

(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
2012年10月26日(26.10.2012)



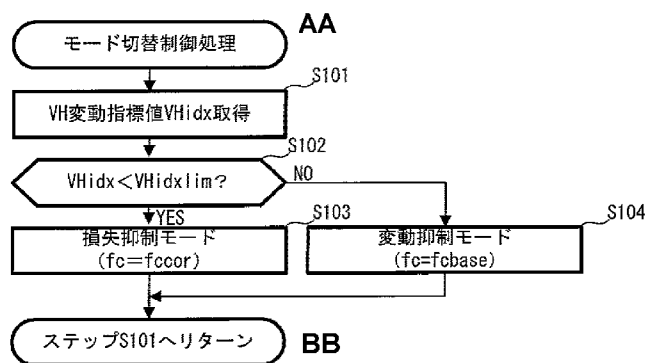
(10) 国際公開番号
WO 2012/144019 A1

- (51) 国際特許分類:
H02M 3/155 (2006.01)
 - (21) 国際出願番号: PCT/JP2011/059652
 - (22) 国際出願日: 2011年4月19日(19.04.2011)
 - (25) 国際出願の言語: 日本語
 - (26) 国際公開の言語: 日本語
 - (71) 出願人(米国を除く全ての指定国について): トヨタ自動車株式会社 (TOYOTA JIDOSHA KABUSHIKI KAISHA) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 Aichi (JP).
 - (72) 発明者; および
 - (75) 発明者/出願人(米国についてのみ): 高松 直義 (TAKAMATSU, Naoyoshi) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP). 岡村 賢樹 (OKAMURA, Masaki) [JP/JP]; 〒4718571 愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内 Aichi (JP).
 - (74) 代理人: 江上 達夫, 外(EGAMI, Tatsuo et al.); 〒1040031 東京都中央区京橋一丁目16番10号 オークビル京橋3階 東京セントラル特許事務所内 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, 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, KM, 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, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, 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, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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, 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: BOOST CONVERTER CONTROL DEVICE

(54) 発明の名称: 昇圧コンバータの制御装置

[図8]



S101 Obtain VH fluctuation command (VHidx)

S103 Loss-minimizing mode

S104 Fluctuation-minimizing mode

AA Mode switching control process

BB Return to step S101

(57) Abstract: A power converter smoothing capacitor in a system provided with a boost converter between a DC power source and an electrical load is made to be of lower-capacity while also minimizing power loss, without requiring an increase in breakdown voltage. A boost converter control device is equipped with: a proportional control element, an integral control element, and a derivative control element, with the derivative control element configured as a band-pass filter; a computing means for computing a PID control amount corresponding to the electric current command of the boost converter; a control means for controlling the output voltage of the boost converter on the basis of the computed PID control amount; a determination means for determining whether or not it is necessary to prioritize loss minimization in the power source; and a switching means for switching the computing mode of the computing means from a fluctuation-minimizing mode to a loss-minimizing mode, when determined that loss should be minimized. Therein, the loss-minimizing mode involves correcting the cut-off frequency of the band-pass filter to the low-frequency side, as the rotation speed of the three-phase AC motor becomes lower.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2012/144019 A1



直流電源と電氣的負荷との間に昇圧コンバータを備えたシステムにおいて、電力変換器の平滑コンデンサを、耐電圧の増大を伴うことなく小容量化しつつ、電力損失を抑制する。比例要素、積分要素及び微分要素を備え、且つ該微分要素が帯域通過フィルタとして構成されると共に、昇圧コンバータの電流指令値に相当するPID制御量を演算する演算手段と、演算されたPID制御量に基づいて昇圧コンバータの出力電圧を制御する制御手段と、直流電源における損失抑制を優先すべきか否かを判定する判定手段と、損失抑制を優先すべき旨が判定された場合に、演算手段の演算モードを、変動抑制モードから、損失抑制モードへ切り替える切り替え手段とを具備し、損失抑制モードにおいては、前記三相交流モータの回転速度が低い程、帯域通過フィルタのカットオフ周波数が低周波側に補正される。

明 細 書

発明の名称：昇圧コンバータの制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、三相交流モータを駆動するためのモータ駆動システムにおける昇圧コンバータを制御する、昇圧コンバータの制御装置の技術分野に関する。

背景技術

[0002] この種の技術分野において、電圧変動を低減するものが提案されている（例えば、特許文献1参照）。特許文献1に開示された電圧変換装置によれば、昇圧コンバータのリアクトル電流の絶対値が小さい時に、昇圧コンバータのキャリア周波数を下げることにより、デッドタイムの影響による電圧変動を低減することが可能であるとされている。

先行技術文献

特許文献

[0003] 特許文献1：特開2004-112904号公報

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0004] 直流電源から供給される直流電圧を昇圧する昇圧コンバータと、モータ等の電氣的負荷との間に設置される電力変換器としてのインバータは、通常、電圧平滑用の平滑コンデンサを備える。この平滑コンデンサは、大容量程、電圧変動を生じ難く安定的である反面、コストや体格を増大させる。従って、例えば車両駆動用モータの駆動制御等、設置スペースやコスト等に少なからず制約が存在する状況においては、平滑コンデンサの小容量化が望まれる傾向にある。

[0005] 一方、平滑コンデンサを小容量化すると、平滑コンデンサの端子電圧に、モータ電気周波数（概ね、0～数百Hz）に相当する周波数帯域の電圧変動が生じ易くなる。平滑コンデンサや、インバータを構成するスイッチング素子等を、このような電圧変動から電氣的に保護しようとした場合、これらの

耐電圧を増加させる必要があるが、耐電圧の増加もまた、一般的にコストや体格の増大を伴う。従って、平滑コンデンサを小容量化するに際しては、平滑コンデンサに生じる、モータ電気周波数に相当する周波数帯域の電圧変動を十分に抑制する必要がある。

[0006] ここで、平滑コンデンサの電圧変動を抑制するためには、直流電源の入出力電流を適切に制御する必要があるが、特許文献 1 に開示される電圧変換装置においては、昇圧コンバータの電圧制御回路が比例要素 (P) 及び積分要素 (I) からなる P I 制御回路として構築されており、平滑コンデンサで生じる 90 度の位相遅れを補償することができない。このため、平滑コンデンサの電圧変動をリアルタイムに抑制することができない。

[0007] ここで特に、昇圧コンバータの電圧制御回路を、上述の構成に微分要素 (D) を加えた P I D 制御回路とすることが考えられる。微分要素は、90 度の位相進み特性を有するから、この P I D 制御回路により実現される P I D 制御によって、モータ電気周波数に相当する周波数帯域の電圧変動を好適に抑制することができる。

[0008] ところが、微分要素は、一般的に、高周波数帯域程、その制御項 (D 項) が大きくなる。平滑コンデンサの端子電圧に生じる電圧変動は、少なくとも二種類に大別され、一方は先述したモータ電気周波数に相当する周波数帯域の電圧変動であり、他方はインバータのスイッチング周波数 (数 k ~ 数十 k Hz) に相当する周波数帯域の電圧変動 (スイッチングリップル) である。従って、微分要素は、モータ電気周波数に相当する周波数帯域の電圧変動よりも、スイッチングリップルに対してより大きく追従してしまう。スイッチングリップルの周波数帯域は、直流電源の入出力電流の制御速度を超えた領域にあり、微分要素がこのようにスイッチングリップルに対して追従しようとする、かえって平滑コンデンサの端子電圧が不安定となり易い。

[0009] このように、特許文献 1 に開示された装置を含む、旧来の技術思想の下に構築された装置には、実践的にみて平滑コンデンサを小容量化することが困難であるという技術的問題点がある。

[0010] また、特許文献 1 に開示される電圧変換装置においては、直流電源に対する電力の入出力に伴って生じる電力損失については何ら考慮されていない。従って、平滑コンデンサに生じるモータ電気周波数相当の電圧変動を抑制し得たとしても、電圧変動抑制により得られる実践上の利益が、電力損失による例えば燃費の悪化等により相殺されるケースもまた生じ得る。平滑コンデンサを小容量化するにあたっては、このような電力損失との兼ね合いも考慮する必要がある。

[0011] 本発明は、係る技術的問題点に鑑みてなされたものであり、直流電源と電氣的負荷との間に昇圧コンバータと電力変換器とを備えたモータ駆動システムにおいて、電力変換器の平滑コンデンサを、耐電圧の増大を伴うことなく小容量化することを可能としつつ、電力損失を可及的に抑制可能な昇圧コンバータの制御装置を提供することを課題とする。

課題を解決するための手段

[0012] 上述した課題を解決するため、本発明に係る昇圧コンバータの制御装置は、直流電源と、三相交流モータと、前記直流電源と前記三相交流モータとの間に設けられ、前記三相交流モータの三相各々に対応するスイッチング回路及び該スイッチング回路に対し電氣的に並列に配置された平滑コンデンサを含んでなる電力変換器と、前記電力変換器と前記直流電源との間に設置され、前記直流電源の直流電圧を昇圧して前記電力変換器に供給する昇圧コンバータとを備えたモータ駆動システムにおいて前記昇圧コンバータを制御する昇圧コンバータの制御装置であって、比例要素、積分要素及び微分要素を備え、且つ該微分要素が帯域通過フィルタとして構成されると共に、前記昇圧コンバータの出力電圧を前記平滑コンデンサの端子間電圧 V_H の指令値に維持するための前記昇圧コンバータの電流指令値に相当する P I D 制御量を演算する演算手段と、前記演算された P I D 制御量に基づいて前記昇圧コンバータの出力電圧を制御する制御手段と、前記端子間電圧 V_H の変動抑制に対して前記直流電源における電力の入出力に伴う損失抑制を優先すべきか否かを判定する判定手段と、前記損失抑制を優先すべき旨が判定された場合に、

前記演算手段が前記PID制御量を演算するにあたっての演算モードを、前記帯域通過フィルタのカットオフ周波数が基準値に維持される変動抑制モードから、前記カットオフ周波数が前記基準値に対して減少側に補正される損失抑制モードへ切り替える切り替え手段とを具備し、前記損失抑制モードにおいては、前記三相交流モータの回転速度が低い程、前記カットオフ周波数が低周波側に補正される（請求項1）。

[0013] 本発明に係る昇圧コンバータの制御装置は、例えば、メモリ等を適宜備えたコンピュータ装置、コントローラ又はプロセッサ等を意味し、場合により適宜各種の電氣的又は磁氣的な素子や回路等を備え得るものである。尚、この昇圧コンバータの制御装置は、本発明に係るモータ駆動システム全体を構成する他の要素（例えば、電力変換器や三相交流モータ）を統括して制御する制御装置と、少なくとも一部が共有される装置であってもよい。

[0014] 本発明に係る昇圧コンバータの制御装置によれば、比例項（P項）に対応する比例要素、積分項（I項）に対応する積分要素及び微分項（D項）に対応する微分要素を含む演算手段により、平滑コンデンサの端子間電圧 V_H を指令値（以下、適宜「 V_H 指令値」と表現する）に維持又は収束させるための昇圧コンバータの電流指令値に相当する制御量としてのPID制御量が演算される。

[0015] 即ち、昇圧コンバータは、本発明に係る制御手段の制御を受けて、所謂フィードバック制御の一種としてのPID制御により駆動される構成を採る。尚、このフィードバック制御を遂行する上で使用される偏差は、好適には、三相交流モータの目標トルク及び目標回転速度に応じて決定される制御目標としての V_H 指令値と、その時点の端子電圧 V_H との偏差である。

[0016] 尚、本発明に係る昇圧コンバータの制御装置は、好適には、このPID制御則に従った制御量演算により求められたPID制御量としての電流指令値と、その時点の昇圧コンバータの電流値との偏差に基づいて、昇圧コンバータの電流値を電流指令値に維持するための制御量（例えば、P項及びI項からなるPI制御量）を、キャリア信号との比較に供すべきデューティ信号等

として演算する、他の演算手段を備えていてもよい。

[0017] ここで、微分要素は、 90° の位相進み特性を有しており、平滑コンデンサで生じる 90° の位相遅れを補償する要素として好適である。即ち、微分要素により得られる微分項によって、フィードバック制御の過程で直流電源から引き出される直流電流の位相と、三相交流モータの電力の位相とを整合させることが可能となり、昇圧コンバータの出力電圧（端子間電圧 V_H ）に生じるモータ電気周波数相当の電圧変動を抑制することが好適にして可能となる。即ち、昇圧コンバータの制御にPID制御を用いる旨の技術思想により、平滑コンデンサの小容量化に伴って平滑コンデンサ或いは電力変換器のスイッチング素子に要求される耐電圧を大きくする必要はなくなり、コスト及び体格の増大を伴うことなく平滑コンデンサを小容量化することが可能となる。

[0018] ところで、微分器は、高周波側である程過敏に反応するため、モータ電気周波数よりも高周波側（概ね、オーダが一桁～二桁程度異なる）の帯域で変動する電力変換器のスイッチングリップルに対して、より大きく制御量（D項）が影響されてしまう。その結果、抑制したいモータ電気周波数相当の電圧変動の抑制効果が低下する上、電力変換器のスイッチングリップルに追従しきれないことから、かえって平滑コンデンサの端子間電圧 V_H を変動させる可能性がある。

[0019] そこで、本発明に係る演算手段では、微分要素が、通常微分器ではなく、BPF（帯域通過フィルタ）として構成される。BPFは、カットオフ周波数 f_c を中心としたある程度の周波数帯域（設計により可変となり得る）の信号を通過させる、或いは適宜設定されるゲインに応じて増幅して通過させる手段である。

[0020] このBPFの採用は、本願の出願人が、当該技術分野について研究を重ねる過程において、下記（1）乃至（3）に示す実践上非常に有益なる事実を見出したことに由来する。

[0021] （1）BPFは、カットオフ周波数 f_c よりも低周波側の低周波帯域の一

部において、微分器と殆ど同等の 90° の位相進み特性を有する（具体的には、 90° を上限として低周波側程位相が進む）。

[0022] (2) カットオフ周波数 f_c よりも高周波側の高周波帯域においては、上記(1)の位相進み特性が喪失するものの、通過信号強度もまた減衰する。

[0023] (3) 微分器の代替要素としてBPFを微分要素として使用すれば、カットオフ周波数 f_c の設計如何によって、モータ電気周波数相当の電圧変動のみを効率的に抑制することができる。これは、上記(1)及び(2)並びに抑制したい電圧変動の周波数特性を規定するモータ電気周波数が属する周波数帯域と本来追従させたくない電力変換器のスイッチングリップルが属する周波数帯域とが上述の如く大きく異なることから導かれる。

[0024] このように、本発明に係る昇圧コンバータの制御装置によれば、演算手段において微分項を演算するための微分要素がBPFであるため、モータ電気周波数相当の電圧変動を抑制する一方で、電力変換器のスイッチングリップルに対する過剰な反応をも抑制することができる。その結果、平滑コンデンサの端子電圧 V_H を安定的に維持することが可能となり、もってコスト及び体格の増大を伴うことなく平滑コンデンサの小容量化実現することが可能となるのである。

[0025] 尚、上述したように、BPFを微分要素として効果的に機能せしめるためには、カットオフ周波数 f_c の設計或いは設定が重要であるが、微分器との比較で言えば、微分器に対してその効能を実践上明らかに優越させ得るカットオフ周波数 f_c の設定帯域は、数値限定を必要としない程広いものである。

[0026] 但し、好適な一形態として、BPFのカットオフ周波数は、下記(1)乃至(3)に示す帯域内で設定されてもよい。

[0027] (1) モータ電気周波数の物理的上限值と電力変換器のスイッチング周波数の物理的下限值との間の帯域（上述したように、比較的広帯域である）。

[0028] (2) 確実に抑制すべき所望のモータ電気周波数に対して十分な位相進み量（例えば、「 $90^\circ - \alpha$ 」以上の位相進み量）が確保される帯域。

- [0029] (3) 確実に抑制すべき所望のモータ電気周波数に対して十分な信号通過量（例えば、「 $0 - \beta$ 」dB以上の信号通過量）が確保される帯域。
- [0030] ここで、平滑コンデンサにおけるモータ電気周波数相当の電圧変動は、平滑コンデンサの小容量化の観点からは、理想的には、そのレベルの大小に関係なく抑制されるのが望ましい。
- [0031] 然るに、本発明に係るPID制御による電圧変動抑制措置は、従来平滑コンデンサの容量によって吸収していた電圧変動を、平滑コンデンサの小容量化に伴い直流電源において電流を脈動させることによって補償するものであり、直流電源における電力損失を必然的に伴う措置である。
- [0032] 従って、PID制御による電圧変動抑制措置を無制限に実行してしまうと、平滑コンデンサ或いは電力変換器のスイッチング素子等の耐電圧を超えない（即ち、本来、抑制の必要性が低い）程度の比較的軽度の電圧変動を抑制するために生じた直流電源の電力損失が、例えば車両搭載時の燃費の悪化等となって顕在化する懸念がある。
- [0033] そこで、本発明に係る昇圧コンバータの制御装置は、直流電源における電力の入出力に伴う電力損失の可及的抑制を図るべく、判定手段と切り替え手段とを備える。即ち、本発明に係る昇圧コンバータの制御装置では、判定手段が、平滑コンデンサの端子間電圧の変動抑制に対して、直流電源における電力の入出力に伴う損失抑制を優先すべきか否かを判定し、損失抑制を優先すべき旨が判定された場合には、切り替え手段が、演算手段におけるPID制御量演算に係る演算モードを、変動抑制モードから損失抑制モードへと切り替える構成となっている。即ち、本発明に係る演算手段は、PID制御量の演算に係る演算モードとして、電圧変動抑制を優先する変動抑制モードと、損失抑制を優先する損失抑制モードとの二種類の演算モードを少なくとも有しており、演算モードが、優先すべき事象に対応する一の演算モードに選択的に切り替えられることにより、電圧変動の抑制と、電力損失の低減とが協調的に実現される構成となっている。
- [0034] この際、損失抑制モードでは、演算手段における帯域通過フィルタのカッ

トオフ周波数が、変動抑制モードと比較して低周波側に補正される。特に、三相交流モータの回転速度が低い程、低周波側に補正される。

[0035] 判定手段に係る優先度の判定は、多様な実践的態様を伴い得る。例えば、判定手段は、平滑コンデンサの端子間電圧 V_H を一定又は不定の周期で継続的にモニタリングしておき、その変動レベル（例えば、最大値と最小値との差等）を優先度判定の参照要素として利用してもよい。この場合、変動レベルと電力損失との間の重み付けの基準は、予め与えられていても、その都度個別具体的に取得されてもよい。或いは、判定手段は、電圧変動の度合いと、一対一、一対多、多対一又は多対多に対応する旨が予め実験的、経験的又は理論的に確定している、モータ駆動システムの各種構成要素の条件等に基づいて、逐次この種の優先度の判定を遂行してもよい。

[0036] 一方、直流電源における電力損失抑制を優先すべき事態に際しては、補正手段により、帯域通過フィルタのカットオフ周波数が、三相交流モータの回転速度に応じて、通常時に比して二値的に、段階的に或いは連続的に減少補正される。カットオフ周波数が低周波側に補正されると、 90° 近傍の位相進み量が得られる帯域（即ち、帯域通過フィルタが微分要素として良好に機能する帯域）が減少し、また信号減衰の少ない周波数帯域も減少するから、昇圧コンバータの出力電流波形の、平滑コンデンサにおけるモータ電気周波数相当の電圧変動に対する追従性が低下する。即ち、直流電源における電流脈動は緩慢となり、その分電力損失を相対的に低減することが可能となるのである。

[0037] 本発明に係る昇圧コンバータの制御装置の一の態様では、前記昇圧コンバータは、前記直流電源の正極に一端が接続されるリアクトルと、前記リアクトルの他端と前記電力変換器との間に接続される第1スイッチング素子と、前記リアクトルの他端と前記直流電源の負極との間に接続される第2スイッチング素子と、前記第1及び第2スイッチング素子に夫々逆並列に接続される第1及び第2ダイオードとを含む（請求項2）。

[0038] このように昇圧コンバータが構成される場合、第1及び第2スイッチング

素子のスイッチング状態の制御により、平滑コンデンサの端子電圧 V_H と等価な昇圧コンバータの出力電圧を比較的良好な制御性を伴って制御することができる。従って、平滑コンデンサの端子電圧 V_H に生じるモータ電気周波数相当の電圧変動を好適に抑制し得る。

[0039] 尚、このような昇圧コンバータの構成においては、昇圧コンバータの電流指令値とは、リアクトルに流れるリアクトル電流の指令値（目標値）である。

[0040] 本発明に係る昇圧コンバータの制御装置の他の態様では、前記判定手段は、前記端子間電圧 V_H の変動レベルに基づいて前記損失抑制を優先すべきか否かを判定する（請求項3）。

[0041] この態様によれば、端子間電圧 V_H の実際の変動レベルに基づいて損失抑制を優先すべきか否かが判定されるため、いずれを優先すべきかについての判定を高精度に行うことができる。

[0042] 本発明に係る昇圧コンバータの制御装置の他の態様では、前記判定手段は、前記三相交流モータの駆動条件に基づいて前記損失抑制を優先すべきか否かを判定する（請求項4）。

[0043] この態様によれば、三相交流モータの駆動条件（例えば、トルク又は回転速度或いはその両方）に基づいて損失抑制を優先すべきか否かが判定されるため、判定手段が比較的簡便に判定を行うことができる。

[0044] 尚、この態様では、前記判定手段は、前記三相交流モータのトルク値が、前記三相交流モータの回転速度の高低に応じて夫々低高に変化する基準値未満である場合に、前記損失抑制を優先すべきものと判定してもよい（請求項5）。

[0045] 平滑コンデンサにおける、モータ電気周波数相当の電圧変動は、その周波数特性だけを見ればモータ電気周波数に依存するが、変動幅はトルク値にも影響される。即ち、トルクと回転速度との組み合わせに応じて、電圧変動を抑制すべきか否かに係る判断を行うことができる。ここで、一のトルク値について見れば、総体的傾向として、モータ電気周波数が高い方が電圧変動の

度合いは大きくなり、一の回転速度について見れば、総体的傾向として、トルク値が高い程電圧変動の度合いは大きくなる。従って、このように、トルク値について、モータの回転速度の高低に応じて二值的、段階的又は連続的に低高に変化する基準値を設定すれば、電力損失抑制を優先すべきか否かの判断をより正確に行うことが可能となる。

[0046] 本発明のこのような作用及び他の利得は次に説明する実施形態から明らかにされる。

図面の簡単な説明

[0047] [図1]本発明の第1実施形態に係るモータ駆動システムのシステム構成図である。

[図2]図1のモータ駆動システムに備わる制御装置における、昇圧コンバータ制御部のブロック図である。

[図3]図2の昇圧コンバータ制御部における電圧制御演算部のブロック図である。

[図4]図2の昇圧コンバータ制御部における電流制御演算部のブロック図である。

[図5]図1のモータ駆動システムに備わる制御装置における、インバータ制御部のブロック図である。

[図6]図1のモータ駆動システムに備わる制御装置の効果に係り、モータ電力、端子間電圧及びバッテリー電流の位相関係を例示する図である。

[図7]図1のモータ駆動システムに備わる制御装置の効果に係る模式的ボード線図である。

[図8]図1のモータ駆動システムにおいて制御装置により実行されるモード切替制御処理のフローチャートである。

[図9]図8の処理に係るカットオフ周波数 f_c の補正態様を例示する図である。

[図10]本発明の第2実施形態に係るモード切替制御処理のフローチャートである。

[図11] 図10の処理におけるモータ駆動条件判定用のマップの模式図である。

発明を実施するための形態

[0048] <発明の実施形態>

以下、図面を参照して、本発明の好適な各種実施形態について説明する。

[0049] <第1実施形態>

<実施形態の構成>

始めに、図1を参照し、本実施形態に係るモータ駆動システム10の構成について説明する。ここに、図1は、モータ駆動システム10の構成を概念的に表すシステム構成図である。

[0050] 図1において、モータ駆動システム10は、制御装置100、昇圧コンバータ200、インバータ300、平滑コンデンサC並びに直流電源B及び三相交流モータM1を備える。

[0051] 制御装置100は、モータ駆動システム10の動作を制御可能に構成された、本発明に係る「昇圧コンバータの制御装置」の一例たる電子制御ユニットである。制御装置100は、例えば、一又は複数のCPU (Central Processing Unit)、MPU (Micro Processing Unit)、各種プロセッサ又は各種コントローラ、或いは更にROM (Read Only Memory)、RAM (Random Access Memory)、バッファメモリ又はフラッシュメモリ等の各種記憶手段等を適宜に含み得る、単体の或いは複数のECU (Electronic Controlled Unit)等の各種処理ユニット、各種コントローラ或いはマイコン装置等各種コンピュータシステム等の形態を採り得る。制御装置100は、図1において不図示の昇圧コンバータ制御部110及びインバータ制御部120を備えるが、各制御部の構成は後述することとする。

[0052] 尚、制御装置100は、ROMに格納された制御プログラムに従って、モード切替制御処理を実行可能に構成される。モード切替制御処理については後述する。

[0053] 昇圧コンバータ200は、リアクトルL1と、スイッチング素子Q1及び

Q 2 と、ダイオード D 1 及び D 2 とを備えた、本発明に係る「昇圧コンバータ」の一例である。

[0054] リアクトル L 1 の一方端は、直流電源 B の正極に接続される正極線（符号省略）に接続され、他方端は、スイッチング素子 Q 1 とスイッチング素子 Q 2 との中間点、即ち、スイッチング素子 Q 1 のエミッタ端子と、スイッチング素子 Q 2 のコレクタ端子との接続点に接続される。

[0055] スwitching素子 Q 1 及び Q 2 は、上記正極線と直流電源 B の負極に接続される負極線（符号省略）との間に直列に接続されており、また、スイッチング素子 Q 1 のコレクタ端子は上記正極線に、スイッチング素子 Q 2 のエミッタ端子は上記負極線に接続されている。スイッチング素子 Q 1 及び Q 2 は、夫々本発明に係る「第 1 スwitching素子」及び「第 2 スwitching素子」の一例である。ダイオード D 1 及び D 2 は、夫々のスイッチング素子において、エミッタ側からコレクタ側への電流のみを許容する整流素子である。ダイオード D 1 及び D 2 は、夫々本発明に係る「第 1 ダイオード」及び「第 2 ダイオード」の一例である。スイッチング素子 Q 1 及び Q 2 並びに後述するインバータ 300 の各スイッチング素子（Q 3 乃至 Q 8）は、例えば、IGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor）や電力用 MOS（Metal Oxide Semiconductor）トランジスタ等として構成される。

[0056] インバータ 300 は、p 側スイッチング素子 Q 3 及び n 側スイッチング素子 Q 4 を含む U 相アーム（符号省略）、p 側スイッチング素子 Q 5 及び n 側スイッチング素子 Q 6 を含む V 相アーム（符号省略）及び p 側スイッチング素子 Q 7 及び n 側スイッチング素子 Q 8 を含む W 相アーム（符号省略）を備えた、本発明に係る「電力変換器」の一例である。インバータ 300 の夫々のアームは、上記正極線と上記負極線との間に並列に接続されている。スイッチング素子 Q 3 乃至 Q 8 には、スイッチング素子 Q 1 及び Q 2 と同様、エミッタ側からコレクタ側へ電流を流す整流用ダイオード D 3 乃至 D 8 が夫々接続されている。また、インバータ 300 における各相アームの p 側スイッチング素子と n 側スイッチング素子との中間点は、夫々三相交流モータ M 1

の各相コイルに接続されている。

[0057] 平滑コンデンサCは、正極線と負極線との間に接続された電圧平滑用のコンデンサであり、本発明に係る「平滑コンデンサ」の一例である。この平滑コンデンサCの端子間電圧、即ち、正極線と負極線との間の電圧は、本発明に係る「端子間電圧V_H」の一例となる。

[0058] 直流電源Bは、充電可能な蓄電装置であり、例えば、ニッケル水素電池やリチウムイオン電池等の各種二次電池である。尚、直流電源Bとしては、この種の二次電池に替えて又は加えて、電気二重相キャパシタや大容量のコンデンサ、フライホイール等が用いられてもよい。

[0059] 三相交流モータM₁は、ロータに永久磁石が埋設されてなる三相交流電動発電機である。三相交流モータM₁は、図示されない車両の駆動輪に機械的に連結され、車両を駆動するためのトルクを発生可能に構成される。三相交流モータM₁は、車両の制動時において、車両の運動エネルギーの入力を受けて電力回生（発電）を行うこともできる。この車両が所謂ハイブリッド車両である場合、この三相交流モータM₁は、図示されないエンジンに機械的に連結され、エンジンの動力により電力回生を行うことも、エンジンの動力をアシストすることも可能である。

[0060] モータ駆動システム10には、不図示のセンサ群が付設されており、直流電源Bの電圧V_b、昇圧コンバータ200のリアクトルL₁に流れるリアクトル電流I_L（即ち、バッテリーBの入出力電流たるバッテリー電流I_bと等価である）、平滑コンデンサCの端子間電圧V_H、インバータ300におけるv相電流I_v及びw相電流I_w並びに三相交流モータM₁のロータの回転角たるモータ回転位相 θ 等が適宜検出される構成となっている。これらセンサ群を構成するセンサの各々は、制御装置100と電氣的に接続されており、検出された値は、制御装置100によりリアルタイムに把握される構成となっている。

[0061] モータ駆動システム10において、昇圧コンバータ200及びインバータ300は、制御装置100と電氣的に接続されており、制御装置100によ

りその駆動状態が制御される構成となっている。

[0062] ここで特に、昇圧コンバータ200は、制御装置100から供給される信号PWCに基づいて、正極線と負極線との間の電圧、即ち、端子間電圧V_Hを直流電源Bの出力電圧以上に昇圧することが可能である。この際、端子間電圧V_Hが目標電圧たるV_H指令値よりも低ければ、スイッチング素子Q2のオンデューティが相対的に大きくされ、正極線を直流電源B側からインバータ300側へ流れる電流を増加させることができ、端子間電圧V_Hを上昇させることができる。一方、端子間電圧V_HがV_H指令値よりも高ければ、スイッチング素子Q1のオンデューティが相対的に大きくされ、正極線をインバータ300側から直流電源B側へ流れる電流を増加させることができ、端子間電圧V_Hを低下させることができる。

[0063] ここで、図2を参照し、制御装置100において昇圧コンバータ200を制御する昇圧コンバータ制御部110の構成について説明する。ここに、図2は、昇圧コンバータ制御部110のブロック図である。尚、同図において、図1と重複する箇所には同一の符号を付してその説明を適宜省略することとする。尚、図2及びそれに引き続く図3、図4及び図5を参照した説明においては、実施形態の構成と同時に、実施形態の動作も説明されるものとする。

[0064] 図2において、昇圧コンバータ制御部110は、インバータ入力演算部111、加減算器112、電圧制御演算部113、キャリア生成部114、比較器115、S/H（サンプルホールド）回路116、加減算器117及び電流制御演算部118を備える。昇圧コンバータ制御部110は、狭義において、本発明に係る「昇圧コンバータの制御装置」の一例である。

[0065] インバータ入力演算部111は、昇圧コンバータ200の出力電圧である端子間電圧V_Hの目標値を表すV_H指令値V_Ht_gを生成する回路である。例えば、インバータ入力演算部111は、三相交流モータM1のトルク指令値T_R及びモータ回転速度MR_Nから算出される三相交流モータM1の出力値に基づいてV_H指令値V_Ht_gを生成する。

- [0066] 加減算部 112 は、端子間電圧 V_H の検出値を V_H 指令値 $V_H t g$ から減算し、減算結果 (V_H 偏差) を電圧制御演算部 113 へ出力する。
- [0067] 電圧制御演算部 113 は、 V_H 指令値 $V_H t g$ から端子間電圧 V_H の検出値を減算してなる減算結果としての V_H 偏差を加減算部 112 から受け取ると、端子間電圧 V_H を V_H 指令値 $V_H t g$ に一致させるための電流指令値 I_R を、この V_H 偏差に基づいて演算する。電圧制御演算部 113 は、算出された電流指令値 I_R は、加減算器 117 に送出される。尚、電圧制御演算部 113 の構成及び動作については後述する。
- [0068] キャリア生成部 114 は、キャリア周波数 f_{car} を有する三角波である、キャリア C_{ar} を生成する回路である。生成されたキャリア C_{ar} は、比較器 115 及び S/H 回路 116 に送出される構成となっている。
- [0069] S/H 回路 116 は、キャリア生成部 114 から受けるキャリア C_{ar} の波形の山及び谷のタイミングで、夫々リアクトル電流 I_L をサンプリングしホールドする。
- [0070] 加減算器 117 は、電圧制御演算部 113 から送出された電流指令値 I_R から、S/H 回路 116 によってサンプリングされ且つホールドされたリアクトル電流 I_L の検出値を減算する。減算結果としての電流偏差は、電流制御演算部 118 に送出される。
- [0071] 電流制御演算部 118 では、加減算器 117 から送出される電流偏差に基づいて、リアクトル電流 I_L を電流指令値 I_R に一致させるための制御量が演算される。電流制御演算部 118 は、算出された制御量を、デューティ指令値 d として比較器 115 に出力する。尚、電流制御演算部 118 の構成及び動作については後述する。
- [0072] 比較器 115 では、このデューティ指令値 d とキャリア信号との大小関係が比較され、その大小関係に応じて論理状態が変化する、先述した信号 PWC が生成される構成となっている。この生成された信号 PWC は、昇圧コンバータ 200 のスイッチング素子 Q_1 及び Q_2 に出力され、各スイッチング素子が駆動される構成となっている。

- [0073] 次に、図3を参照し、図2に例示された昇圧コンバータ制御部における電圧制御演算部113の詳細な構成について説明する。ここに、図3は、電圧制御演算部113のブロック図である。尚、同図において、図2と重複する箇所には同一の符号を付してその説明を適宜省略することとする。
- [0074] 図3において、電圧制御演算部113は、増幅器113Aからなる比例要素、増幅器113B及び積分器113Cからなる積分要素、増幅器113D及びBPF113Eからなる微分要素並びに加算器113Fを備えた、本発明に係る「演算手段」の一例たるプロセッサである。電圧制御演算部113では、これら各要素により夫々比例項（P項）、積分項（I項）及び微分項（D項）が演算され、演算された各制御項が加算器113Fにより加算されて、最終的に先述した電流指令値IRに相当するPID制御量が演算される構成となっている。
- [0075] 増幅器113Aは、PID制御量のうちP項の演算に係る増幅器であり、加減算器112から出力される先述したVH偏差を、所定の比例ゲイン $k_p v$ に応じて増幅して加算器113Fに送出する構成となっている。
- [0076] 増幅器113Bは、PID制御量のうちI項の演算に係る増幅器であり、加減算器112から送出される先述したVH偏差を、所定の積分ゲイン $k_i v$ に応じて増幅して積分器113Cに送出する構成となっている。積分器113Cでは、増幅器113Bから送出された、積分ゲイン $k_i v$ が乗じられたVH偏差が積分処理され、その後、加算器113Fに送出される。
- [0077] 増幅器113Cは、PID制御量のうちD項の演算に係る増幅器であり、加減算器112から送出される先述したVH偏差を、所定の微分ゲイン $k_d v$ に応じて増幅してBPF113Eに送出する構成となっている。BPF113Eでは、増幅器113Cから送出された、微分ゲイン $k_d v$ が乗じられたVH偏差が、その帯域通過特性に応じて通過した後、加算器113Fに送出される。
- [0078] 加算器113Fでは、増幅器113A、積分器113C及びBPF113Eから夫々供給されるP項、I項及びD項の各PID制御量が加算処理され

、電圧制御演算部 113 の出力値たる電流指令値 I_R として加減算器 117 へ出力される。電圧制御演算部 113 は、以上のように構成される。

[0079] 次に、図 4 を参照し、図 2 に例示された昇圧コンバータ制御部における電流制御演算部 118 の詳細な構成について説明する。ここに、図 4 は、電流制御演算部 118 のブロック図である。尚、同図において、図 2 と重複する箇所には同一の符号を付してその説明を適宜省略することとする。

[0080] 図 4 において、電流制御演算部 118 は、増幅器 118A からなる比例要素、増幅器 118B 及び積分器 118C からなる積分要素並びに加算器 118D を備えたプロセッサである。電流制御演算部 118 では、これら各要素により夫々比例項（P 項）及び積分項（I 項）が演算され、演算された各制御項が加算器 118D により加算されて、最終的に先述したデューティ d に相当する P I 制御量が演算される構成となっている。

[0081] 増幅器 118A は、P I 制御量のうち P 項の演算に係る増幅器であり、加減算器 117 から出力される先述した電流偏差を、所定の比例ゲイン k_{pi} に応じて増幅して加算器 118D に送出する構成となっている。

[0082] 増幅器 118B は、P I 制御量のうち I 項の演算に係る増幅器であり、加減算器 117 から送出される先述した電流偏差を、所定の積分ゲイン k_{ii} に応じて増幅して積分器 118C に送出する構成となっている。積分器 118C では、増幅器 118B から送出された、積分ゲイン k_{ii} が乗じられた電流偏差が積分処理され、その後、加算器 118D に送出される。電流制御演算部 118 は、以上のように構成される。

[0083] 次に、図 5 を参照し、インバータ制御部 120 の構成について説明する。ここに、図 5 は、インバータ制御部 120 のブロック図である。尚、同図において、既出の各図と重複する箇所には同一の符号を付してその説明を適宜省略することとする。

[0084] 図 5 において、インバータ制御部 120 は、電流指令変換部 121、電流制御部 122、2 相 / 3 相変換部 123、3 相 / 2 相変換部 124、キャリア生成部 114（昇圧コンバータ制御部 110 と共用される）及び PWM 変

換部 1 2 5 から構成される。

- [0085] 電流指令変換部 1 2 1 は、三相交流モータ M 1 のトルク指令値 T_R に基づいて、2 相の電流指令値 (I_{dtg} 、 I_{qtg}) を生成する。
- [0086] 一方、インバータ 3 0 0 からは、フィードバック情報として、 v 相電流 I_v と w 相電流 I_w が 3 相 / 2 相変換部 1 2 4 に供給される。3 相 / 2 相変換部 1 2 4 では、これら v 相電流 I_v 及び w 相電流 I_w から、三相電流値が、 d 軸電流 I_d 及び q 軸電流 I_q からなる 2 相電流値に変換される。変換された後の 2 相電流値は、電流制御部 1 2 2 に送出される。
- [0087] 電流制御部 1 2 2 では、電流指令変換部 1 2 1 において生成された 2 相の電流指令値と、この 3 相 / 2 相変換部 1 2 4 から受け取った 2 相電流値 I_d 及び I_q との差分に基づいて、 d 軸電圧 V_d 及び q 軸電圧からなる 2 相の電圧指令値が生成される。生成された 2 相の電圧指令値 V_d 及び V_{qh} は、2 相 / 3 相変換部 1 2 3 に送出される。
- [0088] 2 相 / 3 相変換部 1 2 3 では、2 相の電圧指令値 V_d 及び V_q が、3 相電圧指令値 V_u 、 V_v 及び V_w に変換される。変換された 3 相電圧指令値 V_u 、 V_v 及び V_w は、PWM 変換部 1 2 5 に送出される。
- [0089] ここで、PWM 変換部 1 2 5 は、キャリア生成部 1 1 4 から所定のキャリア周波数 f_{car} を有するキャリア C_{ar} を受け取る構成となっており、このキャリア C_{ar} と、変換された 3 相の電圧指令値 V_u 、 V_v 及び V_w との大小関係を比較し、その比較結果に応じて論理状態が変化する、 u 層スイッチング信号 G_{up} 及び G_{un} 、 v 相スイッチング信号 G_{vp} 及び G_{vn} 並びに w 相スイッチング信号 G_{wp} 及び G_{wn} を生成してインバータ 3 0 0 に供給する。
- [0090] より具体的には、各相に対応するスイッチング信号のうち、「 p 」なる識別子が付記された信号は、各相のスイッチング素子のうち p 側スイッチング素子 (Q_3 、 Q_5 及び Q_7) を駆動するための駆動信号であり、「 n 」なる識別子が付記された信号は、各相のスイッチング素子のうち n 側スイッチング素子 (Q_4 、 Q_6 及び Q_8) を駆動するための駆動信号を意味する。

[0091] ここで特に、キャリア C_{ar} と各相電圧指令値との比較において、各相電圧指令値がキャリア C_{ar} よりも小さい値からキャリア C_{ar} に一致すると、 p 側スイッチング素子をターンオンさせるためのスイッチング信号が生成される。また、各相電圧指令値がキャリア C_{ar} よりも大きい値からキャリア C_{ar} に一致すると、 n 側スイッチング素子をターンオンさせるためのスイッチング信号が生成される。即ち、スイッチング信号は、オンオフが表裏一体の信号であり、各相のスイッチング素子は、 p 側と n 側とのうち常にいずれか一方がオン状態であり、他方がオフ状態となる。

[0092] インバータ 300 が、各相スイッチング信号により規定される各スイッチング素子の駆動状態に変化又は維持されると、その変化又は維持された駆動状態に対応する回路状態に従って、三相交流モータ $M1$ が駆動される構成となっている。尚、このようなインバータ 300 の制御態様は、所謂 PWM 制御の一態様である。

[0093] <電圧制御演算部 113 における PID 制御の効果>

次に、図 6 を参照し、本実施形態の効果として、PID 制御の効果について説明する。ここに、図 6 は、三相交流モータ $M1$ の出力電力たるモータ電力 P_m 、平滑コンデンサ C の端子間電圧である端子間電圧 V_H 及びバッテリー B の出力電流であるバッテリー電流 I_b の位相関係を説明する図である。

[0094] 図 6 において、端子間電圧 V_H 及びバッテリー電流 I_b の位相特性に係る破線は、電圧制御演算部 113 が、PID 制御でなく PI 制御を実行する場合の特性を示す。

[0095] 図 6 から明らかなように、モータ電力 P_m が図示白丸 $p1$ である場合に、PI 制御では、その影響が端子間電圧 V_H に現れるまでに平滑コンデンサ C における 90° の位相遅れの影響を受ける。従って、白丸 $p1$ の影響は、図示白丸 $p2$ となって端子間電圧 V_H に現れる。端子間電圧 V_H をフィードバックして決定されるバッテリー電流 I_b もまた、平滑コンデンサ C における位相遅れに影響され、破線上の図示白丸 $p3$ のように端子間電圧 V_H に対し逆相の関係で推移する。その結果、バッテリー電流 I_b の波形は、モータ電力 P

mの実際の波形と整合しなくなり、モータ電気周波数 f_{mt} に相当する端子間電圧 V_H の変動を抑制することができない。必然的に、平滑コンデンサ C 及びインバータ 300 の各スイッチング素子の耐電圧は、少なくとも、この端子間電圧 V_H の変動幅分だけ余計に必要となり、コスト及び体格の増大が避けられないのである。

[0096] これに対して、PI制御に替えてPID制御が実行される場合、微分要素の位相進み特性により、バッテリー電流 I_b の位相とモータ電力 P_m の位相とを時間軸上で整合させることができる。その様子が実線で示される。例えば、上述した図示白丸 p_1 の電力点に対して、バッテリー電流 I_b は図示黒丸 p_4 の値を採る。その結果、端子間電圧 V_H の波形は、図示実線で示されるように、理想的にはモータ電気周波数相当の電圧変動が無い波形となる。

[0097] 尚、モータ電気周波数 f_{mt} は、1秒当たりのモータ回転速度の逆数に、三相交流モータ M_1 の磁極対の数を乗じた値であり、例えば、磁極対を4個有する三相交流モータの場合、 3000 rpm (即ち、秒間50回転) 時のモータ電気周波数は、 $50 \times 4 = 200 \text{ (Hz)}$ となる。

[0098] <電圧制御演算部 113におけるBPFの効果>

次に、図7を参照し、本実施形態の効果として、BPF 113Eの効果について説明する。ここに、図7は、BPF 113Eの特性を概念的に表す模式的なボード線図である。

[0099] 図7において、上段は電圧制御演算部 113における微分要素の通過信号レベルの周波数特性を、下段は同じく位相の周波数特性を表している。図示太破線は、微分要素として一般的な微分器を採用した場合の特性であり、本実施形態との比較に供すべき比較例である。

[0100] 微分要素として微分器が使用される場合、通過信号の位相は入力信号の周波数に依存することなく 90° 進む。従って、位相に関して言えば微分要素として微分器は有用である。然るに、上段に示されるように、微分器の通過信号レベルは、入力信号の周波数に対してボード線図上でリニアに増加する。従って、PID制御におけるD項は、端子間電圧 V_H にモータ電気周波数

よりも高周波の信号が含まれる場合には、その高周波側の信号により大きく影響される。

[0101] ここで、先述したキャリア生成部 114 から供給されるキャリア C_{ar} のキャリア周波数 f_{car} は、モータ電気周波数 f_{mt} よりも高く、インバータ 300 を構成する各スイッチング素子のスイッチング周波数は、概ね数 k ~ 数十 kHz の高周波領域に属する。従って、微分要素として微分器を使用すると、微分器が、モータ電気周波数相当の電圧変動よりも、インバータ 300 のスイッチング周波数相当の電圧変動に対してより追従しようとすることから、モータ電気周波数相当の電圧変動を効果的に抑制できないばかりか、かえって平滑コンデンサ C の端子間電圧 V_H が不安定となりかねない。

[0102] これに対して、図示太実線で示されるのは、微分要素として $BPF113E$ が使用された場合の周波数特性である。

[0103] $BPF113E$ が使用された場合、図示鎖線で示されるカットオフ周波数 f_c よりも低周波側では、通過信号レベルが微分器の場合と殆ど一致し、カットオフ周波数 f_c よりも高周波側では、通過信号レベルが BPF の帯域通過作用のために減衰する。一方、通過信号の位相を見ると、これもカットオフ周波数 f_c よりも低周波側では、微分器の場合と概ね一致した位相進み特性が見られ、特に低周波側程、位相進み量が 90° に漸近する。即ち、カットオフ周波数 f_c よりも低周波側の周波数帯域においては、 $BPF113E$ は、微分器と概ね同等の効能を有している。それに加えて、カットオフ周波数 f_c よりも高周波側における信号減衰作用により、微分器と異なり、インバータ 300 のスイッチング周波数相当の電圧変動に対しては、微分要素は作用しない。このため、モータ電気周波数相当の電圧変動を選択的に、且つ確実に抑制することができるのである。

[0104] 尚、カットオフ周波数 f_c において通過信号の位相進み量はゼロとなり、カットオフ周波数 f_c よりも高周波側において、通過信号は入力信号よりも遅れる。しかしながら、モータ電気周波数 f_{mt} の採り得る周波数帯域を図示帯域 $FB_{mt,r}$ (ハッチング領域参照) とし、インバータ 300 のスイッ

チング周波数の採り得る周波数帯域を図示帯域 $F B i n v$ （ハッチング領域）とすると、両者間には大きな開きがあり、カットオフ周波数 $f c$ が的確に設定される限りにおいて、位相進み量が減少する領域及びそれに引き続く位相遅れの発生領域は、帯域 $F B m t r$ と大きく重複しない。また、そのような的確なカットオフ周波数 $f c$ を設定することは、この帯域間の差に鑑みれば少なくとも困難でない。

- [0105] 特に、本実施形態において、 $B P F 1 1 3 E$ のカットオフ周波数 $f c$ は、ボード線図上で、これら両帯域の中間（モータ電気周波数 $f m t$ が現実的に採り得る範囲の上限値よりも高周波側、且つインバータ 300 のスイッチング周波数が現実的に採り得る範囲の下限値（端的には、キャリア周波数 $f c a r$ ）よりも低周波側に位置しており、帯域 $F B m t r$ において、平滑コンデンサ C における、モータ電気周波数相当の電圧変動を概ね良好に抑制することが可能となる。無論、カットオフ周波数 $f c$ の設定態様には、比較的大きな許容幅があり、例えば、モータ電気周波数に相当する図示帯域 $F B m t r$ において $(90 - \alpha)^\circ$ （ α は任意、例えば 10° 程度）の位相進み量が確保されるように、図示するカットオフ周波数 $f c$ よりも高周波側に設定されてもよいし、逆に、インバータ 300 のスイッチング周波数に相当する図示帯域 $F B i n v$ において確実に信号が減衰するように（例えば、 -10 dB の減衰量が確保されるように）、図示するカットオフ周波数 $f c$ よりも低周波側に設定されてもよい。

- [0106] <モード切替制御処理の詳細>

ここで、図 8 を参照し、 $E C U 1 0 0$ により実行されるモード切替制御処理について説明する。ここに、図 8 は、モード切替制御処理のフローチャートである。

- [0107] 図 8 において、制御装置 100 は、 $V H$ 変動指標値 $V H i d x$ を取得する（ステップ $S 1 0 1$ ）、ここで、本実施形態における $V H$ 変動指標値 $V H i d x$ は、過去一定期間にわたる、平滑コンデンサ C の端子間電圧 $V H$ の最大値と最小値との差分の平均値として規定される。尚、 $V H$ 変動指標値 $V H i$

$d x$ は、本発明に係る「端子間電圧 V_H の変動レベル」の一例である。 V_H 変動指標値 $V_H i d x$ は、制御装置100が、各センサの出力値に基づいて周期的に演算するものとする。

[0108] 制御装置100は、 V_H 変動指標値 $V_H i d x$ が基準値 $V_H i d x l i m$ 未満であるか否かを判定する（ステップS102）。基準値 $V_H i d x l i m$ は、平滑コンデンサCに予め設計段階で与えられた耐電圧に応じて定められる。より具体的には、上述したBPF113Eによる、モータ電気周波数相当の電圧変動抑制措置を必要としない領域の上限を規定する値である。

[0109] V_H 変動指標値 $V_H i d x$ が基準値 $V_H i d x l i m$ 以上である場合（ステップS102：NO）、制御装置100は、BPF113Eの作用による積極的な電圧変動抑制措置が必要であるとして、変動抑制モードを選択する（ステップS104）。変動抑制モードとは、BPF113Eのカットオフ周波数 f_c が、基準値 $f_c b a s e$ （必ずしも固定値でない）に維持され、この基準値 $f_c b a s e$ に従ってPID制御量が演算される演算モードである。

[0110] 一方、 V_H 変動指標値 $V_H i d x$ が基準値 $V_H i d x l i m$ 未満である場合（ステップS102：YES）、制御装置100は、BPF113Eの作用による積極的な電圧変動抑制措置が必要ないものとして、損失抑制モードを選択する（ステップS103）。損失抑制モードとは、BPF113Eのカットオフ周波数 f_c が、基準値 $f_c b a s e$ よりも低周波側の周波数 $f_c c o r$ に減少補正され、この減少補正されたカットオフ周波数 $f_c c o r$ に従ってPID制御量が演算される演算モードである。いずれかの演算モードが選択されると、処理はステップS101に戻される。モード切替制御処理は以上のように実行される。

[0111] ここで、電力損失抑制モードにおけるカットオフ周波数 f_c の補正值 $f_c c o r$ について、図9を参照して説明する。ここに、図9は、カットオフ周波数 f_c の補正態様を例示する図である。

[0112] 図9において、図9(a)は、BPF113Eのカットオフ周波数 f_c が

、モータ回転速度 N_m に対してリニアに減少補正される補正態様を示す図である。即ち、この補正態様によれば、カットオフ周波数 f_c の補正值 f_{ccor} は、図示実線で示されるように、モータ電気周波数 f_{mt} にオフセットする形でモータ回転速度 N_m に対してリニアに変化する。

[0113] このようにリニアな補正が可能である場合、BPF113Eによる電圧変動抑制効果を最小限担保し得る位相進み特性を確保する観点からは、カットオフ周波数の補正值 f_{ccor} は、モータ電気周波数 f_{mt} の2~4倍程度であるのが望ましい。

[0114] 一方、図9(b)は、モータ回転速度 N_m を複数領域(ここでは、低回転領域、中回転領域及び高回転領域の三領域)に分割し、各回転領域について、基準値 f_{cbase} よりも低周波側のカットオフ周波数を f_{ccor} として割り当てる補正態様を示す図である。即ち、この補正態様によれば、カットオフ周波数 f_c の補正值 f_{ccor} は、図示実線で示されるように、モータ回転速度 N_m の高低に対して夫々高低に変化する階段状の値となる。従って、図9(a)の補正態様と較べれば、カットオフ周波数 f_c をリニアに変化させずにより分負荷が軽くて済む。

[0115] いずれの補正態様に従っても、BPF113Eのカットオフ周波数 f_c は、基準値 f_{cbase} (太い破線参照)に対して減少側に補正される。その結果、モータ電気周波数相当の電圧変動に対する過剰な応答は抑制され、カットオフ周波数 f_c が基準値 f_{cbase} である場合と較べて、直流電源Bから電流を持ち出すことによる電流脈動は緩慢となる。従って、電流が脈動する過程で常に生じる損失が緩和され、直流電源Bの蓄積電力を有効に利用することが可能となるのである。このような有効利用は、モータ駆動システム10が車両に搭載される場合には、車両の燃費低下を抑制する効果を生じ、実践上極めて有益である。

[0116] <第2実施形態>

次に、図10を参照し、本発明の第2実施形態に係るモード切替制御処理について説明する。ここに、図10は、第2実施形態に係るモード切り替え

制御処理のフローチャートである。尚、同図において、図8と重複する箇所には同一の符号を付してその説明を適宜省略することとする。尚、第2実施形態に係るシステム構成は、第1実施形態に係るモータ駆動システム10と同等であるとする。

[0117] 図10において、制御装置100は、三相交流モータM1の駆動条件を取得する（ステップS201）。尚、ここでの駆動条件とは、モータトルク T_m とモータ回転速度 N_m であるとする。

[0118] 三相交流モータM1の駆動条件を取得すると、制御装置100は、モータ駆動条件が所定範囲内であるか否かを判定する（ステップS202）。モータ駆動条件が所定範囲外である場合（ステップS202:NO）、処理はステップS104に移行して先述した電圧変動低減モードが実行される。一方、モータ駆動条件が所定範囲内である場合（ステップS202:YES）、処理はステップS103に移行して先述した電力損失抑制モードが実行される。第2実施形態に係るモード切替制御処理は以上のように実行される。

[0119] ここで、図11を参照し、ステップS202におけるモータ駆動条件と所定範囲との関係について説明する。ここに、図11は、モータ駆動条件判定用のマップの模式図である。

[0120] 図11において、縦軸及び横軸に夫々モータトルク T_m 及びモータ回転速度 N_m が表される。即ち、図11は、三相交流モータM1の一種の動作点マップである。ここで、図示実線は、三相交流モータM1の動作限界ラインであり、高回転領域においてモータトルク T_m の上限値が低下する様子が示されている。

[0121] 図11において、図示ハッチング領域は、BPF113Eによる積極的な電圧変動抑制措置を講じずとも、モータ電気周波数相当の電圧変動が平滑コンデンサCの耐電圧（BPF113Eの効能により小容量化に際して顕著な増大措置が採られていない耐電圧である）の範囲内に十分収まる領域を示している。このような領域は、モータ回転速度 N_m が低回転側に移行するに従って高トルク側に拡大分布しており、予め実験的に、経験的に又は理論的に

定められている。図10のモード切替制御処理のステップS202における「所定範囲」とは、このハッチング領域を意味しており、予め図11に例示される範囲が数値化された状態でROMに格納されている。

[0122] このように、第2実施形態によれば、電力損失抑制モードを選択し得る可否かを、三相交流モータM1の駆動条件に基づいて比較的簡便に判定することが可能となっている。また、特に、低回転側程、モータトルク T_m の基準値（ハッチング領域の上限値）が増加する傾向がある点を考慮することによって、可及的広範囲にわたって、電力損失抑制モードを選択することが可能となっている。従って、モータ電気周波数相当の電圧変動を、電力損失を可及的に抑制しつつ抑制することが可能である。

[0123] 本発明は、上述した実施形態に限られるものではなく、請求の範囲及び明細書全体から読み取れる発明の要旨或いは思想に反しない範囲で適宜変更可能であり、そのような変更を伴う昇圧コンバータの制御装置もまた本発明の技術的範囲に含まれるものである。

産業上の利用の可能性

[0124] 本発明は、交流モータの駆動制御における昇圧コンバータの制御に適用可能である。

符号の説明

[0125] 10…モータ駆動システム、100…制御装置、110…昇圧コンバータ制御部、113…電圧制御演算部、113E…BPF（帯域通過フィルタ）、120…インバータ制御部、200…昇圧コンバータ、300…インバータ、C…平滑コンデンサ、B…直流電源、M1…三相交流モータ。

請求の範囲

[請求項1]

直流電源と、

三相交流モータと、

前記直流電源と前記三相交流モータとの間に設けられ、前記三相交流モータの三相各々に対応するスイッチング回路及び該スイッチング回路に対し電氣的に並列に配置された平滑コンデンサを含んでなる電力変換器と、

前記電力変換器と前記直流電源との間に設置され、前記直流電源の直流電圧を昇圧して前記電力変換器に供給する昇圧コンバータと

を備えたモータ駆動システムにおいて前記昇圧コンバータを制御する昇圧コンバータの制御装置であって、

比例要素、積分要素及び微分要素を備え、且つ該微分要素が帯域通過フィルタとして構成されると共に、前記昇圧コンバータの出力電圧を前記平滑コンデンサの端子間電圧 V_H の指令値に維持するための前記昇圧コンバータの電流指令値に相当するPID制御量を演算する演算手段と、

前記演算されたPID制御量に基づいて前記昇圧コンバータの出力電圧を制御する制御手段と、

前記端子間電圧 V_H の変動抑制に対して前記直流電源における電力の入出力に伴う損失抑制を優先すべきか否かを判定する判定手段と、

前記損失抑制を優先すべき旨が判定された場合に、前記演算手段が前記PID制御量を演算するにあたっての演算モードを、前記帯域通過フィルタのカットオフ周波数が基準値に維持される変動抑制モードから、前記カットオフ周波数が前記基準値に対して減少側に補正される損失抑制モードへ切り替える切り替え手段と

を具備し、

前記損失抑制モードにおいては、前記三相交流モータの回転速度が低い程、前記カットオフ周波数が低周波側に補正される

ことを特徴とする昇圧コンバータの制御装置。

[請求項2]

前記昇圧コンバータは、

前記直流電源の正極に一端が接続されるリアクトルと、

前記リアクトルの他端と前記電力変換器との間に接続される第1スイッチング素子と、

前記リアクトルの他端と前記直流電源の負極との間に接続される第2スイッチング素子と、

前記第1及び第2スイッチング素子に夫々逆並列に接続される第1及び第2ダイオードと

を含む

ことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の昇圧コンバータの制御装置。

[請求項3]

前記判定手段は、前記端子間電圧 V_H の変動レベルに基づいて前記損失抑制を優先すべきか否かを判定する

ことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の昇圧コンバータの制御装置。

[請求項4]

前記判定手段は、前記三相交流モータの駆動条件に基づいて前記損失抑制を優先すべきか否かを判定する

ことを特徴とする請求の範囲第1項に記載の昇圧コンバータの制御装置。

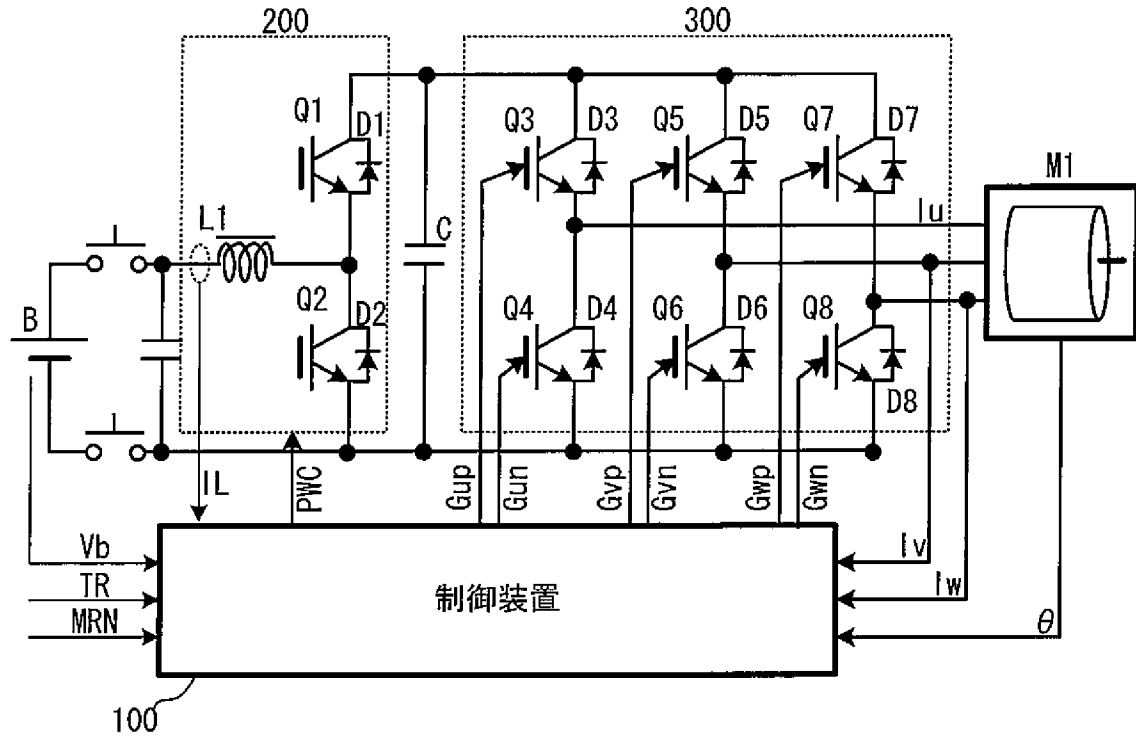
[請求項5]

前記判定手段は、前記三相交流モータのトルク値が、前記三相交流モータの回転速度の高低に応じて夫々低高に変化する基準値未満である場合に、前記損失抑制を優先すべきものと判定する

ことを特徴とする請求の範囲第4項に記載の昇圧コンバータの制御装置。

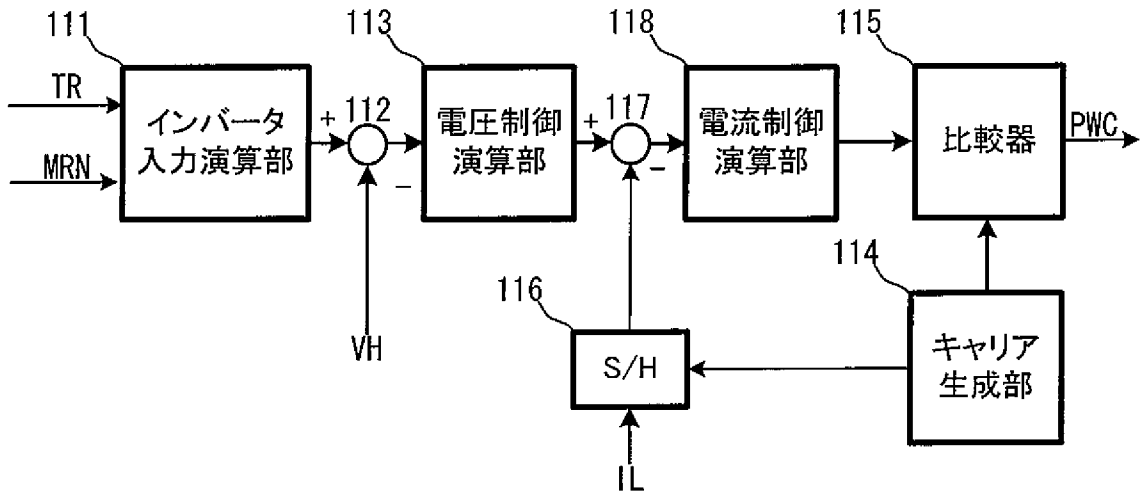
[図1]

10

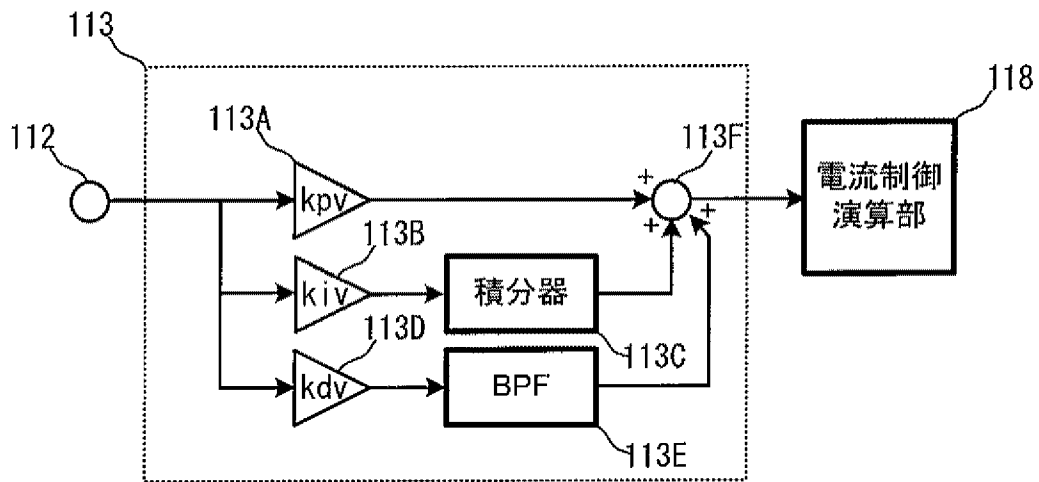


[図2]

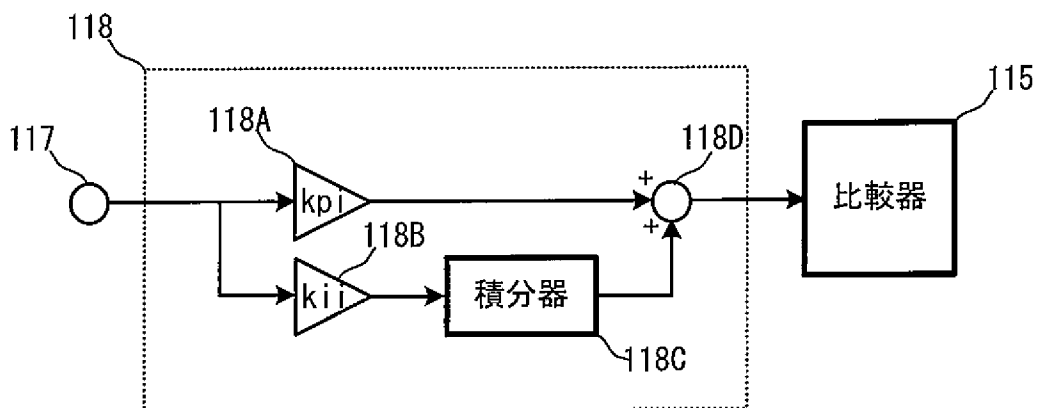
110



[図3]

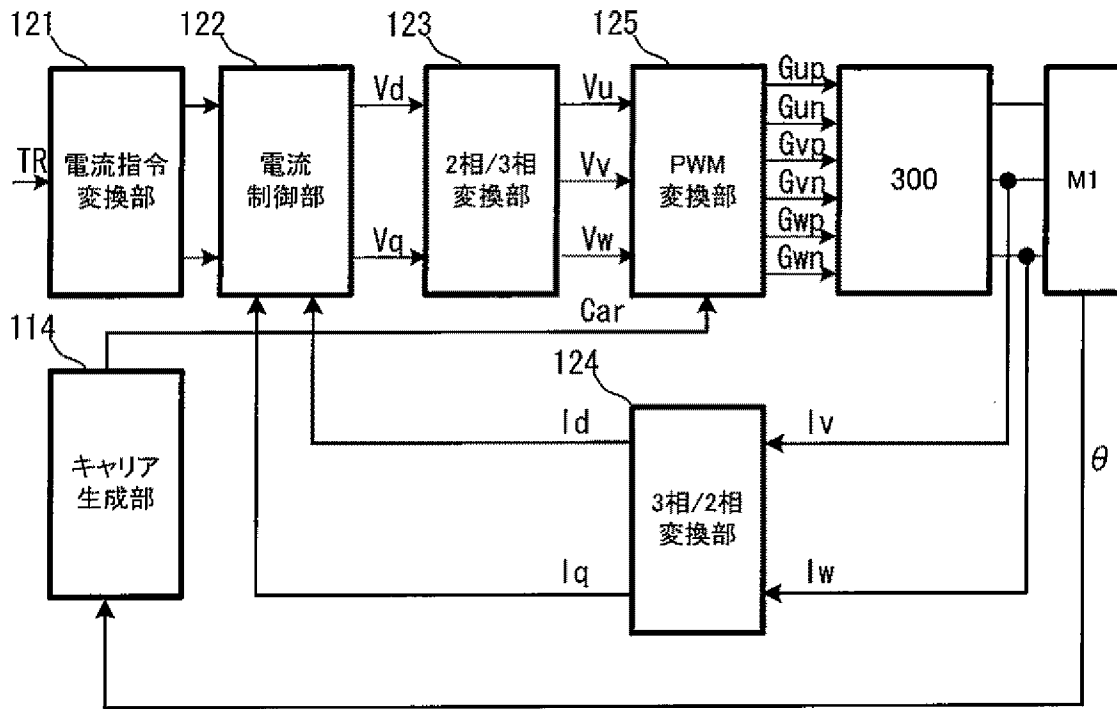


[図4]

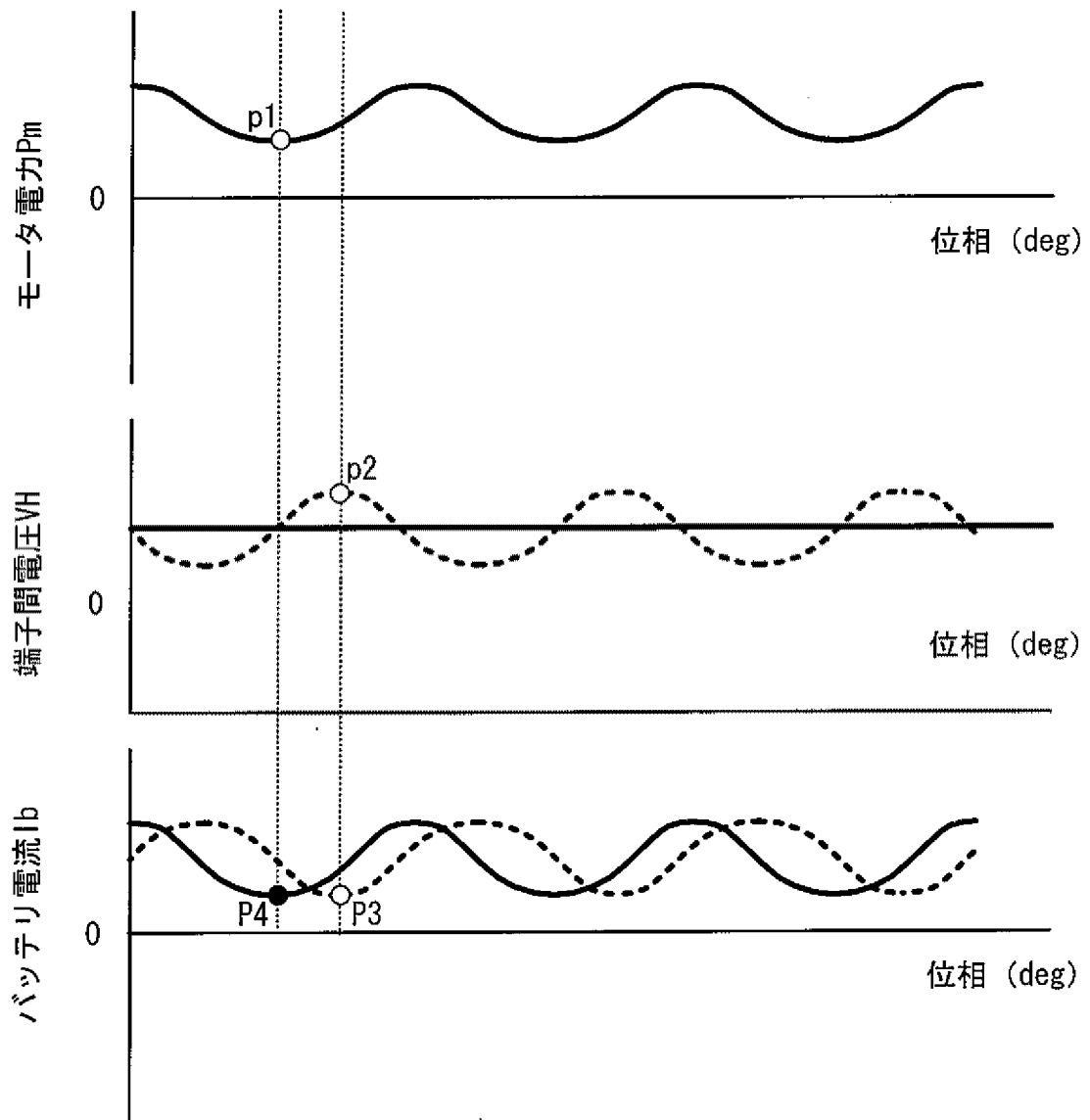


[図5]

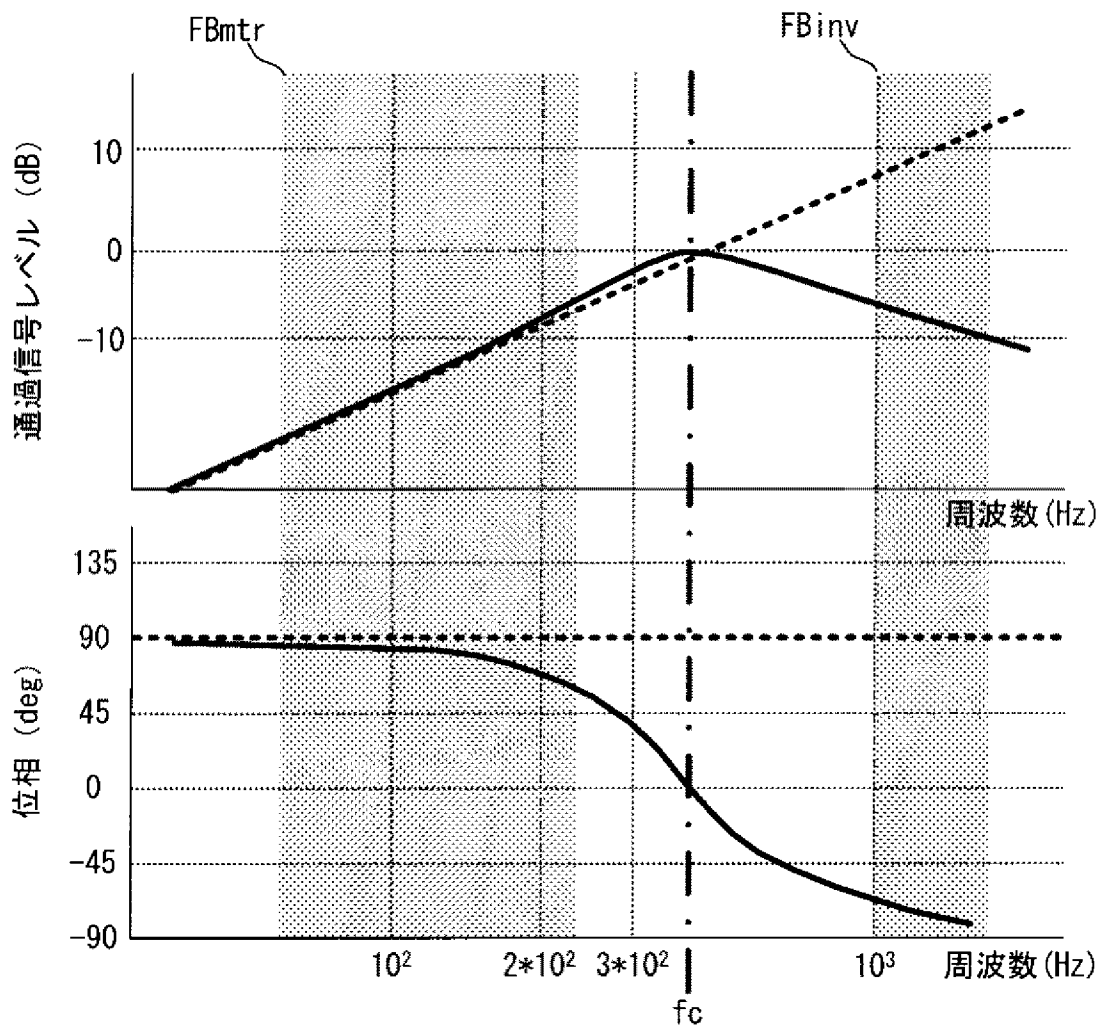
120



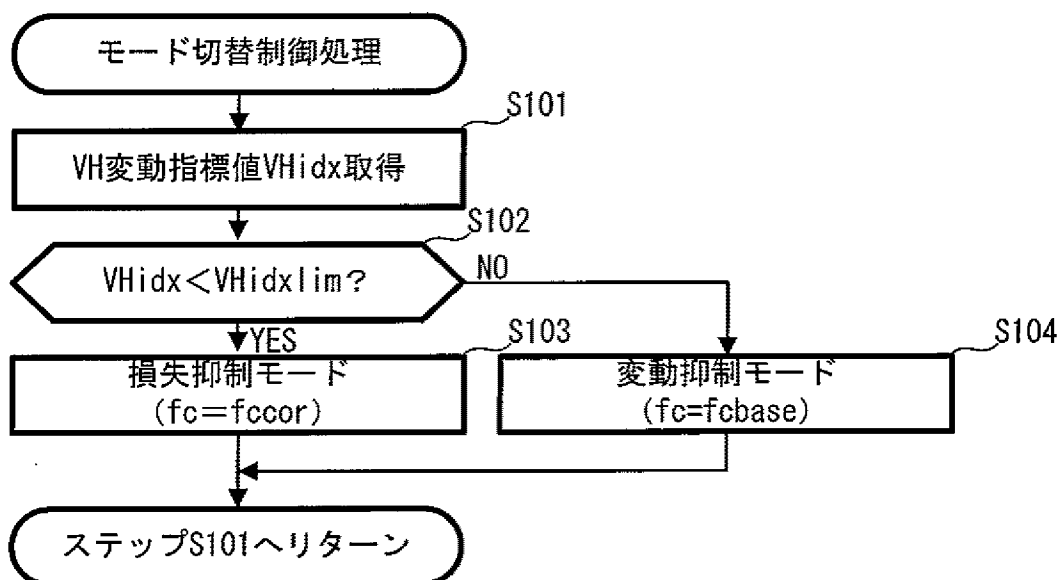
[図6]



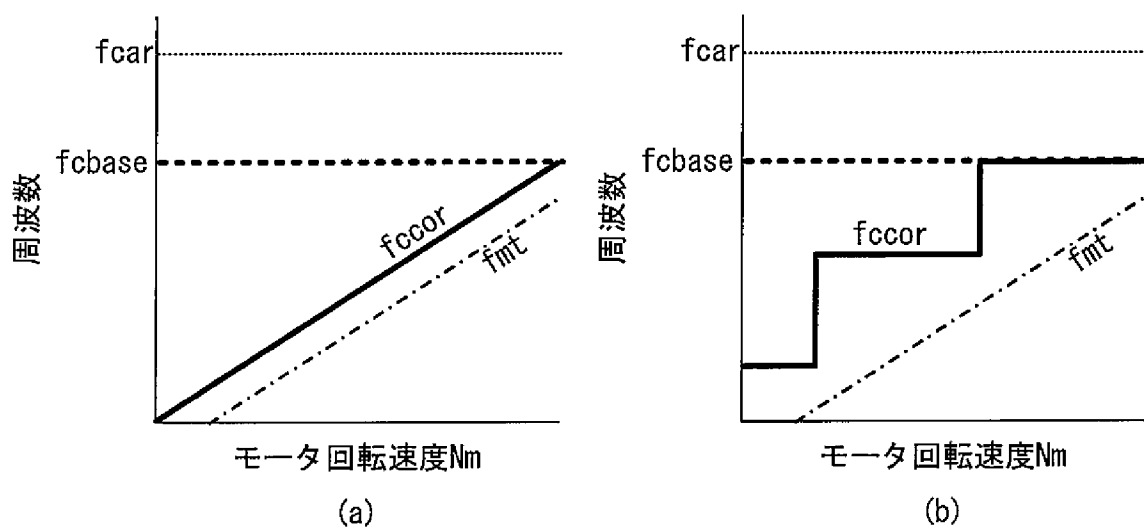
[図7]



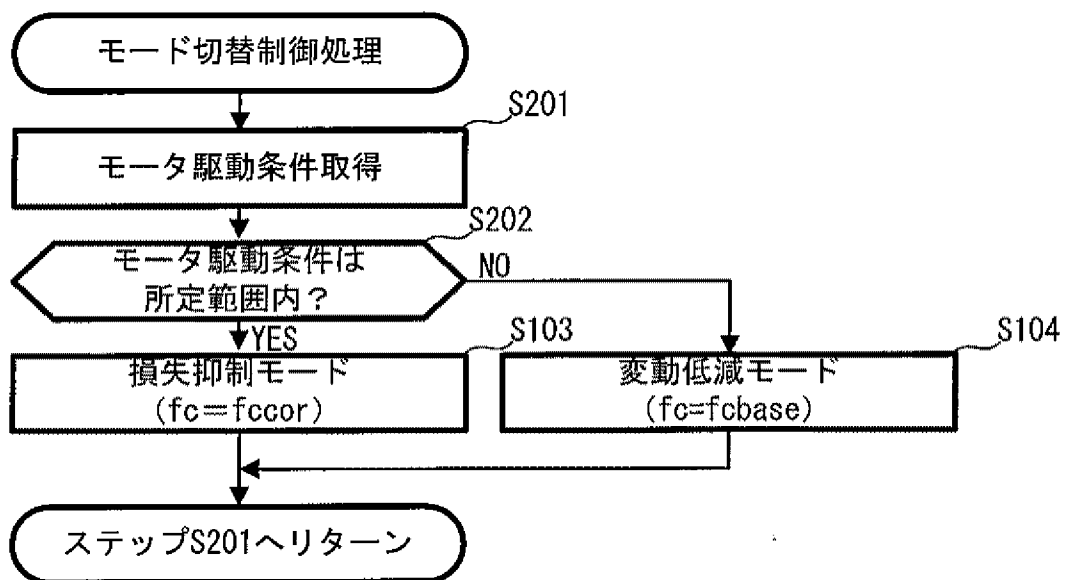
[図8]



[図9]



[図10]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2011/059652

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

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)

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	1996-2011
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2011	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2011

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 2006-254518 A (Yaskawa Electric Corp.), 21 September 2006 (21.09.2006), all pages (Family: none)	1-5
A	JP 9-14265 A (Shinko Electric Co., Ltd.), 14 January 1997 (14.01.1997), all pages (Family: none)	1-5
A	JP 2010-200534 A (Toyota Motor Corp.), 09 September 2010 (09.09.2010), all pages (Family: none)	1-5

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 July, 2011 (13.07.11)

Date of mailing of the international search report
26 July, 2011 (26.07.11)

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 (IPC))

Int.Cl. 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 (IPC))

Int.Cl. 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	1922-1996年
日本国公開実用新案公報	1971-2011年
日本国実用新案登録公報	1996-2011年
日本国登録実用新案公報	1994-2011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 2006-254518 A (株式会社安川電機) 2006.09.21, 全頁 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 9-14265 A (神鋼電機株式会社) 1997.01.14, 全頁 (ファミリーなし)	1-5
A	JP 2010-200534 A (トヨタ自動車株式会社) 2010.09.09, 全頁 (ファミリーなし)	1-5

☐ 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、一般的な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

13.07.2011

国際調査報告の発送日

26.07.2011

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁 (ISA/JP)
 郵便番号100-8915
 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)

三島木 英宏

電話番号 03-3581-1101 内線 3358

3V

3018