

(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1月26日(26.01.2017)



(10) 国際公開番号

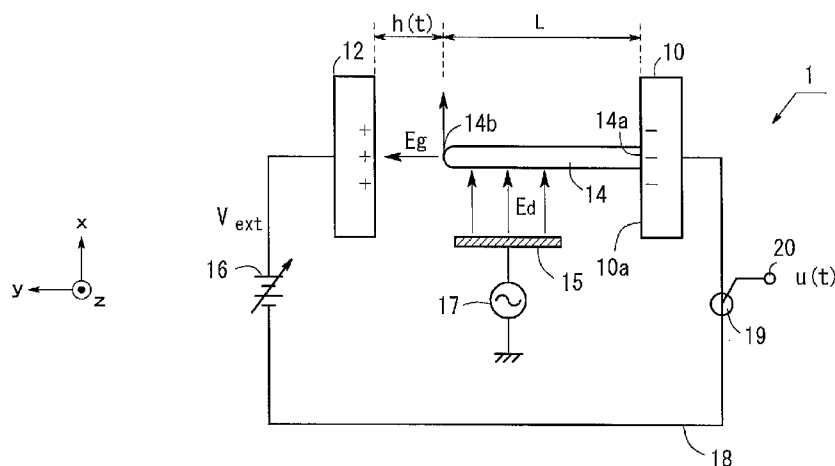
WO 2017/013851 A1

- (51) 国際特許分類:
H03H 7/20 (2006.01) H03C 1/46 (2006.01)
H01P 1/18 (2006.01) H03C 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/003294
- (22) 国際出願日: 2016年7月12日(12.07.2016)
- (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 2015-142854 2015年7月17日(17.07.2015) JP
特願 2015-202149 2015年10月13日(13.10.2015) JP
- (71) 出願人: 株式会社豊田中央研究所 (KABUSHIKI KAISHA TOYOTA CHUO KENKYUSHO) [JP/JP]; 〒4801192 愛知県長久手市横道4-1番地の1 Aichi (JP).
- (72) 発明者: 田所 幸浩 (TADOKORO, Yukihiro); 〒4801192 愛知県長久手市横道4-1番地の1 株式会社豊田中央研究所内 Aichi (JP). 田中 宏哉 (TANAKA, Hiroya); 〒4801192 愛知県長久手市横道4-1番地の1 株式会社豊田中央研究所内 Aichi (JP).
- (74) 代理人: 藤谷 修 (FUJITANI, Osamu); 〒4600002 愛知県名古屋市中区丸の内2丁目1-8番25号丸の内K Sビル16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), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (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).

[続葉有]

(54) Title: SIGNAL PROCESSOR

(54) 発明の名称: 信号処理装置



(57) Abstract: [Problem] To provide a compact device for detecting phase or controlling phase or amplitude with high sensitivity. [Solution] The present invention has: a linear conductor 14 having one end 14a connected to a negative electrode and the other end serving as a free end 14b; a positive electrode 12 provided so as to face the free end across a very small gap; a first signal source 16 for applying a voltage between the negative electrode and the positive electrode, the first signal source 16 being capable of varying the voltage; a driving electrode 15 for applying, to the space surrounding the conductor, an electric field having a component perpendicular to the length direction of the conductor; and a second signal source 17 for applying an AC signal to the driving electrode. This signal control device can serve as a device for controlling or modulating phase or amplitude.

(57) 要約: 【課題】感度の高い位相、振幅を制御し、又は位相を検出する小型の装置を実現する。【解決手段】陰極に、一端14aが固定され、他端を自由端14bとする線状の導電体14と、自由端と対面し、微小間隙を隔てて設けられた陽極12と、陰極と陽極との間に、電圧を印加し、その電圧を可変できる第1信号源16と、導電体の長さ方向に垂直な成分を有する電界を、導電体の周囲の空間に印加する駆動電極15と、駆動電極に交流信号を印加する第2信号源17と、を有する。本信号制御装置は位相又は振幅を制御、又は変調する装置とすることができる。

WO 2017/013851 A1

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

明 細 書

発明の名称： 信号処理装置

技術分野

[0001] 本発明は、微小構造で交流信号の位相や振幅を電氣的に制御したり、電磁波の位相を検出する信号処理装置に関する。例えば、移相装置、位相変調装置、振幅変調装置、位相検出装置（位相変調信号、周波数変調信号の検波装置を含む）に関する。

背景技術

[0002] マイクロ波帯域での移相器として、下記特許文献 1 に開示の装置が知られている。同文献によると、VOC の出力をダウンコンバートして低周波に変換し、その低周波の周波数と同一周波数で位相制御された基準信号との位相差が零となるように、VOC の出力位相が制御される。これによりマイクロ波領域での位相を低周波信号の位相で制御することができる。また、マイクロ波領域ではストリップ線路における容量や誘電率を電氣的に制御することで、マイクロ波の位相を電氣的に制御することができる。

[0003] 一方、特許文献 2、非特許文献 1 には、微小構造で高感度の検波器として、線状に伸びたカーボンナノチューブを、その一端を固定端として陰極に固定し、他端を自由端として、その自由端を平面状の陽極に対面させ、陽極と陰極間に直流バイアス電圧を印加した検波器が知られている。この装置では、カーボンナノチューブの自由端から陽極に向けて、電子の電界放出によるトンネル電流が流れ、その電流の大きさがカーボンナノチューブの自由端と陽極間の距離に応じて変化する。そして、一端を固定されたカーボンナノチューブの片持ち梁は、固有の機械的な共振周波数を有しており、到来波の周波数とその共振周波数に一致するとき、カーボンナノチューブは固定端を中心にして円弧状に大きく振動する。この共振周波数を変化させることができれば、ラジオ波の選局が可能となる。

[0004] また、カーボンナノチューブの先端には、直流バイアス電圧により電荷が

チャージされている。カーボンナノチューブが固定端から直線を中心軸として伸びているとして、先端の電荷は到来波の電界により力を受ける。この力は、到来波の電界のカーボンナノチューブの中心軸に垂直な成分（以下、「垂直成分」という）の大きさに比例する。カーボンナノチューブは、到来波が存在すると、選局状態で、中心軸の両側に同一振幅で大きく振動することになる。この振動により、カーボンナノチューブの自由端と陽極間の距離は、到来電波の2倍の周波数で振動し、その振動の振幅は到来波の電界の垂直成分に比例する。これにより、トンネル電流も、到来波の周波数の2倍の周波数で振動し、その振幅も到来波の電界の垂直成分に比例する。特許文献2、非特許文献1は、このような原理を用いてカーボンナノチューブ、陰極、陽極、及び直流バイアス電源だけで、ラジオ波を検波する装置を提案している。

[0005] さらに、非特許文献2によると、非特許文献1に記載された構造の他に、カーボンナノチューブに平行に電極を設けて、この電極に電圧 V_0 で直流バイアスされ、到来波の周波数の2倍の周波数で振幅 V_p の交流電圧を印加するようにした装置が開示されている。この装置では、直流バイアス電圧 V_0 と振幅 V_p の値により、カーボンナノチューブの振動の振幅が変化できる、すなわち、利得が制御できる。

先行技術文献

特許文献

[0006] 特許文献1：特開2007-27942

特許文献2：US8,717,046 B2

非特許文献

[0007] 非特許文献1：K.Jensen, J.Weldon, H.Garcia, and A.Zettl, "Nanotube Radio," Nano Letters, vol.7, no.11, pp.3508-3511, Nov. 2007.

非特許文献2：BJ Aleman, A Sussman, W Mickelson and A Zettl, "A Carbon Nanotube-based NEMS Parametric Amplifier for Enhanced Radio Wave Detection and Electronic Signal Amplification" Journal of Physics: Conf

erence Series 302(2011)012001

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 従来の移相器としては、出力をダウンコンバートして、低周波領域で同一周波数の制御信号との位相差が零となるようにVOCを発振させる装置や、マイクロストリップ線路を用いた装置である。小型化に難点がある。また、電磁波の位相を検出するには、各種の電子回路が用いられている。例えば、PLLを用いた同期検波と直交復調とを用いて、正確に位相情報を得ることができる。

本発明の目的は、上記のような電子回路を用いることなく、新たな原理を利用して、小型で信号処理感度の高い、移相器や移相変調器、振幅変調器、電磁波の位相検出器などの信号処理装置を実現することである。

課題を解決するための手段

[0009] 上記課題を解決するための本発明の第1の特徴は、交流信号を処理する信号処理装置において、支持導体と、支持導体に一端が固定されて、交流電界により、長さ方向に垂直な変位成分を有して振動する線状導電体と、線状導電体の長さ方向に垂直な成分を有する交流電界を線状導電体に印加する制御電極と、線状導電体の振動に基づいて生起される振動信号を検出する検出電極と、制御電極に交流信号を印加する信号源と、検出電極により検出された振動信号の振幅又は位相の情報を、交流信号の処理信号とする出力装置とを有することを特徴とする信号処理装置である。

[0010] 本発明において、支持導体の形状は任意である。線状導電体に電圧を印加できるものであれば任意である。また、線状導電体には、カーボンナノチューブ、金属ワイヤ、又は、導電性シリコンなどで、電磁波により屈曲振動できる電気導性のあるものを採用することができる。また、線状導電体は一端が支持導体に固定され、他端を振動可能な自由端とした片持ち梁、両端を対向する2つの支持導体に固定して、中央部が振動可能な状態とした両持ち梁であっても良い。交流信号の処理信号としては、交流信号の位相を移相さ

せた信号、交流信号を位相変調した信号、交流信号を振幅変調した信号、交流信号と合成される電磁波の位相の検出信号などである。

[0011] 本発明の第2の特徴は、上記第1の特徴において、支持導体は、陰極と、陽極とを有し、線状導電体は、陰極に、一端が固定され、他端を自由端とし、該他端が、陽極と微小間隙を隔てて対面して設けられており、陰極と陽極との間に、線状導電体の張力を制御するための可変電圧を印加する張力制御信号源と、を有し、出力装置は、信号源の出力する交流信号の振幅又は位相が、張力制御信号源の出力する可変電圧により制御された信号を出力することを特徴とする。

[0012] 第2の特徴において、陰極と陽極とは、一般的には、平板であるが、球体であっても良く、その他、曲面体であっても良い。陽極の線状導電体の自由端に対向する面は、線状導電体の振動に応じて、自由端との距離が変化する形状であれば、平面、曲面など任意である。また、制御電極も、同様に、平板、球体、曲面体であっても良い。また、陽極において、線状導電体の自由端が対向する位置は他の領域よりは自由端に向けて突出した構造であっても良い。線状導電体は、その中心軸に対して両側に、自由端が振動可能なものであれば、任意である。カーボンナノチューブ、金属、導電性シリコンなどの導電性を有する半導体で構成されるナノワイヤを用いることが可能である。

[0013] 第2の特徴において、信号源の出力する交流信号が制御電極に印加されることで、線状導電体の自由端付近の空間に交流電界を生起させることができる。この交流電界により、自由端は線状導電体の中心軸を中心にしてその両側に振動する。この振動により陽極と自由端との間隔が周期的に変動するので、線状導電体の自由端から陽極に向けて電界放出される電子の量（トンネル電流）も信号源の出力する交流信号に応じて振動することになる。張力制御信号源の出力する電圧は、自由端と陽極に印加されて、自由端は陽極に吸引される。この吸引力は張力制御信号源の出力する可変電圧に応じて変化させることができる。この吸引力が大きい程、線状導電体の弾性係数は大きく

なる。したがって、張力制御信号源の出力する可変電圧により、この弾性係数を変化させることができる。この弾性係数の変化により、トンネル電流の位相や振幅を制御することができる。これが、本発明の第2の特徴の創作性ある原理である。

[0014] また、信号源の出力する信号の周波数は、線状導電体の自由端の振動の固有周波数に等しく設定することが望ましい。これにより、陽極又は陰極に流れる位相や振幅が変調された信号の利得を最大とすることができる。

[0015] 信号処理装置は、移相装置であって、出力装置は、信号源の出力する交流信号の位相を、張力制御信号源の出力する直流電圧によって決定される移相量だけ、推移させた信号を出力する装置とすることができる。位相の制御された所望の信号は、陽極又は陰極に接続される線路から分岐して出力することができる。

[0016] また、信号処理装置は、位相変調装置であって、出力装置は、張力制御信号源の出力する可変電圧をバイアスされた交流信号として、その交流信号に応じて、信号源の出力する交流信号の位相を変調した信号を出力する装置とすることができる。

[0017] さらに、信号処理装置は、振幅変調装置であって、出力装置は、張力制御信号源の出力する信号をバイアスされた交流信号として、その交流信号に応じて、信号源の出力する交流信号の振幅を変調した信号を出力する装置とすることができる。

[0018] 本発明の第3の特徴は、第1の特徴において、信号処理装置は、到来する電磁波の位相を検出する位相検出装置であって、線状導体は、電磁波の電界により、長さ方向に垂直な変位成分を有して振動する導体であり、出力装置は、検出電極により検出された振動信号の振幅から電磁波の位相を検出する位相検出器を有することを特徴とする。

[0019] 第3の特徴においても、第1の特徴と同様に、線状導電体は一端が支持導体に固定され、他端を振動可能な自由端とした片持ち梁、両端を対向する2つの支持導体に固定して、中央部が振動可能な状態とした両持ち梁であって

も良い。

[0020] 線状導体を片持ち梁とした場合には、次の構成を採用することができる。

発明の第4の特徴は、第3の特徴において、支持導体は、陰極と、陽極とを有し、線状導電体は、陰極に、一端が固定され、他端を自由端とし、該他端が、陽極と微小間隙を隔てて対面して設けられており、陰極と陽極との間に、線状導電体の張力を制御するための可変電圧を印加する張力制御信号源とを有することを特徴とする。

この構造は、線状導電体の自由端から電子が検出電極としての陽極に向けて電界放出されて、トンネル電流が流れ、このトンネル電流の大きさが自由端の変位に依存することを利用するものである。この装置により、電磁波と交流信号との位相差により、電磁波の位相が検出される。

[0021] また、この構成において、張力制御信号源は、電圧を可変できる直流電源としても良い。線状導電体には電子が蓄積され、自由端は陽極の方にクーロン力を受ける。線状導電体の弾性定数は、このクーロン力に依存し、このクーロン力は、この電圧により変化させることができる。したがって、張力制御信号源の電圧により、線状導電体の弾性定数を変化させて、線状導電体の共振周波数を変化させることができる。すなわち、線状導電体が感応する電磁波の周波数を選択することかできる。したがって、本発明において、線状導電体の共振周波数が電磁波の周波数に一致するように、張力制御信号源の電圧が調整されていることが望ましい。線状導電体を共振させることで受信感度を大きくすることができる。また、位相検出器は、振動信号のベースバンド信号、基本周波数や第2高調波の振幅から電磁波の位相を検出するようにしても良い。

[0022] また、線状導電体を両持ち梁とした場合には、次の構成を採用することができる。

本発明の第5の特徴は、第3の特徴において、支持導体は第1支持導体と第2支持導体とから成り、線状導電体は一端が第1支持導体に固定され、他端が第2支持導体に固定されていることを特徴とする。

この構造では、線状導電体の長さ方向の midpoint が最大振幅となるように、電磁波に応じて振動する。検出電極はこの部分の振動による変位を検出することになる。例えば、検出電極は、線状導電体との間の静電容量を検出することで、振動信号を検出する構造とすることができる。検出電極は、線状導電体に平行であって、その線状導電体に対して制御電極とは反対側に設けも良い。また、制御電極は、検出電極を兼ねるようにしても良い。制御電極に印加する交流信号の周波数と検出電極により検出される振動信号の周波数とが異なるようにすれば、制御電極と検出電極とが共通であっても振動信号を分離抽出することができる。

[0023] また、上記第3乃至第5の特徴において、信号源の出力する交流信号は、任意の直流電圧でバイアスされた交流電圧としても良い。そして、その直流電圧は、線状導電体の共振周波数が電磁波の周波数に一致するように調整されていることが望ましい。交流信号が印加された制御電極により、線状導電体の長さ方向に垂直な成分を有する電界が発生する。この電界により線状導電体はクーロン力を受ける。バイアスされた交流信号に含まれる直流電圧は、一定のクーロン力を線状導電体に与えることになり、この直流電圧を変化させることにより、線状導電体の弾性定数を変化させることができる。また、交流信号の周波数は、線状導電体の共振周波数に等しく設定されることが望ましい。すなわち、受信する電磁波の周波数と交流信号の周波数と線状導電体の共振周波数とを一致させることが、検出感度を大きくする上で望ましい。また、電磁波の周波数と交流信号との周波数を一致させることは、位相検出の精度を向上させる上で必要である。また、位相検出器は、振動信号の第2高調波の振幅から電磁波の位相を検出するようにしても良い。

[0024] 本発明の第1乃至第5の特徴において、線状導電体に対して、制御電極の配置位置と反対側にアース電極が設けられていても良い。制御電極とアース電極間で、直線的に電界を発生させることができるので、線状導電体の中心軸に対して垂直に電界を、線状導電体に印加することができる。これにより、自由端の振動を効率良く発生させることができる。制御電極とアース電

極とは、対向する面を平行とすることで、平行平板、平行曲面板のコンデンサを形成することで、直線状の電界を線状導電体に印加することができ、効率良く振動を生起させることができる。

また、導電体は、複数、平行に設けられていても良い。所望の出力すべき信号の振幅を大きくすることができる。

[0025] 本発明の第6の特徴は、本発明の第3の特徴乃至第5の特徴の何れか1つの特徴における支持導体、線状導体、及び、検出電極とを、少なくとも有して電磁波を線状導電体で受信して検出電極から電磁波に基づく振動信号を電圧の電磁波検出信号として出力する電磁波検出ユニットと、

本発明の第3の特徴乃至第5の特徴の何れか1つの特徴における支持導体、線状導体、制御電極、検出電極、及び、信号源とを少なくとも有し、交流信号の周波数を電磁波の周波数に一致させ、電磁波を遮蔽させた状態とし、検出電極から交流信号に基づく振動信号を電圧の参照信号として出力する参照信号出力ユニットと、

本発明の第3の特徴乃至第5の特徴の何れか1つの特徴における支持導体、線状導体、制御電極、検出電極、及び、位相検出器とを少なくとも有し、さらに、線状導電体に対して、制御電極の配置位置と反対側であって制御電極と平行に配置された付加制御電極とを有した位相検出ユニットと、

から成り、

電磁波検出ユニットの出力する電磁波検出信号を制御電極に印加し、参照信号出力ユニットの出力する参照信号を付加制御電極に印加するようにしたことを特徴とする位相検出装置である。

[0026] この構成においては、電磁波検出ユニットからは電磁波のみによって生じた振動信号が電磁波検出信号として出力され、参照信号出力ユニットからは交流信号によって生じた振動信号が参照信号として出力される。そして、位相検出ユニットの制御電極には電磁波検出信号が印加され、付加制御電極には参照信号が印加される。制御電極と付加制御電極と線状導電体とは平行である。この結果、制御電極により生じる電界の方向と、付加制御電極により

生じる電界の方向とは平行であり、線状導電体の長さ方向に垂直となる。この結果、電磁波検出信号と参照信号との位相差に応じて、両電極により生じる合成電界の振幅が変動し、線状導電体の振幅を位相差に応じて変化させることができる。この結果、電磁波の位相の検出感度を向上させることができる。

発明の効果

[0027] 本発明の第1の特徴においては、新たな原理を利用して、小型で信号処理感度の高い、移相器や移相変調器、振幅変調器、電磁波の位相検出器などの信号処理装置を実現することができる。

また、第2の特徴においては、線状導電体の自由端と陽極との間に流れる電界放出によるトンネル電流を処理されて得られるべき信号としている。このため本装置では構造が簡単で小型化できると共に制御感度を大きくすることができる。

また、第3乃至第6の特徴においては、電磁波による電界と制御電極により生起される電界との合成電界を、線状導電体に印加するようにして、線状導電体の振動に基づいて発生する振動信号から電磁波の位相を検出するものである。振動信号は、合成電界に対して非線形性を有する。これにより、電磁波と交流信号との位相差を感度良く検出することができる。また、線状導電体の共振周波数が比較的低いことから、ラジオ波のような比較的low周波であっても、大きなアンテナを用いずに、サブマイクロスケールの超小型装置として、位相を検波することができる。

図面の簡単な説明

[0028] [図1]本発明の具体的な実施例1に係る信号処理装置を示した構成図。

[図2]同実施例におけるカーボンナノチューブ先端と陽極間の距離の増加量 Δh と、先端の x 座標及びカーボンナノチューブの長さ L との関係を示した説明図。

[図3]同実施例装置の第1信号源の出力する電圧とカーボンナノチューブの張力との関係を示した特性図。

[図4]同実施例装置の第1信号源の出力する電圧とカーボンナノチューブの自由端の振動モードに關与する弾性定数との關係を示した特性図。

[図5]同実施例装置の第1信号源の出力する電圧と陽極又は陰極を流れる得るべき目的とする信号の位相との關係を示した特性図。

[図6]本発明の具体的な他の実施例2に係る信号処理装置を示した構成図。

[図7]本発明の具体的な他の実施例3に係る信号処理装置を示した構成図。

[図8]同実施例におけるカーボンナノチューブ先端と陽極間の距離の増加量 Δh と、先端の x 座標及びカーボンナノチューブの長さ L との關係を示した説明図。

[図9]同実施例装置のバイアス電源の出力する電圧とカーボンナノチューブの張力との關係を示した特性図。

[図10]同実施例装置のバイアス電源の出力する電圧とカーボンナノチューブの自由端の振動モードに關与する弾性定数との關係を示した特性図。

[図11]Euler-Bernoulli beam Theory により求めた、検出電極が出力する振動電流が位相により變化することを示した波形図。

[図12]同じくEuler-Bernoulli beam Theory により求めた、検出電極が出力する振動電流が位相により變化することを示した波形図。

[図13]同じくEuler-Bernoulli beam Theory により求め、検出電極が出力する振動電流の第2高調波の位相と電力スペクトルとの關係を示す特性図。

[図14]本発明の具体的な実施例4に係る信号処理装置を示した構成図。

[図15]本発明の具体的な実施例5に係る信号処理装置を示した構成図。

[図16]本発明の具体的な実施例6に係る信号処理装置を示した構成図。

発明を実施するための形態

[0029] 以下、本発明を具体的な実施例に基づいて説明する。本発明は下記の実施例に限定されない。

実施例 1

[0030] 本実施例は、本発明の信号処理装置を移相、位相変調、又は、振幅変調などの信号を制御できる装置に用いた例である。図1は、移相器1を示した構

成図である。直線状に y 軸方向に伸びたカーボンナノチューブ（以下、「CNT」と記す）14は、その一端を固定端14aとして、平板状の陰極10の一面10aに固定されている。CNT14の他端は自由端14bである。この自由端14bに対面するように平板状の陽極12が設けられている。陰極10が支持導体に、陽極12が検出電極に該当する。

[0031] 陰極10と陽極12との間に電圧を印加する張力制御信号源である第1信号源16が接続されている。また、CNT14の中心軸（ y 軸）に平行に平板状の制御電極である駆動電極15が設けられている。この駆動電極15には、交流信号を出力する信号源である第2信号源17が接続されている。駆動電極15は、第2信号源17の出力に応じて、CNT14の中心軸に垂直な方向（ x 軸方向）に交流電界である駆動電界 E_d を発生させる。その駆動電界 E_d によりCNT14の自由端付近に蓄積された電荷がクーロン力を受けて、CNT14は、その中心軸（ y 軸）を中心にして、その中心軸に垂直な方向（ x 軸方向）に振動する。また、陰極10と陽極12とを接続する線路18には分岐器19が挿入されており、分岐器19の分岐端子20から位相が制御された所望の信号が出力される。第2信号源17の出力する信号を搬送波、第1信号源16の出力する信号を変調信号とすると、線路18には、搬送波が変調信号により変調された信号が流れ、分岐器19の出力端20から変調された所望の信号が出力される。出力装置は、線路18、分岐器19で構成されている。

[0032] 次に、本実施例に係る移相器1の作用について説明する。第1信号源16の出力信号 V_{ext} は、説明を簡単にするために、可変直流電圧とする。また、第2信号源17の出力する交流信号は、説明を簡単にするために、単一正弦波とする。

[0033] 1. 電界放出（トンネル伝導）

CNT14の先端の自由端14bと、それと対向する陽極12との間隔（以下、この間隔を「自由端距離」という）を $h(t)$ とする。自由端距離 $h(t)$ を時間の関数とするのは、後述するようにCNT14の自由端14b

がx軸方向に振動するため、その自由端距離が時間と共に変化するためである。

良く知られたように、自由端14bから陽極12に向けて電子が電界放出されることによって、線路18に流れる電流 $I(t)$ は、(1)式で表される。

[数1]

$$I(t) = c_1 A (E_g(h))^2 \exp\left(-\frac{c_2}{E_g(h)}\right) \quad \dots (1)$$

ただし、 A はCNT14の自由端14bにおける中心軸に垂直な断面の面積、 c_1 、 c_2 は、基礎的定数とCNT14の仕事関数により決定される係数である。 $c_1 = 3.4 \times 10^{-5} \text{ A/V}^2$ 、 $c_2 = 7.0 \times 10^{10} \text{ V/m}$ である。 $E_g(h)$ は、第1信号源16の出力信号の電圧 V_{ext} によって生じる自由端14bの表面近傍の電界（以下、「自由端表面電界」という）であり、自由端距離 $h(t)$ の関数である。

[0034] $h(t)$ は、CNT14が湾曲振動して、自由端14bがx軸方向に時間 t の経過と共に振動する時に、自由端14bと陽極12との距離である。 $h(t)$ は一次近似として(2)式で表される。

[数2]

$$h(t) = h_0 + \Delta h(t) \quad \dots (2)$$

また、 h_0 は、CNT14が湾曲しておらず直線状態でy軸に平行な状態での自由端14bと陽極12との距離、すなわち、自由端距離の最小値である。 $\Delta h(t)$ は、自由端14bがx軸方向に時間 t の経過と共に湾曲して振動する時の自由端距離の h_0 に対する増加量である。なお、 $\Delta h(t) > 0$ である。

[0035] 自由端表面電界 $E_g(h)$ は、自由端距離 h の関数であり、一次近似として(3)式で表すことができる。 E_{g0} は、CNT14が湾曲しておらず直線状態でy軸に平行な状態における自由端表面電界である。また、CNT14が湾

曲して自由端 1 4 b が x 軸方向に振動して、自由端距離 $h(t)$ が $\Delta h(t)$ だけ増加した時の自由端表面電界の E_{g0} に対する増加量 $\Delta E_g(h)$ は (4) 式で表される。ただし、自由端距離 $h(t)$ が大きくなると、自由端表面電界 $E_g(h)$ は減少するので、 $\Delta h(t) > 0$ に対し、 $\Delta E_g(h) < 0$ である。

[数3]

$$E_g(h_0 + \Delta h(t)) = E_{g0} + \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \Delta h(t) \quad \dots (3)$$

[数4]

$$\Delta E_g(h) = \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \Delta h(t) \quad \dots (4)$$

[0036] また、トンネル電流 $I(t)$ は、CNT 1 4 が湾曲しておらず直線状態で y 軸に平行な状態でのトンネル電流 I_0 と、すなわち、トンネル電流 $I(t)$ の最大値と、CNT 1 4 が湾曲して自由端 1 4 b が x 軸方向に振動して、自由端距離が $\Delta h(t)$ だけ増加する時のトンネル電流の増加量 $\Delta I(t)$ を用いて、一次近似として (5) 式で定義される。ただし、 $\Delta I(t) < 0$ である。

電流 I_0 は、自由端表面電界が E_{g0} の時の電流であるので、(1) 式により、(6) 式で表される。増加量 $\Delta I(t)$ は、(1) 式を自由端表面電界 E_g に関して一次展開して、(7) 式で与えられる。

[数5]

$$I(t) = I_0 + \Delta I(t) \quad \dots (5)$$

[数6]

$$I_0 = c_1 A (E_{g0})^2 \exp\left(-\frac{c_2}{E_{g0}}\right) \quad \dots (6)$$

[数7]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\Delta E_g(t)}{E_{g0}} \right) \quad \dots (7)$$

(7) 式に (4) 式の増加量 $\Delta E_g(h)$ と増加量 $\Delta h(t)$ との関係を用いれば、トンネル電流 $I(t)$ の増加量 $\Delta I(t)$ は、(8) 式で表される。

[数8]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{\Delta h(t)}{E_{g0}} \quad \dots (8)$$

[0037] 2. CNT 14 の振動

第2信号源 17 の出力により駆動電極 15 によって、CNT 14 の中心軸の位置で、その中心軸に垂直な方向 (x 軸方向) に生起される交流の駆動電界を $E_d(t)$ とする。 $E_d(t)$ は (9) 式で表される。D は、駆動電界 $E_d(t)$ の振幅である。

[数9]

$$E_d(t) = D \cos(\omega t) \quad \dots (9)$$

CNT 14 は、14 a を固定端、14 b を自由端とする片持ち梁であるので、交流の駆動電界 E_d により、CNT 14 の自由端 14 b 付近に蓄積される負電荷 Q はクーロン力を受けて、中心軸に垂直な x 軸方向に湾曲し、その自由端 14 b は、駆動電界 E_d の極性の変化に応じて、x 軸方向に振動する。この振動における自由端 14 b の x 座標に関する運動方程式は、(10) 式で与えられる。

[数10]

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + s \frac{dx}{dt} + kx = QD \cos(\omega t) \quad \dots (10)$$

ただし、m は CNT 14 の有効質量、s はダンピング係数、k は弾性定数、Q は CNT 14 の自由端 14 b における蓄積電荷量である。k は弾性定数

は、(11)式で与えられる。

[数11]

$$k = \frac{3YP}{L^3} \quad \dots(11)$$

ただし、Yはヤング率、PはCNT14の慣性モーメント、LはCNT14の長さである。

[0038] (10)式の微分方程式の解である、自由端14bのx座標x(t)は、(12)式で表される。

[数12]

$$x(t) = B \cos(\omega t - \phi) \quad \dots(12)$$

振幅Bは、(13)式、位相φは(14)式で表される。

[数13]

$$B = \frac{QD}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (s\omega)^2}} \quad \dots(13)$$

[数14]

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{s\omega}{k - m\omega^2} \right) \quad \dots(14)$$

[0039] また、CNT14の自由端14bの振動に関して、(15)式で表される共振角周波数（以下、単に、「共振周波数」という） ω_0 が存在する。駆動電界 E_d の角周波数（以下、単に、「周波数」という）が、共振周波数 ω_0 に等しい時、自由端14bのx座標 $x_{reso}(t)$ は、(16)式で表される。

[数15]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad \dots(15)$$

[数16]

$$x_{reso}(t) = \frac{QD}{s\omega_0} \cos(\omega_0 t - \phi) \quad \dots(16)$$

[0040] 3. 位相制御

トンネル電流 $I(t)$ の増加量 $\Delta I(t)$ は、(8) 式から明らかなように、増加量 $\Delta h(t)$ に依存する。自由端 14 b の振動を、CNT 14 を剛体と仮定し、固定端 14 a を中心とした正負方向の微小量回転振動で近似する。 $\Delta h(t)$ は、図 2 に示すように、ピタゴラスの定理により、自由端 14 b の位置 $x(t)$ と CNT 14 の長さ L とを用いて、(17) 式で表される。

[数17]

$$\Delta h(t) = L - \sqrt{L^2 - x^2(t)} \quad \dots (17)$$

その近似式は (18) 式となる。

[数18]

$$\begin{aligned} \Delta h(t) &= L \left\{ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{x(t)}{L} \right)^2} \right\} \\ &= \frac{x^2(t)}{2L} \quad \dots (18) \end{aligned}$$

[0041] $\Delta I(t)$ を表す (8) 式に、(18) 式を代入すると、 $\Delta I(t)$ は、(19) 式で表される。(21) 式で定義される定数 G を用いると、 $\Delta I(t)$ は、(20) 式のように、自由端 14 b の x 座標の 2 乗に比例する。ただし、自由端距離 $h(t)$ が増加すると、自由端表面電界 E_g は減少するので、 $\partial E_g / \partial h$ は負、定数 G は正として定義されている。

[数19]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{x^2(t)}{2LE_{g0}} \quad \dots (19)$$

[数20]

$$\Delta I(t) = -I_0 G x^2(t) \quad \dots (20)$$

[数21]

$$G = - \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{1}{2LE_{g0}} \quad \cdots (21)$$

(12) 式の $x(t)$ を (20) 式に代入して (22) 式が得られる。

[数22]

$$\Delta I(t) = -\frac{1}{2} I_0 G B^2 \{ \cos[2(\omega t - \phi)] + 1 \} \quad \cdots (22)$$

また、駆動電界 E_d の周波数を共振周波数 ω_0 として、CNT 14 を共振状態とすると、共振状態での自由端 14 b の x 座標を表す (16) 式を (20) 式に代入して、(23) 式が得られる。

[数23]

$$\Delta I(t) = -\frac{1}{2} I_0 G \left(\frac{QD}{s\omega_0} \right)^2 \{ \cos[2(\omega_0 t - \phi)] + 1 \} \quad \cdots (23)$$

[0042] このように、トンネル電流の増加量 $\Delta I(t)$ は、駆動信号の $\cos(\omega t)$ に対して、直流分と、交流分 $\cos \{2(\omega t - \phi)\}$ で表される。

この信号の位相 ϕ は、(14) 式で与えられるように、CNT 14 の弾性定数 k により変化させることができる。この弾性定数 k は、第 1 信号源 16 の電圧 V_{ext} に依存する。図 3 に示すように、電圧 V_{ext} (バイアス電圧) が大きくなる程、CNT 14 の自由端 14 b は陽極 12 から大きな引力を受け、CNT 14 は、中心軸方向の y 軸方向に引っ張り応力 (張力) が印加される。中心軸方向の引っ張り応力が大きい程、図 4 に示すように、自由端 14 b の中心軸に垂直な x 軸方向の弾性定数 k は大きくなる。すなわち、弾性定数 k は、 $k = g(V_{ext})$ であり、第 1 信号源 16 の電圧 V の関数となる。

[0043] (14) 式から明らかなように、電圧 V_{ext} を調整して、 k を $m\omega^2$ の付近に設定することで、僅かな k の変化で、位相 ϕ を大きく変化させることができる。また、(13) 式から明らかなように、自由端 14 b の x 軸方向の振動の振幅 B も、同様に、僅かな k の変化で大きく変化させることができる。

このようにして、第1信号源16の電圧 V_{ext} を制御すれば、分岐器19の分岐端子20から得られる信号 $u(t)$ の振幅と位相とを、第2信号源17の出力信号の位相に対して、変化（推移）させることができる。

[0044] 第1信号源16の出力電圧 V_{ext} が直流であれば、信号 $u(t)$ の振幅と位相が制御され、電圧 V_{ext} を変化させれば、位相と振幅を変化させることができる。

さらには、第2信号源17の出力信号を搬送波、第1信号源16の出力をバイアスレベル V_0 を中心とする交流信号 $v(t)$ とすれば、交流信号 $v(t)$ を変調信号として、搬送波に対して、位相変調、又は、振幅変調を行うことが可能となる。

実施例 2

[0045] 図6は、実施例2に係る信号処理装置である。実施例1の装置と異なる点は、CNT14を中心軸として、制御電極である駆動電極15の位置と対称位置にアース電極30を設けたことが特徴である。この構成により、駆動電極15が生起する交流電界である駆動電界 E_d 正確に x 軸に平行、すなわち、CNT14の中心軸に垂直とすることができる。これによりCNT14の自由端14bの x 軸方向の振動を効率良く行うことができる。他の構成は、実施例1と同一である。

実施例 3

[0046] 本実施例は、本発明の信号処理装置を、信号の位相を検出する位相検出装置に用いた例である。位相検出装置は、位相変調信号や周波数変調信号の復調装置を含む。図7は、位相検出装置2を示した構成図である。実施例1と同一機能を果たす部分には同一符号が付されている。直線状に y 軸方向に伸びたCNT14は、その一端を固定端141として、平板状の陰極10の一面10aに固定されている。CNT14の他端は自由端142である。この自由端142に対面するように平板状の陽極12が設けられている。CNT14は線状導電体、陰極10は支持導体、陽極12は検出電極である。

[0047] 陰極10と陽極12との間に直流電圧を印加する張力制御信号源であるバ

イアス電源 161 が接続されている。また、CNT 14 の中心軸（ y 軸）に平行に平板状の制御電極 151 が設けられている。この制御電極 151 には、交流信号である制御電圧を出力する信号源である制御電源 171 が接続されている。制御電極 151 は、制御電源 171 の出力に応じて、CNT 14 の中心軸に垂直な方向（ x 軸方向）に交流電界である制御電界 E_{ref} を発生させる。また、外部から到来する電磁波は、CNT 14 の中心軸とその中心軸の垂直方向とに垂直な方向（ $-z$ 軸方向、図 7 の紙面に垂直な方向）から xy 面に垂直に入射し、その電界 E_{rad} は CNT 14 の中心軸に垂直な方向（ x 軸方向）に平行とする。これにより、CNT 14 の中心軸の位置に、制御電界 E_{ref} と到来電磁波の電界 E_{rad} との合成電界 E_d が形成される。その合成電界 E_d により CNT 14 の自由端付近に蓄積された電荷がクーロン力を受けて、CNT 14 は、その中心軸（ y 軸）を中心にして、その中心軸に垂直な方向（ x 軸方向）に振動する。また、陰極 10 と陽極 12 とを接続する線路 18 には分岐器 19 が挿入されており、分岐器 19 の分岐端子 20 から CNT 14 の振動により生じた振動信号 $u(t)$ が出力される。さらに、分岐端子 20 には帯域通過フィルタ 41 と包絡線検波器 42 が接続されている。包絡線検波器 42 の出力 $w(t)$ が、求める位相信号 $R\theta(t)$ である。出力装置は、線路 18、分岐器 19、分岐端子 20、帯域通過フィルタ 41、包絡線検波器 42 により構成されている。

[0048] 次に、本実施例に係る位相検出装置 2 の作用について説明する。バイアス電源 161 の出力電圧 V_{ext} は、可変直流電圧とする。また、制御電源 171 の出力する交流電圧は、単一余弦波とする。

[0049] 1. 電界放出（トンネル伝導）

実施例 1 と同じ説明が成立する。CNT 14 の先端の自由端 142 と、それと対向する陽極 12 との間隔（以下、この間隔を「自由端距離」という）を $h(t)$ とする。自由端距離 $h(t)$ を時間の関数とするのは、後述するように CNT 14 の自由端 142 が x 軸方向に振動するため、その自由端距離が時間と共に変化するためである。

良く知られたように、自由端 1 4 2 から陽極 1 2 に向けて電子が電界放出されることによって、線路 1 8 に流れる電流 $I(t)$ は、(24) 式で表される。

[数24]

$$I(t) = c_1 A_s (E_g(h))^2 \exp\left(-\frac{c_2}{E_g(h)}\right) \quad \dots (24)$$

ただし、 A_s は CNT 1 4 の自由端 1 4 2 における中心軸に垂直な断面の面積、 c_1 、 c_2 は、基礎的定数と CNT 1 4 の仕事関数により決定される係数である。 $c_1 = 3.4 \times 10^{-5} \text{ A/V}^2$ 、 $c_2 = 7.0 \times 10^{10} \text{ V/m}$ である。 $E_g(h)$ は、バイアス電源 1 6 1 の出力電圧 V_{ext} によって生じる自由端 1 4 2 の表面近傍の電界（以下、「自由端表面電界」という）であり、自由端距離 $h(t)$ の関数である。

[0050] $h(t)$ は、CNT 1 4 が湾曲振動して、自由端 1 4 2 が x 軸方向に時間 t の経過と共に振動する時に、自由端 1 4 2 と陽極 1 2 との距離である。 $h(t)$ は一次近似として (25) 式で表される。

[数25]

$$h(t) = h_0 + \Delta h(t) \quad \dots (25)$$

また、 h_0 は、図 8 に示すように、CNT 1 4 が湾曲しておらず直線状態で y 軸に平行な状態での自由端 1 4 2 と陽極 1 2 との距離、すなわち、自由端距離の最小値である。 $\Delta h(t)$ は、自由端 1 4 2 が x 軸方向に時間 t の経過と共に湾曲して振動する時の自由端距離の h_0 に対する増加量である。なお、 $\Delta h(t) > 0$ である。

[0051] 自由端表面電界 $E_g(h)$ は、自由端距離 h の関数であり、一次近似として (26) 式で表すことができる。 E_{g_0} は、CNT 1 4 が湾曲しておらず直線状態で y 軸に平行な状態における自由端表面電界である。また、CNT 1 4 が湾曲して自由端 1 4 2 が x 軸方向に振動して、自由端距離 $h(t)$ が $\Delta h(t)$ だけ増加した時の自由端表面電界の E_{g_0} に対する増加量 $\Delta E_g(h)$ は (

27) 式で表される。ただし、自由端距離 $h(t)$ が大きくなると、自由端表面電界 $E_g(h)$ は減少するので、 $\Delta h(t) > 0$ に対し、 $\Delta E_g(h) < 0$ である。

[数26]

$$E_g(h) = E_{g0} + \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \Delta h(t) \quad \dots (26)$$

[数27]

$$\Delta E_g(h) = \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \Delta h(t) \quad \dots (27)$$

[0052] また、トンネル電流 $I(t)$ は、CNT 14 が湾曲しておらず直線状態で y 軸に平行な状態でのトンネル電流 I_0 と、すなわち、トンネル電流 $I(t)$ の最大値と、CNT 14 が湾曲して自由端 142 が x 軸方向に振動して、自由端距離が $\Delta h(t)$ だけ増加する時のトンネル電流の増加量 $\Delta I(t)$ を用いて、一次近似として (28) 式で定義される。ただし、 $\Delta I(t) < 0$ である。

電流 I_0 は、自由端表面電界が E_{g0} の時の電流であるので、(24) 式により、(29) 式で表される。増加量 $\Delta I(t)$ は、(24) 式を自由端表面電界 E_g に関して一次展開して、(30) 式で与えられる。

[数28]

$$I(t) = I_0 + \Delta I(t) \quad \dots (28)$$

[数29]

$$I_0 = c_1 A (E_{g0})^2 \exp\left(-\frac{c_2}{E_{g0}}\right) \quad \dots (29)$$

[数30]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\Delta E_g(h)}{E_{g0}} \right) \quad \dots (30)$$

(30) 式に (27) 式の増加量 $\Delta E_g(h)$ と増加量 $\Delta h(t)$ との関係を用いれば、トンネル電流 $I(t)$ の増加量 $\Delta I(t)$ は、(31) 式で表される。

[数31]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{\Delta h(t)}{E_{g0}} \quad \dots (31)$$

[0053] 2. CNT 14 の振動

到来電磁波を単一周波数の余弦波とすると、CNT 14 の中心軸の位置での x 軸方向の電界 E_{rad} は、(32) 式で表すことができる。

[数32]

$$E_{rad}(t) = a \cos(\omega t + \theta) \quad \dots (32)$$

ただし、 a は、電磁波の電界 $E_{rad}(t)$ の振幅、 θ は、位相である。ただし、位相 θ は、後述する制御電界 $E_{ref}(t)$ の位相を基準にした位相である。

また、制御電源 171 の出力する制御電圧は直流バイアスされた交流電圧とし、周波数は到来電磁波の周波数に等しく設定されている。制御電極 151 によって、CNT 14 の中心軸の位置で、その中心軸に垂直な方向 (x 軸方向) に生起される交流の制御電界を $E_{ref}(t)$ とする。 $E_{ref}(t)$ は (33) 式で表される。

[数33]

$$E_{ref}(t) = b \cos(\omega t) + C \quad \dots (33)$$

ただし、 b は、制御電界 $E_{ref}(t)$ の振幅、 C は、制御電圧の直流バイアスに相当した電界の直流成分である。制御電界 $E_{ref}(t)$ の位相を基準としているので、位相は 0 で表されている。

[0054] また、CNT 14 の中心軸の位置における制御電界 $E_{ref}(t)$ と到来電磁波の電界 $E_{rad}(t)$ との合成電界 $E_d(t)$ は、(34) 式で表される。簡単のため、 E_{ref} と E_{rad} とは x 成分のみ有しているとしている。

[数34]

$$E_d(t) = D \cos(\omega t + \alpha) + C \quad \cdots (34)$$

ただし、 D は、合成電界 $E_d(t)$ の振幅、 α は位相、 C は直流成分である。

振幅 D は、(35)式、位相 α は(36)式で表される。

[数35]

$$D = \sqrt{a^2 + b^2 + 2ab \cos \theta} \quad \cdots (35)$$

[数36]

$$\tan \alpha = \frac{a \sin \theta}{a \cos \theta + b} \quad \cdots (36)$$

[0055] CNT 14は、141を固定端、142を自由端とする片持ち梁であるので、合成電界 E_d により、CNT 14の自由端142付近に蓄積される負電荷 Q はクーロン力を受けて、中心軸に垂直な x 軸方向に湾曲し、その自由端142は、合成電界 E_d の極性の変化に応じて、 x 軸方向に振動する。この振動における自由端142の x 座標に関する運動方程式は、(37)式で与えられる。ただし、自由端距離 $h(t)$ が x 座標の振幅に比べて十分に大きい場合を想定している。

[数37]

$$m \frac{d^2 x}{dt^2} + s \frac{dx}{dt} + kx = QD \cos(\omega t + \alpha) + QC \quad \cdots (37)$$

ただし、 m はCNT 14の有効質量、 s はダンピング係数、 k は弾性定数、 Q はCNT 14の自由端142における蓄積電荷量である。 k は弾性定数は、(38)式で与えられる。ただし、弾性定数は、2次以上の非線形項が小さく、一定と見做せる場合である。したがって、説明を簡単にするために、CNT 14の自由端142の x 座標は、(37)式のように線形の運動法定式で近似されるものとする。

[数38]

$$k = \frac{3YP}{L^3} \quad \dots(38)$$

ただし、Yはヤング率、PはCNT 14の慣性モーメント、LはCNT 14の長さである。

[0056] (37)式の微分方程式の解である、自由端142のx座標x(t)は、(39)式で表される。

[数39]

$$x(t) = B \cos(\omega t - \phi) + \frac{QC}{k} \quad \dots(39)$$

振幅Bは、(40)式、位相 $\alpha + \phi$ は(41)式、位相 ϕ は(42)式で表される。

[数40]

$$B = \frac{QD}{\sqrt{(k - m\omega^2)^2 + (s\omega)^2}} \quad \dots(40)$$

[数41]

$$\alpha + \phi = \tan^{-1} \left(\frac{s\omega}{k - m\omega^2} \right) \quad \dots(41)$$

[数42]

$$\phi = \tan^{-1} \left(\frac{s\omega - (k - m\omega^2) \tan \alpha}{(k - m\omega^2) + s\omega \tan \alpha} \right) \quad \dots(42)$$

[0057] また、CNT 14の自由端142の振動に関して、(43)式で表される共振角周波数（以下、単に、「共振周波数」という） ω_0 が存在し、共振状態の振幅 B_0 は、(44)式で表され、共振状態の位相 ϕ_0 は、(45)式で表される。

[数43]

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{k}{m}} \quad \dots(43)$$

[数44]

$$B_0 = \frac{QD}{s\omega_0} \quad \dots (44)$$

[数45]

$$\phi_0 = \pm \frac{\pi}{2} - \alpha \quad \dots (45)$$

[0058] そして、合成電界 E_d の角周波数（以下、単に、「周波数」という）が、共振周波数 ω_0 に等しい時、自由端 142 の x 座標 $x_{reso}(t)$ は、(46) 式で表される。なお、この場合は、到来電磁波の周波数と制御電圧の周波数も共鳴周波数に等しい場合である。

[数46]

$$x_{reso}(t) = \pm \frac{QD}{s\omega_0} \sin(\omega_0 t + \alpha) + \frac{QC}{k} \quad \dots (46)$$

[0059] 3. 位相検出

トンネル電流 $I(t)$ の増加量 $\Delta I(t)$ は、(31) 式から明らかなように、増加量 $\Delta h(t)$ に依存する。自由端 142 の振動を、CNT 14 を剛体と仮定し、固定端 141 を中心とした正負方向の微小量回転振動で近似する。 $\Delta h(t)$ は、図 8 に示すように、ピタゴラスの定理により、自由端 142 の位置 $x(t)$ と CNT 14 の長さ L とを用いて、(47) 式で表される。

[数47]

$$\Delta h(t) = L - \sqrt{L^2 - x^2(t)} \quad \dots (47)$$

その近似式は (48) 式となる。

[数48]

$$\Delta h(t) = L \left\{ 1 - \sqrt{1 - \left(\frac{x(t)}{L} \right)^2} \right\}$$

$$= \frac{x^2(t)}{2L} \quad \dots (48)$$

[0060] $\Delta I(t)$ を表す(31)式に、(48)式を代入すると、 $\Delta I(t)$ は、(49)式で表される。(51)式で定義される定数Gを用いると、 $\Delta I(t)$ は、(52)式のように、自由端142のx座標の2乗に比例する。ただし、自由端距離h(t)が増加すると、自由端表面電界 E_g は減少するので、 $\partial E_g / \partial h$ は負、定数Gは正として定義されている。

[数49]

$$\Delta I(t) = I_0 \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{x^2(t)}{2LE_{g0}} \quad \dots (49)$$

[数50]

$$\Delta I(t) = -I_0 G x^2(t) \quad \dots (50)$$

[数51]

$$G = - \left(2 + \frac{c_2}{E_{g0}} \right) \left(\frac{\partial E_g}{\partial h} \right)_{h=h_0} \frac{1}{2LE_{g0}} \quad \dots (51)$$

(39)式のx(t)を(50)式に代入して(52)式が得られる。

[数52]

$$\Delta I(t) = -\frac{1}{2} I_0 G \left\{ B^2 \cos[2(\omega t - \phi)] + \frac{4BQC}{k} \cos(\omega t - \phi) + 2 \left(\frac{QC}{k} \right)^2 + B^2 \right\} \quad \dots (52)$$

また、合成電界 E_d の周波数を共振周波数 ω_0 として、CNT14を共振状態とすると、共振状態での自由端142のx座標を表す(46)式を(50)式に代入して、(53)式が得られる。

[数53]

$$\Delta I(t) = -\frac{1}{2}I_0G \left\{ -\left(\frac{QD}{s\omega_0}\right)^2 \cos[2(\omega_0 t + \alpha)] \pm \frac{4Q^2DC}{ks\omega_0} \sin(\omega_0 t + \alpha) + 2\left(\frac{QC}{k}\right)^2 + \left(\frac{QD}{s\omega_0}\right)^2 \right\} \quad \dots (53)$$

[0061] このように、トンネル電流の増加量 $\Delta I(t)$ は、周波数 ω と 2ω （共振状態では $2\omega_0$ と ω_0 ）の成分と、直流成分とを有している。（35）式から明らかなように、到来電磁波の位相 θ により、合成電界 E_d の振幅 D が変化する。分岐器19の分岐端子20から出力される振動信号 $u(t)$ は、 $\Delta I(t)$ である。制御電界 E_{ref} の直流成分 C が0の場合には、 $\Delta I(t)$ は第2高調波（ 2ω 、 $2\omega_0$ ）の成分だけとなる。

[0062] 簡単のために、以下、CNT14が共振状態にある場合で説明する。また、到来電磁波は位相変調されているものとし、本実施例の位相検出装置2において、位相変調信号が復調されることを示す。（32）式で表される電磁波の電界 $E_{rad}(t)$ の位相 θ が変調信号 $\theta(t)$ である。位相変調されているので、変調指数が十分に小さく、 $\theta(t)$ の変動幅は十分に小さいと仮定できる。また、（33）式の制御電界 E_{ref} において、 $\cos(\omega t)$ に代えて、正弦関数の $-\sin(\omega t)$ とすれば、合成電界 $E_d(t)$ の振幅 D は、（35）式において、 $\cos(\theta)$ を、 $\sin(\theta)$ に置き換えた式で表される。これは、単に、電磁波の搬送波の位相に対して、制御電圧の位相を $\pi/2$ だけ変化させたに過ぎない。

[0063] したがって、振動信号 $\Delta I(t)$ を帯域通過フィルタ41に通過させて、第2高調波 $2\omega_0$ だけを抽出した信号 $v(t)$ は、（54）式で表される。

[数54]

$$v(t) = \frac{I_0 G Q a b}{2s\omega_0} \sin \theta \cos[2(\omega_0 t + \alpha)] \quad \dots (54)$$

この信号 $v(t)$ を包絡線検波器42に入力させることで、 $v(t)$ の振幅 $w(t)$ を得ることができる。位相変調のため、 $\theta(t)$ は十分に小さい

ことを想定しているので、 $w(t)$ は、(55) 式となる。 R は定数である。すなわち、包絡線検波器 42 の出力 $w(t)$ により、変調信号 $\theta(t)$ を得ることができる。

[数55]

$$w(t) = R\theta(t) \quad \dots (55)$$

[0064] なお、(53) 式から明らかなように、振動信号 $\Delta I(t)$ からベースバンドだけを抽出すると、 $(QD/s\omega_0)^2$ の項から得られる信号は、(54) 式の振幅自体であるので、(55) 式の $R\theta(t)$ の位相変調信号が復調されることになる。このように振動信号 $\Delta I(t)$ のベースバンド帯域を抽出することでも、位相変調信号 $\theta(t)$ を復調することができる。

[0065] また、制御電界 E_{ref} に直流バイアス電圧 C が存在すると、(53) 式から明らかなように、一次の項 (ω_0) に D が表れる。したがって、振動信号 $\Delta I(t)$ から周波数 ω_0 の帯域を抽出することで、同様に、位相変調信号 $\theta(t)$ を復調することができる。

[0066] 共振周波数 ω_0 の制御は次のようにして行うことができる。

(43) 式から明らかなように共振周波数 ω_0 は CNT 14 の弾性定数 k に依存する。この弾性定数 k は、バイアス電源 161 の電圧 V_{ext} に依存する。図 9 に示すように、電圧 V_{ext} (バイアス電圧) が大きくなる程、CNT 14 の自由端 142 は陽極 12 から大きな引力を受け、CNT 14 は、中心軸方向の y 軸方向に引っ張り応力(張力)が印加される。中心軸方向の引っ張り応力が大きい程、図 10 に示すように、自由端 142 の中心軸に垂直な x 軸方向の弾性定数 k は大きくなる。すなわち、弾性定数 k は、 $k = g(V_{ext})$ であり、バイアス電源 161 の電圧 V_{ext} の関数となる。

このようにして、バイアス電源 161 の電圧 V_{ext} を制御することで、CNT 14 の共振周波数 ω_0 を到来電磁波の周波数に選択的に一致させることができ、検出する振動信号の利得を大きくすることができる。すなわち、到来電磁波の選局が可能となる。

[0067] また、位相変調と周波数変調は等価であるので、到来電磁波が周波数変調

信号である場合にも、上記に説明した通り、変調信号を復調することができる。

[0068] 上記の説明では、CNT 14の自由端142のx軸方向の運動方程式は(37)式のように線形で表されたとした。しかしながら、弾性定数kが変位xの関数となり、正確には、非線形方程式となり解析解は求まらない。そこで、数値計算により非線形方程式を解き、振動電流 $\Delta I(t)$ ((53)式相当)を求めた。その結果を図11、12に示す。図11と図12との差異は、到来電磁波の電界 E_{rad} の位相 θ を変化させたことにより生じている。包絡線の振幅が位相 θ により変化していることが分かる。包絡線の振幅の時間変化が(55)式の $\theta(t)$ に相当している。

[0069] また、同様な数値計算により、振動電流 $\Delta I(t)$ の第2高調波($2\omega_0$)の電力スペクトルの位相 θ に対する変化特性を求めた。結果を図13に示す。到来電磁波 E_{rad} の位相 θ により電力スペクトルが周期的に変化していることが分かる。このことから、振動電流 $\Delta I(t)$ から到来電磁波の電界 E_{rad} に含まれる位相情報を得ることができることが理解される。

[0070] 制御電圧の位相は、(55)式の復調後の信号 $w(t)$ の振幅が大きくなるようにフィードバック制御すれば良い。この振幅が最大となる場合が、到来電磁波の搬送波の位相と制御電圧の位相との差が $\pi/2$ となるときである。

また、上述した位相検出装置を2つ平行に近接して設けて、それぞれに与える制御電圧を $\sin(\omega t + \beta)$ 、 $\cos(\omega t + \beta)$ として、位相 β を変化させたときに、 $\cos(\omega t + \beta)$ を制御電圧としたときの、振動電流 $\Delta I(t)$ の第2高調波が0となるように位相 β を決定して、そのときの制御電圧を $\sin(\omega t + \beta)$ とした装置の(55)式の $w(t)$ を求める復調信号とすれば、位相信号を感度良く復調することができる。すなわち、これは、電磁波を直交復調することに相当する。

なお、本発明では、通信波、放送波だけでなく、CNT 14が感応する周波数の電磁波であれば、任意である。また、位相変調信号 $\theta(t)$ は、アナ

ログでも、QPSK、QAMなどのディジタル変調信号であっても良い。その場合には、データ送信のプリアンプルとして、隣接するシンボル間の位相差が既知のパイロット信号を送信して、復調時に、検出された位相差が所定の値となるように、制御電圧の位相を変化させることで、正確な位相データの復調が可能となる。

実施例 4

[0071] 図14は、実施例4に係る位相検出装置3である。実施例3の装置と異なる点は、CNT14を中心軸として、制御電極151の位置と対称位置にアース電極30を設けたことが特徴である。この構成により、制御電極151が生起する制御電界 E_{ref} を正確にx軸に平行、すなわち、CNT14の中心軸に垂直とすることができる。到来電磁波による電界 E_{rad} との合成電界を大きくでき、CNT14の自由端142のx軸方向の振動を効率良く行うことができる。他の構成は、実施例3と同一である。

実施例 5

[0072] 次に、実施例5に係る位相検出装置4について説明する。

図15において、電磁波検出ユニットUa、参照信号出力ユニットUb、位相検出ユニットUcは、いずれも、図7に示す位相検出器1と同様な構成をしている。バイアス電源161、CNT14、陰極10、陽極12、制御電極151、制御電源171、帯域通過フィルタ41について、対応する部材には同一数字を付し、各ユニット毎の識別符号a, b, cを付している。電磁波検出ユニットUaと参照信号出力ユニットUbは、包絡線検波器42は有していない。位相検出ユニットUcは、制御電極151cと、さらに、CNT14cに対して制御電極151cの反対側に付加制御電極151caを有している。制御電極151c、CNT14c、付加制御電極151caは、相互に平行である。また、位相検出ユニットUcは、帯域通過フィルタ41cと包絡線検波器42cとを有している。

[0073] 電磁波検出ユニットUaは、制御電極がなく制御電界 E_{ref} がCNT14aには印加されていない。この場合は、(33)、(34)式において、 $b =$

0、 $C = 0$ 、 $D = a$ の場合であり、(36)式から $\alpha = \theta$ である。よって、電磁波検出ユニットU aの出力する振動電流 $\Delta I_a(t)$ は、(53)式において、 $D = a$ 、 $\alpha = \theta$ と置いた式となる。したがって、電磁波検出ユニットU aの出力する振動電流 $\Delta I_a(t)$ は、到来電磁波にのみ基づく信号となる。

[0074] 参照信号出力ユニットU bは、到来電磁波を遮蔽する構造であり、CNT 14 bはこの到来電磁波に感応せず、制御電界 E_{ref} にのみ感応して振動する。この場合は、(32)、(34)式において、 $a = 0$ 、 $\theta = 0$ 、 $\alpha = 0$ 、 $D = b$ の場合である。よって、参照信号出力ユニットU bの出力する振動電流 $\Delta I_b(t)$ は、(53)式において、 $\alpha = 0$ 、 $D = b$ と置いた式となる。したがって、参照信号出力ユニットU bの出力する振動電流 $\Delta I_b(t)$ は、制御電界 E_{ref} にのみ基づく信号となる。

[0075] 帯域通過フィルタ41 a、41 bは第2高調波($2\omega_0$)の帯域を通過させるフィルタである。電磁波検出ユニットU aの出力する振動信号 $\Delta I_a(t)$ の第2高調波 $v_a(t)$ は、(56)式のように表される。

[数56]

$$v_a(t) = \frac{I_0 G Q a}{2s\omega_0} \cos[2(\omega_0 t + \theta)] \quad \dots (56)$$

[0076] この第2高調波 $v_a(t)$ は、電流電圧変換器51により電圧に変換されて、位相検出ユニットU cの制御電極151 cに印加される。参照信号出力ユニットU bの出力する振動信号 $\Delta I_b(t)$ の第2高調波 $v_b(t)$ は、(57)式のように表される。この第2高調波 $v_b(t)$ は、電流電圧変換器52により電圧に変換されて、位相検出ユニットU cの制御電極151 c aに印加される。

[数57]

$$v_b(t) = \frac{I_0 G Q b}{2s\omega_0} \cos[2(\omega_0 t)] \quad \dots (57)$$

[0077] したがって、制御電極151 cにより生起される電界 E_{rad} は、(32)式

に代えて (56) 式に比例した関数となり、付加制御電極 151c a により生起される電界 E_{ref} は、(33) 式に代えて (57) 式に比例した関数となる。したがって、CNT 14c の中心軸における合成電界 E_d の振幅 D における a, b は、それぞれ、(56), (57) 式の第 2 高調波の係数に置換した式で表される。また、合成電界 E_d は、(34) 式において、 $C=0$ 、 $\omega=2\omega_0$ と置いた式で表される。したがって、位相検出ユニット Uc の振動信号 $\Delta I_c(t)$ は、(53) 式において、(35) 式において新たに定義される D' を D とおき、 ω_0 を $2\omega_0$ と置いた式で表される。また、帯域通過フィルタ 41c を第 4 高調波 ($4\omega_0$) の帯域を通過させるフィルタとすれば、抽出信号 $v_c(t)$ は、(58) 式で表される。ただし、実施例 3 の場合と同様に、参照信号出力ユニット Ub の制御電極 171b に印加する制御電圧と、到来電磁波の搬送波の位相が $\pi/2$ だけ異なるとした場合である。このような関係を実現する方法は、実施例 3 で説明した。よって、包絡線検波器 42c の出力は、(55) 式で表されるベースバンドの復調信号 $R_\theta(t)$ となる。

[数58]

$$v_c(t) = A \sin \theta \cos[4(\omega_0 t + \alpha)] \quad \dots (58)$$

実施例 6

[0078] 本実施例は、図 16 に示すように、CNT 14 を両持ち梁で構成した場合である。図 16 において、CNT 14 の端部は、第 1 支持導体 51 と第 2 支持導体 52 にそれぞれ固定されている。第 1 支持導体 51 と第 2 支持導体 52 は接地されている。制御電極 151 と制御電源 171 は、実施例 3 と同様に構成されている。したがって、CNT 14 は、実施例 3 と同様に、到来電磁波による電界 E_{rad} と、制御電極 151 により生起される制御電界 E_{ref} との合成電界 E_d により CNT 14 の長さに垂直な x 軸方向に振動する。この振動を CNT 14 と平行に設けられた検出電極 53 により容量の変化として検出する。容量は CNT 14c の自由端の x 座標に関して線形ではない。したが

って、高調波成分が表れ、上述したのと同様に、検出電極 5 3 の検出する振動電流は、(5 3) 式と類似した式で表される。

[0079] なお、検出電極 5 3 を設けずに、制御電極 1 5 1 を流れる電流から第 2 高調波を分離するようにしても良い。第 2 高調波の帯域を通過する帯域通過フィルタを用いれば、制御電圧の周波数 ω から分離して、CNT の振動により生じた振動電流の第 2 高調波を分離でき、位相変調信号 $\theta(t)$ を復調することができる。

産業上の利用可能性

[0080] 本発明は、高感度で、位相、振幅の制御、又は、位相を検出する小型の信号制御装置に用いることができる。

符号の説明

[0081] 1 …移相装置
2, 3, 4 …位相検出装置
1 0 …陰極
1 2 …陽極
1 4 …CNT
1 4 a, 1 4 1 …固定端
1 4 b, 1 4 2 …自由端
1 5 …駆動電極
1 5 1 …制御電極
1 6 …第 1 信号源
1 6 1 …バイアス電源
1 7 …第 2 信号源
1 7 1 …制御電源

請求の範囲

- [請求項1] 交流信号を処理する信号処理装置において、
 支持導体と、
 前記支持導体に一端が固定されて、交流電界により、長さ方向に垂直な変位成分を有して振動する線状導電体と、
 前記線状導電体の長さ方向に垂直な成分を有する前記交流電界を前記線状導電体に印加する制御電極と、
 前記線状導電体の前記振動に基づいて生起される振動信号を検出する検出電極と、
 前記制御電極に交流信号を印加する信号源と、
 前記検出電極により検出された振動信号の振幅又は位相の情報を、前記交流信号の処理信号とする出力装置と
 を有することを特徴とする信号処理装置。
- [請求項2] 前記支持導体は、陰極と、陽極とを有し、
 前記線状導電体は、前記陰極に、一端が固定され、他端を自由端とし、該他端が、前記陽極と微小間隙を隔てて対面して設けられており、
 前記陰極と前記陽極との間に、前記線状導電体の張力を制御するための可変電圧を印加する張力制御信号源と、
 を有し、
 前記出力装置は、前記信号源の出力する前記交流信号の振幅又は位相が、前記張力制御信号源の出力する前記可変電圧により制御された信号を出力することを特徴とする請求項1に記載の信号処理装置。
- [請求項3] 前記信号源の出力する前記交流信号の周波数は、前記線状導電体の前記自由端の振動の固有周波数に等しく設定することを特徴とする請求項2に記載の信号処理装置。
- [請求項4] 前記信号処理装置は、移相装置であって、
 前記出力装置は、前記信号源の出力する前記交流信号の位相を、前記

張力制御信号源の出力する直流電圧によって決定される移相量だけ、推移させた信号を出力することを特徴とする請求項2又は請求項3に記載の信号処理装置。

[請求項5] 前記信号処理装置は、位相変調装置であって、
前記出力装置は、前記張力制御信号源の出力する前記可変電圧をバイアスされた交流信号として、その交流信号に応じて、前記信号源の出力する前記交流信号の位相を変調した信号を出力することを特徴とする請求項2又は請求項3に記載の信号処理装置。

[請求項6] 前記信号処理装置は、振幅変調装置であって、
前記出力装置は、前記張力制御信号源の出力する信号をバイアスされた交流信号として、その交流信号に応じて、前記信号源の出力する前記交流信号の振幅を変調した信号を出力することを特徴とする請求項2又は請求項3に記載の信号処理装置。

[請求項7] 前記信号処理装置は、到来する電磁波の位相を検出する位相検出装置であって、
前記線状導体は、前記電磁波の電界により、長さ方向に垂直な変位成分を有して振動する導体であり、
前記出力装置は、前記検出電極により検出された振動信号の振幅から前記電磁波の位相を検出する位相検出器を有することを特徴とする請求項1に記載の信号処理装置。

[請求項8] 前記支持導体は、陰極と、陽極とを有し、
前記線状導電体は、前記陰極に、一端が固定され、他端を自由端とし、該他端が、前記陽極と微小間隙を隔てて対面して設けられており、
前記陰極と前記陽極との間に、前記線状導電体の張力を制御するための可変電圧を印加する張力制御信号源と、
を有することを特徴とする請求項7に記載の信号処理装置。

[請求項9] 前記張力制御信号源は、電圧を可変できる直流電源であることを特

徴とする請求項 6 又は請求項 8 に記載の信号処理装置。

[請求項10] 前記線状導電体の共振周波数が前記電磁波の周波数に一致するように、前記張力制御信号源の出力する前記可変電圧が調整されていることを特徴とする請求項 9 に記載の信号処理装置。

[請求項11] 前記支持導体は第 1 支持導体と第 2 支持導体とから成り、前記線状導電体は一端が前記第 1 支持導体に固定され、他端が前記第 2 支持導体に固定されていることを特徴とする請求項 7 に記載の信号処理装置。

[請求項12] 前記検出電極は、前記線状導電体との間の静電容量を検出することで、前記振動信号を検出することを特徴とする請求項 11 に記載の信号処理装置。

[請求項13] 前記制御電極は、前記検出電極を兼ねることを特徴とする請求項 12 に記載の信号処理装置。

[請求項14] 前記信号源の出力する前記交流信号は、任意の直流電圧でバイアスされた交流電圧であることを特徴とする請求項 7 乃至請求項 13 の何れか 1 項に記載の信号処理装置。

[請求項15] 前記直流電圧は、前記線状導電体の共振周波数が前記電磁波の周波数に一致するように調整されていることを特徴とする請求項 14 に記載の信号処理装置。

[請求項16] 前記信号源の出力する前記交流信号の周波数は、前記線状導電体の共振周波数に等しく設定されることを特徴とする請求項 7 乃至請求項 15 の何れか 1 項に記載の信号処理装置。

[請求項17] 前記位相検出器は、前記振動信号の第 2 高調波の振幅から前記電磁波の位相を検出することを特徴とする請求項 7 乃至請求項 16 の何れか 1 項に記載の信号処理装置。

[請求項18] 前記線状導電体に対して、前記制御電極の配置位置と反対側にアース電極が設けられていることを特徴とする請求項 1 乃至請求項 17 の何れか 1 項に記載の信号処理装置。

[請求項19] 請求項7乃至請求項18の何れか1項に記載の前記支持導体、前記線状導体、及び、前記検出電極とを、少なくとも有して前記電磁波を前記線状導電体で受信して前記検出電極から前記電磁波に基づく前記振動信号を電圧の電磁波検出信号として出力する電磁波検出ユニットと、

請求項7乃至請求項18の何れか1項に記載の前記支持導体、前記線状導体、前記制御電極、前記検出電極、及び、前記信号源とを少なくとも有し、前記交流信号の周波数を前記電磁波の周波数に一致させ、前記電磁波を遮蔽させた状態とし、前記検出電極から前記交流信号に基づく前記振動信号を電圧の参照信号として出力する参照信号出力ユニットと、

請求項7乃至請求項18の何れか1項に記載の前記支持導体、前記線状導体、前記制御電極、前記検出電極、及び、前記位相検出器とを少なくとも有し、さらに、前記線状導電体に対して、前記制御電極の配置位置と反対側であって前記制御電極と平行に配置された付加制御電極とを有した位相検出ユニットと、

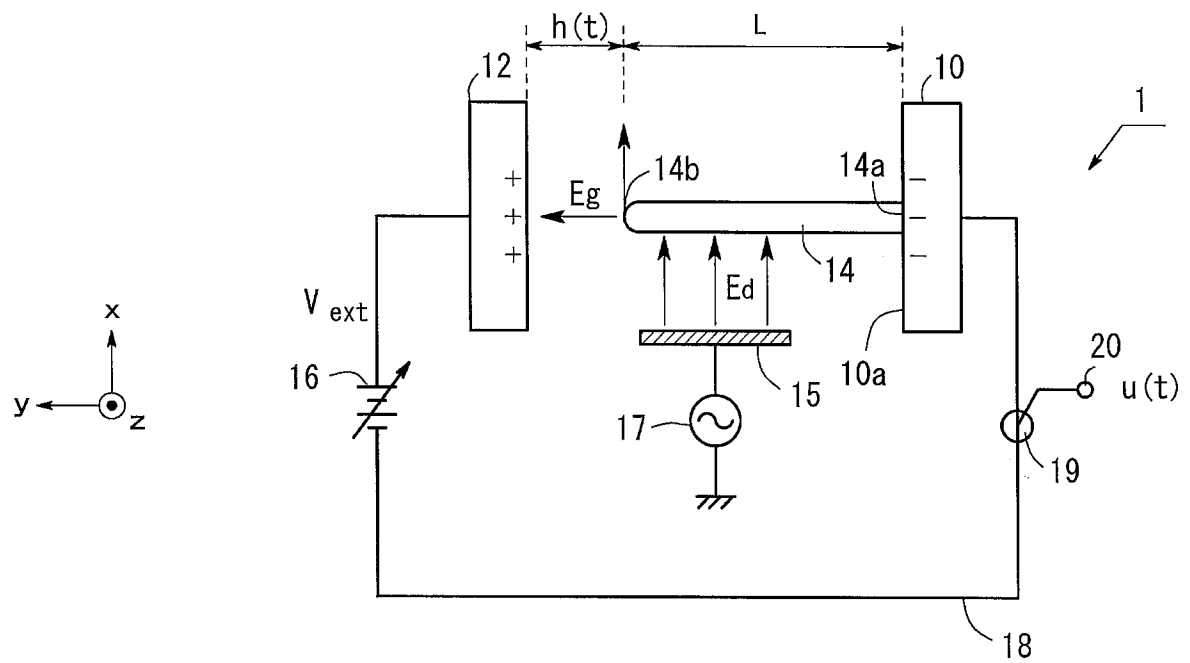
から成り、

前記電磁波検出ユニットの出力する前記電磁波検出信号を前記制御電極に印加し、前記参照信号出力ユニットの出力する前記参照信号を前記付加制御電極に印加するようにした

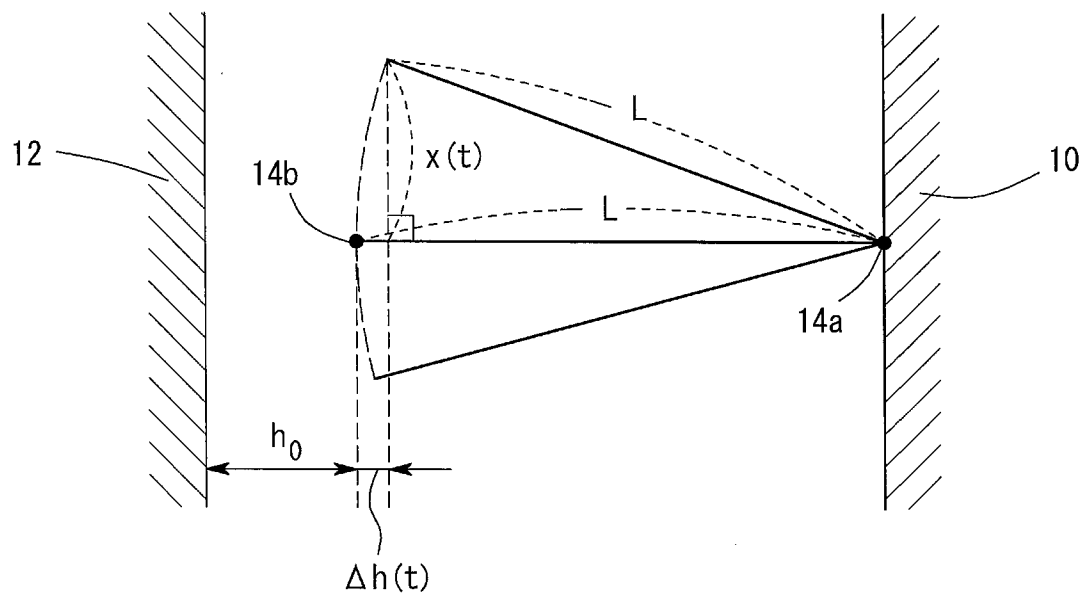
ことを特徴とする位相検出装置。

[請求項20] 前記線状導電体は、カーボンナノチューブ、金属ワイヤ、又は、導電性シリコンであることを特徴とする請求項1又は請求項19に記載の信号処理装置。

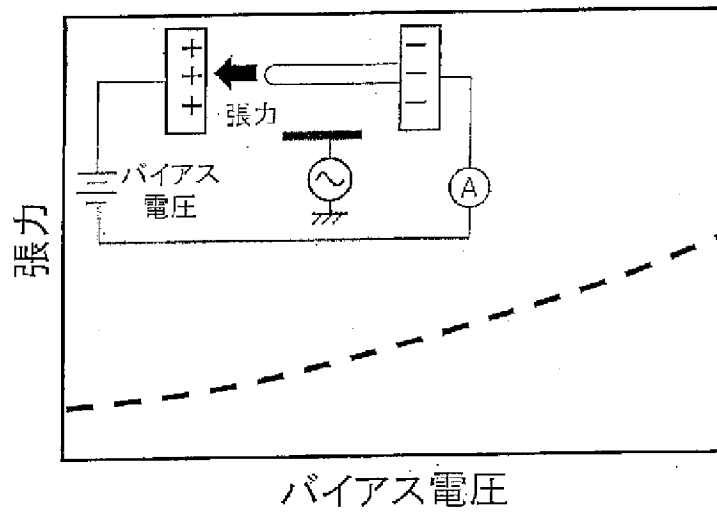
[図1]



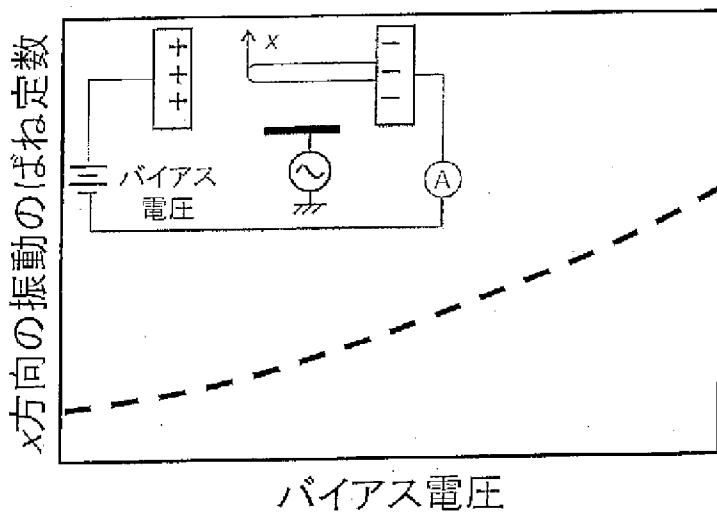
[図2]



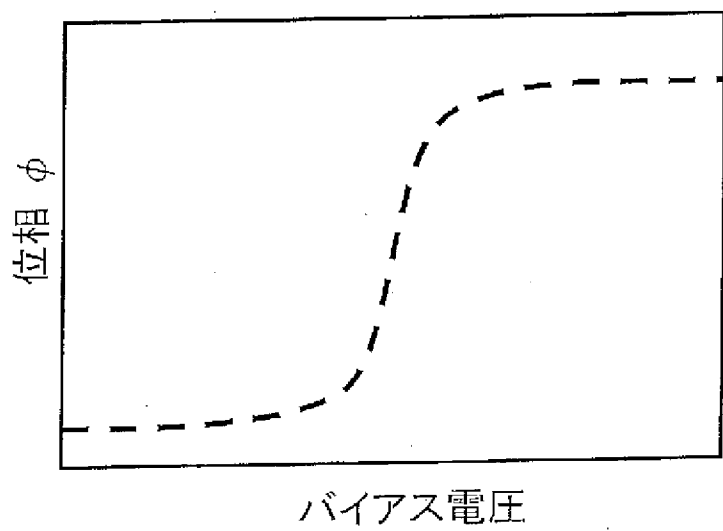
[図3]



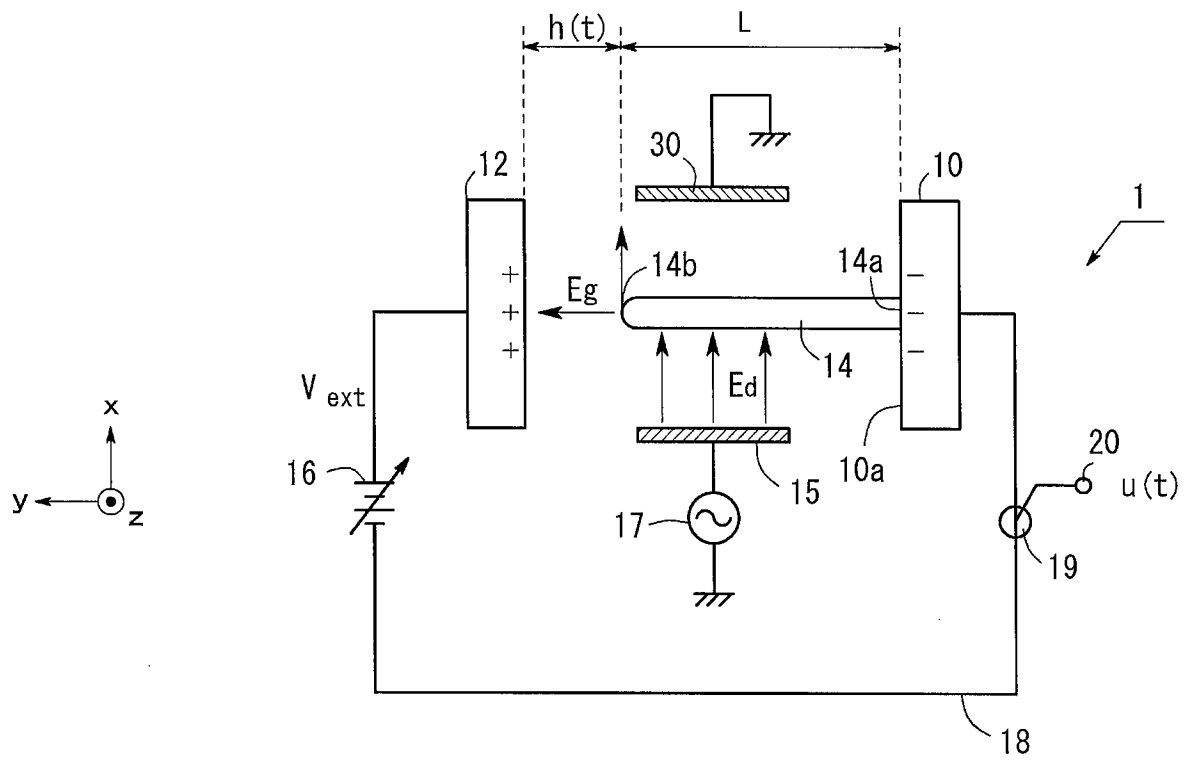
[図4]



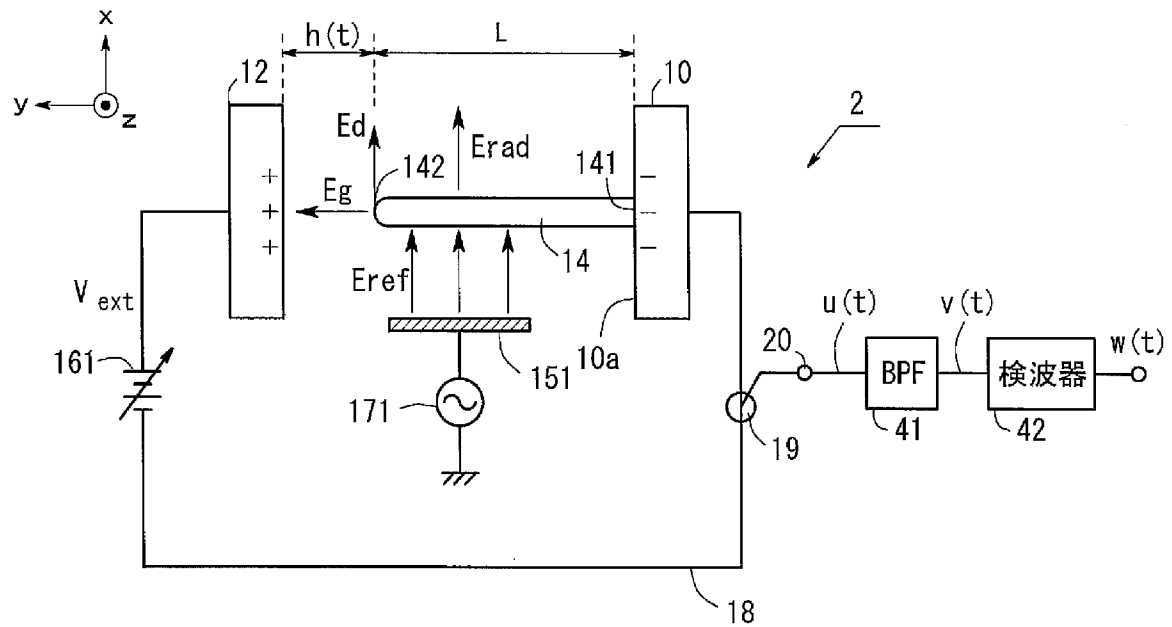
[図5]



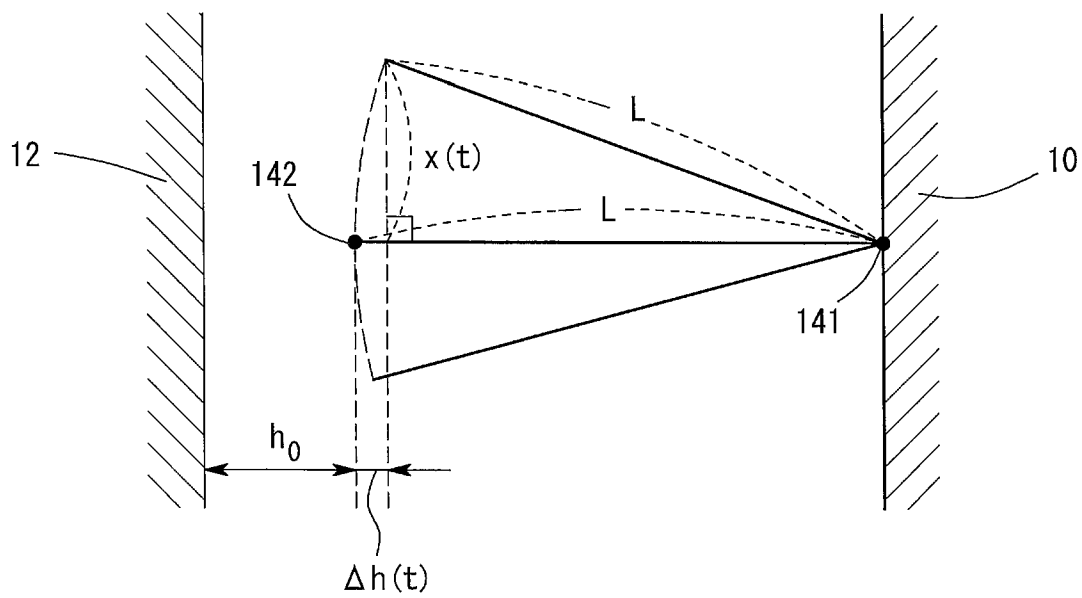
[図6]



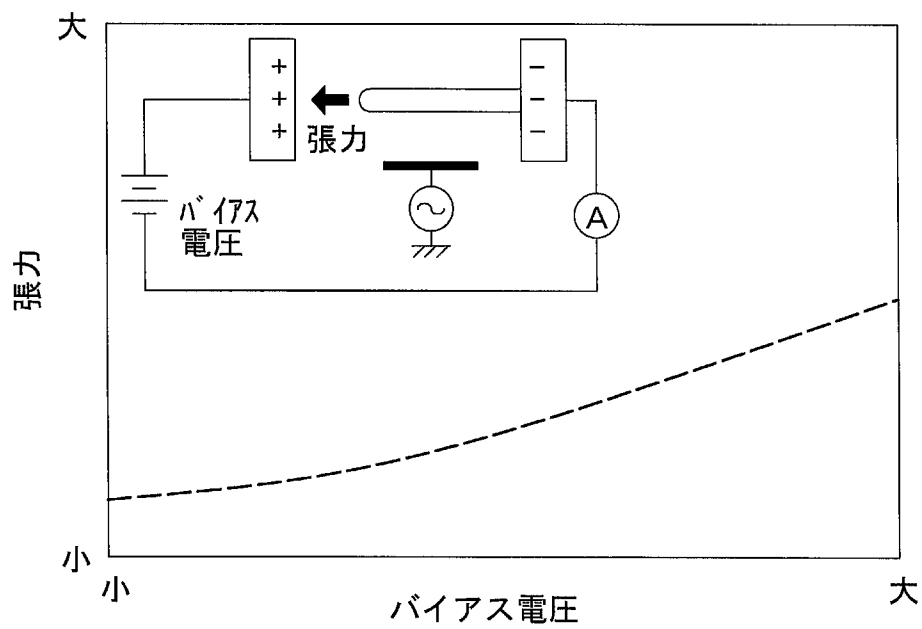
[図7]



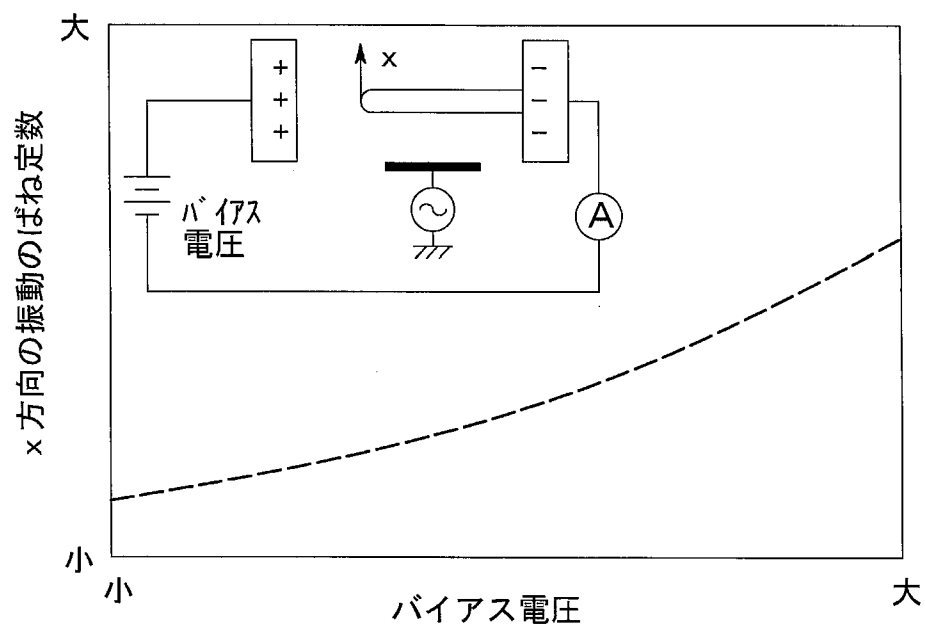
[図8]



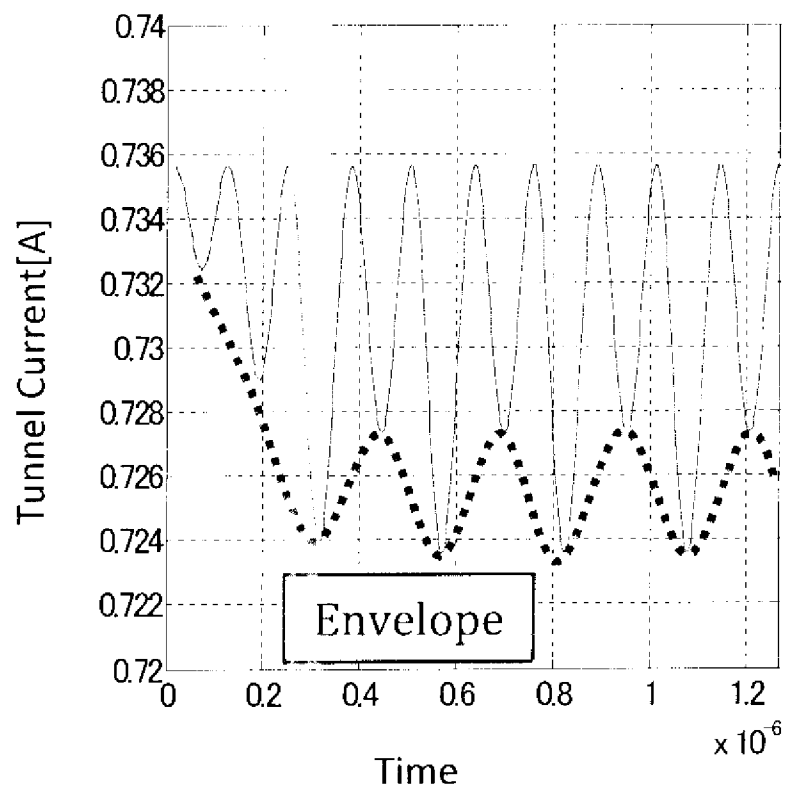
[図9]



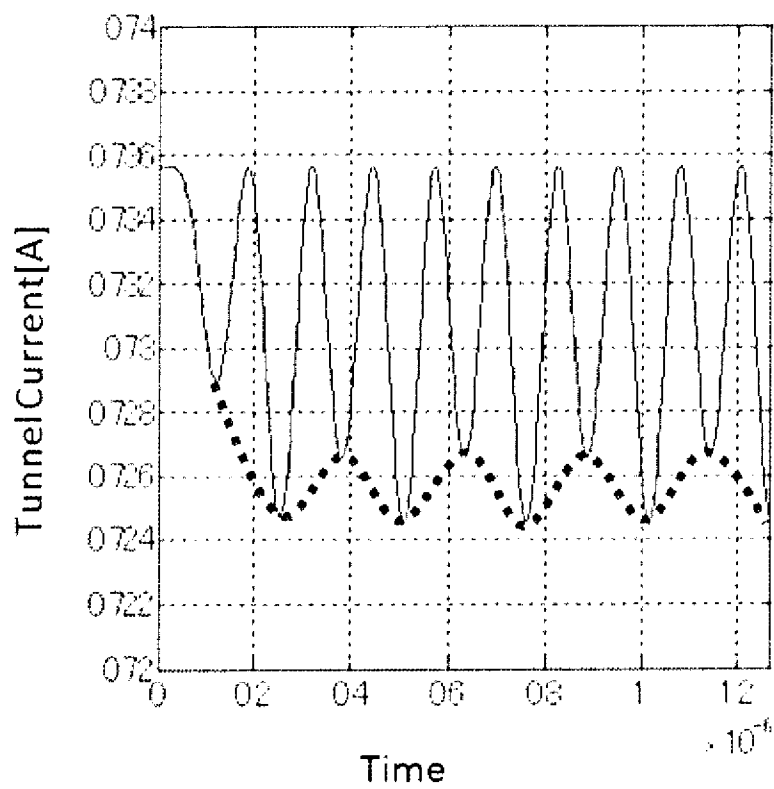
[図10]



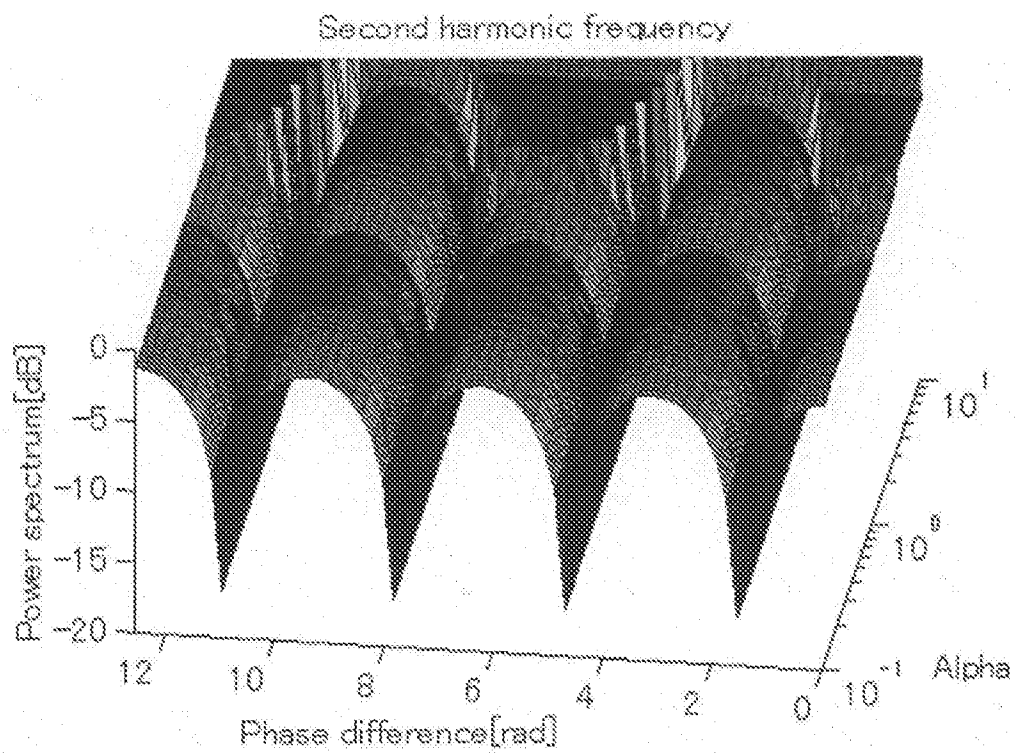
[図11]



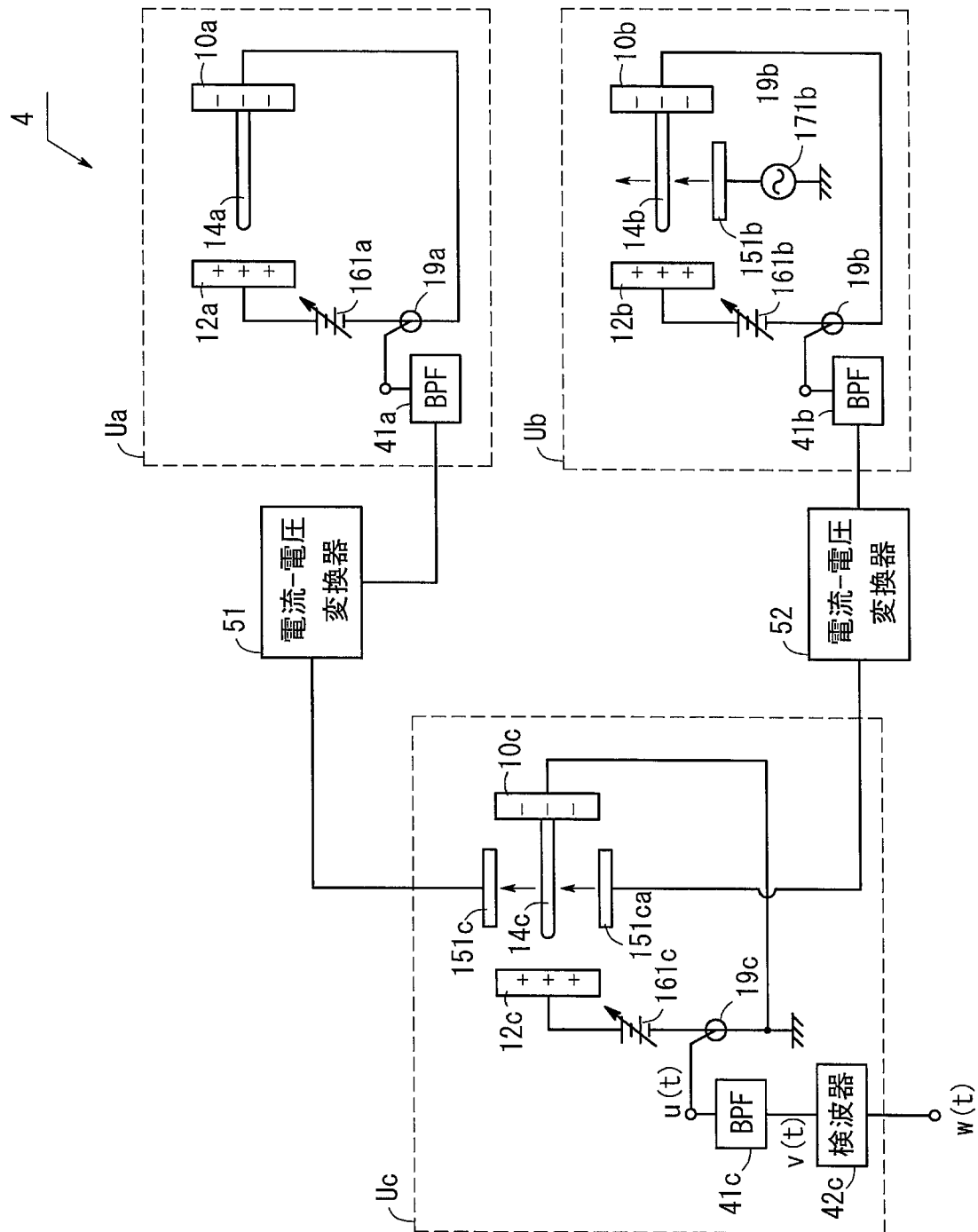
[図12]



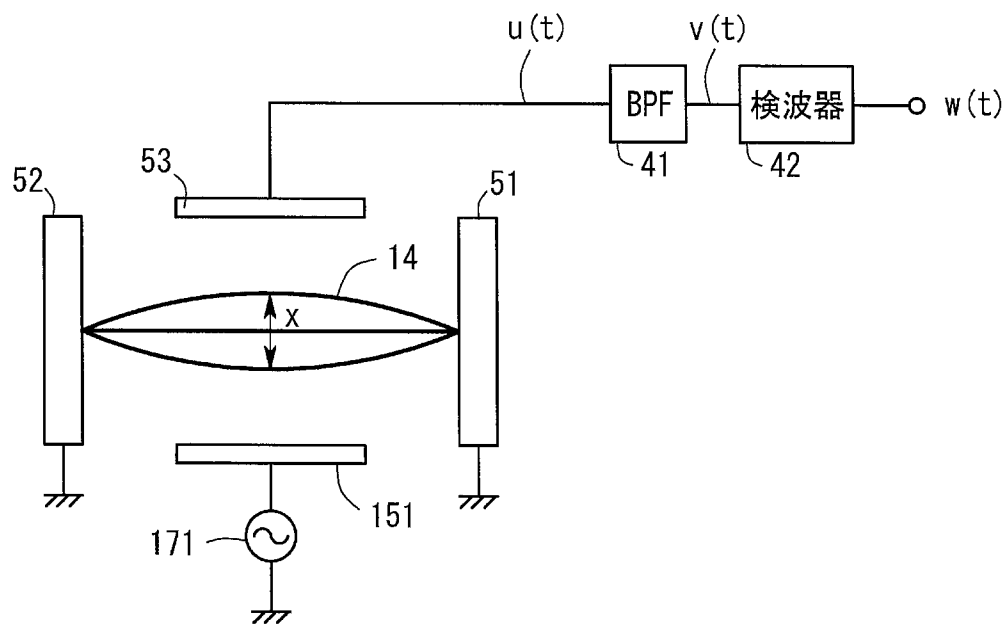
[図13]



[図15]



[図16]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/003294

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H03H7/20(2006.01)i, H01P1/18(2006.01)i, H03C1/46(2006.01)i, H03C3/28(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)

H03H7/20, H01P1/18, H03C1/46, H03C3/28

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	US 2011/0057734 A1 (NOKIA CORP.), 10 May 2011 (10.05.2011), paragraphs [0014] to [0061]; fig. 1 to 4 & WO 2011/029988 A1 & CN 102577100 A	1-20
A	US 6803840 B2 (CALIFORNIA INSTITUTE OF TECHNOLOGY), 12 October 2004 (12.10.2004), column 5, line 51 to column 6, line 36; fig. 1 to 3 & WO 2002/080360 A1	1-20
A	JP 47-20445 Y1 (Canon Inc.), 08 July 1972 (08.07.1972), column 1, line 17 to column 2, line 18; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-20

☐ 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
27 September 2016 (27.09.16)

Date of mailing of the international search report
04 October 2016 (04.10.16)

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（I P C））

Int.Cl. H03H7/20(2006.01)i, H01P1/18(2006.01)i, H03C1/46(2006.01)i, H03C3/28(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（I P C））

Int.Cl. H03H7/20, H01P1/18, H03C1/46, H03C3/28

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	1 9 2 2 - 1 9 9 6 年
日本国公開実用新案公報	1 9 7 1 - 2 0 1 6 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 6 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 6 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	US 2011/0057734 A1 (NOKIA CORPORATION) 2011.05.10, 段落 [0014] - [0061], 第1 - 4図 & WO 2011/029988 A1 & CN 102577100 A	1-20
A	US 6803840 B2 (CALIFORNIA INSTITUTE OF TECHNOLOGY) 2004.10.12, 第5カラム第51行目 - 第6カラム第36行目, 第1 - 3図 & WO 2002/080360 A1	1-20

☒ 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

2 7 . 0 9 . 2 0 1 6

国際調査報告の発送日

0 4 . 1 0 . 2 0 1 6

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（I S A / J P）

郵便番号 1 0 0 - 8 9 1 5

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）

石川 雄太郎

5 W

5 0 9 0

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 7 6

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 47-20445 Y1 (キヤノン株式会社) 1972.07.08, 第1カラム第17行目ー第2カラム第18行目, 第1ー4図 (ファミリーなし)	1-20