

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2016-100671

(P2016-100671A)

(43) 公開日 平成28年5月30日(2016.5.30)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード(参考)
HO1Q 21/24 (2006.01)	HO1Q 21/24	4C161
HO1Q 7/00 (2006.01)	HO1Q 7/00	5J021
HO1Q 9/16 (2006.01)	HO1Q 9/16	5K159
A61B 1/00 (2006.01)	A61B 1/00 320B	
A61B 1/04 (2006.01)	A61B 1/04 362J	

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 10 頁) 最終頁に続く

(21) 出願番号 特願2014-234331 (P2014-234331)
 (22) 出願日 平成26年11月19日(2014.11.19)

申請有り

(出願人による申告) 総務省 平成26年度 戦略的情報通信研究開発推進事業(SCOPE) 電波有効利用促進型研究開発研究「インプラントデバイスにおける高速・高信頼化を実現する超広帯域無線通信方式の研究開発(145106002)」、産業技術力強化法第19条の適用を受ける特許出願

(71) 出願人 304021277
 国立大学法人 名古屋工業大学
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番
 (72) 発明者 清水 悠斗
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 (72) 発明者 安在 大祐
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 (72) 発明者 王 建青
 愛知県名古屋市昭和区御器所町字木市29番 国立大学法人名古屋工業大学内
 Fターム(参考) 4C161 AA01 AA04 CC06 DD07 FF41 JJ19 NN03 UU06 UU07
 最終頁に続く

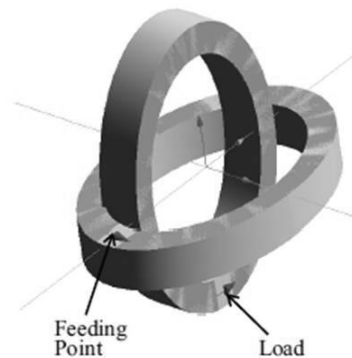
(54) 【発明の名称】 インプラント通信用送信アンテナおよびそれを用いたUWB通信システム

(57) 【要約】

【課題】 BAN用の小型で広帯域対応の送信用アンテナを提供する。

【解決手段】 インプラント通信用送信アンテナであって、比誘電率が1.0以下で厚みが0.5~2.0mmの誘電体基板に、導体幅が0.5~2.0mm、長軸/短軸が1.0~3.0の円形または楕円形の導体パターンが形成された一対の平面ループアンテナから構成され、当該ループアンテナの導体面が互いに直交するように配置された、インプラント通信用偏波ダイバーシティ送信アンテナ。また、当該偏波ダイバーシティ送信アンテナと平面ループ受信アンテナと対で使用されるUWBインプラント通信システム。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

インプラント通信用送信アンテナであって、比誘電率が 10 以下で厚みが 0.5 ~ 2.0 mm の誘電体基板に、導体幅が 0.5 ~ 1.5 mm で、長軸 / 短軸が 1.0 ~ 3.0 の円形または楕円形の導体パターンが形成された一対の平面ループアンテナから構成され、当該ループアンテナの導体面を含む平面が互いに直交するように配置された、インプラント通信用偏波ダイバーシティ送信アンテナ。

【請求項 2】

比誘電率が 10 以下で厚みが 0.5 ~ 2.0 mm の誘電体基板の一表面に半径が 10.0 ~ 15.0 mm の半円、基板裏面に上底が 20.0 ~ 25.0 mm、下底が 35.0 ~ 40.0 mm、高さが 15.0 ~ 25.0 mm の台形の導体パターンが形成されたダイポール型受信アンテナと対で使用される請求項 1 に記載のインプラント通信用偏波ダイバーシティ送信アンテナ。

10

【請求項 3】

前記インプラント通信用偏波ダイバーシティ送信アンテナと前記ダイポール型受信アンテナとを対で使用する UWB インプラント通信システム。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、カプセル型内視鏡等のインプラント通信等に関するものである。

20

【背景技術】**【0002】**

近年、内視鏡分野では、撮影機能や無線通信機能等を内蔵したカプセル型内視鏡が消化管等の被検体内部を移動し、被検体内部を順次撮影して画像データを生成し、この画像データを順次無線送信し、被検体外部の受信装置が受信するシステムが普及してきた。受信した画像データは受信装置に内蔵されたメモリに記憶され、さらに検査後には画像データが画像表示装置に取り込まれて被検体の診断が行われる。

【0003】

このカプセル型内視鏡の主な利用周波数帯は 400 MHz MICS (Medical Implant Communication Service) 帯であるが、カプセル内視鏡の無線通信の信号は人体中を伝搬するため、周波数がさらに高くなると人体からの信号減衰の影響を大きく受けるため、人体からの信号減衰を低く抑えるために低い周波数を用いているのが現状である。しかし、カプセル内視鏡の開発が進んだことによって、より鮮明で高解像度の画像取得が可能になった背景より、インプラント通信においても高品質な画像伝送に耐えうる高速かつ大容量の通信の要求が強くなってきた。しかし、現状のカプセル内視鏡の伝送速度は数百 kbps 程度で、リアルタイムの高品質画像伝送という条件を満たしているとは言えず、さらには、現在主流の 400 MHz MICS 帯カプセル内視鏡は狭帯域周波数帯の制限を受けるため、高速伝送を実現するのは原理的に困難である。

30

【0004】

そこで、カプセル内視鏡等の無線ボディエリアネットワーク (Body Area Networks: BAN) において、より広帯域の UWB ローバンド (3.4 - 4.8 GHz) に着目される。この周波数帯を使用した BAN は、本来は人体の体表上に通信端末が配置されるウェアラブル BAN として利用されてきた背景があるが、この周波数帯をインプラント BAN に適用する報告が数例行われている。しかしながら、高周波数帯であるため通信特性は非常に低く通信特性向上が課題として残されていた。関連技術としては、受信側で複数のアンテナを用いる受信ダイバーシティ技術が非特許文献 1 参照に開示されており、通信特性の向上は確認されているものの高品質カプセル内視鏡伝送の要求に耐えられる性能が十分に得られていない問題があった。

40

【0005】

50

また、カプセル内視鏡に埋め込むにはアンテナの小型化が要求されるが、アンテナサイズは周波数に依存するため、400MHz MICS帯ではアンテナ小型化のためにアンテナ効率が低下する問題があった。一方、UWB帯では高周波数帯であるため波長が短く、400MHz MICS帯よりもアンテナサイズをより容易に小型化・高効率化が可能である。しかしながら、UWB帯は単一周波数ではなく広帯域にわたる周波数範囲で優れた性能を示すアンテナが要求されるなど別の課題もある。UWB帯の導入によりアンテナ小型化が容易になったことでダイバーシティアンテナ等の種々のアンテナ技術が候補として知られているが、インプラントBANにおいて小型かつ広帯域送信用アンテナの開発はほとんど行われていない。

【先行技術文献】

【非特許文献】

【0006】

【非特許文献1】J. Shi, D. Anzai, and J. Wang, "Channel modeling and performance analysis of diversity reception for implant UWB wireless link," IEICE Trans. Commun., vol.E95-B, no.10, pp3197-3205, Oct. 2012.

【非特許文献2】Y. Morimoto, D. Anzai, and J. Wang, "Design of ultra wideband low-band implant antennas for capsule endoscope application," Proc. International Symposium on Medical Information and Communication Technology (ISMICT), Tokyo, Japan, Mar. 2013, pp.61-65

【非特許文献3】N.B. Mehta, J. Wu, A.F. Molisch, and J. Zhang, "Approximating a sum of random variables with a lognormal," IEEE Trans. Wireless Commun., vol.6, no.7, pp.2690-2699, Jul. 2007.

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0007】

そこで、上記のインプラントBAN用の小型で広帯域対応の送信用ダイバーシティアンテナの設計とその性能実証を行うことを課題とした。

【課題を解決するための手段】

【0008】

すなわち、本発明者は、鋭意検討の結果、小型のダイバーシティアンテナを設計・試作した結果、上記課題が達成できることを確認した。すなわち、以下のダイバーシティアンテナおよびそれを用いたUWB通信システムが提供される。

【0009】

[1] インプラント送信用送信アンテナであって、比誘電率が10以下で厚みが0.5~2.0mmの誘電体基板上に、導体幅が0.5~1.5mmで、長軸/短軸が1.0~3.0の円形または楕円形の導体パターンが形成された一対の平面ループアンテナから構成され、当該ループアンテナの導体面を含む平面が互いに直交するように配置された、インプラント送信用偏波ダイバーシティ送信アンテナ。

【0010】

[2] 比誘電率が10以下で厚みが0.5~2.0mm、誘電体基板の一表面に半径が10.0~15.0mmの半円、基板の裏面に上底が20.0~25.0mm、下底が35.0~40.0mm、高さが15.0~25.0mmの台形の導体パターンが形成されたダイポール型受信アンテナと対で使用される前記[1]に記載のインプラント送信用偏波ダイバーシティ送信アンテナ。

【0011】

[3] 前記インプラント送信用偏波ダイバーシティ送信アンテナと前記ダイポール型受信アンテナとを対で使用するUWBインプラント通信システム。

【図面の簡単な説明】

【0012】

10

20

30

40

50

【図 1】本発明の 2 ブランチの偏波ダイバーシティ送信アンテナと受信アンテナとを含む UWB インプラント通信システムのモデルを示す概要図である。

【図 2】本発明の偏波ダイバーシティ送信アンテナの基本となる平面ループ型アンテナの概要図である。

【図 3】本発明の偏波ダイバーシティ送信アンテナの概要図である。

【図 4】本発明の偏波ダイバーシティ送信アンテナの反射特性を示す図である。

【図 5】本発明の偏波ダイバーシティ送信アンテナを構成する 2 つの平面ループ型アンテナ間の結合特性を示す図である。

【図 6】本発明の偏波ダイバーシティ送信アンテナに対する受信アンテナの位置を示す概要図である。

【図 7】同期検波での送信ダイバーシティアンテナを用いた際の B E R 特性を示す図である。

【図 8】非同期検波での送信ダイバーシティアンテナを用いた際の B E R 特性を示す図である。

【発明を実施するための形態】

【0013】

以下、図面を参照しつつ本発明の実施の形態について説明する。本発明は、以下の実施形態に限定されるものではなく、発明の範囲を逸脱しない限りにおいて、変更、修正、改良を加え得るものである。

【0014】

本発明のシステムモデルを図1 に示す。ダイバーシティの手法としては空間ダイバーシティ等の複数の手法が考えられるが、本発明ではインプラント通信の中でもカプセル内視鏡への適用を考慮し、アンテナの小型化が可能な偏波ダイバーシティを採用した。そのため、ブランチ数は 2 となっている。本発明では UWB 信号を送信信号として用いており、送信信号の変調方式として一例として PPM (Pulse Position Modulation) 変調方式を使用した。

【0015】

以降の解析では UWB の信号を帯域内においてフェージングがフラットとして解析を行った。そのため、ベースバンドにおいて送信アンテナ 1 と受信アンテナ間のチャネル特性を h_1 、送信アンテナ 2 と受信アンテナ間のチャネル特性を h_2 とすると以下の式 (1) で表現される。ここで信号電力 S を持つ送信信号を $s(t)$ とする。この信号に対して複素利得 w_i を乗算し、2 つのアンテナから $s_1(t)$ 、 $s_2(t)$ が送信される。複素利得 w_i は受信側でフィードバックチャネルを用いてチャネル特性が既知であるとし、位相整合を行い、受信側での SNR (Signal to Noise Ratio) が最大になるような値とすると、 w_i は式 (2) で与えられる。

$$h_i = |h_i|e^{j\theta_i} \quad (\text{for } i=1,2) \quad (1)$$

$$w_i = \frac{h_i^*}{\sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2}} \quad (2)$$

【0016】

よって、受信側では 2 つのアンテナからの信号が合成され受信されるので、受信信号 $r(t)$ は以下の式 (3) で与えられる。このとき、 $n(t)$ は平均 0、分散 N の白色ガウス雑音である。よって、受信機での合成 SNR (Signal to Noise Ratio) は式 (4) で与えられる。

【0017】

10

20

30

40

50

$$\begin{aligned}
 r(t) &= h_1 w_1 s(t) + h_2 w_2 s(t) + n(t) \\
 &= \frac{(|h_1|^2 + |h_2|^2) s(t)}{\sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2}} + n(t) \\
 &= \sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2} s(t) + n(t)
 \end{aligned} \tag{3}$$

$$\begin{aligned}
 \gamma_{\Sigma} &= \frac{\left(\sqrt{|h_1|^2 + |h_2|^2} s(t)\right)^2}{N} \\
 &= \frac{|h_1|^2 + |h_2|^2}{N} S \\
 &= \gamma_1 + \gamma_2
 \end{aligned} \tag{4}$$

10

20

30

40

50

【 0 0 1 8 】

ここで、 γ_1 と γ_2 はそれぞれブランチ 1 またはブランチ 2 だけのときの SNR である。式 (4) から受信 SNR が各ブランチでの SNR の和となっていることから、送信ダイバーシティにおいて送信側でチャネル特性が既知であるとする、受信ダイバーシティにおける最大比合成 (MRC : Maximum Ratio Combining) と同様の特性が得られていることがわかる。なお、これ以降の解析では、1 ビット当たりの信号エネルギー対雑音電力スペクトル密度比である E_b / N_0 を用いて行った。

【 0 0 1 9 】

次に、本発明の送信ダイバーシティアンテナの設計、およびその基本特性である反射特性とアンテナ間結合特性を評価した。図 2 に示すように、送信ダイバーシティアンテナ用の平面ループ型アンテナ (非特許文献 2 参照) としては、比誘電率が 1.0 以下で厚みが 0.5 ~ 2.0 mm の誘電体基板に、導体幅が 0.5 ~ 1.5 mm、より好ましくは 0.8 ~ 1.2 mm で、長軸 / 短軸が 1.0 ~ 3.0 の円形または楕円形のループ状導体パターンが形成された平面ループアンテナ型アンテナが好ましい。実施例として比誘電率が 4、厚みが 1.6 mm の円環状誘電体に幅 1.0 mm、厚み 0.1 mm の銅箔が形成され、ループ状導体の長径が 4.8 mm、短径が 3.2 mm である。長径、短径はそれぞれ、ループ中心から導体幅の中央までの距離である。このような平面ループアンテナを図 3 に示すように、平面ループアンテナ同士が接触しないようにそれぞれ x-y 平面と y-z 平面に配置したダイバーシティアンテナであり、その特性評価のため、一方のアンテナに給電点を接続し、他方のアンテナには負荷を接続し、S パラメータを電磁界シミュレーションにより求めた。なお、受信アンテナとしては、比誘電率が 1.0 以下で厚みが 0.5 ~ 2.0 mm、基板の一表面に半径が 10.0 ~ 15.0 mm の半円、より好ましくは、13.0 ~ 14.0 mm の半円、基板の裏面に上底が 20.0 ~ 25.0 mm、より好ましくは 21.0 ~ 23.0 mm、下底が 35.0 ~ 40.0 mm、より好ましくは 35.0 ~ 40.0 mm、高さが 15.0 ~ 25.0 mm、より好ましくは 20.0 ~ 22.0 mm の台形の導体パターンが形成されたダイポール型受信アンテナを用いることが好ましい。

【 0 0 2 0 】

上記のダイバーシティアンテナを、立方体 (5 cm x 5 cm x 5 cm) の中心に配置し、UWB ロードバンド (1.6 GHz ~ 4.8 GHz) の信号を送信した際の S_{11} 、 S_{22} を計算した。なお、用いた立方体の比誘電率と導電率は生体組織に模したものとし、平均筋肉の値に 2/3 を乗じた 2/3 筋肉の値を用いた (表 1 参照)。図 4 は反射特性を示すものであり、 S_{11} は外側の平面アンテナに給電した場合の、外側のアンテナのリターンロスを示しており、 S_{22} は内側の平面アンテナに給電した場合の内側のアンテナのリターンロスを示している。今回設計した偏波ダイバーシティアンテナは、 S_{11} の -10 dB 帯域が 3.6 ~ 4.5 GHz、 S_{22} の -10 dB 帯域が 3.2 ~ 5.4 GHz であり、UWB ロードバンドでの使用が可能であることが分かった。

【 0 0 2 1 】

【表 1】

比誘電率 ϵ_r	導電率 σ [S/m]
34.3	2.17

【 0 0 2 2 】

2つの平面ループ型アンテナ間の結合特性を、前記反射特性と同様のシミュレーション環境において求めた。その結果を図5に示す。 S_{12} と S_{21} はともに1.6GHz~4.8GHzの帯域含めて-30dB以下となっており、結合が十分に小さく、偏波ダイバーシティアンテナとして使用できることが分かった。 10

【 0 0 2 3 】

次に、偏波ダイバーシティアンテナを人体用に用いた場合、人体内部から人体外部へUWB信号を送信するチャンネルモデルにおける各偏波のパスロス特性を電磁界シミュレーションにより求めた。パスロスには情報通信研究機構が開発した人体数値モデルを用い、図6に示すように、受信点を腹部の周囲に5点(Rx1~Rx5)、送信点を人体内に10点配置し、送信アンテナの向きをxy、yz、zx方向に変化させ、電磁界シミュレーションにより、各受信点での受信電力を求めた。なお、実施例として、受信アンテナとしては比誘電率が4、厚みが1.6mm、一辺が35.0~45.0mmの正方形の誘電体基板において、基板一表面に半径が14.0mmの半円、基板裏面に上底が23.0mm、下底が39.0mm、高さが22.0mmの台形の導体パターンが形成されたダイポール型アンテナを用いた。この受信電力と送信電力との比より、パスロスを各偏波、受信点毎に導出した。そして、このパスロスをもとに各偏波間における相関係数も導出した。その結果を表2に示す。なお、相関係数導出には、式(5)と式(6)を用いた。 $PL_i(n)$ は各偏波での送信点での送信点 $T \times n$ ($n: 1 \sim 10$)からの送信信号に対するパスロスを表し、 $E(\cdot)$ はその平均値を表している。表2より、相関係数が0.5以下である点が複数存在することから、送信ダイバーシティアンテナの実現可能性を見出した。 20

$$\rho_{i,j} = \frac{E[(PL_i(n) - m_i)(PL_j(n) - m_j)]}{\sqrt{E[(PL_i(n) - m_i)^2]} \sqrt{E[(PL_j(n) - m_j)^2]}} \quad (5)$$

for $i, j = x, y, z \quad i \neq j$

30

$$m_i = E[PL_i(n)] \quad (6)$$

【 0 0 2 4 】

【表 2】

	$\rho_{x,y}$	$\rho_{y,z}$	$\rho_{z,x}$
Rx1	0.69	0.26	0.61
Rx2	0.51	0.12	0.31
Rx3	-0.03	0.90	-0.03
Rx4	-0.22	0.16	0.81
Rx5	-0.24	0.96	-0.16

40

【 0 0 2 5 】

前記の送信偏波ダイバーシティアンテナの相関係数を用いて、当該アンテナにおけるBER (Bit Error Rate) 特性の理論値の導出を行った。フェージング環境下の平均誤り率は、以下の式(7)で与えられる。ここで a_{ave} とは、それぞれ E_b/N_0 とその平均を表わす。また、 $P_0(\cdot)$ はAWGN (Additive White Gaussian Noise) チャンネルにおける誤り率特性、 $p(\cdot | a_{ave})$ はフェージングの確率密度関数を表す。一方、体内外通信を行う場合の受信信号レベルの変動は対数正規分布で表され、式(8)で与えられる。この 50

とき、 μ は の値から、式(9)を満たすような値として与えられる。

$$P(\gamma_{ave}) = \int_0^{\infty} P_0(\gamma)p(\gamma|\gamma_{ave})d\gamma \quad (7)$$

$$p(\gamma|\gamma_{ave}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma\gamma}} \exp\left(-\frac{(\ln\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (8)$$

$$e^{\mu + \frac{\sigma^2}{2}} = \gamma_{ave} \quad (9)$$

10

【0026】

送信側でチャネル情報を既知とし、位相整合を行ったうえで受信SNRが最大となるように信号の重み付けを行って信号の合成をした際のPPM変調方式によるBER特性の理論解析を行った。今回の理論解析は簡単化のために狭帯域信号の場合の理論を適用している。また、送信ダイバーシティを用いた際のフェージング特性は2つの対数正規分布を有するフェージングチャネルの合成となるため、その確率密度関数の理論導出は一般に困難である。そのため、積率母関数による近似を行い、送信ダイバーシティを用いた際のフェージングの確率密度関数の導出を行った。即ち、非特許文献3に倣って、2つの対数正規分布の和は対数正規分布として近似した。この近似により、2つのチャネルの合成後の対数正規分布のパラメータ s 、 μ_s は式(10)を満たすものとして与えられる。このとき、 α_1 、 α_2 、 μ_1 、 μ_2 は合成に用いる2つのブランチでの対数正規分布のパラメータである α は規格化定数であり、 $\alpha = 10 \ln 10$ とし、 s_m はガウスエルミート積分の重み係数で可変の値である。

20

$$\begin{aligned} & \sum_{n=1}^N \frac{\alpha_n}{\sqrt{\pi}} \left[-s_m \exp\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_s a_n + \mu_s}{\xi}\right) \right] \\ &= \sum_{n_1=1}^N \sum_{n_2=1}^N \frac{\alpha_{n_1} \alpha_{n_2}}{\pi} \\ & \quad \times \exp \left\{ -s_m \left[\exp\left(\frac{\sqrt{2}\sigma_1 a_{n_1} + \mu_1}{\xi}\right) \right. \right. \\ & \quad \left. \left. + \exp\left(\frac{\sqrt{2}\rho\sigma_2 a_{n_1} + \sqrt{2}(1-\rho^2)\sigma_2 a_{n_2} + \mu_2}{\xi}\right) \right] \right\} \\ & \text{for } m = 1 \text{ and } 2 \end{aligned} \quad (10)$$

30

【0027】

前記導出した式(7)～(10)を基に送信偏波ダイバーシティの理論値の計算を行った。計算に用いたパラメータとして、相関係数 ρ は表2において得られた値を用い、全ての偏波間における相関係数が比較的低くなった受信点 $R \times 2$ の値とした。また、対数正規分布のパラメータは既に得られている値を用い、 $\alpha = 1.95$ とした。このようにして得られた理論値を図7と図8に示す。ここで、図7は同期検波によるBER特性を、図8は非同期検波によるBER特性をそれぞれ示している。同期検波と非同期検波のどちらの場合でも送信ダイバーシティアンテナによる顕著な向上効果が確認でき、例として相関値が最も低くなった $\rho = 0.12$ の場合とシングルブランチ(Without transmit diversity)の

40

場合とを比較すると、 $E_b/N_0 = 10^{-3}$ において7dBの改善効果が見られた。また、高 E_b/N_0 において、ダイバーシティを用いなかった場合と比較し、ダイバーシティ

50

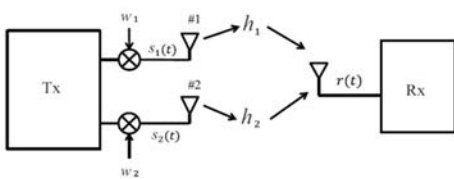
を用いた場合には傾きがおおよそ2倍となっている（図7、8参照）ことから、ダイバーシティ利得に関してはおおよそ2を達成出来ていることがわかる。これらのことから、送信偏波ダイバーシティアンテナの効果を確認することができた。

【産業上の利用可能性】

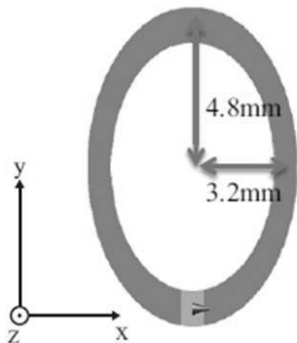
【0028】

本発明はカプセル型内視鏡等のインプラント通信端末の送信用アンテナに利用できる。

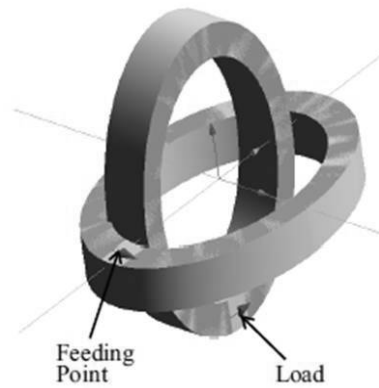
【図1】



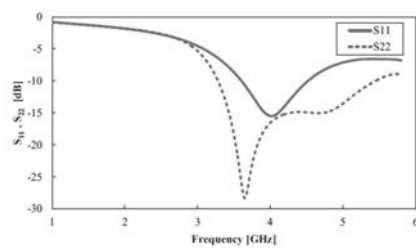
【図2】



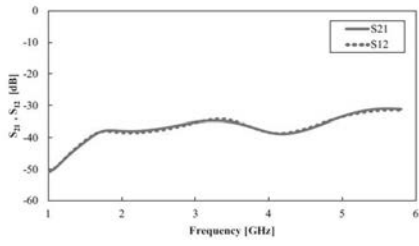
【図3】



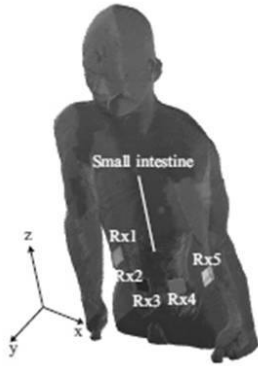
【図4】



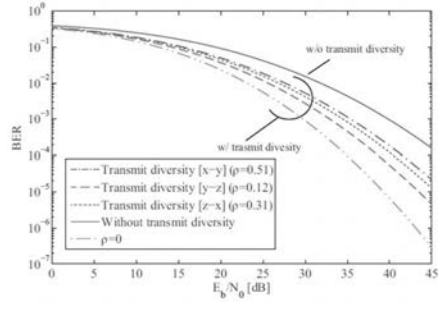
【 図 5 】



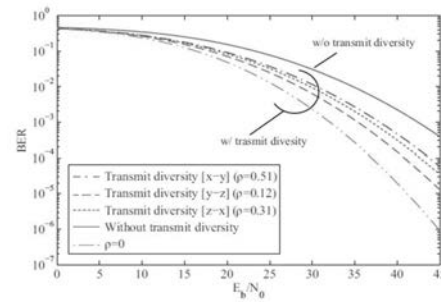
【 図 6 】



【 図 7 】



【 図 8 】



フロントページの続き

(51)Int.Cl. F I テーマコード(参考)
H 0 4 B 7/10 (2006.01) H 0 4 B 7/10 B

Fターム(参考) 5J021 AA02 AA12 AB03 AB04 HA06 JA02 JA07
5K159 BB01 CC05 EE02