

(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3月27日(27.03.2014)



(10) 国際公開番号

WO 2014/046215 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/28 (2006.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2013/075376
- (22) 国際出願日: 2013年9月19日(19.09.2013)
- (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 2012-206752 2012年9月20日(20.09.2012) JP
- (71) 出願人: 富士電機株式会社(FUJI ELECTRIC CO., LTD.) [JP/JP]; 〒2109530 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 Kanagawa (JP).
- (72) 発明者: 山田谷 政幸(YAMADAYA, Masayuki); 〒2109530 神奈川県川崎市川崎区田辺新田1番1号 富士電機株式会社内 Kanagawa (JP).
- (74) 代理人: 星野 裕司(HOSHINO, Hiroshi); 〒1130033 東京都文京区本郷三丁目2番10号 浅沼第2ビル8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, 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, 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.

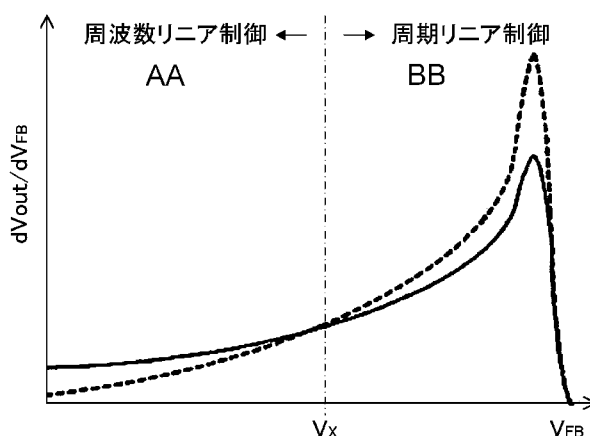
- (84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーロシヤ (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:

— 国際調査報告 (条約第21条(3))

(54) Title: SWITCHING-MODE POWER SUPPLY DEVICE

(54) 発明の名称: スイッチング電源装置



AA Linear frequency control
BB Linear period control

(57) Abstract: This switching-mode power supply device is provided with a switching-mode power supply device main body, and a frequency control circuit which controls the switching frequency of a switching element in accordance with a feedback signal which depends on the output voltage of said switching-mode power supply device main body. In particular, the frequency control circuit is divided into a frequency control region in which the amount of feedback in the feedback signal is greater than a prescribed threshold value, and a frequency control region in which there is less feedback. In the frequency control region in which there is less feedback, linear frequency control is performed for linearly changing the switching frequency of the switching element in accordance with the feedback signal, and in the frequency control region in which there is more feedback, linear period control is performed for linearly changing the switching period of the switching element in accordance with the feedback signal.

(57) 要約: スイッチング電源装置本体と、このスイッチング電源装置本体の出力電圧に応じた帰還信号に従ってスイッチング素子のスイッチング周波数を制御する周波数制御回路とを備える。特に前記周波数制御回路は、所定の境界値よりも前記帰還信号の帰還量が

大きい周波数制御領域と帰還量が小さい周波数制御領域とに分けて、前記帰還量が小さい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周波数をリニアに変化させる周波数リニア制御を実行し、前記帰還量が大きい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周期をリニアに変化させる周期リニア制御を実行する。

WO 2014/046215 A1

明 細 書

発明の名称：スイッチング電源装置

技術分野

[0001] 本発明は、帰還制御ループでの発振を防止してスイッチング動作の安定化を図った電流共振型のスイッチング電源装置に関する。

背景技術

[0002] 図5は、LLC方式のコンバータ装置に代表される電流共振型のスイッチング電源装置の概略構成図である。この種の電流共振型のスイッチング電源装置は、直列に接続されてハーフブリッジ回路を形成し、入力電圧 V_{in} を交互にスイッチングする第1および第2のスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 を備える。前記第1のスイッチング素子 Q_1 は、コンデンサ C_r およびインダクタンス L_r を直列に介して絶縁トランス T の一次巻線 P に直列に接続される。また前記第2のスイッチング素子 Q_2 は、前記コンデンサ C_r および前記インダクタンス L_r を介して前記絶縁トランス T の一次巻線 P に並列に接続される。そして前記絶縁トランス T の二次巻線 S_1 、 S_2 には、ダイオード D_1 、 D_2 および出力コンデンサ C_{out} からなる出力回路が接続される。

[0003] 前記スイッチング電源装置は、前記第1のスイッチング素子 Q_1 をオンさせて前記一次巻線 P に電流を流した後、前記第2のスイッチング素子 Q_2 をオンさせて前記コンデンサ C_r 、インダクタンス L_r 、および前記絶縁トランス T のリーケージ・インダクタンス L_m からなる共振回路に電流共振を生起する。前記スイッチング電源装置は、上記動作を繰り返すことで前記絶縁トランス T の一次巻線 P に交番電流を流す。また前記出力回路は前記絶縁トランス T の二次巻線 S_1 、 S_2 に生起された交番電圧を前記ダイオード D_1 、 D_2 を介して整流し、前記出力コンデンサ C_{out} にて平滑することで所定の出力電圧 V_{out} を得る。

[0004] 尚、図5においてCONTは前記第1および第2のスイッチング素子 Q_1 、 Q_2 を交互にオン駆動する制御回路である。この制御回路は、スイッチング

周波数 f_s の駆動信号を生成する発振器からなる。また V_S は前記出力電圧 V_{out} を検出して該出力電圧 V_{out} に応じた帰還信号 F_B を生成する出力電圧検出回路である。前記制御回路 $CONT$ は、前記出力電圧検出回路 V_S から与えられる前記帰還信号 F_B に従って前記第 1 および第 2 のスイッチング素子 Q_1, Q_2 のスイッチング周波数 f_s を制御し、これによって前記出力電圧 V_{out} を一定化する。

[0005] 図 6 は前記スイッチング電源装置の帰還制御ループの概念を模式的に示している。前記制御回路 $CONT$ は、スイッチング周波数 f_s でスイッチング電源装置本体 SW における前記第 1 および第 2 のスイッチング素子 Q_1, Q_2 を交互にオン駆動する。また前記出力電圧検出回路 V_S は上記スイッチング電源装置本体 SW の出力電圧 V_{out} を検出し、検出した出力電圧 V_{out} に応じて前記帰還信号 F_B を生成する。この帰還信号 F_B は、帰還電圧 V_{FB} または帰還電流 I_{FB} からなる。前記制御回路 $CONT$ は、このような帰還信号 F_B を周波数変換することで前記スイッチング周波数 $f_s [= f(V_{out})]$ を制御する。例えば特許文献 1 に詳しく紹介されるように、前記スイッチング周波数 f_s の制御により前記スイッチング電源装置本体 SW における入出力電圧比（電圧変換比）が変化し、前記出力電圧 V_{out} が一定化される。

[0006] ちなみに前記スイッチング電源装置における入出力電圧比は、前記スイッチング周波数 f_s に依存して変化し、また負荷抵抗 R_o の大きさによって図 7 に示すように変化する。具体的には前記入出力電圧比は、図 7 に示すようにスイッチング周波数 f_s が高くなるに従って高くなり、或る周波数 f_r で最大に至った後、次第に低下する。そして前記スイッチング周波数 f_s が前記電流共振回路の共振周波数 f_o に到達したとき、前記入出力電圧比が「1」となる。

[0007] これ故、前記スイッチング電源装置は、通常、前記入出力電圧比が常に「1」以上の昇圧モードとなるように構成される。具体的には前記スイッチング電源装置は、前記入出力電圧比が最大値となる周波数 f_r から前記共振周波数 f_o の間において、前記帰還信号 F_B に応じて前記スイッチング周波数 f_s

を変調制御するように構成される。

先行技術文献

特許文献

[0008] 特許文献1：特開2009-171837号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0009] ところで前述したスイッチング周波数 f_s の制御、即ち、周波数変調制御は、前記帰還信号 F_B として与えられる帰還電圧 V_{FB} または帰還電流 I_{FB} に従って前記スイッチング周波数 f_s をリニアに可変制御し、或いはスイッチング周期 T_s をリニアに可変制御することによって実現される。尚、前記スイッチング周期 T_s は、前記スイッチング周波数 f_s に対して $[f_s = 1 / T_s]$ なる関係を有する。従ってスイッチング周期 T_s をリニアに制御した場合には図8に実線で示すように、前記帰還電圧 V_{FB} が低くなる程、前記スイッチング周波数 f_s の変化が大きくなるノンリニアな制御特性となる。

[0010] ところで前記スイッチング電源装置の入力電圧 V_{in} または出力電圧 V_{out} が変化した場合、前述したスイッチング周波数 f_s のリニア制御を実行すると、図9に破線で示すように帰還電圧 V_{FB} が大きくなるに従って前記共振回路の利得が大きく上昇する。そして前記帰還電圧 V_{FB} が大きくなると、前述した帰還制御ループの利得が大きくなる。すると前記帰還制御ループ自体が発振したり、動作不安定となる恐れが生じる。

[0011] この点、前述したスイッチング周期 T_s のリニア制御を実行すれば、図9に実線で示すように、前記スイッチング周波数 f_s のリニア制御に比較して前記共振回路の利得の上昇を抑えることができる。しかし逆に前記帰還電圧 V_{FB} が小さくなると、前記スイッチング周波数 f_s のリニア制御に比較して前記スイッチング周波数 f_s が高くなり、また前記帰還制御ループの利得も高くなる。すると、例えばスイッチング電源装置の起動時において突入電流等が発生し易くなる等の問題が生じる。

[0012] 本発明はこのような事情を考慮してなされたもので、その目的は、上述したスイッチング周波数のリニア制御、およびスイッチング周期のリニア制御がそれぞれ含む欠点を解消し、帰還制御ループでの発振や起動時における突入電流の発生等を防止してスイッチング動作の安定化を図った電流共振型のスイッチング電源装置を提供することにある。

課題を解決するための手段

[0013] 上述した目的を達成するべく本発明に係るスイッチング電源装置は、スイッチング素子を介して入力電圧をスイッチングして電流共振回路に加え、該電流共振回路から所定の出力電圧を得るスイッチング電源装置本体と、このスイッチング電源装置本体の出力電圧に応じた帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周波数を制御する周波数制御回路とを備えたものである。

特に本発明に係るスイッチング電源装置は、前記周波数制御回路において、前記スイッチング周波数の制御領域を、所定の境界値よりも前記帰還信号の帰還量が大きい周波数制御領域と帰還量が小さい周波数制御領域とに分類する。そして前記周波数制御回路は、前記帰還量が小さい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周波数をリニアに変化させる周波数リニア制御を実行する。また前記周波数制御回路は、前記帰還量が大きい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周期をリニアに変化させる周期リニア制御を実行することを特徴としている。

[0014] 好ましくは前記周波数制御回路は、電流源により充電されるコンデンサの充電電圧と電圧源から与えられる電圧とを比較して出力を反転する比較器と、この比較器の出力に従ってセット・リセットされて前記スイッチング素子に対するパルス幅変調された駆動信号を生成すると共に、該駆動信号により前記コンデンサを放電させて前記充電電圧を初期化するフリップフロップとからなる発振器を備える。

前記周波数リニア制御は、前記電流源の出力電流を一定にすると共に、前

記電圧源の出力電圧を前記帰還信号に応じて変化させて実行され、また前記周期リニア制御は、前記電流源の出力電流を前記帰還信号に応じて変化させると共に、前記電圧源の出力電圧を一定にして実行される。

- [0015] 尚、前記周波数制御回路は、前記周波数リニア制御の実行時における帰還制御ループ利得と、前記周期リニア制御の実行時における前記帰還制御ループ利得との大小関係が入れ替わるときの前記帰還信号の大きさを前記境界値として、前記周波数リニア制御と前記周期リニア制御とを選択的に実行する。具体的には前記周波数制御回路は、前記帰還信号が前記境界値よりも小さいときには前記周波数リニア制御を実行し、前記帰還信号が前記境界値よりも大きいときには前記周期リニア制御を実行する。

発明の効果

- [0016] 上記構成のスイッチング電源装置によれば、スイッチング電源装置本体のスイッチング周波数を、該スイッチング電源装置本体の出力電圧に応じた帰還信号に基づいて周波数変調して該出力電圧を制御するに際して、前記帰還信号の大きさに応じて周波数リニア制御と周期リニア制御とを切り替えている。特に前記スイッチング電源装置は、帰還信号が境界値よりも小さいときには周波数リニア制御を実行し、前記帰還信号が境界値よりも大きいときには周期リニア制御を実行する。従って本発明によれば、帰還制御ループの利得を不本意な上昇を抑えて該帰還制御ループの発振や起動時における突入電流の発生等を簡易にして効果的に防止し、スイッチング動作の安定化を図ることができる。

図面の簡単な説明

- [0017] [図1]本発明の一実施形態に係るスイッチング電源装置における周波数制御回路の構成例を示す図。
- [図2]本発明に係るスイッチング電源装置での周波数変調制御の概念を示す図。
- [図3]図2に示す周波数変調制御での帰還電圧 V_{FB} に対するスイッチング周波数 f_s の変化特性を示す図。

[図4]図2に示す周波数変調制御でのスイッチング周波数 f_s に対する利得特性（発振周波数／帰還電圧）を示す図。

[図5]電流共振型のスイッチング電源装置の要部概略構成図。

[図6]スイッチング電源装置における帰還制御ループの概念を模式的に示す図。

[図7]スイッチング周波数 f_s に対する入出力電圧比の変化特性を示す図。

[図8]帰還電圧 V_{FB} に対するスイッチング周波数 f_s の変化特性を示す図。

[図9]帰還電圧 V_{FB} に対する帰還制御ループの利得の変化特性を示す図。

発明を実施するための形態

[0018] 以下、図面を参照して本発明の一実施形態に係るスイッチング電源装置について説明する。

[0019] このスイッチング電源装置は、基本的には図5に示す従来装置と同様に、例えばLLC方式の共振回路を備えて構成される。従ってスイッチング電源装置の全体構成の説明について省略する。図1はこの実施形態に係るスイッチング電源装置における前記制御回路CONTの要部概略構成を示している。特に図1は、前記制御回路CONTに設けられて前記出力電圧検出回路VSからフィードバックされる帰還信号（帰還電圧 V_{FB} ）に応じてスイッチング電源装置本体SWに対するスイッチング周波数 f_s を周波数変調する周波数制御回路の構成を示している。

[0020] ここで前記周波数制御回路における発振器VCOは、図1に示すように電流源1によりカレントミラー回路2を介して充電されるコンデンサ3と、このコンデンサ3の充電電圧 V_c と電圧源4から与えられる電圧 V_{ps} とを比較して出力を反転する比較器5とを備える。この比較器5は、前記充電電圧 V_c が前記電圧 V_{ps} を上回るときにその出力をHとし、前記充電電圧 V_c が前記電圧 V_{ps} を下回るときにその出力をLとして反転動作する。

[0021] 前記比較器5の出力は、RS型のフリップフロップ6のセット端子に入力されると共に、遅延・ワンショット回路7を介して前記フリップフロップ6のリセット端子に入力される。従って前記フリップフロップ6は、前記比較

器5の出力がHとなったときにセットされ、その後、前記遅延・ワンショット回路7の出力を受けて所定時間後にリセットされる。このようにしてセット・リセットされる前記フリップフロップ6の出力は、前記スイッチング電源装置本体SWにおける前記第1のスイッチング素子Q1のオン幅を規定する駆動信号として与えられる。尚、前記第2のスイッチング素子Q2は、前記第1のスイッチング素子Q1がターンオフした後、所定のタイミング調整が施された後にターンオンされて前記電流共振回路に電流共振を生起する。

[0022] また前記フリップフロップ6の出力である駆動信号は、前記コンデンサ3に並列に接続された、例えばMOS-FETからなるスイッチ素子8のゲートに印加される。このスイッチ素子8は、前記フリップフロップ6の出力によりオン駆動されて前記コンデンサ3に充電された電荷を放電する放電回路を形成する。従って前記コンデンサ3は、前記コンデンサ3の容量Cとその充電電流I、および前記電圧Vpsとによって定まる周期 $T_c [(C \cdot V_{ps}) / k \cdot I]$ で充放電を繰り返す。但し、上記kは定数である。

[0023] 前記ハーフブリッジ回路を構成した一方のスイッチング素子Q1は、前記フリップフロップ6の出力である前記駆動信号によってスイッチング駆動される。従って図5に示したように第1および第2のスイッチング素子Q1、Q2によってハーフブリッジ回路を構成した前記スイッチング電源装置本体SWのスイッチング周波数fsは、前記コンデンサ3の充放電周期Tcの2周期分の逆数 $[2k \cdot I / (C \cdot V_{ps})]$ として与えられる。

[0024] ここで本発明に係るスイッチング電源装置が特徴とするところは、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさに応じて帰還量が大きい周波数制御領域と帰還量が小さい周波数制御領域とに分類し、これらの周波数制御領域に応じて前記電流源1および前記電圧源4の機能を変更するように構成した点にある。即ち、前記電流源1は、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさが予め設定した境界値 V_x よりも大きいとき($V_{FB} > V_x$)にはその出力電流Iを一定化する。また前記電流源1は、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさが前記境界値 V_x よりも小さいとき($V_{FB} < V_x$)、前記帰還電圧 V_{FB} に応じてその出力電流Iを $[I_o - k_d \cdot V_{FB}]$ として

変化させる。尚、前記 I_o は前記電流源 1 の基準出力電流であり、前記 k_d は係数、そして前記 $[k_d \cdot V_{FB}]$ は前記帰還電圧 V_{FB} に応じた電流を示す。

[0025] 前記電圧源 4 は、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさが予め設定した境界値 V_x よりも大きいとき ($V_{FB} > V_x$) には前記帰還電圧 V_{FB} に応じてその出力電圧 V_{ps} を $[V_o - k_c \cdot V_{FB}]$ として変化させる。また前記電圧源 4 は、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさが前記境界値 V_x よりも小さいとき ($V_{FB} < V_x$)、その出力電圧 V_{ps} を一定化する。尚、前記 V_o は前記電圧源 4 の基準出力電圧であり、前記 k_c は係数、そして前記 $[k_c \cdot V_{FB}]$ は前記帰還電圧 V_{FB} に応じた電圧を示す。

[0026] 従って上述した如く構成されたスイッチング電源装置における前記発振器 VCO によれば、前記帰還電圧 V_{FB} が前記境界値 V_x よりも大きいときには ($V_{FB} > V_x$)、前記電流源 1 の出力電流は一定化され、また前記電圧源 4 の出力電圧 V_{ps} は前記帰還電圧 V_{FB} に応じて $[V_o - k_c \cdot V_{FB}]$ としてリニアに変化する。この結果、前記コンデンサ 3 の充放電周期 T_c は、

$$T_c = C (V_o - k_c \cdot V_{FB}) / (k \cdot I)$$

となる。従って前記発振器 VCO の発振周期は前記帰還電圧 V_{FB} に対してリニアに制御される。つまり周期リニア制御が実行される。

[0027] また前記帰還電圧 V_{FB} が前記境界値 V_x よりも小さいときには ($V_{FB} < V_x$)、前記電流源 1 の出力電流は前記帰還電圧 V_{FB} に応じて $[I_o - k_d \cdot V_{FB}]$ としてリニアに変化し、また前記電圧源 4 の出力電圧 V_{ps} は一定化される。この結果、前記コンデンサ 3 の充放電周期 T_c は、

$$T_c = C \cdot V_{ps} / \{k \cdot (I_o - k_d \cdot V_{FB})\}$$

となる。

[0028] そして前記コンデンサ 3 の充放電周期 T_c の 2 周期分の逆数として与えられる前記スイッチング電源装置本体 SW のスイッチング周波数 f_s は、

$$f_s = 2k \cdot (I_o - k_d \cdot V_{FB}) / (C \cdot V_{ps})$$

となる。従って前記発振器 VCO の発振周波数は前記帰還電圧 V_{FB} に対してリニアに制御される。つまり周波数リニア制御が実行される。

[0029] かくして上述した如くして前記電流源 1 および前記電圧源 4 の機能を、前記帰還電圧 V_{FB} に応じて切り替えるように構成した発振器 VCO によれば、前記帰還電圧 V_{FB} の大きさに応じて前記帰還制御ループでの周波数変調制御を、周波数リニア制御と周期リニア制御とに切り替えることができる。特に図 2 に周波数変調制御の概念を示すように、前記帰還電圧 V_{FB} が前記境界値 V_x よりも小さい ($V_{FB} < V_x$) ときには周波数リニア制御が実行される。逆に前記帰還電圧 V_{FB} が前記境界値 V_x よりも大きい ($V_{FB} > V_x$) ときには周期リニア制御が実行される。

[0030] この結果、図 2 に示すように前記帰還電圧 V_{FB} が大きいときの前記帰還制御ループの利得の不本意な上昇を前記周期リニア制御によって抑制することができ、該帰還制御ループの発振を未然に防ぐことができる。また前記帰還電圧 V_{FB} が小さいときには、前記周波数リニア制御によって前記帰還制御ループの利得の上昇を抑制することができる。従ってスイッチング電源装置の起動時における突入電流の発生等を効果的に防ぐことができる。

[0031] 尚、図 3 は本スイッチング電源装置における帰還電圧 V_{FB} とスイッチング周波数 f_c との関係を実線で示している。また図 3 は従来の周波数リニア制御を単独で実行した場合の特性を一点鎖線で示し、周期リニア制御を単独で実行した場合の特性を二点鎖線で示している。

また図 4 は本スイッチング電源装置におけるスイッチング周波数 f_c と帰還制御ループの利得 (= 発振周波数 / 帰還電圧) との関係を実線で示している。更に図 4 では、従来の周波数リニア制御を単独で実行した場合の特性を一点鎖線で示し、周期リニア制御を単独で実行した場合の特性を二点鎖線で示している。

[0032] これらの図 3 および図 4 にそれぞれ対比して示すように、本発明の周波数変調制御によれば、前記周波数リニア制御と前記周期リニア制御とを選択的に実行するので前記スイッチング周波数 f_c の帰還信号、つまり前記帰還電圧 V_{FB} に応じた可変制御範囲 ($f_r \sim f_o$) の全てにおいて帰還制御ループの利得を低く抑えることができる。従って前記帰還制御ループの不本意な発振等

の不具合を未然に防ぐことができる。しかも前記帰還電圧 V_{FB} に応じて周波数リニア制御と周期リニア制御とを切り替えるだけで、簡易に帰還制御ループの安定化を図ることができ、その実用的利点が絶大である。

[0033] ちなみに前記周波数リニア制御と周期リニア制御とを切り替える上での前記帰還電圧 V_{FB} に対する境界値 V_x については、例えば前述した図2に示す帰還電圧 V_{FB} と帰還制御ループの利得との関係に基づいて決定すれば良い。即ち、前記周波数リニア制御によって得られる利得特性と前記周期リニア制御によって得られる利得特性との交点、つまりその利得が等しくなるときの帰還電圧 V_{FB} を、制御切替用の境界値 V_x として定めれば良い。また前記境界値 V_x については帰還制御ループの回路定数に基づく演算により決定しても良いし、実験に基づく実測データに従って決定しても良い。そして上記境界値 V_x を決定したならば、これに基づいて前記電流源1および電圧源4における前述した各係数をそれぞれ決定すれば良い。

[0034] 尚、本発明は上述した実施形態に限定されるものではない。ここでは図5に示したハーフブリッジ回路を構成したコンバータ装置を例に説明したが、従来より公知の種々方式の電流共振型のスイッチング電源装置における周波数変調制御に同様に適用可能なことは言うまでもない。また帰還電流 I_{FB} に従って周波数変調制御を実行する場合でも、本発明を適用可能なことは敢えて説明するまでもない。要は本発明はその要旨を逸脱しない範囲で種々変形して実施することができる。

符号の説明

[0035] SW スwitchング電源装置本体
Q1, Q2 スwitchング素子
Cr コンデンサ
Lr インダクタンス
T 絶縁トランス
D1, D2 ダイオード
Cout 出力コンデンサ

C O N T 制御回路

V S 出力電圧検出回路

V C O 発振器

1 電流源

2 カレントミラー回路

3 コンデンサ

4 電圧源

5 比較器

6 フリップフロップ

7 遅延・ワンショット回路

8 スイッチ素子 (M O S - F E T)

請求の範囲

[請求項1]

スイッチング素子を介して入力電圧をスイッチングして電流共振回路に加え、該電流共振回路から所定の出力電圧を得るスイッチング電源装置本体と、このスイッチング電源装置本体の出力電圧に応じた帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周波数を制御する周波数制御回路とを備え、

前記周波数制御回路は、前記スイッチング周波数の制御領域を、所定の境界値よりも前記帰還信号の帰還量が大きい周波数制御領域と帰還量が小さい周波数制御領域とに分類し、前記帰還量が小さい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周波数をリニアに変化させる周波数リニア制御を実行し、前記帰還量が大きい周波数制御領域においては前記帰還信号に従って前記スイッチング素子のスイッチング周期をリニアに変化させる周期リニア制御を実行することを特徴とするスイッチング電源装置。

[請求項2]

前記周波数制御回路は、電流源により充電されるコンデンサの充電電圧と電圧源から与えられる電圧とを比較して出力を反転する比較器と、この比較器の出力に従ってセット・リセットされて前記スイッチング素子に対するパルス幅変調された駆動制御信号を生成すると共に、該駆動制御信号により前記コンデンサを放電させて前記充電電圧を初期化するフリップフロップとからなる発振器を備え、

前記周波数リニア制御は、前記電流源の出力電流を一定にすると共に、前記電圧源の出力電圧を前記帰還信号に応じて変化させて実行され、前記周期リニア制御は、前記電流源の出力電流を前記帰還信号に応じて変化させると共に、前記電圧源の出力電圧を一定にして実行されるものである請求項1に記載のスイッチング電源装置。

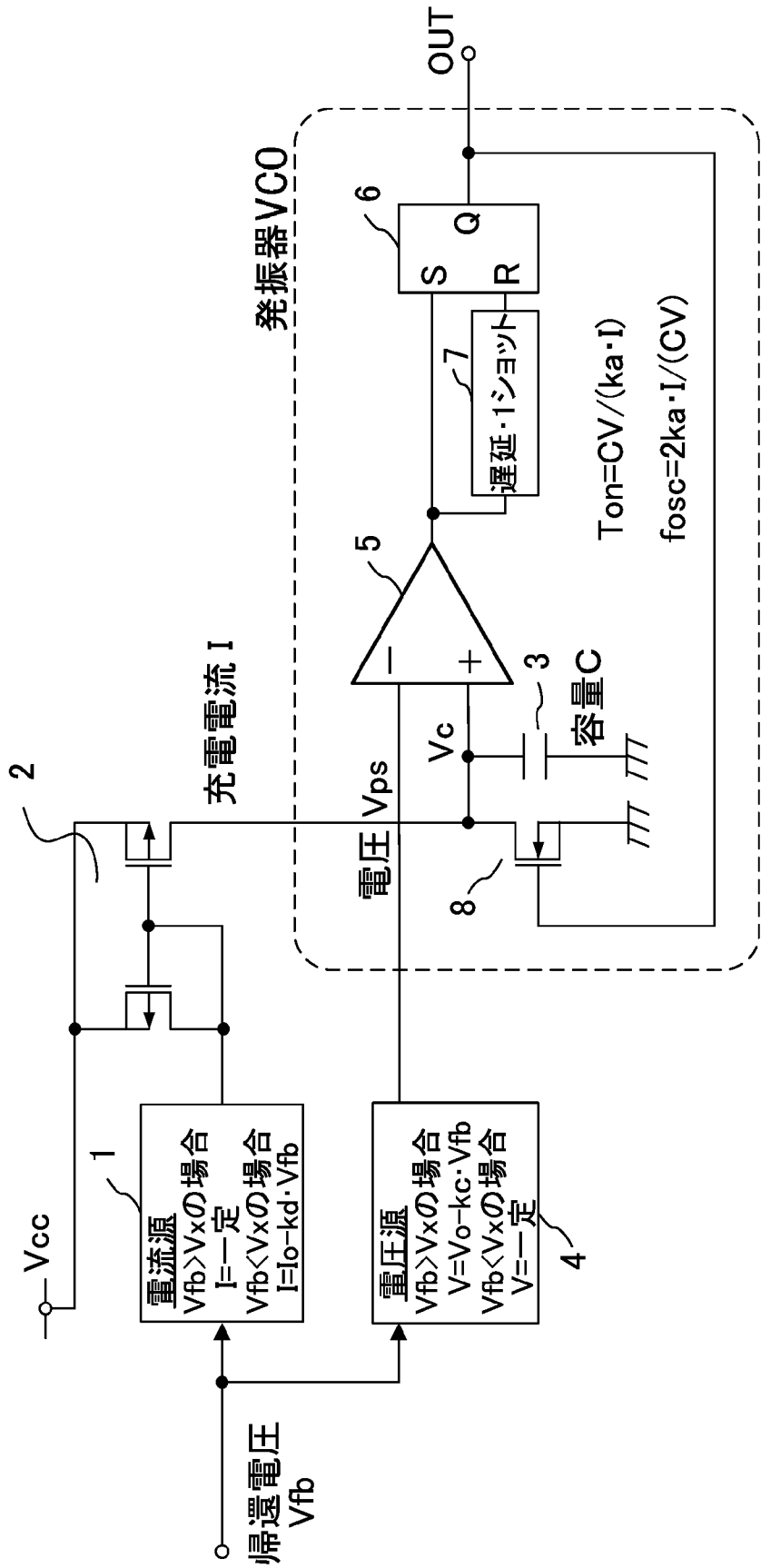
[請求項3]

前記周波数制御回路は、前記周波数リニア制御の実行時における帰還制御ループの利得と、前記周期リニア制御の実行時における前記帰還制御ループの利得との大小関係が入れ替わるときの前記帰還信号の

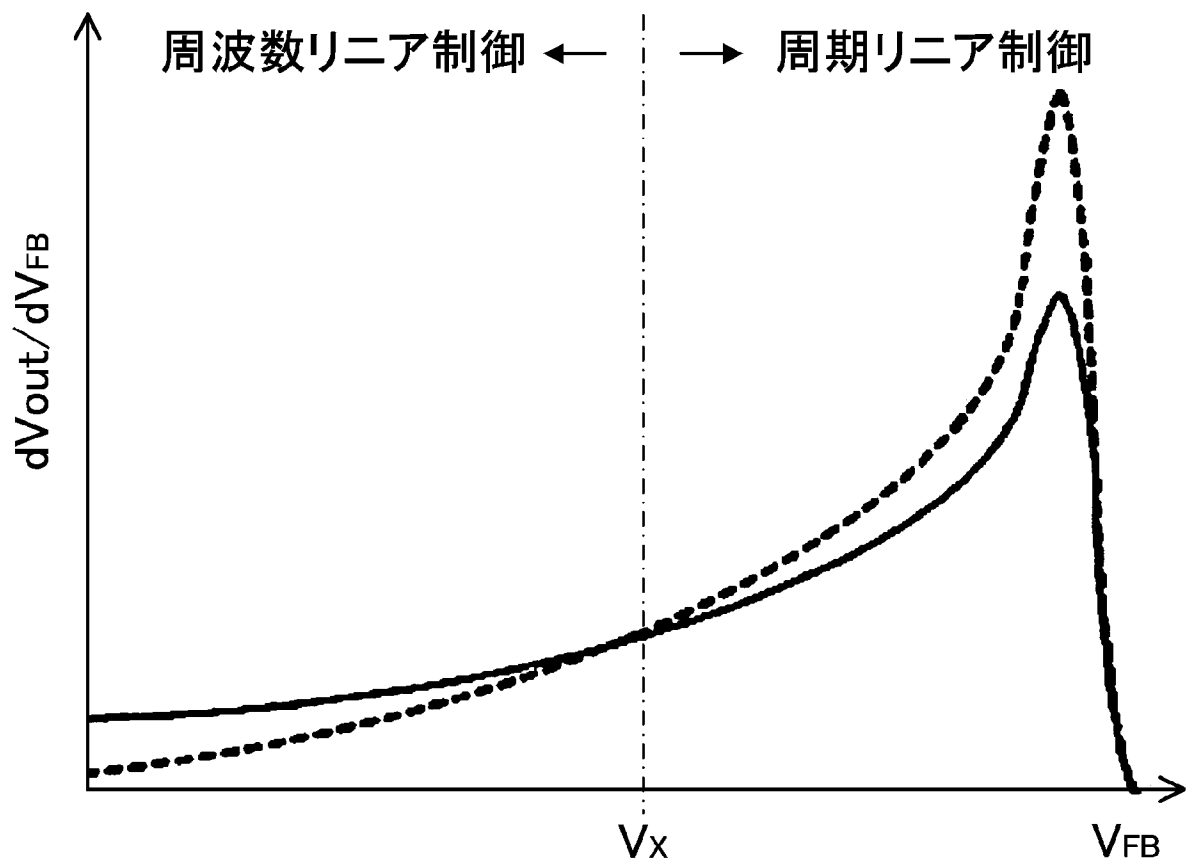
大きさを前記境界値として、前記帰還信号が前記境界値よりも小さいときには前記周波数リニア制御を実行し、前記帰還信号が前記境界値よりも大きいときには前記周期リニア制御を実行する請求項 1 に記載のスイッチング電源装置。

[請求項4] 前記電流共振回路は、L L C 方式の共振回路からなる請求項 1 に記載のスイッチング電源装置。

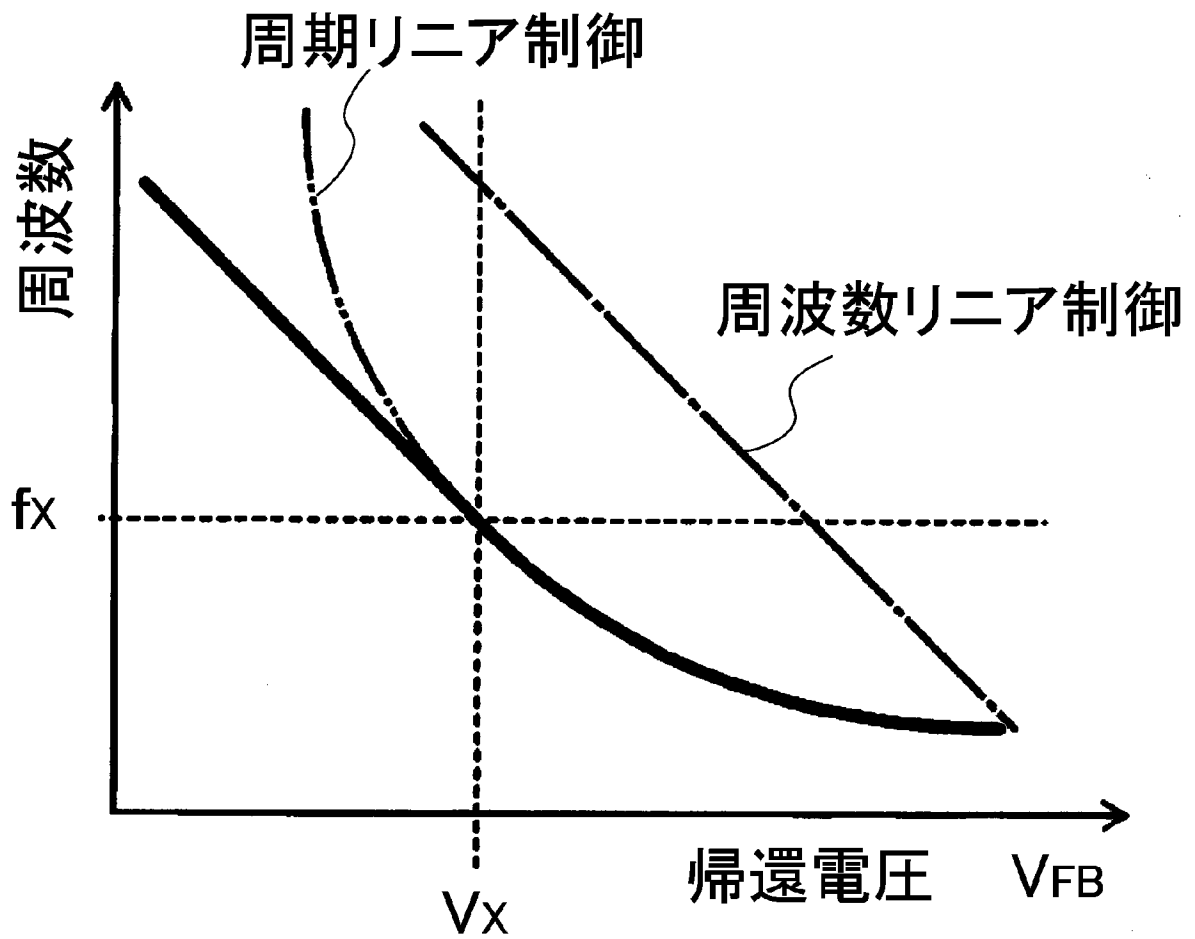
[図1]



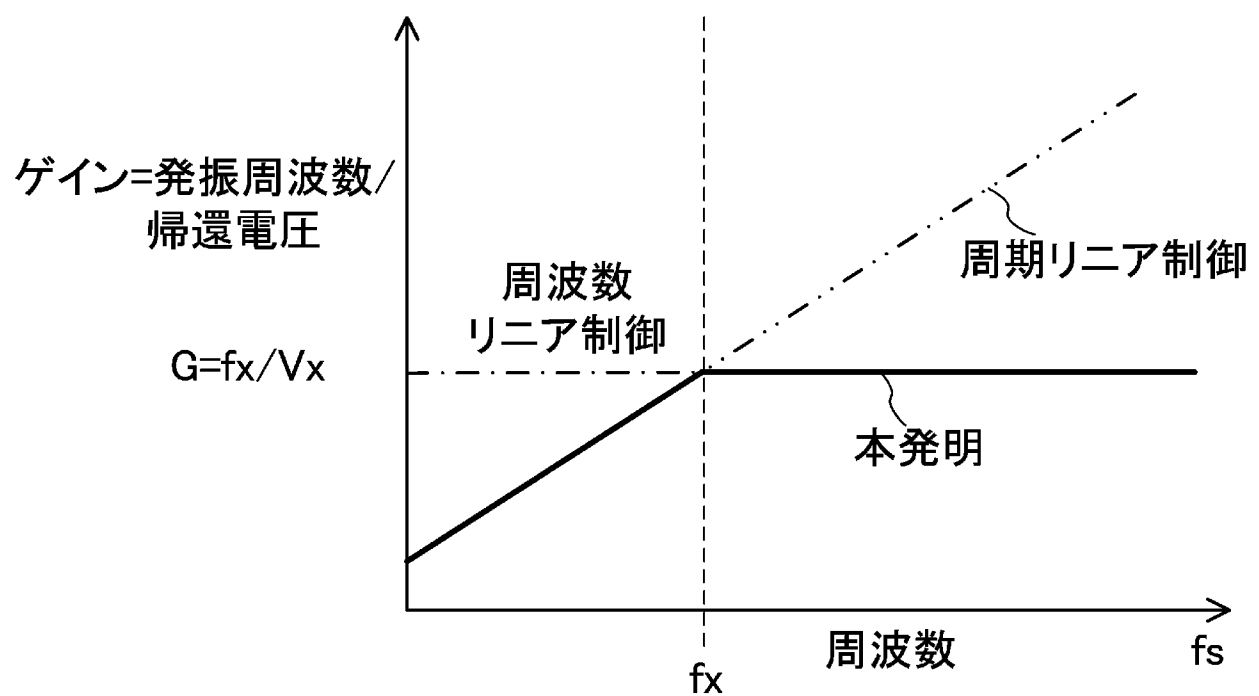
[図2]



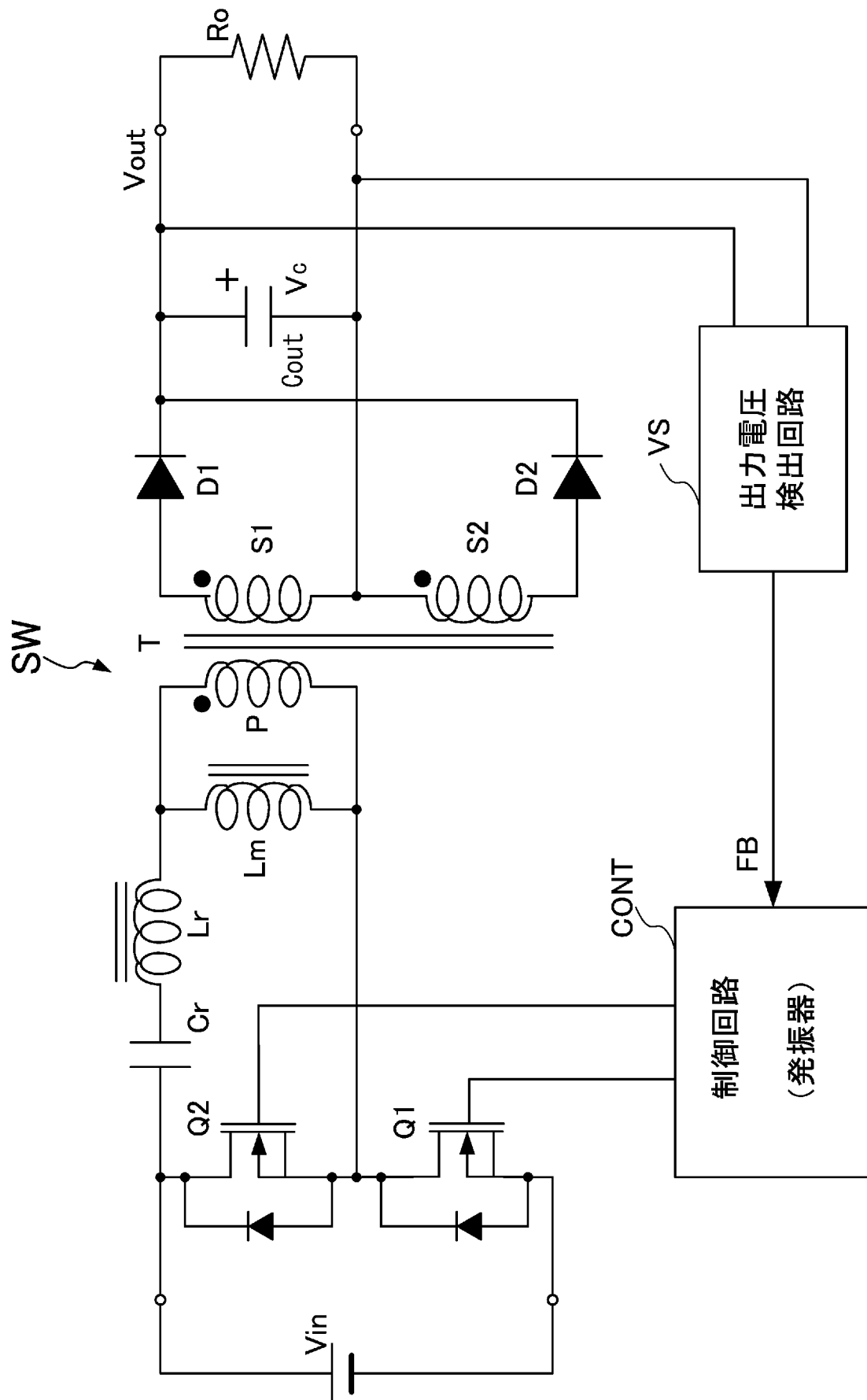
[図3]



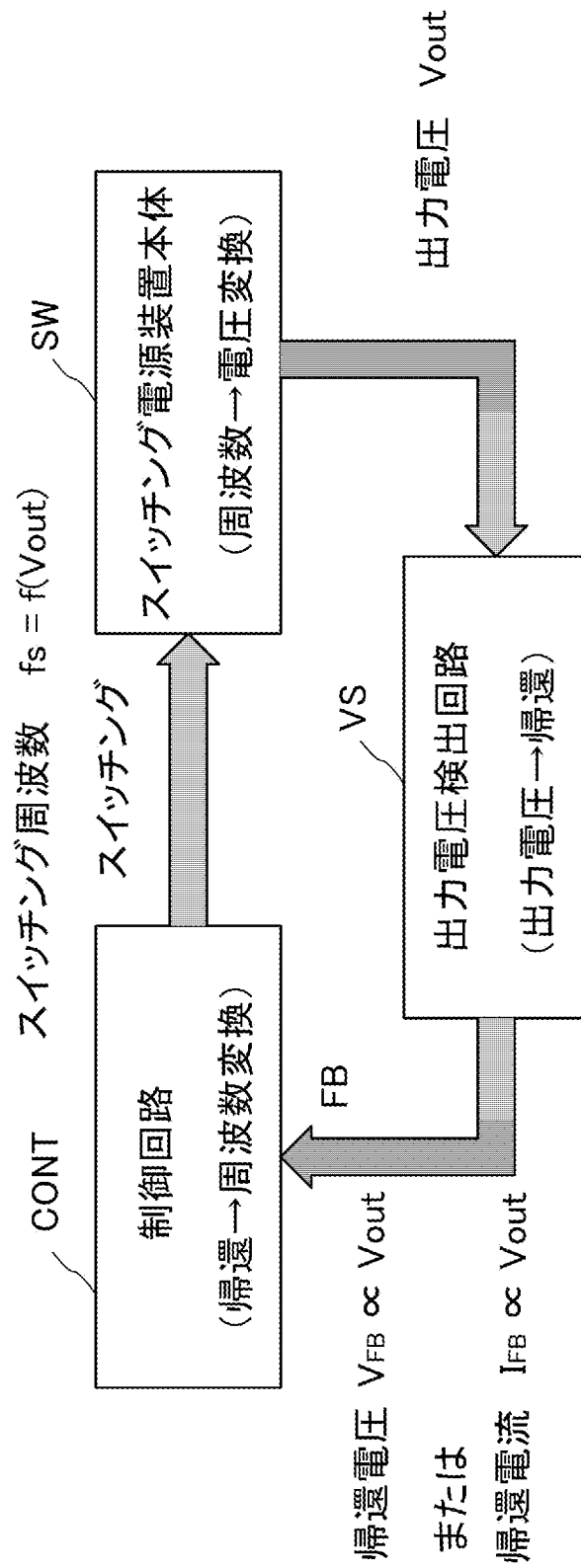
[図4]



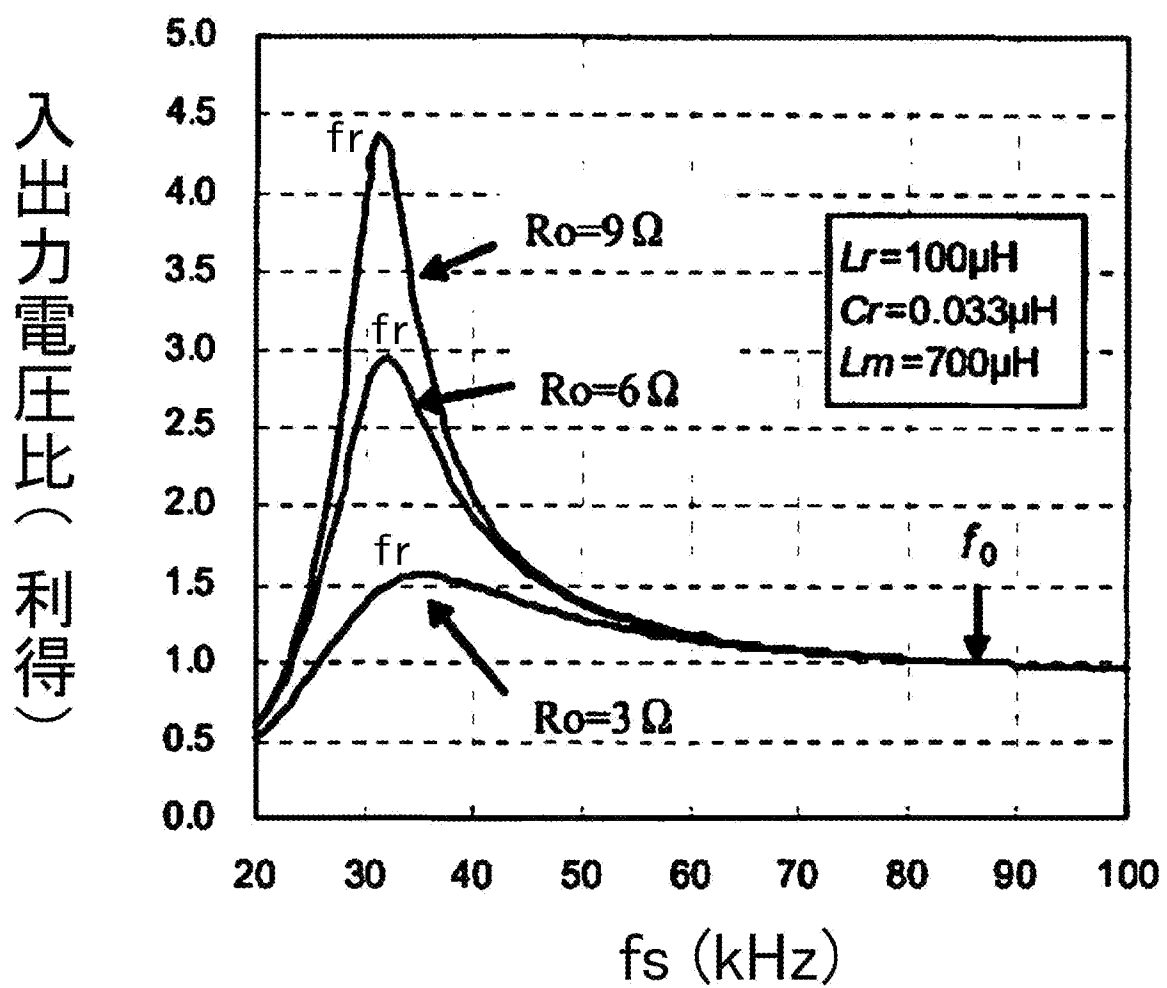
[図5]



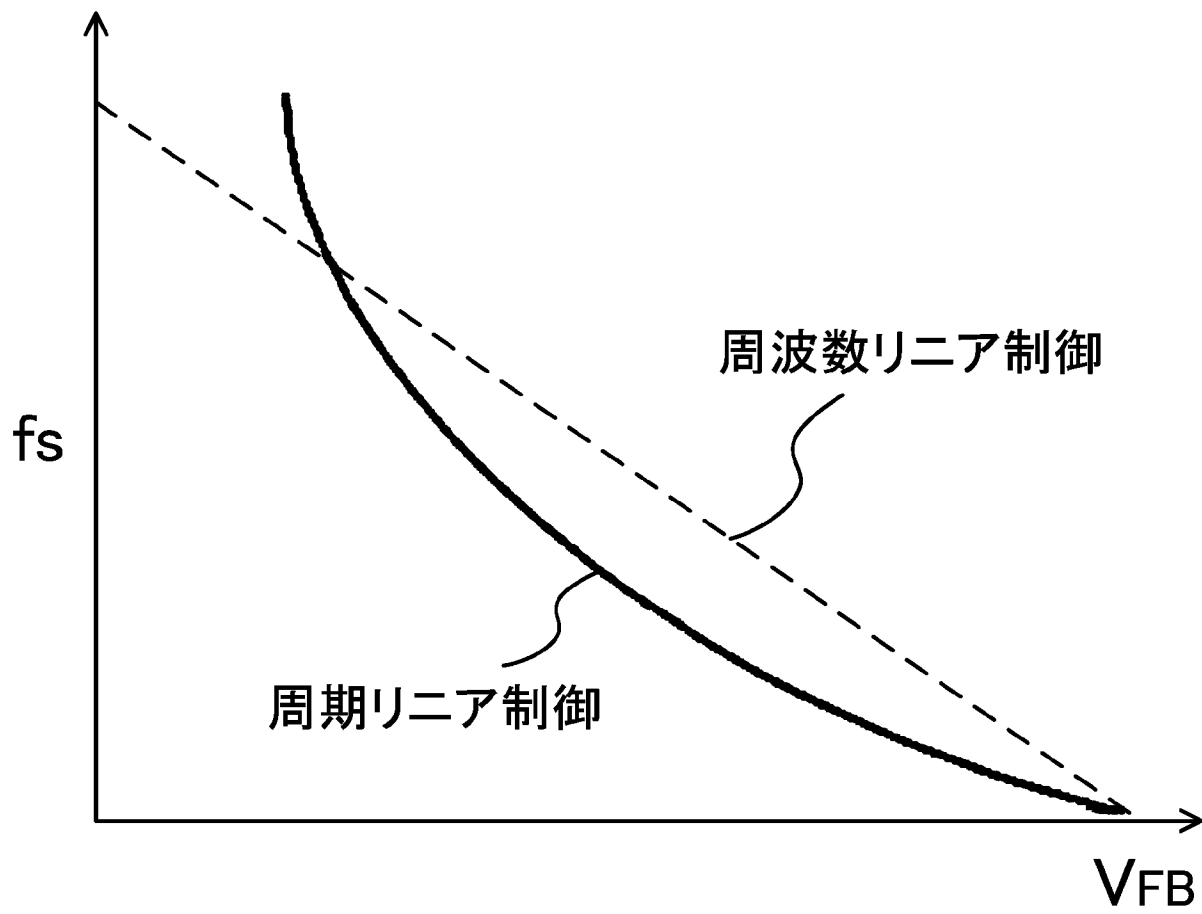
[図6]



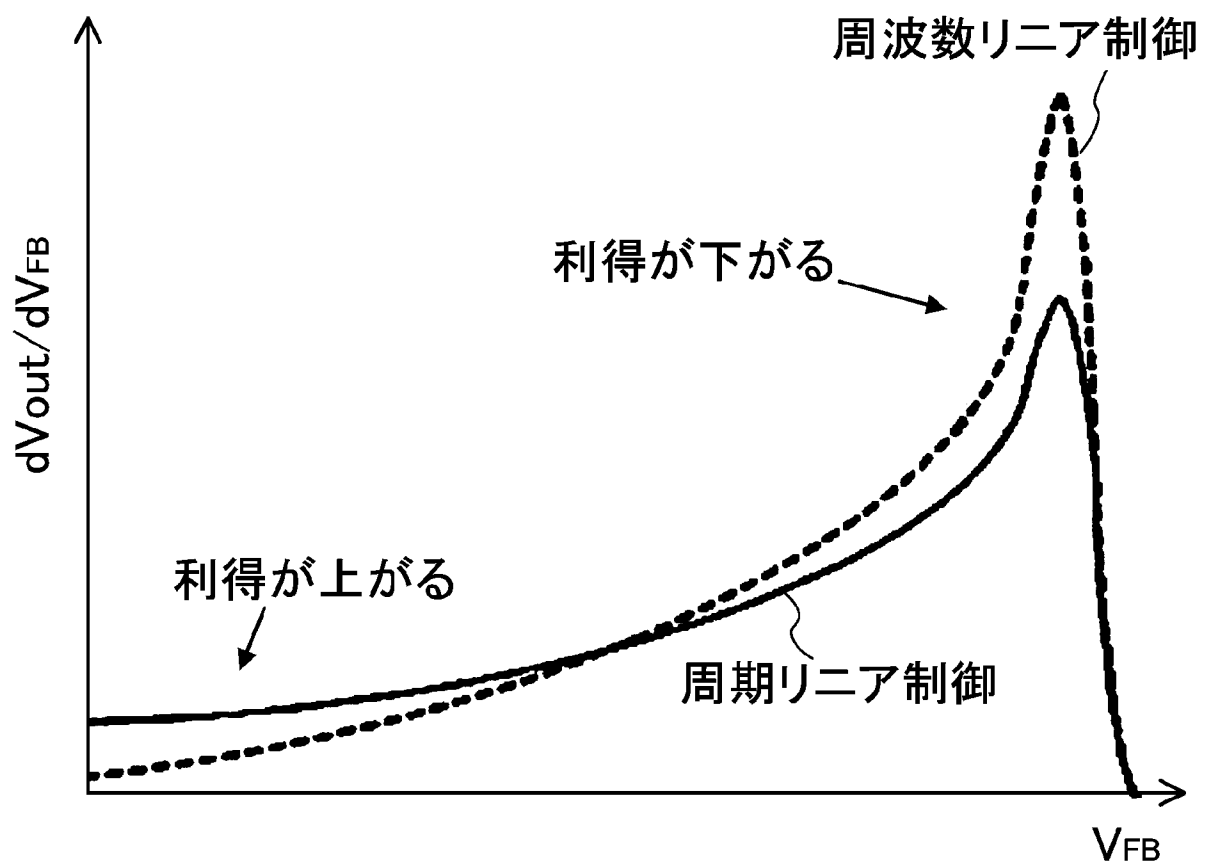
[図7]



[図8]



[図9]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2013/075376

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02M3/28 (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)

H02M3/28

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	1996-2013
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)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	JP 2010-279118 A (Sanken Electric Co., Ltd.), 09 December 2010 (09.12.2010), entire text; all drawings & US 2010/0302817 A1	1-4
A	JP 2005-39975 A (Sony Corp.), 10 February 2005 (10.02.2005), entire text; all drawings (Family: none)	1-4
A	JP 6-2990 U (Yokogawa Electric Corp.), 14 January 1994 (14.01.1994), entire text; all drawings (Family: none)	1-4

☐ 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
13 November, 2013 (13.11.13)

Date of mailing of the international search report
26 November, 2013 (26.11.13)

Name and mailing address of the ISA/
Japanese Patent Office

Authorized officer

Facsimile No.

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. H02M3/28(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. H02M3/28

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 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）

C. 関連すると認められる文献

引用文献の カテゴリー*	引用文献名 及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する 請求項の番号
A	JP 2010-279118 A（サンケン電気株式会社）2010.12.09, 全文全図 & US 2010/0302817 A1	1-4
A	JP 2005-39975 A（ソニー株式会社）2005.02.10, 全文全図（ファミリーなし）	1-4
A	JP 6-2990 U（横河電機株式会社）1994.01.14, 全文全図（ファミリーなし）	1-4

☐ 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

1 3 . 1 1 . 2 0 1 3

国際調査報告の発送日

2 6 . 1 1 . 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）

今井 貞雄

3 V

4 1 2 9

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