

(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
2014年2月13日(13.02.2014)



(10) 国際公開番号
WO 2014/024692 A1

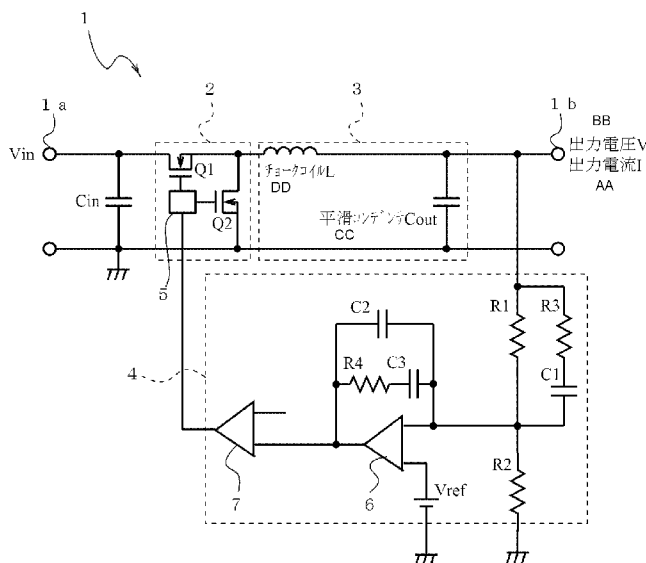
- (51) 国際特許分類:
G06F 17/50 (2006.01) *H02M 1/14* (2006.01)
G01R 27/26 (2006.01) *H02M 3/155* (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/070190
- (22) 国際出願日: 2013年7月25日(25.07.2013)
- (25) 国際出願の言語: 日本語
- (26) 国際公開の言語: 日本語
- (30) 優先権データ:
特願 2012-175189 2012年8月7日(07.08.2012) JP
- (71) 出願人: 株式会社村田製作所 (MURATA MANUFACTURING CO., LTD.) [JP/JP]; 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 Kyoto (JP).
- (72) 発明者: 田中 裕輔 (TANAKA Yusuke); 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 株式会社村田製作所内 Kyoto (JP). 櫻木 敦 (SAKURAGI Atsushi); 〒6178555 京都府長岡京市東神足1丁目10番1号 株式会社村田製作所内 Kyoto (JP).
- (74) 代理人: 峯岸 武司 (MINEGISHI Takeshi); 〒1030004 東京都中央区東日本橋2丁目18番4号 橋爪ビル3階 Tokyo (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, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, 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, 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, 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: DERIVATION METHOD FOR EQUIVALENT CIRCUIT MODEL OF POWER SUPPLY SMOOTHING LC FILTER

(54) 発明の名称: 電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法

図 3



AA Output current I
BB Output voltage V
CC Smoothing capacitor
DD Choke coil

(57) Abstract: With conventional derivation methods for equivalent circuit models of power supply smoothing LC filters, it has been difficult to accurately express characteristics of a power supply smoothing LC filter when operating a power supply circuit. With this equivalent circuit model of a smoothing capacitor (C_{out}), a capacitance ($C1$) of a main capacitance element ($C1$) is multiplied by a rate of change in capacitance $k(V)$ corresponding to a DC output voltage V of a DC/DC converter (1) as indicated in formula (11), and the capacitance ($C1$) of the main capacitance element ($C1$) is corrected. In addition, in an equivalent circuit model of a choke coil (L), with regard to a plurality of levels of a DC current I , an impedance Z_L of the choke coil (L) is obtained in accordance with formula (3), and an impedance Z_L with regard to an arbitrary level is obtained by performing interpolation complementation using formula (8) on the basis of the impedances Z_L for the obtained plurality of levels. Accordingly, the equivalent circuit model of the power supply smoothing LC filter is precisely derived in accordance with the DC output voltage V and the DC output current I of the DC/DC converter (1).

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2014/024692 A1



添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第 21 条(3))

従来の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法では、電源回路の動作時における電源平滑用 LC フィルタの特性を正確に表現するのは困難である。本発明の平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルでは、主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 に DC-DC コンバータ 1 の直流出力電圧 V に応じた静電容量変化率 k (V) が (11) 式に示すように乗算されて、主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 が補正される。また、チョークコイル L の等価回路モデルでは、直流電流 I の複数の水準についてチョークコイル L のインピーダンス Z_L を (3) 式に従って求めておき、任意の水準についてのインピーダンス Z_L は、求めておいた複数の水準についてのインピーダンス Z_L から (8) 式を用いて内挿補完して求める。従って、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルは、DC-DC コンバータ 1 の直流出力電圧 V および直流出力電流 I に応じて精度良く導出される。

明 細 書

発明の名称：

電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法

技術分野

[0001] 本発明は、直流安定化電源回路の出力電圧を安定化するチョークコイルと平滑コンデンサとから構成される電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルを導出する導出方法に関するものである。

背景技術

[0002] 従来、この種の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法としては、例えば、非特許文献 1 に開示されたスイッチング・レギュレータにおけるものがある。同文献では、降圧型コンバータを PWM (Pulse Width Modulation) スイッチブロック、LC フィルタブロックおよび定電圧制御部ブロックに分割し、分割した LC フィルタブロックの伝達関数 X_{LC} を求めている。そして、電源平滑用 LC フィルタの入出力特性を、求めた伝達関数 X_{LC} によってシミュレーションすることで、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルを導出している。

[0003] また、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルは、LC フィルタを構成するインダクタおよびコンデンサの各等価回路モデルから導出することができる。

[0004] 特許文献 1 では、周波数に依存しない抵抗 (R)、キャパシタンス (C)、インダクタンス (L) を用いた、時間領域でのシミュレーションが可能な回路として、図 1 (a) に示す RC 回路、および同図 (b) に示す RL 回路と、同図 (c) に示す RCL 回路のいずれかを、MLCC (Multi-Layer Ceramic Capacitor) の等価回路モデルとして、形成している。そして、形成した等価回路モデルの精度を判定するための評価関数を合成し、合成した評価関数を最小化することによって回路定数を決定している。

[0005] また、非特許文献 2 には、図 2 に示す、インダクタンス L とコアロス抵抗

A C R との並列回路に銅損抵抗 D C R を直列に接続したモデルが、インダクタの等価回路モデルとして開示されている。そして、この等価回路モデルで表されるインダクタのどのファクターが電圧変換効率に影響するかが、同文献に記載されている。

先行技術文献

非特許文献

[0006] 非特許文献1：馬場清太郎著「電源回路設計 成功のかぎ」、C Q 出版、2009年8月1 日第2 版、p 2 5 3 ～ p 2 5 6

非特許文献2：「1. 電力変換効率に影響するインダクタのファクターの調査（降圧編）」、技術情報／テクニカルガイド／村田製作所、[online]、[平成24 年6 月1 2 日検索]、インターネット<URL:http://www.murata.co.jp/products/power_inductor/tech_guide/tech_info.html>

特許文献

[0007] 特許文献1：特開2 0 0 2 －2 5 9 4 8 2 号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0008] 近年、コスト削減を目的として、製品開発における試作回数の減少や、試作期間の短縮が実施されている。そのため、試作品の特性を事前にシミュレーションする重要性が以前より増してきており、試作回数の削減や試作期間の短縮のために、精度の良いシミュレーションの実施が不可欠になってきている。直流安定化電源回路設計におけるシミュレーションでは、電源平滑用 L C フィルタの等価回路モデルを精度良く導出することが要請される。

[0009] しかしながら、直流安定化電源回路を構成するチョークコイルは電源回路の出力電流に、平滑コンデンサは電源回路の出力電圧に依存して特性が変化するので、上記従来の非特許文献1 に開示された電源平滑用 L C フィルタの等価回路モデルの導出方法では、電源回路の動作時における電源平滑用 L C フィルタの特性を正確に表現するのは困難である。

[0010] また、特許文献 1 に開示されたコンデンサの等価回路モデルの導出方法では、コンデンサに重畳印加される DC バイアス電圧の各値毎に等価回路モデルを導出する手間が必要となり、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルに適用した場合、電源回路の任意の出力電圧について等価回路モデルを導出することはできない。

[0011] また、非特許文献 2 に開示されたインダクタの等価回路モデルも、出力電流による重畳特性が加味されておらず、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルに適用した場合、電源回路の任意の出力電流について等価回路モデルを導出することはできない。

課題を解決するための手段

[0012] 本発明はこのような課題を解決するためになされたもので、
直流安定化電源回路の出力電圧を安定化するチョークコイルと平滑コンデンサとから構成される電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルをチョークコイルおよび平滑コンデンサの各等価回路モデルから導出する電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法において、
平滑コンデンサへの印加直流電圧に応じた平滑コンデンサの静電容量変化率を実測して印加直流電圧を変数とする関数として表し、平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する容量素子の静電容量に直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じた静電容量変化率を乗算して容量素子の静電容量を補正することで、平滑コンデンサの等価回路モデルを直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じたモデルとし、
チョークコイルの等価回路モデルを構成する各要素の値をチョークコイルを流れる直流電流の複数の水準について実測してチョークコイルのインピーダンスを複数の水準について求めておき、複数の水準の間の水準についてのチョークコイルのインピーダンスは、求めておいた複数の水準についてのチョークコイルのインピーダンスから内挿補完して求めることで、チョークコイルの等価回路モデルを直流安定化電源回路の直流出力電流の水準に応じたモデルとする

ことを特徴とする。

[0013] 本構成によれば、平滑コンデンサの等価回路モデルは、そのモデルを構成する容量素子の静電容量に直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じた静電容量変化率が乗算されて、容量素子の静電容量が補正されることで、直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じたモデルとされる。チョークコイルの等価回路モデルは、チョークコイルを流れる直流電流の複数の水準についてチョークコイルのインピーダンスを求めておき、複数の水準の間の水準についてのチョークコイルのインピーダンスは、求めておいた複数の水準についてのチョークコイルのインピーダンスから内挿補完して求めることで、直流安定化電源回路の直流出力電流の水準に応じたモデルとされる。従って、チョークコイルおよび平滑コンデンサの各等価回路モデルから導出される電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルは、直流安定化電源回路の直流出力電圧および直流出力電流に応じて精度良く導出され、直流安定化電源回路の動作時における電源平滑用LCフィルタの特性は正確に表現される。このため、直流安定化電源回路設計におけるシミュレーションが精度良く実施されて、直流安定化電源回路設計における試作回数の削減や試作期間の短縮に資することが可能となる。

[0014] また、本発明は、
平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する各要素の測定値をテーブルデータ化しておき、電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際にテーブルデータ化しておいた平滑コンデンサの等価回路モデルを使って平滑コンデンサの等価回路モデルを直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じたモデルとし、
チョークコイルの等価回路モデルを構成する各要素の測定値を複数の水準についてテーブルデータ化しておき、電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際にテーブルデータ化しておいたチョークコイルの各等価回路モデルを使ってチョークコイルの等価回路モデルを直流安定化電源回路の直流出力電流に応じたモデルとする

ことを特徴とする。

[0015] 本構成によれば、平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する各要素の測定値、およびチョークコイルの等価回路モデルを構成する複数の水準についての各要素の測定値をテーブルデータ化しておくことで、電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際に、容易に、直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じた平滑コンデンサの等価回路モデルおよび直流安定化電源回路の直流出力電流に応じたチョークコイルの等価回路モデルを導出することができる。このため、直流安定化電源回路の動作時におけるチョークコイルおよび平滑コンデンサの各等価回路モデルを簡単に再現して用いることができるようになる。

[0016] また、本発明は、平滑コンデンサの等価回路モデルおよび複数の水準についてのチョークコイルの等価回路モデルを平滑コンデンサおよびチョークコイルの各種類に応じてテーブルデータ化してライブラリー化しておくことを特徴とする。

[0017] 本構成によれば、平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する各要素の測定値についてのテーブルデータ、およびチョークコイルの等価回路モデルを構成する各要素の測定値についてのテーブルデータは、シミュレートする直流安定化電源回路に用いる平滑コンデンサおよびチョークコイルの各種類に応じて、ライブラリから直ちに引き出すことができる。このため、直流安定化電源回路の動作時におけるチョークコイルおよび平滑コンデンサの各等価回路モデルは、シミュレートする直流安定化電源回路に用いる平滑コンデンサおよびチョークコイルの各種類に応じて、容易に直ちに導出される。

[0018] また、本発明は、平滑コンデンサの等価回路モデルが、容量素子と抵抗素子とを並列に接続して成る容量性回路、誘導素子と抵抗素子とを並列に接続して成る誘導性回路、および容量素子と誘導素子と抵抗素子とを並列に接続して成る副共振回路のうちの少なくとも1つが、主容量素子と誘導素子と抵抗素子とを直列に接続して成る主共振回路に直列に接続されて構成され、静電容量の補正が主共振回路を構成する主容量素子に対して行われることを

特徴とする。

[0019] 本構成によれば、平滑コンデンサの等価回路モデルは、容量性回路、誘導性回路、および副共振回路のうちの少なくとも1つが主共振回路に直列に接続されて構成され、直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じた静電容量変化率は主共振回路を構成する主容量素子に対して乗算されて、主共振回路を構成する主容量素子の静電容量が補正される。このため、平滑コンデンサの特性を最も顕著に表す主共振回路の特性が補正されて、平滑コンデンサの静電容量は直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じて最も効果的に補正される。

[0020] また、本発明は、チョークコイルの等価回路モデルが、誘導素子と抵抗素子との並列回路に抵抗素子を直列に接続して成る回路を最小単位として構成されることを特徴とする。

[0021] 本構成によれば、チョークコイルの等価回路モデルは、誘導素子と抵抗素子との並列回路に抵抗素子を直列に接続して成る回路を最小単位として、直流安定化電源回路のシミュレーションの精度や目的に応じて多様に構成される。

[0022] また、本発明は、
平滑コンデンサおよびチョークコイルの種類を入力する第1のステップと、
直流安定化電源回路の直流出力電圧および直流出力電流の各値を入力する第2のステップと、第1のステップで入力された種類の平滑コンデンサについて予め用意されたテーブルデータの等価回路モデルをライブラリーの中から選択し、選択した平滑コンデンサの等価回路モデルを使って平滑コンデンサの等価回路モデルを第2のステップで入力された直流出力電圧に応じたモデルとする第3のステップと、第1のステップで入力された種類のチョークコイルについて予め用意されたテーブルデータの等価回路モデルをライブラリーの中から選択し、選択したチョークコイルの等価回路モデルを使ってチョークコイルの等価回路モデルを第2のステップで入力された直流出力電流に応じたモデルとする第4のステップと、第3のステップで導出した平滑コン

デンサの等価回路モデルおよび第4のステップで導出したチョークコイルの等価回路モデルを使って第2のステップで入力された直流出力電圧および直流出力電流に応じた電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する第5のステップとを備え、電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法を機能させるコンピュータプログラムを構成した。

[0023] 本構成によれば、シミュレートする直流安定化電源回路を構成する平滑コンデンサおよびチョークコイルの種類、並びに直流安定化電源回路の直流出力電圧および直流出力電流の各値がコンピュータプログラムに入力されることで、上記の電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法がコンピュータプログラムによって機能させられる。つまり、コンピュータプログラムにより、自動的に、平滑コンデンサの等価回路モデルは入力された種類の平滑コンデンサおよび入力された値の直流出力電圧に応じたモデルとされ、また、チョークコイルの等価回路モデルは入力された種類のチョークコイルおよび入力された値の直流出力電流に応じたモデルとされる。このため、本導出方法の利用者は、シミュレートする直流安定化電源回路を構成する平滑コンデンサおよびチョークコイルの種類、並びに直流安定化電源回路の直流出力電圧および直流出力電流の各値をコンピュータプログラムに入力するだけで、直流安定化電源回路の的確なシミュレーションを高精度かつ簡単に行える。この結果、回路シミュレートに関する専門知識を持たない一般の利用者であっても、直流安定化電源回路の的確な回路シミュレーションを高精度かつ簡単に行える。

[0024] また、本発明は、前記コンピュータプログラムを備えるサーバにインターネット網を介してアクセスし、インターネット網に接続された端末から前記コンピュータプログラムを使用するコンピュータプログラムの使用方法を構成した。

[0025] 本構成によれば、利用者は、インターネット網に接続された端末から前記コンピュータプログラムを備えるサーバにアクセスすることで、前記コンピュータプログラムを容易に使用することが出来る。このため、本発明による

電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法を多数の利用者に提供することが可能になる。

発明の効果

[0026] 本発明によれば、上記のように、直流安定化電源回路の動作時における電源平滑用 LC フィルタの特性は正確に表現される。このため、直流安定化電源回路設計におけるシミュレーションが精度良く実施されて、直流安定化電源回路設計における試作回数の削減や試作期間の短縮に資することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0027] [図1]従来のコンデンサの等価回路モデルを示す回路図である。
[図2]従来のインダクタの等価回路モデルを示す回路図である。
[図3]本発明の一実施の形態による電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法が適用される降圧型 DC-DC コンバータの回路図である。
[図4]図3に示す DC-DC コンバータにおいて電源平滑用 LC フィルタを構成する平滑コンデンサの等価回路モデルを示す回路図である。
[図5]図4に等価回路モデルが示される平滑コンデンサへの印加直流電圧に応じた静電容量の変化を変化率として表したグラフである。
[図6]図3に示す DC-DC コンバータにおいて電源平滑用 LC フィルタを構成するチョークコイルの等価回路モデルを示す回路図である。
[図7]図6に等価回路モデルが示されるチョークコイルの各負荷電流におけるインダクタンスの変化（直流重畳特性）を示すグラフである。
[図8]本実施の形態において、求めておいた複数の水準の間にある水準の負荷電流におけるチョークコイルのインピーダンスを内挿補完によって求める際の説明に用いる説明図である。
[図9]本実施の形態によって計算した電源平滑用 LC フィルタの伝達関数を、一素子モデルによって計算した伝達関数と比較して表すボーデ線図である。

発明を実施するための形態

[0028] 次に、本発明の一実施の形態による電源平滑用 LC フィルタの等価回路モ

デルの導出方法を、降圧型DC-DCコンバータにおける電源平滑用LCフィルタに適用した場合について、説明する。

[0029] 降圧型DC-DCコンバータ1は、図3に回路図が示され、PWMスイッチブロック2、LCフィルタブロック3および定電圧制御部ブロック4から構成されている。

[0030] PWMスイッチブロック2には、入力端子1aへの入力電圧 V_{in} がコンデンサ C_{in} で平滑されたものが与えられる。PWMスイッチブロック2では、2個のMOSFET(モス構造電界効果トランジスタ)Q1、Q2が制御回路5によってスイッチングされることで、入力電圧 V_{in} がパルス列に変換される。また、MOSFETQ1、Q2のスイッチングにより、出力パルス列のデューティサイクル比が変えられ、出力パルス列の平均値は所望の出力電圧にされる。LCフィルタブロック3は、チョークコイルLと平滑コンデンサ C_{out} とから構成されている。チョークコイルLと平滑コンデンサ C_{out} とは電源平滑用LCフィルタを構成し、パルス列の高周波成分を減衰させて、DC-DCコンバータ1の出力電圧を直流に平滑化する。

[0031] 定電圧制御部ブロック4では、出力端子1bに現れる出力電圧Vが抵抗R1と抵抗R2とによって分圧されて、エラーアンプ6において基準電圧 V_{ref} と比較される。出力電圧Vと基準電圧 V_{ref} との誤差信号はエラーアンプ6によって増幅されて、PWMコンパレータ7へ出力される。PWMコンパレータ7は、増幅された誤差信号を三角波あるいはのこぎり波と比較して、DC-DCコンバータ1の出力電圧が所望の値になるように、制御回路5に制御信号を送る。DC-DCコンバータ1は、入力電圧 V_{in} の制限を受けるが、この制御信号に応じて任意の直流電流Iおよび直流電圧Vを出力端子1bへ出力する。

[0032] 図4は、上記の電源平滑用LCフィルタを構成する平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを示す。

[0033] 本実施の形態では、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルは、主容量素子C1と誘導素子L2と抵抗素子R3とを直列に接続して成る主共振回路11

に直列に、容量素子 C_i と抵抗素子 R_i とを並列に接続して成る容量性回路 1 2、誘導素子 L_i と抵抗素子 R_i とを並列に接続して成る誘導性回路 1 3、および容量素子 C_i と誘導素子 L_i と抵抗素子 R_i とを並列に接続して成る副共振回路 1 4 が接続されて、構成されている。ここで、各素子の添え字 i はノード番号を示し、これら各回路 1 2 ~ 1 4 では $i = 4 \sim 15$ に設定されている。また、各回路 1 2 ~ 1 4 は容量素子 C_i と誘導素子 L_i と抵抗素子 R_i との並列回路として表されており、容量性回路における誘導素子 $L_i = 0$ 、誘導性回路における容量素子 $C_i = 0$ である。また、主共振回路 1 1 の主容量素子 C_1 には絶縁抵抗 I_R が並列に接続されて表現されている。

[0034] 本実施の形態では、平滑コンデンサ C_{out} に 3 2 1 6 サイズの 1 0 0 [μF] の積層セラミック・チップ・コンデンサを用いた。下記の表 1 は、この平滑コンデンサ C_{out} の図 4 に示す等価回路モデルを構成する各要素の値を実測し、その測定値をテーブルデータ化したものである。

[表1]

表 1

ノード番号	容量素子 C_i [F]	誘導素子 L_i [H]	抵抗素子 R_i [Ω]
1	(C1) 6.721×10^{-5}		
2		(L2) 2.32×10^{-11}	
3			(R3) 2.00×10^{-3}
4	(C4) 4.58×10^{-4}		(R4) $2.53 \times 10^{+0}$
5	(C5) 8.86×10^{-4}		(R5) 2.00×10^{-1}
6	(C6) 1.25×10^{-3}		(R6) 1.82×10^{-2}
7	(C7) 1.19×10^{-3}		(R7) 3.35×10^{-3}
8		(L8) 2.42×10^{-10}	(R8) 1.69×10^{-2}
9		(L9) 5.68×10^{-11}	(R9) 3.97×10^{-2}
10		(L10) 1.58×10^{-11}	(R10) 9.90×10^{-2}
11	(C11) 1.11×10^{-12}	(L11) 3.01×10^{-10}	(R11) $1.30 \times 10^{+2}$
12	(C12) 3.32×10^{-11}	(L12) 2.97×10^{-11}	(R12) $4.00 \times 10^{+0}$
13	(C13) 3.76×10^{-6}	(L13) 3.55×10^{-10}	(R13) 5.23×10^{-3}
14	(C14) 9.09×10^{-5}	(L14) 1.02×10^{-10}	(R14) 2.19×10^{-3}
15	(C15) 1.78×10^{-4}	(L15) 9.67×10^{-11}	(R15) 1.72×10^{-3}

[0035] ここで、空欄は、素子値＝0で、対応する素子が存在しないことを表している。また、下記の表2は、平滑コンデンサ C_{out} へ印加する直流電圧[V]を

変化させて平滑コンデンサ C_{out} の静電容量[F]を実測して得られた実測値を示すテーブルである。

[表2]

表 2

印加電圧[V]	0	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5
静電容量[F]	6.72×10^{-5}	6.74×10^{-5}	6.71×10^{-5}	6.66×10^{-5}	6.58×10^{-5}	6.47×10^{-5}
0.6	0.7	0.8	0.9	1	1.2	1.4
6.34×10^{-5}	6.20×10^{-5}	6.04×10^{-5}	5.87×10^{-5}	5.69×10^{-5}	5.33×10^{-5}	4.97×10^{-5}
1.5	1.6	1.8	2	2.2	2.4	2.5
4.79×10^{-5}	4.62×10^{-5}	4.28×10^{-5}	3.97×10^{-5}	3.68×10^{-5}	3.42×10^{-5}	3.30×10^{-5}
2.6	2.8	3	3.2	3.3	3.4	3.6
3.19×10^{-5}	2.97×10^{-5}	2.78×10^{-5}	2.61×10^{-5}	2.53×10^{-5}	2.45×10^{-5}	2.31×10^{-5}
3.8	4	4.2	4.4	4.6	4.8	5
2.18×10^{-5}	2.06×10^{-5}	1.95×10^{-5}	1.85×10^{-5}	1.76×10^{-5}	1.67×10^{-5}	1.59×10^{-5}
5.2	5.4	5.6	5.8	6	6.3	
1.52×10^{-5}	1.45×10^{-5}	1.38×10^{-5}	1.33×10^{-5}	1.28×10^{-5}	1.21×10^{-5}	

[0036] また、図5は、上記の表2に示される実測値から、平滑コンデンサ C_{out} への印加直流電圧に応じた静電容量の変化を变化率として表したグラフである。同グラフの横軸は印加直流電圧[V]、縦軸は静電容量変化率[%]を表す。同グラフに示されるように、平滑コンデンサ C_{out} の減少する静電容量変化率は、印加直流電圧の増加に応じて漸次増加する。この静電容量変化率は、本

実施の形態のように平滑コンデンサ C_{out} がセラミックコンデンサの場合は、印加直流電圧 V を変数とする次の（１）式に示される関数 $k(V)$ として、表される。

[数1]

$$k(V) = \sum k_j V^j \quad \dots (1)$$

[0037] （１）式に示されるように、静電容量変化率 $k(V)$ は印加直流電圧 V の多項式として表される。ここで、 k_j は定数であり、図５に示すグラフにおける静電容量変化率 $k(V)$ は次の（２）式に表される。

[数2]

$$\begin{aligned} k(V) &= k_6 V^6 + k_5 V^5 + k_4 V^4 + k_3 V^3 + k_2 V^2 + k_1 V^1 + k_0 V^0 = \\ &(-0.0095 V^6 + 0.2068 V^5 - 1.8087 V^4 + 8.1024 V^3 - 18.395 V^2 + 9.2342 V^1 + 55.607 V^0) / 55.607 \\ &\dots (2) \end{aligned}$$

[0038] 本実施の形態では、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを構成する主共振回路１１の主容量素子 C_1 の静電容量に、ＤＣ－ＤＣコンバータ１の直流出力電圧に応じた式（２）に示される静電容量変化率 $k(V)$ を乗算して、主容量素子 C_1 の静電容量を補正することで、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルをＤＣ－ＤＣコンバータ１の直流出力電圧 V に応じたモデルとする。

[0039] 図６は、図３に示すＤＣ－ＤＣコンバータ１において上記の電源平滑用ＬＣフィルタを構成するチョークコイル L の等価回路モデルを示す。

[0040] チョークコイル L の等価回路モデルは、誘導素子 L_3 と抵抗素子 R_3 との並列回路 X_4 に抵抗素子 R_4 を直列に接続して成る回路を最小単位として構成される。本実施の形態では、この最小単位回路に、回路 X_1 と回路 X_2 との直列回路に容量素子 C_1 が並列に接続されて成る回路 X_3 が直列に接続されて、構成されている。回路 X_1 は、抵抗素子 R_1 と容量素子 C_2 との直列回路に誘導素子 L_1 が並列に接続されて成り、回路 X_2 は、抵抗素子 R_2 と誘導素子 L_2 とが並列に接続されて成る。

[0041] このような等価回路モデルで表されるチョークコイルLのインピーダンス Z_L は、回路 X_3 および回路 X_4 の各インピーダンスをそれぞれ X_3 および X_4 とすると、次の(3)式によって表される。

[数3]

$$Z_L = R_4 + X_3 + X_4 \quad \dots (3)$$

[0042] ここで、各インピーダンス X_3 および X_4 は、回路 X_1 および回路 X_2 の各インピーダンスをそれぞれ X_1 および X_2 とすると、次の(4)式および(5)式によって表される。

[数4]

$$X_3 = \frac{1}{\frac{1}{X_1 + X_2} + j\omega C_1} \quad \dots (4) \quad X_4 = \frac{1}{\frac{1}{R_3} + j\omega L_3} \quad \dots (5)$$

[0043] また、各インピーダンス X_1 および X_2 は、次の(6)式および(7)式によって表される。

[数5]

$$X_1 = \frac{1}{\frac{1}{\frac{1}{R_1} + j\omega C_2} + \frac{1}{j\omega L_1}} \quad \dots (6) \quad X_2 = \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{j\omega L_2}} \quad \dots (7)$$

[0044] 本実施の形態では、チョークコイルLに3030サイズの4.7[μH]のパワーインダクタを用いた。下記の表3は、このチョークコイルLの図6に示す等価回路モデルを構成する各要素の値を、チョークコイルLに流れる直流負荷電流[A]の複数の水準について実測し、その測定値をテーブルデータ化したものである。

[表3]

表 3

負荷電流[A]	0	0.3	0.8	0.9	1.2	1.5
R 1 [Ω]	10	10	10	10	10	10
R 2 [Ω]	3.18	3.18	3.18	3.18	80.98	80.98
R 3 [Ω]	800	800	800	800	800	800
R 4 [Ω]	0.105	0.105	0.105	0.105	0.105	0.105
L 1 [μ H]	2.082	1.832	1.822	1.422	1.342	0.952
L 2 [μ H]	1.058	0.908	0.788	0.538	0.1	0.1
L 3 [μ H]	1.4593	1.4593	1.4593	1.4593	1.3893	0.929
C 1 [p F]	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5
C 2 [p F]	3.25	3.25	3.25	3.25	5.35	5.35

[0045] また、図7は、チョークコイルLの各負荷電流[A]におけるインダクタンス[H]の変化（直流重畳特性）を示すグラフである。同グラフの横軸は負荷電流[A]、縦軸はインダクタンス[H]を表す。同グラフに示されるように、チョークコイルLのインダクタンスは、負荷電流の増加に応じて漸次小さくなる。

[0046] 上記の表3に示される複数の水準の負荷電流におけるチョークコイルLの各インダクタンスは、表3に示される実測値を（3）～（7）式に適用することで、求めておくことが出来る。また、表3に示される水準以外の負荷電流におけるチョークコイルLのインダクタンスは、表3に示される実測値に

基づいて求めておいた複数の水準についてのチョークコイルLのインピーダンスから、内挿補完して求めることが出来る。

[0047] 例えば、図8に示すように、欲しい水準の負荷電流 i_{out} が水準1の負荷電流 i_1 と水準2の負荷電流 i_2 との間に有る場合、欲しい水準の負荷電流 i_{out} におけるチョークコイルLのインピーダンス Z_L は、負荷電流 i_1 におけるインピーダンス Z_{i1} と負荷電流 i_2 におけるインピーダンス Z_{i2} とから、次の(8)式に示される内挿補完によって求められる。

[数6]

$$Z_L = \frac{i_2 - i_{out}}{i_2 - i_1} Z_{i1} + \frac{i_{out} - i_1}{i_2 - i_1} Z_{i2} \quad \dots (8)$$

[0048] 本実施の形態では、上記のように、チョークコイルLの等価回路モデルを構成する各要素の値をチョークコイルLを流れる直流電流の複数の水準について実測して、チョークコイルLのインピーダンス Z_L を複数の水準について求めておき、複数の水準の間の水準についてのチョークコイルLのインピーダンス Z_L は、求めておいた複数の水準についてのチョークコイルLのインピーダンス Z_L から内挿補完して求めることで、チョークコイルLの等価回路モデルをDC-DCコンバータ1の直流出力電流Iの水準に応じたモデルとする。

[0049] DC-DCコンバータ1における電源平滑用LCフィルタは、一般的にその伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ が次の(9)式に表される。

[数7]

$$G_{LC}(\omega) = \frac{j\omega C_{out}}{j\omega C_{out} + (j\omega L + ESR_L + R_{DS} + R_d)\{(ESR_c + R_L)j\omega C_{out} + 1\}} \quad \dots (9)$$

[0050] ここで、 ω ：角周波数、 C_{out} ：平滑コンデンサ C_{out} の静電容量、 L ：チョークコイルLのインダクタンス、 ESR_L ：チョークコイルLのインピーダンスの実部、 R_{DS} ：MOSFET Q1のオン抵抗、 R_d ：MOSFET Q2のオン抵抗、 ESR_c ：平滑コンデンサ C_{out} のインピーダンスの実部、 R_L ：

出力抵抗である。

- [0051] 平滑コンデンサ C_{out} の印加直流電圧 V に応じたインピーダンス $Z_C(V)$ は、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを構成する主共振回路 11 の主容量素子 C_1 の静電容量を C_1 とすると、次の (10) 式に表される。

[数8]

$$Z_C(V) = \frac{1}{j\omega C_1 \times k(V)} + j\omega L_2 + R_3 + \sum_{i=4}^{15} \left\{ 1 / \left(\frac{1}{j\omega C_i} + j\omega L_i + R_i \right) \right\} \quad \dots (10)$$

- [0052] 従って、伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ を表す (9) 式における C_{out} および ESR_C の印加直流電圧 V に応じた値 $C_{out}(V)$ および $ESR_C(V)$ は、上記の (10) 式に表されるインピーダンス $Z_C(V)$ から、次の (11) 式および (12) 式によって求められる。

[数9]

$$C_{out}(V) = C_1 \times k(V) \quad \dots (11) \quad ESR_C(V) = \text{Re}(Z_C) \quad \dots (12)$$

- [0053] ここで、 Re はインピーダンス Z_C の実部を表す。本実施の形態では、(9) 式に表される伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ を求めて電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルを導出する際、上記のように、主共振回路 11 の主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 に、DC-DC コンバータ 1 の直流出力電圧 V に応じた式 (2) に示される静電容量変化率 $k(V)$ を (11) 式に示すように乗算して、主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 を補正する。

- [0054] また、伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ を表す (9) 式における ESR_L および L の負荷電流の水準に応じた値は、(3) 式に表される求めておいたインピーダンス Z_L 、または (8) 式に表される内挿補完によって求められるインピーダンス Z_L から、次の (13) 式および (14) 式によって求められる。

[数10]

$$ESR_L = \text{Re}(Z_L) \quad \dots (13) \quad L = \frac{\sqrt{Z_L \bar{Z}_L - (ESR_L)^2}}{\omega} \quad \dots (14)$$

[0055] ここで、 R_e はインピーダンス Z_L の実部を表す。本実施の形態では、(9)式に表される伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ を求めて電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際、上記のように、チョークコイルLのインピーダンス Z_L をDC-DCコンバータ1の直流負荷電流Iの水準に応じた値とする。この結果、一般的に(9)式に表される伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ は、本実施の形態では、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧Vおよび直流出力電流Iに応じた値の伝達関数 $G_{LC}(\omega, V, I)$ となる。

[0056] 図9は、本実施の形態によって上記のように計算した伝達関数 $G_{LC}(\omega, V, I)$ を、一素子モデルによって計算した伝達関数 $G_{LC}(\omega)$ と比較して表すボード線図である。

[0057] この一素子モデルは、図3の回路図におけるLCフィルタブロック3に表されるように、一素子のチョークコイルLと一素子の平滑コンデンサ C_{out} とから構成される。また、この計算では、一素子モデルのチョークコイルLのインダクタンスを $4.7[\mu H]$ 、平滑コンデンサ C_{out} の静電容量値を $47[\mu F]$ の条件とした。また、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧Vを $1.8[V]$ 、直流出力電流Iを $1.5[A]$ 、スイッチング周波数を $400[kHz]$ とし、MOSFETQ1のオン抵抗 R_{DS} を $27[m\Omega]$ 、MOSFETQ2のオン抵抗 R_d を $21[m\Omega]$ 、負荷抵抗 R_L を $100[\Omega]$ とした。

[0058] ボード線図の縦軸はゲイン(Gain)の絶対値[dB]とその位相(Phase)[°]であり、横軸は周波数 $\omega[Hz]$ である。また、本実施の形態によるゲイン特性A1は太い実線で表し、位相特性A2は太い点線で表している。一素子モデルによるゲイン特性B1は細い実線で表し、位相特性B2は細い点線で表している。同図に示されるように、本実施の形態によるゲイン特性A1は、高い周波数においてゲインの減衰が飽和しているのに対し、一素子モデルによるゲイン特性B1は、高い周波数においてゲインが単調に減衰している。また、本実施の形態による位相特性A2は、高い周波数において $0[^\circ]$ に戻る傾向を示しているのに対し、一素子モデルによる位相特性B2は、高い周波数において $180[^\circ]$ になっている。このことから、本実施の形態によるシ

ミュレーションでは、チョークコイル L および平滑コンデンサ C_{out} の動特性が加味され、実回路に近い振る舞いが得られたことが分かる。

[0059] このような本実施の形態によれば、上記のように、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルは、そのモデルを構成する主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 にDC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V に応じた静電容量変化率 $k(V)$ が(11)式に示すように乗算されて、主容量素子 C_1 の静電容量 C_1 が補正されることで、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V に応じたモデルとされる。また、チョークコイル L の等価回路モデルは、チョークコイル L を流れる直流電流 I の複数の水準についてチョークコイル L のインピーダンス Z_L を(3)式に従って求めておき、複数の水準の間の水準についてのチョークコイル L のインピーダンス Z_L は、求めておいた複数の水準についてのチョークコイル L のインピーダンス Z_L から(8)式を用いて内挿補完して求めることで、DC-DCコンバータ1の直流出力電流 I の水準に応じたモデルとされる。従って、チョークコイル L および平滑コンデンサの各等価回路モデルから導出される電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルは、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V および直流出力電流 I に応じて精度良く導出され、DC-DCコンバータ1の動作時における電源平滑用LCフィルタの特性は正確に表現される。このため、DC-DCコンバータ1の回路設計におけるシミュレーションが精度良く実施されて、DC-DCコンバータ1の回路設計における試作回数の削減や試作期間の短縮に資することが可能となる。

[0060] また、本実施の形態では、図4に示す平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを構成する各要素の測定値を表1に示すようにテーブルデータ化しておくと共に、図6に示すチョークコイル L の等価回路モデルを構成する複数の水準についての各要素の測定値を表3に示すようにテーブルデータ化しておくことで、伝達関数 $G_{LC}(\omega, V, I)$ を求めて電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際に、容易に、平滑コンデンサ C_{out} のインピーダンス Z_C およびチョークコイル L のインピーダンス Z_L の計算が出来て、容易に

、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V に応じた平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルおよびDC-DCコンバータ1の直流出力電流 I に応じたチョークコイル L の等価回路モデルを導出することができる。このため、DC-DCコンバータ1の動作時におけるチョークコイル L および平滑コンデンサ C_{out} の各等価回路モデルを簡単に再現して用いることができるようになる。

[0061] また、本実施の形態では、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルが、図4に示すように、容量性回路12、誘導性回路13、および副共振回路14が主共振回路11に直列に接続されて構成され、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V に応じた静電容量変化率 k (V)は主共振回路11を構成する主容量素子 C_1 に対して乗算されて、主共振回路11を構成する主容量素子 C_1 の静電容量が補正される。このため、平滑コンデンサ C_{out} の特性を最も顕著に表す主共振回路11の特性が補正されて、平滑コンデンサ C_{out} の静電容量はDC-DCコンバータ1の直流出力電圧 V に応じて最も効果的に補正される。

[0062] また、本実施の形態では、チョークコイル L の等価回路モデルは、図6に示すように、誘導素子 L_3 と抵抗素子 R_3 との並列回路 X_4 に抵抗素子 R_4 を直列に接続して成る回路を最小単位として、DC-DCコンバータ1のシミュレーションの精度や目的に応じて多様に構成される。

[0063] なお、上記の実施の形態において、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルおよび複数の水準についてのチョークコイル L の等価回路モデルを、平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイル L の各種類に応じてテーブルデータ化して、ライブラリー化しておくように構成してもよい。

[0064] 本構成によれば、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを構成する各要素の測定値についてのテーブルデータ（表1参照）、およびチョークコイル L の等価回路モデルを構成する各要素の測定値についてのテーブルデータ（表3参照）は、シミュレートするDC-DCコンバータ1に用いる平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイル L の各種類に応じて、ライブラリから直ちに

引き出すことができる。このため、DC-DCコンバータ1の動作時におけるチョークコイルLおよび平滑コンデンサ C_{out} の各等価回路モデルは、シミュレートするDC-DCコンバータ1に用いる平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイルLの各種類に応じて、容易に直ちに導出される。

[0065] また、上記の実施の形態においては、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを図4に示すように、チョークコイルLの等価回路モデルを図6に示すように構成した場合について説明したが、各等価回路モデルの形はこれらに限定されることは無い。例えば、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルは、容量性回路12、誘導性回路13、および副共振回路14のうちの少なくとも1つを主共振回路11に直列に接続して構成するようにしてもよい。

産業上の利用可能性

[0066] 上述した本実施の形態の等価回路モデルの導出方法は、次のコンピュータプログラムを用いることで、簡単に利用することが出来る。このコンピュータプログラムは、平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイルLの種類を入力する第1のステップと、DC-DCコンバータ1の直流出力電圧Vおよび直流出力電流Iの各値を入力する第2のステップと、第1のステップで入力された種類の平滑コンデンサ C_{out} について予め用意されたテーブルデータ（表1参照）の等価回路モデル（図4参照）をライブラリーの中から選択し、選択した平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを使って平滑コンデンサ C_{out} のインピーダンス Z_c を（10）式によって計算することで、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルを第2のステップで入力された直流出力電圧Vに応じたモデルとする第3のステップと、第1のステップで入力された種類のチョークコイルLについて予め用意されたテーブルデータ（表3参照）の等価回路モデル（図6参照）をライブラリーの中から選択し、選択したチョークコイルLの等価回路モデルを使ってチョークコイルLのインピーダンス Z_c を（3）式および（8）式によって計算することで、チョークコイルLの等価回路モデルを第2のステップで入力された直流出力電流Iに応じたモデルとする第4のステップと、第3のステップで導出した平滑コンデンサ C_{out} の等価

回路モデルおよび第4のステップで導出したチョークコイル L の等価回路モデルを使って電源平滑用 LC フィルタの伝達関数 $G_{LC}(\omega, V, I)$ を(9)式によって求めることで、第2のステップで入力された直流出力電圧 V および直流出力電流 I に応じた電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルを導出する第5のステップとを備え、上述した本実施の形態の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法を機能させる。

[0067] 本実施の形態の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法は、シミュレートする $DC-DC$ コンバータ1を構成する平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイル L の種類、並びに $DC-DC$ コンバータ1の直流出力電圧 V および直流出力電流 I の各値がコンピュータプログラムに入力されることで、上記のようにコンピュータプログラムによって機能させられる。つまり、コンピュータプログラムにより、自動的に、平滑コンデンサ C_{out} の等価回路モデルは入力された種類の平滑コンデンサ C_{out} および入力された値の直流出力電圧 V に応じたモデルとされ、また、チョークコイル L の等価回路モデルは入力された種類のチョークコイル L および入力された値の直流出力電流 I に応じたモデルとされる。このため、本導出方法の利用者は、シミュレートする $DC-DC$ コンバータ1を構成する平滑コンデンサ C_{out} およびチョークコイル L の種類、並びに $DC-DC$ コンバータ1の直流出力電圧 V および直流出力電流 I の各値をコンピュータプログラムに入力するだけで、 $DC-DC$ コンバータ1の的確なシミュレーションを高精度かつ簡単に行える。この結果、回路シミュレートに関する専門知識を持たない一般の利用者であっても、 $DC-DC$ コンバータ1の的確な回路シミュレーションを高精度かつ簡単に行える。

[0068] また、上記のコンピュータプログラムは、上記コンピュータプログラムを備える電子部品製造メーカなどのサーバにインターネット網を介してアクセスすることで、インターネット網に接続されたパーソナルコンピュータ等の端末から使用することが出来る。本構成によれば、利用者は、インターネット網に接続された端末から上記コンピュータプログラムを備えるサーバにア

クセスすることで、上記コンピュータプログラムを容易に使用することが出来る。このため、本実施の形態による電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法を多数の利用者に提供することが可能になる。

符号の説明

- [0069] 1…降圧型DC-DCコンバータ
 2…PWMスイッチブロック
 3…LCフィルタブロック
 4…定電圧制御部ブロック
 5…制御回路
 6…エラーアンプ
 7…PWMコンパレータ
 1 1…主共振回路
 1 2…容量性回路
 1 3…誘導性回路
 1 4…副共振回路
 C_{out}…平滑コンデンサ
 L…チョークコイル
 C 1…主容量素子

請求の範囲

[請求項1]

直流安定化電源回路の出力電圧を安定化するチョークコイルと平滑コンデンサとから構成される電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを前記チョークコイルおよび前記平滑コンデンサの各等価回路モデルから導出する電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法において、

前記平滑コンデンサへの印加直流電圧に応じた前記平滑コンデンサの静電容量変化率を実測して前記印加直流電圧を変数とする関数として表し、前記平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する容量素子の静電容量に前記直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じた前記静電容量変化率を乗算して前記容量素子の静電容量を補正することで、前記平滑コンデンサの等価回路モデルを前記直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じたモデルとし、

前記チョークコイルの等価回路モデルを構成する各要素の値を前記チョークコイルを流れる直流電流の複数の水準について実測して前記チョークコイルのインピーダンスを前記複数の水準について求めておき、前記複数の水準の間の水準についての前記チョークコイルのインピーダンスは、求めておいた前記複数の水準についての前記チョークコイルのインピーダンスから内挿補完して求めることで、前記チョークコイルの等価回路モデルを前記直流安定化電源回路の直流出力電流の水準に応じたモデルとする

ことを特徴とする電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法。

[請求項2]

前記平滑コンデンサの等価回路モデルを構成する各要素の測定値をテーブルデータ化しておき、電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する際にテーブルデータ化しておいた前記平滑コンデンサの等価回路モデルを使って前記平滑コンデンサの等価回路モデルを前記直流安定化電源回路の直流出力電圧に応じたモデルとし、

前記チョークコイルの等価回路モデルを構成する各要素の測定値を前記複数の水準についてテーブルデータ化しておき、電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルを導出する際にテーブルデータ化しておいた前記チョークコイルの各等価回路モデルを使って前記チョークコイルの等価回路モデルを前記直流安定化電源回路の直流出力電流に応じたモデルとする

ことを特徴とする請求項 1 に記載の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法。

[請求項3] 前記平滑コンデンサの等価回路モデルおよび前記複数の水準についての前記チョークコイルの等価回路モデルを前記平滑コンデンサおよび前記チョークコイルの各種類に応じてテーブルデータ化してライブラリー化しておくことを特徴とする請求項 2 に記載の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法。

[請求項4] 前記平滑コンデンサの等価回路モデルは、容量素子と抵抗素子とを並列に接続して成る容量性回路、誘導素子と抵抗素子とを並列に接続して成る誘導性回路、および容量素子と誘導素子と抵抗素子とを並列に接続して成る副共振回路のうちの少なくとも 1 つが、主容量素子と誘導素子と抵抗素子とを直列に接続して成る主共振回路に直列に接続されて構成され、

静電容量の前記補正は前記主共振回路を構成する前記主容量素子に対して行われる

ことを特徴とする請求項 1 から請求項 3 のいずれか 1 項に記載の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法。

[請求項5] 前記チョークコイルの等価回路モデルは、誘導素子と抵抗素子との並列回路に抵抗素子を直列に接続して成る回路を最小単位として構成されることを特徴とする請求項 1 から請求項 4 のいずれか 1 項に記載の電源平滑用 LC フィルタの等価回路モデルの導出方法。

[請求項6] 前記平滑コンデンサおよび前記チョークコイルの種類を入力する第

1のステップと、前記直流安定化電源回路の直流出力電圧および直流出力電流の各値を入力する第2のステップと、前記第1のステップで入力された種類の前記平滑コンデンサについて予め用意されたテーブルデータの等価回路モデルをライブラリーの中から選択し、選択した前記平滑コンデンサの等価回路モデルを使って前記平滑コンデンサの等価回路モデルを前記第2のステップで入力された直流出力電圧に応じたモデルとする第3のステップと、前記第1のステップで入力された種類の前記チョークコイルについて予め用意されたテーブルデータの等価回路モデルをライブラリーの中から選択し、選択した前記チョークコイルの等価回路モデルを使って前記チョークコイルの等価回路モデルを前記第2のステップで入力された直流出力電流に応じたモデルとする第4のステップと、前記第3のステップで導出した前記平滑コンデンサの等価回路モデルおよび前記第4のステップで導出した前記チョークコイルの等価回路モデルを使って前記第2のステップで入力された直流出力電圧および直流出力電流に応じた電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルを導出する第5のステップとを備え、請求項3に記載の電源平滑用LCフィルタの等価回路モデルの導出方法を機能させるコンピュータプログラム。

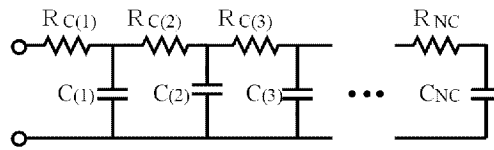
[請求項7]

前記コンピュータプログラムを備えるサーバにインターネット網を介してアクセスし、インターネット網に接続された端末から前記コンピュータプログラムを使用する請求項6に記載のコンピュータプログラムの使用方法。

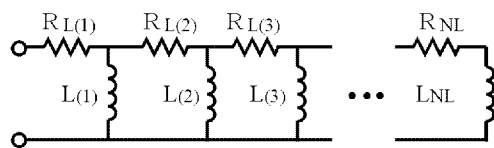
[図1]

図 1

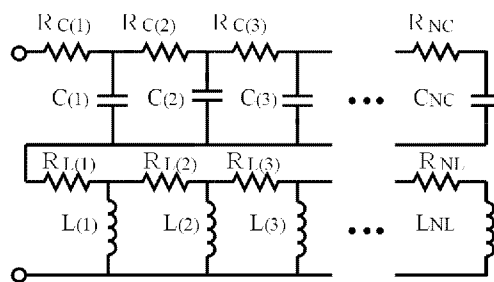
(a)



(b)

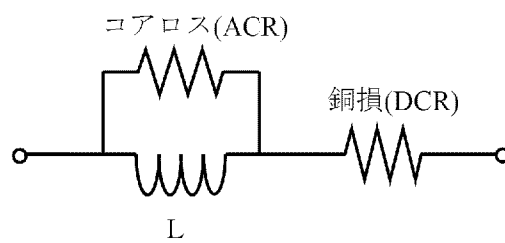


(c)



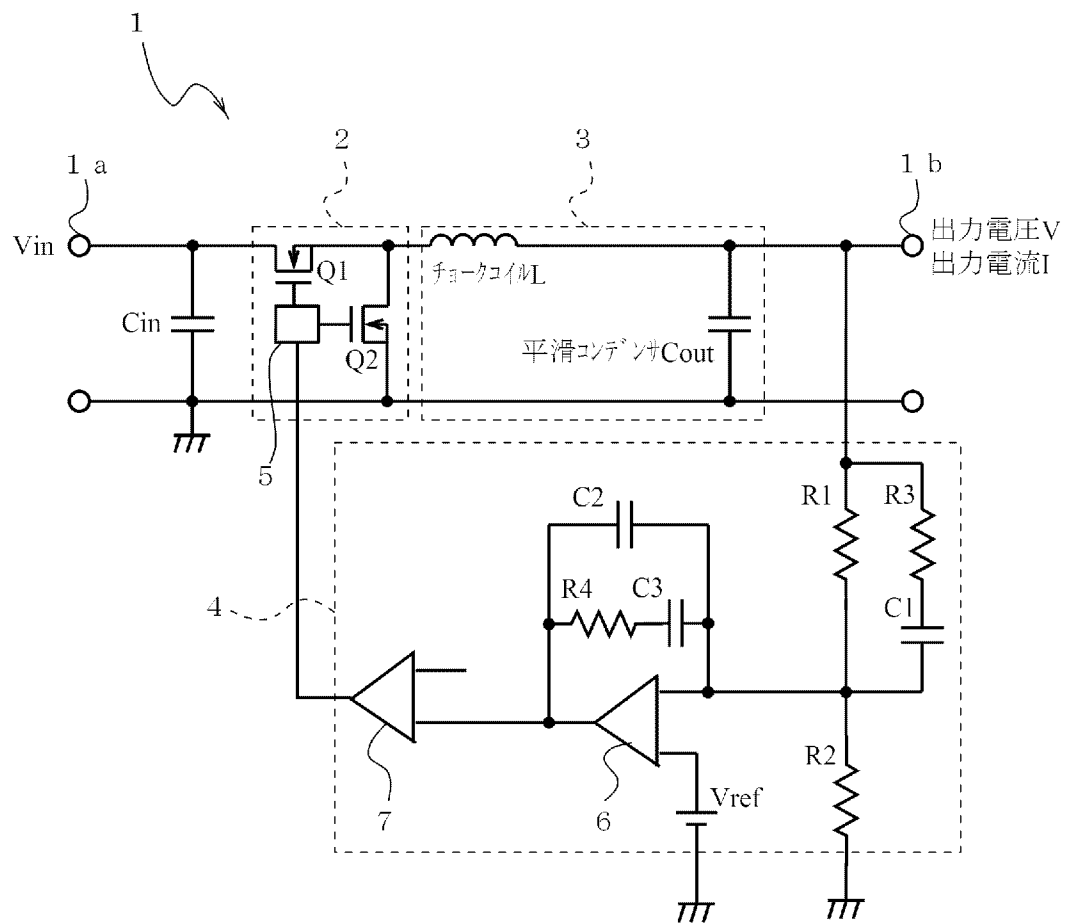
[図2]

図 2



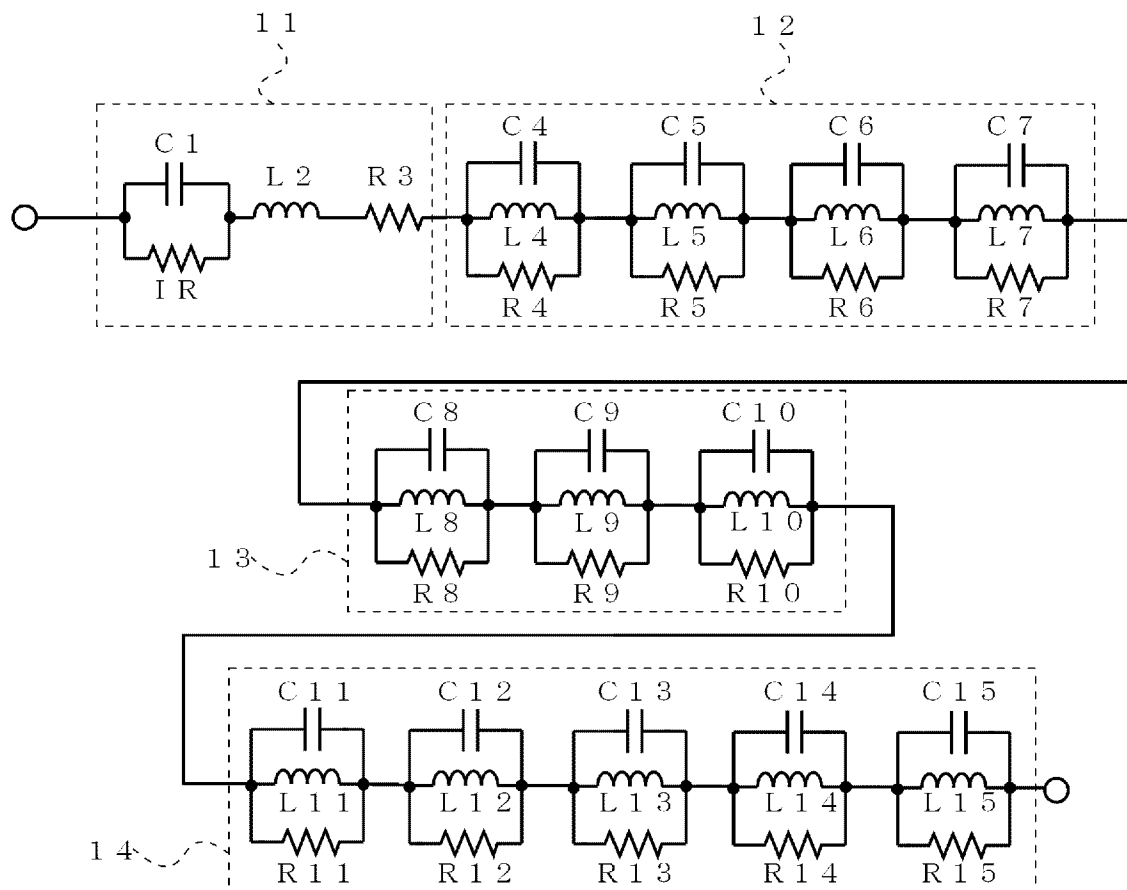
[図3]

図 3



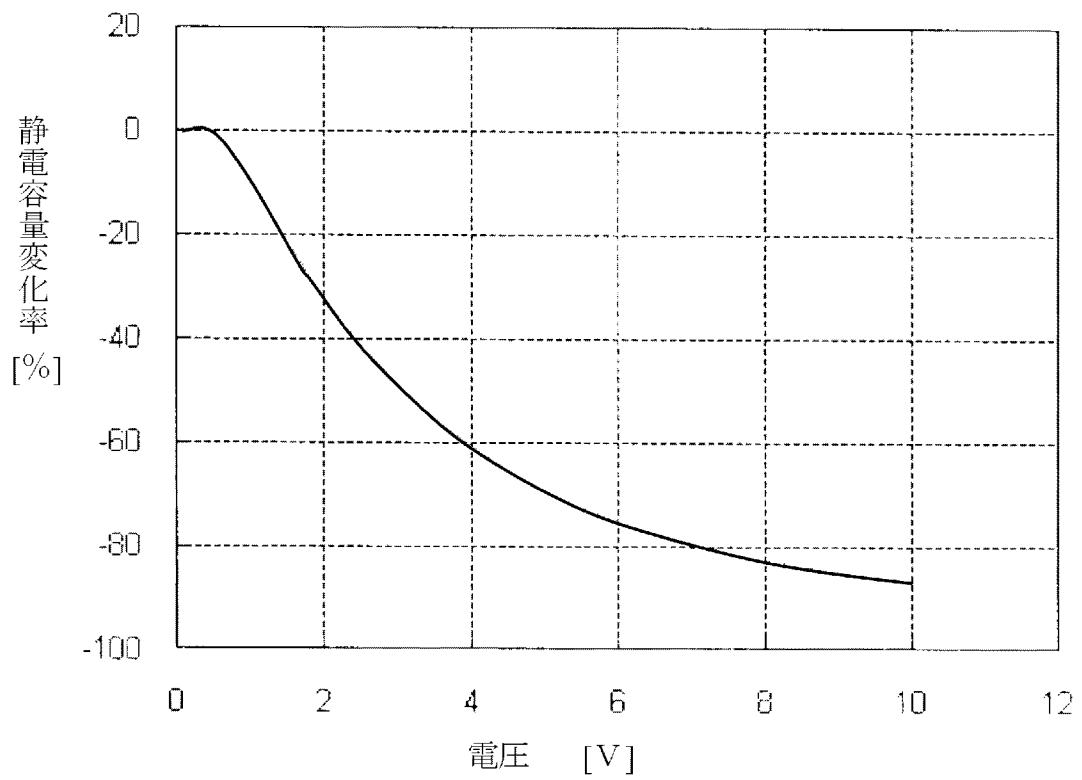
[図4]

図 4



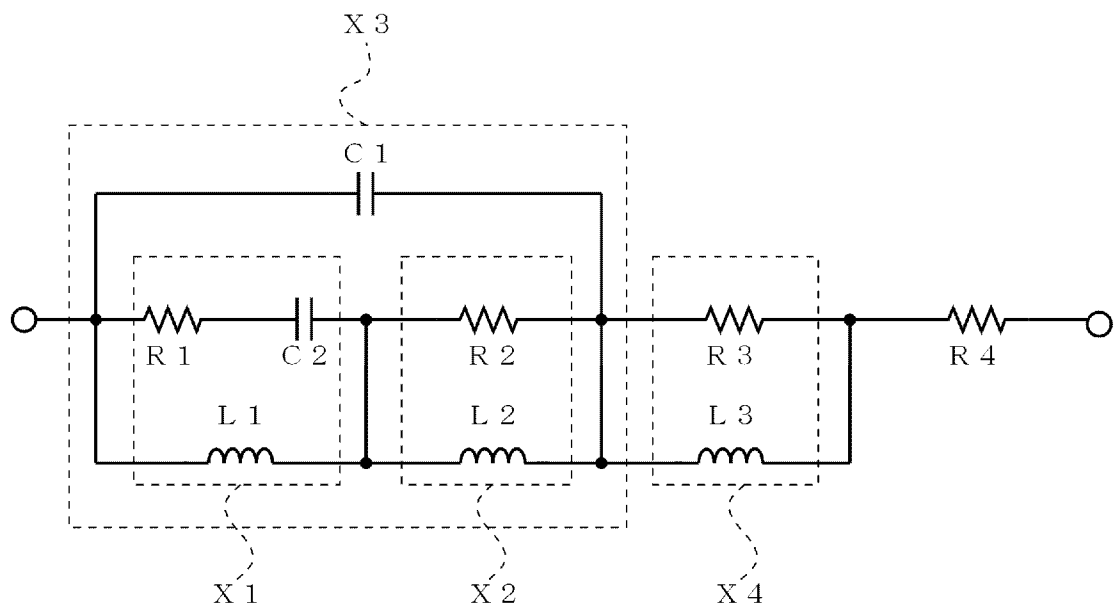
[図5]

図 5



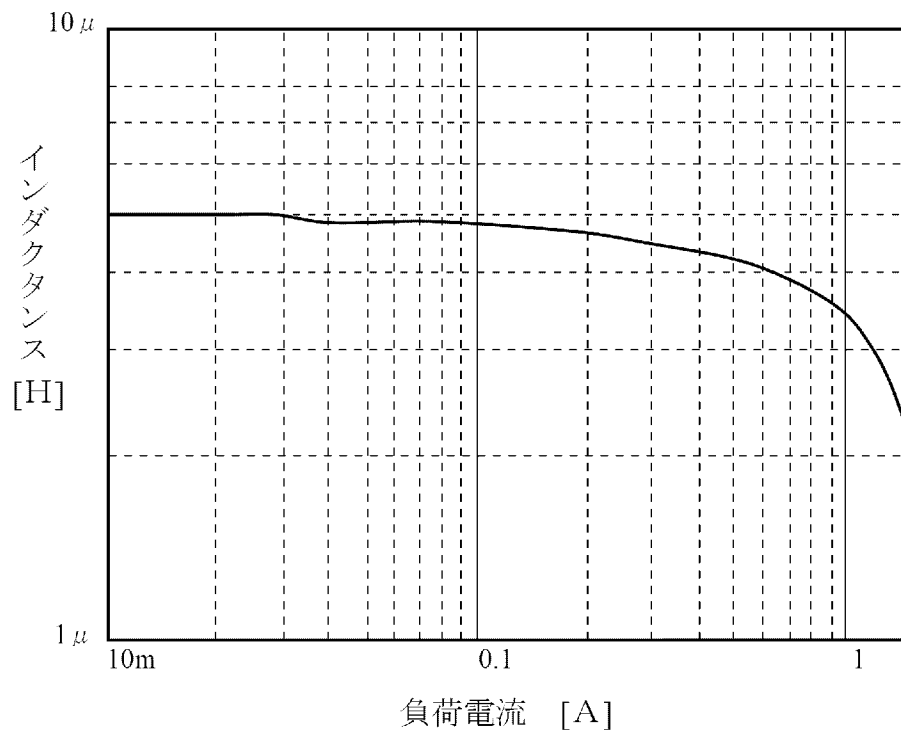
[図6]

図 6



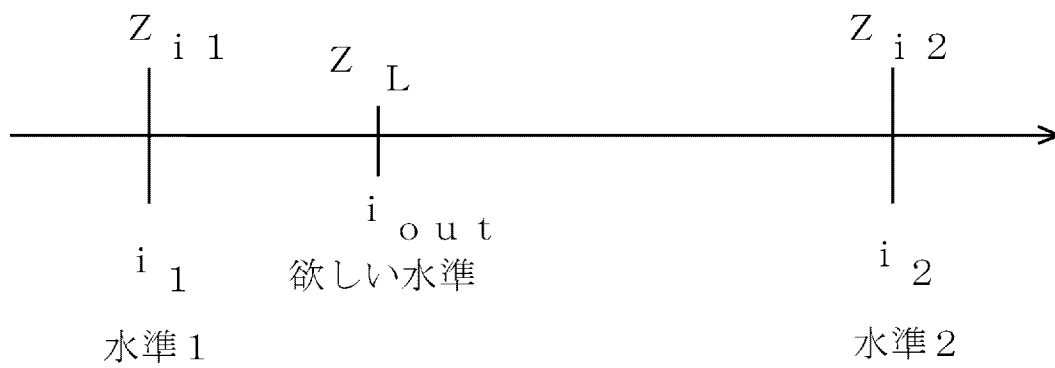
[図7]

図 7



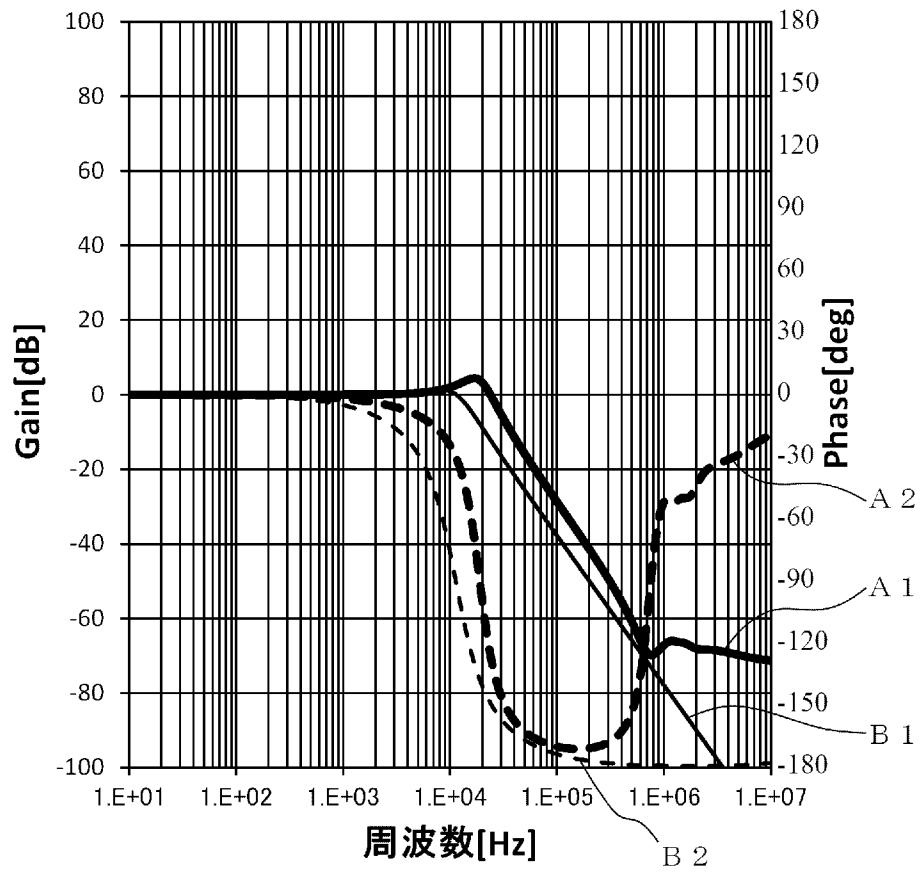
[図8]

図 8



[図9]

図 9



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/070190

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

G06F17/50(2006.01)i, G01R27/26(2006.01)i, H02M1/14(2006.01)i, H02M3/155(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)

G06F17/50, G01R27/26, H02M1/14, H02M3/155

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	1996-2013
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2013	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2013

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

CiNii

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	PRYMAK, John D., SPICE Modeling of Capacitors, CARTS [online], Components Technology Institute, Inc., 1995, pp.1-5, [retrieved on 2013-09-30], Retrieved from the Internet <URL:http://www.kemet.com/kemet/web/homepage/kfbk3.nsf/vaFeedbackFAQ/BF2C1E6AF9D9BB3085257225006B3082/\$file/1995%20CARTS%20-%20SPICE.pdf>	1-3, 5-7 4
Y A	Hideaki DEGUCHI et al., "Measurement for current dependency of coil inductance using a transient current switching circuit", IEICE Technical Report, 10 November 2006 (10.11.2006), vol.106, no.361, pages 13 to 16	1-3, 5-7 4

☒ 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
01 October, 2013 (01.10.13)

Date of mailing of the international search report
08 October, 2013 (08.10.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/070190

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y A	1. Denryoku Henkan Koritsu ni Eikyo suru Inductor no Factor no Chosa (Koatsu Hen), Gijutsu Joho/Technical Guide/Murata Mfg. Co., Ltd. [online], 28 June 2010 (28.06.2010), [retrieval date 30 September 2013 (30.09.2013)], Internet <URL:http://web.archive.org/web/20100628044739/http://www.murata.co.jp/products/power_inductor/tech_guide/tech_info.html>	5 1-4, 6, 7

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（I P C））

Int.Cl. G06F17/50(2006.01)i, G01R27/26(2006.01)i, H02M1/14(2006.01)i, H02M3/155(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. G06F17/50, G01R27/26, H02M1/14, H02M3/155

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 3 年
日本国実用新案登録公報	1 9 9 6 - 2 0 1 3 年
日本国登録実用新案公報	1 9 9 4 - 2 0 1 3 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）

CiNii

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
Y A	PRYMAK, John D., SPICE Modeling of Capacitors, CARTS [online], Components Technology Institute, Inc., 1995, pp.1-5, [retrieved on 2013-09-30], Retrieved from the Internet <URL:http://www.kemet.com/kemet/web/homepage/kfbk3.nsf/vaFeedbackFAQ/BF2C1E6AF9D9BB3085257225006B3082/\$file/1995%20CARTS%20-%20SPICE.pdf>	1-3, 5-7 4

☒ 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

0 1 . 1 0 . 2 0 1 3

国際調査報告の発送日

0 8 . 1 0 . 2 0 1 3

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）

松浦 功

5 M

9 1 8 1

電話番号 0 3 - 3 5 8 1 - 1 1 0 1 内線 3 5 9 9

C (続き) . 関連すると認められる文献		
引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
Y A	出口秀明 外1名, 電流に依存するインダクタンス値の過渡電流スイッチング回路による測定法, 電子情報通信学会技術研究報告, 2006.11.10, Vol. 106, No. 361, pp. 13-16	1-3, 5-7 4
Y A	1. 電力変換効率に影響するインダクタのファクターの調査 (降圧編), 技術情報/テクニカルガイド/村田製作所 [online], 2010.06.28, [検索日 2013.09.30], インターネット <URL:http://web.archive.org/web/20100628044739/http://www.murata.co.jp/products/power_inductor/tech_guide/tech_info.html>	5 1-4, 6, 7