

Mc Murray 形 3 相インバータによるかご形 3 相誘導電動機の運転について

岡 田 衆 二

Driving of the Squirrel-cage Three Phase Induction Motor with Mc Murray-type Three-phase Inverter

Kumeji OKADA

The output wave form of Mc Murray type three phase inverter is rectangular and it involves many harmonics. The squirrel-cage three phase induction motor (750W, 200V, 50/60 c/s, 4 poles) was driven by the inverter, then efficiencies and temperature rises were measured and compared with the data of the commercial three phase source of sinusoidal wave form. As a load for the motor, a 300W DC generator was coupled with it. To improve the wave form, a ferro-resonance type and a magnetic amplifier type voltage regulators were used.

1. ま え が き

Mc Murray 形 3 相インバータはよく知られているが、筆者はこれを試作し、出力750W, 200V, 50/60 C/S, 4 極のかご形 3 相誘導電動機を運転し（電動機の負荷として300W, の直流発電機を連結）、Mc Murray 形 3 相インバータの出力波形は方形波であるから、多くの高調波成分が含んでいるのでこの電源にて電動機を運転した場合の誘導電動機の効率および温度上昇を測定し、また電源を商用周波数 60 C/S, 3 相 200 V, 正弦波の電源に接続して同様の電動機を運転した場合のそれと比較した結果について報告する。

なお波形の改善に鉄共振型および磁気増幅器型定電圧装置を用いて実験した。

2 実 験 装 置

主回路は図-1に示したとおりである。6 個の SCR, 6 個の転流コンデンサ, 6 個のダイオード, および 3 個のリアクトル L を図のように接続し、そのほか SCR と並列に C および R の直列回路を接続した。これは SCR の保護の目的に使用したもので SCR の電流のしゃ断速度が極めて早いため回路中に L があると高い過渡電圧を誘発し SCR を損傷する虞があるので、それを吸収して SCR の損傷を防止する意味のものである。

いま直流電源を蓄電池としその中性点を 0 とする、端子間電圧を $2E$, として SCR のゲート信号を $SCR_1, SCR_2, \dots, SCR_6$ の順に電気角 60° 間隔に信号を与えれば、出力端子 U, V, W と 0 との間の電圧の変化は図-2に示したとおりである。したがって出

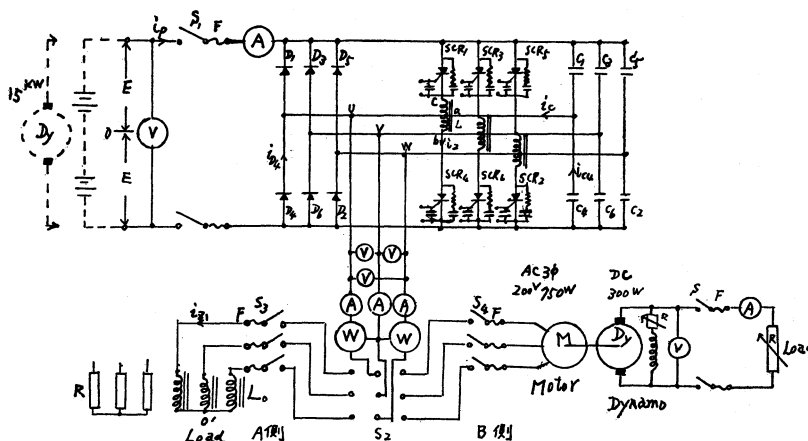


図-1 Mc Murray 形 3 相インバータ

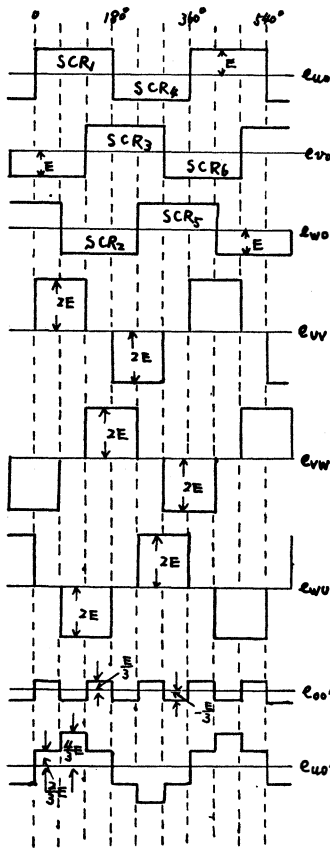


図-2

力端子間の電圧, e_{uv} , e_{vw} , e_{wu} , は図のようになってこれをフーリエ級数に展開すると(1)式となる。

$$e_{uv} = \frac{4\sqrt{3}E}{2\pi} \left[\cos\theta - \frac{1}{5}\cos5\theta + \frac{1}{7}\cos7\theta - \frac{1}{11}\cos11\theta + \dots \right] \dots\dots(1)$$

上式より Mc Murray 形インバータの出力波形には 5 次, 7 次などの高次の高調波成分が含まれていることがわかる。

一般に, インバータは重誘導負荷の運転が最も困難とされている, またそのような負荷状態はしばしば遭遇するものであるから, 図-1のように負荷スイッチ S_2 を A 側に閉じ負荷には 3 相リアクトルを星形に結線しそのときのインバータの転流動作について考察してみる, 例えば, SCR_1 より SCR_4 の転流は, SCR_1 が導通していて SCR_4 に信号が与えられ導通すると C_4 の電荷が $L-SCR_4$ を通じて放電し L の a-b 間に $2E$ の電圧がかかりこの電圧は a-c の端子間にも誘起されるので L の b-c 間には $4E$ の電圧が誘起されて, SCR_1 の逆方向に与えられ SCR_1 は直ちに電流をしゃ断する。その後, 残った C_4 の電荷は $L-SCR_4$ を通じて放電する。それと同時に SCR_4 が導通すると C_1 が $2E$ の電圧を受けて充電する。したがって, 図-1の i_c の電流は C_4 の放電電流と C_1 の充電電流の重ね合わされたものが流れる。その電流が零になると L にたくわえられた電磁エネルギー $\frac{1}{2}LI_2^2$, は SCR_4-D_4-L の回路を還流し, この部分で消費されることになる。この電流が零になると SCR_4 はいったんターン・オフされることになるが負荷が誘導性であるから, なお同一方向に電流を流すのでダイオード D を通じて電流が流れ, これは電源に返還されることになる。負荷電流が反転すればこれより SCR_4 が再び点弧して通電する。このため, SCR のゲート信号はそれまで持続した矩形波の信号でなければならない大体 $90^\circ el$, ぐらい持続したものとなる。写真-1 は各部の電圧電流の波形を示したものであり, この写真は誘導性負荷の場合の一例であって負荷状態によってその

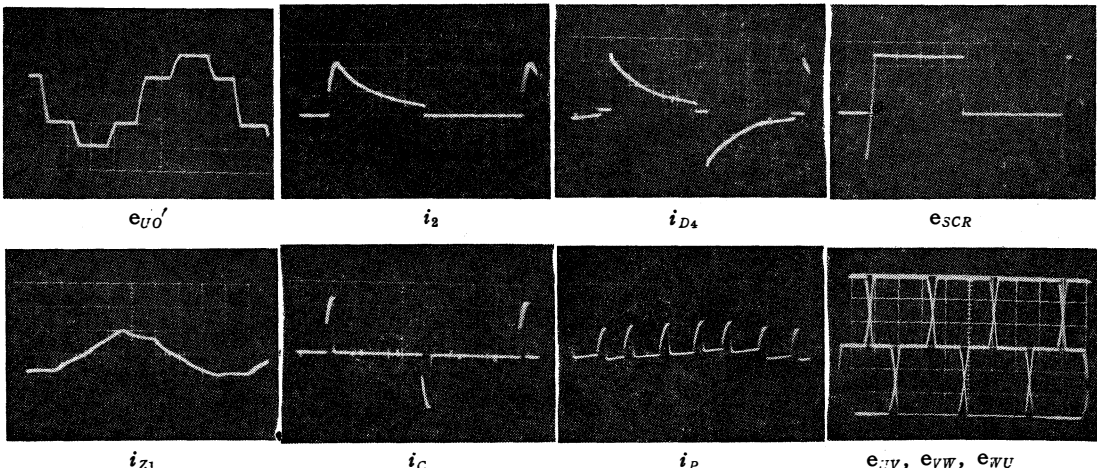
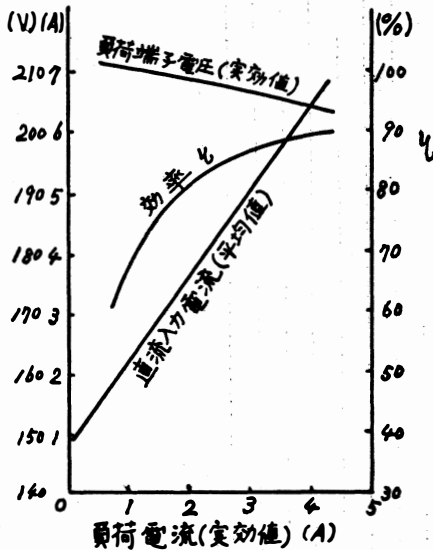


写真-1

波形も変る。この場合、申し添えておきたいことは直流電源の中性点0と負荷の中性点0'との間の周波数は3倍の周波数すなわち180c/sの矩形波となり電圧は $\frac{1}{3}E$ となる。したがって、 $e_{u0'} = e_{u0} - e_{u0'}$ 、となり写真の $e_{u0'}$ のような波形となるのである。

3. 電動機の運転

2の実験では直流電源を、蓄電池(48V)、として3相負荷を図一1のS₂をA側に閉じて行なったものである。しかし、この電源では容量が小さく電動機を運転することが出来ないで直流電源を15kWの直流発電機に切替えた。まず、インバータの負荷特性を調べるため、負荷を平衡3相抵抗負荷とし図一1のS₂をA側に閉じ負荷電流(実効値)に対する直流入力電流、出力3相交流線間電圧(実効値)、および効率を測定すると図一3のようになる。



図一3 3相インバータの負荷特性(60%)

負荷電流の増加と共に直流入力電流は直線的に増加し負荷端子電圧は大体直線的に降下する。また無負荷の場合でも直流入力電流は0.8A程度流入し、これは転流のための損失となる。したがって、インバータの効率は軽負荷程悪く負荷の増加にともなって次第に上昇し90%ぐらいである。

また、直流入力電圧(E_D)と出力3相交流線間電圧(実効値 E_{ef})との関係は図一2の波形からもわかるように、次の式で示すことが出来る。

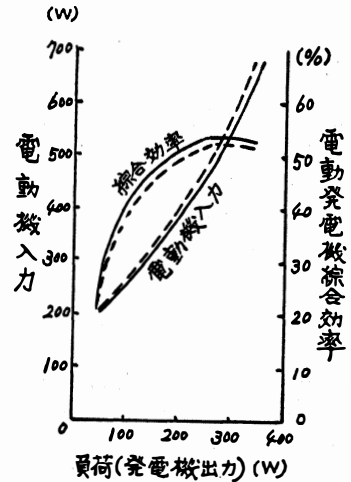
$$E_{ef} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} E_D^2 d\theta} = \sqrt{\frac{2}{3}} E_D = 0.816 E_D$$

.....(2)

(2)式から E_{ef}を200V、とするためには E_Dを 245V、必要となるがインバータの電圧降下を考慮に入れて直流入力電圧 E_Dは 250V、必要となる。

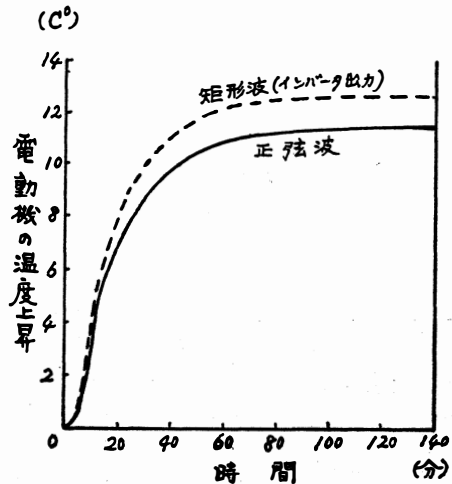
図一1のS₂をB側に閉じ電動機を運転すれば正弦波交流にて運転したよりも少々高い雑音を発生する。これは、(1)式からもわかるように、インバータの出力電圧には高次の高調波成分が含まれているためである。

また、図一4は負荷(発電機出力)、に対する電動機の入力および電動発電機の総合効率を商用電圧200V、60 c/s、3相交流正弦波と、このインバータ3相出力電圧の矩形波との比較測定した特性曲線である。実線は正弦波、点線は矩形波によるものである。



図一4 電動機入力と効率特性
実線：正弦波
点線：矩形波 (60%)

例えば、負荷が300W(発電機出力) のとき正弦波



図一5 電動機の温度上昇特性
負荷(発電機出力) 300W一定
周囲温度27°~33°C

の場合の電動機入力は 560W であるがインバータによる矩形波では 588W となった。すなわち、5%の入力増加となる。したがって、電動機の温度上昇にも関係し図-5のようになる。

図は負荷を 300W (発電機出力) 一定に保持した場合、時間に対する正弦波による運転および矩形波による運転の温度上昇特性を示すもので、実線は正弦波、点線は矩形波の場合である。この時の周囲温度 27°~33°C のもとで、電動機の外枠の温度上昇を測定したものである。

4. 波形の改善

以上のことから、インバータの出力電圧は矩形波のため多くの高調波成分を含有しこの電源をそのまま誘導電動機に供給することは、雑音、効率および温度上昇等の点からも問題があり小容量の電動機ではそれ程でもないとしても少し大形の電動機になると高調波の

影響を無視することは出来なくなり、矩形波を正弦波に近くなるような工夫が必要となる。それには、種々の方式があるが、例えば、2台のインバータを位相差 90° づらしてカスケード接続にすれば階段状の波形となり図-6のようになり1台のものより余程正弦波に近くなる。

また、フィルタを用いて高調波成分をろ波したり、両者を併用して高調波成分の低い方の高調波はカスケード接続で、高い方の高調波はフィルタで除去すればフィルタの容量も小さくてすみ経済的となる。

筆者は鉄共振を利用した定電圧装置および磁気増幅器を用いた定電圧装置を用いて波形の改善を行った。

写真-2の(A)は、インバータ出力電圧波形で波形狂率は約26%であり、(B)は、鉄共振型で改善した波形で

波形狂率は約10%であり、(C)は、磁気増幅器型で改善したもので波形狂率は約1.8%である。この値は測定値と計算値とはほぼ一致した、商用電源の正弦波の波形狂率は約1.5~2.0% (測定値) ぐらいであるから、(C)の波形では商用電源波形に近似しているといえる。

また、写真

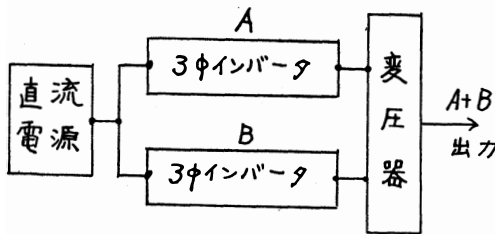
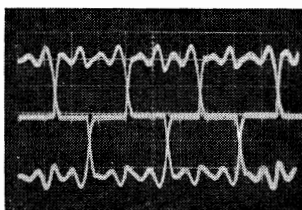
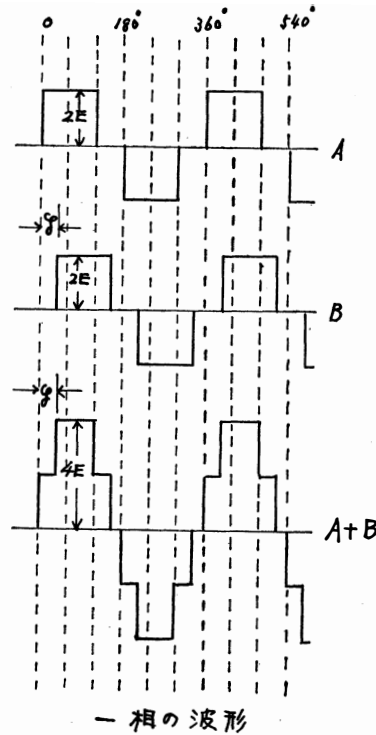
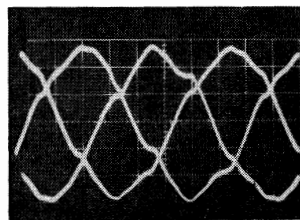


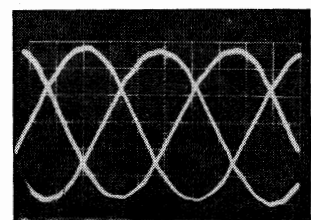
図-6 インバータのカスケード接続



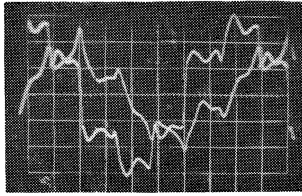
(A) インバータ出力電圧



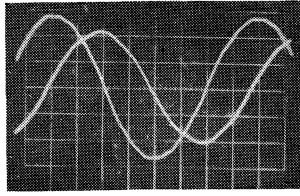
(B) 鉄共振型出力電圧



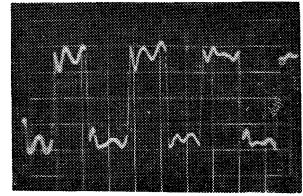
(C) 磁気増幅器型出力電圧



(A) 一相のE, I, 60%



(B) 一相のE, I, 60%

(C) $eo0'$ 180%

写真—3

—3の(A)は、インバータの矩形波電圧で運転した場合のかご形3相誘導電動機（星形接続）の1相の電圧電流波形であり、(B)は、正弦波の場合であり、(C)は、インバータで運転したときの直流入力側の仮装中性点0と電動機のコイルの中性点0'との間の電圧波形であり、その周波数は3倍の180c/sの矩形波となっている。

5. 特 徴

本方式は雑音、効率、温度上昇などに問題点もあったが、この方式の特徴は負荷の種類（抵抗、誘導性、容量性）に関係なく、また周波数にも無関係に比較的小さい容量の転流コンデンサで極めて安定した運転が出来ることである。とくに、誘導電動機の運転のように負荷の大小によって大幅に力率の変化するような負荷に対しても何等転流コンデンサの容量を変えることなくそのままの状態安定した運転が出来る。

また、いかなる過酷な起動に対してもよくこれに耐

え、安定した運転が可能であった。

つぎに、本方式の特徴は、SCRのゲート信号の周波数を制御して速度制御が出来ることで、直流分巻電動機の界磁電流を調整して速度制御のできる範囲ならば自由に制御が出来るし、また供給電圧と周波数をそれぞれ独立して制御が出来るので定出力特性を持った速度制御、また定トルク特性を持った速度制御などの数多くの興味ある特徴を有する。

（昭和42年10月6日 電気四学会北陸支部連合大会講演）

参 考 文 献

1. 佐藤重里, 3相 SCR インバータによる誘導電動機の変速度運転, 東芝レビュー 18巻 7号 1963
2. 築地謙次, 相川浩, 共著 SCR とその応用
3. 森, 岡田, ブリッジ形インバータについて
昭和41年10月 電気四学会北陸支部大会予稿

(昭和 42. 11. 30 受付)