

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第6826323号
(P6826323)

(45) 発行日 令和3年2月3日 (2021. 2. 3)

(24) 登録日 令和3年1月19日 (2021. 1. 19)

(51) Int. Cl.

F 1

H04R 3/00 (2006.01)
B06B 1/06 (2006.01)
H02N 2/06 (2006.01)
F16F 15/02 (2006.01)

H04R 3/00 310
 B06B 1/06 A
 H02N 2/06
 F16F 15/02 A

請求項の数 3 (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願2017-167341 (P2017-167341)
 (22) 出願日 平成29年8月31日 (2017. 8. 31)
 (65) 公開番号 特開2019-47271 (P2019-47271A)
 (43) 公開日 平成31年3月22日 (2019. 3. 22)
 審査請求日 平成31年3月22日 (2019. 3. 22)

(73) 特許権者 000004075
 ヤマハ株式会社
 静岡県浜松市中区中沢町10番1号
 (74) 代理人 100111763
 弁理士 松本 隆
 (72) 発明者 三宅 佳郎
 静岡県浜松市中区中沢町10番1号 ヤマ
 ハ株式会社内
 (72) 発明者 野呂 正夫
 静岡県浜松市中区中沢町10番1号 ヤマ
 ハ株式会社内
 審査官 富澤 直樹

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 振動制御装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

振動体に固定される piezo 素子と、
 前記 piezo 素子に並列に接続されるインダクタおよび抵抗値が負の値の抵抗と
 を具備することを特徴とする振動制御装置。

【請求項 2】

振動体に固定される piezo 素子と、
 前記 piezo 素子に並列に接続されるインダクタおよび抵抗値を 負の値から正の値まで変
更可能な可変抵抗と
 を具備することを特徴とする振動制御装置。

10

【請求項 3】

前記インダクタは疑似インダクタであることを特徴とする請求項 1 または請求項 2 に記
 載の振動制御装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、振動体の振動を制御する技術に関する。

【背景技術】

【0002】

20

制振対象の振動体に固定された piezo 素子にインダクタを接続し、piezo 素子の寄生キャパシタと当該インダクタとで共振回路を形成する制振装置が提案されている（例えば、特許文献 1，2 参照）。この種の制振装置は、上記共振回路を上記振動体の固有周波数で共振させることで振動エネルギーを吸収する。これにより、振動継続時間が短くなり、制振効果が得られる。

【先行技術文献】

【特許文献】

【0003】

【特許文献 1】特開 2002 - 061708 号公報

【特許文献 2】特開 2003 - 285738 号公報

10

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

共振回路は寄生抵抗を有し、この寄生抵抗が共振の Q を低下させる。このため、特許文献 1 や特許文献 2 に開示の技術では、十分な制振効果が得られない。また、特許文献 1 や特許文献 2 に開示の技術では、振動継続時間を長くする励振効果は得られない。つまり、特許文献 1 や特許文献 2 に開示の技術では、振動体の振動を制振から励振まで連続的に制御すること、すなわち振動体の振動継続時間を任意に制御すること、はできなかった。

【0005】

本発明は以上に説明した課題に鑑みて為されたものであり、振動体の振動継続時間を任意に制御できるようにする技術を提供することを目的とする。

20

【課題を解決するための手段】

【0006】

上記課題を解決するために本発明は、振動体に固定される piezo 素子と、前記 piezo 素子に並列に接続されるインダクタおよび抵抗と、を具備することを特徴とする振動制御装置、を提供する。本発明によれば、インダクタのインダクタンスおよび抵抗の抵抗値を適宜定めておくことで振動体の振動を任意に制御することが可能になる。詳細については後述するが、振動体の制振を行うのであれば、上記抵抗の抵抗値を正の値としておけば良く、振動体の励振を行うのであれば、上記抵抗の抵抗値を負の値としておけば良い。なお、上記インダクタは、疑似インダクタであっても良い。

30

【0007】

より好ましい態様では、前記抵抗は、抵抗値を負の値から正の値まで変更可能な可変抵抗であることを特徴とする。この態様によれば、1 つの振動制御装置で振動体の制振と励振の両方を行うことが可能になる。

【0008】

この発明では、振動体の電気等価回路のパラメータの計測も可能である。この計測方法は、以下の第 1 ステップから第 4 ステップを有する。第 1 ステップは、振動体に piezo 素子を固定し、当該 piezo 素子にインダクタを並列接続するステップである。第 2 ステップは、所定のインパルス振動を上記振動体に与えて上記 piezo 素子の両端に現れる第 1 の電圧を計測するステップである。第 3 ステップは、上記インダクタに抵抗を並列接続して上記インパルス振動を与えて当該抵抗の両端に現れる第 2 の電圧を計測するステップである。そして、第 4 ステップは、振動体の電気等価回路のパラメータのうち当該振動体の固有振動の減衰を表す抵抗値を、第 1 の電圧と第 2 の電圧とから算出するステップである。

40

【0009】

振動体の固有振動を、抵抗、キャパシタおよびインダクタを直列接続した電気等価回路の共振により表す場合、上記電気等価回路における抵抗の抵抗値は上記固有振動の減衰を表すパラメータである。なお、上記電気等価回路におけるキャパシタのキャパシタンスは上記固有振動の剛性を表すパラメータであり、上記電気等価回路におけるインダクタのインダクタンスは上記固有振動の質量を表すパラメータである。本発明によれば、振動体の固有振動の減衰を表す抵抗値を実際に計測することが可能になる。従来の制振技術では、

50

上記電気等価回路における抵抗の抵抗値はシミュレーション等により算出され、その算出結果に応じて制振装置のインダクタや抵抗の値が定められており、この点も十分な制振効果が得られない原因の一つであった。これに対して、本態様によれば、振動体の固有振動の減衰を表す抵抗値を実測することが可能になり、実測結果に応じて振動制御装置に含まれるインダクタや抵抗の値を定めることができ、従来よりも精度良く振動制御を行うことが可能になる。

【 0 0 1 0 】

より好ましい態様においては、上記計測方法は以下の第5ステップから第7ステップをさらに含むことを特徴とする。第5ステップは、所定のインパルス振動を振動体に与え、第3ステップにてインダクタに並列接続した抵抗の両端に現れる電圧の周波数応答を計測するステップである。第6ステップは、第5ステップにて計測した周波数応答に基づいて前記振動体の共振のQ値を算出するステップである。そして、第7ステップは、上記電気等価回路のパラメータのうち固有振動の剛性を表すキャパシタンスおよび固有振動の質量を表すインダクタンスの少なくとも一方を、第4ステップで算出した抵抗値と上記Q値から算出するステップである。

【 0 0 1 1 】

以上説明した計測方法では、振動体の電気等価回路のパラメータのうち、振動体の固有振動の剛性を表すキャパシタンスや当該固有振動の質量を表すインダクタンスを実際に計測することが可能になる。従来の振動制御技術では、上記電気等価回路におけるキャパシタのキャパシタンスやインダクタのインダクタンスはシミュレーション等により算出され、その算出結果に応じて制振装置のインダクタンス等が定められており、この点も十分な制振効果が得られない原因の一つであった。これに対して、本態様によれば、上記電気等価回路におけるキャパシタンスやインダクタンスを実測することが可能になり、実測結果に応じて振動制御装置に含まれるインダクタや抵抗の値を定めることで、従来よりも精度良く振動制御を行うことが可能になる。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 1 2 】

【図1】この発明の一実施形態である振動制御装置1の構成例を示すブロック図である。

【図2】振動体4および振動制御装置1の電気等価回路を示す図である。

【図3】振動制御装置1に含まれる抵抗回路30の構成例を示すブロック図である。

【図4】振動体4の振動の一例を示す図である。

【図5】本実施形態の効果を説明するための図である。

【図6】本実施形態の効果を説明するための図である。

【図7】本実施形態の効果を説明するための図である。

【図8】変形例(2)の疑似インダクタ20Aの構成例を示す図である。

【図9】変形例(3)における電気等価回路パラメータ計測方法の流れを示すフローチャートである。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 1 3 】

以下図面を参照しつつ本発明の実施の形態を説明する。

(A：実施形態)

図1はこの発明の一実施形態である振動制御装置1の構成例を示すブロック図である。図1では、振動制御装置1による振動制御の対象となる振動体4が点線で図示されている。図1に示すように、振動制御装置1は、圧電素子10と、インダクタ20と、抵抗回路30と、を有する。圧電素子10は振動体4に固定される。例えば、振動体4がスピーカ筐体であれば、圧電素子10は当該スピーカ筐体の表面に固定される。圧電素子10は、振動体4に固有振動が発生している状態において振動体4の歪が最大となる箇所に固定されることが好ましい。圧電素子10の2枚の電極のうち的一方は接地されており、その電位は基準電位(GND)となっている。

【 0 0 1 4 】

図 1 に示すように、インダクタ 20 および抵抗回路 30 は、 piezo 素子 10 に並列接続されている。より詳細には、インダクタ 20 は piezo 素子 10 の 2 枚の電極のうち一方の電極と他方の電極との間に設けられており、抵抗回路 30 も piezo 素子 10 の 2 枚の電極のうち一方の電極と他方の電極との間に設けられている。詳細については後述するが、抵抗回路 30 は、抵抗値を負の値から正の値まで変更可能な可変抵抗回路である。

【0015】

図 2 は、振動制御装置 1 と振動体 4 とからなる系全体の電気等価回路の構成例を示す図である。図 2 において符号 P 10 は piezo 素子 10 の寄生キャパシタを表す。piezo 素子 10 の両端から見ると、振動体 4 は、キャパシタ 410、インダクタ 420 および抵抗 430 を直列接続した電気等価回路で表現される。この電気等価回路においてキャパシタ 410 のキャパシタンス C_m は、振動体 4 の固有振動の剛性を表すパラメータである。そして、インダクタ 420 のインダクタンス L_m は振動体 4 の固有振動の質量を表すパラメータであり、抵抗 430 の抵抗値 R_{es} は振動体 4 の固有振動の減衰を表すパラメータである。振動体 4 の振動は、キャパシタンス C_m 、インダクタンス L_m および抵抗値 R_{es} の各パラメータで特徴付けられる。具体的には、上記電気等価回路の共振周波数 $(1/(2 \sqrt{L_m \times C_m}))$ が振動体 4 の固有振動の周波数と一致する。なお、 ω は円周率であり、 $\sqrt{L_m \times C_m}$ は $L_m \times C_m$ の平方根である。

【0016】

前述のように抵抗 430 は、振動体 4 の振動エネルギーの減衰に作用する。このため、抵抗 430 の抵抗値を増減させることができれば、振動継続時間の伸長または短縮が可能となる。図 2 に示す電気等価回路では、抵抗 430 と抵抗回路 30 の合成抵抗が振動体 4 の振動エネルギーの減衰に作用する。抵抗回路 30 の抵抗値 R_n が正の値の場合、上記合成抵抗の抵抗値 $(R_n + R_{es})$ は抵抗 430 の抵抗値 R_{es} よりも大きくなる。その結果、インダクタ 420 と容量 410 による直列共振の Q が下がり、制振作用が得られる。逆に、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n が負の値の場合、上記合成抵抗の抵抗値 $(R_n + R_{es})$ は抵抗 430 の抵抗値 R_{es} よりも小さくなる。その結果、インダクタ 420 と容量 410 による直列共振の Q が上がり、励振作用が得られる。

【0017】

インダクタ 20 は、piezo 素子 10 の寄生キャパシタ P 10 との並列共振作用を利用して、共振周波数においてキャパシタ 410 およびインダクタ 420 の直列共振電流が piezo 素子 10 の寄生キャパシタ P 10 の経路に流れることを防ぐために挿入されている。インダクタ 20 のインダクタンスは、インダクタ 20 と寄生キャパシタ P 10 とからなる並列共振回路の共振周波数と振動体 4 の電気等価回路である直列共振回路の共振周波数とが一致するように設定される。このとき、振動体 4 の共振周波数は、実際に振動体 4 を加振して振動の振幅が最大となる周波数を検出して得られる。piezo 素子 10 の寄生キャパシタ P 10 のキャパシタンスは、piezo 素子 10 単体の静電容量値 (キャパシタンス) を実測すればよい。

【0018】

図 3 は、抵抗回路 30 の構成例を示す図である。図 3 では、抵抗回路 30 の他に、抵抗回路 30 とともに振動制御装置 1 を構成するインダクタ 20 および piezo 素子 10 と、振動制御装置 1 により振動制御される振動体 4 が図示されている。図 3 に示すように、抵抗回路 30 は、抵抗 $R_{301} \sim R_{307}$ と、半固定抵抗 R_{308} と、増幅器 309 と、オペアンプ 310 および 311 と、ボルテージフォロワ 312 とを有する。

【0019】

抵抗 R_{307} は、前述の直列共振電流を検出する電流検出抵抗である。抵抗 R_{307} の一端は piezo 素子 10 の接地されていない方の電極に接続されており、当該一端はボルテージフォロワ 312 および抵抗 R_{301} を介してオペアンプ 310 の反転入力端子に接続されている。ボルテージフォロワ 312 は、オペアンプにより構成されたバッファアンプであり、高い入力インピーダンスと低い出力インピーダンスを有するインピーダンス変換回路である。なお、抵抗 R_{301} の抵抗値が抵抗 R_{307} の抵抗値よりも十分に大きい場

10

20

30

40

50

合はボルテージフォロワ 312 を省略しても良い。抵抗 R 307 の他端は抵抗 R 302 を介してオペアンプ 310 の非反転入力端子に接続されており、オペアンプ 310 の非反転入力端子は抵抗 R 304 を介して接地されている。オペアンプ 310 の出力端子は抵抗 R 303 を介して反転入力端子に接続されている。オペアンプ 310 には、抵抗 R 307 の両端電圧が入力され、オペアンプ 310 は、当該電圧を、基準電位 (GND) を基準とするシングルエンド信号に変換して出力する。

【0020】

アンプ 310 の出力端子は、半固定抵抗 R 308 の 2 つの固定電極の一方に接続されているとともに増幅器 309 を介して半固定抵抗 R 308 の他方の固定電極に接続されている。増幅器 309 は、オペアンプ 310 の出力信号に A 倍の反転増幅を施した信号を出力する。半固定抵抗 R 308 の可動電極はオペアンプ 311 の非反転入力端子に接続されている。半固定抵抗 R 308 の両側の固定電極間の抵抗値を R 8 とすると、半固定抵抗 R 308 において増幅器 309 の出力端子に接続されている側の固定電極から可動電極までの抵抗値 r は可動電極の位置に応じて 0 ~ R 8 (R 8 > 0) まで連続的に変化する。半固定抵抗 R 308 は、固定電極間に印加される電圧を可動電極の位置に応じて r : (R 8 - r) に分割し、その分割電圧をオペアンプ 311 の非反転入力端子に出力する。オペアンプ 311 の反転入力端子は抵抗 R 306 を介して接地されている。オペアンプ 311 の出力端子は、抵抗 R 307 の抵抗 R 302 と接続している側の端子に接続されているとともに、抵抗 R 305 を介してオペアンプ 311 の反転入力端子に接続されている。

【0021】

図 3 に示す抵抗回路 30 において、抵抗 R 307 に流れる電流を I_x 、抵抗 R 307 の両端の電圧を V_x 、オペアンプ 310 の出力電圧を V_{z1} 、半固定抵抗 R 308 の可動電極の電圧を V_{z2} 、オペアンプ 311 の出力電圧を V_{z3} 、抵抗 R 301 ~ R 306 の抵抗値を R 1 ~ R 6、抵抗 R 307 の抵抗値を R d、抵抗 R 301 ~ R 304 とオペアンプ 310 からなる増幅器のゲインを A 1、抵抗 R 305 および R 306 とオペアンプ 311 からなる増幅器のゲインを A 2 とすると、以下の式 (1) ~ (6) に示す関係がある。

$$A1 = R4 / (R2 + R4) \cdot \{ (R3 / R1) + 1 \} \dots (1)$$

$$A2 = ((R5 / R6) + 1) \dots (2)$$

$$V_x = R_d \cdot I_x \dots (3)$$

$$V_{z1} = V_x \cdot (-A1) \dots (4)$$

$$V_{z2} = \{ (R8 - r) - r \cdot A \} \cdot V_{z1} / R8 \dots (5)$$

$$V_{z3} = V_{z2} \cdot A2 \dots (6)$$

【0022】

上記式 (4) を式 (5) に代入することで以下の式 (7) が得られ、この式 (7) を式 (6) に代入することで以下の式 (8) が得られ、この式 (8) と式 (3) とから以下の式 (9) が得られる。なお、式 (9) における A 0 は、以下の式 (10) で表される。

$$V_{z2} = V_x \cdot (-A1) \cdot \{ (R8 - r) - r \cdot A \} / R8 \dots (7)$$

$$V_{z3} = V_x \cdot (A2) \cdot (-A1) \cdot \{ (R8 - r) - r \cdot A \} / R8 \dots (8)$$

$$V_{z3} = -A0 \cdot R_d \cdot I_x \dots (9)$$

$$A0 = A1 \cdot A2 \cdot \{ (R8 - r) - r \cdot A \} / R8 \dots (10)$$

【0023】

ここで、抵抗 R 307 は、一端がハイインピーダンスとなっており、他端はオペアンプ 311 の出力端子の定電圧源 V_{z3} に接続されていると考えることができる。この場合、抵抗 R 307 の定電流源側の電圧には、定電圧源 V_{z3} に起因したオフセットが生じる。そして、このオフセットが抵抗回路 30 の抵抗に印加されると考えられる。したがって、抵抗回路 3 の抵抗値 R n は以下の式 (11) のように表すことができる。

$$R_n = (V_x - I_x \cdot R_d \cdot A0) / I_x$$

$$= V_x / I_x - R_d \cdot A0 \dots (11)$$

【0024】

そして、式 (3) から得られる $V_x / I_x = R_d$ を上記式 (11) に代入すると、抵抗

10

20

30

40

50

回路 30 の抵抗値 R_n は、以下の式 (12) のように表される。

$$\begin{aligned} R_n &= R_d - R_d \cdot A_0 \\ &= (1 - A_0) \cdot R_d \dots (12) \end{aligned}$$

抵抗回路 30 の抵抗値 R_n は、抵抗 $R_{301} \sim R_{306}$ の抵抗値 $R_1 \sim R_6$ と、半固定抵抗 R_{308} の抵抗値 r と、増幅器 309 のゲイン A とに応じて定まり、 $A_0 > 1$ のとき、すなわち、 $(1 + A) \cdot r < \{1 - 1 / (A_1 \cdot A_2)\} \cdot R_8$ のとき負の値となる。抵抗 $R_{301} \sim R_{306}$ の抵抗値 $R_1 \sim R_6$ および増幅器 309 のゲイン A を予め適切な値に設定しておけば、半固定抵抗 R_{308} の抵抗値 r を調整することで、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を負の値から正の値まで連続的に変化させることができる。

以上が振動制御装置の構成である。

10

【0025】

図 4 は、振動制御装置 1 による振動制御を行わなかった場合の振動体 4 の振動の時間変化を示す図である。図 5 は、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を正の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行った場合の振動体 4 の振動の時間変化を示す図であり、図 6 は、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を負の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行った場合の振動体 4 の振動の時間変化を示す図である。

【0026】

図 4 と図 5 とを比較すれば明らかなように、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を正の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行うことで、同振動制御を行わない場合に比較して振動体 4 の振動が急速に減衰し、振動継続時間が短くなっていること、すなわち、制振効果が得られることが判る。同様に、図 4 と図 6 とを比較すれば明らかなように、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を負の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行うことで、同振動制御を行わない場合に比較して振動体 4 の振動の減衰が緩やかになり、振動継続時間が長くなっていること、すなわち、励振効果が得られることが判る。

20

【0027】

図 7 には、振動制御装置 1 による振動制御を行わなかった場合、振動制御装置 1 による制振を行った場合、および振動制御装置 1 による励振を行った場合の各々における振動体 4 の振動速度と周波数の関係が実線、点線および一点鎖線で描画されている。図 7 を参照すれば明らかなように、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を正の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行うことで、同振動制御を行わない場合に比較して共振周波数における振動速度が遅くなる。この点からも、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を正の値に設定することで制振効果が奏されることが判る。同様に、図 7 を参照すれば明らかなように、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を負の値に設定して振動制御装置 1 による振動制御を行うことで、同振動制御を行わない場合に比較して共振周波数における振動速度が速くなり、励振効果が奏されることが判る。

30

【0028】

以上説明したように本実施形態の振動制御装置 1 によれば、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を正の値に設定することで振動体 4 の制振を行うことができ、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を負の値に設定することで振動体 4 の励振を行うことができる。このように、本実施形態によれば、抵抗回路 30 の抵抗値 R_n を調整することで、振動体 4 の振動継続時間を任意に制御することが可能になる。

40

【0029】

(B：変形例)

以上本発明の一実施形態について説明したが、以下の変形を加えても良い。

(1) 上記実施形態では、抵抗回路 30 として、抵抗値を負の値から正の値まで変更可能な可変抵抗回路が採用されていた。しかし、振動体 4 の制振を行う必要はなく、励振を行えば十分な場合には、抵抗回路 30 は、抵抗値を負の値の範囲で変更可能な可変抵抗回路であれば良い。逆に、振動体 4 の励振を行う必要はなく、制振を行えば十分な場合には、抵抗回路 30 は、抵抗値を正の値の範囲で変更可能な可変抵抗回路であれば良い。また、振動体 4 の制振或いは励振を行う上で抵抗回路 30 の抵抗値の好適な値が予め判って

50

いるのであれば、抵抗回路 30 は可変抵抗である必要はない。

【0030】

(2) インダクタ 20 として、図 8 に示す疑似インダクタ回路 20A を用いても良い。図 8 に示すように、疑似インダクタ回路 20A は、第 1 の電流帰還型増幅回路 21 と、第 2 の電流帰還型増幅回路 22 と、オペアンプにより構成されたバッファアンプであるボルテージフォロワ 23 と、積分回路 24 とにより構成されている。

【0031】

ボルテージフォロワ 23 は、高い入力インピーダンスと低い出力インピーダンスを有するインピーダンス変換回路であり、ピエゾ素子 10 の接地されてない方の電極が接続された被処理ノード P1 の電圧をゲイン 1 で増幅して出力する。

10

【0032】

積分回路 24 は、可変抵抗 R205 と、オペアンプ 206 と、積分キャパシタ Ca とにより構成されている。ここで、可変抵抗 R205 は、ボルテージフォロワ 23 の出力端子とオペアンプ 206 の反転入力端子との間に介挿されている。オペアンプ 206 の非反転入力端子は接地されている。また、オペアンプ 206 の出力端子と反転入力端子の間には積分キャパシタ Ca が挿入されている。この積分回路 24 では、ボルテージフォロワ 23 の出力電圧を可変抵抗 R205 の抵抗値により除算した電流が積分キャパシタ Ca に充電される。この結果、ボルテージフォロワ 23 の出力電圧（すなわち、被処理ノード P1 の電圧）を積分した電圧がオペアンプ 206 から出力される。

【0033】

20

第 1 の電流帰還型増幅回路 21 は、抵抗 R201 および R203 と、PNP トランジスタ Tp と、直流電源 Vb1 とを有する。ここで、抵抗 R201 は、正電源 Vcc と PNP トランジスタ Tp のエミッタとの間に挿入されている。また、抵抗 R203 は、オペアンプ 206 の出力端子（すなわち、積分回路 24 の出力端子）と PNP トランジスタ Tp のエミッタとの間に挿入されている。また、PNP トランジスタ Tp のコレクタは、被処理ノード P1 に接続されている。そして、電源 Vb1 は、正電源 Vcc の電位から所定電圧だけ低い電位を PNP トランジスタ Tp のベースに与えることにより、PNP トランジスタ Tp のベースおよびエミッタ間に順方向バイアスを与えている。

【0034】

この第 1 の電流帰還型増幅回路 21 において、正電源 Vcc から抵抗 R201 を通過した電流は、PNP トランジスタ Tp と抵抗 R203 とに分流する。ここで、積分回路 24 の出力電圧が上昇すると、抵抗 R203 に流れる電流が減少し、その減少分だけ PNP トランジスタ Tp に流れるエミッタ電流が増加する。また、積分回路 24 の出力電圧が低下すると、抵抗 R203 に流れる電流が増加し、その増加分だけ PNP トランジスタ Tp に流れるエミッタ電流が減少する。

30

【0035】

第 2 の電流帰還型増幅回路 22 は、抵抗 R202 および R204 と、NPN トランジスタ Tn と、直流電源 Vb2 とを有する。ここで、抵抗 R202 は、負電源 Vee と NPN トランジスタ Tn のエミッタとの間に挿入されている。また、抵抗 R204 は、積分回路 24 の出力端子と NPN トランジスタ Tn のエミッタとの間に挿入されている。また、NPN トランジスタ Tn のコレクタは、被処理ノード P1 に接続されている。そして、電源 Vb2 は、負電源 Vee の電位から所定電圧だけ高い電位を NPN トランジスタ Tn のベースに与えることにより、NPN トランジスタ Tn のベースおよびエミッタ間に順方向バイアスを与えている。

40

【0036】

この第 2 の電流帰還型増幅回路 22 では、NPN トランジスタ Tn のエミッタ電流と積分回路 24 から抵抗 R204 を介して供給される電流が抵抗 R202 を介して負電源 Vee に流れ込む。ここで、積分回路 24 の出力電圧が上昇すると、抵抗 R204 に流れる電流が増加し、その増加分だけ NPN トランジスタ Tn に流れるエミッタ電流が減少する。また、積分回路 24 の出力電圧が低下すると、抵抗 R204 に流れる電流が減少し、その

50

減少分だけNPNトランジスタ T_n に流れるエミッタ電流が増加する。

以上が疑似インダクタ回路20Aの構成である。

【0037】

疑似インダクタ回路20Aにおいて、被処理ノードP1の電圧の変動量が v_1 である場合、積分回路24の出力電圧の変動量 v_c は次式により与えられる。

$$v_c = -v_1 / (R_{205} \cdot j \cdot C_a) \cdots (13)$$

【0038】

この場合、PNPトランジスタ T_p のコレクタ電流の変動量 i_p と、NPNトランジスタ T_n のコレクタ電流の変動量 i_n は次式により与えられる。

$$i_p = -v_1 / (R_{203} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \cdots (14)$$

$$i_n = v_1 / (R_{204} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \cdots (15)$$

【0039】

従って、 piezo素子10から被処理ノードP1を介して疑似インダクタ回路20Aに流れ込む電流の変動量 i_1 は、次式により与えられる。

$$\begin{aligned} i_1 &= i_n - i_p \\ &= v_1 / (R_{204} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \\ &\quad + v_1 / (R_{203} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \cdots (16) \end{aligned}$$

【0040】

この i_1 は、被処理ノードP1の電圧が v_1 だけ変動することによって、電流帰還型増幅回路21および22を介して被処理ノードP1に負帰還される電流であり、この電流 i_1 が被処理ノードP1から疑似インダクタ回路20Aに流れ込む。従って、被処理ノードP1から見た疑似インダクタ回路20Aのインピーダンス Z は、次式のようになる。

$$\begin{aligned} Z &= v_1 / i_1 \\ &= v_1 / [v_1 / (R_{204} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \\ &\quad + v_1 / (R_{203} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a)] \\ &= 1 / [1 / (R_{204} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) \\ &\quad + 1 / (R_{203} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a)] \cdots (17) \end{aligned}$$

【0041】

ここで、簡単のため、 $R_{203} = R_{204} = R_{20}$ とすると、上記式は次のようになる。

$$Z = (R_{20} \cdot R_{205} \cdot j \cdot C_a) / 2 \cdots (18)$$

このように疑似インダクタ回路20Aのインピーダンス Z は、計算上は抵抗成分がゼロであり、リアクタンスのみにより構成されている。

$$L_s = (R_{20} \cdot R_{205} \cdot C_a) / 2 \cdots (19)$$

【0042】

(3) 上記実施形態では、振動体の振動制御への本発明の適用例を説明した。しかし、本発明の適用対象は、振動体の振動制御に限定される訳ではない。具体的には、本発明は、振動体を電気等価回路(図2の直列共振回路)に置き換えた場合における当該振動体の固有振動を特徴づけるパラメータ L_m 、 C_m および R_{es} の計測に適用可能である。

【0043】

図9は、本発明による電氣的等価回路パラメータの計測方法の流れを示すフローチャートである。当該計測方法によりパラメータ L_m 、 C_m 、および R_{es} の計測を行う計測者は、まず、振動体に piezo素子を固定し、 piezo素子にインダクタを並列接続する(ステップS A100)。 piezo素子にインダクタを並列接続するのは、振動体を電気等価回路に置き換えた場合の共振周波数において piezo素子の寄生キャパシタに電流が流れないようにするためである。 piezo素子の寄生キャパシタと並列接続したインダクタにより並列共振回路を構成し、この並列共振回路の共振周波数を振動体の共振周波数と一致させることで、寄生キャパシタへ電流が流れないようにすることができる。振動体の共振周波数は、振動体を加振して振動の振幅が最大となる周波数を実測して得ることができる。また、

ピエゾ素子のキャパシタンスは素子単体の静電容量を実測により求めることができる。

【 0 0 4 4 】

次いで、計測者は、所定のインパルス振動を振動体に与えて上記ピエゾ素子の両端に現れる電圧 V_1 を計測する（ステップ $S A 1 1 0$ ）。そして、計測者は、上記インダクタに抵抗を並列接続して、ステップ $S A 1 1 0$ にて振動体に与えたインパルス振動と等価なインパルス振動を上記振動体に与え、上記抵抗の両端に現れる電圧 V_2 を計測する（ステップ $S A 1 2 0$ ）。

【 0 0 4 5 】

次いで、計測者は、上記振動体の固有振動を特徴づけるパラメータのうち抵抗値 R_{es} を、ステップ $S A 1 2 0$ にてインダクタに並列接続した抵抗の抵抗値 R_d と、ステップ $S A 1 1 0$ にて計測された電圧 V_1 と、ステップ $S A 1 2 0$ にて計測された電圧 V_2 とから、以下の式（ 1 3 ）にしたがって算出する（ステップ $S A 1 3 0$ ）。

$$R_{es} = R_d \times (V_1 - V_2) / V_2 \dots (13)$$

【 0 0 4 6 】

式（ 1 3 ）により抵抗値 R_{es} が算出される理由は次の通りである。ステップ $S A 1 1 0$ にて計測される電圧 V_1 は上記ピエゾ素子の発電電圧に相当し、ステップ $S A 1 2 0$ にて計測される電圧 V_2 は電圧 V_1 を、ステップ $S A 1 2 0$ にてインダクタに接続した抵抗と抵抗 R_d で分圧した電圧である。電圧 V_1 、電圧 V_2 、抵抗値 R_d および R_{es} の間には以下の式（ 1 4 ）に示す関係があり、式（ 1 4 ）を抵抗値 R_{es} について解くことで式（ 1 3 ）が得られる。

$$V_2 = V_1 \times R_d / (R_d + R_{es}) \dots (14)$$

【 0 0 4 7 】

次いで、計測者は、所定のインパルス振動を上記振動体に与え、ステップ $S A 1 2 0$ にてインダクタに並列接続した抵抗の両端に現れる電圧の周波数応答を計測する（ステップ $S A 1 4 0$ ）。次いで、計測者は、上記の要領で計測した周波数応答に基づいて上記振動体の共振の Q 値、すなわちキャパシタンス C_m とインダクタンス L_m による共振の Q 値、を算出する（ステップ $S A 1 5 0$ ）。より詳細に説明すると、計測者は、まず、ステップ $S A 1 4 0$ にて計測した周波数応答から、周波数が高くなるに連れて上記電圧が増加から減少に転じる周波数範囲において、上記電圧がピークとなる第 1 の周波数（すなわち、共振周波数） w_o 、上記電圧がピークにおける電圧の $1/2$ 倍の値となる第 2 の周波数 w_{p1} および第 3 の周波数 w_{p2} （ $w_{p1} < w_o < w_{p2}$ ）を読み取る。計測者は、周波数応答から読み取った第 1 の周波数 w_o 、第 2 の周波数 w_{p1} および第 3 の周波数 w_{p2} を用いて、上記振動体の共振の Q 値を以下の式（ 2 0 ）にしたがって算出する。

$$Q = w_o / (w_{p2} - w_{p1}) \dots (20)$$

【 0 0 4 8 】

そして、計測者は、ステップ $S A 1 3 0$ にて算出した抵抗値 R_{es} とステップ $S A 1 5 0$ にて算出した Q 値とを用いて、キャパシタンス C_m およびインダクタンス L_m を算出する（ステップ $S A 1 6 0$ ）。式（ 2 0 ）にしたがって算出される Q 値は以下の式（ 2 1 ）或いは式（ 2 2 ）で表すこともできるので、計測者は、式（ 2 0 ）にしたがって算出した Q 値を式（ 2 1 ）に代入し、 L_m について解くこととで L_m の値を求めることができる。同様に、計測者は、式（ 2 0 ）にしたがって算出した Q を式（ 2 2 ）に代入し、 C_m について解くことで C_m の値を求めることができる。

$$Q = w_o \times L_m / (R_{es} + R_d) \dots (21)$$

$$Q = 1 / (w_o \times C_m \times (R_{es} + R_d)) \dots (22)$$

【 0 0 4 9 】

本態様によれば、振動体の電気等価回路のパラメータ R_{es} 、 C_m および L_m を実際に計測することが可能になる。従来の振動制御技術では、これらパラメータはシミュレーション等により算出され、その算出結果に応じて制振装置のインダクタンス等が定められており、この点も十分な制振効果が得られない原因の一つであった。これに対して、本態様によれば、上記各パラメータを実測することが可能になり、実測結果に応じて振動制御装

10

20

30

40

50

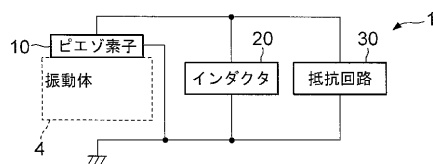
置に含まれるインダクタのインダクタンスや抵抗の抵抗値を定めることで、従来よりも精度良く振動制御を行うことが可能になる。なお、振動体の電気等価回路のパラメータのうちキャパシタンス C_m およびインダクタンス L_m を求める必要がない場合には、図9におけるステップS A 1 4 0以降の処理を省略すれば良い。

【符号の説明】

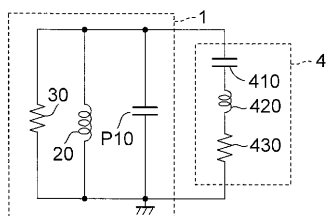
【 0 0 5 0 】

1 ... 振動制御装置、4 ... 振動体、10 ... ピエゾ素子、20 ... インダクタ、30 ... 抵抗回路
。

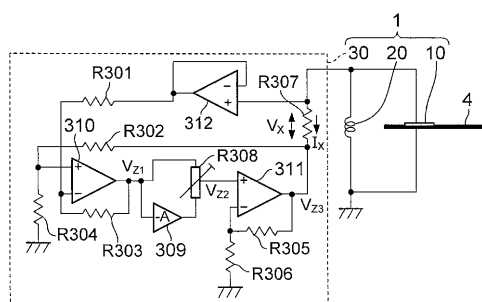
【図1】



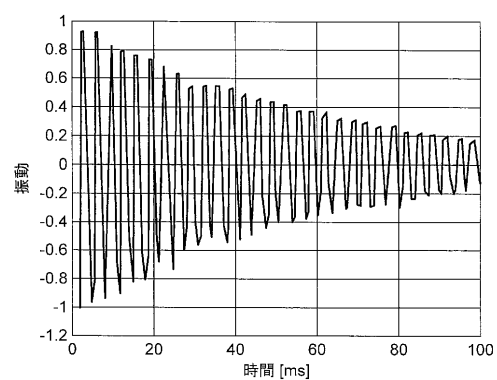
【図2】



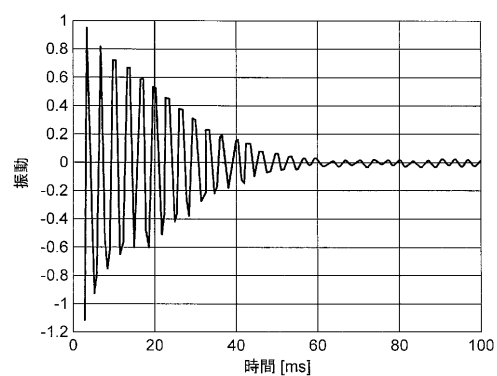
【図3】



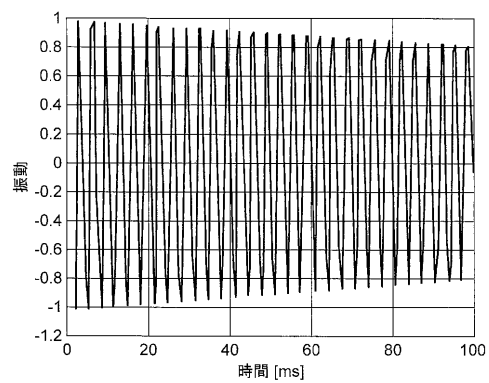
【図4】



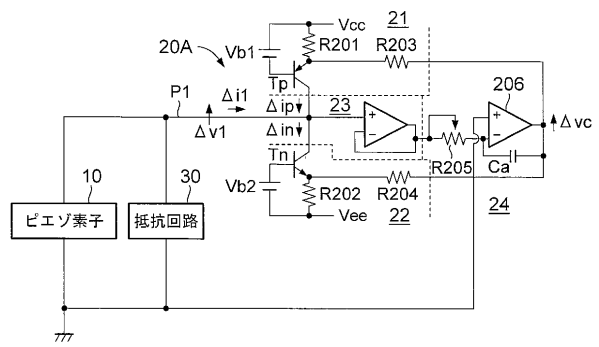
【図5】



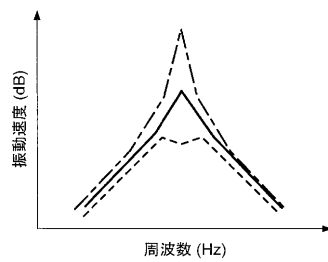
【図 6】



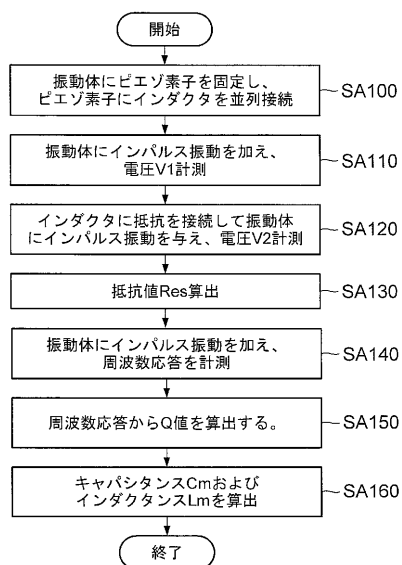
【図 8】



【図 7】



【図 9】



フロントページの続き

(56)参考文献 米国特許第05783898(US,A)
米国特許出願公開第2014/0354112(US,A1)
米国特許出願公開第2003/0209953(US,A1)
特開2003-119719(JP,A)
特開2004-048652(JP,A)
特開2008-263272(JP,A)
特開2004-272171(JP,A)
特開2013-239779(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04R	3/00
B06B	1/00 - 3/04
F16F	15/00 - 15/36
H02N	2/00 - 2/18
H01L	41/00 - 41/47