

(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
2017 年 2 月 9 日(09.02.2017)



(10) 国際公開番号

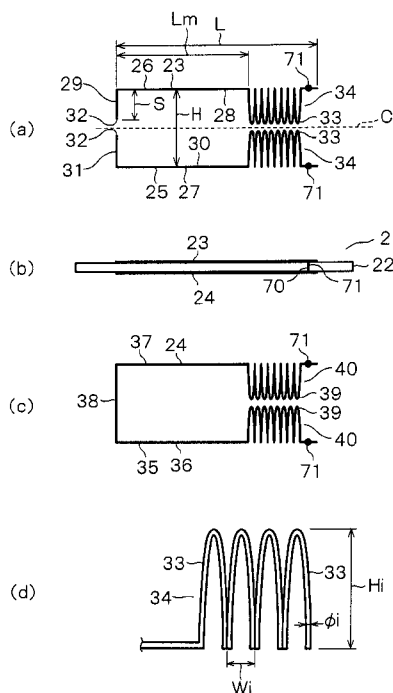
WO 2017/022162 A1

- (51) 国際特許分類:
H01Q 5/35 (2015.01) H01Q 7/00 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/002906
- (22) 国際出願日: 2016 年 6 月 16 日(16.06.2016)
- (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 2015-152027 2015 年 7 月 31 日(31.07.2015) JP
特願 2015-243143 2015 年 12 月 14 日(14.12.2015) JP
- (71) 出願人: 株式会社デンソー(DENSO CORPORATION) [JP/JP]; 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 三上 成信(MIKAMI, Seishin); 〒4488661 愛知県刈谷市昭和町 1 丁目 1 番地株式会社デンソー内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 金 順姫(KIN, Junhi); 〒4600003 愛知県名古屋市中区錦 2 丁目 1 3 番 1 9 号 瀧定ビル 6 階 Aichi (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, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, 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, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロパ (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ユーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 添付公開書類:
— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

(54) Title: SMALL ANTENNA AND CALCULATION APPARATUS

(54) 発明の名称: 小型アンテナ及び計算装置

[図1]



(57) Abstract: A small antenna is provided with: a first element (23) composed of a pair of conductors having feeding points (32); and a second element (24) that is arranged via an interposed dielectric member and that is a conductor. Portions of the first and second elements (23, 24) have inductance shapes (34, 40, 41). A first resonance mode (A) in which current directions in the first and second elements (23, 24) are the same has a first resonance frequency (F_{a0}). A second resonance mode (B) in which the current directions in the first and second elements (23, 24) are opposite to one another has a second resonance frequency (F_{b0}). The lengths ($L_m + S$) from the feeding points to the inductance shapes are set so that the first resonance frequency (F_{a0}) falls within a range from slightly above the second resonance frequency (F_{b0}) to a high antiresonance frequency (F_{bru}) of the second resonance mode (B) or a range from slightly below the second resonance frequency (F_{b0}) to a low antiresonance frequency (F_{brd}) of the resonance mode (B).

(57) 要約: 小型アンテナは、給電点 (32) を有する一対の導体からなる第1素子 (23) と、誘電体を挟んで配置され、導体である第2素子 (24) とを備える。前記第1および第2素子 (23、24) の一部が、インダクタンス形状 (34、40、41) になっている。前記第1および第2素子 (23、24) が同一電流方向の第一共振モード (A) は、第一共振周波数 (F_{a0}) を有する。前記第1および第2素子 (23、24) が逆電流方向の第二共振モード (B) は、第二共振周波数 (F_{b0}) を有する。第一共振周波数 (F_{a0}) が、第二共振周波数 (F_{b0}) のわずかに上から第二共振モード (B) の高い反共振周波数 (F_{bru}) までの範囲か、第二共振周波数 (F_{b0}) のわずかに下から共振モード (B) の低い反共振周波数 (F_{brd}) までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さ ($L_m + S$) が設定されている。

明 細 書

発明の名称： 小型アンテナ及び計算装置

関連出願の相互参照

[0001] 本出願は、2015年7月31日に出願された日本特許出願番号2015-152027号および2015年12月14日に出願された日本特許出願番号2015-243143号に基づくもので、ここにその記載内容を援用する。

技術分野

[0002] 本開示は、変形折り返しダイポールアンテナを小型化することができる小型アンテナ及び計算装置に関するものである。

背景技術

[0003] 特許文献1には、線路からなる導体でダイポールアンテナを構成する第1の素子と、絶縁体を挟んで第1の素子に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備えた変形折り返しダイポールアンテナが記載されている。この変形折り返しダイポールアンテナでは、第1の素子の先端と第2の素子の先端を接続し、更に、第1の素子と第2の素子を折り曲げている。この変形折り返しダイポールアンテナをさらに小型化した小型アンテナとして、特許文献2に記載された小型アンテナが知られている。この小型アンテナでは、変形折り返しダイポールアンテナのエレメントの直線部分の一部を、インダクタンス形状（クランク形状や先端にいくほど形状幅が小さくなる形状、例えば、三角形や半楕円の形状）となるように構成した。

[0004] 一方、変形折り返しダイポールアンテナのリターンロス改善したアンテナとして、特許文献3に記載された構成が知られている。この構成では、変形折り返しダイポールアンテナの素子の線幅を調整することにより、インピーダンスを調整して、リターンロスを改善している。

[0005] リターンロスを改善した変形折り返しダイポールアンテナ（特許文献3参照）は、小型化が困難であるという問題がある。一方、直線部分の一部をイ

ンダクタンス形状にして、小型化したダイポールアンテナ（特許文献2参照）は、特許文献3の構成を適用しても、リターンロスを良好に改善することが困難であるという問題がある。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開2005-260567号公報

特許文献2：特開2015-76678号公報

特許文献3：特開2011-130411号公報

発明の概要

[0007] 本開示は、小型化を図ることができると共に、リターンロスを向上させることができる小型アンテナ及び計算装置を提供することを目的とする。

[0008] 本開示の第一の態様において、小型アンテナは、線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の各々における片方の端部が給電点である第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備える。前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードは、第一共振周波数を有する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードは、第二共振周波数を有する。第一共振モードの第一共振周波数が、第二共振モードの第二共振周波数のわずかに上から第二共振モードの高い反共振周波数までの範囲か、第二共振モードの第二共振周波数のわずかに下から共振モードの低い反共振周波数までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さが設定されている。

[0009] 本開示の第二の態様において、小型アンテナは、線路と広い導体からなる第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備える。前記第1の素子の線路と

広い導体の接続部と第2の素子の端部に、給電点がある。前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードは、第一共振周波数を有する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードは、第二共振周波数を有する。第一共振モードの第一共振周波数が、第二共振モードの第二共振周波数のわずかに上から第二共振モードの高い反共振周波数までの範囲か、第二共振モードの第二共振周波数のわずかに下から第二共振モードの低い反共振周波数までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さが設定されている。

[0010] 本開示の第三の態様において、アンテナ設計用の計算装置は、線路からなる一对の導体からなり、当該一对の導体の各々における片方の端部が給電点である第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備えた小型アンテナであって、前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている小型アンテナについて、第一共振周波数と第二共振周波数とを入力して、前記小型アンテナのアドミッタンス、インピーダンス、反射係数、または、リターンロスを計算する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードは、第一共振周波数を有する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードは、第二共振周波数を有する。

[0011] 本開示の第四の態様において、アンテナ設計用の計算装置は、線路と広い導体からなる第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備え、前記第1の素子の線路と広い導体の接続部と第2の素子の端部に、給電点がある小型アンテナであって、前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以

上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている小型アンテナについて、第一共振周波数と第二共振周波数とを入力して、前記小型アンテナのアドミッタンス、インピーダンス、反射係数、または、リターンロスを計算する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードは、第一共振周波数を有する。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードは、第二共振周波数を有する。

[0012] 本開示の第五の態様において、アンテナ設計用の計算装置は、線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の各々における片方の端部が給電点である第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備えた小型アンテナであって、前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている小型アンテナについて、前記第1の素子と前記第2の素子の一つの共振周波数を入力して、前記第1の素子と前記第2の素子の他の一つの共振周波数、または、アンテナ形状を計算する。

[0013] 本開示の第六の態様において、アンテナ設計用の計算装置は、線路と広い導体からなる第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子とを備え、前記第1の素子の線路と広い導体の接続部と第2の素子の端部に、給電点がある小型アンテナであって、前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状、または、らせん構造のインダクタンス形状になっている小型アンテナについて、前記第1の素子と前記第2の素子の一つの共振周波数を入力して、前記第1の素子と前記第2の素子の他の一つの共振周波数、または、アンテナ形状を計算する。

[0014] 本開示の第七の態様において、小型アンテナは、線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の片方の端部が給電点である第1の素子と、誘電体を挟んで前記第1の素子に対向して配置され、線路からなる導体である第

2の素子とを備える。前記第1の素子と前記第2の素子の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造を有するインダクタンス形状、または、らせん構造を有するインダクタンス形状になっている。前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードの第一共振周波数と、前記第1の素子に流れる電流方向と前記第2の素子に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードの第二共振周波数が離れるように、前記第1の素子及び前記第2の素子の中心からインダクタンス形状までの長さを設定する。前記第1の素子または前記第2の素子の線路のうちの前記インダクタンス形状以外の線路の少なくとも一部の線路幅が、前記インダクタンス形状の線路の線路幅よりも広くなるように構成されている。

[0015] 上記の各態様において、小型化を図ることができると共に、リターンロス向上させることができる。

図面の簡単な説明

[0016] 本開示についての上記目的およびその他の目的、特徴や利点は、添付の図面を参照しながら下記の詳細な記述により、より明確になる。その図面は、
[図1]図1(a)から図1(d)は、本開示の第1実施形態を示すもので、図1(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図1(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図1(c)は変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図、図1(d)はインダクタンス形状の拡大図であり、
[図2]図2は、周波数と長さ($L_m + S$)との関係を示す特性図であり、
[図3]図3(a)から図3(c)は、従来構成(その1)を示すもので、図3(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図3(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図3(c)は変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図であり、
[図4]図4(a)から図4(c)は、従来構成(その2)を示すもので、図4(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図4(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図4(c)は

変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図であり、
[図5]図5は、共振周波数とエレメント長との関係を示す特性図であり、
[図6]図6は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、
[図7]図7は、共振波長と長さ（ $L_m + S$ ）との関係を示す特性図であり、
[図8]図8は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、
[図9]図9は、インピーダンスチャートを示す図であり、
[図10]図10（a）から図10（c）は、本開示を説明する構成（その1）を示すもので、図10（a）は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図10（b）は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図10（c）は変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図であり、
[図11]図11は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、
[図12]図12は、規格化周波数と F_{a0}/F_{b0} との関係を示す特性図であり、
[図13]図13は、インピーダンス Z_a のスミスチャートであり、
[図14]図14は、インピーダンス Z_b のスミスチャートであり、
[図15]図15は、インピーダンスのシミュレーション結果を示すスミスチャートであり、
[図16]図16は、各周波数及び各定数を表にして示す図であり、
[図17]図17は、シミュレーション結果と計算結果を比較するスミスチャートであり、
[図18]図18は、シミュレーション結果と計算結果を比較するものであって、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、
[図19]図19は、シミュレーション結果と計算結果を比較するスミスチャートであり、
[図20]図20は、シミュレーション結果と計算結果を比較するものであって、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、
[図21]図21は、本開示の第2実施形態を示すもので、周波数と長さ（ $L_m + S$ ）との関係を示す特性図であり、

[図22]図22(a)から図22(c)は、本開示の第3実施形態を示すもので、図22(a)は変形折り返しモノポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図22(b)は変形折り返しモノポールアンテナの縦断側面図、図22(c)は変形折り返しモノポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図であり、

[図23]図23は、周波数と長さ($L_m + S$)との関係を示す特性図であり、

[図24]図24は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図25]図25は、共振波長と長さ($L_m + S$)との関係を示す特性図であり、

[図26]図26は、本開示の第4実施形態を示すもので、周波数と長さ($L_m + S$)との関係を示す特性図であり、

[図27]図27(a)から図27(d)は、本開示の第5実施形態を示すもので、図27(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図27(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図27(c)は変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図、図27(d)はインダクタンス形状の拡大図であり、

[図28]図28は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図29]図29は、インピーダンスチャートを示す図であり、

[図30]図30は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図31]図31(a)から図31(d)は、本開示の第6実施形態を示すもので、図31(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図31(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、図31(c)は変形折り返しダイポールアンテナの第2の素子側の構成を示す図、図31(d)はインダクタンス形状の拡大図であり、

[図32]図32は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図33]図33(a)から図33(d)は、本開示の第7実施形態を示すもので、図33(a)は変形折り返しダイポールアンテナの第1の素子側の構成を示す図、図33(b)は変形折り返しダイポールアンテナの縦断側面図、

図 3 3 (c) は変形折り返しダイポールアンテナの第 2 の素子側の構成を示す図、図 3 3 (d) はインダクタンス形状の拡大図であり、

[図34]図 3 4 は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図35]図 3 5 (a) から図 3 5 (b) は、本開示の第 8 実施形態を示すもので、図 3 5 (a) は変形折り返しダイポールアンテナの第 1 の素子側の構成を示す図、図 3 5 (b) は変形折り返しダイポールアンテナの第 2 の素子側の構成を示す図であり、

[図36]図 3 6 は、本開示の第 9 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図37]図 3 7 は、本開示の第 1 0 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図38]図 3 8 は、本開示の第 1 1 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図39]図 3 9 は、本開示の第 1 2 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図40]図 4 0 は、本開示の第 1 3 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図41]図 4 1 は、本開示の第 1 4 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図42]図 4 2 は、本開示の第 1 5 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図43]図 4 3 は、本開示の第 1 6 実施形態を示すインダクタンス形状の拡大図であり、

[図44]図 4 4 は、本開示の第 1 7 実施形態を示すもので、変形折り返しダイポールアンテナの第 1 の素子側の構成を示す図であり、

[図45]図 4 5 は、本開示の第 1 8 実施形態を示すもので、変形折り返しダイポールアンテナの第 1 の素子側の構成を示す図であり、

[図46]図 4 6 は、本開示の第 1 9 実施形態を示す計算装置のブロック図であ

り、

[図47]図47は、計算制御のフローチャートであり、

[図48]図48は、リターンロスと周波数との関係を示す特性図であり、

[図49]図49は、スミスチャートであり、

[図50]図50は、本開示の第20実施形態を示す計算装置のブロック図であり、

[図51]図51は、計算制御のフローチャートであり、

[図52]図52は、共振周波数と半楕円形状の個数との関係を示す特性図であり、

[図53]図53は、長さ ($L_m + S$) と半楕円形状の個数との関係を示す特性図である。

発明を実施するための形態

[0017] 以下、本開示の第1実施形態について、図1(a)ないし図20を参照して説明する。本開示は、特許文献2に記載された変形折り返しダイポールアンテナを改良することにより、リターンロスを改善したものである。まず、本発明者による開示の過程について説明する。

[0018] 図4(a)から図4(c)に、特許文献2の変形折り返しダイポールアンテナ1を示す。この変形折り返しダイポールアンテナ1は、誘電体の基板2(図4(b)参照)の一方の面に導体パターン(線路からなる導体)で形成された第1の素子3と、誘電体の基板2の他方の面に導体パターンで形成された第2の素子4と、第1の素子3と第2の素子4を短絡する短絡素子5とを備える。

[0019] 第1の素子3は、図4(a)に示すように、アンテナ幅方向中心面Cに対して対称となっている第1L字部6及び第2L字部7を有し、これらL字部6、7の各長辺部の先端部にはインダクタンス形状8、9が設けられている。L字部6、7の各短辺部の先端部の対向する部位に、給電点10が設けられている。第2の素子4は、図4(c)に示すように、第1の素子3とほぼ同形状に形成されており、一对の対向辺部11、12と、これら対向辺部1

1、12の一端を連結する連結辺部13とを有している、対向辺部11、12の各他端部にはインダクタンス形状14、15が設けられている。短絡素子5は、第1の素子3のL字部6、7の各先端部と、第2の素子4の対向辺部11、12の各他端部の先端とを接続するスルーホール16（図4（b）参照）を備えている。

[0020] また、図3（a）から図3（c）には、第1の素子3のL字部6、7と、第2の素子4の対向辺部11、12とに、インダクタンス形状8、9、14、15を設けないように構成した変形折り返しダイポールアンテナ17を示す。

[0021] このような構成の変形折り返しダイポールアンテナ1、17においては、第1の素子3と第2の素子4とに流れる電流の方向が同一方向である共振モード（共振モードAと称する）と、第1の素子3と第2の素子4とに流れる電流の方向が逆方向である共振モード（共振モードBと称する）とがある。ここで、第1の素子3及び第2の素子4の長辺部（即ち、L字部6、7の長辺部、対向辺部11、12の長辺部）の長さをLとし、Lを変化させたときの共振モードA、Bの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の変化をシミュレーションした結果を、図5に示す。図5においては、横軸をL（エレメント長）とし、縦軸を共振周波数としている。

[0022] 図5において、曲線P1は、変形折り返しダイポールアンテナ17（図3（a）から図3（c）参照）の共振モードAの共振周波数 F_{a0} の変化を示し、曲線P2は、変形折り返しダイポールアンテナ12の共振モードBの共振周波数 F_{b0} の変化を示す。そして、曲線P3は、変形折り返しダイポールアンテナ1（図4（a）から図4（c）参照）の共振モードAの共振周波数 F_{a0} の変化を示し、曲線P4は、変形折り返しダイポールアンテナ1の共振モードBの共振周波数 F_{b0} の変化を示す。

[0023] 上記図5のグラフから、第1の素子3及び第2の素子4の線路の一部をインダクタンス形状8、9、14、15に変更することにより、次の2つの変化が発生することがわかる。第1の変化は、2つの共振モードA、Bの共振

周波数 F_{a0} 、 F_{b0} が低くなることである。第 2 の変化は、2 つの共振モード A、B の共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} が接近し、一致する場合も発生することである。

[0024] 特許文献 2 に記載された変形折り返しダイポールアンテナ 1 は、第 1 の変化の作用効果に着目してなされたものである。これに対して、第 2 の変化が起こると、2 つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} がほぼ一致してしまい、2 つの共振モードが影響し合うようになり、リターンロスが大きくなることがわかった。そこで、本発明者は、第 1 の素子 3 及び第 2 の素子 4 の線路の一部をインダクタンス形状 8、9、14、15 に変更した構成としながら、2 つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を離間させる構成を開示することにより、リターンロスの改善を試みた。

[0025] 具体的には、まず、図 4 (a) に示すように、第 1 の素子 3 (及び第 2 の素子 4) の L 字部 6 の短辺部の長さを S とし、L 字部 6 の長辺部のうちのインダクタンス 8 を除く部分の長さを L_m とし、長さ ($L_m + S$) を変化させることにより、2 つの共振モード A、B の 2 つの波長 λ_a 、 λ_b を離間させ、これにより、2 つの共振モード A、B の 2 つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を離間させる構成を開示した。以下、この開示について、具体的に説明する。

[0026] 図 6 は、L 字部 6、7、11、12 の長辺部の長さ L_m を例えば 5 mm、10 mm、15 mm、20 mm、24 mm、29 mm と変化させたときに、リターンロスの変化をシミュレーションして求めた結果を示す図である。この図 6 においては、横軸を周波数とし、縦軸をリターンロスとしている。そして、図 6 において、曲線 B1 は、長さ L_m が 5 mm であるときのリターンロスの変化を示す。曲線 B2 は、長さ L_m が 10 mm であるときのリターンロスの変化を示す。曲線 B3 は、長さ L_m が 15 mm であるときのリターンロスの変化を示す。曲線 B4 は、長さ L_m が 20 mm であるときのリターンロスの変化を示す。曲線 B5 は、長さ L_m が 24 mm であるときのリターンロスの変化を示す。曲線 B6 は、長さ L_m が 29 mm であるときのリターンロスの変化を示す。

[0027] 上記図6から、第1の現象として、長さ L_m を長くすると共に、共振周波数（即ち、リターンロスが落ち込む周波数）は低くなることがわかる。また、第2の現象として、長さ L_m を長くすると、リターンロスが良くなる場合と悪くなる場合があることがわかる。

[0028] まず、第1の現象を掘り下げることにより、L字部6、7、11、12の長辺部の長さ L_m から2つの共振モードA、Bの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を計算式で求められることと、第1の素子3と第2の素子4を接続する短絡素子5の有無で共振モードBの共振周波数 F_{b0} が変化することとを発見した。以下、これについて、具体的に説明する。

[0029] 図7は、第1の素子3及び第2の素子4の長さ（ $L_m + S$ ）を変化させたときの共振モードA、Bの波長 λ_a 、 λ_b の変化をシミュレーションして求めた結果を示す図である。図7においては、横軸を長さ（ $L_m + S$ ）とし、縦軸を共振時の波長としている。図7において、直線Q1は共振モードAの波長 λ_a の変化を示し、直線Q2は共振モードBの波長 λ_b の変化を示す。また、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} と、共振時の2つの波長 λ_a 、 λ_b との間には、次のような関係式が成立する。

$$[0030] \quad \lambda_a = C / F_{a0} \quad (1)$$

$$\lambda_b = C / F_{b0} \quad (2)$$

但し、 C は光速である。

[0031] また、図7に示す2つの直線Q1、Q2を、式で表すと、次の2つの式となる。

$$[0032] \quad \lambda_a = C_{a1} * (L_m + S) + C_{a0} \quad (3)$$

$$\lambda_b = C_{b1} * (L_m + S) + C_{b0} \quad (4)$$

$$F_{a0} = C / \lambda_a \quad (5)$$

$$F_{b0} = C / \lambda_b \quad (6)$$

但し、 C_{a1} は直線Q1の傾き（ λ_a の比例定数）、 C_{a0} は直線Q1の切片（ λ_a の定数）、 C_{b1} は直線Q2の傾き（ λ_b の比例定数）、 C_{b0} は直線Q2の切片（ λ_b の定数）である。

[0033] (1) 式、(2) 式、(3) 式、(4) 式より、第 1 の素子 3 及び第 2 の素子 4 の長さ ($L_m + S$) から 2 つの共振モード A、B の共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を計算式で求められることがわかる。

[0034] また、本発明者は、第 1 の素子 3 と第 2 の素子 4 を接続する短絡素子 5 を設けないように構成（短絡素子無しの構成）することにより、または、短絡素子 5 を設けるが、その短絡素子 5 の位置を調整することにより、共振周波数 F_{b0} を変化させ、これにより、共振周波数 F_{a0} と共振周波数 F_{b0} を離間させる ($F_{a0} \neq F_{b0}$) 構成を開示した。

[0035] まず、図 8 及び図 9 を参照して、短絡素子 5 の有無により、共振モード B の共振周波数 F_{b0} が変化することを説明する。L 字部 6、7、11、12 の長辺部の長さ L_m が例えば 15 mm である構成において、短絡素子 5 の有無で、共振モード B の共振周波数 F_{b0} が変化することを、図 8 のリターンロスのグラフと、図 9 のインピーダンスチャートに示す。

[0036] 図 8 は、周波数とリターンロスとの関係を示すグラフであり、横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。この図 8 において、曲線 R1 は、短絡素子 5 有りの構成、即ち、図 4 (a) から図 4 (c) に示す変形折り返しダイポールアンテナ 1 のリターンロスの変化を示す。また、図 8 において、曲線 R2 は、短絡素子 5 無しの構成、即ち、図 4 (a) から図 4 (c) に示す変形折り返しダイポールアンテナ 1 から短絡素子 5 を無くした構成のリターンロスの変化を示す。図 8 から、短絡素子 5 が有る構成の場合、共振周波数 F_{a0} と、共振周波数 F_{b0} がほぼ一致し、更に、リターンロスが大きいことがわかる。これに対して、短絡素子 5 が無い構成の場合、共振周波数 F_{b0} が変化して、共振周波数 F_{a0} と共振周波数 F_{b0} が離間し（即ち、 $F_{a0} \neq F_{b0}$ ）、更に、共振周波数 F_{a0} のリターンロスが小さくなっていることがわかる。

[0037] また、図 9 は、インピーダンスチャートであり、この図 9 において、曲線 T1 は、短絡素子 5 有りの構成、即ち、図 4 (a) から図 4 (c) に示す変形折り返しダイポールアンテナ 1 のインピーダンスチャートを示す。また、図 9 において、2 つの曲線 T21、T22 は、短絡素子 5 無しの構成、即ち

、図4（a）から図4（c）に示す変形折り返しダイポールアンテナ1から短絡素子5を無くした構成のインピーダンスチャートを示す。図9から、短絡素子5が有る構成の場合、共振周波数 F_{a0} と、共振周波数 F_{b0} がほぼ一致することがわかる。これに対して、短絡素子5が無い構成の場合、共振周波数 F_{a0} と、共振周波数 F_{b0} が離間（即ち、 $F_{a0} \neq F_{b0}$ ）することがわかる。

[0038] 尚、短絡素子5の有無により上述したように共振周波数 F_{b0} が変化する理由は、短絡素子の有無によって、式（4）中の C_{b1} （ λ_b の比例定数）と C_{b0} （ λ_b の定数）が変化するためである。

[0039] 更に、図4（a）から図4（c）、図10（a）から図10（c）及び図11を参照して、短絡素子5の位置を変更することにより、共振モードBの共振周波数 F_{b0} が変化することを説明する。図4（a）から図4（c）の変形折り返しダイポールアンテナ1においては、短絡素子5の位置を、インダクタンス部8の端、即ち、L字部6の長辺部の先端部付近に配置している。これに対して、図10（a）から図10（c）の変形折り返しダイポールアンテナ1においては、短絡素子5の位置 P_2 を、インダクタンス部8の例えば8個の半楕円形状部16の中央部（例えば4個目）に配置している。尚、L字部6、7、11、12の長辺部の長さ L_m が例えば15mmの構成についてシミュレーションした結果から、図11のグラフを得た。

[0040] 図11は、周波数とリターンロスとの関係を示すグラフであり、横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。この図11において、曲線U1は、短絡素子5の位置が端である構成、即ち、図4（a）から図4（c）に示す変形折り返しダイポールアンテナ1のリターンロスの変化を示す。また、図11において、曲線U2は、短絡素子5の位置が中央部である構成、即ち、図10（a）から図10（c）に示す変形折り返しダイポールアンテナ1のリターンロスの変化を示す。図11から、短絡素子5の位置を端から中央部に変更することにより、共振周波数 F_{b0} が変化して、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} が離間（ $F_{a0} \neq F_{b0}$ ）し、更に、共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} のリターンロスが十分小さくなっていることがわかる。尚、短絡素子5の位置を変更する

により上述したように共振モードBの共振周波数 F_{b0} が変化する理由は、短絡素子5の位置によって式(4)中の C_{b1} (λ_b の比例定数)と C_{b0} (λ_b の定数)が変化するためである。

[0041] 次に、前記第2の現象、即ち、長さ L_m を長くすると、リターンロスが良くなる場合と悪くなる場合があるという現象について、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比(F_{a0}/F_{b0})と、リターンロスが -6 dB 以下となる規格化周波数とに着目して確認してみた。

[0042] 図12は、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比(F_{a0}/F_{b0})と、リターンロスが -6 dB 以下となる規格化周波数との関係を示すグラフである。図12においては、横軸を2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比(F_{a0}/F_{b0})とし、縦軸をリターンロスが -6 dB 以下となる規格化周波数としている。この場合、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} としては、式(1)、式(2)、式(3)、式(4)より求めた値を用い、リターンロスが -6 dB 以下となる規格化周波数としては、図6のリターンロスのグラフから求めた値を用いた。

[0043] 尚、規格化周波数は、リターンロスが -6 dB となる周波数 F_m を、リターンロスが -6 dB 以下の区間で極小値となる周波数 F_s で規格化した F_m/F_s である。なお、図6の曲線B5のようにリターンロスが -6 dB 以下の区間で極小値となる周波数 F_s が2つある場合は、2つの極小値となる周波数 F_{s1} 、 F_{s2} の平均値($(F_{s1} + F_{s2})/2$)を極小値となる周波数 F_s とする。

[0044] 上記図12のグラフから、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比(F_{a0}/F_{b0})に応じて規格化周波数が変化し、リターンロスが劣化する領域(劣化領域と称す)とリターンロスが改善する領域(改善領域と称す)とがあることがわかる。劣化領域では、規格化周波数の点(範囲)がなくなり、比(F_{a0}/F_{b0})は1となる。改善領域では、比(F_{a0}/F_{b0})は $0.90 \sim 0.96$ の範囲または $1.04 \sim 1.10$ の範囲となる。劣化領域の範囲内においては、リターンロスが劣化しているので、この劣化領域の範囲内に入らないように2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比(F_{a0}/F_{b0})を設定する必要がある

。

[0045] 次に、上記した劣化領域の範囲を設定するために、リターンロスを計算する計算式を導出する処理と、導出した計算式に基づいて劣化領域の範囲を設定する処理とについて説明する。

[0046] まず、リターンロスの計算式を導出する手順を説明する。

[0047] 図13は、共振モードAのインピーダンス Z_a をスミスチャート上にプロットしたイメージ図である。この図13において、 F_{a0} は、共振モードAの共振周波数であり、リアクタンス値が0、抵抗値が R_a となっている。 F_{ad} は、共振モードAの低い反共振周波数であり、リアクタンス値が $-\infty$ となっている。 F_{ad} の周波数値は、無限小の周波数値であるが、下記計算式においては、 $1/F_{ad}$ を計算するために、 F_{a0} よりも十分小さい値、本実施形態では、例えば1MHzを用いている。

$$[0048] \quad F_{ad} = 1 \text{ (MHz)} \quad (7a)$$

F_{au} は、共振モードAの高い反共振周波数であり、リアクタンス値が ∞ となっている。 F_{au} の周波数値は、ほぼ F_{a0} の周波数値の2倍となる。

$$[0049] \quad F_{au} = 2 F_{a0} \quad (7b)$$

図13から、共振モードAのインピーダンス Z_a は、下記式で計算できる

。

$$[0050] \quad Z_a = R_a + j X_a \quad (10)$$

R_a は、共振モードAの共振抵抗値 (Ω)

X_a は、共振モードAのリアクタンス値 (Ω)

j は虚数

$F_{ad} < F \leq F_{au}$ において、次の3式が成り立つ。

$$[0051] \quad X_a = K_{ad} (1 - (F/F_{a0})^2) / (1 - (F/F_{ad})^2) \quad (11)$$

$$K_{ad} = ((F_{a0}(1 - \Delta_{ad})/F_{ad})^2 - 1) / (1 - \Delta_{ad})^2 \quad (12)$$

$$\Delta_{ad} = (F_{a0} - F_{ad}) / F_{a0}$$

(1 3)

F はインピーダンスを求める周波数

Fard は共振モード A の低い反共振周波数、リアクタンスは $-\infty$

Fa0 は共振モード A の共振周波数 (MHz)、リアクタンスは 0

Fad は共振モード A のリアクタンスが -1 となる周波数

Kad は共振モード A の下の比例定数

Δad は共振モード A のリアクタンスが -1 から 0 に変化する周波数比率

また、 $Fa0 \leq F < Faru$ において、次の 3 式が成り立つ。

$$[0052] \quad X_a = K_{au} (1 - (F / Fa0)^2) / (1 - (F / Faru)^2) \quad (14)$$

$$K_{au} = ((Fa0 (1 + \Delta au) / Faru)^2 - 1) / (1 + \Delta au)^2 \quad (15)$$

$$\Delta au = (F_{au} - Fa0) / Fa0$$

(1 6)

F はインピーダンスを求める周波数

Faru は共振モード A の高い反共振周波数、リアクタンスは ∞

Fau は共振モード A のリアクタンスが 1 となる周波数

Kau は共振モード A の上の比例定数

Δau は共振モード A のリアクタンスが 0 から 1 に変化する周波数比率

また、図 14 は、共振モード B のインピーダンス Z_b をスミスチャート上にプロットしたイメージ図である。この図 14 において、Fb0 は、共振モード B の共振周波数であり、リアクタンス値が 0、抵抗値が R_b となっている。Fbrd は、共振モード B の低い反共振周波数であり、リアクタンス値が $-\infty$ となっている。Fbrd の周波数値は、図 4 (a) から図 4 (c) に示す短絡素子 5 が有る構成の場合、ほぼ $Fb0 / 2$ となり、短絡素子 5 が無い構成の場合、無限小の周波数値であるが、下記計算式では、 $1 / Fbrd$ を計算するために、Fb0 よりも十分小さい値、本実施形態では、例えば 1 MHz を用いている。

[0053] 短絡素子 5 が有る構成の場合

$$F_{brd} = F_{b0} / 2 \quad (8a)$$

短絡素子 5 が無い構成の場合

$$F_{brd} = 1 \text{ (MHz)} \quad (9a)$$

短絡素子 5 がなく、 F_{b03} が共振モード B の 3 倍の高調波の共振周波数である場合、

$$F_{brd} = 2 F_{b03} / 3 \quad (9c)$$

また、 F_{bru} は、共振モード B の高い反共振周波数であり、リアクタンス値が ∞ となっている。 F_{bru} の周波数値は、図 4 (a) から図 4 (c) に示す短絡素子 5 が有る構成の場合、ほぼ $3 F_{b0} / 2$ の周波数値となり、短絡素子 5 が無い構成の場合、ほぼ $2 F_{b0}$ の周波数値となる。

[0054] 短絡素子 5 が有る構成の場合、

$$F_{bru} = 3 F_{b0} / 2 \quad (8b)$$

短絡素子 5 が無い構成の場合、

$$F_{bru} = 2 F_{b0} \quad (9b)$$

短絡素子 5 がなく、 F_{b03} が共振モード B の 3 倍の高調波の共振周波数である場合、

$$F_{bru} = 4 F_{b03} / 3 \quad (9d)$$

次に、図 14 から、共振モード B のインピーダンス Z_b は、下記式で計算できることがわかる。

$$[0055] \quad Z_b = R_b + j X_b \quad (17)$$

R_b は、共振モード B の共振抵抗値 (Ω)

X_b は、共振モード B のリアクタンス値 (Ω)

j は虚数

$F_{brd} < F \leq F_{b0}$ において、次の 3 式が成り立つ。

$$[0056] \quad X_b = K_{bd} (1 - (F / F_{b0})^2) / (1 - (F / F_{brd})^2) \quad (18)$$

$$K_{bd} = ((F_{b0} (1 - \Delta_{bd}) / F_{brd})^2 - 1) / (1 - (1 - \Delta_{bd})^2)$$

(19)

$$\Delta b_d = (F_{b0} - F_{bd}) / F_{b0}$$

(20)

Fはインピーダンスを求める周波数

F_{brd}は共振モードBの低い反共振周波数、リアクタンスは $-\infty$ F_{b0}は共振モードBの共振周波数(MHz)、リアクタンスは0F_{bd}は共振モードBのリアクタンスが-1となる周波数K_{bd}は共振モードBの下側の比例定数 Δb_d は共振モードBのリアクタンスが-1から0に変化する周波数比率また、 $F_{b0} \leq F < F_{bru}$ において、次の3式が成り立つ。

[0057] $X_b = K_{bu} (1 - (F / F_{b0})^2) / (1 - (F / F_{bru})^2)$

(21)

$$K_{bu} = (1 - (F_{b0} (1 + \Delta b_u) / F_{bru})^2) / (1 - (1 + \Delta b_u)^2)$$

(22)

$$\Delta b_u = (F_{bu} - F_{b0}) / F_{b0}$$

(23)

Fはインピーダンスを求める周波数

F_{bru}は共振モードBの高い反共振周波数、リアクタンスは ∞ F_{bu}は共振モードBのリアクタンスが1となる周波数K_{bu}は共振モードBの上側の比例定数 Δb_u は共振モードBのリアクタンスが0から1に変化する周波数比率

そして、共振モードA、Bのアドミッタンス Y_a 、 Y_b は、下記式で計算できる。

[0058] $Y_a = 1 / Z_a = 1 / (R_a + j X_a)$ (2

4)

$$Y_b = 1 / Z_b = 1 / (R_b + j X_b)$$
 (2

5)

また、共振モードA、Bの合成されたアドミッタンス Y_{ab} 、反射係数 Γ_{ab}

、リターンロス R_{Lab} は、下記式で計算できる。

$$\begin{aligned}
 [0059] \quad Y_{ab} &= Y_a + Y_b = 1 / (R_a + j X_a) + 1 / (R_b + j X_b) \\
 &= (R_a - j X_a) / (R_a^2 + X_a^2) + (R_b - j X_b) / (R_b^2 + X_b^2) \\
 &= R_a / (R_a^2 + X_a^2) + R_b / (R_b^2 + X_b^2) \\
 &\quad - j (X_a / (R_a^2 + X_a^2) + X_b / (R_b^2 + X_b^2)) \\
 &= G_{ab} + j B_{ab} \quad (26) \\
 \Gamma_{ab} &= (Y_0 - Y_{ab}) / (Y_0 + Y_{ab}) \quad (27) \\
 R_{Lab} &= 20 \log (|\Gamma_{ab}|) \quad (28)
 \end{aligned}$$

Y_0 は、規格化アドミタンス ($1/\Omega$)、通常は、 $1/50$

$|\Gamma_{ab}|$ は、 Γ_{ab} の絶対値

G_{ab} は共振モード A、B の合成コンダクタンス

B_{ab} は共振モード A、B の合成サセプタンス

次に、上記式 (26) を計算するために必要な各定数の求め方について説明する。

[0060] Δ_{ad} と Δ_{au} は、原理上ほぼ同じ値になることから、下記式のように平均値 Δ_a を計算して用いる。

$$[0061] \quad \Delta_a = (\Delta_{au} + \Delta_{ad}) / 2 \quad (29)$$

従って、 K_{ad} と K_{au} は、下記式のようになる。

$$[0062] \quad K_{ad} = ((F_{a0} (1 - \Delta_a) / F_{ard})^2 - 1) / (1 - (1 - \Delta_a)^2) \quad (30)$$

$$K_{au} = (1 - (F_{a0} (1 + \Delta_a) / F_{aru})^2) / (1 - (1 + \Delta_a)^2) \quad (31)$$

ここで、 $\Delta_a \ll 1$ であることから、

$$K_{ad} = \left((F_{a0} / F_{ard})^2 - 1 \right) / 2 / \Delta a \quad (32)$$

$$K_{au} = \left(1 - (F_{a0} / F_{aru})^2 \right) / 2 / (-\Delta a) \quad (33)$$

同様にして、 Δb と Δbu は、原理上ほぼ同じ値になることから、下記式のように平均値 Δb を計算して用いる。

$$[0063] \quad \Delta b = (\Delta bu + \Delta bd) / 2 \quad (34)$$

従って、 K_{bd} と K_{bu} は、下記式のようになる。

$$[0064] \quad K_{bd} = \left((F_{b0} (1 - \Delta b) / F_{brd})^2 - 1 \right) / (1 - (1 - \Delta b)^2) \quad (35)$$

$$K_{bu} = \left(1 - (F_{a0} (1 + \Delta b) / F_{bru})^2 \right) / (1 - (1 + \Delta b)^2) \quad (36)$$

ここで、 $\Delta b \ll 1$ であることから、

$$K_{bd} = \left((F_{b0} / F_{brd})^2 - 1 \right) / 2 / \Delta b \quad (37)$$

$$K_{bu} = \left(1 - (F_{b0} / F_{bru})^2 \right) / 2 / (-\Delta b) \quad (38)$$

図15は、図4(a)から図4(c)に示すアンテナにおいて、パラメータの S を6.2mm、 L_m を29mmに設定した構成において、インピーダンスのシミュレーション結果に、各周波数のポイントを併記した図である。尚、図15において、 R_{ab} は、2つの共振モードA、Bの共振抵抗値(Ω)である。また、図16には、シミュレーション結果より求めたの値及び共振抵抗の値と、上記した計算式により算出した各定数 Δa 、 Δb の算出結果とを表にして示す。

[0065] 次に、上記したようにして求めた各周波数及び各定数を用いて、式(27)、(28)によって計算した計算結果と、シミュレーション結果とがほぼ一致していることを確認する。

[0066] 図17及び図18は、図4(a)から図4(c)に示すアンテナにおいて、パラメータのSを6.2mm、パラメータのL_mを29mmと設定した構成において、インピーダンス及びリターンロスのシミュレーション結果と、式(27)、(28)によってインピーダンス及びリターンロスを計算した計算結果との比較を行った図である。

[0067] 式(27)、(28)によって計算する場合、図16の表に記載された共振抵抗(R_a、R_b)及び各定数(Δ_a、Δ_b)の各値を使うと共に、2つの共振モードA、Bの共振周波数(F_{a0}、F_{b0})、反共振周波数(F_{ard}、F_{aru}、F_{brd}、F_{bru})の各値を使って計算する。尚、共振周波数(F_{a0}、F_{b0})の各値は、式(5)、(6)を用いて求める。反共振周波数(F_{ard}、F_{aru}、F_{brd}、F_{bru})の各値は、式(7a)、(7b)、(8a)、(8b)を用いて求める。

[0068] 図17のスミスチャートにおいて、実線C1は計算結果を示し、破線C2はシミュレーション結果を示す。また、図18は、周波数とリターンロスとの関係を示す特性図であり、この図18において、実線C3は計算結果を示し、破線C4はシミュレーション結果を示す。図17のスミスチャート及び図18のリターンロスの特性図から、式(27)、(28)による計算結果と、シミュレーション結果とが良く一致していることがわかる。即ち、式(27)、(28)等が正しいことが証明された。

[0069] また、図19及び図20は、パラメータのL_mを29mmから5mmに変更した構成において、インピーダンス及びリターンロスのシミュレーション結果と、式(27)、(28)によってインピーダンス及びリターンロスを計算した計算結果との比較を行った図である。この場合も、上記した図17及び図18の場合とほぼ同様にして行なう。

[0070] 即ち、式(27)、(28)によって計算する場合、図16の表に記載された共振抵抗(R_a、R_b)及び各定数(Δ_a、Δ_b)の各値を使うと共に、2つの共振モードA、Bの共振周波数(F_{a0}、F_{b0})、反共振周波数(F_{ard}、F_{aru}、F_{brd}、F_{bru})の各値を使って計算する。尚、共振周波数(

F_{a0} 、 F_{b0}) の各値は、式 (5)、(6) を用いて求める。反共振周波数 (F_{ard} 、 F_{aru} 、 F_{brd} 、 F_{bru}) の各値は、式 (7 a)、(7 b)、(8 a)、(8 b) を用いて求める。

[0071] 図 19 のスミスチャートにおいて、実線 C 5 は計算結果を示し、破線 C 6 はシミュレーション結果を示す。また、図 20 は、周波数とリターンロスとの関係を示す特性図であり、この図 20 において、実線 C 7 は計算結果を示し、破線 C 8 はシミュレーション結果を示す。図 19 のスミスチャート及び図 20 のリターンロスの特性図から、式 (27)、(28) による計算結果と、シミュレーション結果とが良く一致していることがわかる。即ち、式 (27)、(28) による計算が正しいことが証明された。

[0072] 次に、前記した劣化領域の範囲を決定する方法について説明する。

[0073] まず、図 15 示す共振モード A の共振抵抗 R_a と、共振モード B の共振抵抗 R_b と、2 つの共振モードの共振抵抗 R_{ab} との間には、次の 2 つの関係式が成り立つ。

$$[0074] \quad R_{ab} < R_a \quad (39)$$

$$R_{ab} < R_b \quad (40)$$

これら式 (39)、(40) において、抵抗値を逆数にすると、

$$1/R_{ab} > 1/R_a \quad (41)$$

$$1/R_{ab} > 1/R_b \quad (42)$$

となる。そして、 $1/R_{ab}$ は、下記のようにして求められる。

[0075] (26) 式より、

$$R_a / (R_a^2 + X_a^2) + R_b / (R_b^2 + X_b^2) = G_{ab} = 1/R_{ab}$$

となることから、

$$1/R_{ab} = R_a / (R_a^2 + X_a^2) + R_b / (R_b^2 + X_b^2) \quad (43)$$

が得られる。よって、

$$R_a / (R_a^2 + X_a^2) + R_b / (R_b^2 + X_b^2) > 1/R_a \quad (44)$$

$$R_a / (R_a^2 + X_a^2) + R_b / (R_b^2 + X_b^2) > 1/R_b \quad (45)$$

となる。(44) 式の両辺に $R_a (R_a^2 + X_a^2)$ をかけると、

$$RaRb (Ra^2 + Xa^2) / (Rb^2 + Xb^2) > Xa^2 \quad (46)$$

$$RaRb (Ra^2 + Xa^2) / Xa^2 > (Rb^2 + Xb^2) \quad (47)$$

同様にして、(45)式の両辺に $Ra (Ra^2 + Xa^2)$ をかけると、

$$RaRb (Rb^2 + Xb^2) / Xb^2 > (Ra^2 + Xa^2) \quad (48)$$

となる。(47)式と(48)式を掛け合わせると、

$$Ra^2 Rb^2 / Xa^2 / Xb^2 > 1 \quad (49)$$

$$Ra^2 Rb^2 > Xa^2 Xb^2 \quad (50)$$

$$RaRb > XaXb \quad (51)$$

となる。(14)式、(18)式を代入すると、

$$RaRb > | Kau (1 - (F / Fa0)^2) / (1 - (F / Faru)^2) | \cdot \\ | Kbd (1 - (F / Fb0)^2) / (1 - (F / Fbrd)^2) | \quad (52)$$

となる。

[0076] 次に、 F と $Fa0$ 、 $Fb0$ との関係を下記のように定義する。

$$[0077] \quad F = Fa0 (1 + \Delta f) = Fb0 (1 - \Delta f) \quad (53)$$

$$\Delta f = (Fb0 - Fa0) / (Fa0 + Fb0) \quad (54)$$

4)

(53)式を(52)式に代入し、劣化領域の範囲では、 $\Delta f \ll 1$ となっていることから、

$$RaRb > | Kau \cdot 2 (-\Delta f) / (1 - (F / Faru)^2) | \cdot \\ | Kbd \cdot 2 \Delta f / (1 - (Fb0 / Fbrd)^2) | \quad (55)$$

(55)式に(33)式、(37)式を代入すると、

$$RaRb > \Delta f^2 / \Delta a / \Delta b \quad (56)$$

6)

$$\Delta f^2 < RaRb \Delta a \Delta b \quad (57)$$

7)

$$-\Delta fm < \Delta f < \Delta fm \quad (58)$$

58)

ここで、 Δf_m は劣化範囲境界の周波数比であり、次の式が成り立つ。

$$[0078] \quad \Delta f_m = \sqrt{R_a R_b \Delta a \Delta b} \quad (59)$$

(53) 式より

$$F_{a0}/F_{b0} = (1 - \Delta f) / (1 + \Delta f) \quad (60)$$

(58) 式、(59) 式、(60) 式より、前記劣化領域の範囲は、

$$(1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) < F_{a0}/F_{b0} \quad (61)$$

あるいは、

$$F_{a0}/F_{b0} < (1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \quad (62)$$

となる。ここまでに、前記劣化領域の範囲を決定する算出方法を説明した。

[0079] 次に、リターンロスを改善する方法について説明する。リターンロスを改善するためには、前記劣化領域の範囲の外、即ち、改善領域に入るように設定する必要がある。このため、(60) 式、(61) 式より求めた下記条件式を満足するリターンロスの改善領域の範囲内に、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の比 (F_{a0}/F_{b0}) を設定する必要がある。

$$[0080] \quad (1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) > F_{a0}/F_{b0} \quad (63)$$

あるいは、

$$F_{a0}/F_{b0} > (1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \quad (64)$$

となる。ここで、(63) 式、(64) 式中の F_{b0} を移項すると、

$$((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b0} > F_{a0} \quad (65)$$

あるいは、

$$F_{a0} > ((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{b0} \quad ($$

66)

となる。ここで、(65)式、(66)式中の Δf_m の項を移項すると、

$$\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0} < F_{b0} \quad ($$

67)

あるいは、

$$F_{b0} < \left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0} \quad ($$

68)

となる。

[0081] 従って、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の関係を、(65)式、(66)式、または、(67)式、(68)式を満足するように、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式を用いて、第1の素子3または第2の素子4のインダクタンス形状までの長さ($L_m + S$)を調整する。これにより、リターンロス改善することができる。

[0082] (第1実施形態)

次に、図1(a)から図1(d)及び図2を参照して、本開示の第1実施形態について説明する。本実施形態の変形折り返しダイポールアンテナ21は、図1(a)から図1(d)に示す構造を有する。この変形折り返しダイポールアンテナ21は、誘電体からなる平板状の基板22(図1(b)参照)の一方の面に導体パターン(即ち、線路からなる導体)で形成された第1の素子23と、基板2の他方の面に導体パターン(即ち、線路からなる導体)で形成された第2の素子24と、第1の素子23と第2の素子24を短絡する短絡素子70とを備える。基板22は、誘電体材料、例えばガラスエポキシ製の基板である。尚、基板22(誘電体)の厚さを t 、基板22(誘電体)の比誘電率を ϵ 、基板22(誘電体)の誘電体損を $\tan \delta$ とする。

[0083] 図1(a)に示すように、第1の素子23は、導体パターン(例えば銅箔パターン)により形成された給電側平行部25を備える。給電側平行部25は、アンテナ幅方向中心面(以下、幅方向中心面)Cに対して対称となっている2つのL字部、即ち、第1L字部26と第2L字部27とを備える。第

1 L字部26は、長辺部28と短辺部29を備える。長辺部28は、幅方向中心面Cに平行である。短辺部29は、長辺部28よりも短く、長辺部28の一端部（図1（a）から図1（d）中左端部）に連結され、長辺部28から垂直に幅方向中心面C方向に突き出す。

[0084] 第2 L字部27も第1 L字部26と同様の構成であり、長辺部30と短辺部31を備える。長辺部30は、第1 L字部26の長辺部28と同じ長さおよび幅であり、幅方向中心面Cを挟んで長辺部28と対向する。短辺部31は、長辺部30よりも短く、長辺部30の一端部（図1（a）から図1（d）中左端部）に連結されている。また、短辺部31は、長辺部30から垂直に幅方向中心面C方向に突き出す。短辺部31の幅および長さは、第1 L字部26の短辺部29と同じである。

[0085] このように、第1 L字部26と第2 L字部27は、同じ形状をしており、互いの短辺部29、31が向かい合うように配置されている。そして、短辺部29、31の先端部が給電点32となっている。尚、前述の幅方向中心面Cは、基板22の面に垂直、且つ、第1 L字部26の長辺部28および第2 L字部27の長辺部30に平行な平面である。

[0086] また、第1 L字部26、第2 L字部27には、その一部に内側突き出し部33、33が形成されている。内側突き出し部33は、基板22の面内において、第1 L字部26、第2 L字部27によって囲われる内側方向に、それら第1 L字部26、第2 L字部27の長辺部28、30の直線部分から突き出している。内側突き出し部33が、インダクタンス形状34を構成している。

[0087] 本実施形態における内側突き出し部33は、図1（d）に示すように、1つ1つは半楕円形状である。半楕円形状であることから、先端部の幅は、基部の長さ、すなわち2つの端点間の長さよりも短く、また、先端へ向かうほど連続的に幅が狭くなる。内側突き出し部33の個数は、第1 L字部26の長辺部28、第2 L字部27の長辺部30にそれぞれ例えば8個設けられている。この場合、一つのインダクタンス形状34を構成する内側突き出し部

33の個数を N_i とすると、本実施形態では、 $N_i = 8$ である。内側突き出し部33の位置は、第1L字部26の長辺部28の先端部付近から短辺部29方向に連続して8個が配置されている。第2L字部27側も同様であり、第2L字部27の長辺部30の先端部付近から短辺部31方向に連続して8個が形成されている。

[0088] 尚、連続とは、図1(d)に示すように、一つの内側突き出し部33の端部と、その内側突き出し部33に隣接している別の内側突き出し部33の端部とが共通していることをいう。また、本実施形態では、内側突き出し部33の両端部の位置は、長辺部28、30の下端部（または上端部）と同じ位置にある。内側突き出し部33は、一方（左方）の端の一つにおいて長辺部28、30の直線部分（導体パターン）から折れ曲がって内側に突き出し、先端部で折り返して、他方（右方）の端の一つで再び長辺部28、30の直線部分（導体パターン）に連結する。尚、図1(d)に示すように、内側突き出し部33の基部の幅を W_i 、高さを H_i 、線路幅を ϕ_i とする。また、インダクタンス形状34一つ分の内側突き出し部33の形成個数を N_i とする。

[0089] このような構成の第1の素子23は、図1(a)に示すように、長辺部28、30の長手方向長さ（エレメント長）を L 、長辺部28、30の長手方向長さのうちのインダクタンス形状34を除く部分の長さを L_m とする。長辺部28、30の対向する距離（エレメント高さ）を H とする。長辺部28、30の線路幅は、内側突き出し部33の線路幅と同じであり、 ϕ_i とする。短辺部29、31の長さを S とする。短辺部29、31の線路幅は、長辺部28、30の線路幅（即ち、内側突き出し部33の線路幅）と同じであり、 ϕ_i とする。

[0090] また、第2の素子24は、図1(c)に示すように、導体パターン（例えば銅箔パターン）により形成された非給電側平行部35を備える。非給電側平行部35は、互いに対向して配置された一对の対向辺部36、37と、その一对の対向辺部36、37の一端を互いに連結する連結辺部38を備える。

。

[0091] 対向辺部 36、37 は、互いに平行であり、長さおよび幅は互いに同一である。対向辺部 36 は、その長さが前述した L（エレメント長）になっており、基板 22 を介して、第 1 の素子 23 の第 1 L 字部 26 の長辺部 28 と対向する。もう一方の対向辺部 37 も同様に、その長さが L になっている。この対向辺部 37 は、基板 22 を介して、第 1 の素子 23 の第 2 L 字部 27 の長辺部 30 と対向する。尚、これら対向辺部 36、37 の線路幅は、第 1 の素子 23 の長辺部 28、30 の線路幅と同じであり、 ϕi である。

[0092] 連結辺部 38 は、2 つの対向辺部 36、37 に対して垂直であり、その長さ（エレメント高さ）は H、線路幅は対向辺部 36、37 の線路幅と同じであり、 ϕi である。この連結辺部 38 は、基板 22 を介して、第 1 の素子 23 の第 1 L 字部 26 の短辺部 29、第 2 L 字部 27 の短辺部 31 と対向する。

。

[0093] 対向辺部 36、37 には、対向辺部 36、37、連結辺部 38 により囲まれる内側方向に突き出す内側突き出し部 39、39 が形成されている。この内側突き出し部 39 がインダクタンス形状 40 を構成している。内側突き出し部 39 は、本実施形態では、第 1 の素子 23 に形成されている内側突き出し部 33 と形状が同じであり、この内側突き出し部 39 も半楕円形状である。また、内側突き出し部 39 は大きさも内側突き出し部 33 と同じである。さらに、内側突き出し部 39 の個数も内側突き出し部 33 と同様であり、本実施形態では、 8×2 個が形成されており、それぞれ、内側突き出し部 33 と対向する位置に形成されている。

[0094] また、短絡素子 70 は、第 1 の素子 23 の L 字部 26、27 の各先端部と、第 2 の素子 24 の対向辺部 36、37 の各他端部の先端とを接続するスルーホール 71（図 1（b）参照）を備えている。

[0095] さて、本実施形態においては、短辺部 29、31 の長さ S を例えば 6.2 mm とし、長辺部 28、30、36、37 の長手方向長さのうちのインダクタンス形状 34、40 を除く部分の長さ Lm を例えば 5、10、15、20

、24、または、29 mmとした。これにより、長さ ($L_m + S$) は、11.2、16.2、21.2、26.2、30.2、または35.2 mmに設定した。このとき、 L_m が5 mmの場合は、短辺部29、31は、長辺部28、30よりも長くなっている。そして、全ての線路幅 ϕ_i を例えば0.2 mm、内側突き出し部33、39の高さ H_i を例えば6 mm、基部の幅 W_i を例えば0.6 mm、誘電体の基板22の厚さ t を0.8 mmとした。また、基板22の比誘電率 ϵ を4.9、誘電体の誘電体損 $\tan \delta$ を0.025とした。このような設定条件でシミュレーションした結果、リターンロスが改善しているアンテナは、図6または図12に示すように、長さ ($L_m + S$) が11.2、16.2、26.2、30.2、35.2 mmのものであった。反対に、リターンロスが劣化しているアンテナは、図6または図12に示すように、長さ ($L_m + S$) が21.1 mmのものであった。

[0096] 図2は、長さ ($L_m + S$) と周波数の関係を示すグラフであり、この図2に基づいてリターンロスの改善領域と劣化領域を説明する。図2の横軸は長さ ($L_m + S$) であり、縦軸は周波数である。図2において、曲線D1は、共振モードAの共振周波数 F_{a0} を示し、曲線D2は、共振モードBの共振周波数 F_{b0} を示す。これら F_{a0} 及び F_{b0} は、(3) 式、(4) 式、(5) 式、(6) 式と長さ ($L_m + S$) とから求めた。尚、 λ_a の比例定数 C_{a1} 、 λ_a の定数 C_{a0} 、 λ_b の比例定数 C_{b1} 、 λ_b の定数 C_{b0} としては、図7で求めた値を使用した。また、第1の素子23と第2の素子24とに流れる電流方向が同一方向の共振モードが共振モードAであり、電流方向が逆方向の共振モードが共振モードBである。

[0097] また、第1の素子23と第2の素子24を接続する短絡素子70の配設位置を変更すると、 λ_b の比例定数 C_{b1} と λ_b の定数 C_{b0} の値が変化する。

[0098] 図2において、曲線D3は、共振モードBの低い反共振周波数 F_{brd} を示し、曲線D4は、共振モードBの高い反共振周波数 F_{bru} を示す。これら F_{brd} 及び F_{bru} は、(8a) 式、(8b) 式から求めた。

[0099] 図2において、曲線D5は、 $F_{b0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ を示

し、曲線D 6は、 $F_{b0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ を示す。これら $F_{b0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ 、 $F_{b0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ は、(65)式、(66)式から求めたものであり、劣化領域と改善領域を分ける境界である。曲線D 5、D 6は、 F_{b0} の曲線D 2よりわずかに下と上に位置する。尚、 Δf_m は、図16で求めた定数を用いて、(59)式で求めた。

[0100] リターンロスの改善領域は、(65)式、(66)式を満足する領域であり、

$$F_{bru} > F_{a0} > \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0} \quad (69)$$

あるいは、

$$F_{brd} < F_{a0} < \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0} \quad (70)$$

の領域である。

[0101] 上記改善領域を、図2の縦軸（即ち、周波数軸）で見ると、両矢印E 1、E 2で示す領域であり、図2の横軸（即ち、長さ $(L_m + S)$ 軸）で見ると、改善領域と記入している領域である。縦軸の両矢印E 1、E 2で示す領域は、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに上、即ち、 $\left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0}$ から共振モードBの高い反共振周波数 F_{bru} までの範囲と、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに下、即ち、 $\left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0}$ から共振モードBの低い反共振周波数 F_{brd} までの範囲とである。

[0102] 横軸の改善領域は、共振モードAの共振周波数 F_{a0} （即ち、曲線D 1）が、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに上、即ち、 $\left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0}$ （即ち、曲線D 6）との交点から下の領域と、共振モードAの共振周波数 F_{a0} （即ち、曲線D 1）が、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに下、即ち、 $\left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0}$ （即ち、曲線D 5）との交点から上の領域とである。

- [0103] そして、上記改善領域内に、共振モードAの共振周波数 F_{a0} が入るように、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式を用いて長さ $(L_m + S)$ を決定することにより、リターンロスを改善することができる。
- [0104] 換言すると、共振モードAの共振周波数 F_{a0} が、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに上、即ち、 $((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{b0}$ から共振モードBの高い反共振周波数 F_{bru} までの範囲か、共振モードBの共振周波数 F_{b0} のわずかに下、即ち、 $((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b0}$ から共振モードBの低い反共振周波数 F_{brd} までの範囲内に入るように、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式を用いて長さ $(L_m + S)$ を決定することにより、リターンロスを改善することができる。
- [0105] 図2において、○の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが改善しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が11.2、16.2、26.2、30.2、35.2 mmの各アンテナの共振モードAの共振周波数 F_{a0} と共振モードBの共振周波数 F_{b0} とを示す。
- [0106] また、図2において、×の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが劣化しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が21.2 mmのアンテナの共振モードAの共振周波数 F_{a0} と共振モードBの共振周波数 F_{b0} とを示す。
- [0107] 図2から、計算式で求めた改善領域と、シミュレーション結果から判断した改善領域の F_{a0} と F_{b0} （即ち、○の記号の位置）が良く一致していることがわかる。そして、図2から、計算式で求めた劣化領域と、シミュレーション結果から判断した劣化領域の F_{a0} と F_{b0} （即ち、×の記号の位置）が良く一致していることがわかる。即ち、上述した計算式による計算結果が正しいことが証明された。
- [0108] また、本実施形態においては、第1の素子23及び第2の素子24のうちのインダクタンス形状34、40以外の線路部に折れ曲がった部分を設けるように構成したので、変形折り返しダイポールアンテナ21のエレメント高さ H を低くすることができる。

[0109] (第2実施形態)

図21は、本開示の第2実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第2実施形態の変形折り返しダイポールアンテナ21の具体的構成は、第1実施形態と同じである。第1実施形態では、リターンロスの改善領域と劣化領域を決定するに際して、共振モードBの低い反共振周波数 F_{brd} と高い反共振周波数 F_{bru} に基づいて計算するように構成したが、第2実施形態では、共振モードAの低い反共振周波数 F_{ard} と高い反共振周波数 F_{aru} に基づいて計算するように構成した。以下、第2実施形態について、具体的に説明する。

[0110] 図21は、長さ $(L_m + S)$ と周波数の関係を示すグラフであり、この図21によって、リターンロスの改善領域と劣化領域を決定する計算方法について説明する。図21において、曲線D1は、共振モードAの共振周波数 F_{a0} を示し、曲線D2は、共振モードBの共振周波数 F_{b0} を示す。これら F_{a0} 及び F_{b0} は、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式と長さ $(L_m + S)$ とから求めた。尚、 λ_a の比例定数 C_{a1} 、 λ_a の定数 C_{a0} 、 λ_b の比例定数 C_{b1} 、 λ_b の定数 C_{b0} としては、図7で求めた値を使用した。また、第1の素子23と第2の素子24を接続する短絡素子70の配設位置を変更すると、 λ_b の比例定数 C_{b1} と λ_b の定数 C_{b0} の値が変化する。

[0111] 図21において、曲線D41は、共振モードAの高い反共振周波数 F_{aru} を示す。尚、共振モードAの低い反共振周波数 F_{ard} は、図21には示されておらず、図21に示す領域の外にある。これら F_{ard} 及び F_{aru} は、(7a)式、(7b)式から求めた。

[0112] 図2において、曲線D51は、 $F_{a0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ を示し、曲線D61は、 $F_{a0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ を示す。これら $F_{a0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ 、 $F_{a0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ は、(67)式、(68)式から求めたものであり、劣化領域と改善領域を分ける境界である。曲線D51、D61、 F_{a0} の曲線D1よりわずかに下と上に位置する。尚、 Δf_m は、図16で求めた定数を用いて、(59)

式で求めた。

[0113] リターンロスの改善領域は、(67)式、(68)式を満足する領域であり、

$$F_{aru} > F_{b0} > \left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0} \quad (71)$$

あるいは、

$$F_{ard} < F_{b0} < \left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0} \quad (72)$$

の領域である。

[0114] 上記改善領域を、図21の縦軸（即ち、周波数軸）で見ると、両矢印E11、E21で示す領域であり、図21の横軸（即ち、長さ(Lm+S)軸）で見ると、改善領域と記入している領域である。縦軸の両矢印E11、E21で示す領域は、共振モードAの共振周波数Fa0のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの高い反共振周波数Faruまでの範囲と、共振モードAの共振周波数Fa0のわずかに下、即ち、 $\left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの低い反共振周波数Fardまでの範囲とである。

[0115] 横軸の改善領域は、共振モードBの共振周波数Fb0（即ち、曲線D2）が、共振モードAの共振周波数Fa0のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ （即ち、曲線D61）との交点から下の領域と、共振モードBの共振周波数Fb0（即ち、曲線D2）が、共振モードAの共振周波数Fa0のわずかに下、即ち、 $\left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0}$ （即ち、曲線D51）との交点から上の領域とである。

[0116] そして、上記改善領域内に、共振モードBの共振周波数Fb0が入るように、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式を用いて長さ(Lm+S)を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0117] 換言すると、共振モードBの共振周波数Fb0が、共振モードAの共振周波数Fa0のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共

振モード A の高い反共振周波数 F_{aru} までの範囲か、共振モード A の共振周波数 F_{a0} のわずかに下、即ち、 $((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{a0}$ から共振モード A の低い反共振周波数 F_{ard} までの範囲内に入るように、(3) 式、(4) 式、(5) 式、(6) 式を用いて長さ $(L_m + S)$ を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0118] 図 2 1 において、○の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが改善しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が 1 1. 2、1 6. 2、2 6. 2、3 0. 2、3 5. 2 mm の各アンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0119] そして、図 2 1 において、×の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが劣化しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が 2 1. 2 mm のアンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0120] 図 2 1 から、計算式で求めた改善領域と、シミュレーション結果から判断した改善領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、○の記号の位置) が良く一致していることがわかる。そして、図 2 1 から、計算式で求めた劣化領域と、シミュレーション結果から判断した劣化領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、×の記号の位置) が良く一致していることがわかる。即ち、計算式による計算結果が正しいことが証明された。

[0121] 尚、上述した以外の第 2 実施形態の構成は、第 1 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 2 実施形態においても、第 1 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0122] (第 3 実施形態)

図 2 2 (a) から図 2 2 (c)、図 2 3 は、本開示の第 3 実施形態を示すものである。尚、第 1 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 3 実施形態では、第 1 の素子 7 2 は、第 1 L 字部 2 6 と、広い導体 7 3 とを備えている。広い導体 7 3 は、例えば高周波回路のグラウンドで構成されている。第 1 L 字部 2 6 の短辺部 2 9 の先端部と、広い導体 7 3 との接続点が入

力端子 74 となっている。

[0123] 第2の素子 75 は、第1の素子 72 の第1 L 字部 26 と対向して配置され、且つ、第1 L 字部 26 とほぼ同じ形状の L 字部 76 を備えている。L 字部 76 は、長辺部 28 と短辺部 29 を備え、長辺部 28 に内側突き出し部 39、即ち、インダクタンス形状 40 が設けられている。L 字部 76 の短辺部 29 の先端部が入力端子 77 となっている。この構成の場合、入力端子 74 と入力端子 77 が給電点となっている。本実施形態の小型アンテナは、小型モノポールアンテナとして構成されている。

[0124] 基板 22 は、誘電体からなる例えばプリント配線基板で構成されている。基板 22 の第2の素子 75 が配設された面に、高周波回路 78 が設けられている。また、第1の素子 72 と第2の素子 75 を短絡する短絡素子 70 は、第1の素子 72 の L 字部 26 の先端部と、第2の素子 75 の L 字部 76 の長辺部 28 の先端部とを接続するスルーホール 71（図 22（b）参照）を備えている。

[0125] 本実施形態においては、第1の素子 72 の短辺部 29 の長さ S を例えば 6.2 mm とし、長辺部 28 の長手方向長さのうちのインダクタンス形状 34 を除く部分の長さ L_m を例えば 5.10、15、20、24、または、29 mm とした。これにより、長さ $(L_m + S)$ は、11.2、16.2、21.2、26.2、30.2、または 35.2 mm に設定した。そして、全ての線路幅 ϕ_i を例えば 0.2 mm、内側突き出し部 33 の高さ H_i を例えば 6 mm、基部の幅 W_i を例えば 0.6 mm、誘電体の基板 22 の厚さ t を 0.8 mm とした。また、基板 22 の比誘電率 ϵ を 4.9、誘電体の誘電体損失 $\tan \delta$ を 0.025 とした。このような設定条件でシミュレーションした結果、リターンロスが改善しているアンテナは、図 24 に示すように、長さ $(L_m + S)$ が 11.2、16.2 mm のものであった。反対に、リターンロスが劣化しているアンテナは、図 24 に示すように、長さ $(L_m + S)$ が 21.1、26.2、30.2、35.2 mm のものであった。

[0126] 尚、図 24 は、長さ L_m を例えば 5.10、15、20、24、29 mm

と変化させたときに、リターンロスの変化をシミュレーションして求めた結果を示す図である。この図24においては、横軸を周波数とし、縦軸をリターンロスとしている。そして、図24において、曲線B11は、長さ L_m が5mmであるときのリターンロスの変化を示す。曲線B21は、長さ L_m が10mmであるときのリターンロスの変化を示す。曲線B31は、長さ L_m が15mmであるときのリターンロスの変化を示す。曲線B41は、長さ L_m が20mmであるときのリターンロスの変化を示す。曲線B51は、長さ L_m が24mmであるときのリターンロスの変化を示す。曲線B61は、長さ L_m が29mmであるときのリターンロスの変化を示す。

[0127] また、図25は、第1の素子3及び第2の素子4の長さ($L_m + S$)を変化させたときの共振モードA、Bの波長 λ_a 、 λ_b の変化をシミュレーションして求めた結果を示す図である。図25においては、横軸を長さ($L_m + S$)とし、縦軸を共振時の波長としている。図25において、直線Q11は共振モードAの波長 λ_a の変化を示し、直線Q21は共振モードBの波長 λ_b の変化を示す。また、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} と、共振時の2つの波長 λ_a 、 λ_b との間には、次のような関係式が成立する。

$$[0128] \quad \lambda_a = C / F_{a0} \quad (1)$$

$$\lambda_b = C / F_{b0} \quad (2)$$

但し、 C は光速である。

[0129] また、図25に示す2つの直線Q11、Q21を、式で表すと、次の2つの式となる。

$$[0130] \quad \lambda_a = C_{a11} * (L_m + S) + C_{a01} \quad (3-1)$$

$$\lambda_b = C_{b11} * (L_m + S) + C_{b01} \quad (4-1)$$

$$F_{a0} = C / \lambda_a \quad (5)$$

$$F_{b0} = C / \lambda_b \quad (6)$$

但し、 C_{a11} は直線Q11の傾き(λ_a の比例定数)、 C_{a0} は直線Q

1 1 の切片 (λa の定数)、 $C b 1 1$ は直線 $Q 2 1$ の傾き (λb の比例定数)、 $C b 0 1$ は直線 $Q 2 1$ の切片 (λb の定数) である。

[0131] (1)、(2)、(3-1)、(4-1) 式より、第 1 の素子 7 3 及び第 2 の素子 7 5 の長さ ($L m + S$) から 2 つの共振モード A、B の共振周波数 $F a 0$ 、 $F b 0$ を計算式で求められることがわかる。

[0132] さて、図 2 3 は、長さ ($L m + S$) と周波数の関係を示すグラフであり、この図 2 3 に基づいてリターンロスの改善領域と劣化領域を説明する。図 2 3 において、曲線 $D 1 2$ は、共振モード A の共振周波数 $F a 0$ を示し、曲線 $D 2 2$ は、共振モード B の共振周波数 $F b 0$ を示す。これら $F a 0$ 及び $F b 0$ は、(3-1) 式、(4-1) 式、(5) 式、(6) 式と長さ ($L m + S$) とから求めた。尚、 λa の比例定数 $C a 1 1$ 、 λa の定数 $C a 0 1$ 、 λb の比例定数 $C b 1 1$ 、 λb の定数 $C b 0 1$ としては、図 2 5 で求めた値を使用した。また、第 1 の素子 7 2 と第 2 の素子 7 5 とに流れる電流方向が同一方向の共振モードが共振モード A であり、電流方向が逆方向の共振モードが共振モード B である。

[0133] また、第 1 の素子 7 2 と第 2 の素子 7 5 を接続する短絡素子 7 0 の配設位置を変更すると、 λb の比例定数 $C b 1 1$ と λb の定数 $C b 0 1$ の値が変化する。

[0134] 図 2 3 において、曲線 $D 3 2$ は、共振モード B の低い反共振周波数 $F b r d$ を示し、曲線 $D 4 2$ は、共振モード B の高い反共振周波数 $F b r u$ を示す。これら $F b r d$ 及び $F b r u$ は、(8 a) 式、(8 b) 式から求めた。

[0135] 図 2 3 において、曲線 $D 5 2$ は、 $F b 0 \left((1 - \Delta f m) / (1 + \Delta f m) \right)$ を示し、曲線 $D 6 2$ は、 $F b 0 \left((1 + \Delta f m) / (1 - \Delta f m) \right)$ を示す。これら $F b 0 \left((1 - \Delta f m) / (1 + \Delta f m) \right)$ 、 $F b 0 \left((1 + \Delta f m) / (1 - \Delta f m) \right)$ は、(6 5) 式、(6 6) 式から求めたものであり、劣化領域と改善領域を分ける境界である。曲線 $D 5 2$ 、 $D 6 2$ は、 $F b 0$ の曲線 $D 2 2$ よりわずかに下と上に位置する。尚、 $\Delta f m$ は、図 1 6 で求めた定数を用いて、(5 9) 式で求めた。

[0136] リターンロスの改善領域は、(65)式、(66)式を満足する領域であり、

$$F_{bru} > F_{a0} > \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0} \quad (69)$$

あるいは、

$$F_{brd} < F_{a0} < \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0} \quad (70)$$

の領域である。

[0137] 上記改善領域を、図23の縦軸（即ち、周波数軸）で見ると、両矢印E12、E22で示す領域であり、図23の横軸（即ち、長さ(Lm+S)軸）で見ると、改善領域と記入している領域である。縦軸の両矢印E12、E22で示す領域は、共振モードBの共振周波数Fb0のわずかに上、即ち、 $\left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0}$ から共振モードBの高い反共振周波数Fbruまでの範囲と、共振モードBの共振周波数Fb0のわずかに下、即ち、 $\left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0}$ から共振モードBの低い反共振周波数Fbrdまでの範囲とである。

[0138] 横軸の改善領域は、共振モードAの共振周波数Fa0（即ち、曲線D12）が、共振モードBの共振周波数Fb0のわずかに上、即ち、 $\left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0}$ （即ち、曲線D62）との交点から下の領域と、共振モードAの共振周波数Fa0（即ち、曲線D12）が、共振モードBの共振周波数Fb0のわずかに下、即ち、 $\left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right) F_{b0}$ （即ち、曲線D52）との交点から上の領域とである。

[0139] そして、上記改善領域内に、共振モードAの共振周波数Fa0が入るように、(3-1)式、(4-1)式、(5)式、(6)式を用いて長さ(Lm+S)を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0140] 換言すると、共振モードAの共振周波数Fa0が、共振モードBの共振周波数Fb0のわずかに上、即ち、 $\left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{b0}$ から共振モードBの高い反共振周波数Fbruまでの範囲か、共振モードBの共振周波

数 F_{b0} のわずかに下、即ち、 $((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b0}$ から共振モード B の低い反共振周波数 F_{brd} までの範囲内に入るように、(3-1) 式、(4-1) 式、(5) 式、(6) 式を用いて長さ $(L_m + S)$ を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0141] 図 23 において、○の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが改善しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が 11.2、16.2 mm の各アンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0142] また、図 23 において、×の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが劣化しているアンテナ、即ち、長さ $(L_m + S)$ が 21.2、26.2、30.2、35.2 mm のアンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0143] 図 23 から、計算式で求めた改善領域と、シミュレーション結果から判断した改善領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、○の記号の位置) が良く一致していることがわかる。また、図 23 から、計算式で求めた劣化領域と、シミュレーション結果から判断した劣化領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、×の記号の位置) が良く一致していることがわかる。即ち、計算式による計算結果が正しいことが証明された。

[0144] 尚、上述した以外の第 3 実施形態の構成は、第 1 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 3 実施形態においても、第 1 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0145] (第 4 実施形態)

図 26 は、本開示の第 4 実施形態を示すものである。尚、第 3 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 4 実施形態の小型モノポールアンテナの具体的構成は、第 3 実施形態と同じである。第 3 実施形態では、リターンロスの改善領域と劣化領域を決定するに際して、共振モード B の低い反共振周波数 F_{brd} と高い反共振周波数 F_{bru} に基づいて計算するように構成したが、第 4 実施形態では、共振モード A の低い反共振周波数 F_{ard} と高い反共

振周波数 F_{aru} に基づいて計算するように構成した。以下、第4実施形態について、具体的に説明する。

[0146] 図26は、長さ $(L_m + S)$ と周波数の関係を示すグラフであり、この図26によって、リターンロスの改善領域と劣化領域を決定する計算方法について説明する。図26において、曲線D12は、共振モードAの共振周波数 F_{a0} を示し、曲線D22は、共振モードBの共振周波数 F_{b0} を示す。これら F_{a0} 及び F_{b0} は、(3-1)式、(4-1)式、(5)式、(6)式と長さ $(L_m + S)$ とから求めた。尚、 λ_a の比例定数 C_{a11} 、 λ_a の定数 C_{a01} 、 λ_b の比例定数 C_{b11} 、 λ_b の定数 C_{b01} としては、図25で求めた値を使用した。また、第1の素子72と第2の素子75を接続する短絡素子25の配設位置を変更すると、 λ_b の比例定数 C_{b11} と λ_b の定数 C_{b01} の値が変化する。

[0147] 図26において、曲線D43は、共振モードAの高い反共振周波数 F_{aru} を示す。尚、共振モードAの低い反共振周波数 F_{ard} は、図26には示されておらず、図26に示す領域の外にある。これら F_{ard} 及び F_{aru} は、(8a)式、(8b)式から求めた。

[0148] 図26において、曲線D53は、 $F_{a0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ を示し、曲線D63は、 $F_{a0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ を示す。これら $F_{a0} \left((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m) \right)$ 、 $F_{a0} \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right)$ は、(67)式、(68)式から求めたものであり、劣化領域と改善領域を分ける境界である。曲線D53、D63、 F_{a0} の曲線D12よりわずかに下と上に位置する。尚、 Δf_m は、図16で求めた定数を用いて、(59)式で求めた。

[0149] リターンロスの改善領域は、(67)式、(68)式を満足する領域であり、

$$F_{aru} > F_{b0} > \left((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m) \right) F_{a0} \quad (71)$$

あるいは、

$$F_{ard} < F_{b0} < \left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0} \quad (72)$$

の領域である。

[0150] 上記改善領域を、図26の縦軸（即ち、周波数軸）で見ると、両矢印E13、E23で示す領域であり、図26の横軸（即ち、長さ（ $L_m + S$ ）軸）で見ると、改善領域と記入している領域である。縦軸の両矢印E13、E23で示す領域は、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの高い反共振周波数 F_{aru} までの範囲と、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに下、即ち、 $\left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの低い反共振周波数 F_{ard} までの範囲とである。

[0151] 横軸の改善領域は、共振モードBの共振周波数 F_{b0} （即ち、曲線D22）が、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ （即ち、曲線D63）との交点から下の領域と、共振モードBの共振周波数 F_{b0} （即ち、曲線D22）が、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに下、即ち、 $\left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0}$ （即ち、曲線D53）との交点から上の領域とである。

[0152] そして、上記改善領域内に、共振モードBの共振周波数 F_{b0} が入るように、（3-1）式、（4-1）式、（5）式、（6）式を用いて長さ（ $L_m + S$ ）を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0153] 換言すると、共振モードBの共振周波数 F_{b0} が、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに上、即ち、 $\left(\frac{1 + \Delta f_m}{1 - \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの高い反共振周波数 F_{aru} までの範囲か、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のわずかに下、即ち、 $\left(\frac{1 - \Delta f_m}{1 + \Delta f_m} \right) F_{a0}$ から共振モードAの低い反共振周波数 F_{ard} までの範囲内に入るように、（3-1）式、（4-1）式、（5）式、（6）式を用いて長さ（ $L_m + S$ ）を決定することにより、リターンロスを改善することができる。

[0154] 図26において、○の記号は、シミュレーションの結果により、リターン

ロスが改善しているアンテナ、即ち、長さ ($L_m + S$) が 11.2、16.2 mm の各アンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0155] また、図 26 において、× の記号は、シミュレーションの結果により、リターンロスが劣化しているアンテナ、即ち、長さ ($L_m + S$) が 21.2、26.2、30.2、35.2 mm のアンテナの共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} とを示す。

[0156] 図 26 から、計算式で求めた改善領域と、シミュレーション結果から判断した改善領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、○ の記号の位置) が良く一致していることがわかる。また、図 26 から、計算式で求めた劣化領域と、シミュレーション結果から判断した劣化領域の F_{a0} と F_{b0} (即ち、× の記号の位置) が良く一致していることがわかる。即ち、計算式による計算結果が正しいことが証明された。

[0157] 尚、上述した以外の第 4 実施形態の構成は、第 3 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 4 実施形態においても、第 3 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0158] (第 5 実施形態)

図 27 (a) ないし図 30 は、本開示の第 5 実施形態を示すものである。尚、第 1 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 5 実施形態では、短絡素子 70 を設けないように構成した (即ち、第 1 の素子 23 と第 2 の素子 24 の間を絶縁するように構成した)。更に、第 1 の素子 23 の線路の一部、例えば L 字部 26、27 の短辺部 29、31 の線路幅 W_1 を他の部分の線路幅より広くするように構成した。

[0159] 図 27 (a) から図 27 (d) に示す構成のアンテナにおいては、短絡素子 70 を設けないように構成することにより、 C_{b1} (λ_b の比例定数) と C_{b0} (λ_b の定数) が変化し、インダクタンス形状 34 までの長さ ($L_m + S$) が例えば 21.2 mm の条件で、共振モード A の共振周波数 F_{a0} と共振モード B の共振周波数 F_{b0} の関係が (69) 式、(72) 式を満足するリター

ンロスの改善領域になっている。

[0160] また、図 27 (a) から図 27 (d) に示す構成のアンテナでは、短辺部 29、31 の線路幅 W_1 を例えば 20 mm に設定した。尚、インダクタンス形状 34 の線路幅を細くすれば細くするほど、インダクタンス成分が増加することから、インダクタンス形状 34、40 の形成部分の線路幅は、最小可能線路幅（即ち、線路幅の下限值である例えば 0.2 mm）に設定しておくことが、小型化の面から望ましい。

[0161] また、図 27 (a) から図 27 (d) に示す構成のアンテナでは、長辺部 28、30 の長手方向長さ L を例えば 20.8 mm、長辺部 28、30 のインダクタンス形状 34 を除く部分の長さ L_m を例えば 15.1 mm、長さ ($L_m + S$) を例えば 21.2 mm に設定した。エレメント高さ H を例えば 12.4 mm に設定した。そして、短辺部 29、31 以外の線路の線路幅 ϕ_i を例えば 0.2 mm、内側突き出し部 33 の高さ H_i を例えば 6 mm、基部の幅 W_i を例えば 0.6 mm、誘電体の基板 22 の厚さ t を 0.8 mm と設定した。

[0162] また、図 13 から、インダクタンス形状 34、40 の半楕円個数 N_i が 8 個で短絡素子が有る場合の定数 R_a 、 Δa 、 R_b 、 Δb は、下記のように求められる。

$$[0163] \quad R_a = 0.33$$

$$\Delta a = 0.029$$

$$R_b = 0.38$$

$$\Delta b = 0.045$$

これらのを (59) 式に代入すると、

$$\Delta f_m = 0.013 \quad (73)$$

が得られる。

[0164] 第 5 実施形態においては、短絡素子はないが、劣化範囲境界の周波数比 Δf_m は、一桁大きくなるような変化をしないことから、余裕をもたせ、上記 (73) 式の値を 10 倍した値を Δf_m と設定して、この値が正しいかどうか

かを以下確認する。

$$[0165] \quad \Delta f_m = 0.013 * 10 = 0.13 \quad (74)$$

図28は、図27(a)から図27(d)に示す構成のアンテナについて、誘電体の比誘電率 ϵ を4.9、誘電体の誘電体損 $\tan \delta$ を0.025と設定した条件でシミュレーションした結果のリターンロスを示す。図28の横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。図28において、線G1は、線路幅W1を20mmに設定したもののリターンロスを示す。破線G2は、線路幅W1を0.2mmに設定したもののリターンロスを示す。また、Fb03は、共振モードBの3倍の高調波の共振周波数である。

[0166] 図28から、共振モードAの共振周波数Fa0と共振モードBの共振周波数Fb0が離れ、更に、これらFa0、Fb0が(69)式、(72)式を満足するリターンロスの改善領域の関係になっていることがわかる。尚、共振モードがAであるかBであるかの判断は、シミュレーションによって電流分布を解析した結果で判定することができる。

[0167] 図28から、共振モードAの共振周波数Fa0のリターンロスが-15dBと改善できていることがわかる。このように改善できる理由は、2つの共振周波数Fa0、Fb03を離し、これら共振周波数Fa0、Fb03が(70)式、(71)式を満足するリターンロスの改善領域の関係にした上で、インダクタンス形状等の線路幅 ϕ_i (例えば0.2mm)よりも、第1の素子23の一部(例えば短辺部29, 31)の線路幅W1を例えば20mmと広くしていることによる。

[0168] 次に、Fa0、Fb03が(70)式、(71)式を満足することを確認する。

[0169] 図28のグラフG1(即ち、W1=20mm)から、共振モードAの共振周波数Fa0、共振モードBの3倍の高調波の共振周波数Fb03の各値を求め、(7b)式、(9c)式に代入すると、

$$F_{a0} = 1470 \text{ MHz}$$

$$F_{b03} = 2157 \text{ MHz}$$

$$F_{aru} = 2 F_{a0} = 2940 \text{ MHz}$$

$$F_{brd} = 2 F_{b03} / 3 = 1\,438 \text{ MHz}$$

となる。(74)式の値を用いて、(70)式、(71)式を確認すると、下記のように満足することがわかる。

$$[0170] \quad F_{brd} = 1\,438 < 1\,470 = F_{a0}$$

$$< 1\,661 = ((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b03} \quad (70)$$

$$F_{aru} = 2\,940 > 2\,157 = F_{b03}$$

$$> 1\,909 = ((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{a0} \quad (71)$$

次に、線路幅W1を更に広くして例えば29mmに設定した構成のアンテナについて、シミュレーションした結果のインピーダンスチャート及びリターンロスの変化を、図29及び図30に示す。

[0171] 図29において、実線11は、W1=20mmの構成のインピーダンスチャートを示す。破線12は、W1=0.2mmの構成のインピーダンスチャートを示す。実線13は、W1=29mmの構成のインピーダンスチャートを示す。図29から、W1を0.2mmから20mmに広げると、共振周波数F_{a0}のインピーダンスの円は小さくなり、共振周波数F_{a0}のインピーダンスは、基準インピーダンス（例えば50Ω）の点PBに近づく。しかし、さらにW1を広げて29mmにすると、共振周波数F_{a0}のインピーダンスの円はさらに小さくなり、共振周波数F_{a0}のインピーダンスは、基準インピーダンスの点PBから離れていく。

[0172] また、図30において、横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。図30において、実線G11は、線路幅W1を20mmに設定したもののリターンロスを示す。破線G21は、線路幅W1を0.2mmに設定したもののリターンロスを示す。実線G31は、線路幅W1を29mmに設定したもののリターンロスを示す。この図30から、線路幅W1を0.2mmから20mmに広くすると、リターンロスを改善できるが、広げすぎると、例えば線路幅W1を29mmに設定すると、リターンロスが悪化することがわかる。

[0173] 即ち、第1の素子23のインダクタンス形状34以外の線路の少なくとも

一部の線路幅 $W1$ をインダクタンス形状34の線路幅以上に広くすることによって、共振周波数 F_{a0} のリターンロスを改善できるが、線路幅 $W1$ の広げる幅に最適値（例えば20mm）があることもわかる。尚、線路幅 $W1$ をさらに広くすると、例えば29mmよりも広くすると、線路幅 $W1$ の線路（即ち、短辺部29、31）と、インダクタンス形状34の半楕円の線路とが重なってしまい、アンテナとして機能しなくなる。従って、第1の素子23の一部の線路幅 $W1$ としては、リターンロスの性能改善面から最適値があると共に、他の線路と重なってしまうという物理的な上限値もある。

[0174] 尚、上述した以外の第5実施形態の構成は、第1実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第5実施形態においても、第1実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0175] （第6実施形態）

図31（a）ないし図33（d）は、本開示の第6実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第6実施形態では、インダクタンス形状34、40の代わりに、線路の一部を方形のらせん構造からなるインダクタンス形状を用いた。そして、第6実施形態では、短絡素子70を設けないように構成（即ち、第1の素子23と第2の素子24の間を絶縁するように構成）した。以下、第6実施形態について、具体的に説明する。

[0176] 図31（a）に示すように、第1の素子23は、導体パターンにより形成された給電側平行部25を備え、給電側平行部25は第1L字部26と第2L字部27とを備える。第1L字部26は、長辺部28と短辺部29を備える。第2L字部27も第1L字部26と同様の構成であり、長辺部30と短辺部31を備える。短辺部29、31の先端部が給電点32となっている。

[0177] また、第1L字部26、第2L字部27には、その一部である長辺部28、30の先端部にインダクタンス形状41、41が形成されている。インダクタンス形状41は、基板22の面内において、第1L字部26、第2L字部27によって囲われる内側方向に突き出している。インダクタンス形状4

1は、図31(d)に示すように、長辺部28、30の直線状の導体パターンを内側方向に延長し、延長した部分で方形らせん構造42を形成している。

[0178] 第6実施形態では、図31(d)に示すように、方形らせん構造42の導体パターンの線路幅 ϕ_i を例えば0.2mm、方形らせん構造42の巻数 N_r を例えば6回、方形らせん構造42のギャップ G_r を例えば0.2mm、方形らせん構造42の幅 W_r を例えば4.9mm、方形らせん構造42の高さ H_r を例えば4.9mmとしている。

[0179] また、図31(a)に示すように、第1L字部26及び第2L字部27の長辺部28、30の長手方向長さ（即ち、エレメント長）を L （例えば20mm）、長辺部28、30の長手方向長さのうちのインダクタンス形状41を除く部分の長さを L_m （例えば15mm）、長辺部28、30の対向する距離（エレメント高さ）を H （例えば12.4mm）とする。長辺部28、30の線路幅は、インダクタンス形状41の線路幅と同じであり、 ϕ_i （例えば0.2mm）とする。短辺部29、31の長さを S 、短辺部29、31の線路幅は、インダクタンス形状41の線路幅と同じであり、 ϕ_i （例えば0.2mm）とする。

[0180] また、第2の素子24は、図31(c)に示すように、導体パターンにより形成された非給電側平行部35を備え、非給電側平行部35は一对の対向辺部36、37と連結辺部38を備える。対向辺部36、37は、互いに平行であり、長さおよび幅は互いに同一である。対向辺部36、37は、その長さが前述した L （即ち、エレメント長）になっている。これら対向辺部36、37の線路幅は、 W_4 （例えば5mm）となっており、第1L字部26及び第2L字部27の線路幅 ϕ_i （例えば0.2mm）よりも広がっている。連結辺部38は、その長さ（即ち、エレメント高さ）が H となっており、線路幅は、 W_2 （例えば5mm）となっており、第1L字部26及び第2L字部27の線路幅 ϕ_i よりも広がっている。

[0181] 対向辺部36、37の先端部には、インダクタンス形状43、43が形成

されている。インダクタンス形状43は、基板22の面内において、対向辺部36、37、連結辺部38によって囲われる内側方向に突き出している。インダクタンス形状43は、図31(c)、(d)に示すように、対向辺部36、37の幅方向中心から線路幅 ϕ_i の導体パターンを対向辺部36、37に沿う方向に延長し、延長した部分で方形らせん構造42を形成している。尚、インダクタンス形状43の方形らせん構造42の形状及び各部の大きさは、インダクタンス形状41の方形らせん構造42の形状及び各部の大きさと同じである。

[0182] また、第6実施形態では、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の関係が(69)式、(72)式を満足するリターンロスの改善領域内になるように、インダクタンス形状までの長さ($L_m + S$)が決定されている。また、第1の素子23と第2の素子24の線路を折り曲げることにより、エレメント高さ H を低くすることができる。

[0183] 尚、インダクタンス形状43の線路幅を細くすれば細くするほど、インダクタンス成分が増加することから、インダクタンス形成43の線路幅は、最小可能線路幅(即ち、線路幅の下限値)にしておくことが小型化の面から望ましい。

[0184] 第6実施形態では、短絡素子が無く、且つ、インダクタンス形状41、43が方形のらせん構造42になっているが、劣化範囲境界の周波数比 Δf_m は、一桁大きくなるような変化をしないことから、余裕をもたせ、(73)式の値を10倍した(74)式の値を Δf_m として用いることにする。

[0185] 図32において、実線Y1は、誘電体の比誘電率 ϵ を例えば4.9、誘電体の誘電体損 $\tan \delta$ を例えば0.025と設定し、導体パターン(線路)の導電率として銅(Cu)の導電率を使用した条件でシミュレーションした結果、得られたリターンロスを示す。図32の横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。尚、図32に示す破線Y2は、 $W_2 = W_4 = 0.2\text{ mm}$ に設定した構成について同じ条件でシミュレーションした結果、得られたリターンロスを示す。

[0186] 図32から、共振モードAの共振周波数 F_{a0} と共振モードBの共振周波数 F_{b0} が離れ、更に、これら F_{a0} 、 F_{b0} が(69)式、(72)式を満足するリターンロスの改善領域の関係になっていることがわかる。尚、共振モードがAであるかBであるかの判断は、シミュレーションによって電流分布を解析した結果で判定することができる。

[0187] そして、図32から、線路幅 W_2 及び W_4 を0.2mmから5mmに広げることにより、共振モードAの共振周波数 F_{a0} のリターンロスが、-13dBから-17dBへ改善できていることがわかる。

[0188] このように改善できる理由は、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を離し、これら共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} が(70)式、(71)式を満足するリターンロスの改善領域の関係にした上で、インダクタンス形状の線路幅 ϕ_i (例えば0.2mm)よりも、第2の素子24の一部(例えば連結辺部38及び対向辺部36、37)の線路幅 W_2 及び W_4 を5mmと広くしていることによる。

[0189] 次に、 F_{a0} 、 F_{b0} が(70)式、(71)式を満足することを確認する。

[0190] 図32の実線Y1(即ち、 $W_2=W_4=5\text{mm}$)のグラフから、共振モードAの共振周波数 F_{a0} 、共振モードBの3倍の高調波の共振周波数 F_{b03} の各値を求め、(7b)式、(9c)式に代入すると、

$$F_{a0} = 1053\text{MHz}$$

$$F_{b03} = 1479\text{MHz}$$

$$F_{aru} = 2F_{a0} = 2106\text{MHz}$$

$$F_{brd} = 2F_{b03}/3 = 986\text{MHz}$$

となる。(74)式の値を用いて、(70)式、(71)式を確認すると、下記のように満足することがわかる。

$$[0191] \quad F_{brd} = 986 < 1053 = F_{a0}$$

$$< 1139 = ((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b03} \quad (70)$$

$$F_{aru} = 2106 > 1479 = F_{b03}$$

$$> 1368 = ((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{a0} \quad (71)$$

尚、第2の素子24の一部、例えば連結辺部38の線路幅 W_2 及び対向辺

部 3 6、3 7 の線路幅 $W 4$ としては、前述したように、リターンロスの性能改善面から線路幅に最適値があると共に、他の線路と重なってしまうという物理的な上限値もある。

[0192] また、上述した以外の第 6 実施形態の構成は、第 1 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 6 実施形態においても、第 1 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0193] (第 7 実施形態)

図 3 3 (a) から図 3 4 は、本開示の第 7 実施形態を示すものである。尚、第 1 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 7 実施形態では、第 1 の素子 2 3 と第 2 の素子 2 4 とを短絡する短絡素子 7 0 を設けると共に、第 1 の素子 2 3 及び第 2 の素子 2 4 のうちのインダクタンス形状 3 4、4 0 以外の線路部に折れ曲がった部分がないように構成した。以下、第 7 実施形態について、具体的に説明する。

[0194] 図 3 3 (a) に示すように、第 1 の素子 2 3 は、導体パターンにより形成された給電側直線状部 4 5 を備え、給電側直線状部 4 5 は、互いに向かい合うように配置された第 1 直線状部 4 6 と第 2 直線状部 4 7 を備える。第 1 直線状部 4 6 及び第 2 直線状部 4 7 の対向する先端部が給電点 3 2 となっている。

[0195] 第 1 直線状部 4 6 の一部である図 3 3 (a) 中の上半部には、インダクタンス形状 3 4 が形成され、第 2 直線状部 4 7 の一部である図 3 3 (a) 中の下半部には、インダクタンス形状 3 4 が形成されている。インダクタンス形状 3 4 は、基板 2 2 の面内において、図 3 3 (a) 中の右方へ突き出している。インダクタンス形状 3 4 は、図 3 3 (d) に示すように、第 1 直線状部 4 6 及び第 2 直線状部 4 7 の幅方向中心から線路幅 ϕi の導体パターンを、第 1 直線状部 4 6 及び第 2 直線状部 4 7 に沿う方向に延長し、延長した部分で半楕円形状の内側突き出し部 3 3 を連続的に $N i$ 個形成して構成されている。

[0196] 尚、図 3 3 (d) に示すように、内側突き出し部 3 3 の基部の幅を $W i$ 、

高さを H_i 、線路幅を ϕ_i とする。また、インダクタンス形状34一つ分の内側突き出し部33の形成個数を N_i とする。第7実施形態のインダクタンス形状34においては、1個の半楕円形状（即ち、内側突き出し部33）が三箇所の曲げ構造を有している。そして、第7実施形態では、半楕円形状（即ち、内側突き出し部33）の個数 N_i が例えば5個であるから、11箇所の曲げ構造を有するインダクタンス形状34となる。

[0197] また、図33（a）に示すように、第1直線状部46及び第2直線状部47の長さ（エレメント長）を L 、第1直線状部46及び第2直線状部47の長さのうちのインダクタンス形状34を除く部分の長さを $(L_m + S)$ とする。第1直線状部46及び第2直線状部47のうちのインダクタンス形状34を除く部分の線路幅 W_1 は、インダクタンス形状34の線路幅 ϕ_i （例えば0.2mm）よりも広い。本実施形態の場合、エレメント長 L を例えば11.2mm、インダクタンス形状までの長さ $(L_m + S)$ を例えば7.2mm、 ϕ_i を例えば0.2mm、第1の素子3の第1直線状部46及び第2直線状部47の線路幅 W_1 を例えば2mm、半楕円形状の高さ H_i を6mm、半楕円形状の幅 W_i を0.6mm、誘電体（基板22）の厚さ t を例えば0.8mmに設定している。

[0198] また、第2の素子24は、図33（c）に示すように、導体パターンにより形成された非給電側直線状部48を備えている。非給電側直線状部48の線路幅は、第1の素子23のインダクタンス形状34形成部分の導体パターンの線路幅 ϕ_i （例えば0.2mm）と同じになっている。非給電側直線状部48の両端部には、インダクタンス形状40、40が形成されている。インダクタンス形状40は、基板22の面内において、図33（c）中の左方へ突き出している。インダクタンス形状40は、図33（c）に示すように、非給電側直線状部48の線路幅 ϕ_i の導体パターンを延長し、延長した部分で半楕円形状の内側突き出し部33を連続的に N_i 個形成して構成されている。尚、インダクタンス形状40の内側突き出し部33の形状及び各部の大きさは、第1の素子23のインダクタンス形状34の内側突き出し部33

の形状及び各部の大きさと同じである。

[0199] また、第7実施形態では、図18(b)に示すように、第1の素子23と第2の素子24は、短絡素子70によって接続（短絡）されている。短絡素子70は、第1の素子23の第1直線状部46の上端部と、第2の素子4の非給電側直線状部48の上端部とを接続するスルーホール71と、第1の素子23の第2直線状部47の下端部と、第2の素子4の非給電側直線状部48の下端部とを接続するスルーホール71とを備えている。

[0200] 第7実施形態においては、短絡素子70を設けように構成され、更に、2つの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} の関係が(69)式、(72)式を満足するリターンロスの改善領域内になるように、インダクタンス形状までの長さ($L_m + S$)が決定されている。

[0201] 尚、インダクタンス形状34、40の線路幅を細くすれば細くするほど、インダクタンス成分が増加することから、インダクタンス形成34、40の線路幅は、最小可能線路幅（即ち、線路幅の下限值）にしておくことが小型化の面から望ましい。

[0202] 第7実施形態においては、インダクタンス形状以外の線路部の折れ曲りが無く、半楕円個数 N_i が5個になっているが、劣化範囲境界の周波数比 Δf_m は、一桁大きくなるような変化をしないことから、余裕をもたせ、(73)式の値を10倍した(74)式の値を Δf_m として用いることにする。

[0203] 図34において、曲線Z1は、誘電体の比誘電率 ϵ を例えば4.9、誘電体の誘電体損 $\tan \delta$ を例えば0.025と設定し、導体パターン（線路）の導電率として銅(Cu)の導電率を使用した条件でシミュレーションした結果、得られたリターンロスを示す。図34の横軸は周波数を示し、縦軸はリターンロスを示す。尚、図34に示す曲線Z2は、線路幅 W_1 を0.2mmに設定した構成について同じ条件でシミュレーションした結果、得られたリターンロスを示す。

[0204] 図34から、共振モードAの共振周波数 F_{a0} と共振モードBの共振周波数 F_{b0} が離れ、更に、これら F_{a0} 、 F_{b0} が(69)式、(72)式を満足する

リターンロスの改善領域の関係になっていることがわかる。尚、共振モードがAであるかBであるかの判断は、シミュレーションによって電流分布を解析した結果で判定することができる。

[0205] そして、図34から、線路幅W1を0.2mmから2mmに広げることにより、共振モードAの共振周波数F_{a0}のリターンロスが、-8dBから-13dBへ改善できていることがわかる。このように改善できる理由は、2つの共振周波数F_{a0}、F_{b0}を離し、これら共振周波数F_{a0}、F_{b0}が(69)式、(72)式を満足するリターンロスの改善領域の関係にした上で、インダクタンス形状の線路幅φ_i(例えば0.2mm)よりも、第1の素子23の一部(例えば第1直線状部46及び第2直線状部47)の線路幅W1を2mmと広くしていることによる。尚、第1の素子23の一部の線路幅W1としては、前述のように、リターンロスの性能改善面から線路幅に最適値がある。

[0206] 次に、F_{a0}、F_{b0}が(69)式、(72)式を満足することを確認する。

[0207] 図34の曲線Z1(即ち、W1=2mm)のグラフから、共振モードAの共振周波数F_{a0}、共振モードBの共振周波数F_{b0}を求め、(7a)式、(8b)式に代入すると、

$$F_{a0} = 2970 \text{ MHz}$$

$$F_{b0} = 2266 \text{ MHz}$$

$$F_{ard} = 1 \text{ MHz}$$

$$F_{bru} = 3 F_{b0} / 2 = 3399 \text{ MHz}$$

となる。(74)式の値を用いて、(69)式、(72)式を確認すると、下記のように満足することがわかる。

[0208] $F_{bru} = 3399 > 2970 = F_{a0}$

$$> 1745 = ((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b0} \quad (69)$$

$$F_{ard} = 1 < 2266 = F_{b0}$$

$$< 3858 = ((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{a0} \quad (72)$$

尚、上述した以外の第7実施形態の構成は、第1実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第7実施形態においても、第1実施形態とほぼ同

じ作用効果を得ることができる。

[0209] (第8実施形態)

図35(a)から図35(d)は、本開示の第8実施形態を示すものである。尚、第5実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第8実施形態では、第5実施形態の変形折り返しダイポールアンテナ21を、高周波回路49を実装したプリント配線基板50に設けた。具体的には、図35(a)に示すように、プリント配線基板50の一方の面に第1実施形態の第1の素子23を形成し、図35(b)に示すように、プリント配線基板50の他方の面に第1実施形態の第2の素子24を形成した。そして、プリント配線基板50が誘電体の機能を有するように構成した。

[0210] 更に、図35(a)に示すように、プリント配線基板50の一方の面において、第1の素子23の第1L字部26及び第2L字部27の短辺部29、31の先端部(給電点32)と、高周波回路49の入出力端子51a、51bとを接続する接続線路52、52を設けた。接続線路52は、導体パターン(例えば銅箔パターン)で形成されており、その線路幅を例えば ϕi としている。

[0211] 尚、上述した以外の第8実施形態の構成は、第5実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第8実施形態においても、第5実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。特に、第8実施形態によれば、高周波回路49を実装したプリント配線基板50に変形折り返しダイポールアンテナ21を設けたので、部品点数を削減できると共に、高周波回路の入出力端子と変形折り返しダイポールアンテナ21を接続する接続ケーブルを不要にすることができることから、製造コストを低減できる。

[0212] (第9実施形態)

図36は、本開示の第9実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第9実施形態では、内側突き出し部33を、二等辺三角形形状となるように形成した。第9実施形態では、内側突き出し部33の形状が第1実施形態と相違するのみであり、内側突き出し部

33の数、位置、大きさは、第1実施形態の内側突き出し部33と同じである。また、線路幅 ϕ_i も、第1実施形態の内側突き出し部33と同じである。内側突き出し部33が二等辺三角形形状である場合も、先端が点であることから、先端部の幅は基部の長さ W_i よりも短く、また、先端へ向かうほど連続的に幅が狭くなる。そのため、図36に示すように、内側突き出し部33を二等辺三角形形状としても、内側突き出し部33を連続して形成することができる。よって、狭い範囲に多くの内側突き出し部33を形成することができるので、アンテナを特に小型化することができる。

[0213] (第10実施形態)

図37は、本開示の第10実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第10実施形態では、図37に示すように、内側突き出し部33の両端を接続する両端接続部54をさらに備えた。両端接続部54は、半楕円形状の内側突き出し部33の一方の端と他方の端とを接続している。第10実施形態の両端接続部54は、半楕円形状であり、内側突き出し部33とは異なり、外側に突き出している。両端接続部54の高さは図37に示すように L_2 である。第10実施形態では、インダクタンス形状34、40は、楕円形状（内側突き出し部33+両端接続部54）を1個以上並べた形状となっている。

[0214] 尚、上述した以外の第10実施形態の構成は、第1実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第10実施形態においても、第1実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。特に、第10実施形態によれば、内側突き出し部33の両端を接続する両端接続部54を設けたので、リターンロスのばたつきを防止できるという効果を得ることができる。

[0215] (第11実施形態)

図38は、本開示の第11実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第11実施形態では、内側突き出し部33は、2つの直角折れ曲がり点を持つ直角折れ曲がり形状である。内側突き出し部33の高さ H_i 及び線路幅 ϕ_i はこれまでの第1実施形態の内

側突き出し部 33 と同じである。また、繰り返し単位の幅が第 1 実施形態の内側突き出し部 33 の幅 W_i と同じになっている。この内側突き出し部 33 の個数、位置も、第 1 実施形態と同じである。第 11 実施形態では、インダクタンス形状は、方形状を 1 個以上並べた形状となっている。

[0216] (第 12 実施形態)

図 39 は、本開示の第 12 実施形態を示すものである。尚、第 10 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 12 実施形態では、図 39 に示すように、両端接続部 55 は、内側突き出し部 13 の一方の端と他方の端とを接続しており、また、形状は半楕円形状である。第 10 実施形態（図 37 参照）とは異なり、第 12 実施形態の両端接続部 55 は、内側突き出し部 33 と同様に、内側に突き出している。突き出している方向は第 5 実施形態の両端接続部 54 と相違するが、両端接続部 55 の高さは、図 39 に示すように、第 10 実施形態の両端接続部 54 と同様、 L_2 である。

[0217] 尚、上述した以外の第 12 実施形態の構成は、第 10 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 12 実施形態においても、第 10 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0218] (第 13 実施形態)

図 40 は、本開示の第 13 実施形態を示すものである。尚、第 1 実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第 13 実施形態では、図 40 に示すように、内側突き出し部 33 は直角三角形状である。内側突き出し部 33 の形状が第 1 実施形態と相違するのみであり、内側突き出し部 33 の数、位置、大きさは、第 1 実施形態と同じである。内側突き出し部 33 が直角三角形状である場合も、先端が点であることから、先端部の幅は基部の長さ W_i よりも短く、また、先端へ向かうほど連続的に幅が狭くなる。そのため、内側突き出し部 33 を直角三角形状としても、内側突き出し部 33 を連続して形成することができる。よって、狭い範囲に多くの内側突き出し部 33 を形成することができるので、アンテナを特に小型化することができる。

[0219] (第 14 実施形態)

図4 1は、本開示の第1 4実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第1 4実施形態では、図4 1に示すように、内側突き出し部3 3はステップ形状である。内側突き出し部3 3の高さ H_i 、線路幅 ϕ_i 、繰返し単位の幅 W_i は、第1実施形態の内側突き出し部3と同じである。この内側突き出し部3 3の数、位置は第1実施形態と同じである。

[0220] 図4 1に示すように、1つの内側突き出し部3 3の形状は、詳しくは、第1長垂線部3 3 a、先端線部3 3 b、第1短垂線部3 3 c、中間線部3 3 d、第2短垂線部3 3 eを備える。第1長垂線部3 3 aは、アンテナ幅方向中心面Cに向かって、内側突き出し部3 3の一方の端点eから垂直に内側突き出し部3 3の先端まで延びる。先端線部3 3 bは、第1長垂線部3 3 aの先端側の端部に一端部が連結され、アンテナ幅方向中心面Cに平行になっている。

[0221] 第1短垂線部3 3 cは、先端線部3 3 bに一端が連結され、先端線部3 3 bから、アンテナ幅方向中心面Cに垂直に、かつ、アンテナ幅方向中心面Cから離隔する方向に延びている。また、第1短垂線部3 3 cは第1長垂線部3 3 aよりも短い。中間線部3 3 dは、第1短垂線部3 3 cに一端部が連結され、第1短垂線部3 3 cから、アンテナ幅方向中心面Cに平行、かつ、第1長垂線部3 3 aとは反対側に延びる。

[0222] 第2短垂線部3 3 eは、中間線部3 3 dに一端部が連結され、他端部が、第1長垂線部3 3 aが連結されている側とは反対側の内側突き出し部3 3の端点eとなっており、アンテナ幅方向中心面Cに垂直である。また、第2短垂線部3 3 eは第1長垂線部3 3 aよりも短い。上記した構成を備える内側突き出し部3 3は、短接続線3 3 fを介して、隣接する内側突き出し部3 3と互いに接続する。内側突き出し部3 3がステップ形状である場合も、内側突き出し部3 3の長さ分だけ、内側突き出し部3 3がない場合よりも線路長が長くなることから、アンテナを小型化することができる。

[0223] (第1 5実施形態)

図42は、本開示の第15実施形態を示すものである。尚、第6実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第15実施形態では、図42に示すように、線路幅 ϕ_i の導体パターンで楕円形のらせん構造60を形成し、形成した楕円形のらせん構造60でインダクタンス形状41を構成した。この構成の場合、楕円形のらせん構造60の導体パターンの線路幅を ϕ_i 、楕円形のらせん構造60の巻数を N_r 、楕円形のらせん構造60のギャップを G_r 、楕円形のらせん構造60の幅を W_r 、楕円形のらせん構造60の高さを H_r としている。

[0224] 尚、上述した以外の第15実施形態の構成は、第6実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第15実施形態においても、第6実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0225] (第16実施形態)

図43は、本開示の第16実施形態を示すものである。尚、第15実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第16実施形態では、図43に示すように、線路幅 ϕ_i の導体パターンで円形のらせん構造61を形成し、形成した円形のらせん構造61でインダクタンス形状41を構成した。この構成の場合、円形のらせん構造61の導体パターンの線路幅を ϕ_i 、円形のらせん構造61の巻数を N_r 、円形のらせん構造61のギャップを G_r 、円形のらせん構造61の幅を W_r 、円形のらせん構造61の高さを H_r としている。

[0226] 尚、上述した以外の第16実施形態の構成は、第15実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第16実施形態においても、第15実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0227] (第17実施形態)

図44は、本開示の第17実施形態を示すものである。尚、第1実施形態または第6実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第1実施形態においては、第1の素子23の第1L字部26及び第2L字部27の長辺部28、30に同じ形状のインダクタンス形状34、34を設けたが、これに

限られるものではなく、異なる形状のインダクタンス形状を設けても良い。
例えば、第17実施形態では、図44に示すように、第1の素子23の第1L字部26の長辺部28に内側突き出し部33からなるインダクタンス形状34を設け、第1の素子23の第2L字部27の長辺部30に方形らせん構造42からなるインダクタンス形状41を設けた。そして、図示はしないが、第2の素子24においても、第1の素子23と同様に、第1L字部26に対応する対向辺部36に内側突き出し部33からなるインダクタンス形状34を設け、第2L字部27に対応する対向辺部37に方形らせん構造42からなるインダクタンス形状41を設けた。

[0228] 尚、上述した以外の第17実施形態の構成は、第1実施形態または第6実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第17実施形態においても、第1実施形態または第6実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0229] また、第1の素子23の第1L字部26及び第2L字部27の長辺部28、30に異なる形状のインダクタンス形状を設けるに際しては、異なる形状の内側突き出し部33からなるインダクタンス形状34を組み合わせるように構成しても良いし、異なる形状のらせん構造42、60、61からなるインダクタンス形状を組み合わせるように構成しても良いし、複数種類の内側突き出し部の中の1つと複数種類のらせん構造の中の1つとを適宜組み合わせるように構成しても良い。

[0230] (第18実施形態)

図45は、本開示の第18実施形態を示すものである。尚、第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第1実施形態においては、第1の素子23の第1L字部26及び第2L字部27の長辺部28、30に同形状且つ同個数の内側突き出し部33からなるインダクタンス形状34、34を設けたが、これに限られるものではなく、内側突き出し部33の個数が異なるインダクタンス形状を設けても良い。例えば、第18実施形態では、図45に示すように、第1の素子23の第1L字部26の長辺部28に例えば8

個の内側突き出し部 33 を形成し、第 1 の素子 23 の第 2 L 字部 27 の長辺部 30 に例えば 6 個の内側突き出し部 33 を形成した。そして、図示はしないが、第 2 の素子 24 においても、第 1 の素子 23 と同様に、第 1 L 字部 26 に対応する対向辺部 36 に例えば 8 個の内側突き出し部 33 を形成し、第 2 L 字部 27 に対応する対向辺部 37 に例えば 6 個の内側突き出し部 33 を形成した。

[0231] 尚、上述した以外の第 18 実施形態の構成は、第 1 実施形態の構成と同じ構成となっている。従って、第 18 実施形態においても、第 1 実施形態とほぼ同じ作用効果を得ることができる。

[0232] また、上記第 18 実施形態では、半楕円形状の内側突き出し部 33 の形成個数が異なるように構成したが、これに限られるものではなく、他の形状の内側突き出し部 33 の形成個数が異なるように構成しても良い。

[0233] 尚、上記した各実施形態の変形折り返しダイポールアンテナ 21 は、車載用無線装置や携帯端末（スマホや携帯電話機等）の小型アンテナとして使用することができる。車載用無線装置や携帯端末の無線通信システムの例としては、携帯電話（700MHz 帯、800MHz 帯、900MHz 帯、1.5GHz 帯、1.7GHz 帯、2GHz 帯）、無線 LAN（2.4GHz 帯、5GHz 帯）、GPS（1.5GHz 帯）、車車間通信（700MHz 帯）、路車間通信（5.8GHz 帯）等がある。

[0234] また、上記した各実施形態によれば、短絡素子が有る場合（第 1 実施形態、第 2 実施形態、第 3 実施形態、第 4 実施形態、第 7 実施形態）でも、短絡素子が無い場合（第 5 実施形態、第 6 実施形態）でも、リターンロスを改善することができる。また、第 1 の素子と第 2 の素子のインダクタンス形状以外の線路が折れ曲がっている場合（第 1～第 6 実施形態）でも、折れ曲がっていない場合（第 7 実施形態）でも、リターンロスを改善することができる。

[0235] （第 19 実施形態）

図 46 ないし図 49 は、本開示の第 19 実施形態を示すものである。尚、

第1実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第19実施形態においては、共振モードA、Bの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} を入力し、各周波数 F における前記した変形折り返しダイポールアンテナのアドミッタンス値 Y_{ab} （即ち、(26)式）、反射係数 Γ_{ab} （即ち、(27)式）、リターンロス $R_{L_{ab}}$ （即ち、(28)式）、インピーダンス値 $Z_{ab} = 1 / Y_{ab}$ を計算するアンテナ設計用の計算装置及び計算プログラムの一例を示す。

[0236] アンテナ設計用の計算装置81は、図46に示すように、入力部82と、アンテナ特性定数保存部83と、計算部84と、出力部85とを備えている。入力部82は、キーボードやマウス等で構成されており、共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} や計算条件（例えば F_k 、 F_o 、 F_s ）等のデータを入力する。アンテナ特性定数保存部83は、メモリやハードディスク等の記憶部で構成されており、計算に必要な種々のアンテナ特性定数（例えば K_{au} 、 K_{ad} 、 F_{aru} 、 F_{ard} 、 R_a 、 K_{bu} 、 K_{bd} 、 F_{bru} 、 F_{brd} 、 R_b ）等のデータを記憶している。

[0237] 計算部84は、CPUやマイコンで構成されており、入力部82から共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} や計算条件を入力し、アンテナ特性定数保存部83からアンテナ特性定数を入力し、アドミッタンス値 Y_{ab} 、反射係数 Γ_{ab} 、リターンロス $R_{L_{ab}}$ 、インピーダンス値 $Z_{ab} = 1 / Y_{ab}$ を計算し、計算結果を出力部85へ送信する機能を有する。また、計算部84は、計算結果をアンテナ特性定数保存部83へ送信して記憶するように構成することも好ましい。

[0238] 出力部85は、表示装置やプリンタや外部機器へ送信する通信装置等で構成されており、計算部84から受信した計算結果を、表示装置に表示したり、プリンタにより印刷したり、外部機器へ送信したりする。

[0239] 次に、上記した構成の計算装置81による計算処理について、図47を参照して説明する。図47のフローチャートは、計算部84の計算プログラムの制御内容を示す。まず、図47のステップS10では、計算部84は、入力部82で入力された共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} と周波数の計算条件（例えば F_k 、 F_o 、 F_s ）とを入力する。この場合、 F_k は計算開始周波数であり、 F_o は計算終了周波数であり、 F_s は計算ステップ周波数（即ち、計算する周波数の

間隔)であり、これらの計算条件によって計算する周波数の範囲が決定される。

[0240] 続いて、ステップS 20へ進み、計算部84は、アンテナ特性定数保存部83に記憶されているアンテナ特性定数(例えば K_{au} 、 K_{ad} 、 F_{aru} 、 F_{ard} 、 R_a 、 K_{bu} 、 K_{bd} 、 F_{bru} 、 F_{brd} 、 R_b)を読み出して入力する。この場合、 K_{au} 、 K_{ad} は共振モードAの上下の比例定数(即ち、(31)式または(33)式、(30)式または(32)式)である。 F_{aru} 、 F_{ard} は、共振モードAの高い反共振周波数(即ち、(7b)式)、低い反共振周波数(即ち、(7a)式)である。 R_a は、共振モードAの共振抵抗(図13または図15参照)である。 K_{bu} 、 K_{bd} は、共振モードBの上下の比例定数(即ち、(36)式または(38)式、(35)式または(37)式)である。 F_{bru} 、 F_{brd} は、共振モードBの高い反共振周波数(即ち、(8b)式または(9b)式)、低い反共振周波数(即ち、(8a)式または(9a)式)である。 R_b は、共振モードBの共振抵抗(図14または図15参照)である。

[0241] そして、ステップS 30へ進み、計算する周波数 F を計算開始周波数 F_k とする。この後、ステップS 40へ進み、 F が F_{a0} 以下であるか否かを判断する。ここで、 F が F_{a0} 以下であれば、ステップS 50へ進み、共振モードAのリアクタンス X_a を(11)式で計算する。また、上記ステップS 40において、 F が F_{a0} より大きいときには、ステップS 60へ進み、共振モードAのリアクタンス X_a を(14)式で計算する。

[0242] 続いて、ステップS 70へ進み、 F が F_{b0} 以下であるか否かを判断する。ここで、 F が F_{b0} 以下であれば、ステップS 80へ進み、共振モードBのリアクタンス X_b を(18)式で計算する。また、上記ステップS 70において、 F が F_{b0} より大きいときには、ステップS 90へ進み、共振モードBのリアクタンス X_b を(21)式で計算する。

[0243] この後、ステップS 100へ進み、共振モードA、Bのインピーダンス Z_a 、 Z_b を(10)式、(17)式で計算する。次いで、ステップS 110へ進み、共振モードA、Bのアドミッタンス Y_a 、 Y_b を(24)式、(2

5) 式で計算する。そして、ステップS 1 2 0へ進み、共振モードA、Bの合成されたアドミッタンス Y_{ab} 、反射係数 Γ_{ab} 、リターンロス R_{Lab} を(26)式、(27)式、(28)式で計算する。また、共振モードA、Bの合成されたインピーダンス Z_{ab} は、 $Z_{ab} = 1 / Y_{ab}$ で計算する。

[0244] 続いて、ステップS 1 3 0へ進み、計算部84は、計算結果(F 、 Y_{ab} 、 Z_{ab} 、 Γ_{ab} 、 R_{Lab})を出力部85へ出力する。尚、計算部84は、上記計算結果をアンテナ特性定数保存部83へ送信して記憶するように構成しても良い。

[0245] そして、ステップS 1 4 0へ進み、周波数 F が終了周波数 F_o 以上であるかを判断する。ここで、周波数 F が終了周波数 F_o 未満であれば、ステップS 1 5 0へ進み、周波数 F に計算ステップ周波数 F_s を加算した後、ステップS 4 0へ戻り、以下、上述した処理を繰り返し実行する。また、上記ステップS 1 4 0において、周波数 F が終了周波数 F_o 以上であるときには、「YES」へ進み、計算制御を終了する。

[0246] リターンロス R_{Lab} の計算結果の一例を図48に示す。図48の横軸は周波数、縦軸はリターンロスである。この場合、 $F_{a0} = 900\text{MHz}$ 、 $F_{b0} = 1000\text{MHz}$ 、 $F_k = 700\text{MHz}$ 、 $F_o = 1200\text{MHz}$ 、 $F_s = 1\text{MHz}$ とした。そして、アンテナ特性定数(例えば K_{au} 、 K_{ad} 、 F_{aru} 、 F_{ard} 、 R_a 、 K_{bu} 、 K_{bd} 、 F_{bru} 、 F_{brd} 、 R_b)としては、図16で求めた値を用いた。また、この計算結果のスミスチャートを図49に示す。これら図48、図49は、出力部85による出力の例である。

[0247] (第20実施形態)

図50ないし図53は、本開示の第20実施形態を示すものである。尚、第19実施形態と同一構成には、同一符号を付している。第20実施形態においては、共振モードA、Bの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} のうちの1つの共振周波数 F_1 を入力し、アンテナ形状を変化させたときのもう1つの共振周波数 F_{2a} 、 F_{2b} とインダクタンス形状までの長さ $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ を計算する。この第20実施形態において、アンテナ形状を変化させるに際

しては、インダクタンス形状34の内側突き出し部33の個数 N_i を変化させることにした。

[0248] 第20実施形態においては、入力部82は、共振モードA、Bの共振周波数 F_{a0} 、 F_{b0} のうちの1つの共振周波数 F_1 のデータを入力する。アンテナ特性定数保存部83の代わりにアンテナ形状定数保存部86を設け、このアンテナ形状定数保存部86には、アンテナ形状定数として、内側突き出し部33の個数 N_i を変化させたときの共振時の2つの波長 λ_a 、 λ_b の比例定数 $Ca1(N_i)$ （(3)式参照）、 $Cb1(N_i)$ （(4)式参照）と、2つの波長 λ_a 、 λ_b の定数 $Ca0(N_i)$ （(3)式参照）、 $Cb0(N_i)$ （(4)式参照）を保存している。

[0249] 計算部84は、入力部82で入力した1つの共振周波数 F_1 を入力し、アンテナ形状定数保存部86からアンテナ形状定数（ $Ca1(N_i)$ 、 $Cb1(N_i)$ 、 $Ca0(N_i)$ 、 $Cb0(N_i)$ ）を入力し、もう1つの共振周波数 F_{2a} 、 F_{2b} とインダクタンス形状までの長さ $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ を計算し、計算結果を出力部85へ送信する。また、計算部84は、計算結果をアンテナ形状定数保存部86へ送信して記憶するように構成することが好ましい。

[0250] 出力部85は、計算部84から受信した計算結果を、表示装置に表示したり、プリンタにより印刷したり、外部機器へ送信したりする。

[0251] 次に、上記した構成のアンテナ設計用の計算装置81による計算処理について、図51を参照して説明する。図51のフローチャートは、計算部84の計算プログラムの制御内容を示す。この計算処理においては、内側突き出し部33の個数 N_i を1から最大個数（ N_{max} ）まで変化させながら、もう1つの共振周波数 F_{2a} 、 F_{2b} と、インダクタンス形状までの長さ $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ を計算する。

[0252] まず、図51のステップS210では、計算部84は、入力部82で入力された1つの共振周波数 F_1 を入力すると共に、アンテナ形状定数保存部86に記憶されているアンテナ形状定数を読み出して入力する。続いて、ステ

ップS 2 2 0へ進み、個数 N_i に1をセットする。

[0253] そして、ステップS 2 3 0へ進み、(3)式、(4)式、(5)式、(6)式に基づいて、共振周波数 F_{2a} 、 F_{2b} 、長さ $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ を計算する。この場合、まず、 $\lambda_1 = C / F_1$ で λ_1 を求める。そして、

$$(L_m + S)_a = (\lambda_1 - C_{a0}(N_i)) / C_{a1}(N_i)$$

$$\lambda_{2b} = C_{b1}(N_i) \cdot (L_m + S)_a + C_{b0}(N_i)$$

$$F_{2b} = C / \lambda_{2b}$$

$$(L_m + S)_b = (\lambda_1 - C_{b0}(N_i)) / C_{b1}(N_i)$$

$$\lambda_{2a} = C_{a1}(N_i) \cdot (L_m + S)_b + C_{a0}(N_i)$$

$$F_{2a} = C / \lambda_{2a}$$

によって F_{2a} 、 F_{2b} 、 $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ を計算する。尚、 C は光速である。

[0254] この後、ステップS 2 4 0へ進み、計算部84は、 N_i 、 $(L_m + S)_a$ 、 F_{2a} 、 $(L_m + S)_b$ 、 F_{2b} を出力部85へ送信する。次いで、ステップS 2 5 0へ進み、 N_i が N_{max} 以上であるか否かを判断する。ここで、 N_i が N_{max} よりも小さいときには、ステップS 2 6 0へ進み、 N_i をカウントアップ（即ち、+1）する。そして、ステップS 2 3 0へ進み、上述した処理を繰り返し実行する。また、上記ステップS 2 5 0において、 N_i が N_{max} 以上であるときには、「YES」へ進み、計算処理を終了する。

[0255] 図52は、 $F_1 = 900\text{MHz}$ として、内側突き出し部33の個数 N_i を変化させたときの、もう1つの共振周波数 F_{2a} 、 F_{2b} の計算結果の一例を示す。図52において、実線 F_{N1} は共振周波数 F_{2a} を示し、実線 F_{N2} は共振周波数 F_{2b} を示し、実線 F_{N3} は共振周波数 F_1 を示す。図53は、 $F_1 = 900\text{MHz}$ として、内側突き出し部33の個数 N_i を変化させたときの、長さ $(L_m + S)_a$ 、 $(L_m + S)_b$ の計算結果の一例を示す。図53において、実線 L_{N1} は長さ $(L_m + S)_a$ を示し、実線 L_{N2} は長さ $(L_m + S)_b$ を示す。図52及び図53から、内側突き出し部33の個数 N_i 及び長さ $(L_m + S)$ の設計するに際して、 F_1 と F_{2a} （または F_{2b} ）が十分離れるよ

うに、即ち、リターンロスが十分低減するようにするための設計作業を容易に行なうことができる。

[0256] 図面中、１６はスルーホール、２１は変形折り返しダイポールアンテナ、２２は基板、２３は第１の素子、２４は第２の素子、２６は第１Ｌ字部、２７は第２Ｌ字部、２８は長辺部、２９は短辺部、３０は長辺部、３１は短辺部、３２は給電点、３３は内側突き出し部、３４はインダクタンス形状、３６、３７は対向辺部、３８は連結辺部、３９は内側突き出し部、４０はインダクタンス形状、４１はインダクタンス形状、４２は方形らせん構造、４３はインダクタンス形状、４５は給電側直線状部、４６は第１直線状部、４７は第２直線状部、４９は高周波回路、５０はプリント配線基板、５２は接続線路、５４、５５は両端接続部、６０は楕円形のらせん構造、６１は円形のらせん構造、７０は短絡素子、７１はスルーホール、７２は第１の素子、７３は広い導体、７４は入力端子、７５は第２の素子、７６はＬ字部、７７は入力端子、７８は高周波回路、８１は計算装置、８２は入力部、８３はアンテナ特性定数保存部、８４は計算部、８５は出力部、８６はアンテナ形状定数保存部である。

[0257] ここで、この出願に記載されるフローチャート、あるいは、フローチャートの処理は、複数のセクション（あるいはステップと言及される）から構成され、各セクションは、たとえば、Ｓ１０と表現される。さらに、各セクションは、複数のサブセクションに分割されることができる、一方、複数のセクションが合わさって一つのセクションにすることも可能である。さらに、このように構成される各セクションは、デバイス、モジュール、ミーンズとして言及されることができる。

[0258] 本開示は、実施例に準拠して記述されたが、本開示は当該実施例や構造に限定されるものではないと理解される。本開示は、様々な変形例や均等範囲内の変形をも包含する。加えて、様々な組み合わせや形態、さらには、それらに一要素のみ、それ以上、あるいはそれ以下、を含む他の組み合わせや形態をも、本開示の範疇や思想範囲に入るものである。

請求の範囲

[請求項1]

線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の各々における片方の端部が給電点（32）である第1の素子（23）と、

誘電体を挟んで前記第1の素子（23）に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子（24）とを備えた小型アンテナであって、

前記第1の素子（23）と前記第2の素子（24）の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（34、40）、または、らせん構造のインダクタンス形状（41）になっており、

前記第1の素子（23）に流れる電流方向と前記第2の素子（24）に流れる電流方向が同一方向の第一共振モード（A）は、第一共振周波数（ F_{a0} ）を有し、

前記第1の素子（23）に流れる電流方向と前記第2の素子（24）に流れる電流方向が逆方向の第二共振モード（B）は、第二共振周波数（ F_{b0} ）を有し、

第一共振モード（A）の第一共振周波数（ F_{a0} ）が、第二共振モード（B）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに上から第二共振モード（B）の高い反共振周波数（ F_{bru} ）までの範囲か、第二共振モード（B）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに下から共振モード（B）の低い反共振周波数（ F_{brd} ）までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さ（ $L_m + S$ ）が設定されている小型アンテナ。

[請求項2]

線路（26）と広い導体（73）からなる第1の素子（72）と、

誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子（75）とを備え、

前記第1の素子（72）の線路と広い導体の接続部と第2の素子（75）の端部に、給電点がある小型アンテナであって、

前記第1の素子（72）と前記第2の素子（75）の線路の一部が

、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（３４、４０）、または、らせん構造のインダクタンス形状（４１）になっており、

前記第１の素子（７２）に流れる電流方向と前記第２の素子（７５）に流れる電流方向が同一方向の第一共振モード（Ａ）は、第一共振周波数（ F_{a0} ）を有し、

前記第１の素子（７２）に流れる電流方向と前記第２の素子（７５）に流れる電流方向が逆方向の第二共振モード（Ｂ）は、第二共振周波数（ F_{b0} ）を有し、

第一共振モード（Ａ）の第一共振周波数（ F_{a0} ）が、第二共振モード（Ｂ）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに上から第二共振モード（Ｂ）の高い反共振周波数（ F_{bru} ）までの範囲か、第二共振モード（Ｂ）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに下から第二共振モード（Ｂ）の低い反共振周波数（ F_{brd} ）までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さ（ $L_m + S$ ）が設定されている小型アンテナ。

[請求項３]

第二共振モード（Ｂ）の第二共振周波数（ F_{b0} ）が、第一共振モード（Ａ）の第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに上から第一共振モード（Ａ）の高い反共振周波数（ F_{aru} ）までの範囲か、第一共振モード（Ａ）の第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに下から第一共振モード（Ａ）の低い反共振周波数（ F_{ard} ）までの範囲に入るように、給電点からインダクタンス形状までの長さ（ $L_m + S$ ）が設定されている請求項１または２に記載の小型アンテナ。

[請求項４]

前記第二共振モード（Ｂ）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに上の周波数は、 $((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{b0}$ で規定され、

第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに上の周波数は、式： $((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{b0} < F_{a0}$ を満足し、

Δf_m は劣化範囲境界の周波数比であり、

Δf_m は、式： $\Delta f_m = \sqrt{(R_a R_b \Delta a \Delta b)}$ にて得られ、

R_a は、第一共振モード（A）の共振抵抗値であり、

R_b は、第二共振モード（B）の共振抵抗値であり、

Δa は、式： $\Delta a = (\Delta a_u + \Delta a_d) / 2$ あるいは $\Delta a = \Delta a_u$ あるいは $\Delta a = \Delta a_d$ にて得られ、

Δa_u は、式： $\Delta a_u = (F_{au} - F_{a0}) / F_{a0}$ にて得られ、

Δa_u は、第一共振モード（A）のリアクタンスが0から1に変化する周波数比率であり、

F_{au} は、第一共振モード（A）のリアクタンスが1となる周波数であり、

F_{a0} は、第一共振モード（A）の第一共振周波数であり、

Δa_d は、式： $\Delta a_d = (F_{a0} - F_{ad}) / F_{a0}$ にて得られ、

Δa_d は、第一共振モード（A）のリアクタンスが-1から0に変化する周波数比率であり、

F_{ad} は、第一共振モード（A）のリアクタンスが-1となる周波数であり、

Δb は、式： $\Delta b = (\Delta b_u + \Delta b_d) / 2$ あるいは $\Delta b = \Delta b_u$ あるいは $\Delta b = \Delta b_d$ にて得られ、

Δb_u は、式： $\Delta b_u = (F_{bu} - F_{b0}) / F_{b0}$ にて得られ、

Δb_u は、第二共振モード（B）のリアクタンスが0から1に変化する周波数比率であり、

F_{bu} は、第二共振モード（B）のリアクタンスが1となる周波数であり、

F_{b0} は、第二共振モード（B）の第二共振周波数であり、

Δb_d は、式： $\Delta b_d = (F_{b0} - F_{bd}) / F_{b0}$ にて得られ、

Δb_d は、第二共振モード（B）のリアクタンスが-1から0に変化する周波数比率であり、

F_{bd} は、第二共振モード（B）のリアクタンスが-1となる周波数であり、

または、

前記第二共振モード（B）の第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに下の周波数は、 $\left(\left(1 - \Delta f_m \right) / \left(1 + \Delta f_m \right) \right) F_{b0}$ にて規定され、

第二共振周波数（ F_{b0} ）のわずかに下の周波数は、式： $\left(\left(1 - \Delta f_m \right) / \left(1 + \Delta f_m \right) \right) F_{b0} > F_{a0}$ を満足する請求項1または2に記載の小型アンテナ。

[請求項5]

前記第一共振モード（A）の第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに上の周波数は、 $\left(\left(1 + \Delta f_m \right) / \left(1 - \Delta f_m \right) \right) F_{a0}$ にて規定され、

第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに上の周波数は、式： $\left(\left(1 + \Delta f_m \right) / \left(1 - \Delta f_m \right) \right) F_{a0} < F_{b0}$ を満足し、

Δf_m は、劣化範囲境界の周波数比であり、

Δf_m は、式： $\Delta f_m = \sqrt{R_a R_b \Delta a \Delta b}$ にて得られ、

R_a は、第一共振モード（A）の共振抵抗値であり、

R_b は、第二共振モード（B）の共振抵抗値であり、

Δa は、式： $\Delta a = (\Delta a_u + \Delta a_d) / 2$ あるいは $\Delta a = \Delta a_u$ あるいは $\Delta a = \Delta a_d$ にて得られ、

Δa_u は、式： $\Delta a_u = (F_{a_u} - F_{a0}) / F_{a0}$ にて得られ、

Δa_u は、第一共振モード（A）のリアクタンスが0から1に変化する周波数比率であり、

F_{a_u} は、第一共振モード（A）のリアクタンスが1となる周波数であり、

F_{a0} は、第一共振モード（A）の第一共振周波数であり、

Δa_d は、式： $\Delta a_d = (F_{a0} - F_{a_d}) / F_{a0}$ にて得られ、

Δa_d は、第一共振モード（A）のリアクタンスが-1から0に変化する周波数比率であり、

F_{a_d} は、第一共振モード（A）のリアクタンスが-1となる周波数であり、

Δb は、式： $\Delta b = (\Delta b_u + \Delta b_d) / 2$ あるいは $\Delta b = \Delta b_u$ あるいは $\Delta b = \Delta b_d$ にて得られ、

$b = \Delta b_d$ で得られ、

Δb_u は、式： $\Delta b_u = (F_{bu} - F_{b0}) / F_{b0}$ で得られ、

Δb_u は、第二共振モード（B）のリアクタンスが0から1に変化する周波数比率であり、

F_{bu} は、第二共振モード（B）のリアクタンスが1となる周波数であり、

F_{b0} は、第二共振モード（B）の第二共振周波数であり、

Δb_d は、式： $\Delta b_d = (F_{b0} - F_{bd}) / F_{b0}$ で得られ、

Δb_d は、第二共振モード（B）のリアクタンスが-1から0に変化する周波数比率であり、

F_{bd} は、第二共振モード（B）のリアクタンスが-1となる周波数であり、

または、

前記第一共振モード（A）の第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに下の周波数は、 $((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{a0}$ にて規定され、

第一共振周波数（ F_{a0} ）のわずかに下の周波数は、式： $((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{a0} > F_{b0}$ を満足する請求項3記載の小型アンテナ。

[請求項6]

前記第一共振モード（A）の第一共振周波数（ F_{a0} ）と前記第二共振モード（B）の第二共振周波数（ F_{b0} ）は、式：

$$\lambda_a = C_{a1} * (L_m + S) + C_{a0}$$

$$\lambda_b = C_{b1} * (L_m + S) + C_{b0}$$

$$F_{a0} = C / \lambda_a$$

$$F_{b0} = C / \lambda_b$$

により求められ、

C_{a1} は、 λ_a の比例定数であり、

C_{a0} は、 λ_a の定数であり、

C_{b1} は、 λ_b の比例定数であり、

C_{b0} は、 λ_b の定数であり、

第一共振周波数 (F_{a0}) と前記第二共振周波数 (F_{b0}) は、式：

$((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{b0} < F_{a0} < F_{bru}$ あるいは

、

$((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{b0} > F_{a0} > F_{brd}$ あるいは

、

$((1 + \Delta f_m) / (1 - \Delta f_m)) F_{a0} < F_{b0} < F_{aru}$ あるいは

、

$((1 - \Delta f_m) / (1 + \Delta f_m)) F_{a0} > F_{b0} > F_{ard}$

を満足するように、給電点からインダクタンス形状までの長さ ($L_m + S$) が決定されており、

F_{ard} は、第一共振モード (A) の低い反共振周波数、かつ、リアクタンスは、 $-\infty$ であり、

F_{aru} は、第一共振モード (A) の高い反共振周波数、かつ、リアクタンスは、 ∞ であり、

F_{brd} は、第二共振モード (B) の低い反共振周波数、かつ、リアクタンスは、 $-\infty$ であり、

F_{bru} は、第二共振モード (B) の高い反共振周波数、かつ、リアクタンスは、 ∞ である請求項 1 から 5 のいずれか一項記載の小型アンテナ。

[請求項7] 前記インダクタンス形状 (34、40) 以外の線路の少なくとも一部の線路幅が、インダクタンス形状 (34、40) の線路幅以上に広くなるように構成されている請求項 1 から 6 のいずれか一項記載の小型アンテナ。

[請求項8] 前記インダクタンス形状 (34、40) の線路幅以上に広くなる線路の線路幅は、第一共振周波数 (F_{a0}) のインピーダンスが基準インピーダンスに近づいた状態となるように、設定されている請求項 7 記載の小型アンテナ。

- [請求項9] 給電点以外の線路部に、前記第1の素子（23または72）と前記第2の素子（24または75）を接続させる短絡素子（70）を有する請求項1から8のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項10] 前記第1の素子（23または72）と前記第2の素子（24または75）のインダクタンス形状（34、40）以外の線路部が折れ曲がっている請求項1から9のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項11] 前記第1の素子（23）及び前記第2の素子（24）を、高周波回路（49）を形成するプリント配線基板（50）に形成した請求項1から10のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項12] 前記第1の素子（23）の給電点（32）と前記高周波回路（49）の入出力端子（51a、51b）を接続する線路（52）を、前記プリント配線基板（50）に形成した請求項11記載の小型アンテナ。
- [請求項13] 前記第1の素子（72）の広い導体（73）を、高周波回路のグラウンドで構成した請求項1から10のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項14] 前記三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（34、40）は、半楕円形状（33）を1個以上並べた形状である請求項1から13のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項15] 前記三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（34、40）は、三角形を一つ以上ならべた形状である請求項1から13のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項16] 前記三箇所以上の曲げ構造を有するインダクタンス形状（34、40）は、楕円形状を1個以上並べた形状である請求項1から13のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項17] 前記三箇所以上の曲げ構造を有するインダクタンス形状（34、40）は、方形形状を1個以上並べた形状である請求項1から13のいずれか一項記載の小型アンテナ。

- [請求項18] 前記らせん構造のインダクタンス形状（４１）は、方形のらせん構造（４２）である請求項１から１３のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項19] 前記らせん構造のインダクタンス形状（４１）は、楕円形のらせん構造（６０）である請求項１から１３のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項20] 前記第１の素子（２３）の一对の導体にそれぞれ形成された前記インダクタンス形状（３４、４１）は、異なる形状である請求項１から１９のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項21] 前記第１の素子（２３）の一对の導体にそれぞれ形成され、各種の形状を１個以上並べた形状であるインダクタンス形状（３４）は、前記各種の形状の個数が異なる請求項１から１７のいずれか一項記載の小型アンテナ。
- [請求項22] 線路からなる一对の導体からなり、当該一对の導体の各々における片方の端部が給電点（３２）である第１の素子（２３）と、
誘電体を挟んで前記第１の素子（２３）に対向して配置され、線路からなる導体である第２の素子（２４）とを備えた小型アンテナであって、
前記第１の素子（２３）と前記第２の素子（２４）の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（３４、４０）、または、らせん構造のインダクタンス形状（４１）になっている小型アンテナについて、
前記第１の素子（２３）に流れる電流方向と前記第２の素子（２４）に流れる電流方向が同一方向の第一共振モード（Ａ）は、第一共振周波数（ F_{a0} ）を有し、
前記第１の素子（２３）に流れる電流方向と前記第２の素子（２４）に流れる電流方向が逆方向の第二共振モード（Ｂ）は、第二共振周波数（ F_{b0} ）を有し、

第一共振周波数（ F_{a0} ）と第二共振周波数（ F_{b0} ）とを入力して、前記小型アンテナのアドミッタンス（ Y_{ab} ）、インピーダンス（ Z_{ab} ）、反射係数（ Γ_{ab} ）、または、リターンロス（ RL_{ab} ）を計算するアンテナ設計用の計算装置。

[請求項23]

線路と広い導体からなる第1の素子（72）と、

誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子（75）とを備え、

前記第1の素子（72）の線路と広い導体の接続部と第2の素子（75）の端部に、給電点がある小型アンテナであって、

前記第1の素子（72）と前記第2の素子（75）の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（34, 40）、または、らせん構造のインダクタンス形状（41）になっている小型アンテナについて、

前記第1の素子（72）に流れる電流方向と前記第2の素子（75）に流れる電流方向が同一方向の第一共振モード（A）は、第一共振周波数（ F_{a0} ）を有し、

前記第1の素子（72）に流れる電流方向と前記第2の素子（75）に流れる電流方向が逆方向の第二共振モード（B）は、第二共振周波数（ F_{b0} ）を有し、

第一共振周波数（ F_{a0} ）と第二共振周波数（ F_{b0} ）とを入力して、前記小型アンテナのアドミッタンス（ Y_{ab} ）、インピーダンス（ Z_{ab} ）、反射係数（ Γ_{ab} ）、または、リターンロス（ RL_{ab} ）を計算するアンテナ設計用の計算装置。

[請求項24]

前記アドミッタンス（ Y_{ab} ）は、式：

$$Y_{ab} = Y_a + Y_b$$

$$Y_a = 1 / Z_a$$

$$Y_b = 1 / Z_b$$

$$Z_a = R_a + j X_a$$

$$Z_b = R_b + j X_b$$

にて得られ、

R_a は、第一共振モード（A）の共振抵抗値であり、

X_a は、第一共振モード（A）のリアクタンス値であり、

j は虚数であり、

R_b は、第二共振モード（B）の共振抵抗値であり、

X_b は、第二共振モード（B）のリアクタンス値である請求項22
または23に記載のアンテナ設計用の計算装置。

[請求項25]

式： $F_{a0} \leq F < F_{aru}$ が満足される場合、第一共振モード（A）
のリアクタンス値（ X_a ）は、式： $X_a = K_{au} (1 - (F / F_{a0})^2) /$
 $(1 - (F / F_{aru})^2)$ にて計算され、

F は、インピーダンスを求める周波数であり、

F_{aru} は、第一共振モード（A）の高い反共振周波数、かつ、リア
クタンスは ∞ であり、

F_{a0} は、第一共振モード（A）の第一共振周波数、かつ、リアクタ
ンスは0であり、

K_{au} は、第一共振モード（A）の上の比例定数であり、

式： $F_{ard} < F \leq F_{a0}$ が満足される場合、第一共振モード（A）の
リアクタンス値（ X_a ）は、式： $X_a = K_{ad} (1 - (F / F_{a0})^2) /$
 $(1 - (F / F_{ard})^2)$ にて計算され、

F_{ard} は、第一共振モード（A）の低い反共振周波数、かつ、リア
クタンスは $-\infty$ であり、

K_{ad} は、第一共振モード（A）の下比例定数であり、

式： $F_{b0} \leq F < F_{bru}$ が満足される場合、第二共振モード（B）の
リアクタンス値（ X_b ）は、式： $X_b = K_{bu} (1 - (F / F_{b0})^2) /$
 $(1 - (F / F_{bru})^2)$ にて計算され、

F_{bru} は、第二共振モード（B）の高い反共振周波数、かつ、リア
クタンスは ∞ であり、

F_{b0} は、第二共振モード（B）の第二共振周波数、かつ、リアクタンスは0であり、

K_{bu} は、第二共振モード（B）の上の比例定数であり、

式： $F_{brd} < F \leq F_{b0}$ が満足される場合、第二共振モード（B）のリアクタンス値（ X_b ）は、式： $X_b = K_{bd} (1 - (F / F_{b0})^2) / (1 - (F / F_{brd})^2)$ にて計算され、

F_{brd} は、第二共振モード（B）の低い反共振周波数、かつ、リアクタンスは $-\infty$ であり、

K_{bd} は、第二共振モード（B）の下比例定数である請求項22から24のいずれか一項記載のアンテナ設計用の計算装置。

[請求項26]

線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の各々における片方の端部が給電点（32）である第1の素子（23）と、

誘電体を挟んで前記第1の素子（23）に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子（24）とを備えた小型アンテナであって、

前記第1の素子（23）と前記第2の素子（24）の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状（34、40）、または、らせん構造のインダクタンス形状（41）になっている小型アンテナについて、

前記第1の素子と前記第2の素子の一つの共振周波数（ F_{2a} 、 F_{2b} ）を入力して、前記第1の素子と前記第2の素子の他の一つの共振周波数（ F_{2a} 、 F_{2b} ）、または、アンテナ形状を計算するアンテナ設計用の計算装置。

[請求項27]

線路と広い導体からなる第1の素子（72）と、

誘電体を挟んで前記第1の素子の線路部に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子（75）とを備え、前記第1の素子（72）の線路と広い導体の接続部と第2の素子（75）の端部に、給電点がある小型アンテナであって、

前記第1の素子(72)と前記第2の素子(75)の線路の一部が、三箇所以上の曲げ構造のインダクタンス形状(34, 40)、または、らせん構造のインダクタンス形状(41)になっている小型アンテナについて、

前記第1の素子と前記第2の素子の一つの共振周波数(F2a、F2b)を入力して、前記第1の素子と前記第2の素子の他の一つの共振周波数(F2a、F2b)、または、アンテナ形状を計算するアンテナ設計用の計算装置。

[請求項28] 前記他の1つの共振周波数(F2a、F2b)は、式： $\lambda_1 = \lambda_a$ が満足される場合は、

$$(L_m + S)_a = (\lambda_1 - C_{a0}) / C_{a1}$$

$$\lambda_{2b} = C_{b1} (L_m + S)_a + C_{b0}$$

$$F_{2b} = C / \lambda_{2b}$$

により計算され、

λ_1 は、前記1つの共振周波数の波長であり、式： $\lambda_1 = C / F_1$ により計算され、

Cは、光速であり、

F_1 は、前記1つの共振周波数であり、

λ_a は、前記第1の素子の第一共振モード(A)の共振時の波長であり、

$(L_m + S)_a$ は、前記第1の素子のインダクタンス形状までの長さであり、

C_{a1} は、 λ_a の比例定数であり、

C_{a0} は、 λ_a の定数であり、

C_{b1} は、 λ_b の比例定数であり、

C_{b0} は、 λ_b の定数であり、

λ_{2b} は、他の1つの共振周波数の波長であり、

F_{2b} は、他の1つの共振周波数であり、

前記他の 1 つの共振周波数（ F_{2a} 、 F_{2b} ）は、式： $\lambda_1 = \lambda_b$ が満足される場合は、

$$(L_m + S)_b = (\lambda_1 - C_{b0}) / C_{b1}$$

$$\lambda_{2a} = C_{a1} (L_m + S)_b + C_{a0}$$

$$F_{2a} = C / \lambda_{2a}$$

により計算され、

λ_1 は、前記 1 つの共振周波数の波長であり、式： $\lambda_1 = C / F_1$ により計算され、

C は、光速であり、

F_1 は、前記 1 つの共振周波数であり、

λ_b は、前記第 2 の素子の第二共振モード（ B ）の共振時の波長であり、

$(L_m + S)_b$ は、前記第 2 の素子のインダクタンス形状までの長さであり、

C_{a1} は、 λ_a の比例定数であり、

C_{a0} は、 λ_a の定数であり、

C_{b1} は、 λ_b の比例定数であり、

C_{b0} は、 λ_b の定数であり、

λ_{2a} は、他の 1 つの共振周波数の波長であり、

F_{2a} は、他の 1 つの共振周波数である請求項 26 または 27 に記載のアンテナ設計用の計算装置。

[請求項 29] 前記インダクタンス形状の個数を、 N_i と定義し、 N_i を変数とし、

他の 1 つの共振周波数（ F_{2a} 、 F_{2b} ）、または、アンテナ形状を計算するに際しては、

λ_a の比例定数 C_{a1} を、 λ_a の比例定数 $C_{a1}(N_i)$ に置き換え、

λ_a の定数 C_{a0} を、 λ_a の定数 $C_{a0}(N_i)$ に置き換え、

λ_b の比例定数 C_{b1} を、 λ_b の比例定数 $C_{b1}(N_i)$ に置き換え、

λb の定数 $Cb0$ を、 λb の定数 $Cb0(Ni)$ に置き換えて計算するように構成された請求項28記載のアンテナ設計用の計算装置。

[請求項30]

線路からなる一対の導体からなり、当該一対の導体の片方の端部が給電点(32)である第1の素子(23)と、

誘電体を挟んで前記第1の素子(23)に対向して配置され、線路からなる導体である第2の素子(24)とを備え、

前記第1の素子(23)と前記第2の素子の線路(24)の一部が、三箇所以上の曲げ構造を有するインダクタンス形状(34、40)、または、らせん構造を有するインダクタンス形状(41)になっており、

前記第1の素子(23)に流れる電流方向と前記第2の素子(24)に流れる電流方向が同一方向の第一共振モードの第一共振周波数($Fa0$)と、前記第1の素子(23)に流れる電流方向と前記第2の素子(24)に流れる電流方向が逆方向の第二共振モードの第二共振周波数($Fb0$)が離れるように、前記第1の素子(23)及び前記第2の素子(24)の中心からインダクタンス形状(34、40)までの長さを設定し、

前記第1の素子(23)または前記第2の素子(24)の線路のうちの前記インダクタンス形状(34、40)以外の線路の少なくとも一部の線路幅が、前記インダクタンス形状(34、40)の線路の線路幅よりも広くなるように構成されている小型アンテナ。

[請求項31]

前記第1の素子(23)及び前記第2の素子(24)の中心から前記インダクタンス形状(34、40)までの長さを($Lm+S$)とし、

前記第一共振周波数($Fa0$)の波長を λa とし、

前記第二共振周波数($Fb0$)の波長を λb とすると、

λa は、式： $\lambda a = Ca1 * (Lm + S) + Ca0$ により得られ、

λb は、式： $\lambda b = Cb1 * (Lm + S) + Cb0$ により得られ、

C_{a1} は、 λ_a の比例定数であり、

C_{a0} は、 λ_a の定数であり、

C_{b1} は、 λ_b の比例定数であり、

C_{b0} は、 λ_b の定数であり、

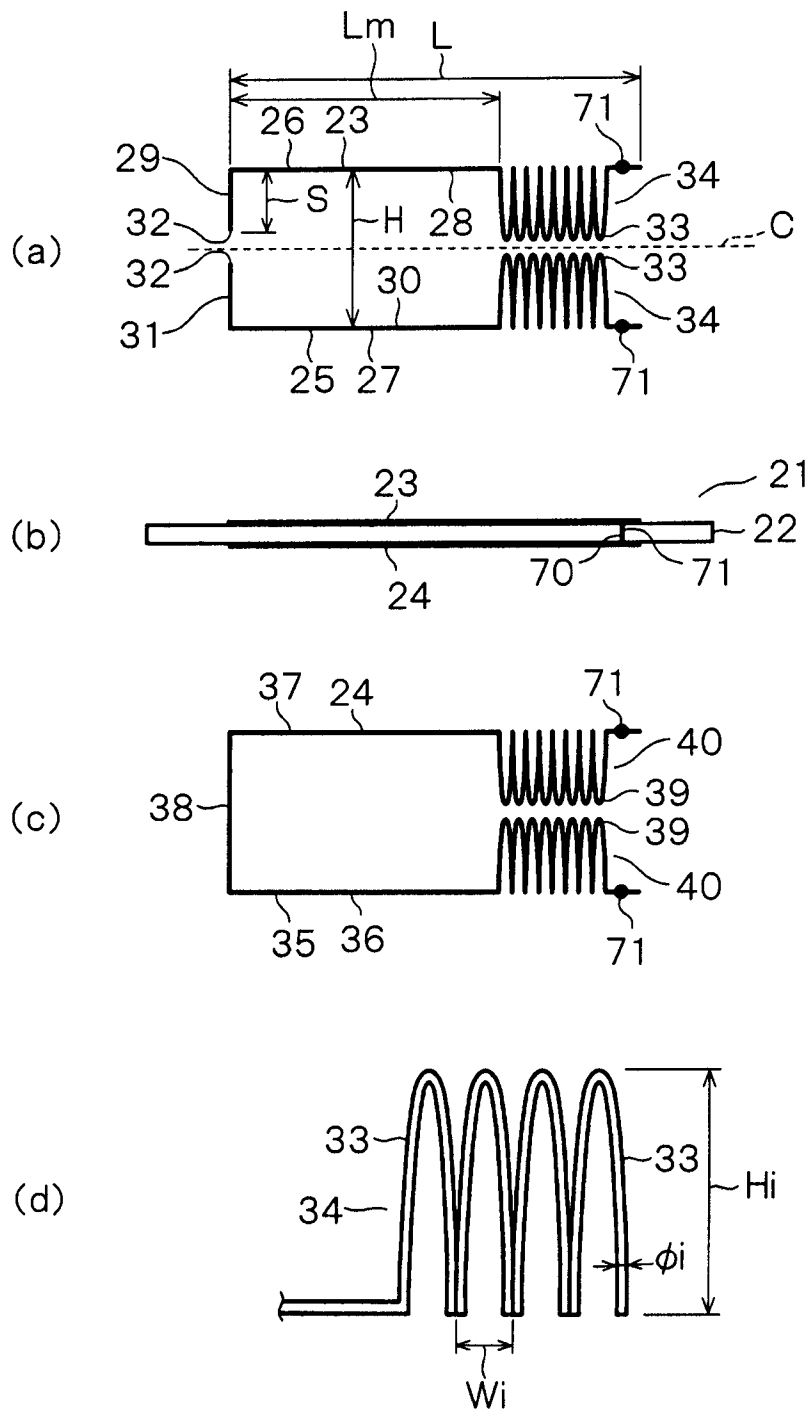
$\lambda_a \neq \lambda_b$ となるように、前記長さ ($L_m + S$) が設定されている請求項 30 記載の小型アンテナ。

[請求項 32] 前記一对の導体の給電点以外の線路に設けられ、前記第 1 の素子 (23) と前記第 2 の素子 (24) を接続する短絡素子 (70) を備え、

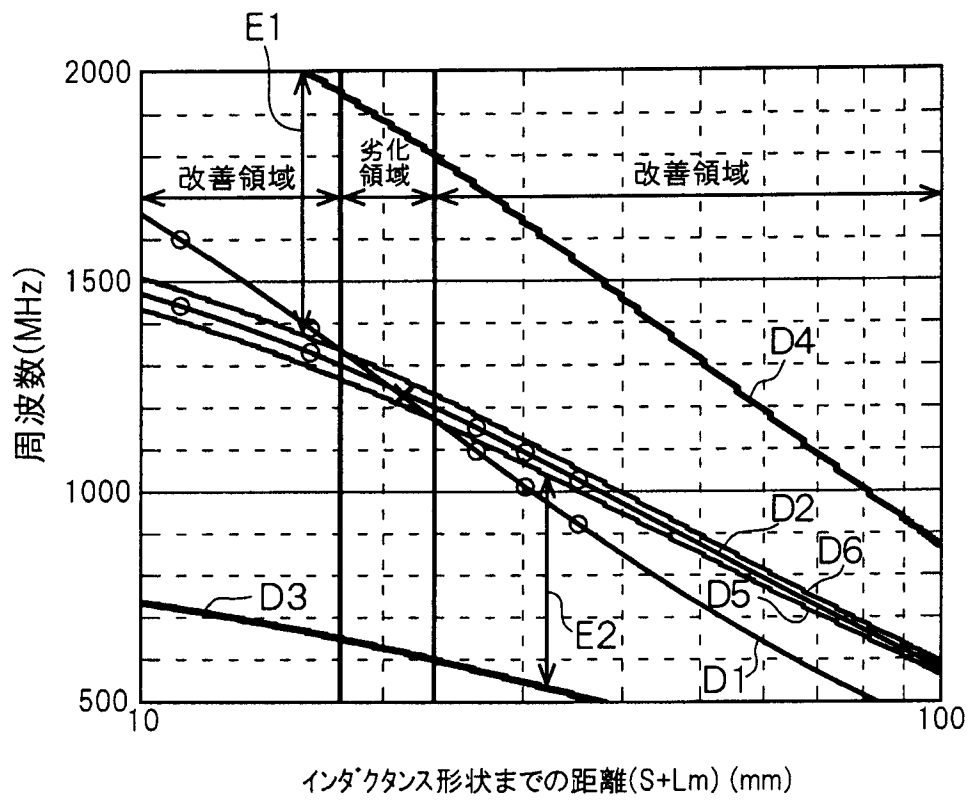
$\lambda_a \neq \lambda_b$ となるように、前記短絡素子 (70) の位置が設定されている請求項 31 記載の小型アンテナ。

[請求項 33] 前記インダクタンス形状 (34, 40) の線路の線路幅よりも広くなる線路幅は、第一共振周波数 (F_{a0}) のインピーダンスが基準インピーダンスに近づいた状態になるように、設定されている請求項 30 から 32 のいずれか一項記載の小型アンテナ。

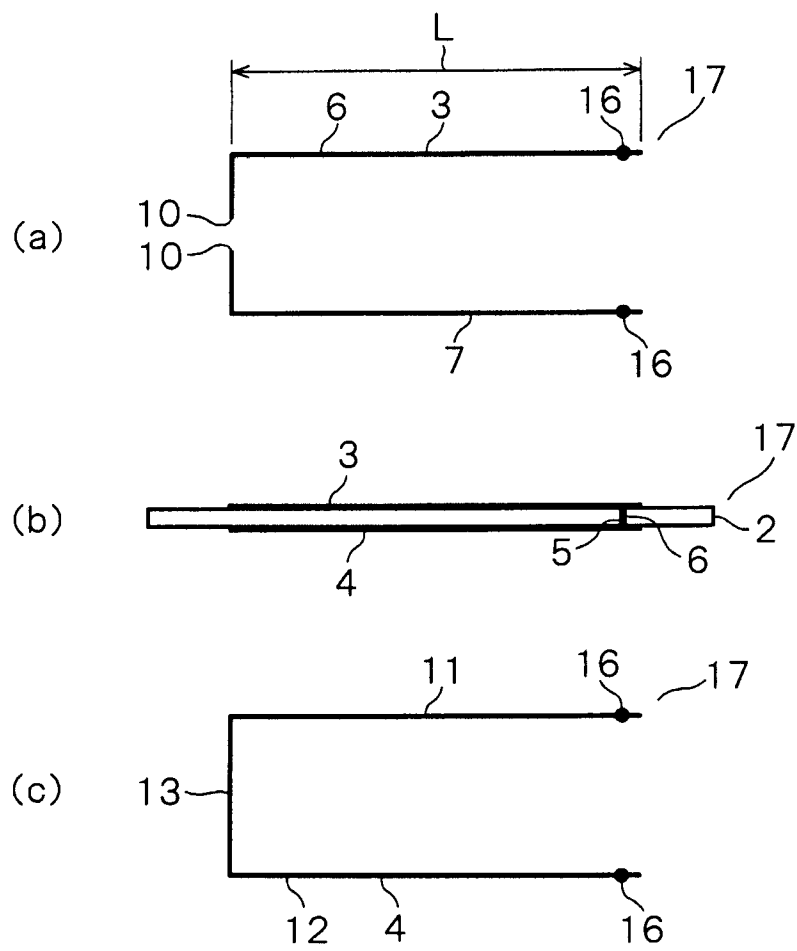
[図1]



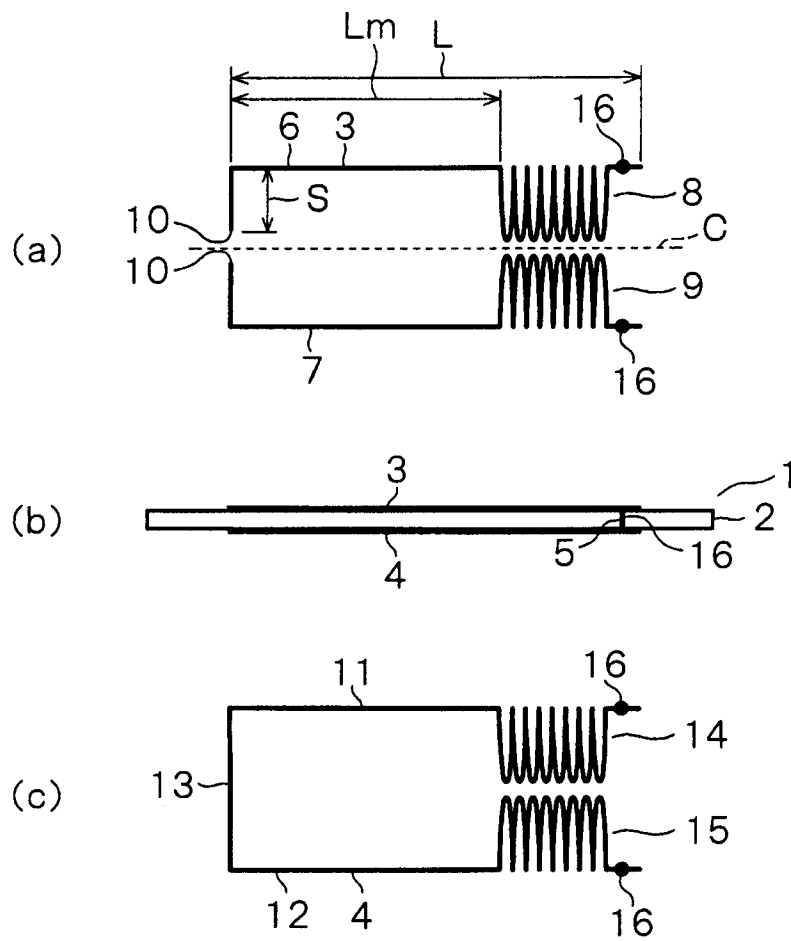
[図2]



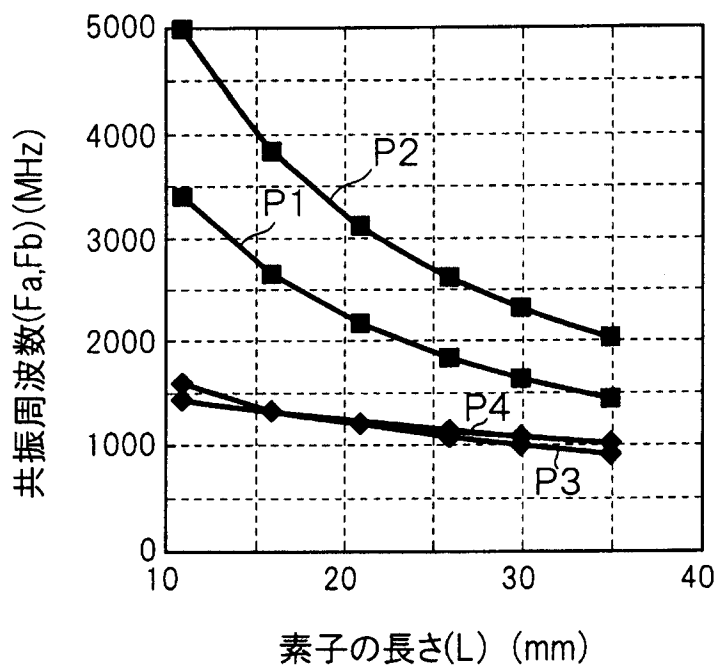
[図3]



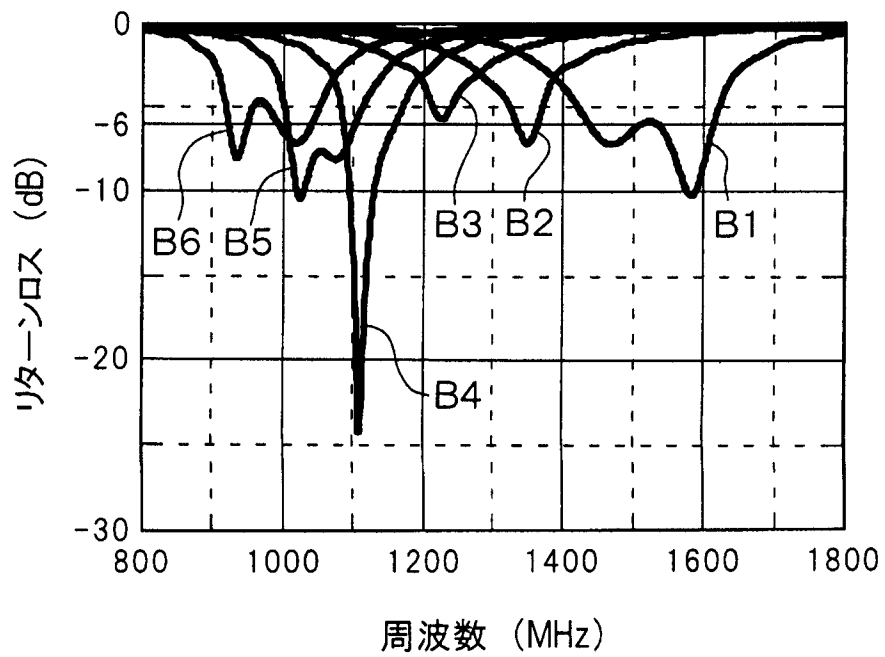
[図4]



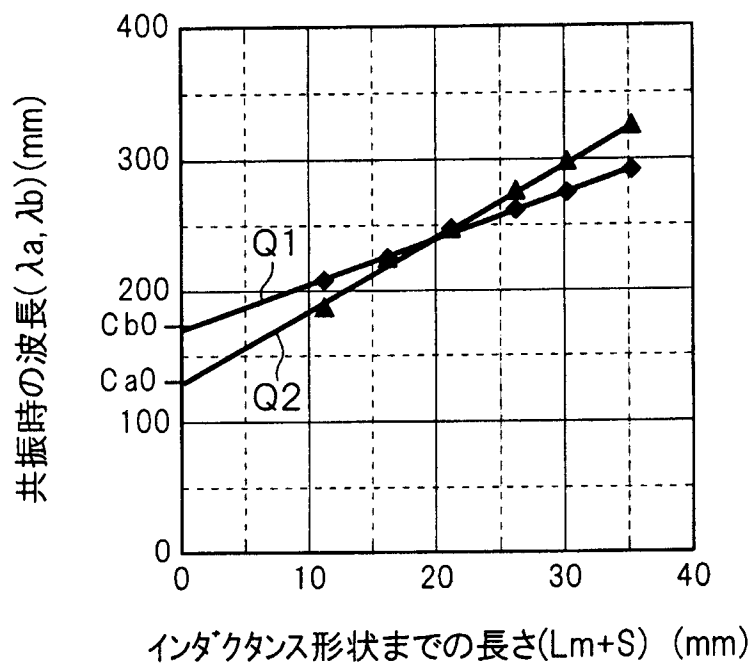
[図5]



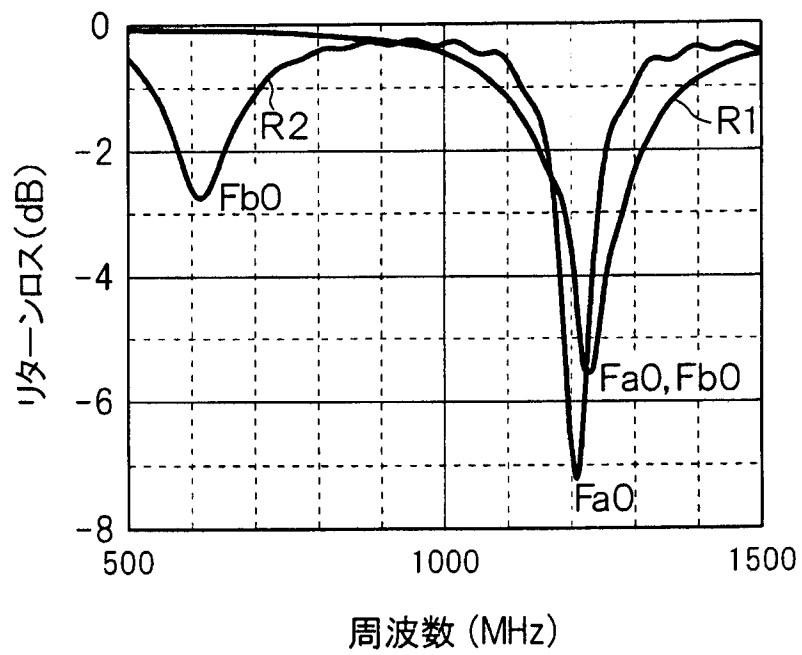
[図6]



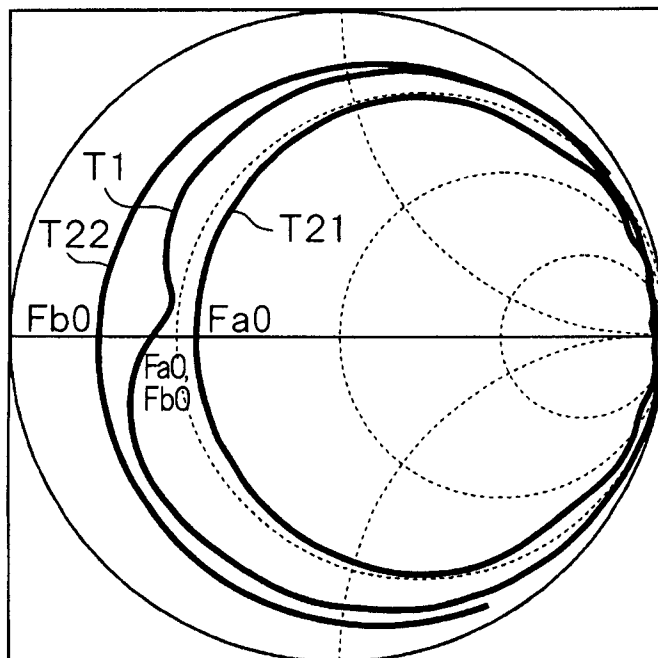
[図7]



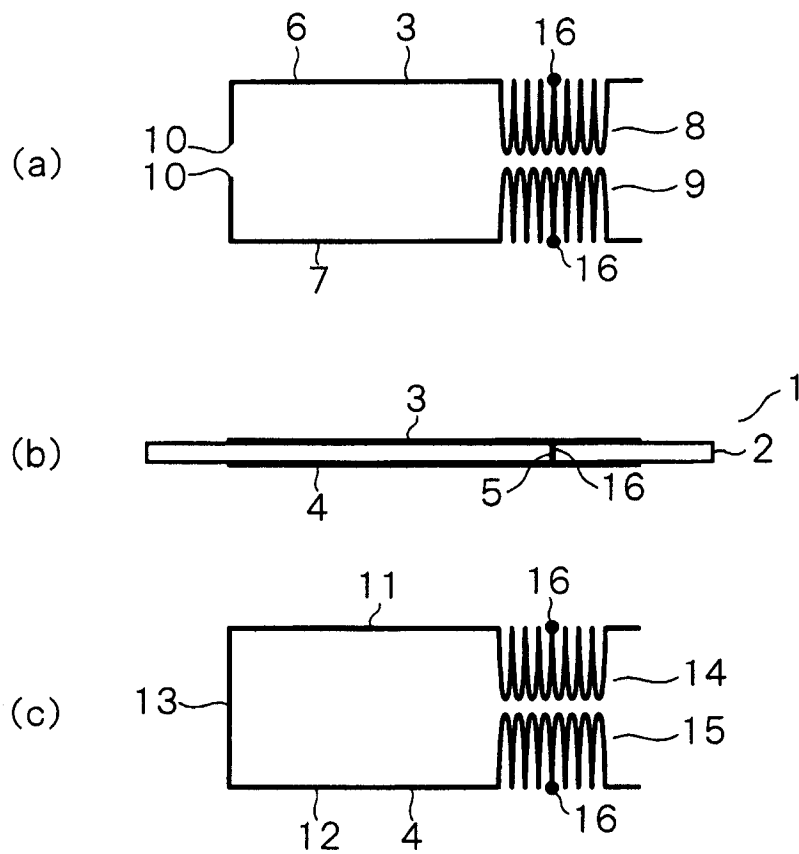
[図8]



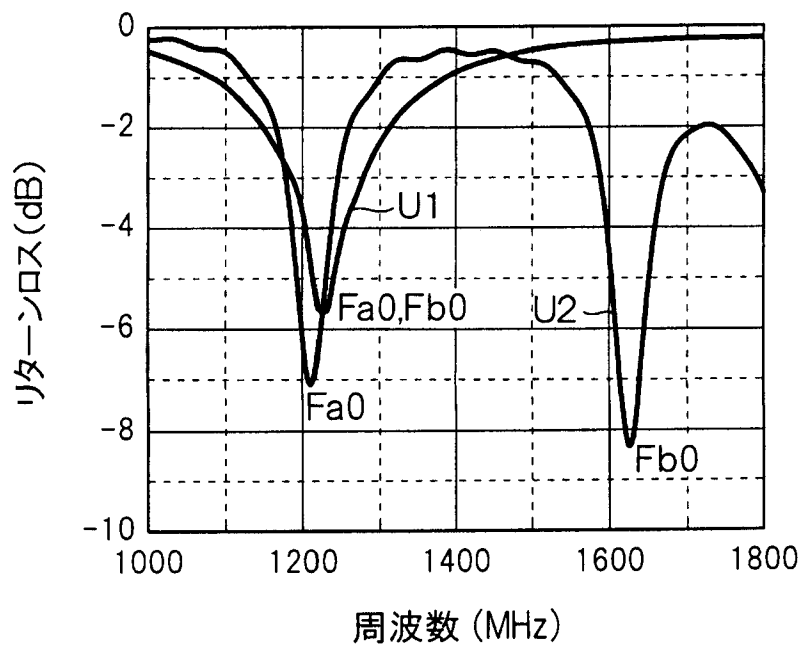
[図9]



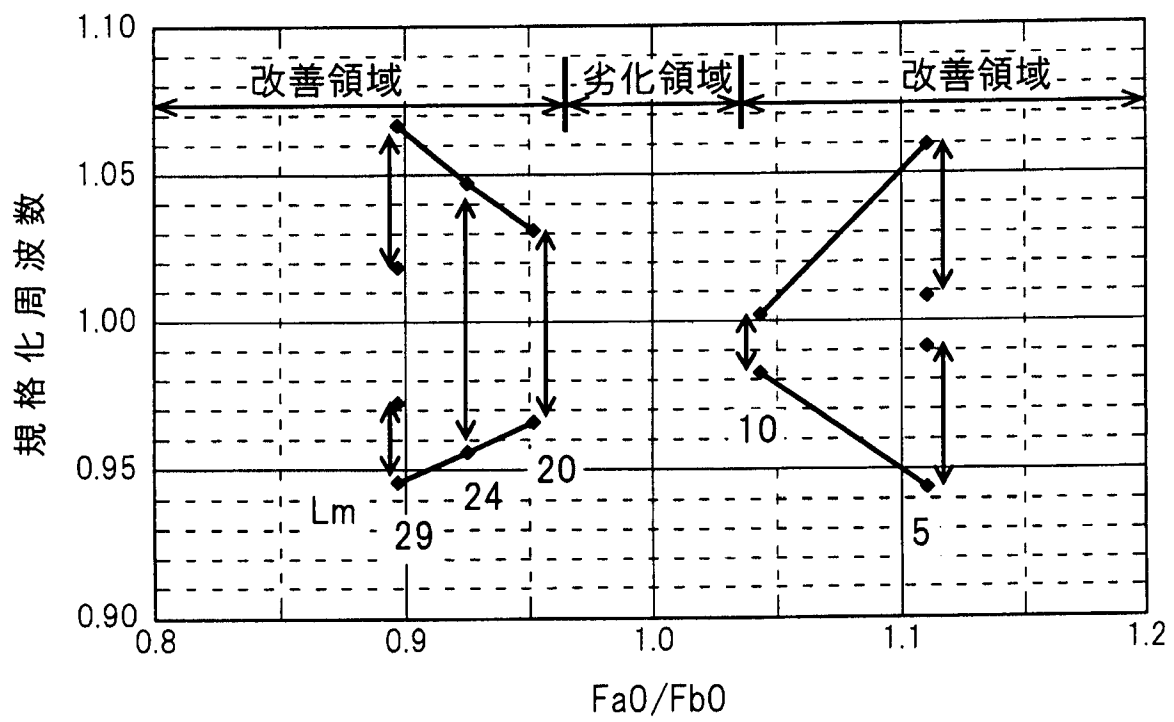
[図10]



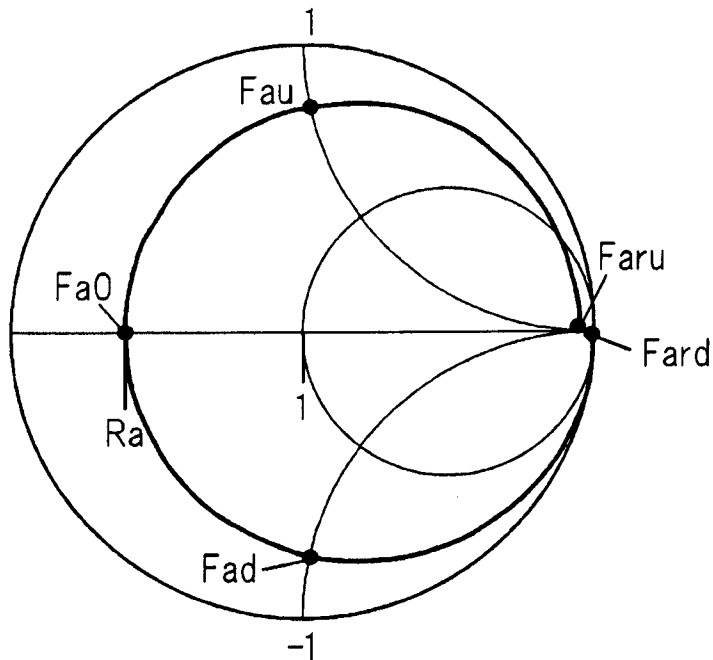
[図11]



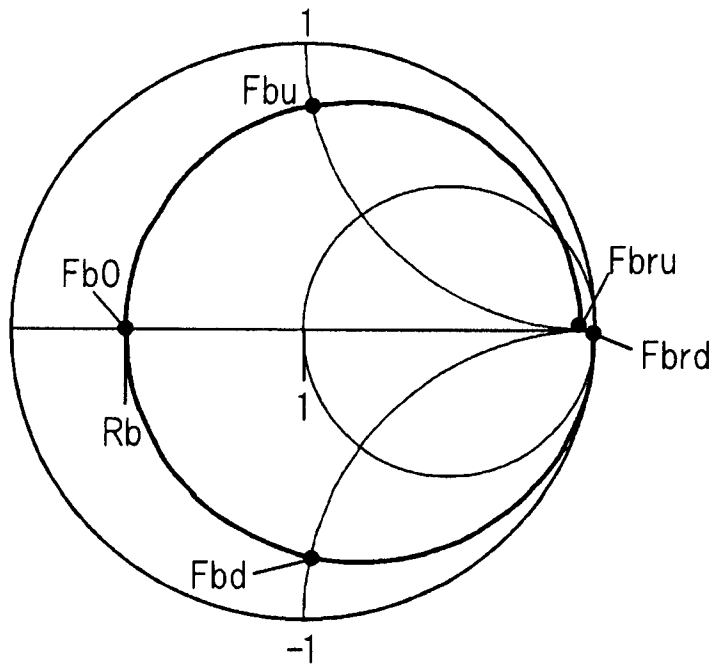
[図12]



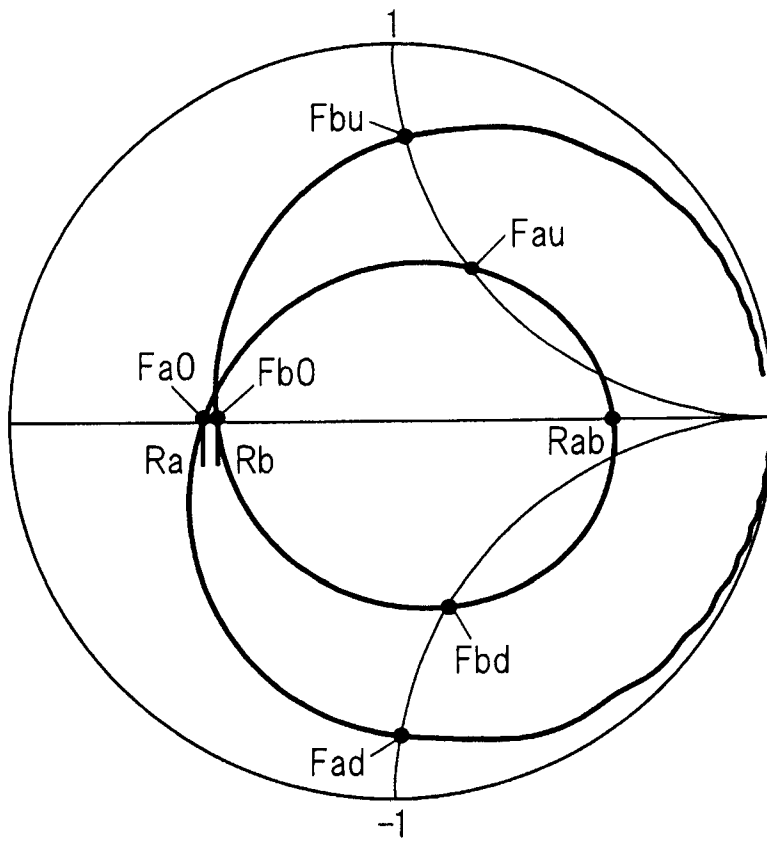
[図13]



[図14]



[図15]

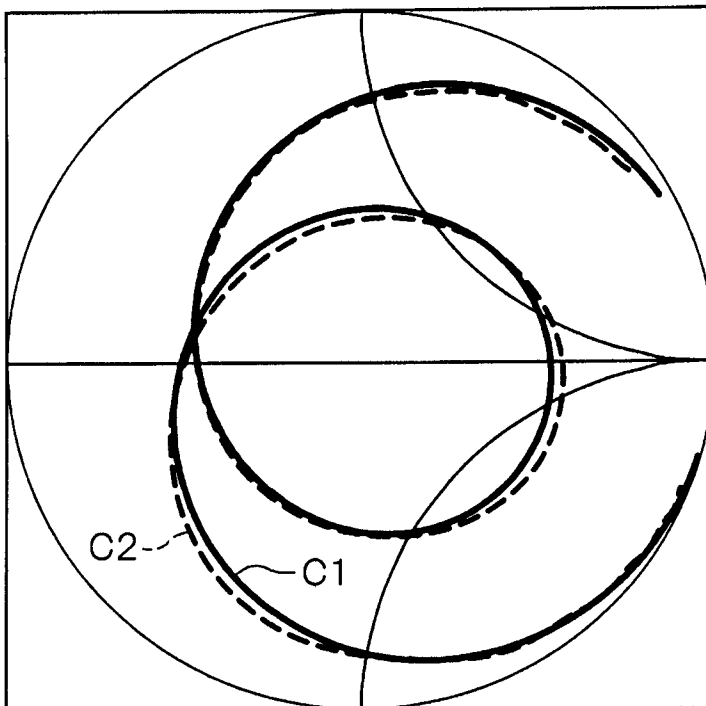


[図16]

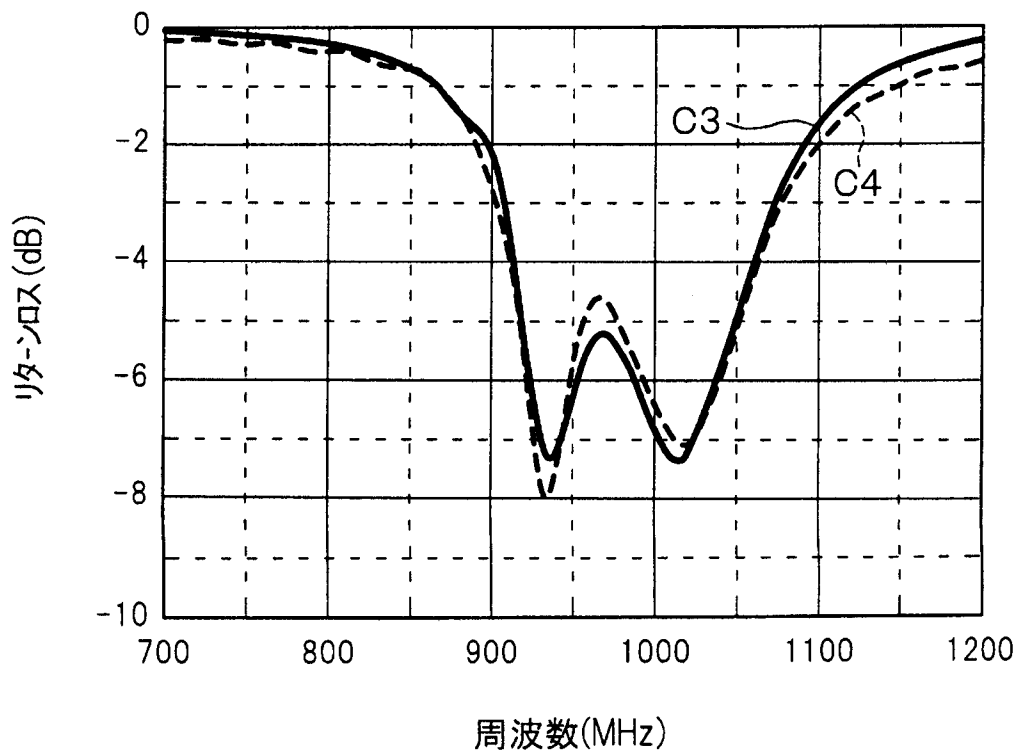
Fad	Fa0	Fau	Ra	$\angle ad$	$\angle au$	$\angle a$
889	922	943	0.33	0.036	0.023	0.029

Fbd	Fb0	Fbu	Rb	$\angle bd$	$\angle bu$	$\angle b$
991	1028	1084	0.38	0.036	0.054	0.045

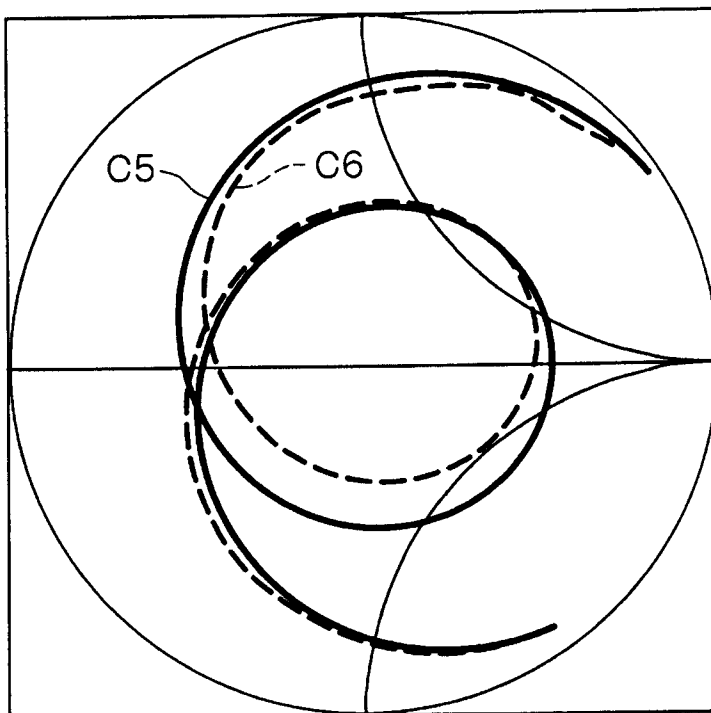
[図17]



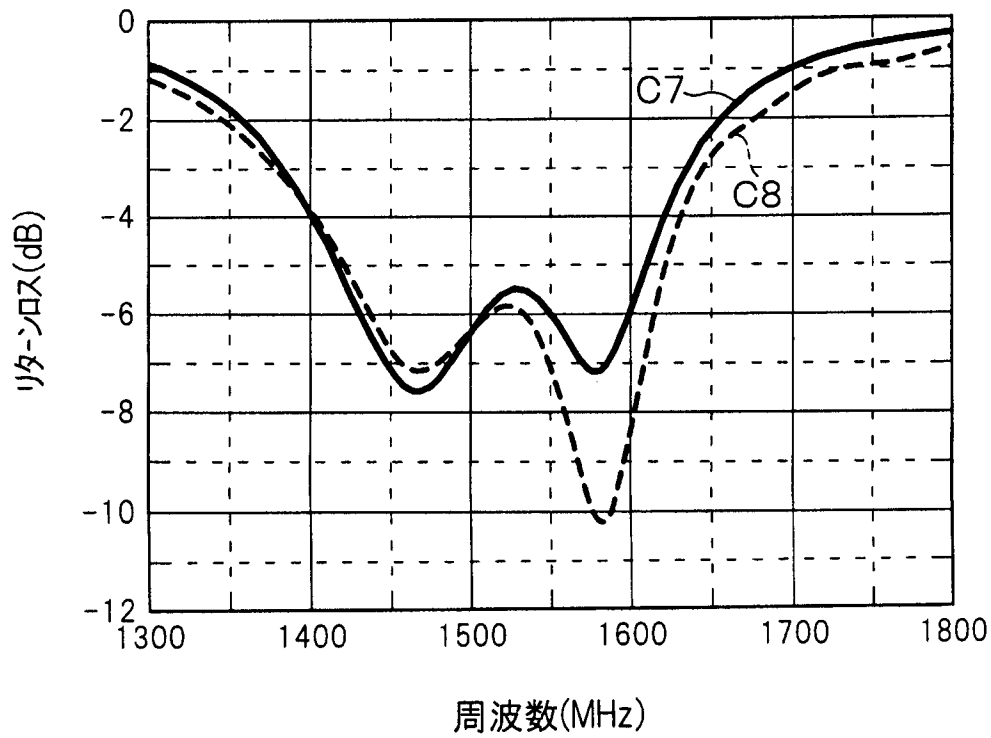
[図18]



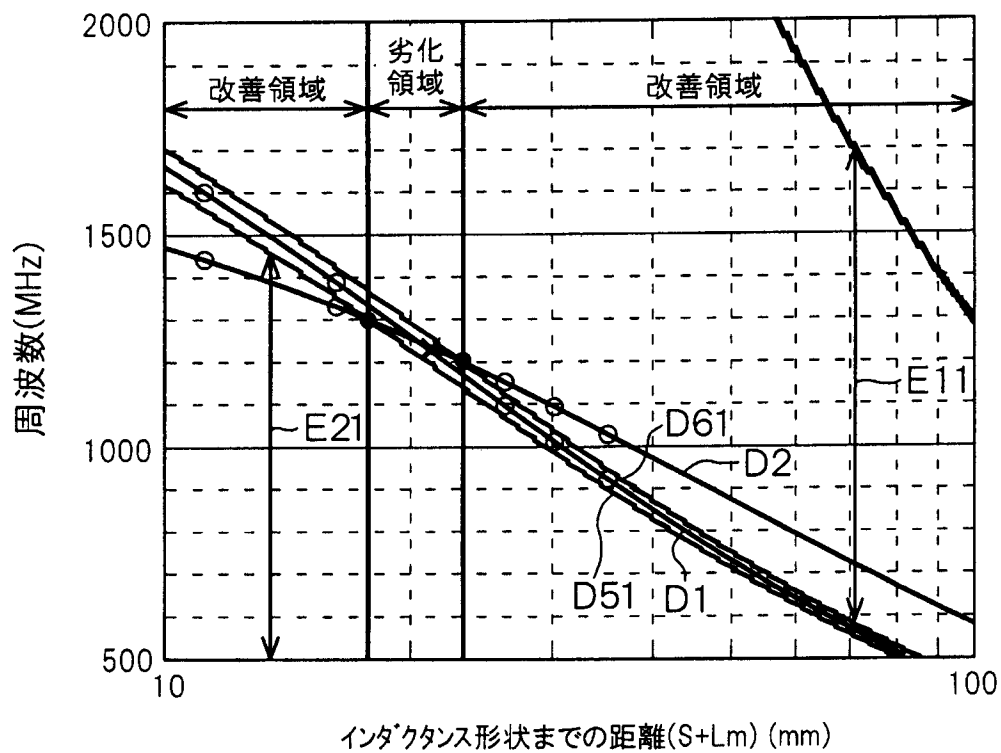
[図19]



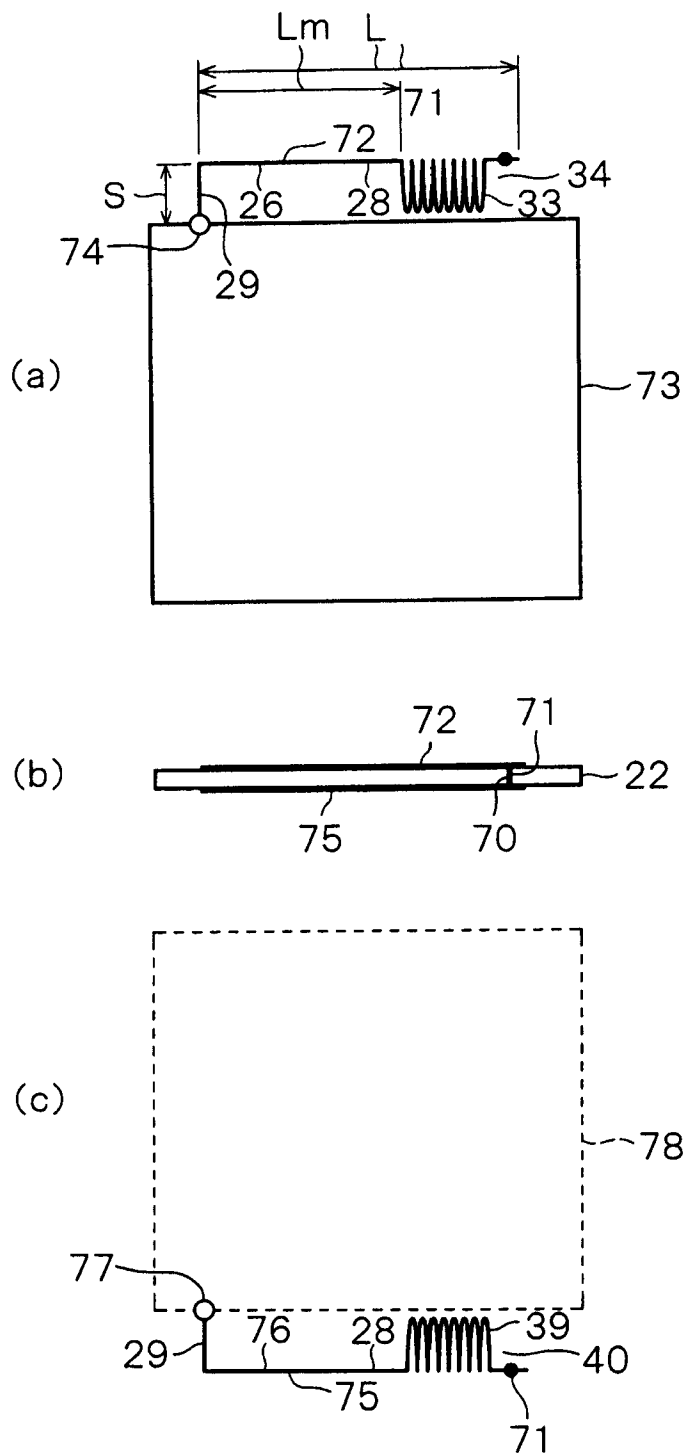
[図20]



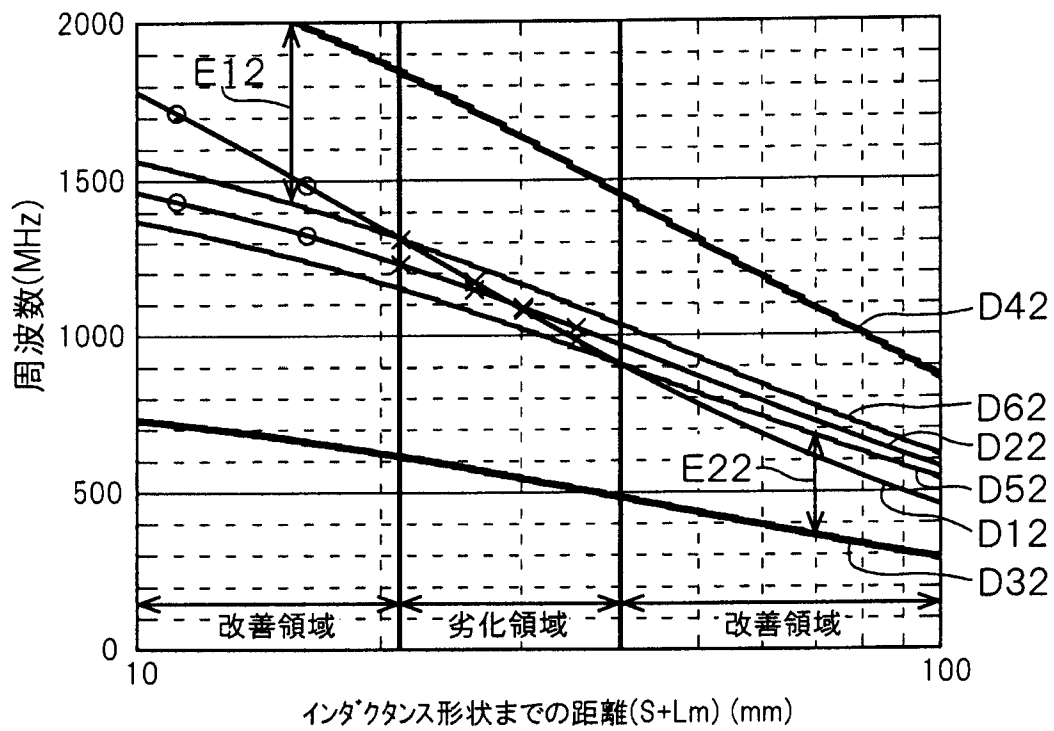
[図21]



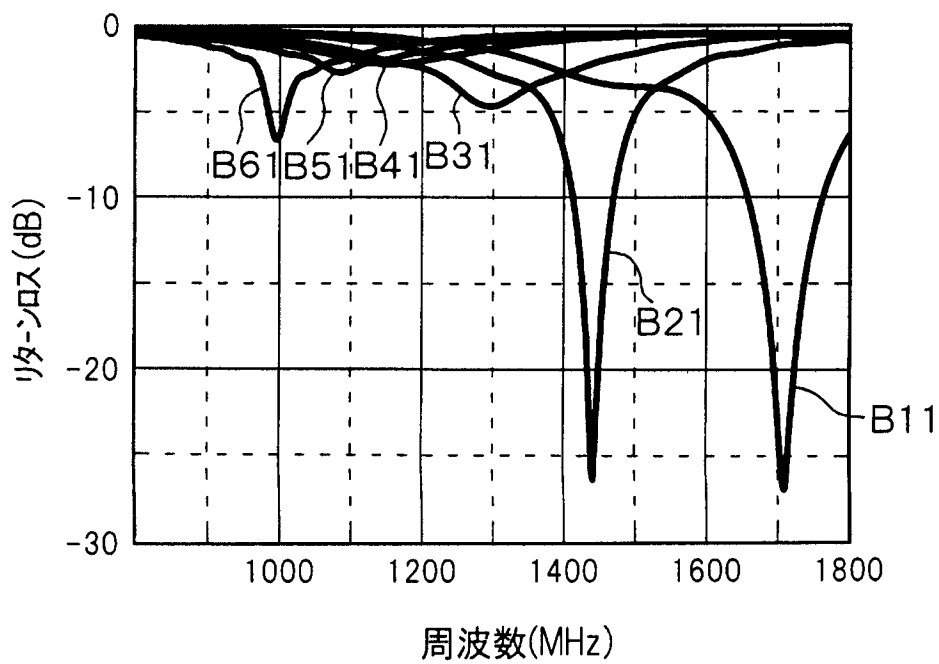
[図22]



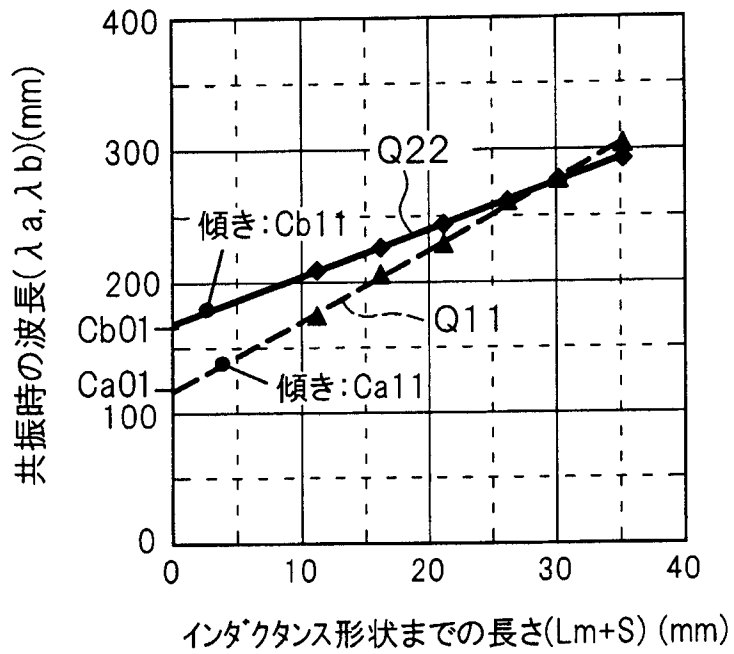
[図23]



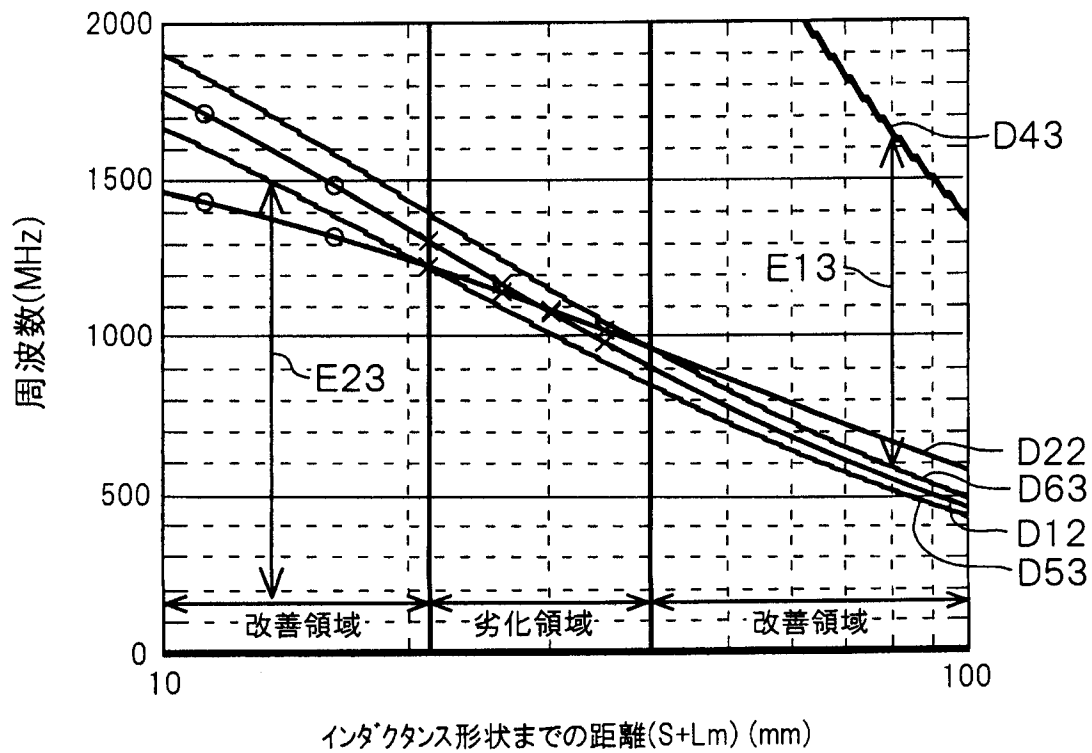
[図24]



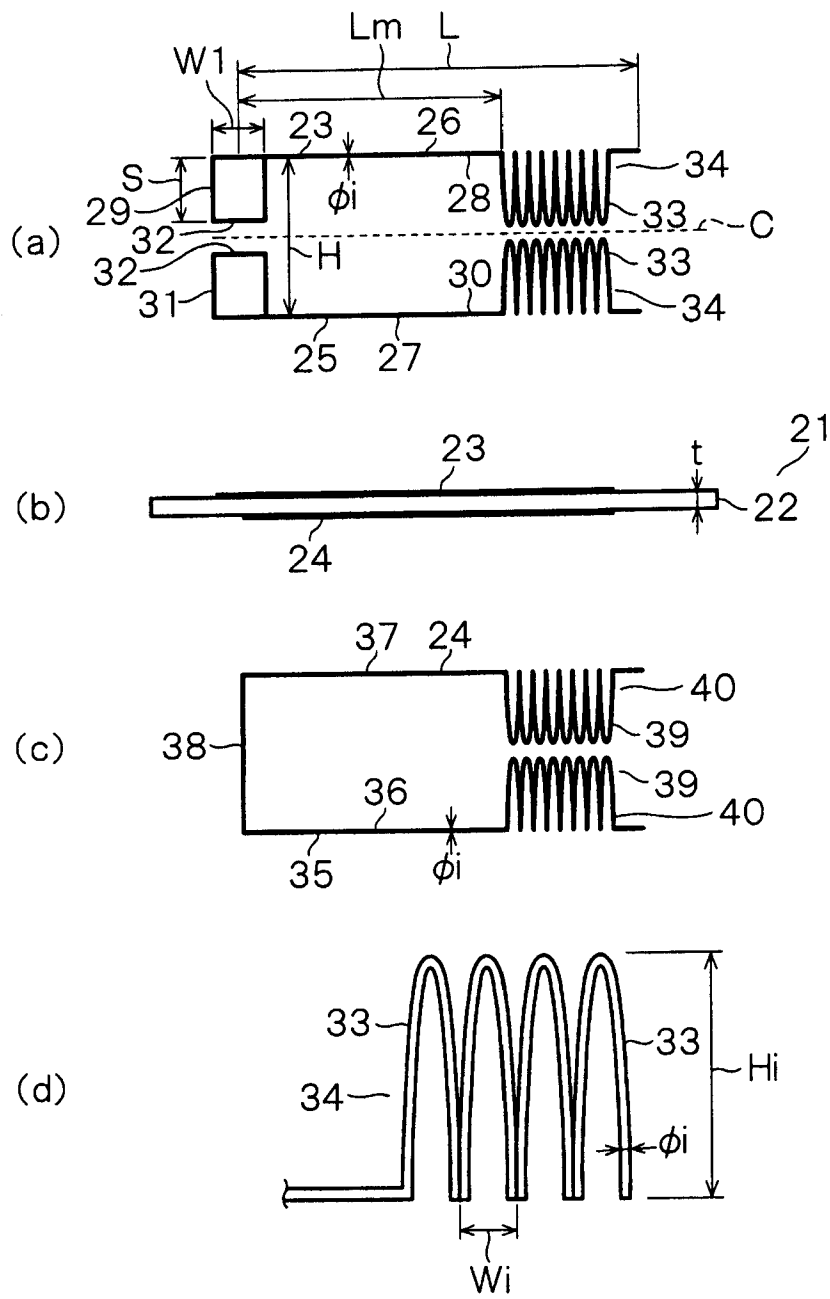
[図25]



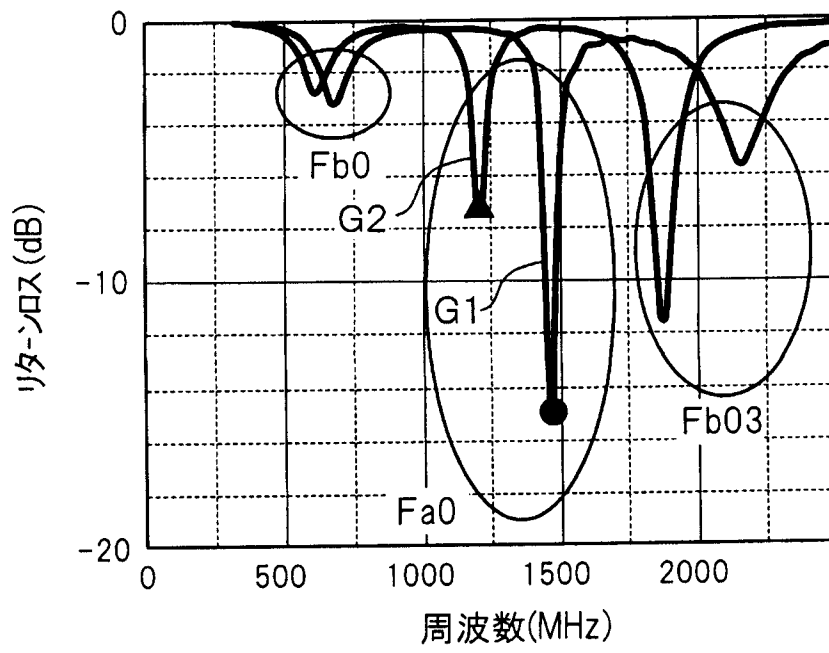
[図26]



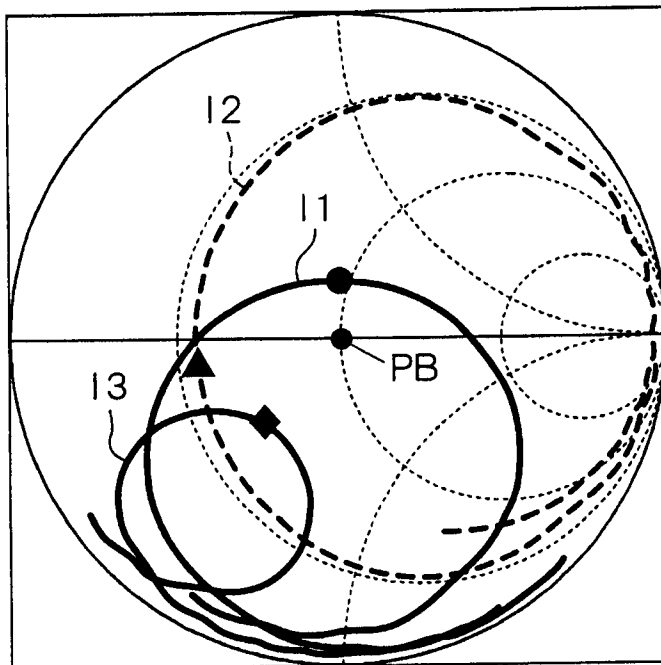
[図27]



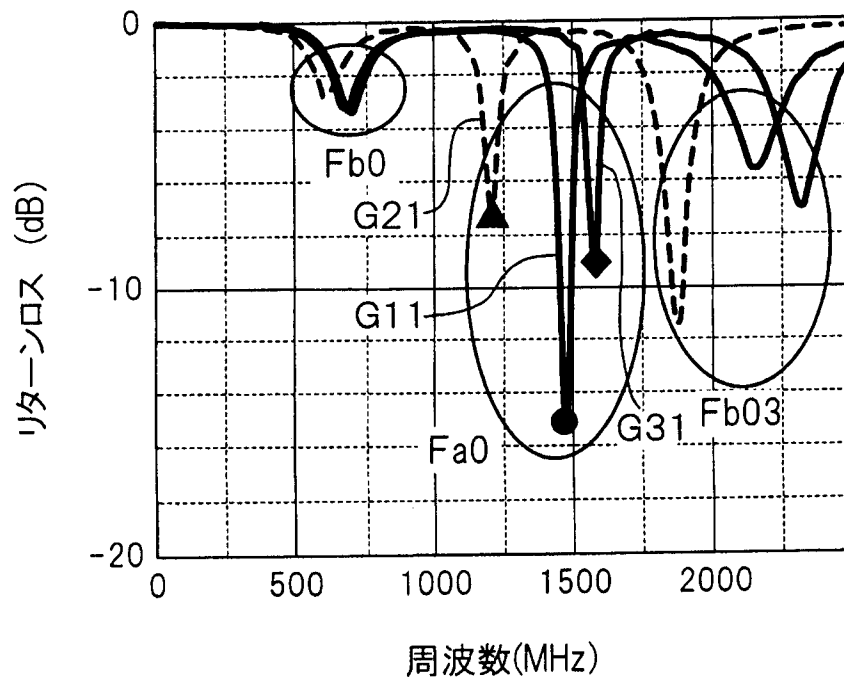
[図28]



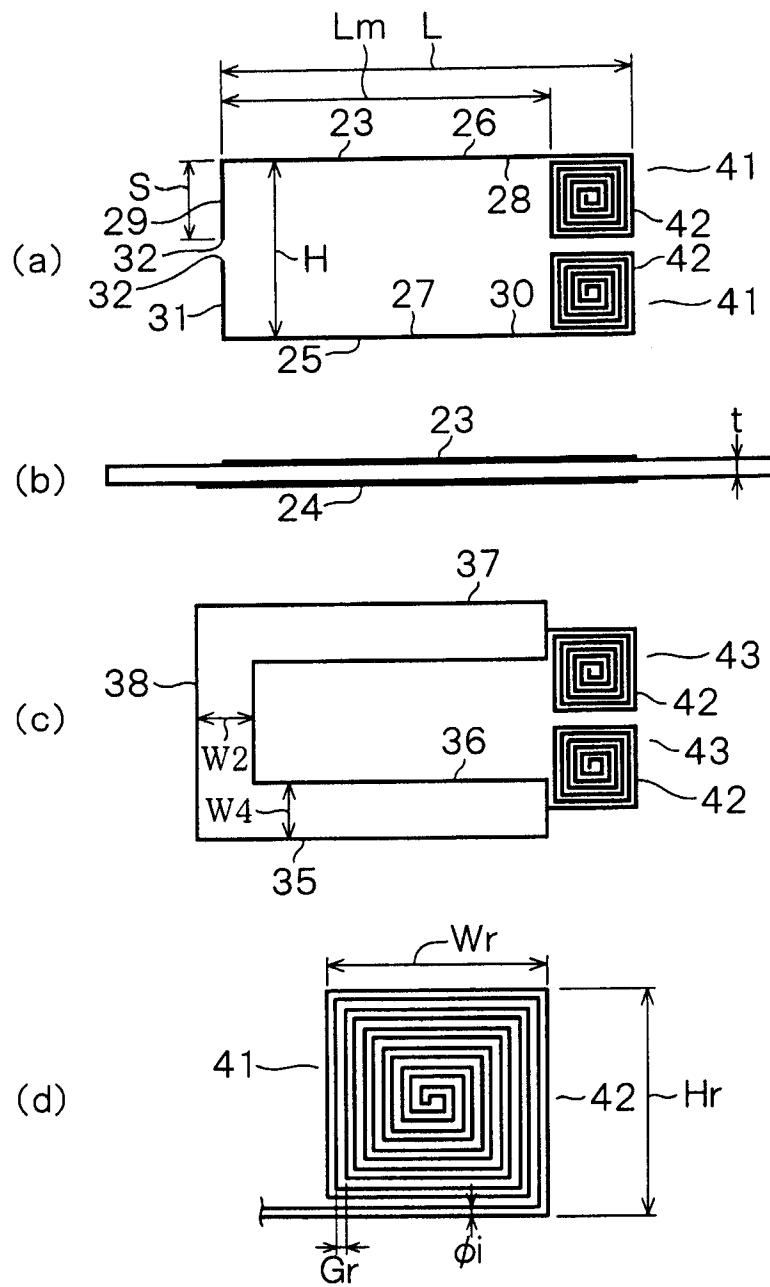
[図29]



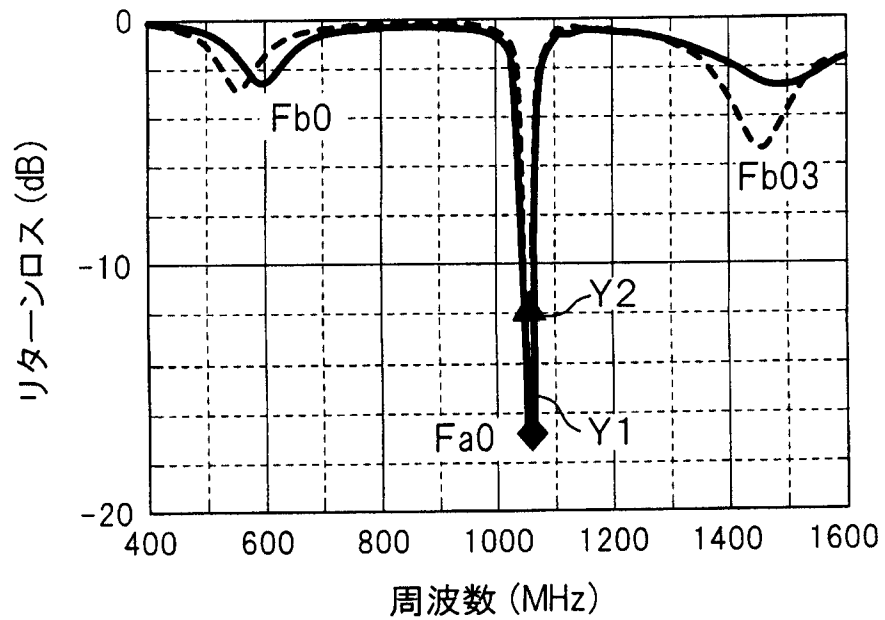
[図30]



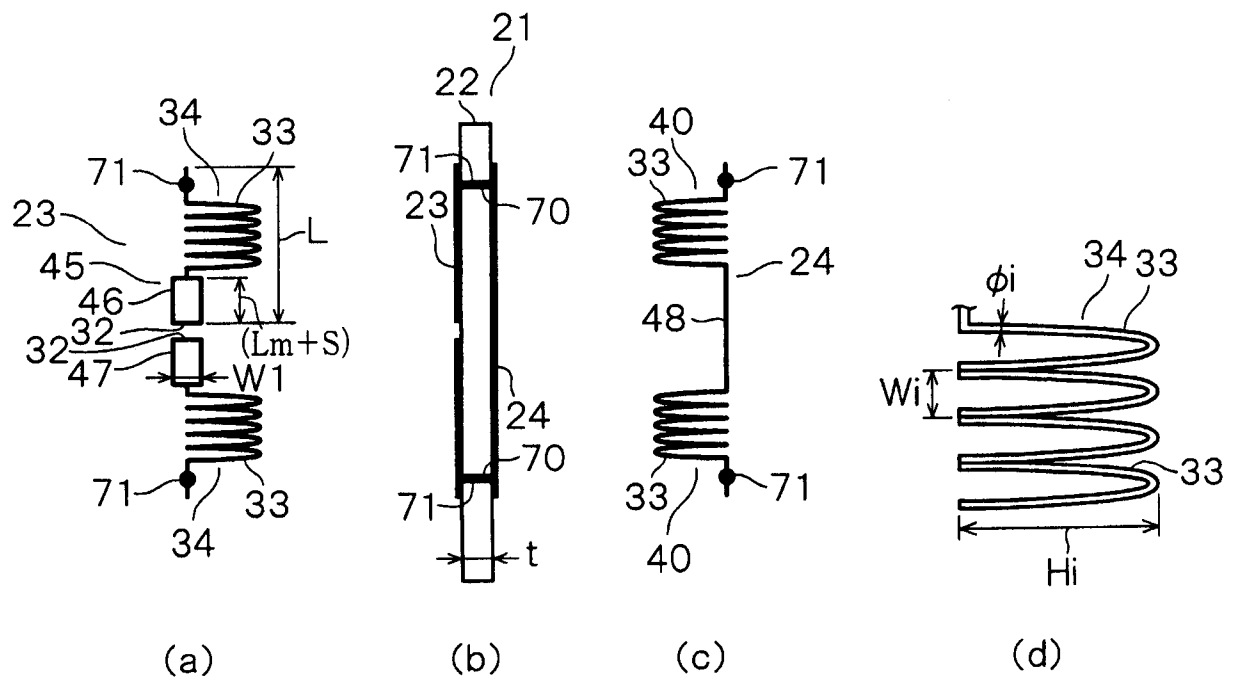
[図31]



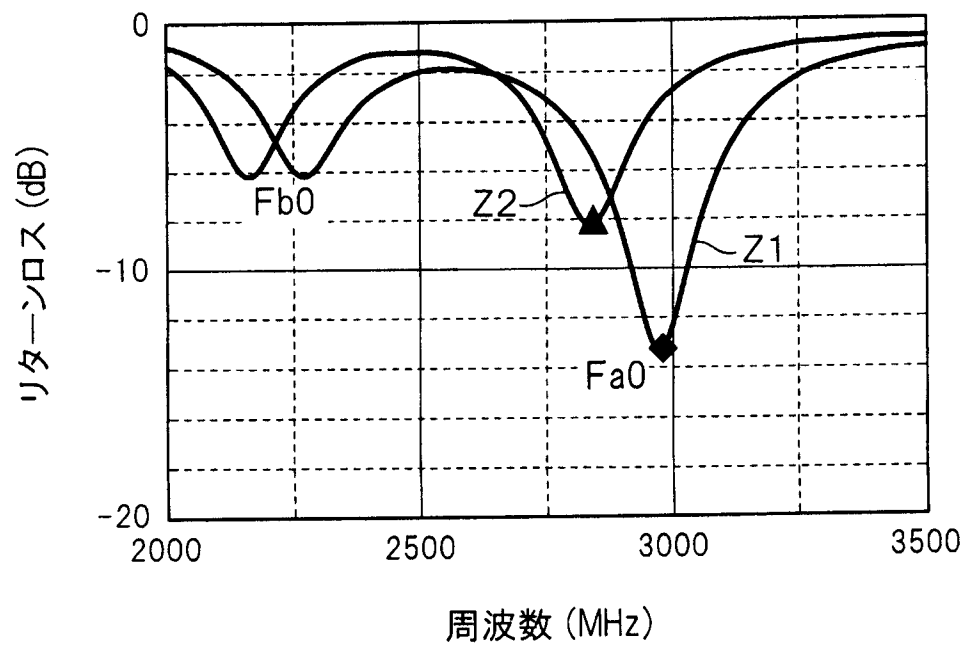
[図32]



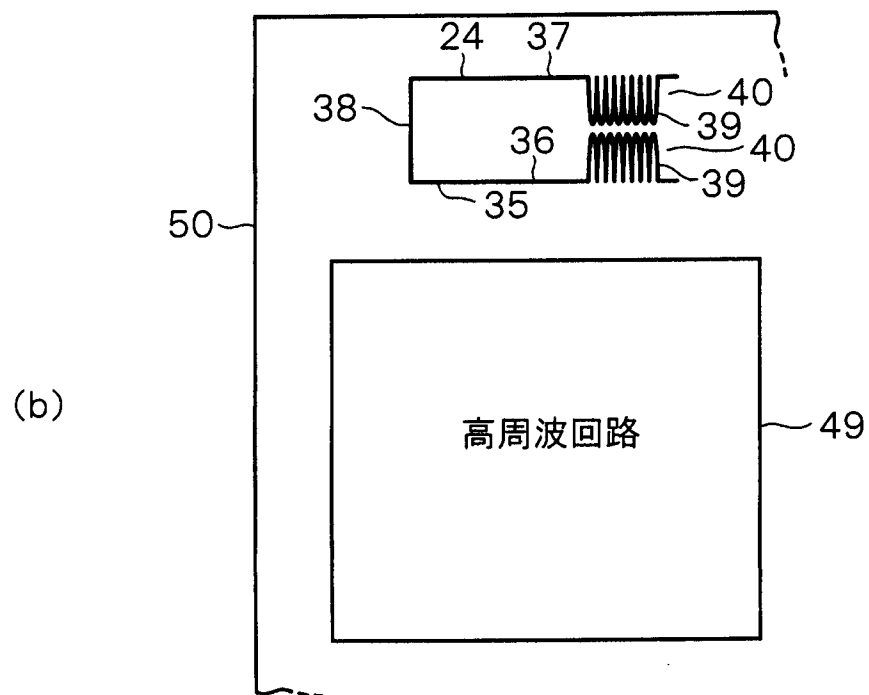
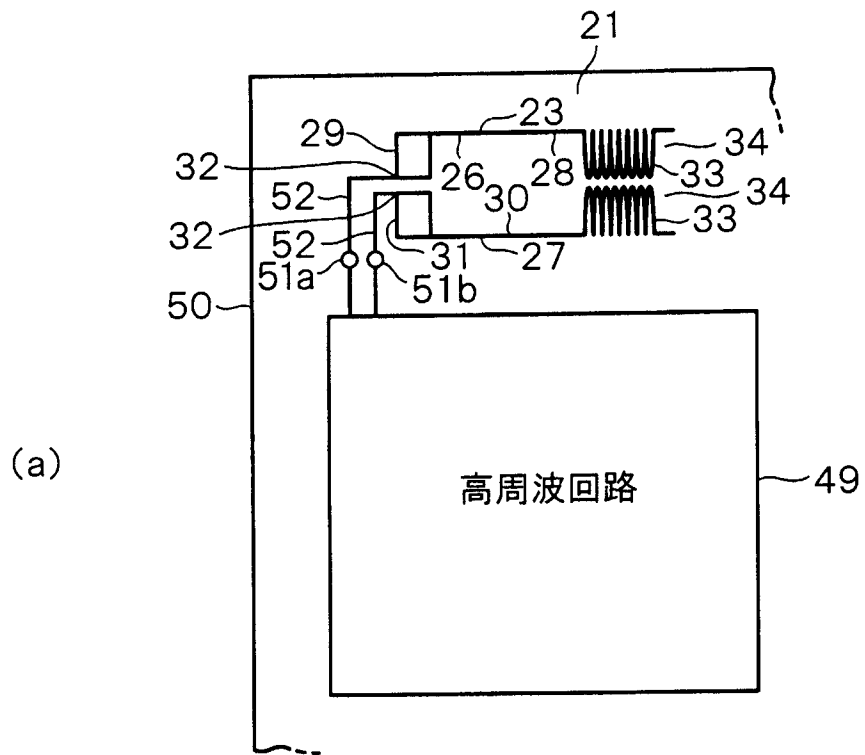
[図33]



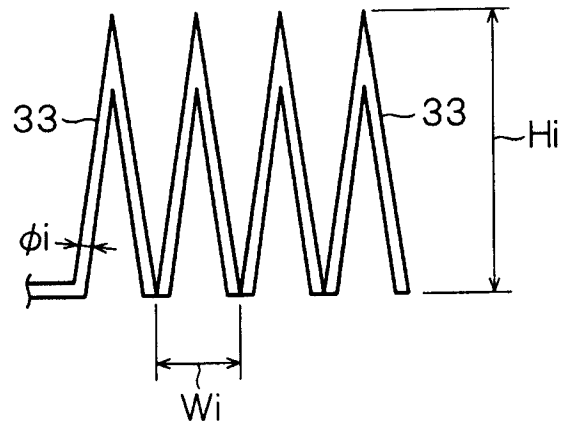
[図34]



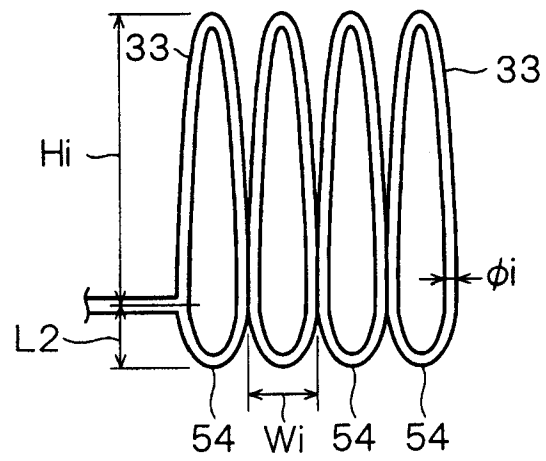
[図35]



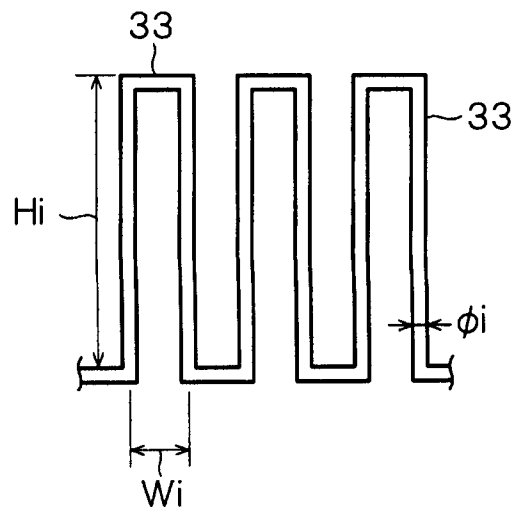
[図36]



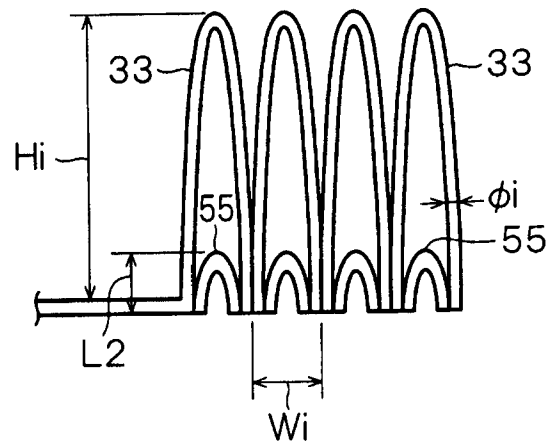
[図37]



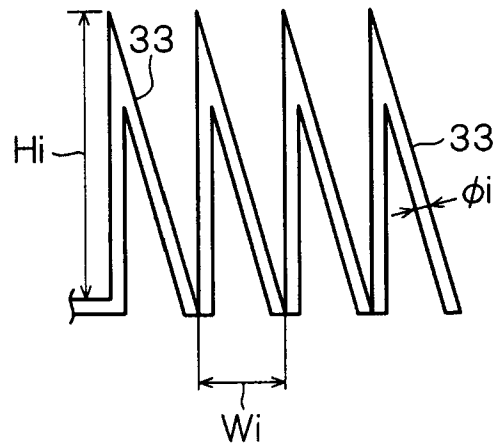
[図38]



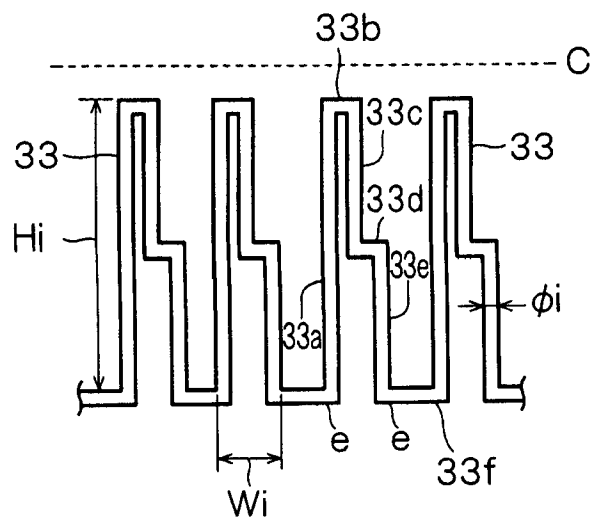
[図39]



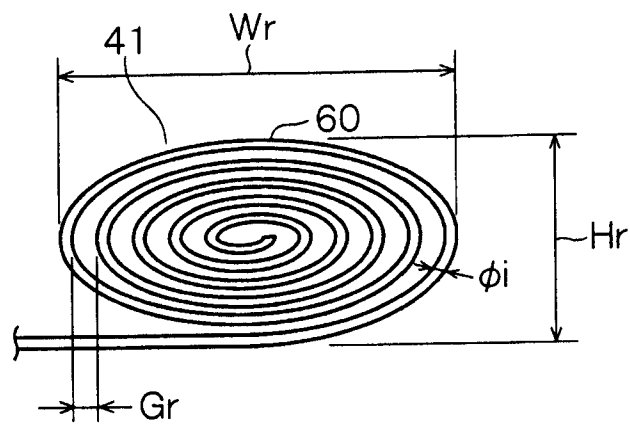
[図40]



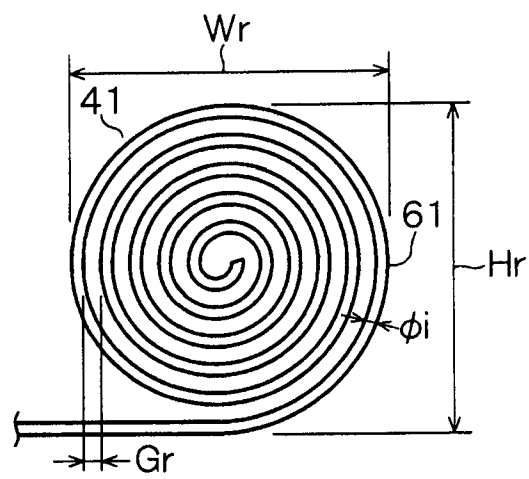
[図41]



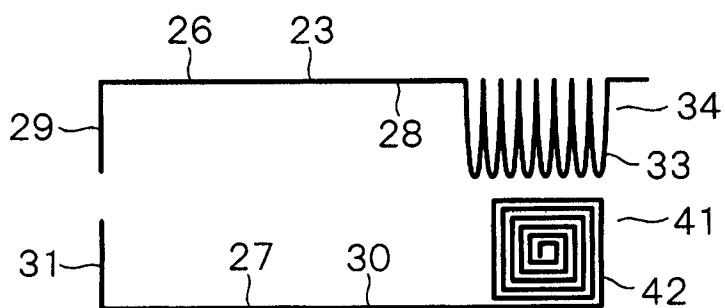
[図42]



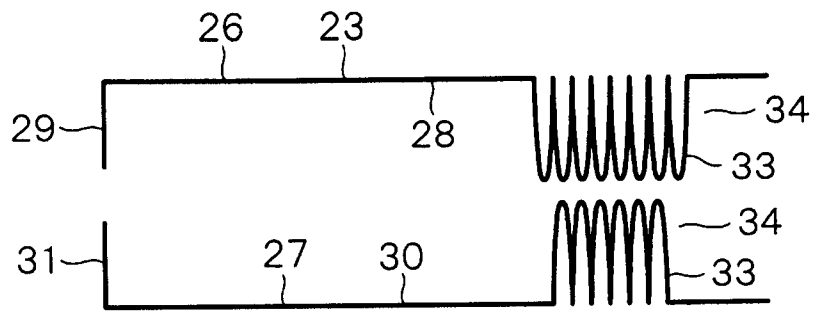
[図43]



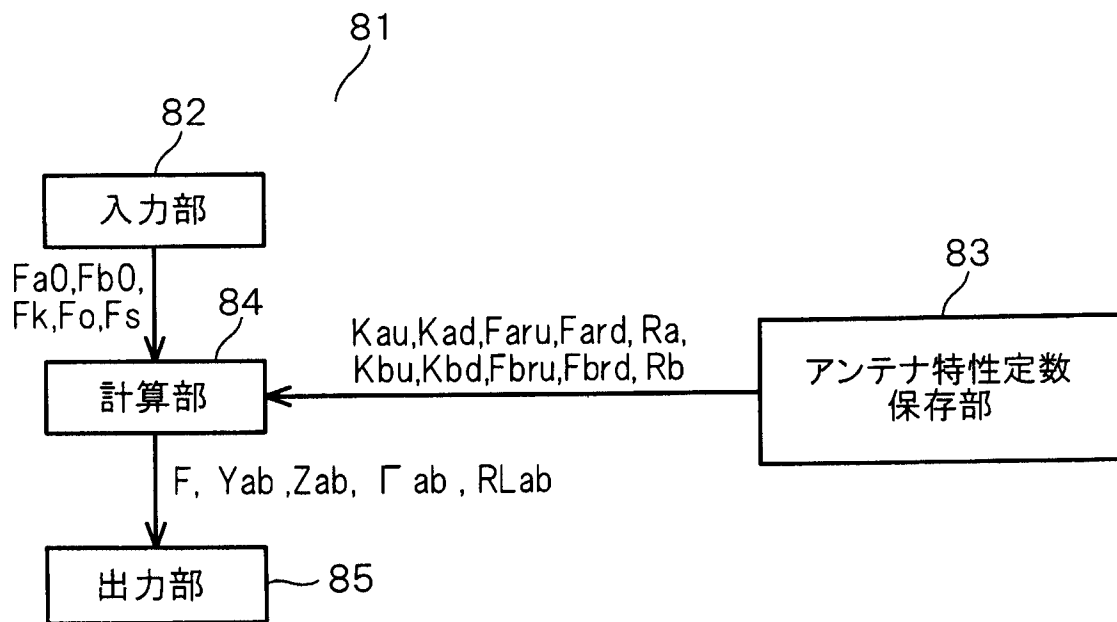
[図44]



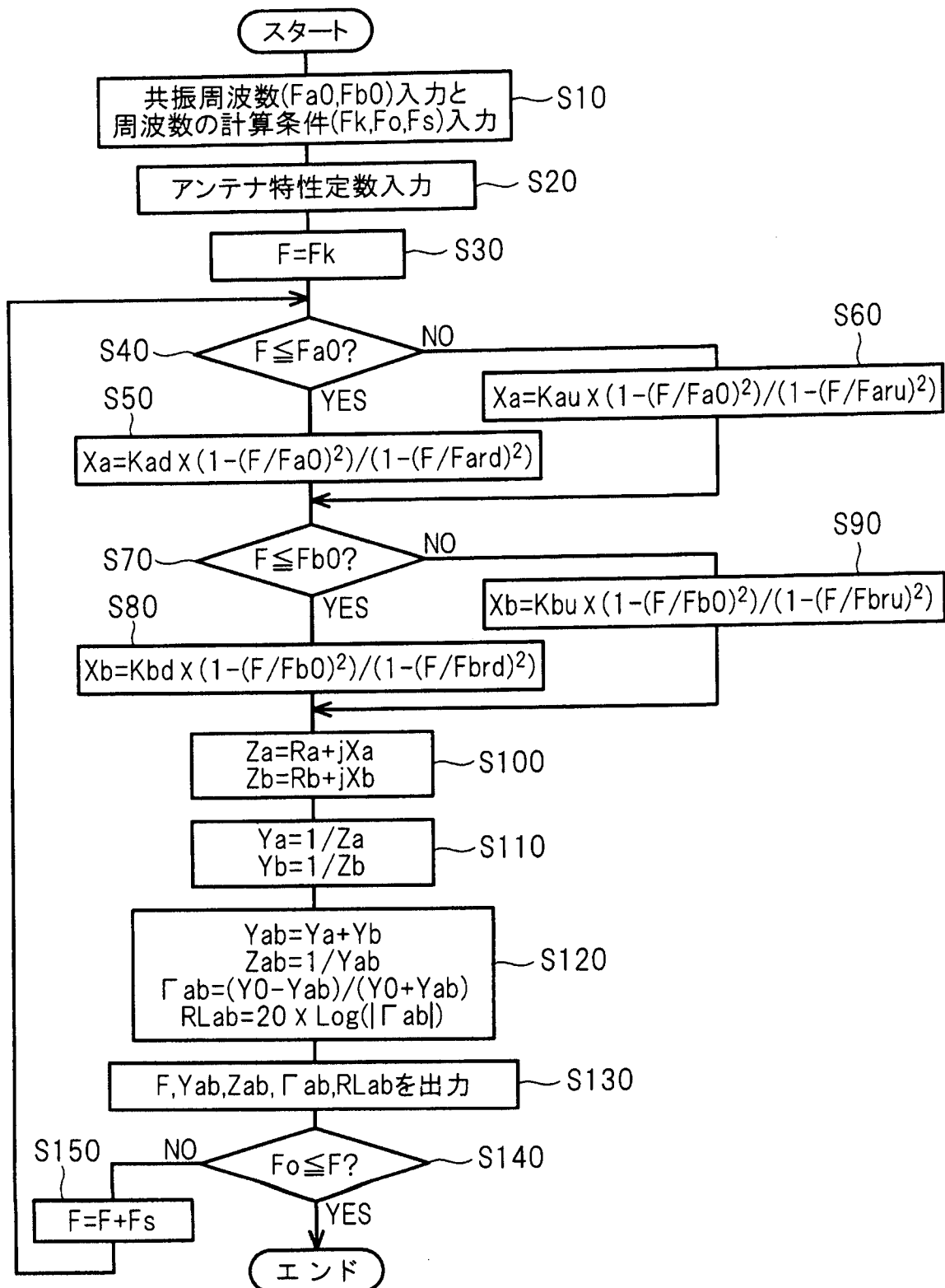
[図45]



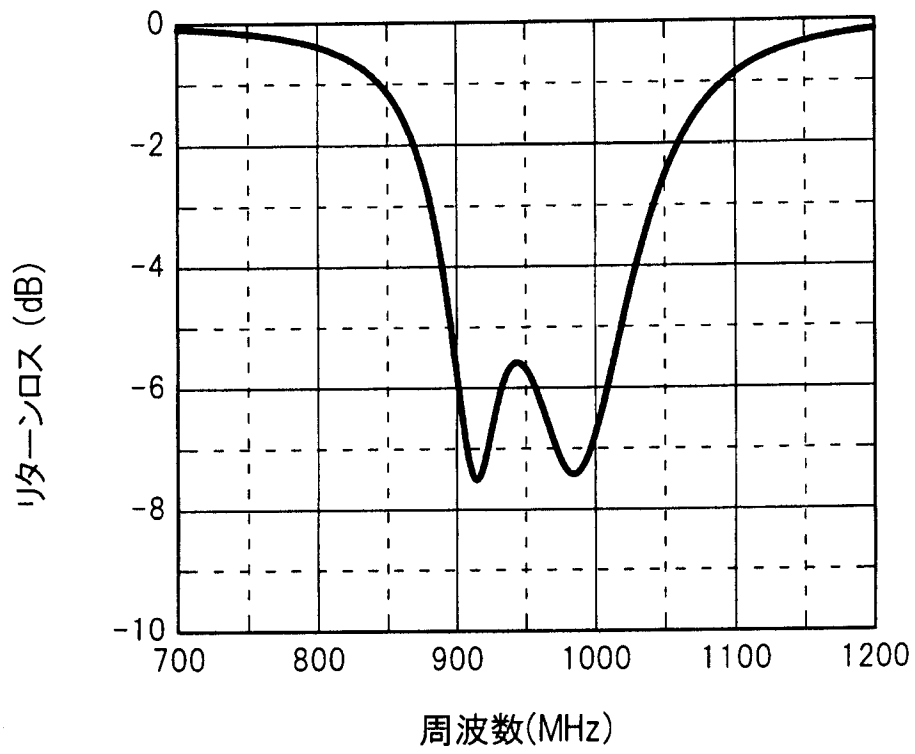
[図46]



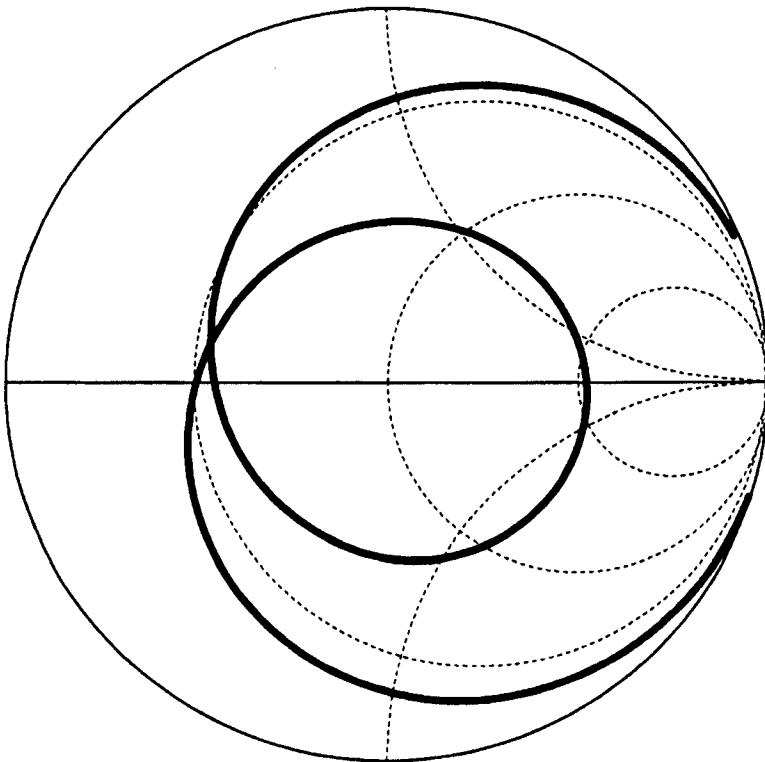
[図47]



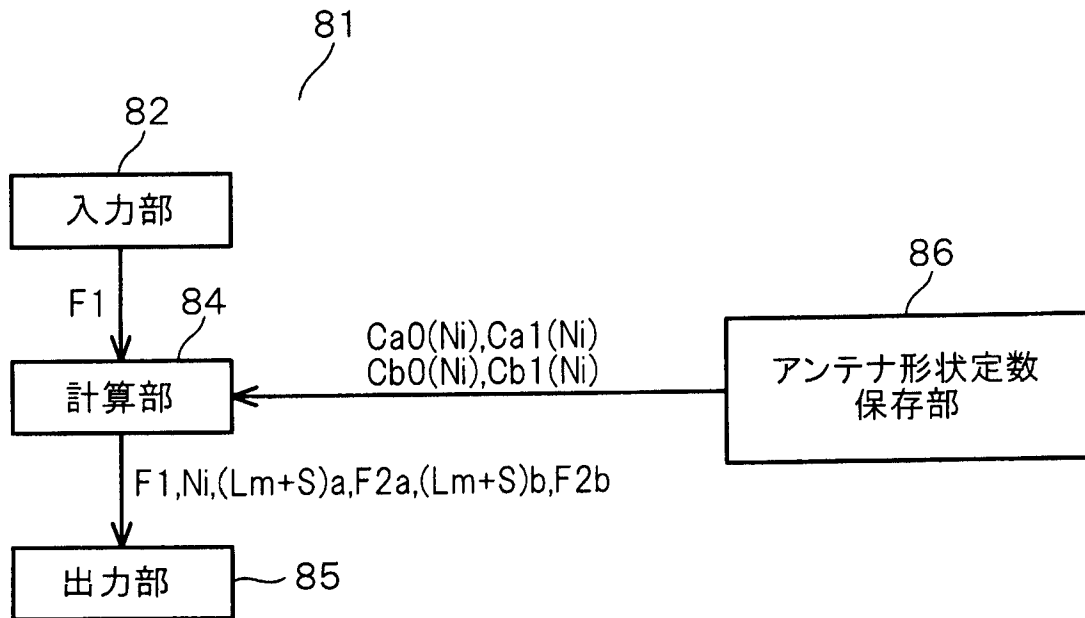
[図48]



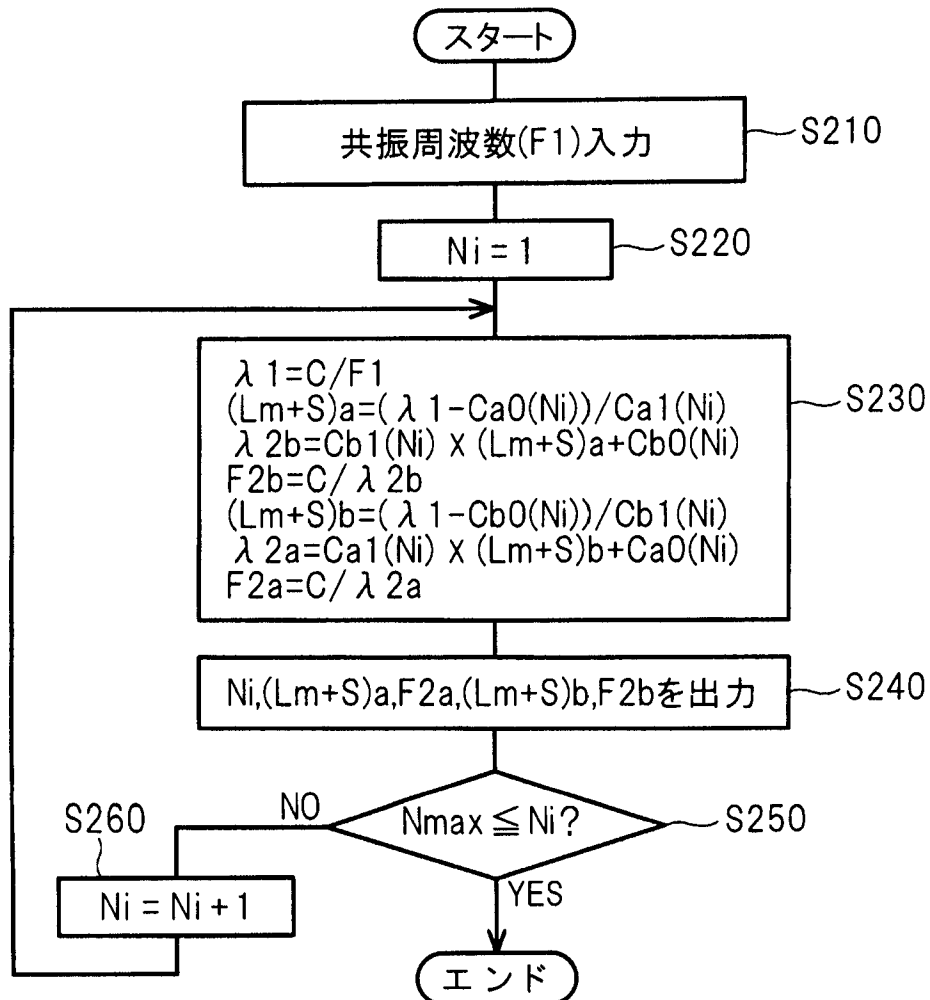
[図49]



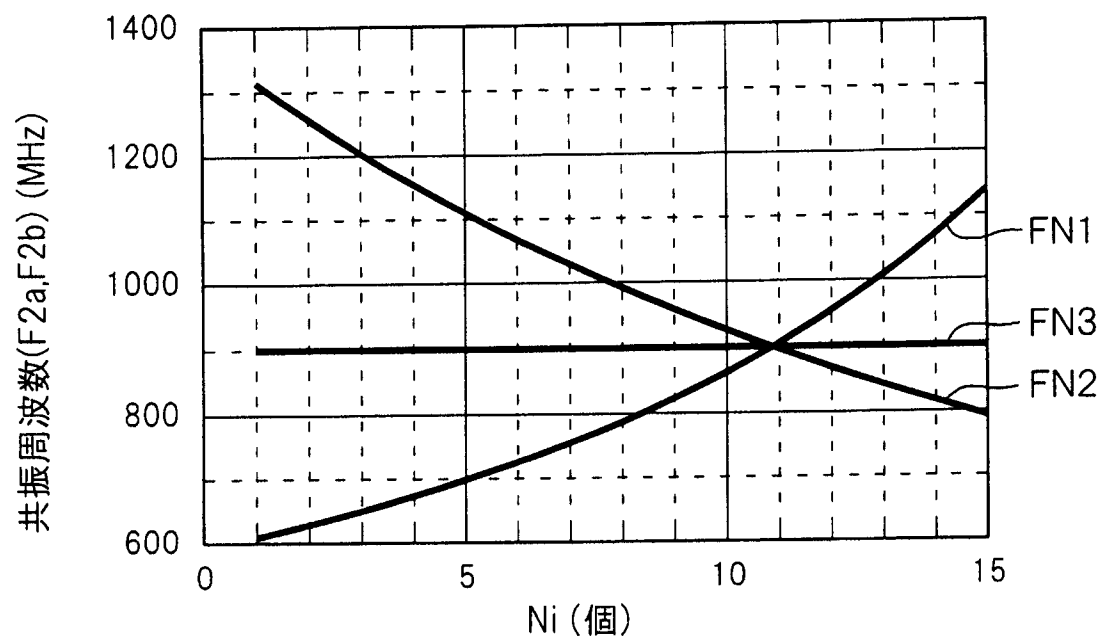
[図50]



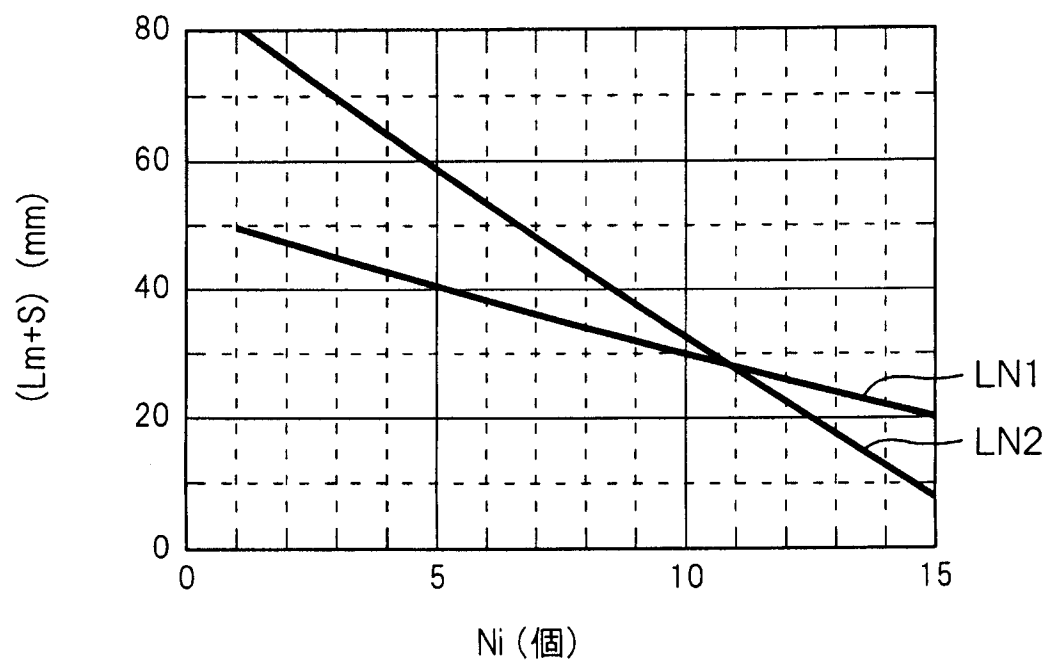
[図51]



[図52]



[図53]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/002906

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H01Q5/35(2015.01)i, H01Q7/00(2006.01)i

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)

H01Q5/35, H01Q7/00

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	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

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.
A	JP 2008-134867 A (Dainippon Printing Co., Ltd.), 12 June 2008 (12.06.2008), (Family: none)	1-33
A	JP 2007-142666 A (Kabushiki Kaisha Faverights), 07 June 2007 (07.06.2007), (Family: none)	1-33
A	JP 2006-180043 A (Hitachi Maxell, Ltd.), 06 July 2006 (06.07.2006), (Family: none)	1-33
A	JP 2004-312628 A (Alps Electric Co., Ltd.), 04 November 2004 (04.11.2004), (Family: none)	1-33

☐ 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
08 August 2016 (08.08.16)

Date of mailing of the international search report
30 August 2016 (30.08.16)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H01Q5/35(2015.01)i, H01Q7/00(2006.01)i

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. H01Q5/35, H01Q7/00

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	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016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 請求項の番号
A	JP 2008-134867 A（大日本印刷株式会社）2008.06.12（ファミリーなし）	1 - 33
A	JP 2007-142666 A（株式会社フェイバリッツ）2007.06.07（ファミリーなし）	1 - 33
A	JP 2006-180043 A（日立マクセル株式会社）2006.07.06（ファミリーなし）	1 - 33
A	JP 2004-312628 A（アルプス電気株式会社）2004.11.04（ファミリーなし）	1 - 33

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

08.08.2016

国際調査報告の発送日

30.08.2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

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）

佐藤 当秀

5 K

3784

電話番号 03-3581-1101 内線 3556