

(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
2016年9月15日(15.09.2016)



(10) 国際公開番号

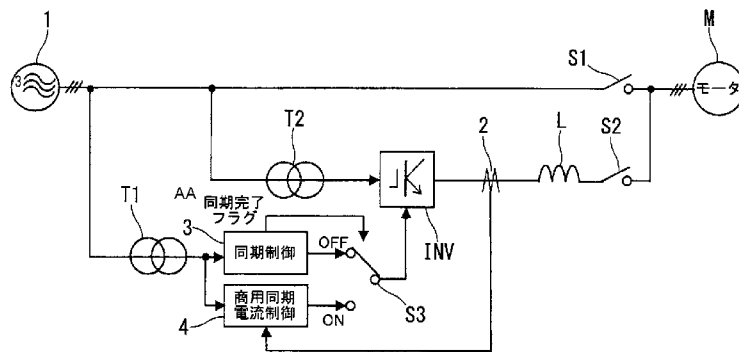
WO 2016/143481 A1

- (51) 国際特許分類:
H02P 1/46 (2006.01) H02P 21/34 (2016.01)
H02M 7/48 (2007.01)
- (21) 国際出願番号: PCT/JP2016/054794
- (22) 国際出願日: 2016年2月19日(19.02.2016)
- (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 2015-046997 2015年3月10日(10.03.2015) JP
- (71) 出願人: 株式会社明電舎(MEIDENSHA CORPORATION) [JP/JP]; 〒1416029 東京都品川区大崎2丁目1番1号 Tokyo (JP).
- (72) 発明者: 毛塚 信貴(KEDUKA, Nobutaka); 〒1416029 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP). 宮本 恭昌(MIYAMOTO, Yasumasa); 〒1416029 東京都品川区大崎2丁目1番1号 株式会社明電舎内 Tokyo (JP).
- (74) 代理人: 小林 博通, 外(KOBAYASHI, Hiromichi et al.); 〒1040044 東京都中央区明石町1番29号 桜済会ビル S H I G A 内外国特許事務所内 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, 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, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, 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, ST, 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),

[続葉有]

(54) Title: SYNCHRONIZATION CONTROL DEVICE FOR POWER CONVERTER

(54) 発明の名称: 電力変換器の同期制御装置



(57) Abstract: A synchronization control unit 3 operates a power converter INV by means of V/f control, with a first on/off switch S1 being "off" and a second on/off switch S2 being "on". A utility synchronization current control unit 4 operates the power converter INV by means of V/f control, with the first on/off switch S1 being "off" and the second on/off switch S2 being "on", until the rotation speed of a motor M reaches a predetermined value, and changes the control of the power converter INV to current control based on a current detection value detected by a current sensor 2 once the rotation speed of the motor M has reached the predetermined value. Thereafter, the utility synchronization current control unit turns the first on/off switch S1 "on" to supply power to the motor M from both the power converter INV and a utility power supply 1, then turns the second on/off switch S2 "off" to supply power to the motor M from the utility power supply 1. Consequently, the synchronization control device for the power converter can perform more accurate current control and allows for a stable transition from power converter-based driving to utility power supply-based driving.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2016/143481 A1



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))

同期制御部 3 は、第 1 の開閉スイッチ S 1 を「開」、第 2 の開閉スイッチ S 2 を「閉」として、電力変換器 I N V を V/f 制御で運転する。商用同期電流制御部 4 は、第 1 の開閉スイッチ S 1 を「開」、第 2 の開閉スイッチ S 2 を「閉」として、モータ M の回転速度が所定値に到達するまでは電力変換器 I N V を V/f 制御で運転し、モータ M の回転速度が所定値に到達した後は、電力変換器 I N V を電流センサ 2 が検出した電流検出値に基づいた電流制御に変更する。その後、第 1 の開閉スイッチ S 1 を「閉」にして、電力変換器 I N V と商用電源 1 の両方からモータ M に給電し、その後、第 2 の開閉スイッチ S 2 を「開」として、商用電源 1 からモータ M へ給電する。これにより、電力変換器の同期制御装置において、より精度よく電流制御を行い、安定して電力変換器駆動から商用電源駆動に移行させる。

明 細 書

発明の名称：電力変換器の同期制御装置

技術分野

[0001] 本発明は、商用電源で電動機（以下、モータと称する）を駆動させるために、電力変換器を用いてモータを始動し、電力変換器と商用電源とを同期させ、電力変換器駆動から商用電源駆動へと切り換える制御方式に関する。

背景技術

[0002] モータを商用電源で駆動させる場合、直入れ始動（全電圧始動）を行うと始動操作は容易であるが、始動トルクがモータ定格の200%～300%、始動電流がモータ定格電流の600%～800%と大きいため、始動電流に見合った大きな商用電源の容量が必要となる。

[0003] 商用電源の容量を小さくするために、交流を直流に変換する順変換部と直流を交流に変換する逆変換部を備える電力変換器（以下、インバータINVと記す。）でモータを始動させ、インバータINVの出力を商用電源と同期させる方式がある。

[0004] インバータINVは出力電圧または出力電流を制御する機能を持つ。したがって、インバータINVを用いる方式では、始動電流を上記の直入れ始動時よりも低い電流値に抑制できるため、商用電源の容量は小さくともよい。

[0005] インバータINVでモータを始動させる場合には、インバータINVの出力周波数、出力電圧を商用電源の出力周波数・出力電圧と同期させ、インバータINV駆動から商用電源駆動に切り換える。図1に示す電力変換器の同期制御装置の概略図に基づいてその動作を説明する。

[0006] モータ始動時は、商用電源1用の開閉スイッチS1をOFF、インバータINV用の開閉スイッチS2をONにしてインバータINVを運転し、インバータINVからモータMへ給電する。インバータINVからの給電によりモータMの回転速度が上昇する。

[0007] その後、モータMの回転速度が所定の速度に到達した後、商用電源1用の

開閉スイッチS1をON、インバータINV用の開閉スイッチS2をOFFに切り換えて、商用電源1からモータMへ給電する。

[0008] インバータINV駆動から商用電源1駆動への切替時に、商用電源1とインバータINV出力との同期が取れていない場合には、インバータINVが過電流や過電圧により故障停止してしまい、切り換えることができない恐れがある。そのため、商用電源1の出力電圧とインバータINVの出力電圧との同期は高精度で行う必要がある。

[0009] 関連技術である特許文献1，特許文献2の切替方式を簡単に説明する。一度、インバータINVの出力電圧における周波数を商用電源1の出力電圧における周波数に一致させてから、位相調整を行う。位相調整後にインバータINVの出力電圧が商用電源1の出力電圧と同期したと判定したら、インバータINVの出力電圧と商用電源1の出力電圧とをオーバーラップさせ、商用電源1駆動に切り換える。

[0010] 図16は、周波数が一致した段階でインバータINVの出力電圧ベクトル（位相）が、商用電源1の出力電圧ベクトルに対し進んでいる場合について示している。位相調整のための周波数変更手段は種々考えられるが、本質として位相調整期間が必要となる。

[0011] しかしながら、インバータINVの出力電圧と商用電源1の出力電圧とのオーバーラップ時は位相が同期した状態で切り換えるが、制御上の誤差があり実際の位相とずれていた場合には、インバータINVの出力電圧位相と商用電源1の出力電圧位相との位相差が許容値を超過して、後述の横流が流れやすくなる。そのため、過電流や過電圧が発生し、インバータINVが故障停止する恐れがある。

[0012] この課題を解決した先行技術が、特許文献1である。しかし、特許文献1は、切替動作時にインバータINVの電流制御を直接行っていないため、過電流抑制の効果が不十分であるという問題点がある。

[0013] 以上示したようなことから、電力変換器の同期制御装置において、より精度よく電流制御を行い、安定して電力変換器駆動から商用電源駆動に移行す

ることが課題となる。

先行技術文献

特許文献

[0014] 特許文献1：特開2006-149136号公報

特許文献2：特開2007-228738号公報

特許文献3：特開2006-149136号公報

発明の概要

[0015] 本発明は、前記従来の問題に鑑み、案出されたもので、その一態様は、商用電源とモータとの間に接続された第1の開閉スイッチと、前記第1の開閉スイッチに対して並列に接続された電力変換器と交流リアクトルと第2の開閉スイッチとを有する直列回路と、モータの始動時から商用電源の出力電圧と電力変換器の出力電圧が同期するまで電力変換器を制御する同期制御部と、商用電源の出力電圧と電力変換器の出力電圧が同期した後に、電力変換器を制御する商用同期電流制御部と、を備え、前記同期制御部による電力変換器の制御から前記商用同期電流制御部による電力変換器の制御へ切り換える電力変換器の同期制御装置であって、前記同期制御部は、前記第1の開閉スイッチを「開」、前記第2の開閉スイッチを「閉」として、電力変換器を V/f 制御で運転し、前記商用同期電流制御部は、前記同期制御部による電力変換器の制御からの切り換え直後は、前記第1の開閉スイッチを「開」、前記第2の開閉スイッチを「閉」として、電力変換器を V/f 制御で運転し、その後、電力変換器を電力変換器の出力の電流検出値に基づいた電流制御に変更し、その後、第1の開閉スイッチを「閉」にして、電力変換器と商用電源の両方からモータに給電し、その後、第2の開閉スイッチを「開」として、商用電源からモータへ給電することを特徴とする。

[0016] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値、q軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、 V/f 制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時

は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、d軸電流検出値とd軸電流指令値との偏差、q軸電流検出値とq軸電流指令値との偏差に基づいて、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、商用電源の位相情報に基づいて、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、を備えたことを特徴とする。

[0017] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値とq軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、V/f制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、商用電源の位相情報に基づいて、d軸電流指令値とq軸電流指令値を三相電流指令値に変換する二相三相変換部と、三相電流検出値と三相電流指令値との偏差に基づいて、三相電圧指令値を出力する電流制御部と、を備えたことを特徴とする。

[0018] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値、q軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、V/f制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、d軸電流検出値とd軸電流指令値との偏差、q軸電流検出値とq軸電流指令値との偏差に基づいて、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、前記d軸電圧指令値から、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分とq軸電流検出値とを乗算した値を減算して最終d軸電圧指令値として出力し、前記q軸電圧指令値に、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分とd軸電流検出値とを乗算した値を加算して最終q軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、商用電源の位相情報に基づいて、最終d軸電圧指令値と最終

q軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、を備えたことを特徴とする。

[0019] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値、q軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、V/f制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、d軸電流検出値とd軸電流指令値との偏差、q軸電流検出値とq軸電流指令値との偏差に基づいて、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、前記d軸電圧指令値から、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分とq軸電流指令値とを乗算した値を減算して最終d軸電圧指令値として出力し、前記q軸電圧指令値に、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分とd軸電流指令値とを乗算した値を加算して最終q軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、商用電源の位相情報に基づいて、最終d軸電圧指令値と最終q軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、を備えたことを特徴とする。

[0020] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値、q軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、V/f制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、d軸電流検出値とd軸電流指令値との偏差、q軸電流検出値とq軸電流指令値との偏差に基づいて、d軸電圧指令値とq軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と商用同期時の負荷運転状況の電流値とを乗算して電圧降下補償値を演算し、d軸電流指令値とq軸電流指令値に基づいて $\theta_{comp} = \tan^{-1} (d\text{軸電流指令値} / q\text{軸電流指令値})$ を演算し、前記

電圧降下補償値と $\sin(\theta_{comp})$ とを乗算して、d 軸電圧降下補償成分を演算し、前記電圧降下補償値と $\cos(\theta_{comp})$ とを乗算して、q 軸電圧降下補償成分を演算し、d 軸電圧指令値から d 軸電圧降下補償成分を減算して最終 q 軸電圧指令値として出力し、q 軸電圧指令値と q 軸電圧降下補償成分とを加算し、最終 d 軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、商用電源の位相情報に基づいて、最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、を備え、前記商用同期時の負荷運転状況の電流値と角周波数成分のうち少なくとも何れか一方を固定値とすることを特徴とする。

[0021] また、その一態様として、前記出力電圧誤差補償部は、前記 q 軸電流検出値または前記 q 軸電流指令値が所定値以下の場合 0 とすることを特徴とする。

[0022] また、その一態様として、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値と最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値とを入力し、V/f 制御時最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値とを二相三相変換部に出力し、電流制御時 d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを二相三相変換部に出力する切替スイッチを有することを特徴とする。

[0023] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、前記 d 軸電流検出値と前記 q 軸電流検出値の高周波成分を除去し、前記切替スイッチに出力するローパスフィルタを備えたことを特徴とする。

[0024] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、電流制御に切り換わってから所定時間後、d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を減衰することを特徴とする。

[0025] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、q 軸電流指令値を 0 に減衰させてから、d 軸電流指令値を 0 に減衰させることを特徴とする。

[0026] また、その一態様として、前記商用同期電流制御部は、電力変換器の出力電圧位相と商用電源の出力電圧位相との間に誤差がある場合、前記商用電源の位相情報を電力変換器の出力電圧位相から商用電源の出力電圧位相に徐々

に変化させることを特徴とする。

[0027] また、その一態様として、前記二相三相変換部は、 V/f 制御時に、電力変換器の出力電圧位相に基づいて d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換し、電流制御時に、商用電源の位相情報に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換し、前記三相二相変換部は、 V/f 制御時に、電力変換器の出力電圧位相に基づいて、三相電流検出値を d 軸電流検出値と q 軸電流検出値に変換し、電流制御時に、商用電源の位相情報に基づいて、三相電流検出値を d 軸電流検出値と q 軸電流検出値に変換することを特徴とする。

[0028] 本発明によれば、インバータの同期制御装置において、より精度よく電流制御を行い、安定して電力変換器駆動から商用電源駆動に移行することが可能となる。

図面の簡単な説明

[0029] [図1]実施形態 1 における電力変換器の同期制御装置を示す概略図。

[図2]実施形態 1 における同期制御の処理を示すタイムチャート。

[図3]実施形態 1 における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図4]実施形態 2 における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図5]実施形態 3 における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図6]実施形態 3 における減衰処理部を示すブロック図。

[図7]実施形態 3 における同期制御の処理を示すタイムチャート。

[図8]実施形態 4 における減衰処理部を示すブロック図。

[図9]実施形態 5 における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図10]実施形態 5 における変化率制限処理部を示すブロック図。

[図11] $\alpha - \beta$ 座標、d - q 座標を示す図。

[図12]モータの一次側周波数と商用電源位相に同期して回転する座標を示す図。

[図13]実施形態 6 における商用同期電流制御部を示す概略図。

[図14]実施形態 6 における座標軸選択部を示すブロック図。

[図15]実施形態7における商用同期電流制御部を示す概略図。

[図16]商用電源電圧ベクトルを α 軸上にとった場合のインバータ出力電圧ベクトルを示す図。

[図17]インバータ出力電圧のベクトル図。

[図18]実施形態8における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図19]実施形態8におけるd軸出力電圧誤差補償部を示すブロック図。

[図20]実施形態8におけるq軸出力電圧誤差補償部を示すブロック図。

[図21]実施形態9におけるq軸出力電圧誤差補償部を示すブロック図。

[図22]実施形態10における商用同期電流制御部を示すブロック図。

[図23]実施形態11における出力電圧誤差補償部を示すブロック図。

[図24]d, q軸電流と交流リアクトルの電圧降下分をベクトル図。

[図25]実施形態12における商用同期電流制御部の一部を示すブロック図。

発明を実施するための形態

[0030] 以下、本発明に係る電力変換器の同期制御装置の実施形態1～12を図1～図25に基づいて詳述する。

[0031] [実施形態1]

本実施形態1における電力変換器の同期制御装置の概略構成を図1に示す。商用電源1は三相交流電源である。商用電源1とモータMの間には商用電源1駆動用の開閉スイッチS1が接続されている。また、商用電源1用の開閉スイッチS1と並列に、入力用トランスT2、インバータINV、交流リアクトルL、インバータINV用の開閉スイッチS2の直列回路が接続されている。また、インバータINVの出力側には、インバータINVの三相電流検出値 I_u , I_v , I_w を検出する電流センサ2が設けられている。開閉スイッチS1, S2の切り切りを行うことにより商用電源1駆動とインバータINV駆動の切り換えを行う。

[0032] 交流リアクトルLは、インバータINV駆動と商用電源1駆動との切換時に商用電源1の出力電圧とインバータINVの出力電圧の電圧差及び位相差が起因で発生する電流を抑制する。

- [0033] 商用電源 1 の出力電圧を検出する為に商用同期用トランス T 1 を接続する。インバータ I N V では商用同期用トランス T 1 で検出した商用電源 1 の情報（商用電源 1 の出力電圧の振幅、位相、周波数など）を使用して同期制御部 3 と商用同期電流制御部 4 により同期制御を行う。スイッチ S 3 は、同期制御部 3 から出力された同期完了フラグに基づいて切り換える機能を持つ。同期完了フラグが立つまで（モータの始動時から商用電源 1 の出力電圧と電力変換器の出力電圧とが同期するまで）は、スイッチ S 3 は O F F 側であるので同期制御部 3 でインバータ I N V を制御する。同期完了フラグが立ってから（商用電源 1 の出力電圧とインバータ I N V の出力電圧が同期してから）は、スイッチ S 3 は O N 側であるので商用同期電流制御部 4 でインバータ I N V を制御する。
- [0034] 以下、この明細書内では商用電源 1 の出力電圧とインバータ I N V の出力電圧の電圧差及び位相差が起因で発生する電流を横流と定義する。図 2 に商用同期電流制御の流れを示す。図 2 に示す「同期完了」のタイミングで、同期完了フラグが立つ。
- [0035] 図 3 に商用同期電流制御部 4 のブロック図を示す。商用同期電流制御部 4 は、図 3 に示すように、電流センサ 2 で検出された三相電流検出値 I_u , I_v , I_w の 1 サンプル前の値を出力するバッファ Z^{-1} と、商用電源 1 の出力電圧の位相情報 θ_s を演算する商用電源位相演算部 5 と、商用電源 1 の位相情報 θ_s に基づいて 1 サンプル前の三相電流検出値 I_u , I_v , I_w を d 軸電流検出値 I_d , q 軸電流検出値 I_q に変換する三相二相変換部 7 と、d 軸電流指令値 I_d^* , q 軸電流指令値 I_q^* の 1 サンプル前の値を出力するバッファ Z^{-1} と、電流制御切換フラグに基づいて、V / f 制御時は d 軸電流検出値 I_d と q 軸電流検出値 I_q を d 軸電流指令値 I_d^* と q 軸電流指令値 I_q^* として出力し、電流制御時は 1 サンプル前の d 軸電流指令値 I_d^* , q 軸電流指令値 I_q^* （バッファ Z^{-1} の出力）を d 軸電流指令値 I_d^* , q 軸電流指令値 I_q^* として出力する切換スイッチ S 4 と、d 軸電流検出値 I_d と d 軸電流指令値 I_d^* との偏差、q 軸電流検出値 I_q と q 軸電流指令値 I_q^* との偏差に基づいて d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^*

とを出力する電流制御部 6 と、商用電源 1 の位相情報 θ_s に基づいて d 軸電圧指令値 V_d^* 、q 軸電圧指令値 V_q^* を三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に変換する二相三相変換部 8 と、を備える。この三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に基づいてインバータ 1NV を制御する。なお、図 2 では「同期完了」からインバータ出力電圧の 1 周期後に電流制御切換えフラグを ON している。電流制御切換えフラグを ON するタイミングはこれに限らなくともよい。

[0036] 電流制御部 6 の指令値は、 V/f 制御（インバータ 1NV の出力電圧／出力周波数比を一定にする制御）から電流制御（図 2 の ACR 制御）に切り換わる直前の d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q を用いるため、電流制御切換フラグが ON するまでは電流制御の指令値は d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q で更新し続けることとなる。電流制御切換フラグが ON した後は d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* の前回値（すなわち、電流制御切換フラグが ON する直前の d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q ）を保持し続けるようにする。

[0037] 同期完了時のインバータ 1NV の三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は、商用電源 1 の電圧振幅と位相を調整した値となるので、以下の（1）式のように表せる。

[0038] [数1]

$$\begin{aligned} V_u^* &= \sqrt{2}V \cos \theta \\ V_v^* &= \sqrt{2}V \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_w^* &= \sqrt{2}V \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

[0039] ここで、 V は電圧実効値、 θ はインバータ 1NV の出力電圧位相とし、 V は商用電源 1 の出力電圧の実効値と等しくする。このときにモータ M に流れる三相電流検出値 I_u 、 I_v 、 I_w を以下の（2）式のように定義する。

[0040]

[数2]

$$\begin{aligned} I_u &= \sqrt{2}I \cos \theta \\ I_v &= \sqrt{2}I \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ I_w &= \sqrt{2}I \cos \left(\theta - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

[0041] ここで、 I は電流検出値の実効値とする。

[0042] このとき、三相二相変換部 7 において、以下の (3) 式の座標変換の公式を使用して三相電流検出値 I_u 、 I_v 、 I_w から d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q に座標変換を行う。座標変換で使用する位相情報は商用電源 1 の位相情報 θ_s を使用する。

[0043] [数3]

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \\ -\sin \theta_s & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_u \\ I_v \\ I_w \end{bmatrix} \quad (3)$$

[0044] ここで、 θ_s は商用電源 1 の位相情報である。

[0045] d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q は以下の (4) 式のようにになる。

[0046] [数4]

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{3}I \cos(\theta - \theta_s) \\ I_q &= \sqrt{3}I \sin(\theta - \theta_s) \end{aligned} \quad (4)$$

[0047] ここで、インバータ 1NV 駆動から商用電源 1 駆動への切替時にはインバータ 1NV の出力電圧と商用電源 1 の出力電圧との同期が完了しているため、商用電源 1 の出力電圧位相とインバータ 1NV の出力電圧位相の差はわずかであり、等しいと考えても制御に影響することはほとんどない。

[0048] よって、 $\theta = \theta_s$ とする。この場合、d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q は以下の (5) 式のようにになる。

[0049] [数5]

$$\begin{aligned} I_d &= \sqrt{3}I \\ I_q &= 0 \end{aligned} \quad (5)$$

[0050] 電流制御部6では、d軸電流指令値 I_d^* とd軸電流検出値 I_d との差分、q軸電流指令値 I_q^* とq軸電流検出値 I_q の差分を比例積分制御（PI制御）を行うことにより、d軸電圧指令値 V_d^* 、q軸電圧指令値 V_q^* を生成する。電流制御部6の入力が（5）式のように $I_d = \sqrt{3}I$ 、 $I_q = 0$ となった場合には、電流制御部6の出力であるd軸電圧指令値 V_d^* 、q軸電圧指令値 V_q^* は以下の（6）式のようになる。

[0051] [数6]

$$\begin{aligned} V_d^* &= \sqrt{3}V \\ V_q^* &= 0 \end{aligned} \quad (6)$$

[0052] そして、二相三相変換部8により、商用電源1の位相情報 θ_s に基づき、以下の（7）式の座標変換の公式を使用して、d軸電圧指令値 V_d^* 、q軸電圧指令値 V_q^* を三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* に変換する。

[0053] [数7]

$$\begin{bmatrix} V_u^* \\ V_v^* \\ V_w^* \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) & -\sin \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d^* \\ V_q^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

[0054] このとき、三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* は以下の（8）式となる。

[0055]

[数8]

$$\begin{aligned} V_u^* &= \sqrt{2}V \cos \theta_s \\ V_v^* &= \sqrt{2}V \cos \left(\theta_s - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_w^* &= \sqrt{2}V \cos \left(\theta_s - \frac{4\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (8)$$

[0056] インバータ I N V の出力電圧が前記の三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* になるように制御が行われる。具体的には、図 3 のインバータ I N V において三相電圧指令値 V_u^* , V_v^* , V_w^* と三角波信号との比較信号を用いてインバータ内部のスイッチングデバイスの ON / OFF 制御を行い、インバータ I N V の出力電圧を生成する。

[0057] このとき、インバータ I N V の出力電圧と商用電源 1 の出力電圧とは、電圧振幅と位相がほぼ同期することとなるため、横流がほとんど発生しなくなる。

[0058] 以上示したように、本実施形態 1 における電力変換器の同期制御装置によれば、安定してインバータ I N V 駆動から商用電源 1 駆動に切り換えることが可能となる。また、特許文献 1 と比較して、インバータ I N V の出力電流を検出して電流指令値に保つ電流制御を行っているため制御の精度がよく、横流の抑制効果が高いという優位点を持つ。

[0059] したがって、電力変換器駆動から商用電源 1 駆動に切り換える際に、電力変換器が過電流や過電圧等の故障停止せずにより安定して移行することができる。これにより、モータ駆動システムの信頼性が向上する。

[0060] [実施形態 2]

本実施形態 2 は、実施形態 1 の商用同期電流制御部 4 にローパスフィルタ L P F を加えたものである。

[0061] 図 4 に本実施形態 2 における商用同期電流制御部 4 のブロック図を示す。

[0062] 図 4 に示すように、本実施形態 2 では、三相二相変換部 7 と切換スイッチ S 4 との間に、ローパスフィルタ L P F を設ける。d 軸電流検出値 I_d , q 軸

電流検出値 I_q には電流センサである HCT の残留磁束や電流センサ 2 の回路誤差によるオフセット成分や検出ゲインのずれによって発生する出力周波数の 1 次成分や 2 次成分が重畳される可能性がある。また、電流センサ 2 にノイズが重畳されると d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q にも重畳される。

[0063] これらの外乱成分が重畳された場合、本来 d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* として使用したい値とならず、電流制御を行ったときにインバータ INV は負荷トルクを上回るトルクを出力できず、モータ M が停止する恐れがある。

[0064] 一方、ローパスフィルタ LPF は、入力された d 軸電流検出値 I_d 、q 軸電流検出値 I_q の高周波成分を抑制して出力する機能を持つ。そのため、高周波成分である上記の外乱成分を除去する。

[0065] 以上示したように、本実施形態 2 によれば、実施形態 1 と同様の作用効果を奏する。また、実施形態 1 と比較して、電流センサ 2 の残留磁束や回転誤差によるオフセット成分や検出ゲインのずれによって発生する出力周波数の 1 次成分や 2 次成分が重畳されても、外乱成分を除去することが可能となる。

[0066] [実施形態 3]

図 5 に本実施形態 3 における商用同期電流制御部 4 のブロック図を示す。図 5 に示すように、本実施形態 3 では、切換スイッチ S4 と電流制御部 6 との間に減衰処理部 9 を設けている。インバータ INV の出力電圧と商用電源 1 の出力電圧とのオーバーラップ後に、図 1 に示すインバータ運転用の開閉スイッチ S2 を遮断するが、仮にこの開閉スイッチ S2 の遮断時に商用電源 1 側の電流値がほぼ 0 でインバータ INV 側の電流がモータの電流とほぼ一致しているとすると、駆動電力の供給がインバータ INV 側→商用電源 1 側に切り換わるため瞬間的に商用電源 1 側の電流が急増し、切換動作が不安定になる可能性がある。そのため、開閉スイッチ S2 を遮断する際には、減衰処理部 9 により、インバータ INV 側の電流を徐々に減衰させる。

[0067] 図 6 に減衰処理部 9 の詳細を示す。減算器 21 において切換スイッチ S4

の出力から後述する減算器 25 の 1 サンプル前の出力を減算する。スイッチ 22 は、d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* の極性を電流指令極性判定フラグに基づいて判定し、その判定結果に基づいてスイッチ 22 を正側または負側に切り換える。d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* の極性が正極だった場合、減衰レトリミッタ 23 a により正から零へ減衰するレートで d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* を減衰させる。また、d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* の極性が負側だった場合、減衰レトリミッタ 23 b により負から零へ減衰するレートで d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* を減衰させる。

[0068] スイッチ 24 はスイッチ 22 と同様に動作する。減算器 25 は、減算器 25 の出力からスイッチ 24 の出力を減算する。バッファ 26 は減算器 25 の 1 サンプル前の値を出力する。

[0069] また、電流指令極性判定フラグは、図 6 のクッション前電流指令の極性に従って立てる。クッション前電流指令の極性が正極であれば電流指令極性判定フラグは正となり、スイッチ 22 とスイッチ 24 は正側になる。クッション前電流指令の極性が負極であれば電流指令極性判定フラグは負となり、スイッチ 22 とスイッチ 24 は負側になる。

[0070] 減衰処理部 9 は、d 軸電流指令値 I_d^* と q 軸電流指令値 I_q^* のそれぞれについて、図 6 に示すように構成されている。

[0071] 図 7 に本実施形態 3 における商用同期制御の流れを示す。なお、電流制御に切り換わってから所定時間後である図 7 の「INV 電流低減開始」より前の期間では、レートの減衰を行わない。また、図 7 の「制御切換え」から「INV 電流低減開始」までの期間中に、商用電源 1 用の開閉スイッチ S1 を投入する。

[0072] 本実施形態 3 における電力変換器の同期制御装置によれば、実施形態 1, 2 と同様の作用効果を奏する。また、インバータ INV 用の開閉スイッチ S2 の遮断時にインバータ INV 側の電流はほぼ零となっているため、インバータ INV 駆動から商用電源 1 駆動への切換時に生じる不安定現象を抑制す

ることが可能となる。

[0073] [実施形態4]

実施形態3ではd軸電流指令値 I_d^* とq軸電流指令値 I_q^* を同時に減衰させたが、本実施形態4は、q軸電流を0に減衰してからd軸電流を0に減衰するものである。

[0074] d軸電流 I_d は磁束を制御する電流である。モータMは磁束が発生していないとトルクを発生できず回転することができないため、本実施形態4の方法で減衰させる方が、切換動作がより安定する。

[0075] 図8に本実施形態4の減衰処理部9の詳細を示す。q軸側には、減衰処理部9の出力側にq軸電流指令値 I_q^* が0となったか否かを判定する電流指令0判定部41を設けて、q軸電流指令0フラグを出力する。また、電流指令0判定部41は、減算器25から入力される値をクッション後q軸電流指令としてそのまま出力する。また、図8電流指令極性判定フラグは、実施形態3と同様に、図8のクッション前q軸電流指令の極性に従って立てる。

[0076] d軸側には、減衰処理部9の入力側と出力側に、電流指令0判定部41からq軸電流指令0フラグが入力されたときにONとなるスイッチ42, 43を設ける。そして、q軸電流指令値 $I_q^*=0$ となった時に図8下部の電流指令0判定部41がq軸電流指令0フラグを立てて、図8上部のスイッチ42, 43をON側（減衰処理部9側）にする。

また、d軸電流を0に減衰してからq軸電流を0に減衰するような構成にしても、減衰処理は行える。

[0077] 以上示したように、本実施形態4によれば、実施形態1～3と同様の作用効果を奏する。また、実施形態3と比較して、インバータINV駆動から商用電源1駆動へ切り換える際に、切換動作がより安定する。

[0078] [実施形態5]

図9に本実施形態5における商用同期電流制御部4のブロック図を示す。

[0079] インバータINVの出力電圧位相は、電流制御に切り換わった後には商用電源1の出力電圧位相で駆動するが、V/f制御時にはインバータINVの

出力周波数演算から求めた位相 θ により駆動している。

[0080] そのため、同期完了から電流制御開始までの期間（図2や図7の「同期完了」～「制御切換」の期間）では商用電源1の出力電圧位相とインバータ1NVの出力電圧位相の間にはずれが生じる。このずれ分が原因となって、電流制御時の制御精度が低下して、図2や図7のオーバーラップ期間中に過電流が発生する可能性がある。

[0081] そこで、インバータ1NVの出力周波数を演算する出力周波数演算部10と、インバータ1NVの出力電圧位相 θ を演算する位相演算処理部11と、商用電源1の出力電圧位相 θ_1 とインバータ1NVの出力電圧位相 θ のずれ分を切換え時に保持しておき変化率制限を設けてずれ分を徐々に0にする変化率制限処理部12と、を設ける。

[0082] 変化率制限処理部12の詳細を図10に示す。変化率制限処理部12は、商用電源1の出力電圧位相 θ_1 と図9の位相演算処理部11が出力するインバータ1NVの出力電圧位相 θ の差分（ $\theta - \theta_1$ ）を演算する減算部51と、同期完了フラグがOFFの期間は商用電源1の出力電圧位相とインバータ1NVの出力電圧位相 θ の差分を出力し、同期完了フラグがONのとき後述するスイッチ56の1サンプル前の出力を出力するスイッチ52と、位相誤差極性判定フラグが正の時、正側に切り換わり、位相誤差極性判定フラグが負の時、負側に切り換わるスイッチ53、56と、正から0に減衰させる減衰レトリミッタ54aと、負から0に減衰させる減衰レトリミッタ54bと、負側の減衰レトリミッタ54bの出力の絶対値を演算する絶対値演算処理部55と、スイッチ56の1サンプル前の値を出力するバッファ Z^{-1} と、商用電源1の位相情報 θ_s からスイッチ56の出力を減算する減算部57と、を備える。

[0083] 図2または図7の「同期完了」のタイミングで同期完了フラグがONとなつてからは、直前の商用電源1の位相 θ_1 と位相演算処理部11の位相 θ の差分を減衰レトリミッタ54a、54bによって減衰させていく。位相の差分（ $\theta - \theta_1$ ）が正か負であるかの極性を判定して、正の場合は位相誤差

極性判定フラグを正として、位相の差分が正から0になるよう減衰レトリミッタ54aにより減衰させる。位相の差分が負の場合には位相誤差極性判定フラグを負として、位相の差分が負から0になるように減衰レトリミッタ54bで減衰し、さらに絶対値演算処理部55により絶対値演算を行う。正と負どちらであっても0になったらリミットし、減衰レトリミッタ54a, 54bは0を出力する。商用電源1の位相 θ_1 からこの処理の出力（スイッチ56の出力）を減算した値を、図9の三相二相変換部7および二相三相変換部8で用いる位相情報 θ_s とする。

[0084] すなわち、インバータINVの出力電圧位相 θ と商用電源1の出力電圧位相 θ_1 との間に誤差がある場合、三相二相変換部7および二相三相変換部8で用いる商用電源1の位相情報 θ_s を、インバータINVの出力電圧位相 θ から商用電源1の出力電圧位相 θ_1 に徐々に変化させる。

[0085] なお、図2、図7の「同期完了」より前の期間では、レートの減衰を行わない。

[0086] 以上示したように、本実施形態5によれば、実施形態1～4と同様の作用効果を奏する。また、変化率制限処理部12を設けることにより、インバータINV駆動と商用電源1駆動とでオーバーラップ駆動する際に電流が急変することがなく故障停止することを抑制し、安定して運転することが可能となる。

[0087] [実施形態6]

実施形態1と実施形態5ではインバータINVの出力周波數位相の座標系から商用電源1の出力電圧位相の座標系に移行する際には位相のみに着目していたが、本実施形態6では、位相と電圧の大きさを考慮して座標系を移行する。図11に三相交流の電圧ベクトルと $\alpha-\beta$ 座標系、 $d-q$ 座標系の関係を示す。

[0088] $\alpha-\beta$ 座標系は三相を二相変換した後の座標系であり固定座標系と呼ばれる。 $d-q$ 座標系は $\alpha-\beta$ 座標系をある位相で回転させる座標系である。一般的にはモータMの一次側周波数に同期して回転する座標で回転座標系と呼

ばれる。

[0089] 図 1 2 に、モータ M の一次側周波数に同期して回転する座標系を $d_m - q_m$ 座標系、商用電源 1 の電圧位相に同期して回転する座標系を $d_s - q_s$ 座標系と定義した時の図を示す。

[0090] モータ M の一次側周波数の位相を θ_m 、商用電源 1 の位相情報を θ_s とする。ここで、電圧ベクトル V_1 を図 1 2 のように定義する場合を考える。電圧ベクトル V_1 を $d_m - q_m$ 座標系と $d_s - q_s$ 座標系に分配する。このとき、 $d_m - q_m$ 座標系の d 軸電圧を V_{dm} とし q 軸電圧を V_{qm} とする。また、 $d_s - q_s$ 座標系の d 軸電圧を V_{ds} とし q 軸電圧を V_{qs} とする。

[0091] 座標変換に使用する位相をインバータ INV の出力周波数の位相から商用電源 1 の出力電圧位相に切り換える際（図 2，図 7 の「制御切換」のタイミング）に d 軸電圧を V_{dm} から V_{ds} にし、 q 軸電圧を V_{qm} から V_{qs} にすれば、モータ M の一次電圧（モータ M へ印加する電圧）のベクトルの大きさを維持しつつ商用電源 1 の出力電圧位相に切り換えることが可能となる。

[0092] これにより、切換動作時にモータ M へ印加する電圧を、より安定化させることができる。

[0093] 図 1 3 に、本実施形態 6 の商用同期電流制御部 4 のブロック図を示す。本実施形態 6 では、実施形態 5 の三相二相変換部 7、二相三相変換部 8 の代わりに、座標軸選択部 1 3，1 4 を設けている。上記内容の処理は座標軸選択部 1 3，1 4 で行われる。図 1 4 は、座標軸選択部 1 3，1 4 の詳細ブロック図である。図 1 4 に示すように、座標軸選択部 1 4 は二相三相変換部 3 1，3 2 を有し、座標軸選択部 1 3 は三相二相変換部 3 4，3 5 を有する。二相三相変換部 3 2 と三相二相変換部 3 5 は、商用電源 1 の位相情報 θ_s で座標変換を行い、二相三相変換部 3 1 と三相二相変換部 3 4 はインバータ INV の出力電圧位相 θ で座標変換する。電流制御切換フラグは、図 2 または図 7 の「制御切換」のタイミングで立てる。

[0094] 電流制御（ACR 制御）に切り換わる前までは、図 1 4 の切換スイッチ 3 3，3 6 は OFF 側であり、二相三相変換部 3 1，三相二相変換部 3 4 にお

いて、インバータ I N V における出力周波数指令からの出力電圧位相 θ で座標変換する。電流制御（A C R 制御）に切り換わった後は、図 1 4 の切換スイッチ 3 3, 3 6 は O N 側となり、二相三相変換部 3 2、三相二相変換部 3 5 において、商用電源 1 の位相情報 θ_s で座標変換することとなる。

[0095] 以上示したように、本実施形態 6 によれば、実施形態 1 ~ 5 と同様の作用効果を奏する。また、モータ M と一次電圧のベクトルの大きさを維持しつつ、商用電源 1 の出力電圧位相に切り換えることが可能となる。

[0096] [実施形態 7]

本実施形態 7 の商用同期電流制御部 4 を図 1 5 に示す。電流制御を座標変換せずに三相電流のまま行ってもよい。この場合は、図 1 5 に示すように、d 軸電流指令値 I_d^* 、q 軸電流指令値 I_q^* を二相三相変換部 8 により二相三相変換して、三相電流指令値 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* を生成する。そして、電流制御部 6 において、三相電流指令値 I_u^* 、 I_v^* 、 I_w^* と三相電流検出値 I_u 、 I_v 、 I_w との偏差に基づいて三相電圧指令値 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を算出する。

[0097] 本実施形態 7 によれば、実施形態 1 ~ 実施形態 6 と同様の作用効果を奏する。また、電流制御中に座標変換の演算が必要なくなり、電流制御系の構成が簡単となる。

[0098] [実施形態 8]

インバータ I N V の出力電圧は、インバータ I N V の出力側に接続されている交流リアクトル L により電圧降下が発生する。この交流リアクトル L による電圧降下がインバータ I N V の出力電圧と商用電源電圧の電位差と位相差になり横流が発生する。本実施形態 8 では、この横流を抑制するために交流リアクトル L による電圧降下を補償する。

[0099] インバータ I N V の出力電圧のベクトル図を図 1 7 に示す。図 1 7 の左側に駆動負荷時を示し、図 1 7 の右側に回生負荷時の状態を示す。ここでは、誘導電動機（モータ）を例として示す。

[0100] ここで、図 1 7 内の記号は I_1 : 一次電流, I_d : d 軸電流検出値, I_q : q 軸電流検出値, ω_1 : インバータ I N V の角周波数成分 ($= 2\pi \times$ インバー

タ I_{NV} の出力周波数) , L_1 : 交流リアクトル L のインダクタンス, L_s : モータの漏れリアクタンス, R_1 : モータの一次抵抗, V_1 : モータ端子出力電圧, E_2 : モータ誘起電圧, V_{ac1} : 交流リアクトル L による電圧降下分を表している。

[0101] $V_1 + V_{ac1}$ はインバータ I_{NV} の出力電圧であり、 V_1 はモータ端子電圧となる。図 17 からわかる通りインバータ I_{NV} の出力電圧 $V_1 + V_{ac1}$ とモータ端子電圧 V_1 には差が生じる。商用電源 1 は電磁接触器を介してモータ M に接続されているので商用電源 1 の電圧とインバータ I_{NV} の出力電圧 $V_1 + V_{ac1}$ の大きさと位相を合わせるだけでは差が生じ横流が発生する。交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} だけ補償すれば横流を抑制することができる。

[0102] 図 17 より駆動負荷時と回生負荷時共に交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} を d 軸と q 軸に分配すると、交流リアクトル L による電圧降下分 V_{ac1} の d 軸電圧成分は $\omega_1 \times L_1 \times (-I_q)$ 、交流リアクトル L による電圧降下分 V_{ac1} の q 軸電圧成分は $\omega_1 \times L_1 \times I_d$ となる。この d 軸と q 軸に分配した交流リアクトル L の電圧降下分をそれぞれ電流制御の出力である d 軸電圧指令値 V_d^* と q 軸電圧指令値 V_q^* に重畳させればよい。

[0103] 図 18 は、本実施形態 8 における商用同期電流制御部 4 を示すブロック図である。本実施形態 8 の商用同期電流制御部 4 は、実施形態 7 の商用同期電流制御部 4 に周波数演算部 15 と出力電圧誤差補償部 16 を追加したものである。

[0104] 交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} の補償を出力電圧誤差補償部 16 で行う。出力電圧誤差補償部 16 で使用する周波数成分は、変化率制限処理部 12 が出力する位相情報 θ_s を微分することにより得る。さらに、周波数演算部 15 において、前記位相情報 θ_s に 2π を乗算させることによって角周波数成分 ω_1 が得られる。

[0105] 出力電圧誤差補償部 16 は、 d 軸、 q 軸にそれぞれ設けられている。図 19 に d 軸に関する出力電圧誤差補償部 16 を示し、図 20 に q 軸に関する出

力電圧誤差補償部 16 の詳細を示す。

[0106] 図 19 に示すように、d 軸の出力電圧誤差補償部 16 は、乗算器 61a において角周波数成分 ω_1 と交流リアクトル L のインダクタンス値 L_1 と q 軸電流検出値 I_q とを乗算する。減算器 62a において d 軸電圧指令値 V_d^* から乗算器 61b の出力 $\omega_1 \times L_1 \times I_q$ を減算し、最終 d 軸電圧指令値 V_{d1}^* としている。

[0107] また、図 20 に示すように、q 軸の出力電圧誤差補償部 16 は、乗算器 61b において、角周波数成分 ω_1 と交流リアクトル L のインダクタンス値 L_1 と d 軸電流検出値 I_d とを乗算する。加算器 62b において q 軸電圧指令値 V_q^* と乗算器 61b の出力 $\omega_1 \times L_1 \times I_d$ を加算し、最終 q 軸電圧指令値 V_{q1}^* としている。

[0108] このように、前述の交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} の d 軸成分 = $\omega_1 \times L_1 \times (-I_q)$ 、交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} の q 軸成分 = $\omega_1 \times L_1 \times I_d$ に基づいた処理をしている。

[0109] 本実施形態 8 は、同期切換を行う先行技術の特許文献 3 と比較して、インバータ INV の出力電流を検出して指令値に保つ電流制御を行っているため制御の精度がよく、そのため切換動作中の横流の抑制効果が高い。

[0110] したがって、インバータ INV による駆動から商用電源 1 への駆動に移行する際に、電力変換器が過電流や過電圧等の故障停止せずに移行することが、より安定にできる。これにより、モータ駆動システムの信頼性が向上する。

[0111] さらに、実施形態 1～7 と比較して、交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} を考慮しているため、過電流抑制効果がさらに向上し、モータ駆動システムの信頼性がさらに向上する。

[0112] [実施形態 9]

本実施形態 9 は、出力電圧誤差補償部 16 にデッドバンドを設けたものである。無負荷時には q 軸電流値が 0 となるので電流検出値にノイズが重畳されると極性が反転する可能性がある。極性が反転すると本来補償したい成分

とずれる可能性がある。よって、デッドバンドを設け、無負荷時もしくは軽負荷時（すなわち、図 18 の電流検出値 I_u , I_v , I_w が所定値以下の場合）には q 軸電流によって発生する成分は補償しないようにする。

[0113] 図 21 にデッドバンド 63 を設けた時の出力電圧誤差補償部 16 の詳細を示す。図 21 に示すように、デッドバンド 63 は q 軸電流指令値 I_q^* を入力し、出力を乗算器 61a に出力している。デッドバンド 63 の出力は、 I_q の絶対値が所定値以下の場合は 0 を出力し、 I_q の絶対値が所定値を超過する場合は I_q を出力する。その他の構成は実施形態 8 と同様である。

[0114] 以上示したように、本実施形態 9 は実施形態 8 と同様の作用効果を奏する。また、電流検出値 I_u , I_v , I_w が所定値以下の場合において、電流検出値 I_u , I_v , I_w にノイズが重畳しても極性が反転し本来補償したノイズとずれることを抑制することができる。

[0115] [実施形態 10]

実施形態 8 の出力電圧誤差補償部 16 では電圧指令値 V_d^* , V_q^* , 角周波数成分 ω_1 , 電流検出値 I_d , I_q を用いているが、電流検出値 I_d , I_q の代わりに電流指令値 I_d^* , I_q^* の情報を用いて交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} を補償してもよい。

[0116] 図 22 に本実施形態 10 における商用同期電流制御部 4 のブロック図を示す。電流制御を行うので電流検出値 I_d , I_q と電流指令値 I_d^* , I_q^* は一致しているとみなしてもよい。また、電流指令値 I_d^* , I_q^* は図 2 の V/f 制御から電流制御に切り替わる直前の電流検出値 I_d , I_q を用いているため電流検出値と等価とみなせる。

[0117] 以上示したように、本実施形態 10 は実施形態 8, 9 と同様の効果を奏する。また、電流指令値 I_d^* , I_q^* を用いることにより電流検出値 I_d , I_q に含まれる可能性のあるノイズ等の外乱成分を除去することができる。

[0118] [実施形態 11]

図 23 に本実施形態 11 における出力電圧誤差補償部 16 のブロック図を示す。本実施形態 11 は、交流リアクトル L の電圧降下補償を固定値で与え

るものである。

[0119] 図23に示すように、本実施形態11における出力電圧誤差補償部16は、乗算器64と、 θ_{comp} 演算部65と、乗算器66a、66bと、減算器67aと、加算器67bと、を有する。

[0120] 乗算器64は、交流リアクトルLのインダクタンス値L1と角周波数成分 ω_1 と商用同期時の負荷運転状況の電流値Iとを乗算して電圧降下補償値 V_{comp} を演算する。 θ_{comp} 演算部65は、d軸電流指令値 I_d^* とq軸電流指令値 I_q^* に基づいて θ_{comp} を演算する。

[0121] 乗算器66aは電圧降下補償値 V_{comp} と $\sin(\theta_{comp})$ とを乗算してd軸電圧降下補償成分 V_{d_comp} を演算する。乗算器66bは電圧降下補償値 V_{comp} と $\cos(\theta_{comp})$ とを乗算してq軸電圧降下補償成分 V_{q_comp} を演算する。

[0122] 減算器67aはd軸電圧指令値 V_d^* からd軸電圧降下補償成分 V_{d_comp} を減算し最終d軸電圧指令値 V_{d1}^* として出力する。加算器67bはq軸電圧指令値 V_q^* とq軸電圧降下補償成分 V_{q_comp} を加算し最終q軸電圧指令値 V_{q1}^* として出力する。

[0123] 予め交流リアクトルLのインダクタンス値L1と商用電源1と同期する際の負荷運転の状況（すなわち、電流値 $I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ と角周波数成分 ω_1 ）が分かっているならば実施形態8の図17に示してある下記の(9)式で電圧降下補償値を演算できる。この方法を用いれば電流センサ2や図18の周波数演算部15がなくても交流リアクトルLの電圧降下分 V_{ac1} を補償することができる。電圧降下補償値を V_{comp} とする。

[0124] [数9]

$$V_{comp} = \omega_1 \times L_1 \times I \quad (9)$$

[0125] d軸電流指令値 I_d^* とq軸電圧指令値 I_q^* を用いdq軸への投影を行う。図24にdq軸電流指令値 I_d^* 、 I_q^* と交流リアクトルLの電圧降下分 V_{ac1} のみのベクトル図を示す。駆動時と回生時では考え方に違いはないため駆動

負荷時のみを示す。

[0126] d q 軸への投影するための比率は下記の (10) 式で求める。

[0127] [数10]

$$\theta_{comp} = \tan^{-1} \left(\frac{I_d^*}{I_q^*} \right) \quad (10)$$

[0128] 図 24 より d q 軸電圧補償成分への変換を上記の (10) 式で求めた θ_{comp} を使用して下記の (11) 式, (12) 式で演算することにより変換できることがわかる。ここで、以下の (11) 式, (12) 式のように、d 軸電圧補償成分を V_{d_comp} とし、q 軸電圧補償成分を V_{q_comp} とする。

[0129] [数11]

$$V_{d_comp} = V_{comp} \times \sin(\theta_{comp}) \quad (11)$$

[0130] [数12]

$$V_{q_comp} = V_{comp} \times \cos(\theta_{comp}) \quad (12)$$

[0131] これらを電流制御の出力である d q 軸電圧指令値 V_d^* , V_q^* にそれぞれ重畳させればよい。

[0132] 本実施形態 11 では、角周波数成分 ω_1 と d 軸電流指令値 I_d^* , q 軸電流指令値 I_q^* を共に固定値として d 軸電圧降下補償成分 V_{d_comp} , q 軸電圧降下補償成分 V_{q_comp} を上式より求めた。また、一方のみを固定値とし、他方を図 18 に示す検出値より求める方法を適用してもよい。

[0133] 以上示したように、本実施形態 11 によれば、実施形態 8 ~ 10 と同様の作用効果を奏する。また、電流センサ 2 や周波数演算部 18 がなくても交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} を補償することができる。

[0134] [実施形態 12]

本実施形態 12 は、同期完了前の V/f 制御中に出力電圧誤差補償を行うものである。本実施形態 12 を適用した場合、図 18、図 22 の電流制御部 6、出力電圧誤差補償部 16、二相三相変換部 8 間の構成は図 25 となる。

[0135] すなわち、図 25 に示すように、本実施形態 12 では出力電圧誤差補償部 16 と二相三相変換部 8 との間に切換スイッチ S5 が設けられる。切換スイッチ S5 は dq 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* と最終 dq 軸電圧指令値 V_{d1}^* 、 V_{q1}^* を入力する。

[0136] 切換スイッチ S5 は、電流制御切換フラグ = 0（すなわち、 V/f 制御中）の期間中は OFF 側に接続し、二相三相変換部 8 には最終 dq 軸電圧指令値 V_{d1}^* 、 V_{q1}^* を出力する。電流制御切換フラグ = 1（すなわち、ACR 制御中）の期間中は ON 側に接続し、二相三相変換部 8 には dq 軸電圧指令値 V_d^* 、 V_q^* を出力する。

[0137] 同期完了前に出力電圧誤差補償を行っていれば電流制御に切り替えてからは出力電圧誤差補償の必要がない。

[0138] 電流制御（ACR 制御）時は、インバータ INV は交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} を含んだ電圧を出力する。この場合、電流検出値の情報には交流リアクトル L の電圧降下分 V_{ac1} が含まれるので、出力電圧誤差補償の必要がなくなる。

[0139] 本実施形態 12 では、電流制御中に複雑な演算が必要なくなりより簡単な構成にでき、電流制御中の演算負荷を低減できる。

[0140] 以上、本発明において、記載された具体例に対してのみ詳細に説明したが、本発明の技術思想の範囲で多彩な変形および修正が可能であることは、当業者にとって明白なことであり、このような変形および修正が特許請求の範囲に属することは当然のことである。

請求の範囲

[請求項1]

商用電源とモータとの間に接続された第1の開閉スイッチと、
前記第1の開閉スイッチに対して並列に接続された電力変換器と交流リアクトルと第2の開閉スイッチとを有する直列回路と、
モータの始動時から商用電源の出力電圧と電力変換器の出力電圧が同期するまで電力変換器を制御する同期制御部と、
商用電源の出力電圧と電力変換器の出力電圧が同期した後に、電力変換器を制御する商用同期電流制御部と、を備え、
前記同期制御部による電力変換器の制御から前記商用同期電流制御部による電力変換器の制御へ切り換える電力変換器の同期制御装置であって、
前記同期制御部は、前記第1の開閉スイッチを「開」、前記第2の開閉スイッチを「閉」として、電力変換器をV/f制御で運転し、
前記商用同期電流制御部は、
前記同期制御部による電力変換器の制御からの切り換え直後は、前記第1の開閉スイッチを「開」、前記第2の開閉スイッチを「閉」として、電力変換器をV/f制御で運転し、その後、電力変換器を電力変換器の出力の電流検出値に基づいた電流制御に変更し、
その後、第1の開閉スイッチを「閉」にして、電力変換器と商用電源の両方からモータに給電し、その後、第2の開閉スイッチを「開」として、商用電源からモータへ給電する電力変換器の同期制御装置。

[請求項2]

前記商用同期電流制御部は、
商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値をd軸電流検出値、q軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、
V/f制御時はd軸電流検出値とq軸電流検出値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力し、電流制御時は1サンプル前のd軸電流指令値とq軸電流指令値をd軸電流指令値とq軸電流指令値として出力する切換スイッチと、

d 軸電流検出値と d 軸電流指令値との偏差、q 軸電流検出値と q 軸電流指令値との偏差に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、

商用電源の位相情報に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、

を備えた請求項 1 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項3]

前記商用同期電流制御部は、

商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値を d 軸電流検出値と q 軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、

V / f 制御時は d 軸電流検出値と q 軸電流検出値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力し、電流制御時は 1 サンプル前の d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力する切換スイッチと、

商用電源の位相情報に基づいて、d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を三相電流指令値に変換する二相三相変換部と、

三相電流検出値と三相電流指令値との偏差に基づいて、三相電圧指令値を出力する電流制御部と、

を備えた請求項 1 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項4]

前記商用同期電流制御部は、

商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値を d 軸電流検出値、q 軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、

V / f 制御時は d 軸電流検出値と q 軸電流検出値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力し、電流制御時は 1 サンプル前の d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力する切換スイッチと、

d 軸電流検出値と d 軸電流指令値との偏差、q 軸電流検出値と q 軸電流指令値との偏差に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、

前記 d 軸電圧指令値から、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と q 軸電流検出値とを乗算した値を減算して最終 d 軸電圧指令値として出力し、前記 q 軸電圧指令値に、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と d 軸電流検出値とを乗算した値を加算して最終 q 軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、

商用電源の位相情報に基づいて、最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、

を備えた請求項 1 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項5]

前記商用同期電流制御部は、

商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値を d 軸電流検出値、q 軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、

V / f 制御時は d 軸電流検出値と q 軸電流検出値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力し、電流制御時は 1 サンプル前の d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力する切換スイッチと、

d 軸電流検出値と d 軸電流指令値との偏差、q 軸電流検出値と q 軸電流指令値との偏差に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、

前記 d 軸電圧指令値から、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と q 軸電流指令値とを乗算した値を減算して最終 d 軸電圧指令値として出力し、前記 q 軸電圧指令値に、交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と d 軸電流指令値とを乗算した値を加算して最終 q 軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、

商用電源の位相情報に基づいて、最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、

を備えた請求項 1 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項6]

前記商用同期電流制御部は、

商用電源の位相情報に基づいて、電力変換器出力の三相電流検出値

を d 軸電流検出値、q 軸電流検出値に変換する三相二相変換部と、

V/f 制御時は d 軸電流検出値と q 軸電流検出値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力し、電流制御時は 1 サンプル前の d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を d 軸電流指令値と q 軸電流指令値として出力する切換スイッチと、

d 軸電流検出値と d 軸電流指令値との偏差、q 軸電流検出値と q 軸電流指令値との偏差に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを出力する電流制御部と、

交流リアクトルのインダクタンス値と角周波数成分と商用同期時の負荷運転状況の電流値とを乗算して電圧降下補償値を演算し、d 軸電流指令値と q 軸電流指令値に基づいて $\theta_{comp} = \tan^{-1} (d \text{ 軸電流指令値} / q \text{ 軸電流指令値})$ を演算し、前記電圧降下補償値と $\sin(\theta_{comp})$ とを乗算して、d 軸電圧降下補償成分を演算し、前記電圧降下補償値と $\cos(\theta_{comp})$ とを乗算して、q 軸電圧降下補償成分を演算し、d 軸電圧指令値から d 軸電圧降下補償成分を減算して最終 q 軸電圧指令値として出力し、q 軸電圧指令値と q 軸電圧降下補償成分とを加算し、最終 d 軸電圧指令値として出力する出力電圧誤差補償部と、

商用電源の位相情報に基づいて、最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換する二相三相変換部と、

を備え、前記商用同期時の負荷運転状況の電流値と角周波数成分のうち少なくとも何れか一方を固定値とする請求項 1 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項7] 前記出力電圧誤差補償部は、

前記 q 軸電流検出値の絶対値または前記 q 軸電流指令値の絶対値が所定値以下の場合 0 とする請求項 4 ～ 6 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項8] d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値と最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸

電圧指令値とを入力し、 V/f 制御時最終 d 軸電圧指令値と最終 q 軸電圧指令値とを二相三相変換部に出し、電流制御時 d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値とを二相三相変換部に出し、切替スイッチを有する請求項 4～7 のうち何れか 1 項に記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項9] 前記商用同期電流制御部は、
前記 d 軸電流検出値と前記 q 軸電流検出値の高周波成分を除去し、前記切替スイッチに出し、ローパスフィルタを備えた請求項 2～6 のうち何れか 1 項に記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項10] 前記商用同期電流制御部は、
電流制御に切り換わってから所定時間後、d 軸電流指令値と q 軸電流指令値を減衰する請求項 2～7 のうち何れかに記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項11] 前記商用同期電流制御部は、
q 軸電流指令値を 0 に減衰させてから、d 軸電流指令値を 0 に減衰させる請求項 10 記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項12] 前記商用同期電流制御部は、
電力変換器の出力電圧位相と商用電源の出力電圧位相との間に誤差がある場合、前記商用電源の位相情報を電力変換器の出力電圧位相から商用電源の出力電圧位相に徐々に変化させる請求項 2～9 のうち何れかに 1 項に記載の電力変換器の同期制御装置。

[請求項13] 前記二相三相変換部は、
 V/f 制御時に、電力変換器の出力電圧位相に基づいて d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換し、
電流制御時に、商用電源の位相情報に基づいて、d 軸電圧指令値と q 軸電圧指令値を三相電圧指令値に変換し、
前記三相二相変換部は、
 V/f 制御時に、電力変換器の出力電圧位相に基づいて、三相電流

検出値を d 軸電流検出値と q 軸電流検出値に変換し、

電流制御時に、商用電源の位相情報に基づいて、三相電流検出値を d 軸電流検出値と q 軸電流検出値に変換する請求項 2 ～ 12 のうち何れか 1 項に記載の電力変換器の同期制御装置。

The diagram illustrates the timing sequence for an inverter system during a control mode transition. The horizontal axis represents time, divided into three main phases: **インバータ駆動** (Inverter Drive), **オーバーラップ期間** (Overlap Period), and **商用電源駆動** (Commercial Power Drive).

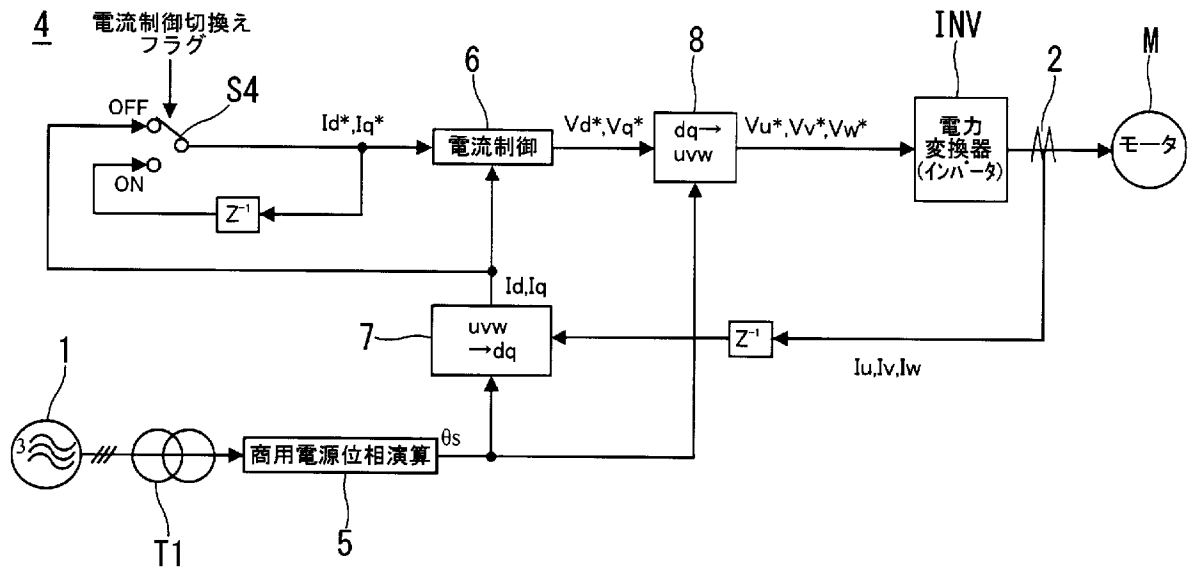
Signals and Waveforms:

- INV運転指令** (Inverter Operation Command): A pulse signal that starts at the beginning of the inverter drive phase and ends at the start of the commercial power drive phase.
- 同期制御開始指令** (Synchronization Control Start Command): A pulse signal that starts at the beginning of the inverter drive phase and ends at the end of the overlap period.
- 商用駆動用開閉スイッチ投入** (Commercial Drive Switch On): A step signal that transitions from low to high at the start of the overlap period and remains high through the commercial power drive phase.
- INV駆動用開閉スイッチ投入** (Inverter Drive Switch On): A step signal that transitions from low to high at the start of the inverter drive phase and returns to low at the end of the overlap period.
- 商用電源電圧** (Commercial Power Voltage): A sinusoidal waveform that is present throughout the commercial power drive phase.
- インバータ出力電圧** (Inverter Output Voltage): A triangular waveform (PWM) that is present during the inverter drive phase and the overlap period.
- 商用側電流** (Commercial Side Current): A signal that transitions from zero to a constant high level at the start of the commercial power drive phase.
- インバータ側電流** (Inverter Side Current): A signal that remains at zero throughout the entire sequence.
- 電流制御切換えフラグ** (Current Control Switching Flag): A signal that transitions from OFF (low) to ON (high) at the start of the overlap period and remains ON through the commercial power drive phase.

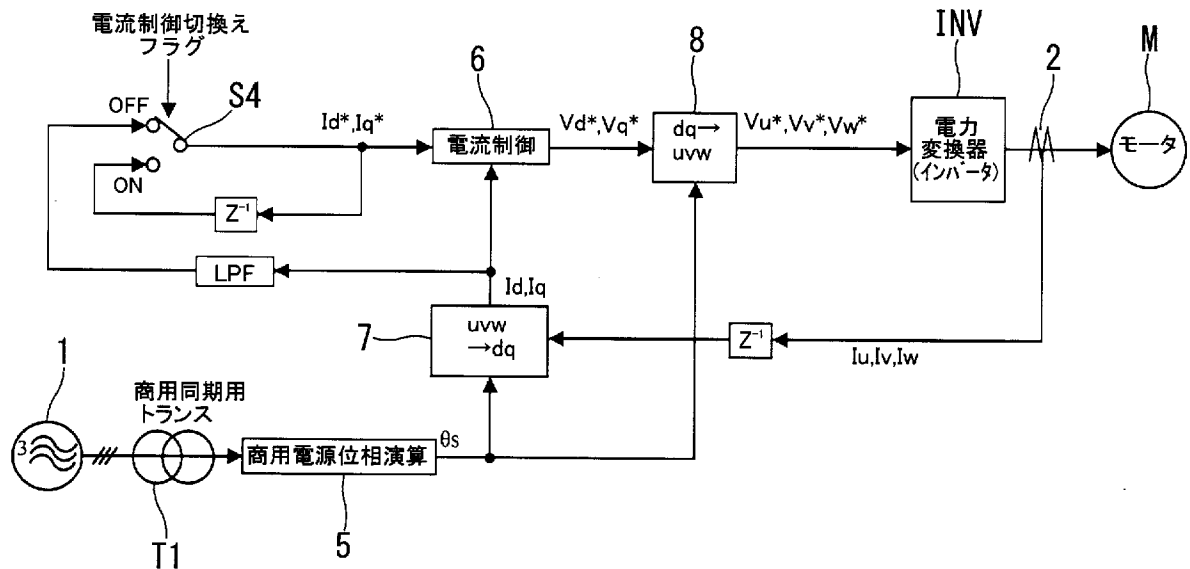
Control Modes and Transitions:

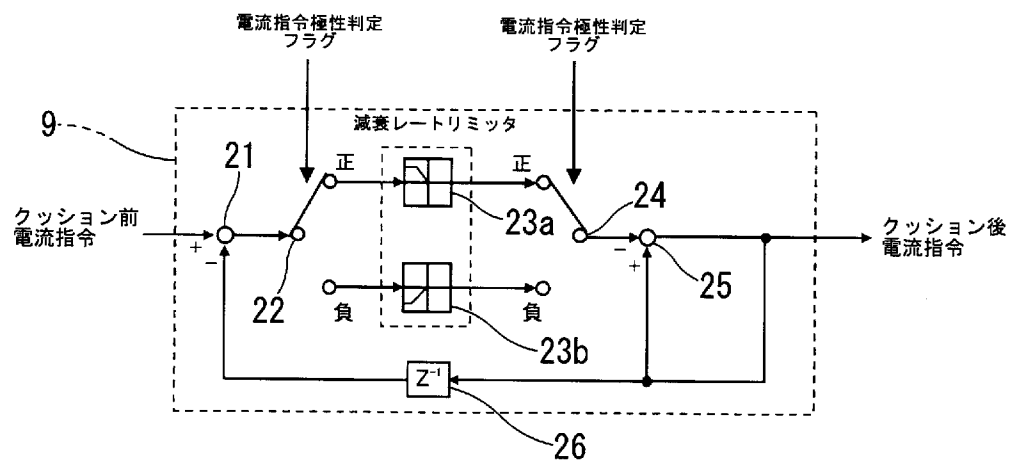
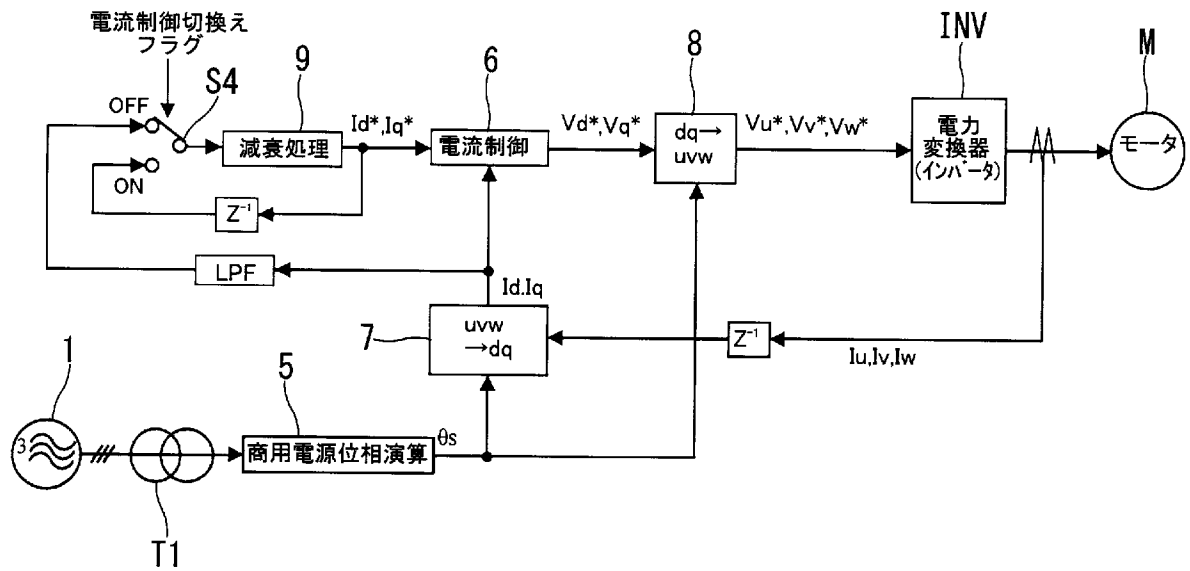
- V/f制御** (V/f Control): Indicated by a double-headed arrow at the bottom, it covers the initial inverter drive phase.
- ACR制御** (ACR Control): Indicated by a double-headed arrow at the bottom, it covers the overlap period and the commercial power drive phase.
- 同期開始** (Synchronization Start): Marked at the beginning of the inverter drive phase.
- 同期完了** (Synchronization Complete): Marked at the end of the inverter drive phase.
- 制御切換え** (Control Switching): Marked at the start of the overlap period, where the system transitions from V/f control to ACR control.
- INV運転停止** (Inverter Operation Stop): Marked at the end of the overlap period, where the inverter drive ceases.

[図3]

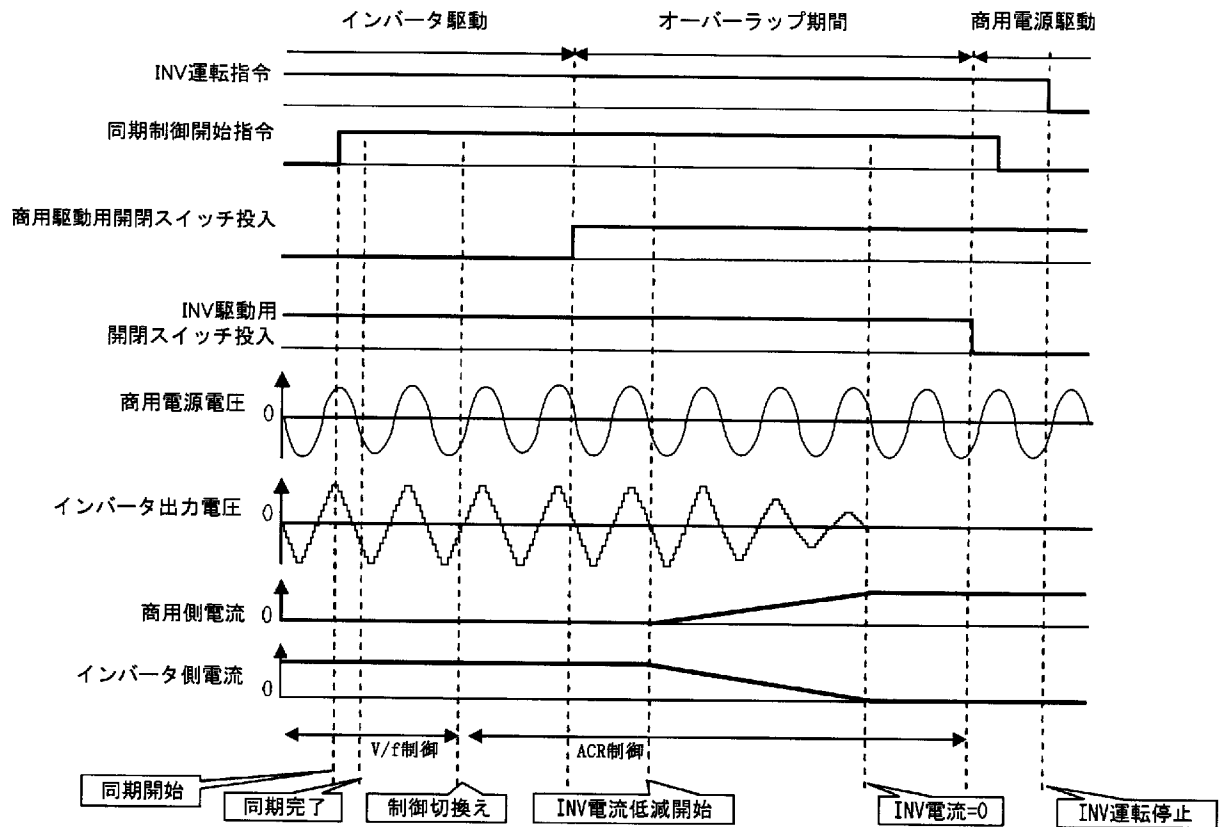


[図4]

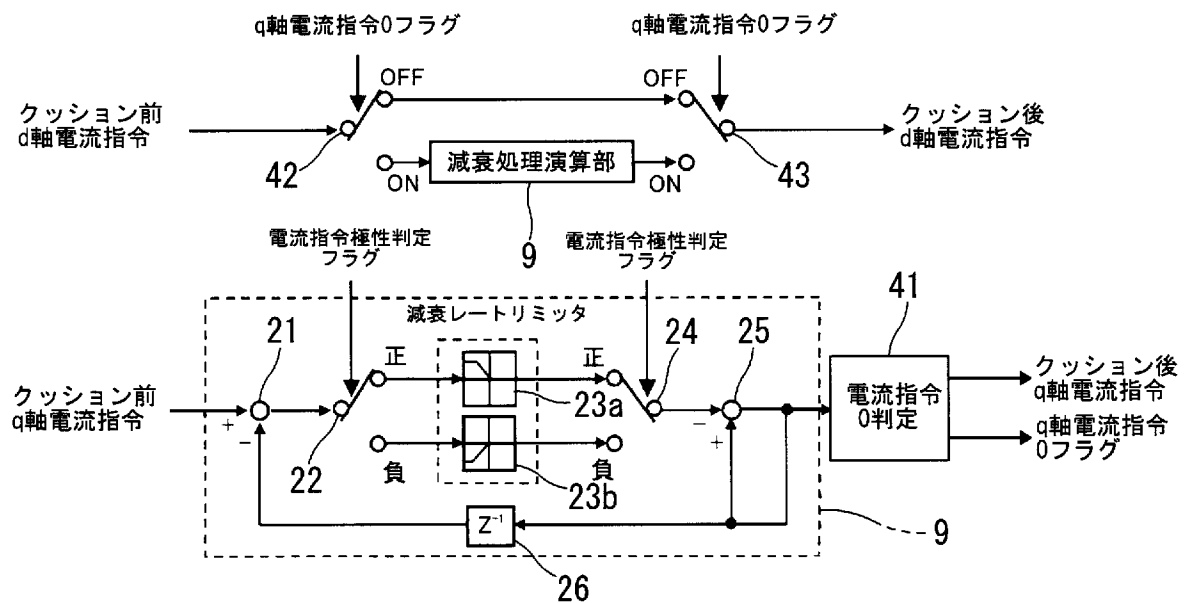




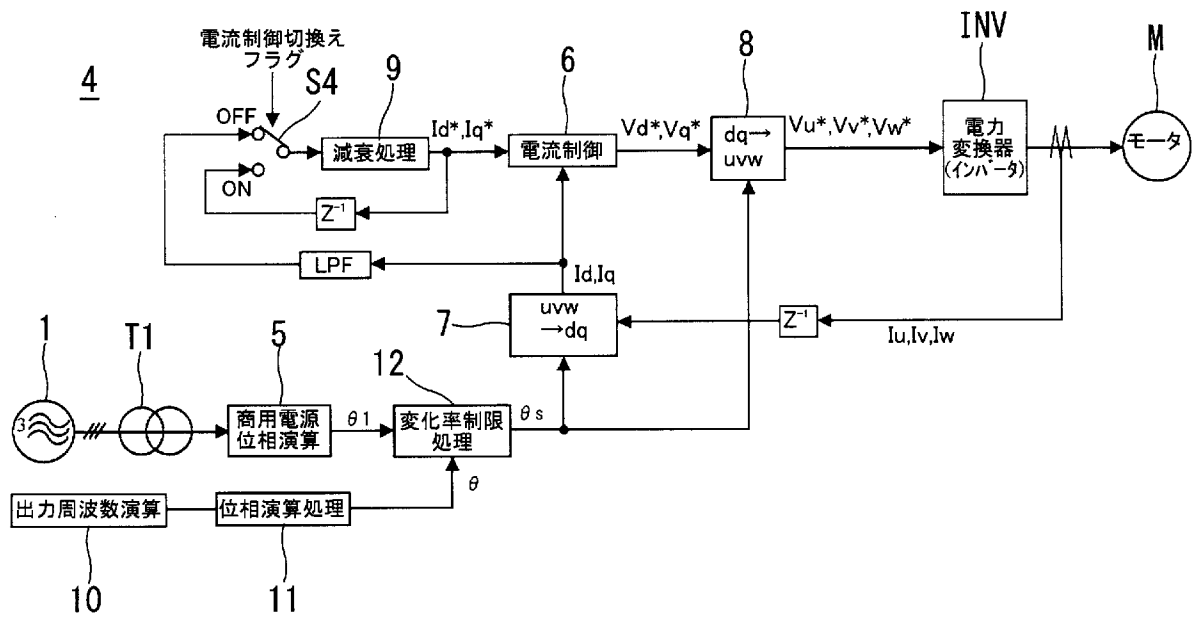
[図7]



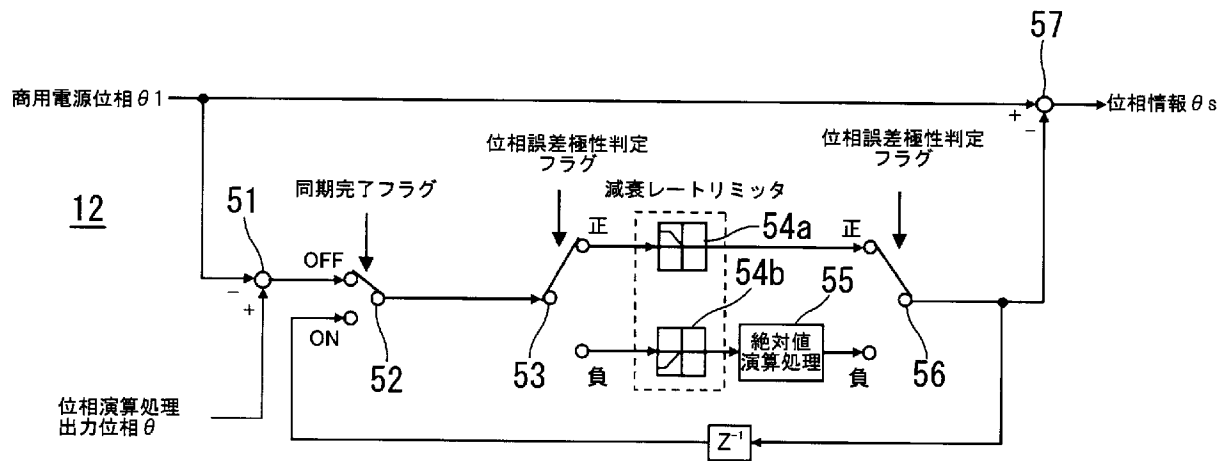
[図8]



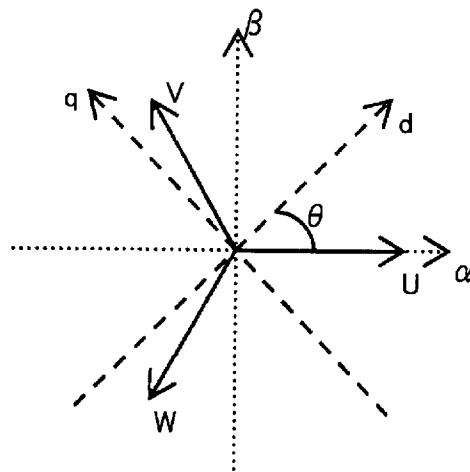
[図9]



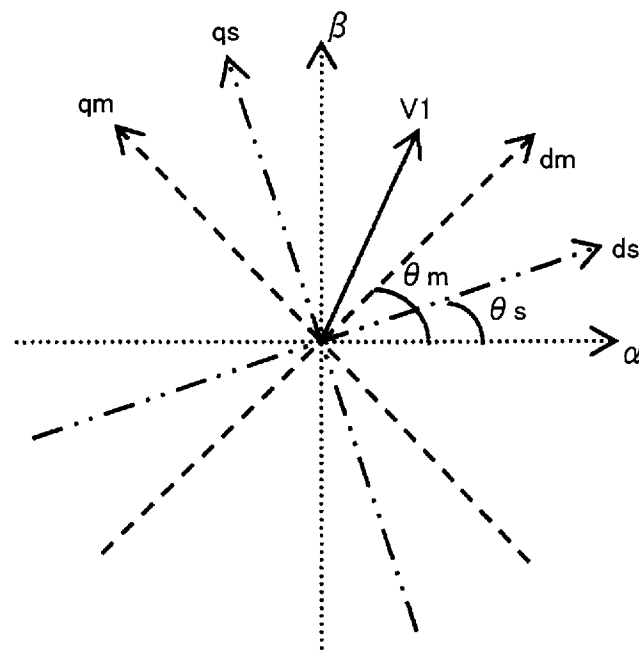
[図10]



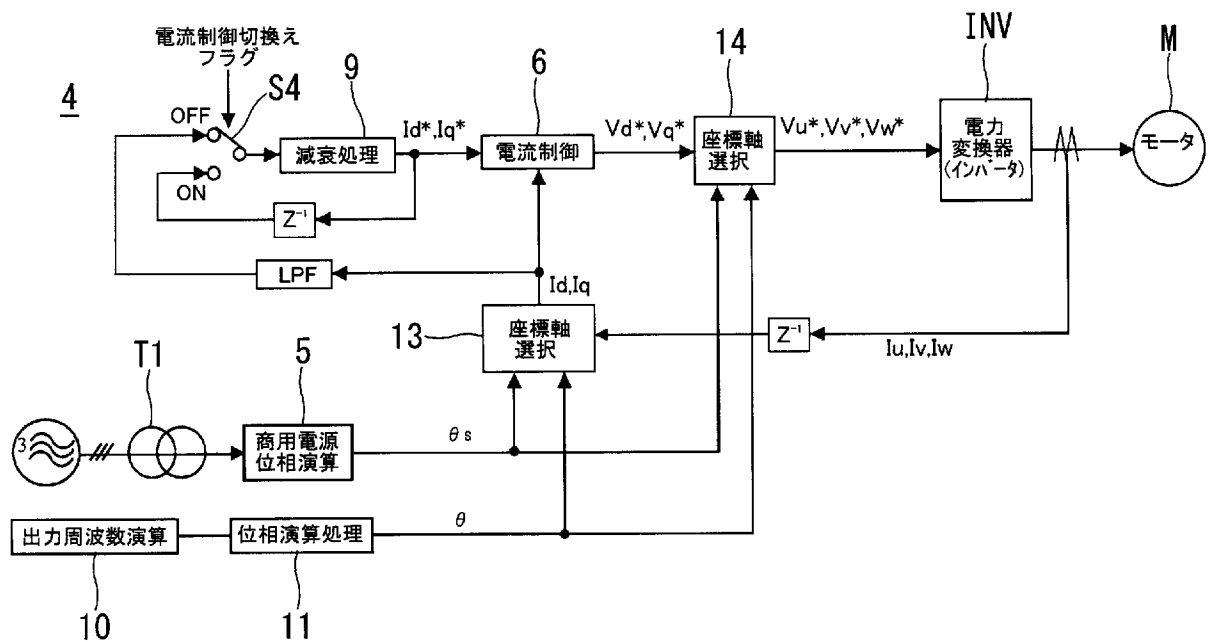
[図11]

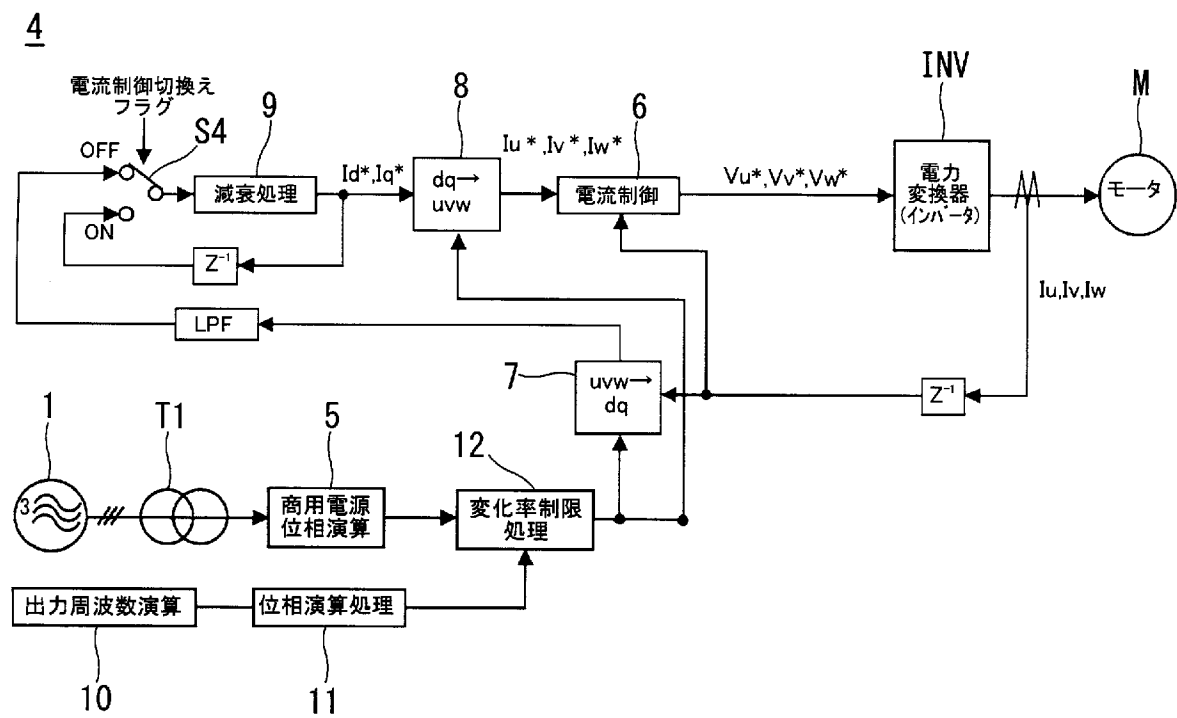
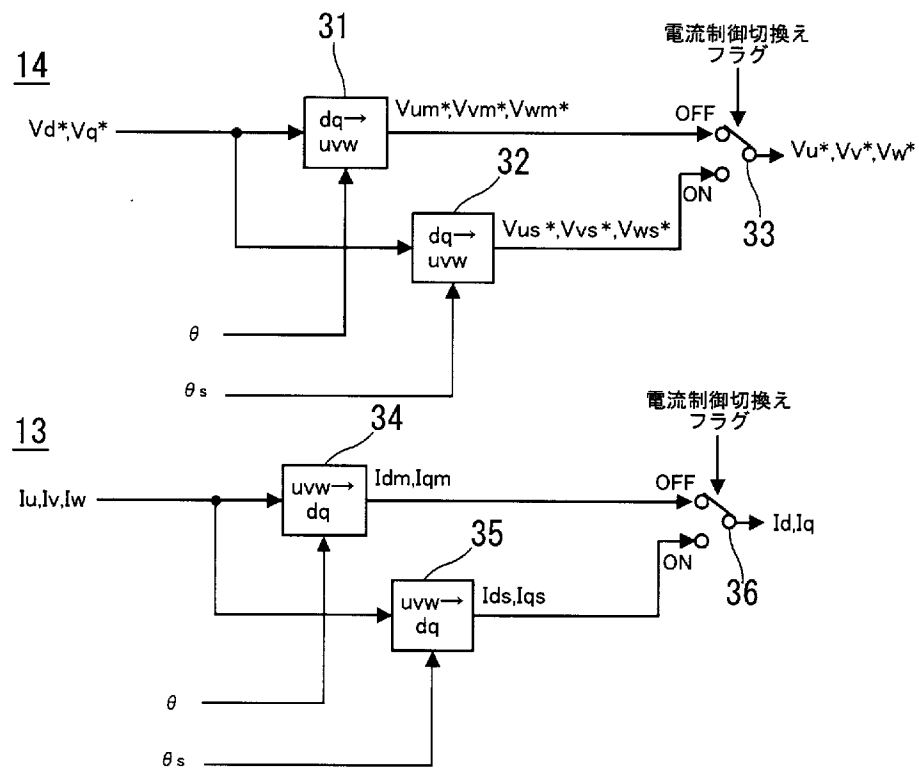


[図12]

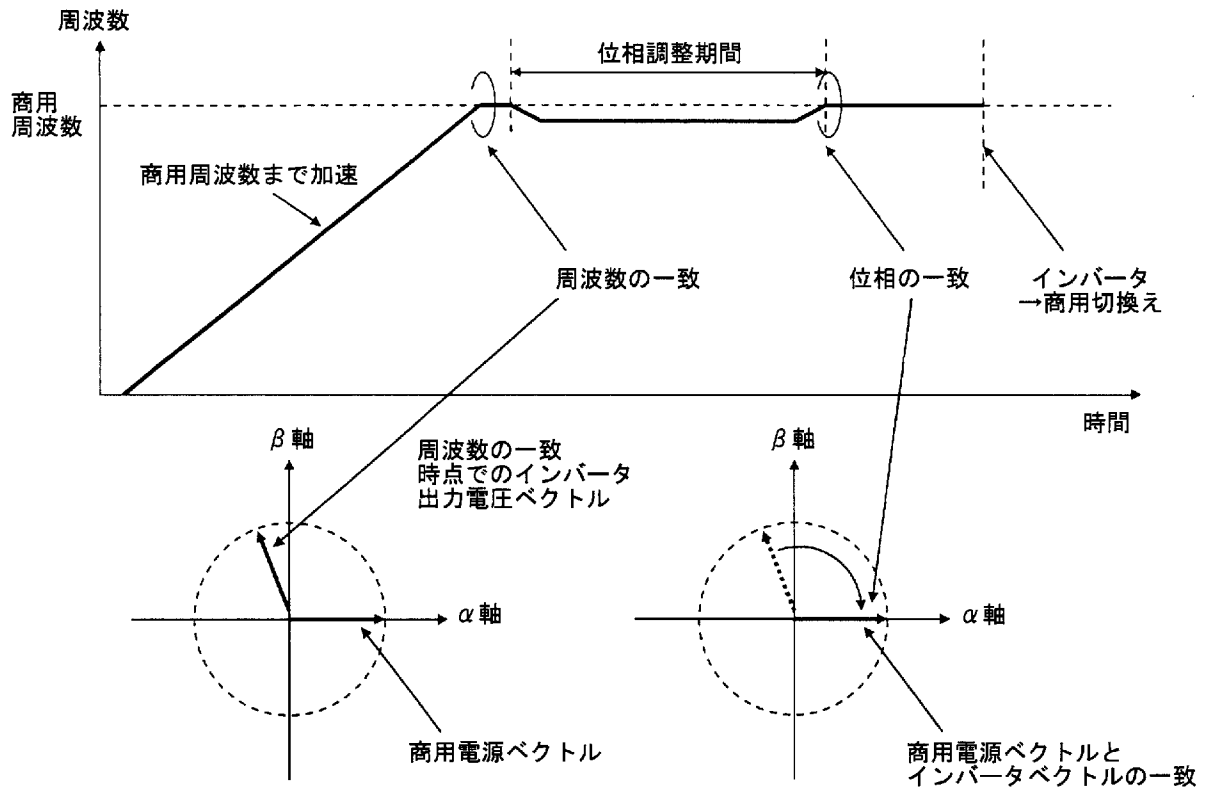


[図13]





[図16]



[図17]

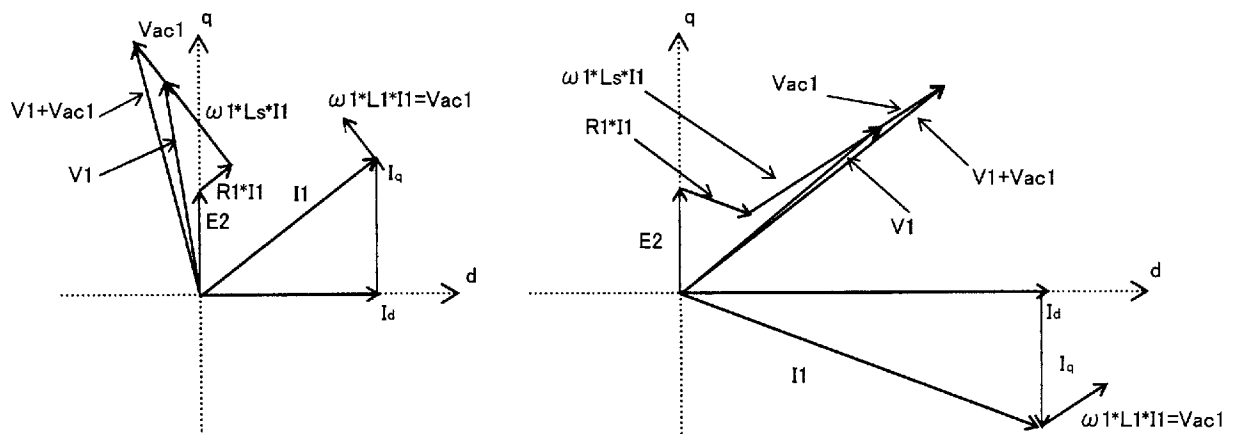
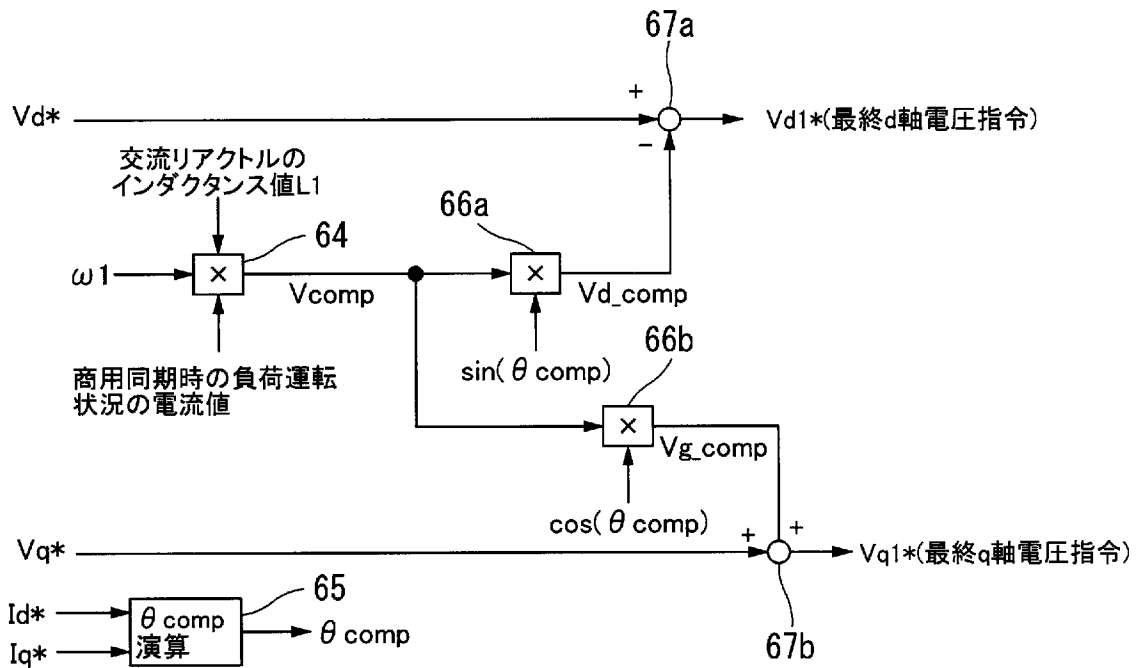


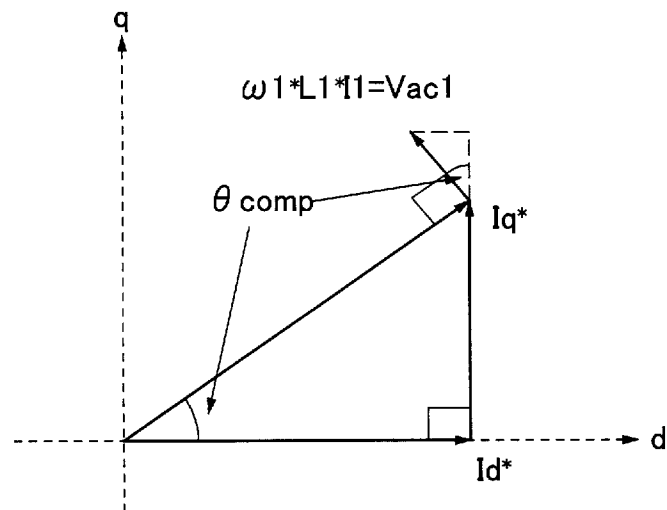
図10は、d軸電圧指令生成回路のブロック図を示す。この回路は、d軸電圧指令 V_{d1}^* (最終d軸電圧指令) を生成する。入力として、d軸電圧指令 V_d^* と d軸電流 I_q が与えられる。 I_q はブロック63に入力され、その出力は角速度 ω_1 となる。 ω_1 は乗算器61aに入力され、またインダクタンス値 L_1 (交流リアクトルのインダクタンス値) も乗算器61aに入力される。乗算器61aの出力は、加算器62bに入力される。加算器62bは、 V_d^* と乗算器61aの出力を相加して、最終的なd軸電圧指令 V_{d1}^* を出力する。

[illegible]

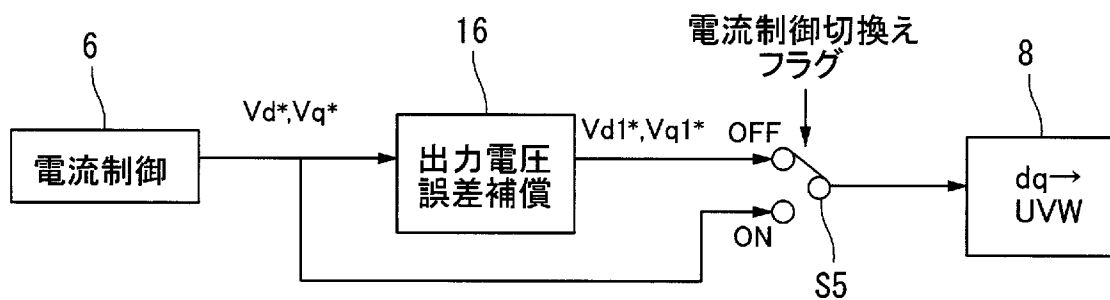
[図23]



[図24]



[図25]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/JP2016/054794

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H02P1/46(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P21/34(2016.01)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)

H02P1/46, H02M7/48, H02P21/34

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	1996-2016
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2016	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2016

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 8-9682 A (Toshiba Corp.), 12 January 1996 (12.01.1996), paragraphs [0002] to [0004], [0014] to [0019]; fig. 1 to 4 (Family: none)	1-13
A	JP 2006-149136 A (Fuji Electric Systems Co., Ltd.), 08 June 2006 (08.06.2006), paragraphs [0011] to [0030]; fig. 1 to 6 (Family: none)	1-13
A	JP 3678781 B2 (Toshiba Plant Systems & Services Corp.), 03 August 2005 (03.08.2005), paragraphs [0002] to [0008]; fig. 4 to 5 (Family: none)	1-13

☐ 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
10 May 2016 (10.05.16)

Date of mailing of the international search report
24 May 2016 (24.05.16)

Name and mailing address of the ISA/
Japan Patent Office
3-4-3, Kasumigaseki, Chiyoda-ku,
Tokyo 100-8915, Japan

Authorized officer

Telephone No.

A. 発明の属する分野の分類（国際特許分類（IPC））

Int.Cl. H02P1/46(2006.01)i, H02M7/48(2007.01)i, H02P21/34(2016.01)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. H02P1/46, H02M7/48, H02P21/34

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	1971-2016年
日本国実用新案登録公報	1996-2016年
日本国登録実用新案公報	1994-2016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 8-9682 A（株式会社東芝）1996.01.12, 段落 [0002] - [0004], [0014] - [0019], 図1-4（ファミリーなし）	1-13
A	JP 2006-149136 A（富士電機システムズ株式会社）2006.06.08, 段落 [0011] - [0030], 図1-6（ファミリーなし）	1-13
A	JP 3678781 B2（東芝プラントシステム株式会社）2005.08.03, 段落 [0002] - [0008], 図4-5（ファミリーなし）	1-13

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

10.05.2016

国際調査報告の発送日

24.05.2016

国際調査機関の名称及びあて先

日本国特許庁（ISA/J P）

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）

上野 力

3 V

3748

電話番号 03-3581-1101 内線 3357