

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5631230号
(P5631230)

(45) 発行日 平成26年11月26日 (2014.11.26)

(24) 登録日 平成26年10月17日 (2014.10.17)

(51) Int.Cl.

H02M 1/12 (2006.01)

F I

H02M 1/12

請求項の数 4 (全 11 頁)

(21) 出願番号	特願2011-20570 (P2011-20570)	(73) 特許権者	000001007
(22) 出願日	平成23年2月2日 (2011.2.2)		キヤノン株式会社
(65) 公開番号	特開2012-161204 (P2012-161204A)		東京都大田区下丸子3丁目30番2号
(43) 公開日	平成24年8月23日 (2012.8.23)	(74) 代理人	100082337
審査請求日	平成26年1月29日 (2014.1.29)		弁理士 近島 一夫
		(74) 代理人	100141508
			弁理士 大田 隆史
		(72) 発明者	井出 武
			東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キ
			ヤノン株式会社内
		(72) 発明者	関島 大志郎
			東京都大田区下丸子3丁目30番2号 キ
			ヤノン株式会社内
		審査官	今井 貞雄
			最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 電源回路

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

交流電源から交流電圧が印加される一対の供給ラインと、前記一対の供給ラインと接続され、前記交流電圧をスイッチング動作により直流電圧に変換する電力変換回路と、前記一対の供給ラインのうち一方の供給ラインに設けられた過電流保護素子と、を備えた電源回路において、

直列に接続された第1のラインバイパスコンデンサ及び抵抗素子を有し、前記一方の供給ラインとグラウンドとの間に接続された直列回路と、

前記一対の供給ラインのうち他方の供給ラインと前記グラウンドとの間に接続された第2のラインバイパスコンデンサと、を備え、

前記第1のラインバイパスコンデンサの容量値と前記第2のラインバイパスコンデンサの容量値とが実質的に等しく設定され、

前記過電流保護素子のインダクタンス値を L [H]、

前記第1、第2のラインバイパスコンデンサの容量値を C [F]、

前記抵抗素子の抵抗値を r [] としたとき、

前記抵抗素子の抵抗値 r が、

【数 1 0】

$$\frac{L}{100C} \leq r \leq \frac{3L}{100C}$$

の関係式を満たすように設定されていることを特徴とする電源回路。

【請求項 2】

前記抵抗素子の抵抗値 r が、実質的に

【数 1 1】

$$r = \frac{L}{50C}$$

10

の関係式を満たすように設定されていることを特徴とする請求項 1 に記載の電源回路。

【請求項 3】

交流電源から一対の供給ラインを介して印加された交流電圧を、所定値の直流電圧又は前記交流電源からの交流電圧とは異なる周波数の交流電圧にスイッチング動作により変換する電力変換回路と、前記一対の供給ラインのうち一方の供給ラインに設けられた過電流保護素子と、を備えた電源回路において、

直列に接続された第 1 のラインバイパスコンデンサ及び抵抗素子を有し、前記一方の供給ラインとグラウンドとの間に接続された直列回路と、

20

前記一対の供給ラインのうち他方の供給ラインと前記グラウンドとの間に接続された第 2 のラインバイパスコンデンサと、を備え、

前記第 1 のラインバイパスコンデンサの容量値と前記第 2 のラインバイパスコンデンサの容量値とが実質的に等しく設定され、

前記過電流保護素子のインダクタンス値を L [H]、

前記第 1、第 2 のラインバイパスコンデンサの容量値を C [F]、

前記抵抗素子の抵抗値を r [] としたとき、

前記抵抗素子の抵抗値 r が、

【数 1 2】

$$\frac{L}{100C} \leq r \leq \frac{3L}{100C}$$

30

の関係式を満たすように設定されていることを特徴とする電源回路。

【請求項 4】

前記抵抗素子の抵抗値 r が、実質的に

【数 1 3】

$$r = \frac{L}{50C}$$

40

の関係式を満たすように設定されていることを特徴とする請求項 3 に記載の電源回路。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、スイッチング動作により発生する高周波ノイズを抑制する電源回路に関するものである。

【背景技術】

【0002】

50

従来、電子機器には、入力される任意の電源から電子機器内部の各種デバイス用の電源へ周波数や電圧を変換するために電力変換回路が設けられている。特に、小型化・効率化のためにスイッチング方式が広く用いられている。しかし、スイッチング方式を適用した電源回路においては、スイッチング動作により高周波のスイッチングノイズが発生し、このノイズが端子雑音や不要電磁波の原因となる。

【0003】

このような不要電磁波を低減するノイズフィルタとして一般的にラインバイパスコンデンサ（以下、「Yコン」という）が用いられる（特許文献1参照）。図7は、従来のスイッチング電源回路に用いられるフィルタ回路図の例である。図7に示すフィルタ回路100は、一対の供給ライン101、102のそれぞれの供給ラインとグラウンド（以下、「GND」という）103との間に接続されたYコン104、105を備えている。Yコン104、105はスイッチング素子から発生した高周波スイッチングノイズのコモンモード成分をGND103に落とし、端子雑音や不要電磁波を抑制する働きを持つ。

10

【0004】

ここで、GNDに対する入力電源から繋がる2本の供給ラインのインピーダンスは、2本の供給ラインがGNDに対して平衡となるよう、等しくすることが一般的である。例えば図7に示すフィルタ回路100では、2つのYコン104、105の容量値を同一値として平衡を保っている。

【先行技術文献】

【特許文献】

20

【0005】

【特許文献1】特開2008-78844号公報

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、スイッチング電源には、回路素子の故障を防ぐため、入力電源から繋がる2本の供給ラインの一方の供給ラインにおけるYコンの入力側に過電流保護素子（例えばヒューズ）が設けられる。この過電流保護素子は、回路配線と比較して大きなインダクタンスを持っている。そのため、スイッチング電源の更なる小型化・効率化に伴いスイッチング周波数が高周波化すると、過電流保護素子のインダクタンスによるインピーダンスが大きくなり、2本の供給ラインの不均衡度が大きくなる。2本の供給ラインが不均衡であると、2本の供給ラインに流れる高周波ノイズのノーマルモード成分がコモンモード成分に変換されてしまい、コモンモードノイズが増大する。

30

【0007】

そこで、本発明は、過電流保護素子による回路の不均衡を低減し、コモンモードノイズを抑制する電源回路を提供することを目的とするものである。

【課題を解決するための手段】

【0008】

本発明は、交流電源から交流電圧が印加される一対の供給ラインと、前記一対の供給ラインと接続され、前記交流電圧をスイッチング動作により直流電圧に変換する電力変換回路と、前記一対の供給ラインのうち一方の供給ラインに設けられた過電流保護素子と、を備えた電源回路において、直列に接続された第1のラインバイパスコンデンサ及び抵抗素子を有し、前記一方の供給ラインとグラウンドとの間に接続された直列回路と、前記一対の供給ラインのうち他方の供給ラインと前記グラウンドとの間に接続された第2のラインバイパスコンデンサと、を備え、前記第1のラインバイパスコンデンサの容量値と前記第2のラインバイパスコンデンサの容量値とが実質的に等しく設定され、前記過電流保護素子のインダクタンス値を $L[H]$ 、前記第1、第2のラインバイパスコンデンサの容量値を $C[F]$ 、前記抵抗素子の抵抗値を $r[\quad]$ としたとき、前記抵抗素子の抵抗値 r が、

40

【0009】

【数 1】

$$\frac{L}{100C} \leq r \leq \frac{3L}{100C}$$

の関係式を満たすように設定されていることを特徴とする。

【発明の効果】

【0010】

本発明によれば、過電流保護素子による一对の供給ラインの不平衡が平衡化され、不平衡によって発生するコモンモードノイズを抑制することができる。

10

【図面の簡単な説明】

【0011】

【図 1】本発明の実施の形態に係る電源回路の概略構成を示す電気回路図である。

【図 2】本発明の実施の形態に係る電源回路の抵抗素子の抵抗値とノイズの電流量との関係を示す図である。

【図 3】本発明の実施の形態に係る電源回路の抵抗素子の抵抗値とノイズの角周波数との関係を示す図である。

【図 4】本発明の実施の形態に係る電源回路の抵抗素子の抵抗値とヒューズのインダクタンス値との関係を示す図である。

【図 5】本発明の実施の形態に係る電源回路の抵抗素子の抵抗値と第 1、第 2 の Y コンの容量値との関係を示す図である。

20

【図 6】第 1 の Y コンの容量値と第 2 の Y コンの容量値とを等しくした場合と、第 1 の Y コンの容量値と第 2 の Y コンの容量値とを異ならせた場合とで比較した、抵抗素子の抵抗値とグラウンドの電流値との関係を示す図である。

【図 7】従来の電源回路のフィルタ回路を示す電気回路図である。

【発明を実施するための形態】

【0012】

以下、本発明を実施するための形態を、図面を参照しながら詳細に説明する。図 1 は、本発明の実施の形態に係る電源回路の概略構成を示す電気回路図である。図 1 において、電源回路 1 は、交流電源に接続された一对の供給ライン 2、3 と、一对の供給ライン 2、3 を介して入力した交流電源からの交流電圧を直流電圧に変換する電力変換回路としてのスイッチング回路 4 と、を備えている。交流電源は、例えば商用電源である。スイッチング回路 4 は、例えば不図示のブリッジダイオードからなる整流回路と、不図示の平滑コンデンサと、不図示のスイッチング素子を有する DC - DC コンバータ回路とを有して構成される。整流回路は交流電圧を直流電圧に変換し、平滑コンデンサは、整流回路にて変換された直流電圧を平滑化する。DC - DC コンバータ回路は、平滑化されて得られた直流電圧をスイッチング動作により昇圧又は降圧して所定値の直流電圧を出力することが可能に構成されている。

30

【0013】

また、電源回路 1 は、一对の供給ライン 2、3 のうち、一方の + 極の供給ライン 2 に設けられた過電流保護素子としてのヒューズ 5 を備えている。このヒューズ 5 は、例えば管ヒューズである。ヒューズ 5 は、供給ライン 2、3 を構成する配線よりもインダクタンス値が高い。

40

【0014】

また、電源回路 1 は、直列に接続された第 1 のラインバイパスコンデンサ（以下、「第 1 の Y コン」という）7 及び抵抗素子 8 からなり、+ 極の供給ライン 2 とグラウンド（GND）6 との間に接続された直列回路 9 を備えている。この直列回路 9 の一端は、供給ライン 2 におけるヒューズ 5 とスイッチング回路 4 との間の部分に接続され、直列回路 9 の他端は、GND 6 に接続されている。抵抗素子 8 は、固定抵抗素子である。

【0015】

50

また、電源回路 1 は、一対の供給ライン 2, 3 のうち、他方の - 極の供給ライン 3 と GND 6 との間に接続された第 2 のラインバイパスコンデンサ (以下、「第 2 の Y コン」という) 10 を備えている。

【0016】

ここで、ヒューズ 5 のインダクタンス値を L [H] とする。また、+ 極の供給ライン 2 に接続された第 1 の Y コン 7 の容量値を C_1 [F]、抵抗素子 8 の抵抗値を r []、- 極の供給ライン 3 に接続された第 2 の Y コン 10 の容量値を C_2 [F] とする。また、電力変換回路であるスイッチング回路 4 で発生するノイズの電圧を V [V]、ノイズの角周波数を ω [rad/s] とし、各供給ライン 2, 3 側から見た交流電源の出力インピーダンスを 50 [] とする。このとき、端子雑音や不要電磁波の原因となるコモンモードノイズである GND 6 を流れる電流 I [A] は以下の (式 1) で表される。

10

【0017】

【数 2】

$$I = \left| \frac{\omega^2(50rC_1C_2 - LC_1) + j\omega(50C_1 - 50C_2)}{100 + j\omega(100rC_1 + 2500C_1 + 2500C_2 + L) - \omega^2(2500rC_1C_2 + rLC_1 + 50LC_1 + 50LC_2) - j50\omega^3rLC_1C_2} \right| V \quad (\text{式 1})$$

【0018】

この (式 1) より、GND 6 に流れる電流を抑制するための関係式は以下の (式 2) のようになる。

20

【0019】

【数 3】

$$50rC_1C_2 - LC_1 = 0 \quad \text{かつ} \quad 50C_1 - 50C_2 = 0 \quad (\text{式 2})$$

【0020】

よって、ヒューズ 5 のインダクタンス値 L 、第 1 の Y コン 7 の容量値 C_1 、第 2 の Y コン 10 の容量値 C_2 に対して、抵抗素子 8 の抵抗値 r を以下の (式 3) に示す関係式を満たすように設定することで、コモンモードノイズが抑制される。

30

【0021】

【数 4】

$$r = \frac{L}{50C_2} \quad \text{かつ} \quad C_1 = C_2 \quad (\text{式 3})$$

【0022】

第 1 の Y コン 7 の容量値 C_1 と第 2 の Y コン 10 の容量値 C_2 とが等しいので、各 Y コン 7, 10 の容量値を C ($= C_1 = C_2$) [F] とすると、抵抗素子 8 の抵抗値 r を、以下の (式 4) の関係式を満たすように設定することで、コモンモードノイズが抑制される。

40

【0023】

【数 5】

$$r = \frac{L}{50C} \quad (C_1 = C_2 = C) \quad (\text{式 4})$$

【0024】

なお、電源回路 1 が接続される交流電源の出力インピーダンスの実際の正確な値を特定することは困難であり、また、交流電源の出力インピーダンスに応じて抵抗素子 8 の抵抗

50

値 r を可変にすることは、装置が大がかりとなり、コストアップにつながる。そこで、本実施の形態では、一般に交流電源の出力インピーダンスを $50 [\Omega]$ 付近に設定する事例が多いことから、各供給ライン 2, 3 側から見た交流電源の出力インピーダンスを $50 [\Omega]$ として抵抗素子 8 の抵抗値 r を設定している。

【0025】

このように、抵抗値 r の抵抗素子 8 を挿入することで、コモンモードノイズを抑制する効果を奏し、しかも交流電源の出力インピーダンスが $50 [\Omega]$ である場合には、コモンモードノイズを最も効果的に抑制することができるという効果を奏するものである。

【0026】

ここで、第 1 の Y コン 7 の容量値と第 2 の Y コン 10 の容量値とを等しく容量値 C に設定することには、公称値が容量値 C のコンデンサ素子を用いるということが含まれている。つまり、コンデンサ素子に許容差程度の容量値のずれがあっても、公称値が同一であれば、第 1 の Y コン 7 と第 2 の Y コン 10 との容量値は等しく設定されたこととなる。

【0027】

次に、具体的な電源回路 1 の構成でのコモンモードノイズの抑制効果について説明する。まず、(式 1) から、挿入する抵抗素子 8 の抵抗値に対する GND 6 を流れる電流値の関係を図 2 に示す。+ 極, - 極の供給ライン 2, 3 に接続される Y コン 7, 10 の容量値 C_1, C_2 をそれぞれ $1000 [\text{pF}]$ 、ヒューズ 5 のインダクタンス値 L を実測より $20 [\text{nH}]$ としている。スイッチング回路 4 で発生するノイズは疑似的に信号発生器から入力し、電圧 $1 [\text{V}]$ 、周波数は一例として $10 [\text{MHz}]$ としてシミュレーションを行った。(式 1) から算出した抵抗素子 8 と GND 6 を流れる電流値の関係を実線で示している。(式 4) で求まる抵抗素子 8 の抵抗値が $r = 0.4 [\Omega]$ のとき、電流値が最も小さくなっていることがわかる。

【0028】

次に、電源回路 1 を実際に作成し、実測により効果を確認した。抵抗素子 8 の抵抗値 r を $0, 0.22, 0.47, 0.68, 1, 3.3, 6.8, 10 [\Omega]$ としたときの GND 6 を流れる電流と相関のある磁界強度を、磁界プローブとスペクトラムアナライザを用いて測定した。実測結果は図 2 において白丸でプロットしている。実測値は計算値と傾向がよく一致しており、これらの結果より、抵抗素子 8 を挿入しない場合 ($r = 0$) と比べ、抵抗素子 8 の挿入により GND 6 を流れる電流値を抑制する、つまりコモンモードノイズを抑制する効果があることがわかる。

【0029】

本実施の形態では、端子雑音、不要輻射の抑制に対して充分効果を見込める、 6 dB 以上の効果がある抵抗素子 8 の抵抗値 r の範囲を求める。図 2 において、破線で示した値が抵抗素子 8 を挿入しない場合に GND 6 を流れる電流値から 6 dB 引いた値である。求める抵抗素子 8 の抵抗値 r の範囲は、実線と破線の 2 交点である抵抗値 $r_1 [\Omega], r_2 [\Omega]$ の間である。抵抗値 r_1, r_2 は (式 1) を用いて、以下の (式 5) を解くことで求まる。

【0030】

【数 6】

$$I(r) = \frac{1}{2} \times I|_{r=0} \quad (\text{式 5})$$

【0031】

ところが、この (式 5) は非常に複雑であるので、そのまま代数演算により解くのは困難である。そこで、(式 5) において各パラメータに数値を当てはめ、抵抗値 $r_1, r_2 [\Omega]$ とノイズの角周波数 $[\text{rad/s}]$ 、ヒューズ 5 のインダクタンス値 $L [\text{H}]$ 、第 1, 第 2 の Y コン 7, 10 の容量値 $C_1, C_2 [\text{F}]$ との関係を求める。

【0032】

10

20

30

40

50

まず、抵抗値 r_1 , r_2 とノイズの角周波数 ω との関係を説明する。図 3 は横軸にノイズの角周波数 ω 、縦軸に抵抗値 r_1 , r_2 を示したものである。なお、ヒューズ 5 のインダクタンス値 L を 20 [nH]、第 1 , 第 2 の Y コン 7 , 10 の容量値 C_1 , C_2 を 1000 [pF] としている。このグラフより、抵抗値 r_1 , r_2 は角周波数 ω に依存しないことがわかる。

【 0 0 3 3 】

次に、抵抗値 r_1 , r_2 とヒューズ 5 のインダクタンス値 L との関係を説明する。図 4 は横軸にヒューズ 5 のインダクタンス値 L 、縦軸に抵抗値 r_1 , r_2 を示したものである。なお、ノイズの周波数 f を 10 [MHz]、第 1 , 第 2 の Y コン 7 , 10 の容量値 C_1 , C_2 [F] を 1000 [pF] としている。このグラフより、抵抗値 r_1 , r_2 はインダクタンス値 L に比例することがわかる。

10

【 0 0 3 4 】

最後に、抵抗値 r_1 , r_2 と第 1 , 第 2 の Y コン 7 , 10 の容量値 C_1 , C_2 との関係を説明する。容量値 C_1 と容量値 C_2 とが等しい場合において、横軸に Y コン 7 , 10 の容量値 C ($= C_1 = C_2$)、縦軸に抵抗値 r_1 , r_2 をとしたときのグラフを図 5 に示す。なお、ノイズの周波数 f を 10 [MHz]、ヒューズ 5 のインダクタンス値 L を 20 [nH] としている。このグラフより、抵抗値 r_1 , r_2 は容量値 C ($= C_1 = C_2$) に反比例することがわかる。

【 0 0 3 5 】

ここで、容量値 C_1 と容量値 C_2 が等しくない場合を説明する。図 6 は (式 1) より容量値 C_1 と容量値 C_2 を様々変えたときの GND 6 に流れる電流値を示したものである。容量値 C_1 と容量値 C_2 との値がずれると、抵抗素子 8 を挿入しても GND 6 に流れる電流値は抑制されないことがわかる。よって、容量値 C_1 と容量値 C_2 とが等しいときに、コモンモードノイズの抑制効果がある。

20

【 0 0 3 6 】

以上の結果から抵抗値 r_1 , r_2 は、以下の (式 6) に示す関係式となる。ここで、 a_1 , a_2 は定数である。

【 0 0 3 7 】

【 数 7 】

30

$$r_1 = a_1 \times \frac{L}{C}, \quad r_2 = a_2 \times \frac{L}{C} \quad (C_1 = C_2 = C) \quad (式 6)$$

【 0 0 3 8 】

図 4 及び図 5 の結果から、定数 a_1 , a_2 は近似的に、以下の (式 7) となる。

【 0 0 3 9 】

【 数 8 】

$$a_1 = \frac{1}{100}, \quad a_2 = \frac{3}{100} \quad (式 7)$$

40

【 0 0 4 0 】

よって、6 dB 以上の効果がある、つまり抵抗素子 8 を挿入しない場合よりもコモンモードノイズ電流が半分以下となる抵抗素子 8 の抵抗値 r の範囲は、以下の (式 8) となる。

【 0 0 4 1 】

【数 9】

$$\frac{L}{100C} \leq r \leq \frac{3L}{100C} \quad (C_1 = C_2 = C) \quad (\text{式 } 8)$$

【0042】

(式8)に、実測したときの条件であるYコン7, 10の容量値 C_1, C_2 に1000 [pF]、ヒューズ5のインダクタンス値 L に20 [nH]を代入すると、 $0.2 [] < r < 0.6 []$ となり、図2の結果と一致する。以上より、(式8)で求まる範囲の抵抗値 r を持つ抵抗素子8を挿入することで、ヒューズ5による一対の供給ライン2, 3の不平衡が平衡化され、不平衡によって発生するコモンモードノイズを抑制することができる。そして、(式4)で求まる値の抵抗値 r (公称値が r)の抵抗素子8を挿入することで、より効果的にコモンモードノイズを抑制することができる。

10

【0043】

なお、上記実施形態に基づいて本発明を説明したが、本発明はこれに限定されるものではない。上記実施形態では、一方の供給ラインが+極であり、他方の供給ラインが-極の場合について説明したが、一方の供給ラインが-極であり、他方の供給ラインが+極の場合についても適用可能である。

【0044】

また、上記実施形態では、電力変換回路としてのスイッチング回路が交流電圧を直流電圧に変換し、更に直流電圧を昇圧又は降圧する場合について説明したが、入力した交流電圧とは別の周波数の交流電圧に変換する場合であってもよい。この場合、電力変換回路は、整流回路及び平滑コンデンサを備えるほか、必要に応じてDC-DCコンバータを備えてもよい。さらに、電力変換回路は、スイッチング素子を有するインバータ回路を備え、スイッチング動作により直流電圧を交流電源の交流電圧とは別の周波数の交流電圧に変換するものであり、ノイズの発生源となるので、この場合についても本願発明は適用可能である。

20

【0045】

また、上記実施形態では、過電流保護素子として管ヒューズの場合について説明したが、これに限定するものではなく、本願発明はチップヒューズ等あらゆるヒューズについて適用可能である。また、過電流保護素子としてヒューズ以外にも、例えばPTC素子など、本願発明はあらゆる過電流保護素子について適用可能である。

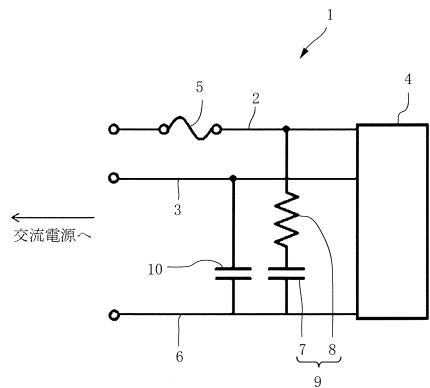
30

【符号の説明】

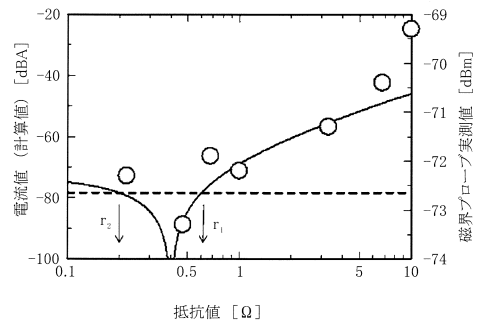
【0046】

1...電源回路、2, 3...供給ライン、4...スイッチング回路(電力変換回路)、5...ヒューズ(過電流保護素子)、6...グラウンド、7...第1のラインバイパスコンデンサ、8...抵抗素子、9...直列回路、10...第2のラインバイパスコンデンサ

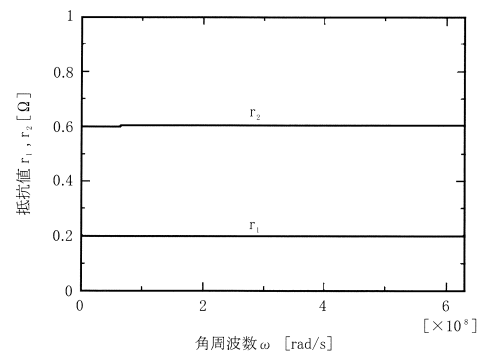
【図 1】



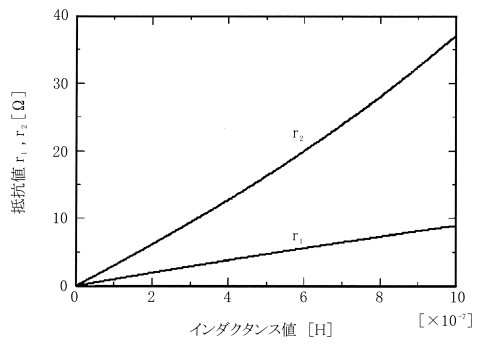
【図 2】



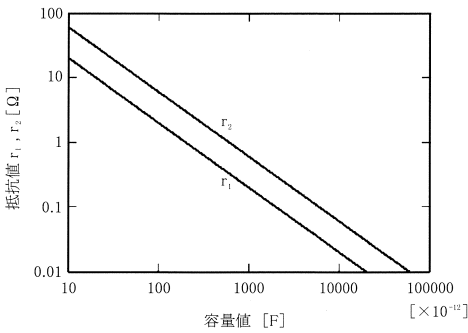
【図 3】



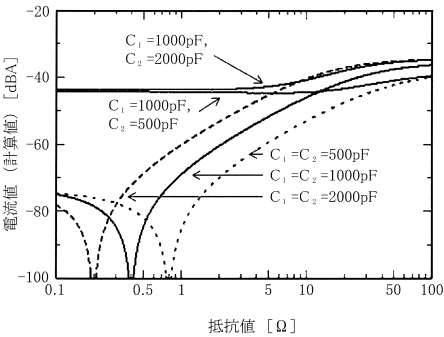
【図 4】



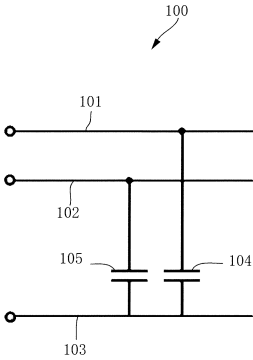
【図 5】



【図 6】



【図 7】



フロントページの続き

(56)参考文献 特開平 7 - 3 9 1 3 6 (J P , A)
特開 2 0 0 4 - 2 3 6 4 1 3 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 2 M 1 / 1 2