

太陽光発電システム実習用教材の開発

—系統連系インバータの基礎と設計・製作—

職業能力開発総合大学校 電気システム工学科 山本 修・清水 洋隆

1. はじめに

職業能力開発総合大学校長期課程電気システム工学科では、4年生までに学習した基礎的および先進的な技術を複合的に活用した電気システムの構築能力を醸成することを目的とし、平成16年度入学生より総合システム実習Ⅰ～Ⅲを必修科目として新たに開講している。

筆者らは、4年生の後期に開講される総合システム実習Ⅲ（2単位）に供することを目的とし、「太陽光発電システムと電力系統とを連系させるPWM（Pulse Width Modulation）インバータシステム」を題材にした実習用教材の開発を行った^{(1), (2)}。図1は、本教材の学習の流れである。まず、パワーエレクトロニクスの基礎学習を経て、交流電力を力率1で逆潮流できる電流追従形の系統連系PWMインバータの制御回路の設計・製作・試験を行う。次に、これらの回路の動作波形を回路シミュレータでシミュレーションすることで動作を確認する。続いて、太陽電池の発電量を常に最

大に追従させる制御（MPPT（Maximum Power Point Tracking）制御）を学習し、先のインバータと組み合わせて最大電力を系統に逆潮流させる手法を学習するとともに、回路シミュレータを用いて検証する。さらに、製作したPWMインバータと模擬太陽光発電装置とDSP（Digital Signal Processor, MPPT制御部分を実装）を組み合わせて動作試験を行い、最後にこれらの結果についてプレゼンテーションする。

本教材は、電気エネルギーの有効利用が重要視されるなかで時節を得たものであり、学習者（電気システム工学科長期課程4年生）が電気・電子回路、計測・制御といった基礎技術をベースに、PWMイ

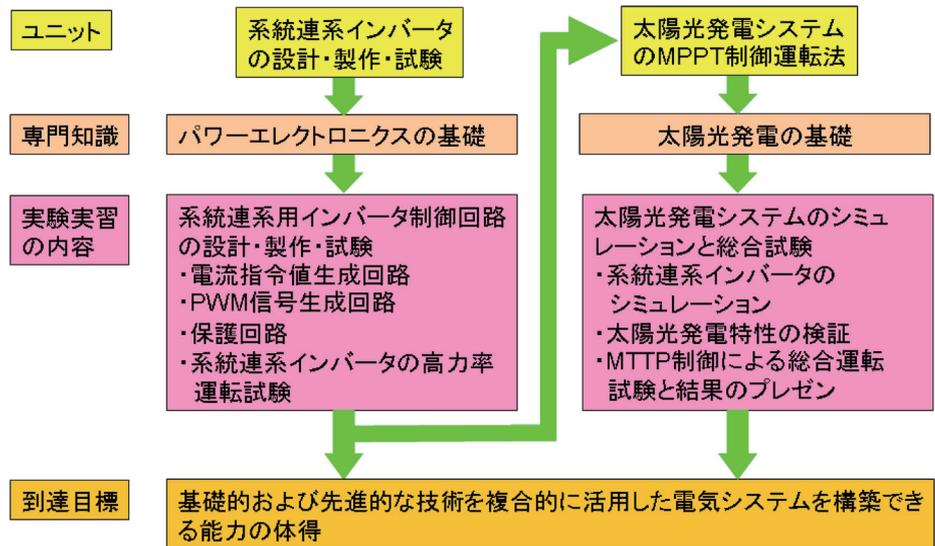


図1 学習の流れ

ンバータによる電流制御，力率制御およびMPPT制御などの電力工学・パワーエレクトロニクスにおける先進技術を効果的に体得できる内容であると考えている。

筆者らは，本実習用教材の詳細を2回に分けて報告する。前編に当たる本稿では，本教材の学習の流れと全体像と示すとともに，系統連系インバータシステムの構成と設計・製作・試験における学習要素について述べる。

2. 系統連系インバータの構成

2.1 系統連系インバータ

「インバータ」とは，サイリスタやIGBT (Insulated-Gate Bipolar Transistor) といった電力用半導体バルブデバイスのスイッチ動作によって，直流電力を交流電力に変換する装置である。「系統連系インバータ」とは，発電された直流電力を交流に変換して，負荷に電力を供給するとともに，余剰分については電力系統に逆潮流させる機能を持つインバータである。図2にその概念図を示す。

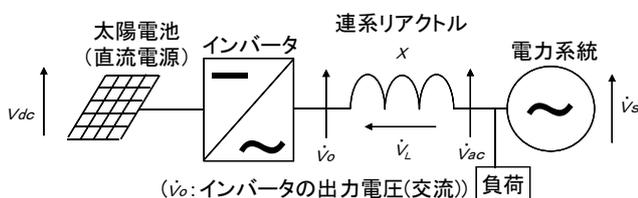


図2 系統連系インバータの概念図

電気エネルギー源には石油や石炭のような化石燃料，水力および原子力があるが，最近では太陽電池や燃料電池などの新しい発電システムが注目されている。これらが発生できる電気は直流である。このため，太陽電池あるいは燃料電池などによって発生する直流電力は，インバータで直流から交流に変換された後，負荷に供給される。

太陽電池を例にとると，太陽電池の出力は日射量等によって変化する。このため，日射がない夜間においては負荷に電力を供給できなくなる。さらには，十分な日射量があるときであっても，負荷側の都合で電力を必要としない状態が発生することも少なく

ない。このような状況は，太陽電池の利用率の低下を招く。そのため，実際の太陽光発電システムでは負荷に対して単独で電力を供給するのではなく，電力系統とも連系して運転される。太陽電池を系統と連系する場合には，日射量の変化に応じて常に最大の出力で運転させることができるため，太陽電池が本来持っている発電能力をフルに活用できる利点がある。また，太陽電池が発電していないときには電力系統から電力を受けることができる。

系統連系インバータによって太陽電池を電力系統に連系する場合に重要な事項を列挙する。

- (1) 周辺の配電機器の低コスト化や損失の低減を図る必要性から，系統側の力率が常に1となるように運転する。このためにはインバータは，系統電圧の位相を常に監視し，これに応じた位相の系統電流を供給するように制御されなければならない。
- (2) 受電端における電力の品質劣化を防ぐ必要性から，系統に逆潮流される電流の高調波をより少なくする。このために後述するPWM制御を採用した電力変換が必須となる。
- (3) 太陽電池の最大出力追尾も重要な課題である。太陽電池の出力電圧は，日射量等の影響でかなり広範囲に変動するので，常に最大電力が得られるように最適な動作点を追尾する必要がある。これについては，次号に掲載される本論文の後編で述べる。

2.2 PWMインバータ

「PWM」とは，パルス幅変調のことである。これは，インバータの出力電圧波形の基本波周期1サイクルの中で，主回路を構成する電力用半導体デバイスを順次パルス幅を変えながら高速にオン・オフし，等価的に出力電圧を正弦波に近づける制御法である。一般に，インバータをPWM制御することによって，所望の位相と波形の交流電流を得ることができる。もちろん，完全な正弦波を得ることは不可能であるが，高調波含有率がきわめて少ない交流電流を得ることは可能である。よって，PWM制御を採用し，系統側の交流電流を系統電圧と同相（力率1）の正弦波となるように運転すれば，前節で述べ

た(1)~(2)を満足できることになる。

2.3 主回路システムの構成

図3は、システム全体構成図である。図4は、プロトタイプ装置の全体写真である。主回路部(パワー部)の役割は、発生した直流の電力を交流に変換して系統に伝達することである。ここでは主回路を「直流部」、「直交変換部」、「交流部」、「ゲート駆動回路部」に分けて説明する。

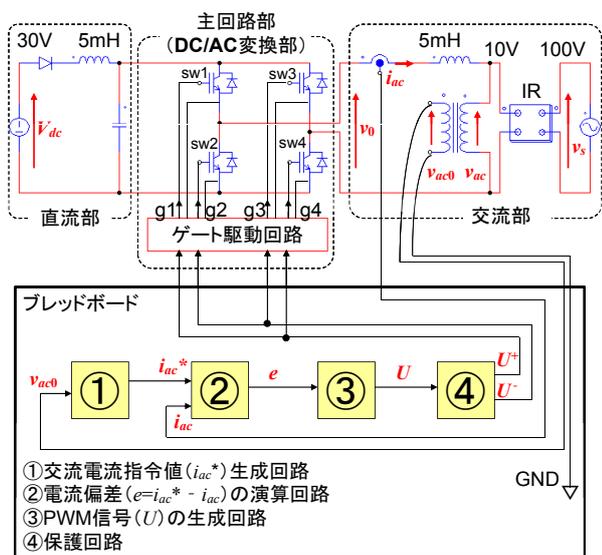


図3 設計・製作する電流追従型の系統連系PWMインバータの全体構成図

(1) 直流部

直流電源、ダイオード、リアクトル、コンデンサで構成される。直流電源は、太陽電池に相当するものであり、系統に逆潮流させる電力の発生源となる。実習では、直流安定化電源を利用する。ダイオードは、系統側の電力を直流電源側に潮流させないようにするために設けている。リアクトルは、直流側電流の平滑用である。コンデンサは、直流側電圧の平滑用である。

(2) 直交変換部

IGBTモジュールと電流センサで構成したインバータ主回路のいわば心臓部である。IGBTは自己消弧形の素子であり、ゲート電圧を入力することによってオン状態となり、ゲート電圧を零または負に

することでオフ状態となる。

図3の主回路において、Uアーム上段とVアーム下段のIGBT (sw1とsw4) の2つをゲート信号 (g1とg4) によってオンし、かつ、Uアーム下段とVアーム上段のIGBT (sw2とsw3) の2つをゲート信号 (g2とg3) によってオフすると、インバータ出力電圧 v_o は正となり、 $v_o=V_{dc}$ となる。これをモード1と呼ぶことにする。

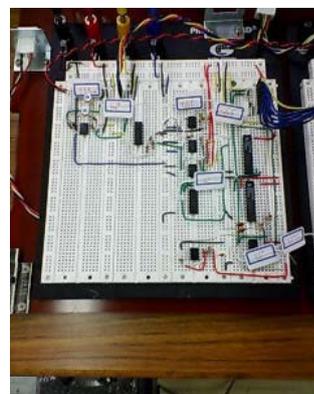
逆に、Uアーム下段とVアーム上段のIGBT (sw2とsw3) の2つをオンし、Uアーム上段とVアーム



(a) 全体写真



(b) 主回路およびゲート駆動回路



(c) 制御回路 (プロットボード)

図4 系統連系PWMインバータのプロトタイプ

下段のIGBT (sw1とsw4) の2つをオフすると、インバータ出力電圧 v_o は負となり、 $v_o = -V_{dc}$ である。これをモード2と呼ぶことにする。本実習では、モード1とモード2の時間幅を変えながら、 v_o の基本波周期1サイクルの中でこれらのモードを高速に切り換えることによってPWM制御を行う。

電流センサは交流側電流を制御回路にフィードバックするために用いるものである。ここでは、1A当たり1Vで検出できるホール素子を用いた。

(3) 交流部

リアクトル、電圧位相検出用の変圧器、誘導電圧調整器 (IR (Induction Regulator)) で構成される。リアクトルは、系統への連系リアクトルである。このリアクトルの作用によって、系統側の力率調整が可能となる。電圧位相検出用の変圧器は、系統側の電圧位相情報を検出し、制御回路にフィードバックする。また、直流側電圧は、インバータの出力電圧の実効値の $\sqrt{2}$ 倍よりも大きくしなければ、系統側に逆潮流させることはきでない。そこで、本実習では、図3に示すようにインバータ出力と系統との間にIRを入れ、IRの高圧側を系統に、IRの低圧側をインバータ側に接続している。これにより、比較的低い直流電圧を用いる場合でも、系統側に電力を逆潮流させることができるようにしている。

(4) ゲート駆動回路部

制御回路から指令される各半導体デバイスのオン・オフ信号をIGBTのゲートに inputs するためのインターフェース回路である。主回路と制御回路の絶縁、ならびに、電位が異なる上段IGBTと下段IGBTの両エミッタに対するオン・オフ信号のGNDを分離するために必要である。

3. 系統連系用PWMインバータ制御回路の設計・製作・試験

3.1 制御回路の全体構成

図3に示す本実習の制御回路は、信号が伝達される順に書けば「①交流電流指令値 (i_{ac}^*) の生成回路部」、

「②電流偏差 ($e = i_{ac}^* - i_{ac}$) の演算回路部」、 「③PWM信号 (U) の生成回路部」、 「④保護回路部」に分けられる。各部に入力および出力される信号は、図3に記している。学習者は、1週間 (1回の授業) 当たりに1つの制御回路の設計・製作・試験を順次完了させていく。すなわち、図5～9の各回路図を参考に、まず動作仕様を満たす回路定数値を計算する。次に、ブレッドボード上にその制御回路を製作する。さらに、ファンクションジェネレータおよびオシロスコープを用い、製作した回路が正しく動作しているかどうかを確認する方法を検討・実施する。最後に、これらの制御回路と主回路を組み合わせる配線し、正弦波電流を力率1で系統に逆潮流させる電力制御実験を実施する。

以下、各部の動作について詳述する。

3.2 交流電流指令値 (i_{ac}^*) の生成回路部

図5は、交流電流指令値 (i_{ac}^*) の生成回路部である。この回路では、まず主回路の交流部に設けた変圧器から系統側電圧位相信号 v_{ac0} (電圧に同期した正弦波アナログ信号) が取り込まれ、一段目のオペアンプに入力される。一段目のオペアンプでは反転増幅回路が構成され、可変抵抗 R_{VR1} の調整によって、取り込んだ系統側電圧位相信号 v_{ac0} をこれに同期した $\pm 1V$ の正弦波信号 v_{ac1} に変換する。この v_{ac1} が2段目のオペアンプに入力される。2段目のオペアンプでも反転増幅回路が構成され、可変抵抗調整 R_{VR2} によって v_{ac1} の振幅を調整し、交流電流指令値 (i_{ac}^*) として次段の回路 (電流偏差 ($e = i_{ac}^* - i_{ac}$) の演算回路部) に入力する。このようにすることで、系統側電圧 v_s の位相に同期した交流電流指令値

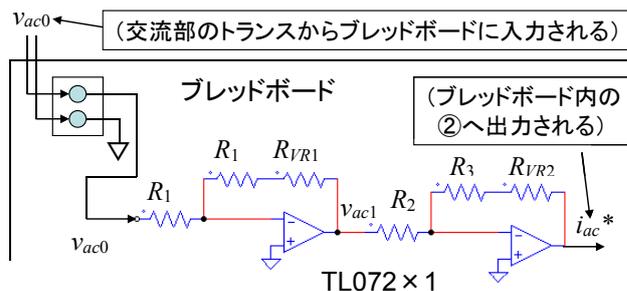


図5 交流電流指令値 (i_{ac}^*) の生成回路部 (図3の①)

(i_{ac}^*) を生成できる。

3.3 電流偏差 ($e = i_{ac}^* - i_{ac}$) の演算回路部

図6は、電流偏差 ($e = i_{ac}^* - i_{ac}$) の演算回路部である。この回路では、2つのアナログ信号が入力される。1つは、前節の回路で生成される交流電流指令値 i_{ac}^* であり、オペアンプで構成されるバッファ回路を介して減算回路に入力される。もう1つは、主回路の直交変換部の電流センサで検出される交流電流（瞬時値）の実測値 i_{ac} であり、オペアンプで構成されるバッファ回路を介して、前述の減算回路に入力される。減算回路では $e = i_{ac}^* - i_{ac}$ の演算を行い、電流偏差 e を出力する。

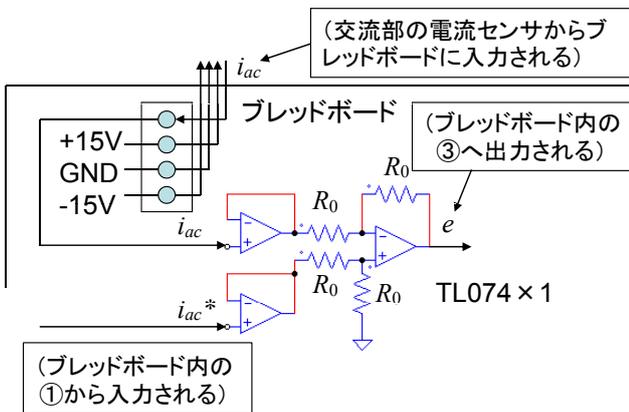


図6 電流偏差 ($e = i_{ac}^* - i_{ac}$) の演算回路部 (図3の②)

3.4 PWM信号 (U) の生成回路部

図7は、PWM信号 (U) の生成回路部である。インバータに用いるPWM生成法には、三角波変調方式とヒステリシスコンパレータ方式がある。ここ

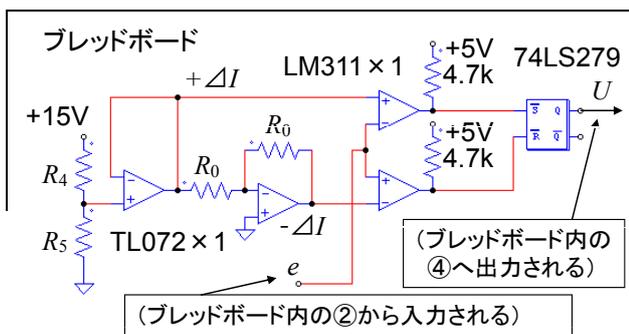


図7 PWM信号 (U) の生成回路 (図3の③)

では、回路が簡単で電流制御の応答が速いヒステリシスコンパレータ方式を採用している。

図8にヒステリシスコンパレータの動作説明図を示す。また参考として、表1にSRフリップフロップの真理値表、図9にコンパレータ単体 (LM311) の入力に対する出力の状態例を示す。図7の回路では、2つのコンパレータ (LM311) とSRフリップフロップ (74LS279) で構成されるヒステリシスコンパレータを用い、実電流 i_{ac} が指令値 i_{ac}^* に対して、常に $\pm \Delta I$ のバンド幅内に収まるように、主回路のPWM信号を発生させる。つまり図8において、 $e > +\Delta I$ なら、SRフリップフロップ (74LS279) の出力 Q はHレベルとなるので、このとき主回路のスイッチの状態はモード1 (sw1およびsw4がオンし、 $v_0 = V_{dc}$) となり、 i_{ac} は増加する。逆に、 $e < -\Delta I$ なら、SRフリップフロップ (74LS279) の出力 Q はLレベルとなるので、このとき主回路のスイッチの状態はモード2 (sw2およびsw3がオンし、 $v_0 = -V_{dc}$) と

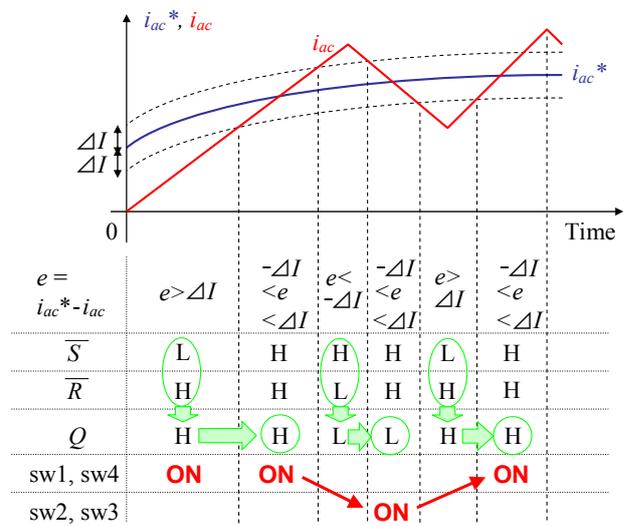


図8 ヒステリシスコンパレータの動作説明図

表1 SRフリップフロップの真理値表

| \bar{S} | \bar{R} | Q |
|-----------|-----------|-----------|
| L | L | — |
| L | H | H |
| H | L | L |
| H | H | Q_{n-1} |

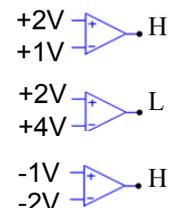


図9 コンパレータ単体 (LM311) の状態例

なり、 i_{ac} は減少する。 $-\Delta I < e < +\Delta I$ なら、SRフリップフロップ(74LS279)の出力 Q は直前の状態を維持する。よって、図8に示すように、実電流 i_{ac} は指令値 i_{ac}^* に対して、 $\pm \Delta I$ のバンド幅内で増減しながら追従することになる。

3.5 保護回路

図10は、保護回路の構成を示す。この回路には、前段のPWM信号(U)が入力され、周波数制限回路、デッドタイム生成回路の2つの回路を介して、ゲート駆動回路へ伝達されるデジタル信号(U^+ および U^-)を出力する。

周波数制限回路では、Dフリップフロップ(74LS74)とクロック発生器(NE555)を用いる。まず、前段のPWM信号(U)の信号がDフリップフロップのD端子に入力される。この信号は、DフリップフロップのCK端子に入力されるクロックパルスの立ち上がりのタイミングに同期して、Q端子に出力される。ここでは、IGBTで実現できるスイッチング周波数の最大値を超える周波数のPWM信号が誤ってD端子に入力されたとしても、Q端子のから出力される信号の周波数がCK端子に入力されるクロックパルスの周波数 f_0 を超えることはないように設定する。これにより、ノイズ等による偶発的なIGBTの損傷を防止している。IGBTの最高スイッチ

ング周波数を25kHz程度とするならば、NE555の出力クロックは $f_0 = 1 / (2.08CR)$ なので、 $R=18k\Omega$ 、 $C=1000pF$ と設定すればよいことになる。

デッドタイム生成回路は重要である。本装置でIGBTのスイッチングが完了するためには、おおむね $1.5\mu s$ 程度の時間が必要である。このため、 U^+ と U^- のスイッチングが同時に切り換わると、ごく短時間ではあるが、主回路上下アームのIGBTが両方もオン状態になるため、このときにアーム短絡が発生してしまう。よって、 U^+ および U^- の立ち上がり信号を $1.5\mu s$ 以上遅らせる必要がある。これを行うのがデッドタイム生成回路である。この回路では、RC回路の出力電圧の立ち上がりが遅れること、さらにTTLのICにおいてはデジタルの入力信号が1.4V以上のときにHレベルで1.4V以下のときにLレベルを出力することを利用して、PWMパルスの立ち上がりのみ所定時間遅らせている。最終出力段のICにオープンコレクタのバッファである74LS07を用いているのは、ゲート駆動回路に用いているPCM-6DおよびIFD-2BDにおいては、Hレベルが15V、Lレベルが0Vとして扱われるため、それに合わせてデジタル信号の電圧レベルを変換する必要があったためである。

4. 系統連系運転試験

上述した制御回路の設計・製作・試験を完了した学習者は、製作した制御回路を用いて図3の実験システムを構成し、動作確認を行う。図11および図12は、動作確認時における各部の動作波形をレコーダで測定した結果である。

図11は、通常運転中に入る直前の主回路動作波形である。つまり、制御回路を動作させ、交流部の誘導電圧調整器(IR)で所定の大きさの電圧値に調整して交流系統に接続しているが、直流部の電源を投入しておらず $V_{dc}=0V$ のときの波形である。上段のトレースは交流電流実測値 i_{ac} 、中段のトレースはその指令値 i_{ac}^* 、下段のトレースは交流電圧の位相信号である v_{ac0} である。 v_{ac0} と i_{ac} を比較すると、両者の位相は一致している。よって、インバータが流

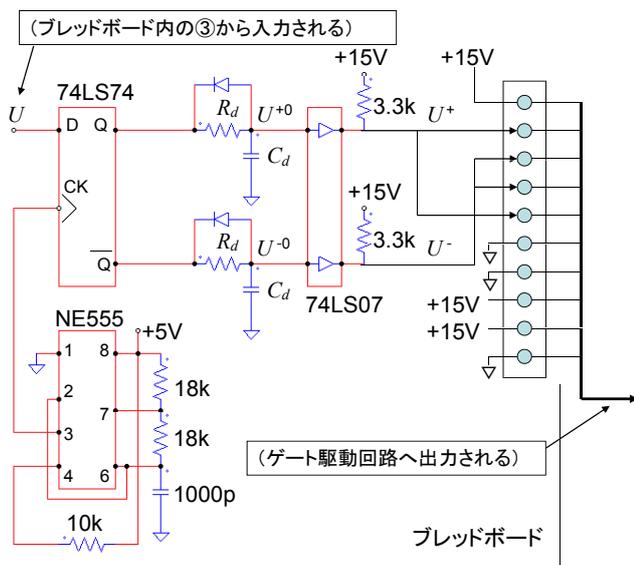


図10 保護回路(図3の④)

すべき正しい電流指令値が生成されていることが確認される。一方、交流電流実測値 i_{ac} とその指令値 i_{ac}^* を比較すると、実電流は指令値に対して一致していないことが確認される。これは、インバータは電流 i_{ac} をコントロールしようとして主回路の半導体をスイッチングさせるが、直流側の電圧 V_{dc} の大きさが交流側電圧 v_{ac} の大きさよりも低いため、実電流 i_{ac} が指令である i_{ac}^* に追従できないでいる状態である。つまり、この段階においては正常な動作波形といえる。学習者が作成した制御回路を主回路に接続した際、図11の動作波形が確認できない場合には、制御回路内の配線ミスや制御回路と主回路の接続ミスが考えられる。よって、この場合には運転試験を中断し、誤動作の原因を明らかにした後に、再度運転試験に臨む必要がある。

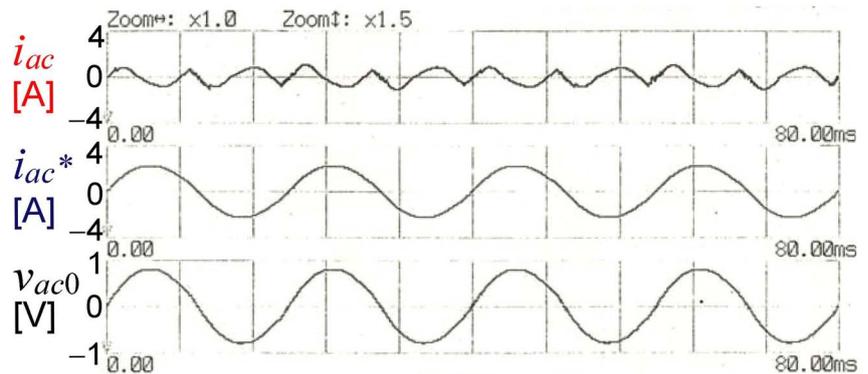


図11 主回路の動作波形（運転開始直前）

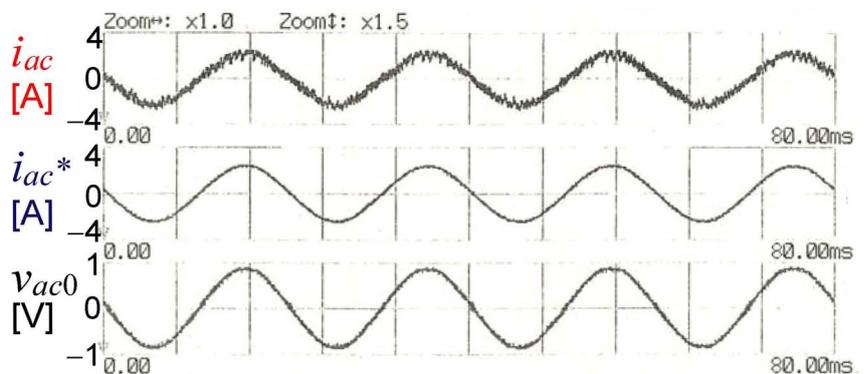


図12 主回路の動作波形（運転開始中）

図12は、通常運転中の正常な主回路動作波形例である。すなわち、直流部の電源を投入して v_{dc} を30Vに上昇させたときの波形である。ここでの主な確認事項は、次のとおりである。

- 1) 交流電流実測値 i_{ac} とその指令値 i_{ac}^* との比較
実電流は指令値に対して位相遅れや振幅減衰が発生することなく追従しているか否か。
- 2) 交流電圧の位相信号である v_{ac0} と i_{ac} の比較
両者の位相は一致しているか否か。

図12に示す波形の例では、設計・製作した系統連系PWMインバータによって、高調波含有率の少ない正弦波電流を力率1で系統に逆潮流する制御が行えていることが確認される。

5. おわりに

本稿では、太陽光発電システム実習用教材の開発における系統連系PWMインバータの設計・製作・試験について述べた。次号では、太陽光発電とそのMPPT制御について報告し、本教材を総括する予定である。最後に、卒業研究として系統連系PWMインバータのプロトタイプ開発に寄与した稲葉 聡氏（現、静岡県職業訓練指導員）に謝意を表す。

<参考文献>

- (1) 稲葉 聡：「力率補償付き正弦波PWMコンバータの設計製作」, 平成17年度職業能力開発総合大学校電気システム工学科卒業論文, 2006年3月
- (2) ハチャングター ナッタボン：「太陽光発電システムの実験装置の開発」, 平成18年度職業能力開発総合大学校電気システム工学科卒業論文, 2007年3月