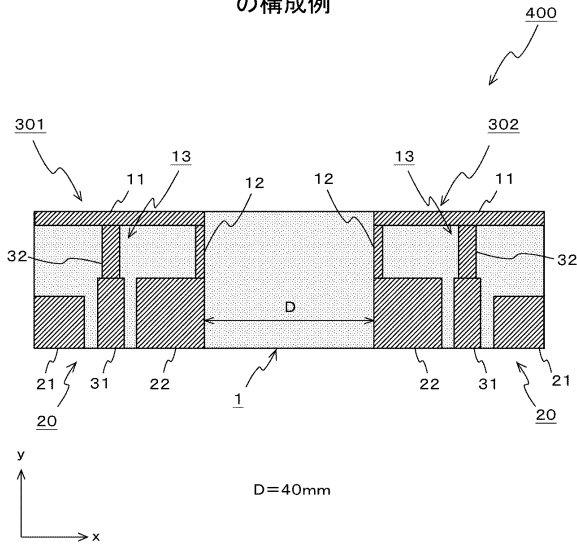
【図 2 2】

逆F平面アンテナ300のリターンロス特性例



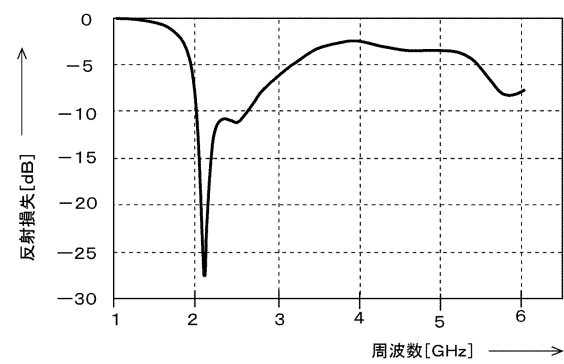
【図 2 3】

従来例に係るMIMO用のアンテナ装置400の構成例



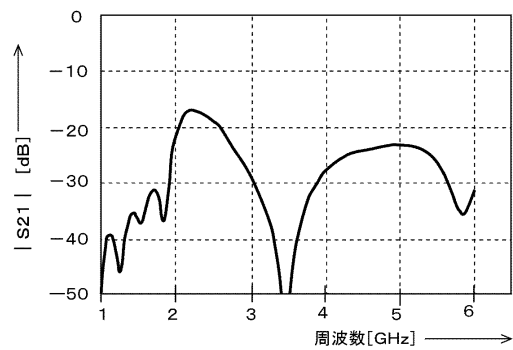
【図 2 4】

逆F平面アンテナ装置400のリターンロス特性例



【図 2 5】

逆F平面アンテナ装置400の |S21| 特性例



フロントページの続き

- (56)参考文献 特開2005-252480(JP,A)
特開2012-231417(JP,A)
米国特許出願公開第2009/0184876(US,A1)
米国特許出願公開第2002/0126047(US,A1)
特表2009-531978(JP,A)
国際公開第03/075398(WO,A1)
特開2008-141661(JP,A)
米国特許出願公開第2010/0245195(US,A1)
特開2006-319733(JP,A)
国際公開第2010/090573(WO,A1)
特開2011-176653(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H01Q1/00-25/04