(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2006 年11 月30 日 (30.11.2006)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2006/126320 A1

(51) 国際特許分類:
H01P 5/02 (2006.01) *H01Q 13/08* (2006.01)
H01P 5/08 (2006.01) *H01Q 13/10* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2006/304154

(22) 国際出願日: 2006 年3 月3 日 (03.03.2006)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願2005-080671 2005 年3 月18 日 (18.03.2005) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): 国立大学法人九州大学 (KYUSHU UNIVERSITY, NATIONAL UNIVERSITY CORPORATION) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目１０番１号 Fukuoka (JP). 財団法人福岡県産業・科学技術振興財団 (FUKUOKA INDUSTRY, SCIENCE & TECHNOLOGY FOUNDATION) [JP/JP]; 〒8100001 福岡県福岡市中央区天神一丁目１番１号 Fukuoka (JP).

(72) 発明者; および

(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 吉田 啓二 (YOSHIDA, Keiji) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目１０番１号 Fukuoka (JP). 金谷 晴一 (KANAYA, Haruichi) [JP/JP]; 〒8128581 福岡県福岡市東区箱崎六丁目１０番１号 Fukuoka (JP).

(74) 代理人: 羽立 幸司 (HADATE, Koji); 〒8140001 福岡県福岡市早良区百道浜三丁目８番３３号 福岡システムＬＳＩ総合開発センター５０５号 Fukuoka (JP).

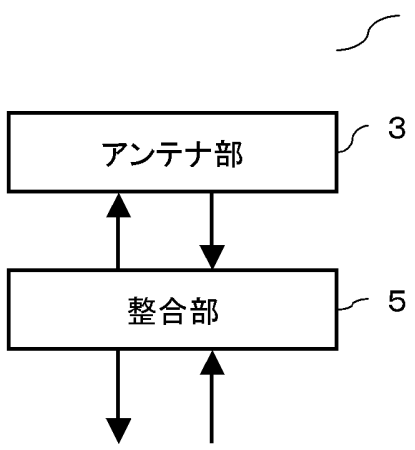
(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, LY, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PG, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, YU, ZA, ZM, ZW.

(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY,

[続葉有]

(54) Title: COMMUNICATION CIRCUIT, COMMUNICATION APPARATUS, IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT AND IMPEDANCE MATCHING CIRCUIT DESIGNING METHOD

(54) 発明の名称: 通信回路、通信装置、インピーダンス整合回路、及び、インピーダンス整合回路設計方法



3... ANTENNA SECTION
5... MATCHING SECTION

(57) Abstract: A communication circuit (1) is provided with, for instance, an antenna section (3) such as a nonresonant antenna, and a matching section (5) for performing impedance matching by being connected to the antenna section (3). The matching section (5) is provided with a transmission line, and the electrical length and characteristic impedance of the transmission line are decided based on a frequency or frequency band where the antenna section (3) and the transmission line resonate. In the nonresonant antenna, for instance, since there is no need for matching the resonance frequency with a center frequency, the antenna can be reduced in sizes. Furthermore, a wide band can be achieved by changing the characteristic impedance of the transmission line.

(57) 要約: 通信回路１は、例えば非共振型アンテナなどのアンテナ部３と、アンテナ部３に接続してインピーダンスの整合を行う整合部５とを備え、整合部５は伝送線路を有し、伝送線路の電気長及び特性インピーダンスは、アンテナ部３と伝送線路が共振する周波数又は周波数帯域に基づいて決定されるものである。例えば非共振型アンテナであれば、共振周波数を中心周波数に合わせる必要がないため、アンテナの小型化を図ることが可能となる。また、伝送線路の特性インピーダンスを変えることによって広帯域化を実現することができる。

WO 2006/126320 A1

KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

規則4.17に規定する申立て:
— 先の出願に基づく優先権を主張する出願人の資格に関する申立て(規則4.17(iii))
— 発明者である旨の申立て (規則 4.17(iv))
— 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て (規則4.17(v))

添付公開書類:
— 国際調査報告書
— 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て

２文字コード及び他の略語については、定期発行される各*PCT*ガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

明 細 書

通信回路、通信装置、インピーダンス整合回路、及び、インピーダンス整合回路設計方法

技術分野

[0001] 本発明は、通信回路、通信装置、インピーダンス整合回路、及び、インピーダンス整合回路設計方法に関し、特に、伝送線路を有するインピーダンス整合回路を有する通信回路等に関する。

背景技術

[0002] 近年の情報化社会においては、移動体通信や衛星通信などの無線を利用したシステムが急速に普及している。それに伴い、通信システムには、高性能化、高効率化とともに、小型化が求められている。通信システムの大きさはアンテナの大きさに大きく依存しているため、通信システムの小型化においては性能を劣化させずにアンテナを小型化することが重要となる。

[0003] 通信システムにおいて用いられる無線信号の波長と比較して十分小さなアンテナは微小アンテナと呼ばれるが、このような微小アンテナに関しては様々な設計法が提案されている(例えば特許文献1、特許文献2、非特許文献1参照)。

[0004] 特許文献1:特開2004－274513号公報

特許文献2:特開2003－283211号公報

非特許文献1:古閑洋子、外3名著, “フィルタ付き超伝導スロットアレーアンテナの設計評価”, 電子情報通信学会技術研究報告(SCE2002-5, MW2002-5), 2002, p. 23-28

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0005] しかしながら、従来のアンテナは共振型であったため、共振周波数を中心周波数に合わせる必要があった。そのため、共振の周波数によりその大きさが決定されており、自由に大きさを制御することが困難である。このような課題はアンテナ以外の負荷一般に関しても同様である。

[0006] そこで、本発明の目的は、アンテナ等の小型化に適合する通信回路、通信装置、インピーダンス整合回路及びインピーダンス整合回路設計方法を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0007] 請求項1に係る発明は、非共振型アンテナと前記非共振型アンテナに接続するインピーダンス整合回路を備えた通信回路であって、前記インピーダンス整合回路は伝送線路を有し、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスは前記非共振アンテナ及び前記伝送線路が共振する周波数又は周波数帯域に基づき決定されるものである。

[0008] なお、請求項1記載の通信回路であって、前記非共振型アンテナが直列非共振又は並列非共振であってもよい。その場合、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスは、前記アンテナが直列非共振の場合には該アンテナの内部インピーダンスに基づいて、前記アンテナが並列非共振の場合には該アンテナの内部アドミタンスに基づいて決定されるものであってもよい。

[0009] さらに、請求項1記載の通信回路であって、前記インピーダンス整合回路はインバータを有するものであってもよい。このような構成により、インピーダンス変換率が非常に大きい場合にも、インバータの形状を工夫してパラメータを変更することで整合を取ることができる。

[0010] さらに、請求項1記載の通信回路であって、前記伝送線路は例えばコプレーナ導波路のような誘電体基板に構成された分布定数線路であってもよい。

[0011] さらに、請求項1記載の通信回路であって、伝送線路はメアンダ形状であってもよい。このような構成とすることにより、伝送線路が直線のままではなく伝送線路を折り曲げて、全体の長さの小型化を図ることが可能となる。さらに、例えばアンテナが並列非共振である場合のようにアンテナ内部に伝送線路を設けることが可能なときには、実質的にアンテナの大きさで回路全体を構成することが可能となる。

[0012] さらに、請求項1記載の通信回路であって、高温超伝導体を用いて実現されるものであってもよい。導体損の非常に少ない高温超電導体を用いることにより、小型になるにつれ効率が下がる要因となる導体損の影響を受けにくくなる。

[0013] さらに、請求項1記載の通信回路は、送信回路、受信回路又は送受信回路であっ

てもよい。

[0014] 請求項2に係る発明は、請求項1記載の通信回路であって、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスが少なくとも前記非共振型アンテナ及び前記インピーダンス整合回路以外の外部回路との結合量を表す外部Qに基づいて決定されるものである。

[0015] 請求項3に係る発明は、請求項2記載の通信回路であって、前記伝送線路の電気長θ_0及び特性インピーダンスZ_1が、外部Q Q_{e1}並びに前記非共振アンテナのリアクタンスX_a及び放射抵抗R_aに対して(eq1)式により算出されるものである。

[0016] [数1]

$$\theta_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Sinc}^{-1}\left(\frac{X_a}{2Q_{e1}R_a - X_a}\right),\ Z_1 = X_a \tan\theta_0 \qquad (\mathrm{eq1})$$

[0017] 請求項4に係る発明は、請求項1から3のいずれかに記載の通信回路であって、前記インピーダンス整合回路が、前記非共振アンテナ及び前記伝送線路の電力と前記外部回路の電力を整合する電力整合手段を有するものである。

[0018] 請求項5に係る発明は、請求項4記載の通信回路であって、前記電力整合手段はインバータであり、前記インバータのJパラメータは前記非共振アンテナ及び前記伝送線路の特性インピーダンスZ_0及びコンダクタンスG_{in}対して(eq2)式により算出されるものである。

[0019] [数2]

$$J = \sqrt{\frac{G_{in}}{Z_0}} \qquad (\mathrm{eq2})$$

[0020] 請求項6に係る発明は、負荷に接続するインピーダンス整合回路であって、伝送線路を有し、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスの少なくとも一方は外部回路との結合関係に基づいて決定されるインピーダンス整合回路である。

[0021] 請求項7に係る発明は、請求項6記載のインピーダンス整合回路であって、前記負荷が非共振型アンテナであり、前記外部回路が前記非共振型アンテナを除く回路である。

[0022] 請求項8に係る発明は、請求項6又は7記載のインピーダンス整合回路を複数備え

る通信装置であって、前記複数のインピーダンス整合回路のうち中心周波数が隣り合う少なくとも2つのインピーダンス整合回路による周波数帯域が互いに重ならずに区別されて設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能、前記整合回路から出力可能、若しくは、入出力可能な、又は、重なって広域に設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能、若しくは、前記整合回路から出力可能なものである。

[0023] 請求項9に係る発明は、負荷に接続するインピーダンス整合回路の設計方法であって、外部回路との結合関係に基づいてインピーダンス整合回路の回路パターンを決定するステップを含むものである。なお、請求項9記載のインピーダンス整合回路設計方法をコンピュータに実行させるプログラム又は前記プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体であってもよい。

発明の効果

[0024] 本願発明によれば、非共振型アンテナ等とインピーダンス整合回路を併せて共振器として設計することが可能となる。例えば非共振型アンテナであれば、共振周波数を中心周波数に合わせる必要がないため、アンテナの小型化を図ることができ、通信システム全体の更なる小型化を図ることが可能となる。また、伝送線路の特性インピーダンスを変えることによって広帯域化を実現することができる。

[0025] なお、スロットダイポールアンテナと整合回路を高温超伝導薄膜基板上に一体化させたものについて電磁界シミュレータにより性能予測を行うと、得られたアンテナは、整合回路まで含めて3100[μm]×1900[μm]となり、波長λ(約26000[μm])に対して非常に小型化することが可能であった。アンテナ部のみでは3070[μm]×600[μm]となっている。無線LANに用いられているアンテナの代表的なものである半波長方形パッチアンテナは、同じ中心周波数と基盤誘電率では約13000[μm]×13000[μm]である。したがって、得られたアンテナは、現在普及しているアンテナと比較して面積が約91分の1であり、かなりの小型化が実現できるといえる。

図面の簡単な説明

[0026] [図1]本発明の実施の形態に係る通信回路1の概略ブロック図である。

[図2]図1のアンテナ部3の一例であるアンテナを示す図である。

[図3]図1の整合部5の一例である整合回路を示す図である。

[図4]分布定数線路の概念を示す図である。

[図5]図2のアンテナと図3の整合部5を備える整合回路付きアンテナ等価回路を示す図である。

[図6]プロトタイプ一段フィルタの構成を示す図である。

[図7]関数Sinc(θ)が描く波形を示す図である。

[図8]コプレーナ導波路(CPW)の形状を示す図である。

[図9]別の厚さの基盤を用いる場合の特性インピーダンスZ_1の変化を示す図である。

[図10]アンテナ長LとCPWの特性インピーダンスZ_1が一定であるとしてアンテナ幅Wを変化させたときの放射抵抗Raのシミュレーション結果を示す図である。

[図11]アンテナ長LとCPWの特性インピーダンスZ_1が一定であるとして、アンテナ幅Wを変化させたときの外部Qの値のシミュレーション結果を示す図である。

[図12]アンテナサイズの比較図である。

[図13]設計した整合回路付きの微小スロットアンテナを示す図である。

[図14]図13のアンテナの反射係数及び透過係数のシミュレーションによる解析結果を示す図である。

[図15]図1のアンテナ部の他の一例を示す図である。

[図16]図15の整合回路付きアンテナ等価回路とフィルタ理論に基づく回路を示す図である。

[図17]MIMO通信技術への応用の一実施例を示す図である。

[図18]UWB方式通信への応用の一実施例を示す図である。

[図19]複数周波数での同時通信の一例を示す図である。

[図20]3個のアンテナのそれぞれに3段のバンドパスフィルター体型コプレーナ導波路(CPW)整合回路のそれぞれを接続して3つのチャンネルに対応させる状態を示した回路図である。

[図21]図20の回路図をもとにシミュレーションを行った結果を示す図である。

[図22]3個のアンテナのそれぞれに3段のバンドパスフィルター体型コプレーナ導波路(CPW)整合回路のそれぞれを接続して5GHz帯の広域化を図った状態を示した

回路図である。

[図23]図22の回路図をもとにシミュレーションを行った結果を示す図である。

[図24]複数の整合回路を備える回路の他の一例を示す図である。

符号の説明

[0027] 1 通信回路

3 アンテナ部

5 整合部

発明を実施するための最良の形態

[0028] 図1は、本発明の実施の形態に係る通信回路1の概略ブロック図である。通信回路1は、アンテナ部3と、前記アンテナ部3に接続する整合部5とを備える。前記整合部5は、インピーダンスの整合を行うものである。

[0029] 図2(a)は、図1のアンテナ部3の一例である微小スロットダイポールアンテナを示す図である。この例では、アンテナは整合部5にコプレーナ導波路(CPW)により接続されている。図2(a)において、アンテナ長L[μm]は管内波長λ[μm]に対してL<<λである。図2(a)のアンテナを電磁界シミュレーションによって解析すると、そのインピーダンスZ_aの周波数特性は図2(b)のようになる。放射抵抗R_aおよびリアクタンスX_aの傾きは中心周波数(例えば5.0GHz)付近で一定となるので、このアンテナの等価回路は図2(c)のように放射抵抗R_aとリアクタンスX_aの直列回路で表すことができる。このアンテナは先がショートな形状のものであり、直列非共振と呼ばれる。

[0030] 図3は、図1の整合部5の一例である整合回路を示す図である。図3において、整合回路は伝送経路とインバータを有する。伝送経路は、2本の並行する信号線であり、電気長がθであって、これらの信号線は一端がアンテナ部3と接続され、他方はインバータを介して外部に接続される。

[0031] 本実施例においては、図1の整合部5は、式(1)の設計公式に基づいて求められる伝送線路の特性インピーダンスZ_1及び電気長θ_0を用いて設計されるものである。式(1)において、Q_{e1}は共振器の外部Q(外部回路との結合量)であり(式(53)参照)、関数Sinc(θ)はSinc(θ)=sinθ/θである(図7参照)。この式(1)の設計公式は、詳細は後述するが、整合回路付きアンテナ等価回路(図5(c)参照)とフィルタ理論に基づく

回路(図6参照)が等価となる条件に基づいて導出されるものである。

[0032] [数3]

$$Z_1 = X_a \tan\theta_0 \quad , \quad \theta_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Sinc}^{-1}\left(\frac{X_a}{2Q_{e1}R_a - X_a}\right) \tag{1}$$

[0033] 図4～図7を用いて、式(1)の設計公式について、その導出を中心に説明する。

[0034] まず、帯域通過フィルタについて説明する。フィルタは、ある必要な周波数帯域の信号を通過させ、不必要な周波数帯域の信号を遮断する素子である。一般的な帯域通過フィルタには、例えばチェビシェフフィルタがある。以下では、チェビシェフフィルタについて設計公式を述べるが、例えば最平坦フィルタなどチェビシェフフィルタ以外のフィルタに関しても同様にして設計公式を求めることができる。

[0035] 所望の帯域通過フィルタの比帯域をw、中心周波数をω_0とすると、比帯域wと中心周波数ω_0は式(2)の関係にある。ここで、ω_1とω_2は遮断角周波数である。

[0036] [数4]

$$w = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_0}, \quad \omega_0 = \sqrt{\omega_1\omega_2} \tag{2}$$

[0037] n段帯域通過フィルタはLC直列共振器とLC並列共振器を備える(例えば、G. L. Matthaei著, "Microwave Filters, Impendence-matching Networks, and Coupling Structures", Artech House, 1980, p.429参照)。LC直列共振器のL_kとC_kは式(3)のように表され、LC並列共振器のL_jとC_jは(4)式のように表される。ここで、g_iは規格化素子値であり、通過域のリップルが最大となる点での反射係数をRL_rとすると式(5)のように表される。なお、β、γ、a_k、b_kは式(6)と式(7)のように表されるものである。

[0038] [数5]

$$L_k = \frac{g_k}{w\omega_0} \quad , \quad C_k = \frac{w}{\omega_0 g_k} \tag{3}$$

$$C_j = \frac{g_j}{w\omega_0} \quad , \quad L_j = \frac{w}{\omega_0 g_j} \tag{4}$$

$$g_0 = 1 \quad , \quad g_1 = \frac{2a_1}{\gamma} , \quad g_k = \frac{4a_{k-1}a_k}{b_{k-1}g_{k-1}} \quad k = 2,\cdots,n \ , \ g_{n+1} = \begin{cases} 1 & n:\text{odd} \\ \coth^2\left(\frac{\beta}{4}\right) & n:\text{even} \end{cases} \tag{5}$$

$$\beta = \ln\left(\coth\frac{-10\ln\left|1-10^{\frac{RL_r}{10}}\right|}{17.37} \right), \ \gamma = \sinh\left(\frac{\beta}{2n}\right) \tag{6}$$

$$a_k = \sin\left[\frac{(2k-1)\pi}{2n}\right] \quad k = 1,2,\cdots,n \quad , \quad b_k = \gamma^2 + \sin^2\left(\frac{k\pi}{n}\right) \quad k = 1,2,\cdots,n \tag{7}$$

[0039] 二端子対回路網において、電力と信号波の伝搬を評価するパラメータとしては反射係数と透過係数が用いられる。これらは、S行列から式(8)のように求められる。ここで、S_{11}＝(反射電力)/(入力電力)、S_{21}＝(透過電力)/(入力電力)である。

[0040] [数6]

$$RL = |S_{11}| \ [\text{dB}] = 20\log_{10}|S_{11}| \ , \ IL = |S_{21}| \ [\text{dB}] = 20\log_{10}|S_{21}| \tag{8}$$

[0041] 受信用アンテナの場合には、通常、性能の評価は透過係数で行われるが、導体損が無視できる場合は$|S_{11}|^2+|S_{21}|^2=1$が成り立つので、透過係数の設計は整合回路の特性である反射係数と同時に行うことができる。アンテナの特性である利得については送信利得と受信利得は等価であり、また後述の電磁界シミュレータではその性質から反射係数の解析が行われる。そのため、以下では、性能の評価は反射係数により行われることとする。

[0042] 続いて、直列共振器や並列共振器などの共振器の特性を表すスロープパラメータについて説明する。まず、直列共振器については、直列共振器のリアクタンスをX_kとすると、リアクタンススロープパラメータx_kは式(9)で定義される。直列共振器のリアクタンスX_kと共振周波数ω_0は式(10)に示されるものであるので、リアクタンススロープパラメータx_kは式(11)のように表される。これより、直列共振器のリアクタンスX_kは式(12)のように表される。

[0043] [数7]

$$x_k = \frac{\omega_0}{2}\frac{\mathrm{d}X_k}{\mathrm{d}\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} \tag{9}$$

$$X_k = \omega L_k - \frac{1}{\omega C_k} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_k C_k}} \tag{10}$$

$$x_k = \omega_0 L_k = \frac{1}{\omega_0 C_k} = \frac{w}{g_k} \tag{11}$$

$$X_k = x_k\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{12}$$

[0044] 並列共振器についても同様に、サセプタンスをB_jとすると、サセプタンススロープパラメータb_jは式(13)で定義される。並列共振器のサセプタンスB_jと共振周波数ω_0は式(14)に示されるものであるので、サセプタンススロープパラメータb_jは式(15)のように表される。これより、並列共振器のサセプタンスB_jは式(16)のように表される。

[0045] [数8]

$$b_j = \frac{\omega_0}{2}\frac{\mathrm{d}B_j}{\mathrm{d}\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} \tag{13}$$

$$B_j = \omega C_j - \frac{1}{\omega L_j} \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_j C_j}} \tag{14}$$

$$b_j = \omega_0 C_j = \frac{1}{\omega_0 L_j} = \frac{g_j}{w} \tag{15}$$

$$B_j = b_j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{16}$$

[0046] 続いて、インバータによるフィルタの構成について説明する。インバータにはJインバータとKインバータがあり、これらは、いずれも入力端と出力端とで影像位相量が$\pm\pi/2$またはその奇数倍ずれる素子である。そのため、負荷インピーダンスは、インバータの入力端からみると、あたかも反転したかのようにみえる。インバータの縦続行列(回路の入力電圧と入力電流を決めたときの出力電圧と出力電流を決める行列)は、その定義より式(17)のように表される。ここで、行列中のKとJはそれぞれKパラメータとJパラメータと呼ばれ、K＝1／Jという関係が成り立つものである。

[0047] [数9]

$$[K]=\begin{bmatrix} 0 & \pm jK \\ \pm jJ & 0 \end{bmatrix} \tag{17}$$

[0048] 続いて、並列共振器とJインバータを備える回路について検討する。サセプタンスB'の並列共振器がJインバータを介して外部と接続する回路を考えると、この回路は縦続行列が式(18)のように表されるので、B'をB'＝J^2Xとすればリアクタンスの直列共振器と等価となる。したがって、直列共振器は並列共振器とJインバータを備える回路と等価であるので、n段帯域通過フィルタは、並列共振器とJインバータのみで構成することができる。このときの並列共振器のサセプタンスB_i及びJパラメータはそれぞれ式(19)と式(20)で与えられる。

[0049] [数10]

$$[K]=\begin{bmatrix} 0 & -j\frac{1}{J} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ jB' & 1 \end{bmatrix}\begin{bmatrix} 0 & -j\frac{1}{J} \\ -jJ & 0 \end{bmatrix}=-\begin{bmatrix} 1 & j\frac{B'}{J^2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{18}$$

$$J_{0,1}=\sqrt{w}\sqrt{\frac{b_1}{Z_0 g_0 g_1}} \quad , \quad J_{i,i+1}=w\sqrt{\frac{b_j b_{j+1}}{g_j g_{j+1}}} \qquad i=1,2\cdots n-1 \quad , \quad J_{n,n+1}=\sqrt{w}\sqrt{\frac{b_n}{Z_0 g_n}} \tag{19}$$

$$B_i=b_i\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right) \qquad i=1,2\cdots n \tag{20}$$

[0050] 続いて、図4を参照して分布定数線路について説明する。高周波では回路の寸法が波長に比べて無視できなくなり、キャパシタンスやリアクタンスなどの集中定数素子で回路を実現することは難くなる。そこで、電流や電圧を時間と位置の関数と考え、伝送回路はそれらの伝播方向に微小な回路素子が分布したものと近似する。この近似回路は、分布定数線路と呼ばれる。

[0051] 線路上の微小部分dzに関して、図4(a)と図4(b)は等価回路となる。この回路の電流・電圧についての微分方程式は式(21)のように表され、これを解くと、式(22)の結果が得られる。ただし、K_1とK_2は任意の定数であり、γとZ_0はそれぞれ伝播定数と特性インピーダンスと呼ばれ、式(23)のように表されるものである。

[0052] 伝播定数γを複素表示したときの実部αは減衰定数、虚部βは位相定数と呼ばれる。一般的な伝送線路ではR<<ωL、G<<ωCが成り立つので、αとβは式(24)のように表されることができる。

[0053] [数11]

$$-\frac{dV}{dz}=(R+j\omega L)I \quad , \quad -\frac{dI}{dz}=(G+j\omega C)V \tag{21}$$

$$V(z)=K_1e^{-\gamma z}+K_2e^{\gamma z} \quad , \quad I(z)=\frac{1}{Z_0}\left(K_1e^{-\gamma z}-K_2e^{\gamma z}\right) \tag{22}$$

$$\gamma=\sqrt{(R+j\omega L)(G+j\omega C)}=\alpha+j\beta \quad , \quad Z_0=\sqrt{\frac{R+j\omega L}{G+j\omega C}} \tag{23}$$

$$\alpha\approx\frac{1}{2}\left(\frac{R}{Z_0}+GZ_0\right) \quad , \quad \beta\approx\omega\sqrt{LC} \tag{24}$$

[0054] 続いて、長さlの伝送線路を表す縦続行列について検討する。V(0)=V_1、I(0)=I_1とすると、式(22)より式(25)の境界条件が得られる。この境界条件を式(22)に代入して式(26)の関係を用いることにより、式(27)が導かれる。よって、z＝lにおける電圧V_2と電流I_2は式(28)のように表される。式(28)を逆行列を用いて表すと、長さl、特性インピーダンスZ_0の伝送線路の縦続行列は式(29)のように得られる。また、α<<1のとき、長さlに対応する電気長がθであるとするとγl＝jβl＝jθより式(29)は式(30)で表される。

[0055] [数12]

$$V_1=K_1+K_2 \quad , \quad I_1=\frac{1}{Z_0}(K_1-K_2) \tag{25}$$

$$e^{\pm\gamma z}=\cosh\gamma z\pm\sinh\gamma z \tag{26}$$

$$V(z)=V_1\cosh\gamma z-Z_0I_1\sinh\gamma z \quad , \quad I(z)=-\frac{V_1}{Z_0}\sinh\gamma z+I_1\cosh\gamma z \tag{27}$$

$$\begin{pmatrix}V_2\\-I_2\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cosh\gamma l & -Z_0\sinh\gamma l\\-\frac{1}{Z_0}\sinh\gamma l & \cosh\gamma l\end{pmatrix}\begin{pmatrix}V_1\\I_1\end{pmatrix} \tag{28}$$

$$\begin{pmatrix}V_1\\I_1\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cosh\gamma l & Z_0\sinh\gamma l\\\frac{1}{Z_0}\sinh\gamma l & \cosh\gamma l\end{pmatrix}\begin{pmatrix}V_2\\-I_2\end{pmatrix} \tag{29}$$

$$\begin{pmatrix}V_1\\I_1\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}\cos\theta & Z_0\sin\theta\\\frac{1}{Z_0}\sin\theta & \cos\theta\end{pmatrix}\begin{pmatrix}V_2\\-I_2\end{pmatrix} \tag{30}$$

[0056] 以上のフィルタ理論を応用して図1の整合部5の設計理論を導出する。アンテナが直列非共振の場合、図2(c)にあるように、アンテナは放射抵抗R_aとリアクタンスX_aの

直列回路で表される。このインピーダンスをZ_aとすると、$Z_a = R_a + jX_a = R_a + j\omega L$である。

[0057] 図5(a)は、負荷インピーダンスZ_aが電気長θと特性インピーダンスZ_1の無損失伝送線路に接続された回路を示す図である。式(30)より、端子a－a'から見た入力インピーダンスZ_{in}は式(31)で表される。

[0058] 図5(b)は、伝送線路を適当な長さ(以下ではθ_0とする)にした場合に、図5(a)の回路が等価とみなすことができる中心周波数ω_0の並列共振回路を示す図である。また、この並列共振回路の入力アドミタンスY_{in}($Y_{in} = 1/Z_{in}$)は式(32)のように表される(式(16)参照)。ここで、サセプタンススロープパラメータbは式(33)で表されるものである(式(13)参照)。

[0059] 図5(c)は、図5(b)の回路がJインバータを介して外部と接続する回路を示す図である。図5(c)の回路の入力インピーダンスZ_{in2}は式(34)のようになる。

[0060] [数13]

$$Z_{in} = Z_1 \frac{Z_a + jZ_1 \tan\theta}{Z_1 + jZ_a \tan\theta} \tag{31}$$

$$Y_{in} = G_{in} + jB_{in} = G_{in} + jb\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{32}$$

$$b = \frac{\omega_0}{2}\frac{dB_{in}}{d\omega}\bigg|_{\omega=\omega_0} \tag{33}$$

$$Z_{in2} = \frac{Y_{in}}{J^2} = \frac{G_{in}}{J^2} + j\frac{b}{J^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{34}$$

[0061] 一方、式(19)と式(20)より、プロトタイプ一段フィルタは図6のように構成され、その設計値は式(35)のように与えられる。ここで、wは比帯域であり、bはサセプタンススロープパラメータであり、g_iは規格化素子値である。図6の回路において端子c－c'から左側を見るとY_{in1}'は式(36)のようになるので、端子d－d'から左側を見たインピーダンスZ_{in2}'は式(37)のようになる。

[0062] [数14]

$$J_{01}=\sqrt{w}\sqrt{\frac{Y_0 b}{g_0 g_1}} \quad , \quad J_{12}=\sqrt{w}\sqrt{\frac{bY_0}{g_1 g_2}} \qquad (g_0=g_2=1) \tag{35}$$

$$Y_{in1}{}'=\frac{J_{01}{}^2}{Y_0}+jB=\frac{b_1}{Q_{e1}}+jb\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{36}$$

$$Z_{in2}{}'=\frac{Y_{in}}{J_{12}{}^2}=Z_0+jZ_0Q_{e2}\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{37}$$

[0063] 図5(c)の整合回路が図6のフィルタと同形となるためには、式(34)と式(37)において$Z_{in2}=Z_{in2}{}'$となるように並列共振の外部QとJインバータのJパラメータを定めればよい。よって、設計値は、式(38)と式(39)で与えられる。

[0064] [数15]

$$\frac{b}{G_{in}}=Q_{e2}=\frac{g_0 g_1}{w} \tag{38}$$

$$J=\sqrt{\frac{G_{in}}{Z_0}}=\sqrt{\frac{wb}{Z_0 g_0 g_1}} \tag{39}$$

[0065] 続いて、図5(a)の回路が並列共振器と等価となり、その外部Qが式(38)を満たすような、伝送線路の特性インピーダンスZ_1と電気長θ_0を導出する。式(31)において、式(40)を満たすz、r、xを定義すると、図5(a)の回路の入力アドミタンスY_{in}は式(41)のように表される。

[0066] [数16]

$$z\equiv\frac{Z_a}{Z_1}\equiv r+jx \tag{40}$$

$$\begin{aligned} Z_1Y_{in}&=\frac{Z_1}{Z_{in}}=\frac{1+jz\tan\theta}{z+j\tan\theta}\\ &=\frac{\cos\theta+j(r+jx)\sin\theta}{(r+jx)\cos\theta+j\sin\theta}\\ &=\frac{\{(\cos\theta-x\sin\theta)+jr\sin\theta\}\{r\cos\theta-j(x\cos\theta+\sin\theta)\}}{(r\cos\theta)^2+(x\cos\theta+\sin\theta)^2} \end{aligned} \tag{41}$$

[0067] 並列共振器のサセプタンスは中心周波数において0なるので、θ_0は式(41)において虚部が0となるような電気長とすればよい。よって、θ_0は式(42)を満たす。

[0068] [数17]

$$\tan 2\theta_0 = \frac{2x}{r^2+x^2-1}, \sin 2\theta_0 = \frac{2x}{\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}}, \cos 2\theta_0 = \frac{r^2+x^2-1}{\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}} \quad (42)$$

[0069] ここで、式(41)の分子をh(θ)、分母をH(θ)とおくと、h(θ)とH(θ)は、それぞれ、式(42)を用いて式(43)と式(44)のように表される。

[0070] [数18]

$$\begin{aligned} h(\theta) &= r(\cos^2\theta+\sin^2\theta)+j[(r^2+x^2-1)\sin\theta\cos\theta - x(\cos^2\theta-\sin^2\theta)] \\ &= r + j\left\{\frac{1}{2}(r^2+x^2-1)\sin 2\theta - x\cos 2\theta\right\} \\ &= r + j\frac{1}{2}\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}\,(\cos 2\theta_0 \sin 2\theta - \sin 2\theta_0 \cos 2\theta) \\ &= r + j\frac{1}{2}\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}\sin 2(\theta-\theta_0) \end{aligned} \quad (43)$$

$$\begin{aligned} H(\theta) &= (r^2+x^2)\cos^2\theta+\sin^2\theta+2x\sin\theta\cos\theta \\ &= \frac{1}{2}(r^2+x^2+1)+\frac{1}{2}(r^2+x^2-1)\cos 2\theta + x\sin 2\theta \\ &= \frac{1}{2}(r^2+x^2+1)+\frac{1}{2}\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}\,(\cos 2\theta_0\cos 2\theta+\sin 2\theta_0\sin 2\theta) \\ &= \frac{1}{2}(r^2+x^2+1)+\frac{1}{2}\sqrt{(r^2+x^2-1)^2+(2x)^2}\cos(\theta-\theta_0) \end{aligned} \quad (44)$$

[0071] よって、中心周波数ω_0でのコンダクタンスG_{in}は式(45)のようになる。ただし、x_0は中心周波数におけるxの値で、$x_0 = \omega_0 L_a / Z_1$である。また、サセプタンスB_{in}は式(46)のように表される。

[0072] [数19]

$$G_{in}\big|_{\omega=\omega_0} = \frac{1}{Z_1}\frac{2r}{r^2+{x_0}^2+1+\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}} \quad (45)$$

$$B_{in} = \frac{1}{Z_1}\frac{\sqrt{(r^2+x^2-1)+(2x)^2}\sin 2(\theta-\theta_0)}{r^2+x^2+1+\sqrt{(r^2+x^2-1)+(2x)^2}\cos 2(\theta-\theta_0)} \quad (46)$$

[0073] 式(46)において、周波数依存性は式(47)から生じるので、サセプタンススロープパラメータbは式(48)で与えられる。$d/dx(\tan^{-1}x)=1/(1+x^2)$を用いると、式(48)より、サセプタンススロープパラメータbは式(49)のように表される。

[0074] [数20]

$$\theta = \omega\sqrt{LC}l, \quad x = X_a/Z_1 = \omega L_a/Z_1 \tag{47}$$

$$b = \frac{\theta_0}{2}\frac{\partial B_{in}}{\partial\theta}\bigg|_{\substack{x=x_0\\ \theta=\theta_0}} + \frac{x_0}{2}\frac{\partial B_{in}}{\partial x}\bigg|_{\substack{x=x_0\\ \theta=\theta_0}} \tag{48}$$

$$(\text{第 1 項}) = \frac{\theta_0}{Z_1}\frac{\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}{r^2+{x_0}^2+1+\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}$$

$$(\text{第 2 項}) = -\frac{x_0}{Z_1}\frac{\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}{r^2+{x_0}^2+1+\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}\frac{\partial\theta_0}{\partial x}$$

$$= \frac{x_0}{Z_1}\frac{\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}{r^2+{x_0}^2+1+\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}\frac{1+x^2-r^2}{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}$$

$$b = \frac{1}{Z_1}\frac{\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}}{(r^2+{x_0}^2+1)+\sqrt{(r^2+x^2-1)+(2{x_0}^2)}}\cdot\left(\theta_0 + x_0\frac{1+{x_0}^2-r^2}{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}\right) \tag{49}$$

[0075] コンダクタンスG_{in}について、式(50)とすれば共振器の外部Qは式(45)と式(49)より求められる。この外部Qが式(38)を満たすので、式(51)が成り立つ。

[0076] [数21]

$$G_{in} \cong G_{in}\big|_{\omega=\omega_0} \tag{50}$$

$$Q_{e1} = \frac{b}{G_{in}\big|_{\omega=\omega_0}} = \frac{1}{2r}\sqrt{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}\cdot\left(\theta_0 + \frac{x_0(1+{x_0}^2-r^2)}{(r^2+{x_0}^2-1)+(2x_0)^2}\right) \tag{51}$$

[0077] 式(51)と式(42)を連立させることにより、Z_1とθ_0の設計公式が得られる。ここで、微小アンテナではr＝R_a／Z_1<<1，xが成り立つので、式(42)と式(51)はそれぞれ式(52)と式(53)のように近似できる。式(52)より式(54)が得られる。式(40)を式(53)と式(54)に用いると、式(55)と式(56)が得られる。ここで、X_aは中心周波数における値とする。

[0078] [数22]

$$\tan 2\theta_0 \approx \frac{2x_0}{{x_0}^2 - 1} \tag{52}$$

$$Q_{e1} \approx \frac{1}{2r}({x_0}^2 + 1) \cdot \left(\theta_0 + \frac{x_0({x_0}^2 + 1)}{({x_0}^2 + 1)^2} \right) = \frac{1}{2r}[({x_0}^2 + 1)\theta_0 + x_0] \tag{53}$$

$$x_0 = \cot\theta_0 \tag{54}$$

$$Z_1 = X_a \tan\theta_0 \tag{55}$$

$$Q_{e1} = \frac{{X_a}^2 + {Z_1}^2}{2R_a Z_1}\theta_0 + \frac{X_a}{2R_a} \tag{56}$$

[0079] 式(56)は、式(54)を代入して整理すると式(57)のように表され、関数Sinc(θ)=sinθ／θを導入すると式(58)のように表される。ただし、関数Sinc(θ)は図7のような波形を描くので、式(58)を満たすθ_0が$0 < \theta_0 < \theta/2$に存在するためには$Q_{e1} > X_a / 2R_a$を満たさなければならない。

[0080] [数23]

$$Q_{e1} = \frac{X_a}{2R_a}\left(\frac{2\theta_0}{\sin 2\theta_0} + 1 \right) \tag{57}$$

$$\theta_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Sinc}^{-1}\left(\frac{X_a}{2Q_{e1}R_a - X_a} \right) \tag{58}$$

[0081] 以上より、整合回路の設計公式が式(55)及び式(58)で与えられる。

[0082] 続いて、コプレーナ導波路により整合回路を実現することについて説明する。図8は、コプレーナ導波路(CPW)の形状の一例を示す図である。図8において、CPWは、誘電体のある面を覆う導体に2本のスロットが並行して形成された形状であり、スロット間の導体は中心導体と呼ばれる。CPWは、特性インピーダンスが中心導体の幅と導体間のギャップで決まるため、線路幅を必要に応じて狭くでき、回路の小型化に有効である。

[0083] 電極の厚さを無限小と仮定すると実効誘電率ε_{eff}及び特性インピーダンスZ_0は式(59)で与えられる。また、基板が有限厚hをもつ場合は実効誘電率ε_{eff}および特性インピーダンスZ_0は式(60)で表される。ただし、$k_1 = a/b$であり、$k_2 = \sinh(\pi a/2h)/\sinh(\pi b/2h)$である。また、$\varepsilon_r$は基盤の比誘電率であり、Kは第一種完全楕円積分で式(61)で近似される。

[0084] [数24]

$$\varepsilon_{eff} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} \quad , \quad Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \tag{59}$$

$$\varepsilon_{eff} = 1 + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \frac{K(k_2)}{K(k_2)} \frac{K'(k_2)}{K(k_2)} \quad , \quad Z_0 = \frac{30\pi}{\sqrt{\varepsilon_{eff}}} \frac{K'(k_1)}{K(k_1)} \tag{60}$$

$$\frac{K(k)}{K'(k)} = \begin{cases} \pi / \ln\left[2\left(1+\sqrt{k'}\right)/\left(1-\sqrt{k'}\right)\right] & (0 \le k \le 0.707) \\ \ln\left[2\left(1+\sqrt{k'}\right)/\left(1-\sqrt{k'}\right)\right]/\pi & (0.707 \le k \le 1) \end{cases} \tag{61}$$

[0085] 続いて、コプレーナ導波路を用いたJインバータの構成について説明する。コプレーナ導波路の中心導体に適当な長さのギャップを設けると、隣接する中心導体が容量を持ち、直列キャパシタンスとしての効果が得られる。また、中心導体のギャップ部分とグランド間にも容量が存在し、並列キャパシタンスとしての働きも考えられ、コプレーナ導波路のギャップ部分は、キャパシタンスのπ形回路と考えられる。ギャップの両端の伝送線路を電気長φ／2とすると、伝送線路も含めた縦続行列は式(62)のようになる。ただし、伝送線路は無損失であるとし、特性アドミタンスはY_0とする。

[0086] [数25]

$$\begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\frac{\phi}{2} & \frac{j}{Y_0}\sin\frac{\phi}{2} \\ jY_0\sin\frac{\phi}{2} & \cos\frac{\phi}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1+\frac{B_a}{B_b} & \frac{1}{jB_b} \\ jB_a\left(2+\frac{B_a}{B_b}\right) & 1+\frac{B_a}{B_b} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\frac{\phi}{2} & \frac{j}{Y_0}\sin\frac{\phi}{2} \\ jY_0\sin\frac{\phi}{2} & \cos\frac{\phi}{2} \end{bmatrix} \tag{62}$$

[0087] 式(62)においてA＝D＝0、C／B＝J^2のとき、この回路はJインバータと等価となる（例えば、K. C. Gupta、外3名著，“Microstrip Lines and Slotlines”, Artech house , 1996, p. 444参照）。このとき、式(63)と式(64)が成り立つ。式(63)より、実際のφ／2は負の長さになることがわかる。以上より、Jインバータは、CPWに設けたギャップと、その両端の電気長φ／2のCPWによって実現することができる。

[0088] [数26]

$$\phi = -\tan^{-1}\left(\frac{2B_b}{Y_0}+\frac{B_a}{Y_0}\right) - \tan^{-1}\frac{B_a}{Y_0} \approx -2\left(\frac{B_a}{Y_0}+\frac{B_b}{Y_0}\right) \tag{63}$$

$$\frac{J}{Y_0} = \left|\tan\left(\frac{\phi}{2}+\tan^{-1}\frac{B_a}{Y_0}\right)\right| \approx \left|-\frac{1}{Y_0}\left(B_a+B_b\right)+\frac{B_a}{Y_0}\right| = \left|\frac{B_b}{Y_0}\right| \tag{64}$$

[0089] インバータは、伝送線路に設けたギャップと、その両端の電気長φ／2の線路によって実現できるが、初段のインバータについては入力側のφ／2線路を実現できずL型インバータとなる。このL型インバータは、抵抗がインバータを介して外部と接続する回路となる。このL型インバータの入力アドミタンスYは、内部アドミタンスをY_0としインバータのパラメータをJとすると式(65)のようになる。また、内部アドミタンスをY_0とし内部アドミタンスY_0に直列にサセプタンスB_b'の回路があり、これらの回路に並列にサセプタンスB_a'がある回路を考えると、この回路の入力アドミタンスY'は式(66)のようになる。式(65)と式(66)においてY＝Y'とすると式(67)が得られる。

[0090] [数27]

$$Y = J^2 Z_0 \tag{65}$$

$$Y' = \frac{B_b'^2 Y_0 + j(B_b' Y_0^2 - B_b'^2 B_a' - B_a' Y_0^2)}{B_b'^2 + Y_0^2} \tag{66}$$

$$\frac{J^2}{Y_0} = \frac{B_b'^2 Y_0}{B_b'^2 + Y_0^2} \tag{67}$$

[0091] ここで、L型インバータのJパラメータをB_b'とすると、このJパラメータは式(68)のように表される。

[0092] [数28]

$$J = \frac{J_{01}}{\sqrt{1-(J_{01}Z_0)^2}} \tag{68}$$

[0093] 続いて、電磁界シミュレータを用いた整合回路付き微小アンテナの設計について説明する。設計に使用した電磁界シミュレータは、モーメント法に基づいてマイクロストリップ、スロットライン、ストリップライン、コプレーナラインなどの一般的な平面回路のSパラメータを計算するものである。今回の設定は、中心周波数は5．0GHz、Mesh Frequencyは7．5GHz、1波長当たりのセル数は30である。

[0094] 式(38)より、インピーダンス整合回路でより大きな比帯域を得るためには、共振部の外部Qの値が小さいことが必要である。インピーダンスZ_1の値を下げることで外部Qの値を下げることができると考えられる。また、放射抵抗を大きくするためにはアンテナ部の形状も考慮する必要がある。

[0095] まず、CPWの解析を行う。図8は、今回用いたCPWの形状を示す図である。図8(a)は断面の構造を示す図であり、図8(b)は上部の構造を示す図である。図8(a)を参照して、CPWは、誘電体11の上部に中心導体13とその両側にスロット15が形成されて作成される。なお、誘電体の上部の他の部分17と誘電体の下部19はグランドである。ここでは、誘電体11はMgO(比誘電率は9．6)であり、厚さは500[μm]であるとする。また、図8(b)を参照して、中心導体11の幅は70[μm]であり、スロット13の幅はs[μm]とする。中心導体幅に対して基盤が十分厚いため、特性インピーダンスZ_1は基盤裏面のグランドがない場合とほとんど変わらない。したがって、式(61)から理論的にも特性インピーダンスが求めることができる。しかしながら、より正確な値を得るために電磁界シミュレーションによってZ_1を解析する。シミュレーションから得られたS行列を縦続行列Kに変換し、その[1，1]成分と[1，2]成分から式(69)のようにZ_1が求められる。

[0096] [数29]

$$Z_1 = \frac{K_{12}}{\sqrt{K_{11}^{\ 2} - 1}} \tag{69}$$

[0097] 次に、電磁界シミュレーションによる位相定数βの算出法について説明する。長さlの無損失伝送線路のS行列は式(70)と表せるので、シミュレーションから得たS行列の[2，1]成分から式(71)のように求められる。

[0098] [数30]

$$S = \begin{bmatrix} 0 & e^{-j\theta} \\ e^{-j\theta} & 0 \end{bmatrix} \tag{70}$$

$$\beta = \mathrm{Im}\,\gamma = \mathrm{Im}\left(\frac{-\ln S_{21}}{l}\right) \tag{71}$$

[0099] 外部Qの値を下げるためには特性インピーダンスの小さいCPWが望ましいと考えられる。図9は、式(60)より求められる、別の厚さの基盤を用いる場合の特性インピーダンスZ_1の変化を示す図である。基盤厚と中心導体幅の比h／Z_1が2以上では裏面導体の影響をほとんど受けず、特性インピーダンスはほぼ一定となるが、比h／Z_1が1以下では基盤厚が薄くなるにつれて特性インピーダンスが小さくなる。

[0100] 続いて、微小スロットアンテナの解析を行う。今回はアンテナ部として、図2(a)の微小スロットダイポールアンテナを用いた。このアンテナは、図2(b)より、放射抵抗R_aおよびリアクタアンスX_aの傾きが中心周波数付近で一定となるので、アンテナ部の等価回路は図2(c)のように放射抵抗Raとリアクタンスxaの直列回路で表せ、先述の整合理論を利用することが可能である。

[0101] また、CPWの特性インピーダンスの値には限界があるため、比帯域wを大きくするためには、アンテナの放射抵抗R_aをある程度上げる必要がある。図10はアンテナ長Lを1000[μm]又は1500[μm]で一定であるとし、CPWの特性インピーダンスZ_1を50[Ω]として、アンテナ幅Wを変化させたときの放射抵抗R_aのシミュレーション結果を示す図である。横軸はアンテナ幅を表し、縦軸は放射抵抗を示す。図10に示されるように、アンテナ幅が広がると放射抵抗も増加している。

[0102] 続いて、Jインバータの設計法について説明する。先述のように、Jインバータは信号線に設けたギャップと左右の電気長φ／2のCPWで構成できる。ギャップの形状は、実現したいJパラメータの値に応じて、シンプル・ギャップとインターディジタル・ギャップの2種類がある。今回は大きなJパラメータを必要とするため、インターディジタル・ギャップを用いて設計を行った。インターディジタル・ギャップを用いたJインバータの等価回路は、シンプル・ギャップの場合と異なり、伝送線路の不連続部と純粋な伝送線路との境界が曖昧なため、ギャップの中心線にサセプタンスB_a、B_bのπ型回路が集中し、その左右に電気長φ／2の伝送線路が付加したものと考える。

[0103] φ／2は負の電気長であるので、以下の方法によりJインバータの設計を行う。インバータの両端に特性インピーダンスZ_1、電気長θの伝送線路をつけた回路を考えると、弱結合($J/Y_1 \ll 1$)でθが約π／2のとき、この回路の両端の間の縦続行列は式(72)となる。ここで$-Z_1 \sin\theta = X$とおくと、縦続行列は式(73)と表せる。共振点と中心周波数にずれがない場合はX＝0となるので、シミュレーションによって得られたS行列を縦続行列に変換し、その[1, 1]、[2, 2]成分が0となるようにギャップの両端の線路長を調節すればJインバータの設計ができる。Jパラメータはこのときの[2, 1]成分より得られる。

[0104] [数31]

$$[K]=\begin{bmatrix}\cos\theta & jZ_1\sin\theta\\ jY_1\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}0 & -\mathrm{j}K\\ -\mathrm{j}J & 0\end{bmatrix}\cdot\begin{bmatrix}\cos\theta & jZ_1\sin\theta\\ jY_1\sin\theta & \cos\theta\end{bmatrix}$$
$$=\begin{bmatrix}-JZ_1\theta\sin\theta & \mathrm{j}JZ_1{}^2\sin^2\theta-\mathrm{j}K\\ -\mathrm{j}J & -JZ_1\sin\theta\end{bmatrix}\qquad\left(\because\frac{K}{Z_1}<<1\right) \tag{72}$$

$$[K]=\begin{bmatrix}JX & -jK+jJX^2\\ -jJ & XJ\end{bmatrix} \tag{73}$$

[0105] 続いて、整合回路付き微小アンテナの設計を説明する。まず、共振器の外部Qの解析について説明する。

[0106] アンテナにつなげた伝送線路の長さが調整されることにより並列共振が得られる。この共振器の外部Qが式(38)を満たすように調節することで帯域設計が行われる。

[0107] 外部Qは、回路モデルによる理論値では式(51)のようになるが、アンテナが小さい場合にはアンテナ部の解析から得たR_aの値は信頼性が低いため、回路モデルと電磁界シミュレーションにはずれが生じると考えられる。そのため、シミュレーションによって正確に外部Qを求める必要がある。外部Qは、シミュレーションから得た共振点付近でのコンダクタンスG_{in}とサセプタンスパラメータbより算出できるが、アンテナの形状が小さい場合にはコンダクタンスG_{in}は非常に小さな値となるため、より正確に外部Qを算出するために、以下のような方法を用いる。

[0108] 共振器の外部QをQeとすると、入力アドミタンスZ_{in}は式(74)で表される。よって、$|Z_{in}|^2$の値は式(75)のようになるので、$|Z_{in}|^2$の値が中心周波数での値の1／2となる周波数をω_1とω_2とすれば、式(76)より外部Qが求まる。この外部Qが式(38)を満たすように設計を行えばよい。

[0109] [数32]

$$Z_{in}=\frac{1}{\frac{b}{Q_e}+jb\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)}\approx\frac{1}{b\left(\frac{1}{Q_e}+j\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)} \tag{74}$$

$$|Z_{in}|^2=\frac{1}{b^2\left(\frac{1}{Q_e{}^2}+\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2\right)} \tag{75}$$

$$\omega_1-\omega_2=\Delta\omega=\frac{1}{Q_e} \tag{76}$$

[0110] 図11は、以上の方法より得られた、アンテナ長Lが1000[μm]又は1500[μm]で一定であり、CPWの特性インピーダンスZ_1が50[Ω]であるとして、アンテナ幅Wを変化させたときの外部Qの値のシミュレーション結果を示す図である。横軸はアンテナ幅であり、縦軸は外部Qである。アンテナの幅を広げると放射抵抗があがるため、外部Qの値が小さくなる。

[0111] 続いて、整合回路の設計について説明する。長さ1500[μm]、幅600[μm]のアンテナを用い、段数n＝1、反射係数RL_r＝3dB、比帯域w＝4．0%として設計を行う。このとき、式(5)～(7)より、規格化素子値はg_0＝g_2＝1、g_1=2．0049と求められる。CPWの特性インピーダンスを29．9[Ω]とすると、CPWの長さL_{CPW}が3140[μm]のとき得られた並列共振に関して、その中心周波数において、コンダクタンスG_{in}は0．000441[s]、サセプタンスパラメータbは0．0221、外部Qは50．06と求められた。

[0112] 式(39)を用いると、コンダクタンスG_{in}よりJパラメータの設計値が得られる。先述の設計法によりJインバータの設計を行うが、初段のインバータは入力側に伝送線路を持たないため、Jパラメータおよび共振器長の補正を行う必要がある。並列共振回路にJインバータをつけ、外部から見たときに直列共振が得られるように伝送線路の長さを調節する。入力インピーダンスZ_{in2}のリアクタンス成分が、中心周波数で0となるようにすればよい。さらに、Z_{in2}がZ_0(＝50[Ω])と等しくなるようにJインバータのギャップ長Gを調節する。その結果、電気長θ＝2925[μm]、ギャップ長G＝315[μm]と求められた。

[0113] 以上のように整合回路付きの微小アンテナが設計できるが、伝送線路が直線のままでは全体の長さが長くなるため小型化が図れない。そこで、伝送線路を折り曲げてメアンダ形状にする。伝送線路をメアンダ形状にすると共振回路のサセプタンスパラメータが変化するため、インバータのJパラメータは若干変化する。そのため、先ほどと同様に共振長とJインバータのギャップ長を調節する。その結果、ギャップ長GはG＝290[μm]と求められた。

[0114] 図12は、アンテナのサイズについて、これまでに述べた設計法と従来の設計法を比較したものである。図12(a)に示されるように、基板は、基板厚hが0．5[mm]であり、基板材がMgO(比誘電率ε_r＝9．6)である同一のものを使用した。また、アンテ

ナ長はL、アンテナ幅はW、給電点までの距離はL_fであるとする。図12(b)は、これまでに述べた設計法に基づき、中心周波数f_0＝5．0GHz、反射係数RL_r＝3dB、比帯域w＝4．0%、段数n＝1として設計された微小ダイポールアンテナを示す図である。アンテナ長Lは1．5[mm](全体では3．0[mm])、アンテナ幅Wは0．6[mm]である。図12(c)は、一波長スロットアンテナを示す図である。アンテナ長Lは14．1[mm](全体では28．2[mm])、アンテナ幅は1．0[mm]である。図12(d)は、パッチアンテナである。アンテナ長Lとアンテナ幅Wは共に9．7[mm]である。アンテナの面積を比較すると、本設計法は、一波長スロットアンテナの約16分の1、パッチアンテナの約52分の1であり、大幅な小型化が実現されている。通信回路の大きさはアンテナのサイズに大きく依存するため、本設計法により、通信回路全体の小型化を図ることができると考えられる。

[0115] 図13は、本設計法により設計した整合回路付きの微小スロットアンテナの外形と寸法を示す図である図13のアンテナは、中心周波数f_0＝5．0GHz、反射係数RL_r＝3dB、比帯域w＝4．0%、段数n＝1として設計されたものである。

[0116] 図14は、設計したアンテナの反射係数及び透過係数についてのシミュレーションによる解析結果を示す図である。横軸は周波数を表し、縦軸は反射係数と透過係数を示す。ただし、シミュレーションは1ポートで行うため、解析結果としては反射係数しか得られない。図14の透過係数は、導体損を0と考えて、$|S_{11}|^2+|S_{21}|^2=1$より算出されたものである。シミュレーション結果は設計値と比較するとほぼ一致している。また、入力インピーダンスは放射抵抗R_a＝0．837[Ω]に対して中心周波数において50．2[Ω]となり、インピーダンス変換率が非常に大きい場合にも整合を取ることができた。

[0117] 設計したアンテナは、指向性について、磁流ダイポールと同様の特性が得られた。また、磁流も、左右のスロットを同じ方向に流れていて、磁流ダイポールとして動作していると考えられる。

[0118] なお、これまで述べた設計法においては、段数n＝1として設計等を行っているが、段数が2以上であっても同様にして設計をすることは可能である。

[0119] また、直列非共振と同様に、並列非共振と呼ばれるアンテナに関してもインピーダ

ンス整合回路を設計することができる。以下ではその概略を説明する。

[0120] 図15は、図1のアンテナ部3の他の一例を示す図である。図15のアンテナは、等価回路が内部コンダクタンスG_aと内部キャパシタンスC_aの並列回路で表される。このアンテナは、先がオープンな形状であり、並列非共振と呼ばれる。

[0121] 図16(a)は、整合回路付きアンテナ等価回路にKインバータを接続した回路を示す図である。図16(a)において、整合回路は、電気長がθで特性インピーダンスがZ_1の無損失伝送線路であるとする。このとき、端子e－e'から見た入力インダクタンスY_iは式(78)のようになる。ただし、内部インダクタンスY_nは$Y_a = G_a + j\omega C_a$であり、電気長θはω、L、C、lに対して式(47)の関係を満たすものである。また、共振電気長をθ_0とすると、端子e－e'から見た入力インピーダンスZ_{in}は式(78)のように表せる。ここで、R_{in}は内部抵抗であり、xはリアクタンススロープパラメータである。

[0122] [数33]

$$Y_{in} = Y_1 \frac{Y_a + jY_1 \tan\theta}{Y_1 + jY_a \tan\theta} \tag{77}$$

$$Z_{in} = R_{in} + jx\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{78}$$

[0123] 図16(a)において、端子f－f'からみると共振回路にKインバータが挿入されたものであり、この入力インダクタンスY_{in2}は、式(79)で表される。

[0124] [数34]

$$Y_{in2} = \frac{Z_{in}}{K^2} = \frac{R_{in}}{K^2} + j\frac{x}{K^2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{79}$$

[0125] 一方、図16(b)は、フィルタを用いた回路を示す図である。このフィルタの設計値は式(80)のようになる。ただし、gは式(5)により求まる規格化素子値である。

[0126] [数35]

$$K_{01} = \sqrt{w}\sqrt{\frac{Z_0 x}{g_0 g_1}} \quad , \quad K_{12} = \sqrt{w}\sqrt{\frac{Z_0 x}{g_1 g_2}} \tag{80}$$

[0127] この回路において、端子e－e'から左側をみると、入力インピーダンスZ_{in}'は式(81)のように表される。よって、端子f－f'から左側をみた入力インダクタンスZ_{in2}'は式(82)により表される。

[0128] [数36]

$$Z_{in}' = \frac{K_{01}^{\ 2}}{Z_0} + jX = \frac{x}{Q_{e1}} + jx\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{81}$$

$$Y_{in2}' = Y_0 + jY_0 Q_{e2}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{82}$$

[0129] 式(79)と式(82)において、Y_{in2}＝Y_{in2}'となるように共振の外部Q及びKインバータのKパラメータを求めればよい。よって、設計値は式(83)と式(84)で与えられる。

[0130] [数37]

$$Q_e = \frac{x}{R_{in}} \tag{83}$$

$$K = \sqrt{\frac{R_{in}}{Y_0}} \tag{84}$$

[0131] 続いて、図16の端子e－e'から左をみた回路が共振器と等価となり、その外部Qが式(83)を満たすような伝送線路の特性インピーダンスZ_1と電気長θ_0を導出する。

[0132] 式(77)において、gとbを式(85)のように定義すると、電気長θ_0は式(42)と同様に導出することにより式(86)を満たす。また、入力リアクタンスX_{in}と内部抵抗R_{in}は、式(45)と式(46)と同様に計算することにより、式(87)のように表される。また、リアクタンススロープパラメータxは、式(49)と同様に計算することにより、式(88)と表される。

[0133] [数38]

$$y \equiv \frac{Y_a}{Y_1} \equiv g + jb \tag{85}$$

$$\tan 2\theta_0 = \frac{2b}{g^2 + b^2 - 1} \tag{86}$$

$$\begin{cases} X_{in} = \dfrac{\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}\sin 2(\theta-\theta_0)}{Y_1\left[g^2+b^2+1+\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}\cos 2(\theta-\theta_0)\right]} \\ R_{in} = \dfrac{2g}{Y_1\left[g^2+b^2+1+\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}\cos 2(\theta-\theta_0)\right]} \end{cases} \tag{87}$$

$$x = \frac{1}{Y_1}\frac{\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}}{g^2+b^2+1+\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}} \times \left(\theta_0 - b\frac{g^2+b^2-1}{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}\right) \tag{88}$$

[0134] 外部Qについては、式(51)と同様にして導出することにより、式(89)が成立する。

[0135] [数39]

$$Q_{e1} = \frac{x}{R_{in}|_{\theta=\theta_0}} = \frac{1}{2g}\sqrt{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2} \times \left(\theta_0 - \frac{b(1+b^2-g^2)}{\left(g^2+b^2-1\right)^2+(2b)^2}\right) \quad (89)$$

[0136] 式(89)と式(88)を連立させることにより、Y_1とθ_0の設計公式が得られる。ここで、微小アンテナではg<<1，bが成り立つので、式(88)と式(89)はそれぞれ式(90)と式(91)のようになる。

[0137] [数40]

$$\tan 2\theta_0 = \frac{2b_0}{b_0^{\,2}-1} \quad (90)$$

$$Q_{e1} \cong \frac{1}{2g_0}\left[\left(b_0^{\,2}+1\right)\theta_0 + b_0\right] \quad (91)$$

[0138] 式(85)を用いて式(90)と式(91)を整理すると、式(92)が導出される。

[0139] [数41]

$$Y_1 = Y_a \tan\theta_0,\ \theta_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Sinc}^{-1}\left(\frac{B_a}{2Q_{e1}G_a - B_a}\right) \quad (92)$$

[0140] 以上のようにして、整合回路の設計公式が式(92)で与えられる。

[0141] また、本発明の実施例として、例えばMIMO（Multi Input Multi Output）通信技術への応用がある。図17は、MIMO通信技術を用いた通信回路101を示す図である。通信回路101は、基板103と、この基板103上の一部である半導体部105を備える。この例においては、基板103は高誘電体セラミックであり、半導体部105はSiGeである。MIMO通信技術を実現するため、同じ周波数の小型アンテナが複数並べて設けられる。図17においては、アンテナ107と整合回路109が基板103上に複数並べて設けられる。半導体部105には、マルチアンテナ制御回路111とLNA113とPA115とミキサ117とミキサ119が設けられる。マルチアンテナ制御回路111は、外部より与えられるMIMO__ANT制御信号（入・出力）に基づいてアンテナの制御を行うものである。また、LNA113とPA115は、それぞれミキサ117とミキサ119を介して1st__IF信号を出力する（Fi－Fo）。ミキサ117とミキサ119は、それぞれ外部より与えられるDwn. Con. OSC（Fo）とUp. Con. OSC（Fo）を入力して動作するものである

。本発明によればアンテナを小型化できるため、他の方式のアンテナに比較して同一周波数において容易に狭いエリアに複数個のアンテナを構成できる。これにより機器内蔵の無線装置やカードへの複数アンテナ装備が可能となり、次世代の高速無線データ通信への対応が可能となる。

[0142] さらに、本発明の他の実施例としては、例えばUWB(Ultra Wideband)方式通信への応用がある。広帯域(3GHz～7GHz)を単一アンテナでカバーするのは不可能である。そのため、対応波長の異なるアンテナを複数個並べて帯域確保する必要があり、このような通信がUWB方式通信である。図18は、UWB方式通信を行う通信回路121を示す図である。通信回路121は、基板123とその一部に設けられる半導体部125を備える。基板123上にはアンテナ127とCPWフィルタ129が複数並べて設けられる。半導体部125には、CPW131とCPW付きスタッガアンプ133が、アンテナ127とCPWフィルタ129に対応して複数設けられる。通信回路121は、CPWフィルタ129及びインピーダンス整合機能を持った素子125と接続された複数個の小型アンテナ127により広帯域をカバーしている。また、通信回路121は、位相制御をデジタル的に行い位相の違いによる発振などのトラブルを抑えた半導体125上に構成される複数個のアンプと組み合わせて小型マルチアンテナによりUWB方式の通信を行う。

[0143] さらに、本願の他の実施例としては、RFIDや非接触ICカードへの応用がある。装置全体の大きさはアンテナの大きさに大きく依存することから、アンテナの小型化を図ることができる本発明は、これらの装置に適合するものである。また、本発明は、CPW＋メアンダ構造を用いることにより装置全体を更に小型化することが可能である。この点でも、本発明はこれらの装置に適合するものである。

[0144] さらに、本願の他の実施例としては、複数の小型アンテナにより複数周波数での同時通信(同時双方向や、一方向だが複数周波数で違った情報を送受信することなど)を行うことがある。図19は、複数周波数での同時通信の一例を示す図である。カード等の端末141は、本体システム143と複数周波数での同時通信を行う。端末141には、処理を行う半導体部145と複数周波数に対応して複数のアンテナ147、149、151とCPW153、155、157が設けられる。本体システムには、複数周波数に対応し

て複数のアンテナ159、161、163が設けられる。小型アンテナの実現とCPWによる複数のマッチング(フィルタ)により複数周波数で同時に通信を行うことが可能となる。これにより、例えばRFIDや非接触ICカードにおいて、通信を複数回行うことによりデータ確認する回数が削減されたり、セキュリティコードの分散通信で安全性が向上されたりすることが可能となる。

[0145] さらに、本願の他の実施例としては、中心周波数が互いに異なる複数の整合回路を備えて異なる周波数帯域に対応させることにより、異なる周波数帯域のそれぞれにチャンネルを対応させたり、広帯域化を実現させたりした通信回路がある。

[0146] 図20は、3個のアンテナのそれぞれに3段のバンドパスフィルター体型コプレーナ導波路(CPW)整合回路のそれぞれを接続して3つのチャンネルに対応させる状態を示した回路図である。

[0147] 図20において、アンテナ＃1に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f1は5．1GHz(帯域100MHz)であり、アンテナ＃2に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f2は6．1GHz(帯域100MHz)であり、アンテナ＃3に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f3は7．1GHz(帯域100MHz)である。

[0148] 図21は図20の回路図をもとにシミュレーションを行った結果を示す図である。この図より、図20の回路図から得られる通信装置では、周波数帯域が互いに重ならずに区別されて設定されたフィルタにより、送受信に利用できる複数の周波数帯域が得られることが明らかになっている。なお、得られた複数の周波数帯域の利用の仕方としては、全て送信のためのものでもよく、全て受信のためのものでもよく、一部が送信に用いられて他が受信に用いられてもよい。

[0149] 図22は3個のアンテナのそれぞれに3段のバンドパスフィルター体型コプレーナ導波路(CPW)整合回路のそれぞれを接続して5GHz帯の広域化を図った状態を示した回路図である。

[0150] 図22において、アンテナ＃1に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f1は5．10GHz(帯域100MHz)であり、アンテナ＃2に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f2は5．44GHz(帯域100MHz)であり、アンテナ＃3

に対するバンドパスフィルタ及び整合回路の中心周波数f3は5．79GHz（帯域100MHz）である。

[0151] 図23は図22の回路図をもとにシミュレーションを行った結果を示す図である。この図より、図22の回路図から得られる通信装置では、周波数帯域が重なって広域に設定されたフィルタにより、1GHzに及ぶ帯域幅の送受信に利用できる周波数帯域が得られることが明らかになっている。なお、得られた周波数帯域の利用の仕方としては、全て送信のためのものでもよく、全て受信のためのものでもよい。

[0152] また、複数の整合回路とアンテナとの関係は、複数のアンテナに対応して複数の整合回路を構成させる形でもよく、また、図24にあるように、1つのアンテナに複数の整合回路を接続させてもよく、また、これらを組み合わせる形であってもよい。

[0153] ここで、図20から図24によって得られる通信装置をまとめると、以下のようになる。

[0154] アンテナに接続する複数の整合回路を備える通信装置であって、前記複数の整合回路のうち中心周波数が隣り合う少なくとも2つの整合回路による周波数帯域が互いに重ならずに区別されて設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能、前記整合回路から出力可能若しくは入出力可能な、又は、重なって広域に設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能若しくは前記整合回路から出力可能な通信装置である。

請求の範囲

[1] 非共振型アンテナと前記非共振型アンテナに接続するインピーダンス整合回路を備えた通信回路であって、

前記インピーダンス整合回路は伝送線路を有し、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスは前記非共振アンテナ及び前記伝送線路が共振する周波数又は周波数帯域に基づき決定される通信回路。

[2] 前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスは少なくとも前記非共振型アンテナ及び前記インピーダンス整合回路以外の外部回路との結合量を表す外部Qに基づいて決定される請求項1記載の通信回路。

[3] 前記伝送線路の電気長θ_0及び特性インピーダンスZ_1は、外部Q Q_{e1}並びに前記非共振アンテナのリアクタンスX_a及び放射抵抗R_aに対して(eq1)式により算出される請求項2記載の通信回路。

[数42]

$$\theta_0 = \frac{1}{2}\mathrm{Sinc}^{-1}\left(\frac{X_a}{2Q_{e1}R_a - X_a}\right),\ Z_1 = X_a \tan\theta_0 \qquad (\mathrm{eq1})$$

[4] 前記インピーダンス整合回路は、前記非共振アンテナ及び前記伝送線路の電力と前記外部回路の電力を整合する電力整合手段を有する、請求項1から3のいずれかに記載の通信回路。

[5] 前記電力整合手段はインバータであり、前記インバータのJパラメータは前記非共振アンテナ及び前記伝送線路の特性インピーダンスZ_0及びコンダクタンスG_{in}対して(eq2)式により算出される請求項4記載の通信回路。

[数43]

$$J = \sqrt{\frac{G_{in}}{Z_0}} \qquad (\mathrm{eq2})$$

[6] 負荷に接続するインピーダンス整合回路であって、伝送線路を有し、前記伝送線路の電気長及び特性インピーダンスの少なくとも一方は外部回路との結合関係に基づいて決定されるインピーダンス整合回路。

[7] 前記負荷は非共振型アンテナであり、前記外部回路は前記非共振型アンテナを除

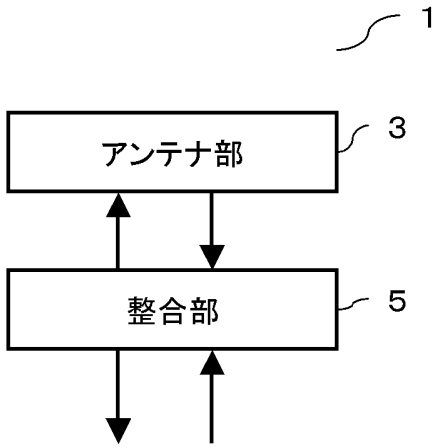
く回路である請求項6記載のインピーダンス整合回路。

[8] 請求項6又は7記載のインピーダンス整合回路を複数備える通信装置であって、 前記複数のインピーダンス整合回路のうち中心周波数が隣り合う少なくとも2つのインピーダンス整合回路による周波数帯域が互いに重ならずに区別されて設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能、前記整合回路から出力可能、若しくは、入出力可能な、又は、重なって広域に設定されて互いに異なる周波数の信号を前記整合回路に入力可能、若しくは、前記整合回路から出力可能な通信装置。

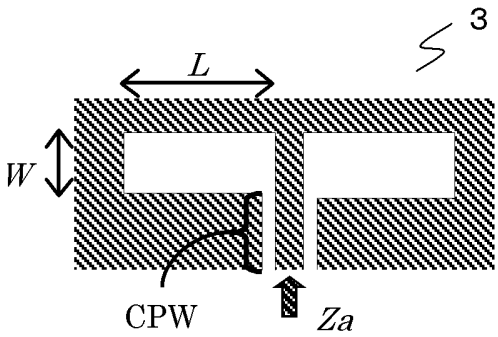
[9] 負荷に接続するインピーダンス整合回路の設計方法であって、

外部回路との結合関係に基づいてインピーダンス整合回路の回路パターンを決定するステップを含むインピーダンス整合回路設計方法。

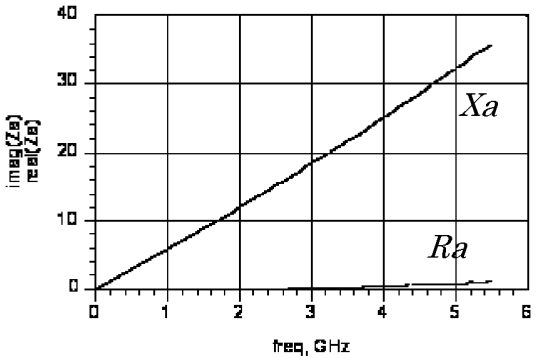
[図1]


1
アンテナ部
3
整合部
5

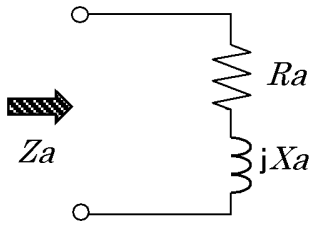
[図2]


3
L
W
CPW
Za

(a)

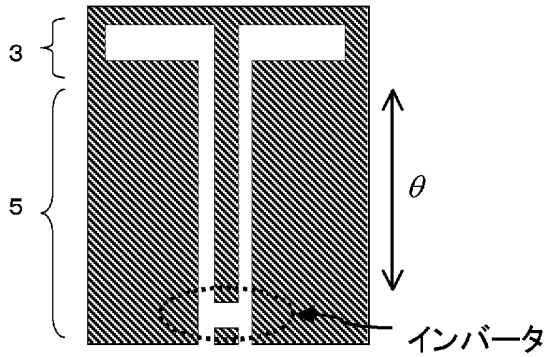

40
30
20
10
0
imag(Za)
real(Za)
Xa
Ra
0
1
2
3
4
5
6
freq, GHz

(b)

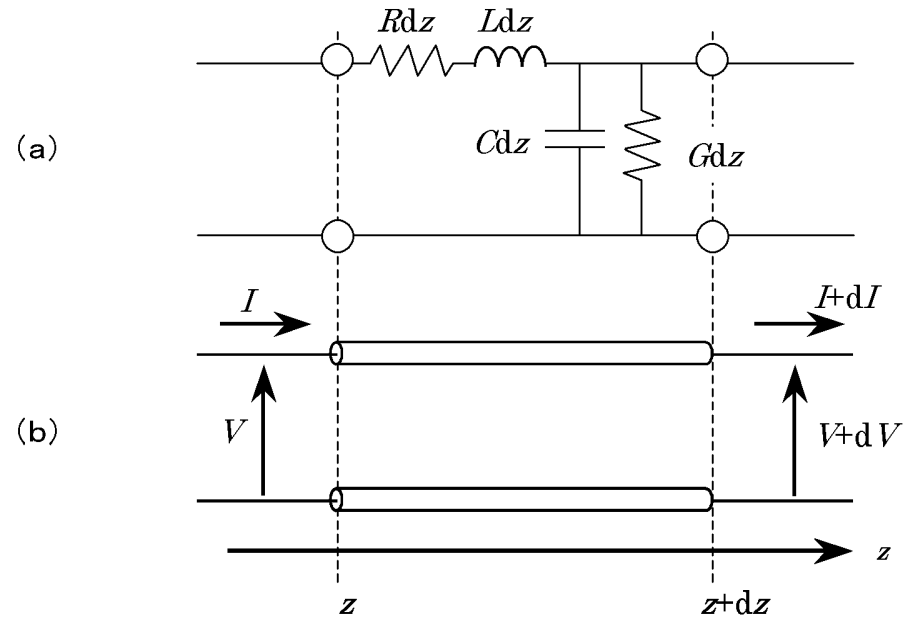

Ra
Za
jXa

(c)

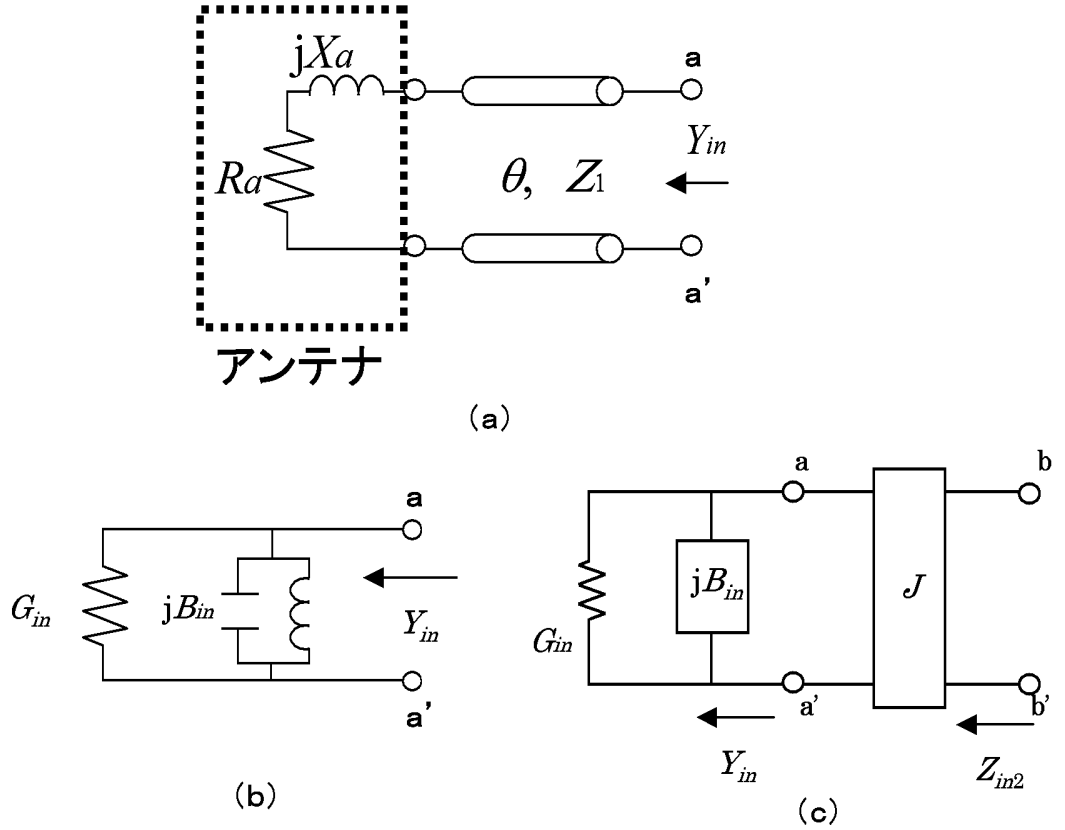
[図3]


3
5
θ
インバータ

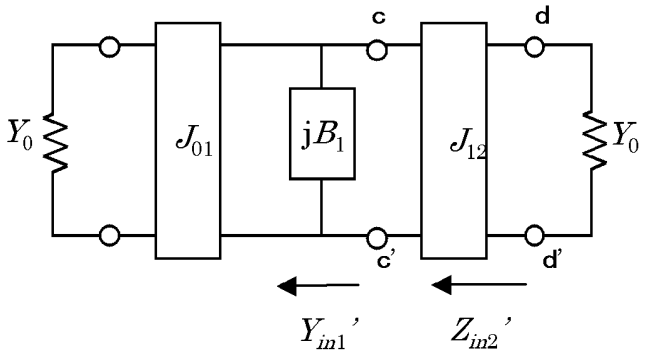
[図4]


Rdz
Ldz
Cdz
Gdz
(a)
I
I+dI
V
V+dV
(b)
z
z+dz

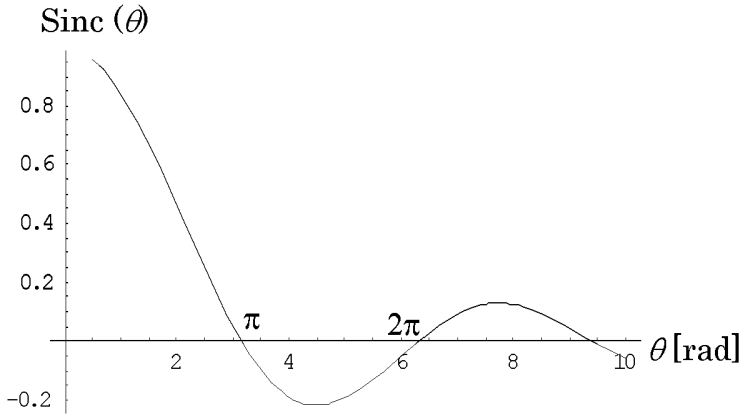
[図5]


jXa
a
Ra
Yin
θ, Z1
a'
アンテナ
(a)
a
Gin
jBin
Yin
a'
(b)
a
b
jBin
J
Gin
a'
b'
Yin
Zin2
(c)

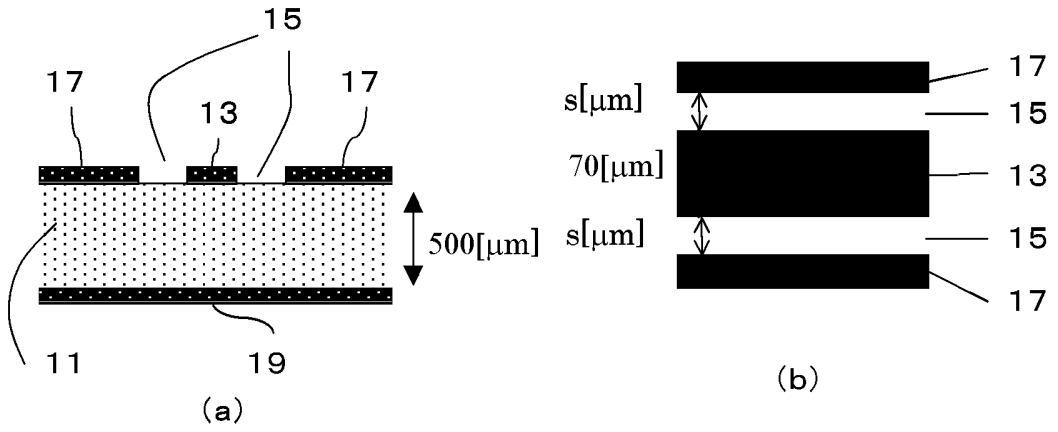
[図6]


c
d
Y_0
J_{01}
jB_1
J_{12}
Y_0
c'
d'
Y_{in1}'
Z_{in2}'

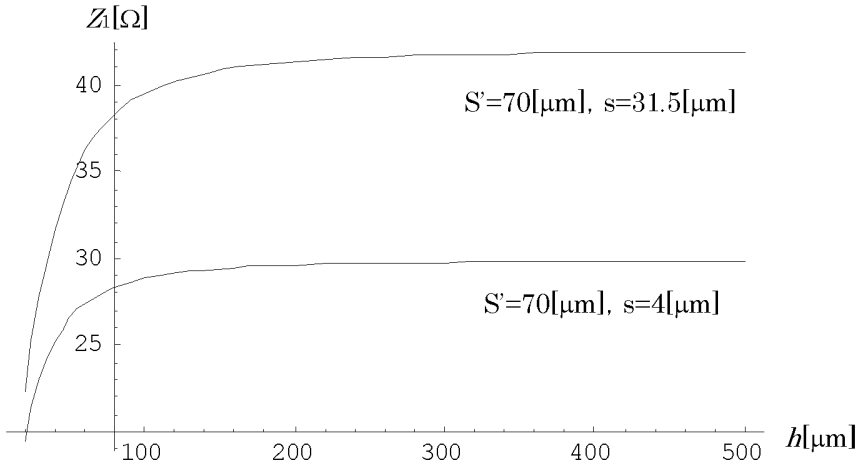
[図7]


Sinc (θ)
0.8
0.6
0.4
0.2
-0.2
π
2π
2
4
6
8
10
θ[rad]

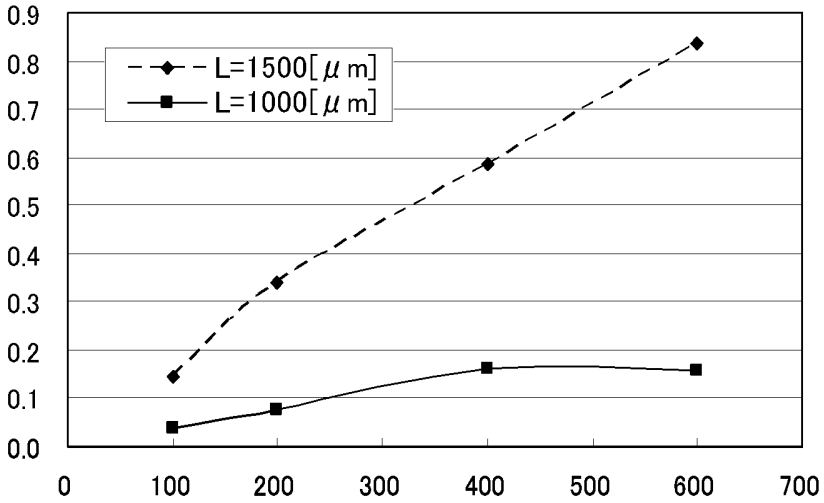
[図8]


15
17
13
17
500[μm]
11
19
(a)
17
s[μm]
15
70[μm]
13
s[μm]
15
17
(b)

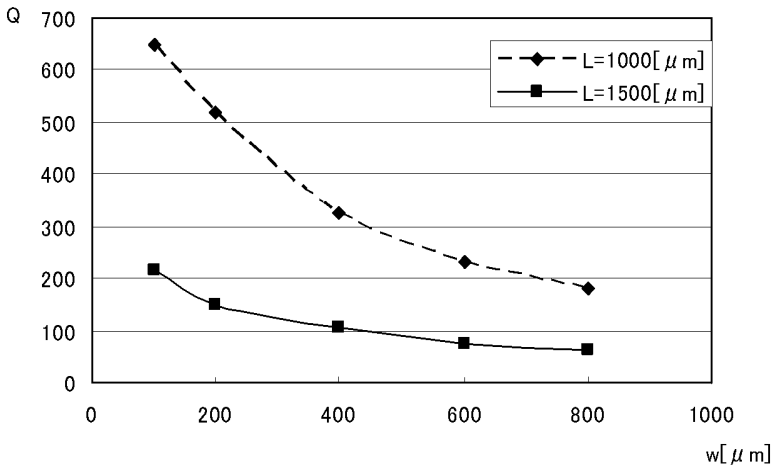
[図9]


Z1[Ω]
40
35
30
25
S'=70[μm], s=31.5[μm]
S'=70[μm], s=4[μm]
100
200
300
400
500
h[μm]

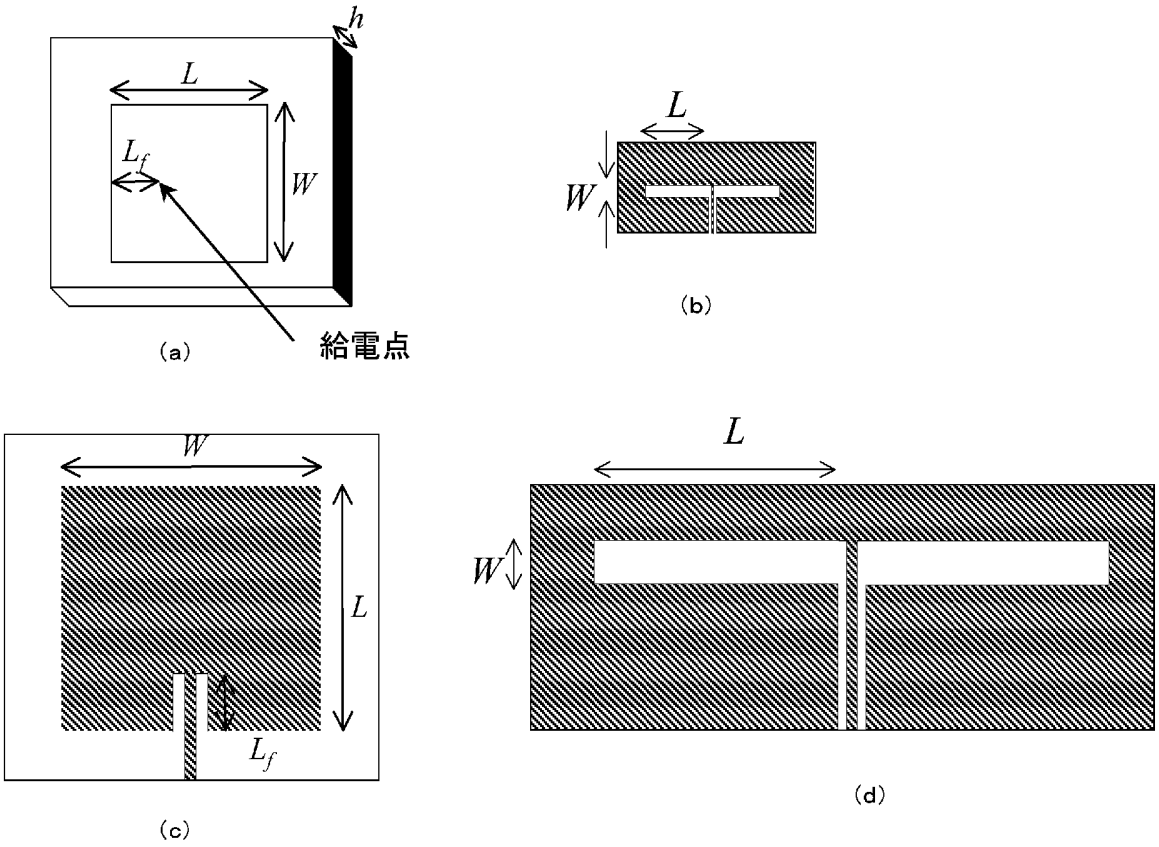
[図10]


0.9
0.8
0.7
0.6
0.5
0.4
0.3
0.2
0.1
0.0
L=1500[μm]
L=1000[μm]
0
100
200
300
400
500
600
700

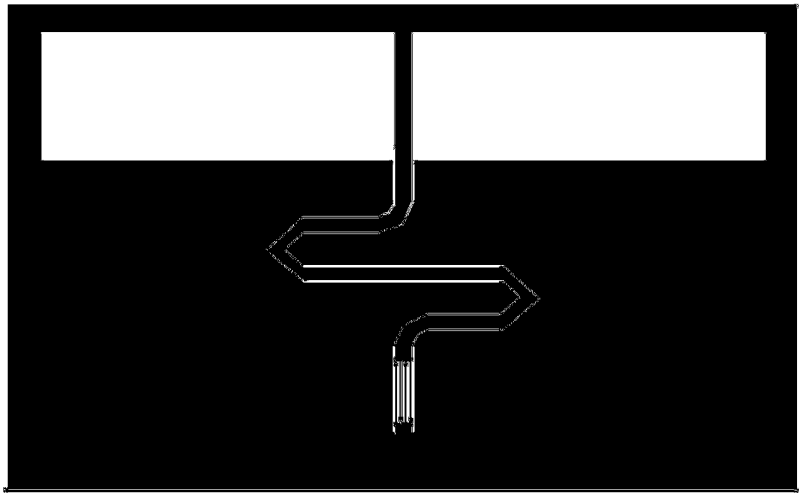
[図11]


Q
700
600
500
400
300
200
100
0
L=1000[μm]
L=1500[μm]
0
200
400
600
800
1000
w[μm]

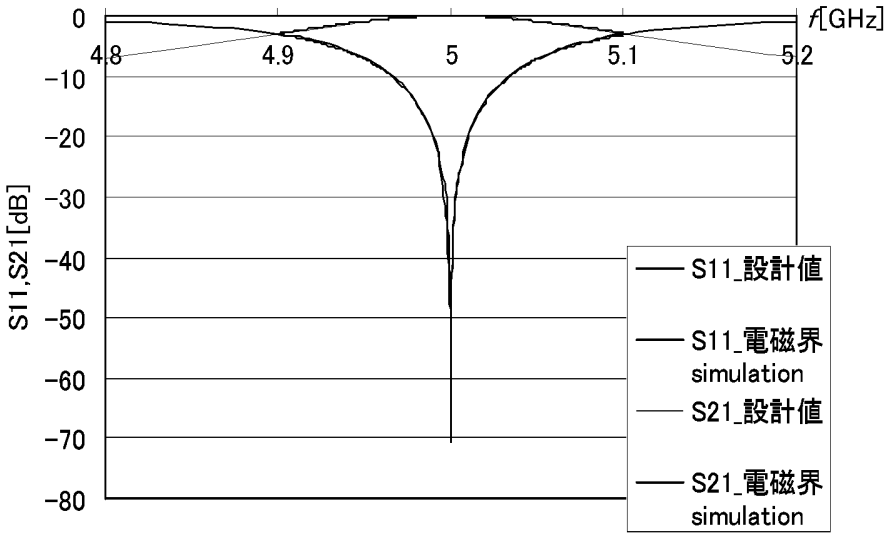
[図12]



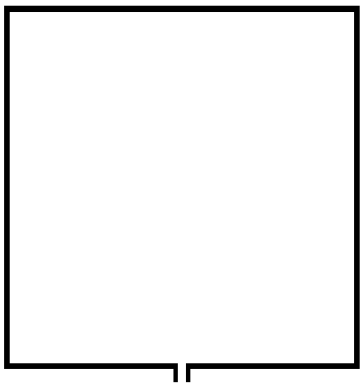
[図13]



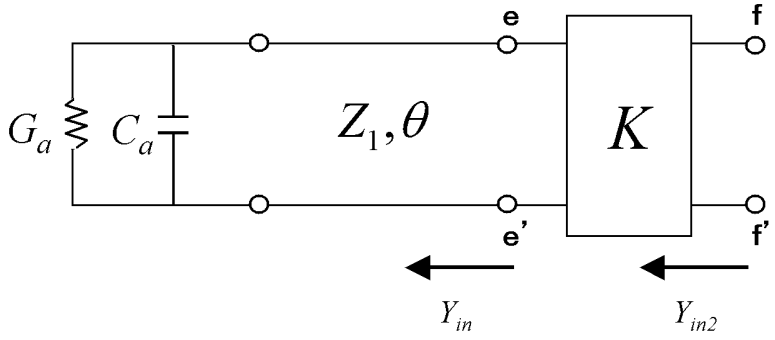
[図14]


0
-10
-20
-30
-40
-50
-60
-70
-80
S11,S21[dB]
4.8
4.9
5
5.1
5.2
f[GHz]
S11_設計値
S11_電磁界simulation
S21_設計値
S21_電磁界simulation

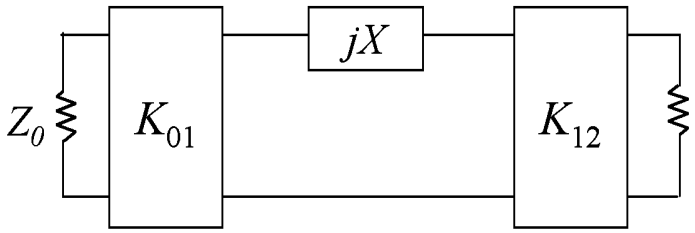
[図15]



[図16]

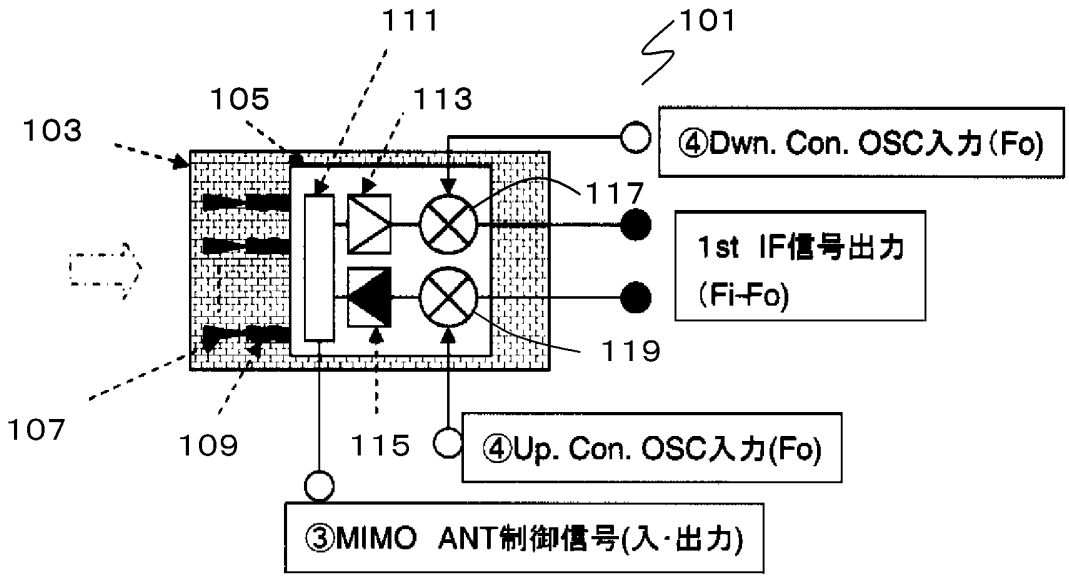

e
f
G_a
C_a
Z_1, θ
K
e'
f'
Y_{in}
Y_{in2}

(a)

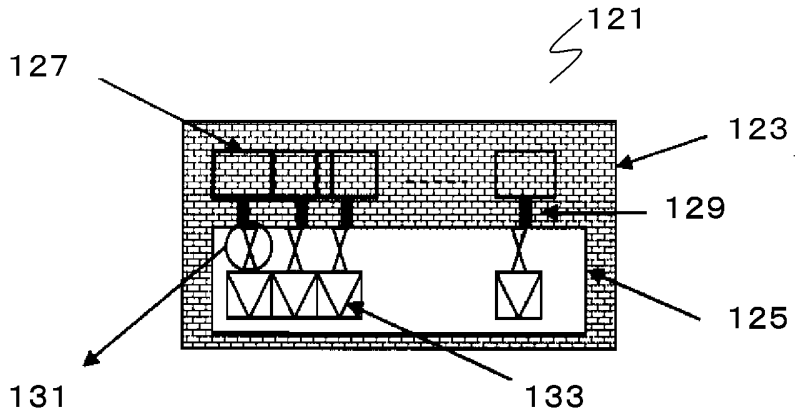

jX
Z_0
K_{01}
K_{12}

(b)

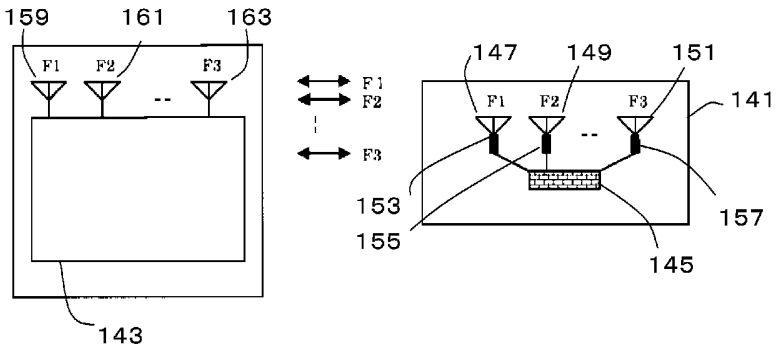
[図17]


111
101
105
113
103
④Dwn. Con. OSC入力(Fo)
117
1st IF信号出力
(Fi-Fo)
119
107
109
115
④Up. Con. OSC入力(Fo)
③MIMO ANT制御信号(入・出力)

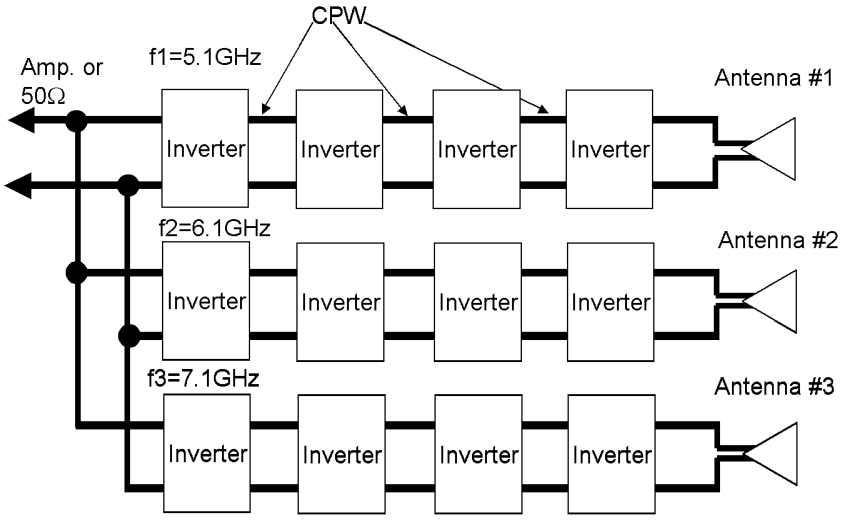
[図18]


121
127
123
129
125
131
133

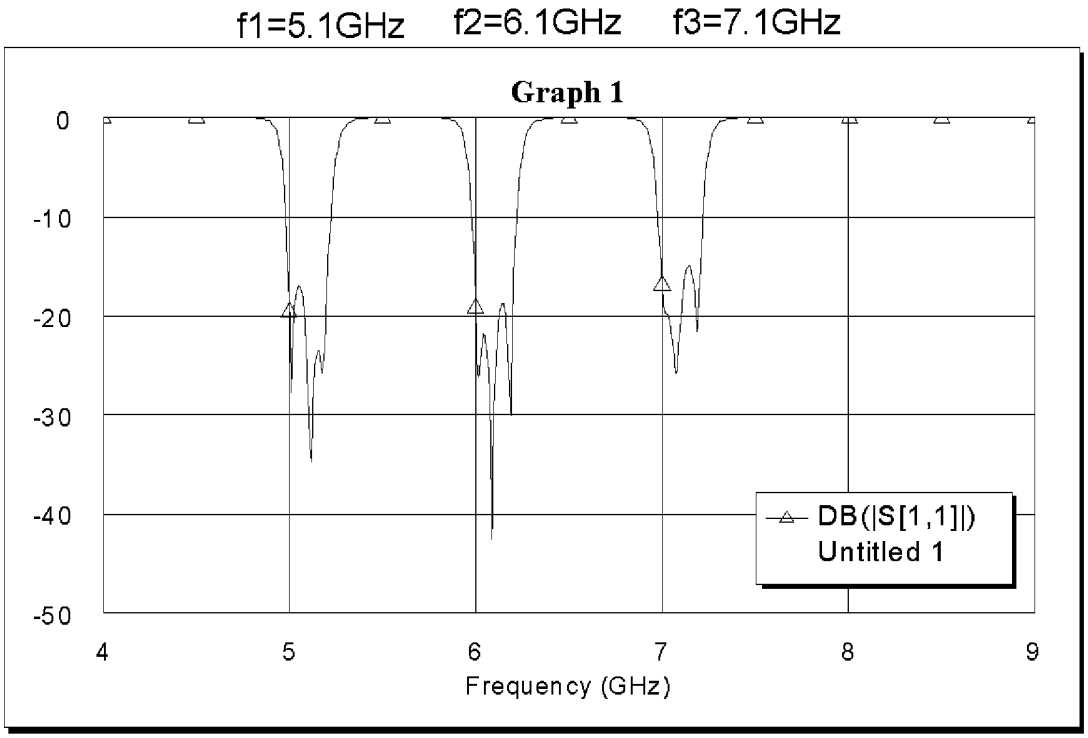
[図19]


159
161
163
F1
F2
F3
143
F1
F2
F3
147
149
151
141
153
155
157
145

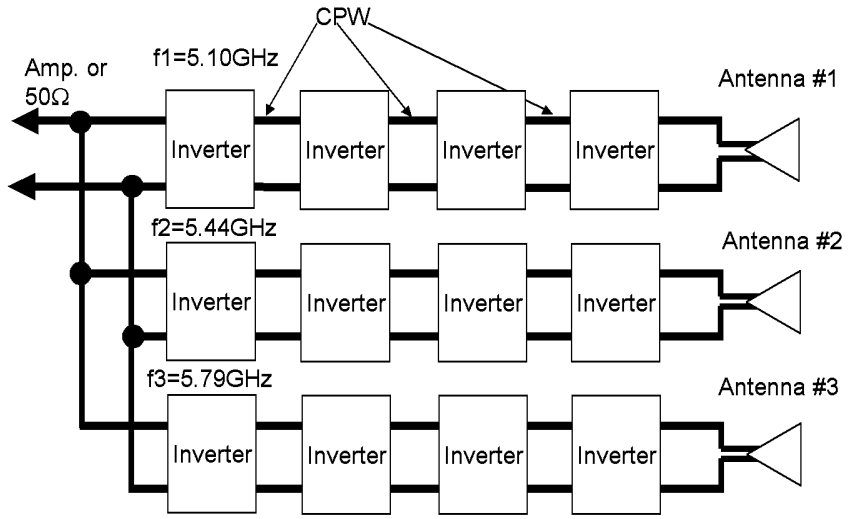
[図20]


CPW
Amp. or
50Ω
f1=5.1GHz
Antenna #1
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter
f2=6.1GHz
Antenna #2
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter
f3=7.1GHz
Antenna #3
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter

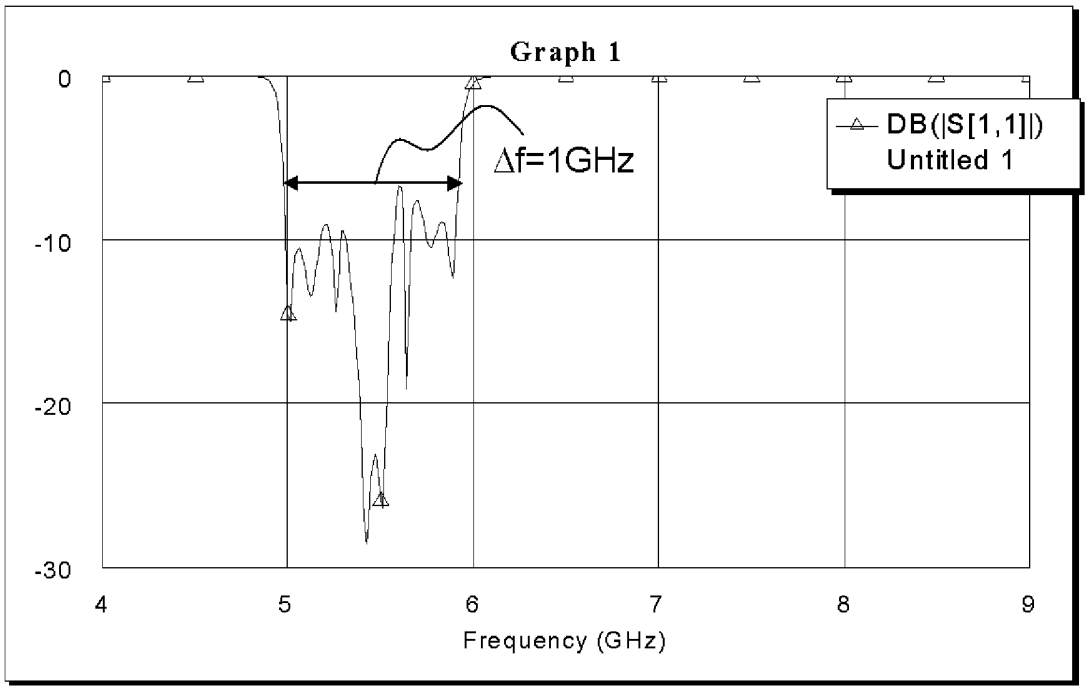
[図21]


f1=5.1GHz f2=6.1GHz f3=7.1GHz
Graph 1
0
-10
-20
-30
-40
-50
4
5
6
7
8
9
Frequency (GHz)
DB(|S[1,1]|)
Untitled 1

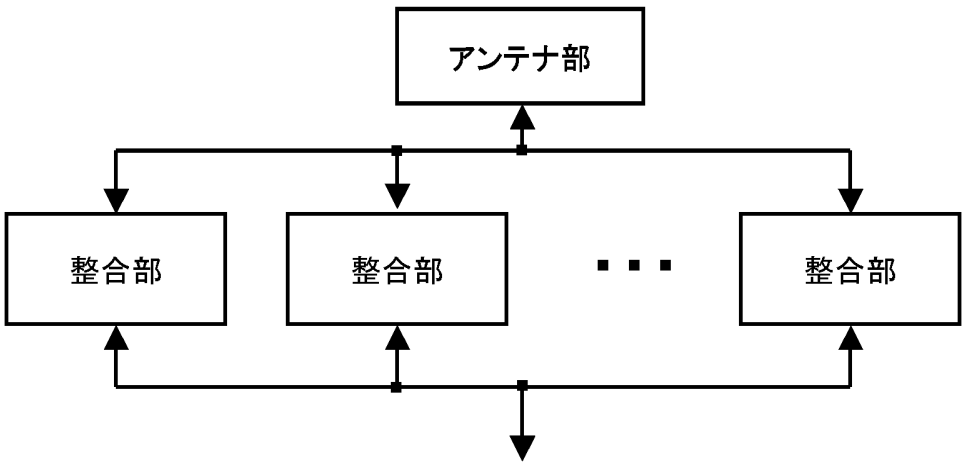
[図22]


CPW
Amp. or
50Ω
f1=5.10GHz
Antenna #1
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter
f2=5.44GHz
Antenna #2
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter
f3=5.79GHz
Antenna #3
Inverter
Inverter
Inverter
Inverter

[図23]


Graph 1
0
-10
-20
-30
4
5
6
7
8
9
Frequency (GHz)
Δf=1GHz
DB(|S[1,1]|)
Untitled 1

[図24]


アンテナ部
整合部
整合部
整合部

PCT

紙面による写し（注意 提出用では有りません）

VIII-5-1	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て(規則4.17(v)及び51の2.1(a)(v)) 氏名(姓名)	本国際出願 に関し、 国立大学法人九州大学 Ｋｙｕｓｈｕ Ｕｎｉｖｅｒｓｉｔｙ，Ｎａｔｉｏｎａｌ Ｕｎｉｖｅｒｓｉｔｙ Ｃｏｒｐｏｒａｔｉｏｎ は、本国際出願の請求項に記載された対象が以下のように開示されたことを申し立てる。
VIII-5-1(i)	開示の種類:	その他 ＣＤ－ＲＯＭ
VIII-5-1(ii)	開示の日付:	2005年 03月 07日 (07.03.2005)
VIII-5-1(iii)	開示の名称:	「微小アンテナ用小型インピーダンス整合回路の開発 Ｄｅｓｉｇｎ ｏｆ Ｃｏｐｌａｎａｒ Ｗａｖｅｇｕｉｄｅ Ｍａｔｃｈｉｎｇ Ｃｉｒｃｕｉｔ ｆｏｒ Ｅｌｅｃｔｒｉｃａｌｌｙ Ｓｍａｌｌ Ａｎｔｅｎｎａ」，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-1(iv)	開示の場所:	大阪大学豊中キャンパス，社団法人電子情報通信学会，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-1(v)	本申立ては、次の指定国のためになされたものである。:	すべての指定国

PCT

紙面による写し（注意 提出用では有りません）

VIII-5-2	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て(規則4.17(v)及び51の2.1(a)(v)) 氏名(姓名)	本国際出願 に関し、 財団法人福岡県産業・科学技術振興財団 Ｆｕｋｕｏｋａ Ｉｎｄｕｓｔｒｙ，Ｓｃｉｅｎｃｅ ＆ Ｔｅｃｈｎｏｌｏｇｙ Ｆｏｕｎｄａｔｉｏｎ は、本国際出願の請求項に記載された対象が以下のように開示されたことを申し立てる。
VIII-5-2(i)	開示の種類:	その他 ＣＤ－ＲＯＭ
VIII-5-2(ii)	開示の日付:	2005年 03月 07日 (07.03.2005)
VIII-5-2(iii)	開示の名称:	「微小アンテナ用小型インピーダンス整合回路の開発 Ｄｅｓｉｇｎ ｏｆ Ｃｏｐｌａｎａｒ Ｗａｖｅｇｕｉｄｅ Ｍａｔｃｈｉｎｇ Ｃｉｒｃｕｉｔ ｆｏｒ Ｅｌｅｃｔｒｉｃａｌｌｙ Ｓｍａｌｌ Ａｎｔｅｎｎａ」，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-2(iv)	開示の場所:	大阪大学豊中キャンパス，社団法人電子情報通信学会，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-2(v)	本申立ては、次の指定国のためになされたものである。:	すべての指定国

PCT

紙面による写し（注意 提出用では有りません）

VIII-5-3	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て(規則4.17(v)及び51の2.1(a)(v)) 氏名(姓名)	本国際出願 に関し、 吉田　啓二　ＹＯＳＨＩＤＡ　Ｋｅｉｊｉ は、本国際出願の請求項に記載された対象が以下のように開示されたことを申し立てる。
VIII-5-3(i)	開示の種類:	その他 ＣＤ－ＲＯＭ
VIII-5-3(ii)	開示の日付:	2005年 03月 07日 (07.03.2005)
VIII-5-3(iii)	開示の名称:	「微小アンテナ用小型インピーダンス整合回路の開発　Ｄｅｓｉｇｎ ｏｆ Ｃｏｐｌａｎａｒ Ｗａｖｅｇｕｉｄｅ Ｍａｔｃｈｉｎｇ Ｃｉｒｃｕｉｔ ｆｏｒ Ｅｌｅｃｔｒｉｃａｌｌｙ Ｓｍａｌｌ Ａｎｔｅｎｎａ」，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-3(iv)	開示の場所:	大阪大学豊中キャンパス，社団法人電子情報通信学会，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-3(v)	本申立ては、次の指定国のためになされたものである。:	すべての指定国

PCT

紙面による写し（注意 提出用では有りません）

VIII-5-4	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て 不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て(規則4.17(v)及び51の2.1(a)(v)) 氏名(姓名)	本国際出願 に関し、 金谷　晴一　ＫＡＮＡＹＡ　Ｈａｒｕｉｃｈｉ は、本国際出願の請求項に記載された対象が以下のように開示されたことを申し立てる。
VIII-5-4(i)	開示の種類:	その他 ＣＤ－ＲＯＭ
VIII-5-4(ii)	開示の日付:	2005年 03月 07日 (07.03.2005)
VIII-5-4(iii)	開示の名称:	「微小アンテナ用小型インピーダンス整合回路の開発 Ｄｅｓｉｇｎ ｏｆ Ｃｏｐｌａｎａｒ Ｗａｖｅｇｕｉｄｅ Ｍａｔｃｈｉｎｇ Ｃｉｒｃｕｉｔ ｆｏｒ Ｅｌｅｃｔｒｉｃａｌｌｙ Ｓｍａｌｌ Ａｎｔｅｎｎａ」，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-4(iv)	開示の場所:	大阪大学豊中キャンパス，社団法人電子情報通信学会，電子情報通信学会２００５年総合大会講演論文集 ＰＲＯＣＥＥＤＩＮＧＳ ＯＦ ＴＨＥ ２００５ ＩＥＩＣＥ ＧＥＮＥＲＡＬ ＣＯＮＦＥＲＥＮＣＥ
VIII-5-4(v)	本申立ては、次の指定国のためになされたものである。:	すべての指定国

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2006/304154

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H01P5/02(2006.01), ***H01P5/08***(2006.01), ***H01Q13/08***(2006.01), ***H01Q13/10***(2006.01)

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H01P5/02(2006.01), ***H01P5/08***(2006.01), ***H01Q13/08***(2006.01), ***H01Q13/10***(2006.01)

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched
Jitsuyo Shinan Koho 1922-1996 Jitsuyo Shinan Toroku Koho 1996-2006
Kokai Jitsuyo Shinan Koho 1971-2006 Toroku Jitsuyo Shinan Koho 1994-2006

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X Y	JP 2611763 B2 (Niagara Mohawk Power Corp.), 27 February, 1997 (27.02.97), Pages 3, 4; all drawings & EP 231909 A2 & US 4724381 A1	1,2,6,7,9 4,5,8
X Y	JP 6-90108 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 29 March, 1994 (29.03.94), Par. Nos. [0002] to [0007], [0010] to [0028]; all drawings (Family: none)	1,2,6,7,9 4,5,8
X Y	JP 6-204733 A (Nippon Telegraph And Telephone Corp.), 22 July, 1994 (22.07.94), Full text; all drawings (Family: none)	1,2,6,7,9 4,5,8

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
19 May, 2006 (19.05.06)	30 May, 2006 (30.05.06)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (April 2005)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2006/304154

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	Yukako TSUTSUMI, "Seigo Kairo Ittaigata Bisho Heimen Antenna no Kaihatsu", 2004 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai, C-2-131, 08 March, 2004 (08.03.04)	4,5
Y	Tsukasa TAKAHASHI, "Cho Dendo Slot Antenna-yo Kotaiiki Impedance Seigo Kairo no Sekkei", 2000 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Electronics Society Taikai, C-8-12, 07 September, 2000 (07.09.00)	4,5
Y	JP 2003-283211 A (Kabushiki Kaisha Nihon Riezon Kenkyusho), 03 October, 2003 (03.10.03), Full text; all drawings (Family: none)	4,5
Y	JP 2004-274513 A (Japan Science and Technology Agency), 30 September, 2004 (30.09.04), Full text; all drawings (Family: none)	4,5
Y	JP 2001-526481 A (Thomson Consumer Electronics, Inc.), 18 December, 2001 (18.12.01), Full text; all drawings & US 6429828 B1 & US 6522870 B1 & WO 1999/30385 A1 & WO 1999/30417 A1	8
Y	JP 2807169 B2 (Daiichi Denpa Kogyo Kabushiki Kaisha), 24 July, 1998 (24.07.98), Full text; all drawings & US 5734355 A1	8
Y	JP 2509457 B2 (Daiichi Denpa Kogyo Kabushiki Kaisha), 16 April, 1996 (16.04.96), Full text; all drawings & US 5557290 A1	8
A	Yukako TSUTSUMI, "CPW Filter Ittaigata Slot Loop Antenna no Sekkei", 2004 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Electronics Society Taikai, C-2-72, 08 September, 2004 (08.09.04)	1-9

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2006/304154

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Tsuyoshi URAKAWA, "CMOS-LNA o Mochiita cho Dendo Jushinki no Kaihatsu", 2003 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai C-8-17, 03 March, 2003 (03.03.03)	1-9
A	Seiichi KANETANI, "Coplanar Senro Seigo Kairo o Mochiita Musen Tsushinyo RF-CMOS Front-end no Sekkei Shuho", The Transactions of the Institute of Electronics, Information and Communication Engineers 2004/12, Vol.J87-C, No.12, 01 December, 2004 (01.12.04)	1-9
A	Shoko FURUSHIZU, "Filter Tsuki Cho Dendo Slot Array Antenna no Sekkei Hyoka", Technical Report of IEICE, MW 2002-5, 10 April, 2002 (10.04.02)	1-9
A	Tsukasa TAKAHASHI, "Cho Dendo Slot Antenna yo Impedance Seigo Kairo no Taiiki Sekkei", Technical Report of IEICE, MW 2000-87, 29 August, 2000 (29.08.00)	1-9
A	Yukako TSUTSUMI, "CPW Seigo Kairo o Mochiita Zofuki Ittaigata Slot Roop Antenna no Kaihatsu", Technical Report of IEICE, MW 2004-5, 16 April, 2004 (16.04.04)	1-9
A	Naoto SAKAGUCHI, "Bisho Antennayo Kogata Impedance Seigo Kairo no Kaihatsu", 2005 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai C-2-76, 07 March, 2005 (07.03.05)	1-9
A	Seiichi KANETANI, "Koshuseki Meander Senro o Mochiita Cho Dendo Coplanar Filter no Kogataka Sekkei", 2001 Nen The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers Sogo Taikai, C-8-2, 07 March, 2001 (07.03.01)	1-9

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２００６／３０４１５４

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　*H01P5/02(2006.01), H01P5/08(2006.01), H01Q13/08(2006.01), H01Q13/10(2006.01)*

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　*H01P5/02(2006.01), H01P5/08(2006.01), H01Q13/08(2006.01), H01Q13/10(2006.01)*

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２００６年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２００６年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２００６年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
Ｘ	ＪＰ　２６１１７６３　Ｂ２（ナイアガラ　モーホーク　パワー　コーポレーション）１９９７．０２．２７、第３，４頁、全図　＆	１，２，６，７，９
Ｙ	ＥＰ　２３１９０９　Ａ２　＆　ＵＳ　４７２４３８１　Ａ１	４，５，８
Ｘ	ＪＰ　６－９０１０８　Ａ（日本電信電話株式会社）１９９４．０３．２９、段落【０００２】－【０００７】、【００１０】－【００２８】、全図（ファミリーなし）	１，２，６，７，９
Ｙ		４，５，８

☑　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー

「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献

「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日 １９．０５．２００６	国際調査報告の発送日 ３０．０５．２００６
国際調査機関の名称及びあて先 日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ） 郵便番号１００－８９１５ 東京都千代田区霞が関三丁目４番３号	特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｔ　３２４５ 宮崎　賢司 電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５６８

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
Ｘ	ＪＰ　６－２０４７３３　Ａ（日本電信電話株式会社）１９９４．０７．２２、全文、全図（ファミリーなし）	１，２，６，７，９
Ｙ		４，５，８
Ｙ	堤由佳子、整合回路一体型微小平面アンテナの開発、２００４年電子情報通信学会総合大会　Ｃ－２－１３１、２００４．０３．０８	４，５
Ｙ	高橋司、超伝導スロットアンテナ用広帯域インピーダンス整合回路の設計、２０００年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会　Ｃ－８－１２、２０００．０９．０７	４，５
Ｙ	ＪＰ　２００３－２８３２１１　Ａ（株式会社日本リエゾン研究所）２００３．１０．０３、全文、全図（ファミリーなし）	４，５
Ｙ	ＪＰ　２００４－２７４５１３　Ａ（独立行政法人　科学技術振興機構）２００４．０９．３０、全文、全図（ファミリーなし）	４，５
Ｙ	ＪＰ　２００１－５２６４８１　Ａ（トムソン　コンシューマ　エレクトロニクス　インコーポレイテッド）２００１．１２．１８、全文、全図　＆　ＵＳ　６４２９８２８　Ｂ１　＆　ＵＳ　６５２２８７０　Ｂ１　＆　ＷＯ　１９９９／３０３８５　Ａ１　＆　ＷＯ　１９９９／３０４１７　Ａ１	８
Ｙ	ＪＰ　２８０７１６９　Ｂ２（第一電波工業株式会社）１９９８．０７．２４、全文、全図　＆　ＵＳ　５７３４３５５　Ａ１	８
Ｙ	ＪＰ　２５０９４５７　Ｂ２（第一電波工業株式会社）１９９６．０４．１６、全文、全図　＆　ＵＳ　５５５７２９０　Ａ１	８
Ａ	堤由佳子、ＣＰＷフィルター体型スロットループアンテナの設計、２００４年電子情報通信学会エレクトロニクスソサイエティ大会Ｃ－２－７２、２００４．０９．０８	１－９
Ａ	浦川剛、ＣＭＯＳ－ＬＮＡを用いた超伝導受信機の開発、２００３年電子情報通信学会総合大会Ｃ－８－１７、２００３．０３．０３	１－９
Ａ	金谷晴一、コプレーナ線路整合回路を用いた無線通信用ＲＦ－ＣＭＯＳフロントエンドの設計手法、電子情報通信学会論文誌２００４／１２　Ｖｏｌ．Ｊ８７－Ｃ　Ｎｏ．１２、２００４．１２．０１	１－９

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求の範囲の番号
Ａ	古閑洋子、フィルタ付き超伝導スロットアレーアンテナの設計評価、信学技報　ＭＷ２００２－５、２００２．０４．１０	1－9
Ａ	高橋司、超伝導スロットアンテナ用インピーダンス整合回路の帯域設計、信学技報　ＭＷ２０００－８７、２０００．０８．２９	1－9
Ａ	堤由佳子、ＣＰＷ整合回路を用いた増幅器一体型スロットループアンテナの開発、信学技報　ＭＷ２００４－５、２００４．０４．１６	1－9
Ａ	坂口直、微小アンテナ用小型インピーダンス整合回路の開発、２００５年電子情報通信学会総合大会　Ｃ－２－７６、２００５．０３．０７	1－9
Ａ	金谷晴一、高集積メアンダ線路を用いた超伝導コプレーナフィルタの小型化設計、２００１年電子情報通信学会総合大会　Ｃ－８－２、２００１．０３．０７	1－9