### 単 励 相 自 式 4 1

Single-phase Self-exciting Type Inverters

岩 田 幸 杉本光昭\*\* -\* 金 沢 信 二\* Shinji Kanazawa Mitsuaki Sugimoto Koji Iwata

### 内 容 梗 概

単相自励式インバータについて,実験結果から運転特性を調べ,インバータの制御角γ,出力電圧比 k,を用いて諸特性を説明した。これによりインバータの考え方を簡単化した。また出力電圧の波形ひず みや,自制式インバータについても簡単に述べた。

### 1. 緒 둩

水銀逆変換装置は周波数の制御が簡単であること, 順 変換装置との組合せにより, 出力の制御が容易であるこ となどの利点をもっているので,その応用は近時漸増の 傾向にあり, 運転上の諸問題について種々検討されてき た(1)(2)。筆者らはその中単相自励式インバータについて 研究をすすめ,その応用例としてテレビジョン放送局用 の60~ 定周波電源としての単相自励式インバータ,およ び列車暖房用電源としての単相自励式インバータの研究 を行った。





単相インバータの研究はインバータの基本回路として すでに古くから行われ,理論的にもかなり詳細に検討が なされている(3)~(5)。筆者などは単相インバータの設計を するにあたって主として実験結果に基き必要な諸性質を 研究し、これによって単相インバータの考え方を簡単に することを試みた。また、単相自励式インバータの運転 にともなう一,二の異常現象について解明を与えること ができた。以下その実験結果について, 単相他制自励式 インバータの諸性質を報告する。

### 2. 抵抗負荷単相他制自励式インバータ

説 2.1 概

単相自励式インバータの基礎的資料をうるため,周波 数を一定値にすることができ,比較的実験の容易な他制 式について実験した。第1図は実験回路の大要を示すも のである。第2図はインバータ運転中の各部の電流また は電圧の波形を示す。転流コンデンサの充放電を利用し ているから, 交流出力波形は正弦波とは相当異なる。単 相自励式インバータは一方のタンクが通電しているとき は他方は通電していないから, インバータの半周期のみ を考えれば第3図の等価回路が成立する(6)。この等価回 路について

日立製作所日立研究所 \*

日立製作所国分工場 \*\*

第1図 単相他制自励式インバータ実験回路

が成立する。ここに i1: 直流側の電流, i2: 負荷電流, q: 蓄電器 C の電荷 である。この式を解けばよいので あるが,割合簡単な

 $1>4(4CR) \frac{R}{L_d}$  (このときは(1)式の2階線形 微分方程式の解の ε の指数が実数になる)の場合につい



- 90 -----





第4図 ベクトル図

ても解は

$$\frac{i_1 R}{E_d} = \frac{2\pi}{J\Delta} (1 - \varepsilon^{-h}) \varepsilon^{-\frac{2g}{T}t} - \frac{2\pi}{J\Delta}$$

$$(1 - \varepsilon^{-g}) \varepsilon^{-\frac{2h}{T}t} + 1$$

$$\frac{e}{E_d} = \frac{2g}{\Delta} (1 - \varepsilon^{-h}) \varepsilon^{-\frac{2g}{T}t} - \frac{2h}{\Delta}$$

$$(1 - \varepsilon^{-g}) \varepsilon^{-\frac{2h}{T}} + 1$$

$$(1 - \varepsilon^{-g}) \varepsilon^{-\frac{2h}{T}} + 1$$



第5図 負荷抵抗 R, 転流コンデンサ C を変化した ときの k, r の変化

これを角度に直せば  $\gamma = 360 \cdot T \cdot f$  となる。ただし  $\alpha = \frac{1}{2\pi fRC}$ , f: 出力周波数,  $C_1$ は負荷側に換算する。直流リアクトル  $L_a$  が有限の場合は(2)式または同様に求めた式から計算される。これらはいずれも複雑な形をし

ただし  $X=2\pi fL_d$ ,  $Y=2\pi fC$ , J=X/R, K=4YR $g=\frac{\pi}{2K}(1+\sqrt{1-4K/J}), h=\frac{\pi}{2K}(1-\sqrt{1-4K/J}), \Delta=h(1-\varepsilon^{-g})(1+\varepsilon^{-h})$  $-g(1-\varepsilon^{-h})(1+\varepsilon^{-g})$ 

となる。このようにしてインバータの電流,電圧を計算 できるが割合にめんどうである。

### 2.2 制御角と出力電圧

第2図の波形からわかるように一つのタンクに流れている電流が、ほかのタンクに転流した直後は陽極一陰極間には逆電圧が印加されるが、ある時間後には正の電圧が加わるようになる。したがって、このタンクはこの時間までに格子の制御能を回復している必要がある。そうでないときは両タンクが通電して、直流短絡の状態となり、交流出力はえられない。いわゆる転流失敗になる。この時間すなわち、インバータの制御角はインバータの運転状態を示す一つの因子である。いまこの制御角について考えてみる。

他制自励式インバータの制御角は回路定数によって定 まる。たとえば、第1図の直流リアクトル  $L_d$  が無限大 の場合には、この時間 T は

ており,そのままではインバータの設計に不便である。 そこで,次節以下にのべる量を考えインバータの特性を 記述することとした<sup>(7)</sup>。

### 2.2.1 仮の制御角 γ'

前節で述べたように制御角  $\gamma$  は回路定数によってき まるが、その計算は相当複雑である。そこでいま、出 力電圧を正弦波と考えるとインバータ電流のベクトル 図は第4図のようになる。 $I_i$ の  $I_R$ に対する進み角を  $\gamma'$ とし、これを仮の制御角と名付ける。この場合は

$$\gamma' = \tan^{-1} \frac{I_C}{I_R} = \tan^{-1} 2\pi f C R.....(4)$$

の関係があって、ア'は回路常数から簡単に求められる。

### 2.2.2 出力電圧比

単相自励式インバータの出力電圧は負荷によって大 きく左右される。いま

出力電圧(交流の実効値)  
入力電圧(直流)
$$-e_a = k$$
 .....(5)

を考え、このkを出力電圧比と名付ける。ここに $e_a$ は 整流器のアーク電圧降下である。

### 2.2.3 $\gamma$ , $\gamma'$ k の関係

**第1**図の回路で *f*=49~, *L*<sub>*i*</sub>=10 mH, *E*<sub>*d*</sub>=一定 の場合に *C*=650, 450, 250 µF のとき, 負荷抵抗 *R* と 制御角 *r*, 出力電圧比 *k* との関係を図示すると **第5** 図 のようになる。ここで制御角 *r* はインバータ運転中の

昭和34年11月

整 流器特集号

日立評論 別冊第32号



とした。

またアートの関係において も周波数が高くなると転流 リアクタンス降下がきいて くる。そこで出力電圧比を 次のように定義する。

 $k_0 = \frac{V_1}{E_d - e_a - e_x} \dots (7)$ 

ただし  $E_d$ : 直流電圧, ea: アーク電圧降下, ex: 転流リアクタンス降  $T = PXI_a/2\pi = 2fLI_d$ P: 相数, X: 転流リア クタンス

この koを用うれば、 r-k の関係の 50~500~ の範囲 における実験結果は第7図 の曲線koのようになる。こ のように変圧器の励磁アド ミッタンス,および転流リ アクタンス降下を考慮すれ ば  $\gamma - \gamma' - k_0$  の関係はほとん ど全領域にわたって適用で きることがわかる。第6図 のkもexを補正すればこの 図と一致する。

0:転流コンデンサ

第8図 直流電流が断続する場合の 等価回路

タンクの陽極一陰極間の電圧波形のブラウン管オシロ スコープによる観測結果から求めた。CとRがきまれ ばγ'が決る。第5図およびこれと同様にして行った実 験結果から γ-γ'の関係,および γ-kの関係を求めると 第6図のとおりになる。このように回路定数および直 流電圧, 直流側のリアクトルの相当に広い範囲におい て γ-γ'-kの間には一定の関係があることがわかる。 この結果は第1図に示すように比較的小容量の回路に よって求めた結果であるが、400 kVA のインバータに よる実験結果も、この γ, γ', kの関係は成立することが わかった。この関係を用いれば単相インバータの回路 定数の決定は(2)式のようなめんどうな計算すること なしに、簡単に行うことができる。

2.3 周波数と**γ**', **k**の関係

γ-γ'の関係において周波数が高い場合は問題ないが周 波数が低くなるとインバータ変圧器の励磁電流が影響し てくる。第7図の曲線 γ'は 50~500~の範囲で実験した γ-γ'の実験値である。この図ではγ'は励磁電流の補正を 行って

$$\gamma' = \tan^{-1} \frac{I_C - I_{ex}}{I_R} \quad \dots \quad \dots \quad (6)$$

第9図 第8図の電流 i の波形

### 3. 誘導負荷単相他制自励式インバータ

前章では負荷が抵抗の場合について述べたが、負荷が 誘導性の場合もまったく同様にとり扱いうることが実験 により確められた。すなわち,正弦波と仮定したときの 仮の制御角 γ'は

$$\gamma' = \tan^{-1} \frac{Ic - I_L}{I_R} = \tan^{-1} \frac{\omega C - \frac{1}{\omega L}}{G} \dots (8)$$

として、 $\gamma$ ,  $\gamma'$ , k の関係を求めると第6図とほとんど同 様であり、この関係は負荷の性質のいかにかかわらず成 立する。

### 4. 直流リアクトルの影響

すでに述べたように直流リアクトルは5.5~300mHの 範囲で実験したところ、インバータの運転特性には特に 大きな影響は認められなかった。しかしリアクトルが小 さくなると直流電流が断続するに至る。この直流電流の 断続自体はインバータ運転の安定度に直接関係はない が, 直流側の脈動が大きくなること, 時には転流失敗に 至る可能性があるなどの理由でなるべくこの状態はさけ



単相自励式インバータ







第11図 出力電圧が一定でなくなったときのオシ ログラム



が断続する場合を考えると

$$i = A\left(\left(1 - \varepsilon^{-\alpha t} \frac{\sin\left(\beta t + \phi\right)}{\sin\phi}\right) \dots (9)$$

 $\alpha$ ,  $\beta$ ,  $\phi$ , A: 回路定数によって定まる定数 となり, 第9図のように変化する。図のb曲線のように 振動する場合,この回路には整流器がはいっているので 負の方向には電流が流れない。したがって,出力電圧の 半周期以内にこの電流iがi=0の線をきると直流電流は 断続することになる。このようになる限界の回路定数は

 $\beta t = n\pi + \tan^{-1}\beta/\alpha - \phi$ 

$$\varepsilon^{2dt} = rac{eta^2}{lpha^2 + eta^2} \cdot (1 + 1/\tan^2 \phi)$$

の両式を満足する値となる。

またアナログコンピュータにより *i*=0 になる時点を 求めて,その結果から電流の断続する限界の回路定数を 求めると 第10 図 のチャートのようになる。このチャー トを二,三の実験結果と照合してみるとよく一致するこ とがわかった。

### 5. 鉄共振の限界

γ, γ', kの関係から回路定数を決定するにあたり, γの 最小値は整流タンクの消イオン時間によって決る。これ に対し, γの最大値には特に限界がないようにみえる。

ところが,実験の結果, アが大きくなると出力電圧が大 きくなるとともにときには出力電圧が一定値でなくフラ 第12図 第11図の現象が発生する限界における γ<sup>1</sup> とインバータ出力電圧の関係

フラする現象を生ずる。第11回はこの現象が生じたと きのオシログラムである。図からわかるようにこの現象 が発生すると出力電圧の大さのみならず,波形が著しく 変動し,そのために γ が変る。したがってこの現象が発 生するとときには γ が飛躍的に小さくなって転流失敗に 至ることがある。たとえ転流失敗に至らなくてもこの現 象の発生は設計上さけなければならない。

いまいろいろの実験結果からこの現象の発生する限界を求めると第12図のとおりになる。この結果から無負



昭和34年11月

整流器特集号

日立評論 別冊第32号



第13図 無負荷時における限界電圧



?の最大値が決定する。かくしてインバータ運転における?の最大値と最小値が決定される。

# 常磐線交直両用電気機関車の列車暖房用 単相インバータ

ここに紹介する常磐線交直両用機関車は現在計画中の 交直二方式の給電区間からなる上野――仙台間を運行す る旅客専用のもので、上野――藤代の直流区間は架線か ら直接直流 1,500V を受電して走行し, 藤代――仙台間 は、架線電圧 20kV を主変圧器にて降圧しさらに水銀整 流器にて整流して, 主電動機を駆動する。また列車暖房 も交流区間が直流区間に比して長いので効率の点からも よりよく,かつ保安の点からも高圧を任意に降圧しうる 交流方式が採用された。この機関車の計画当初において は直流区間暖房用電源には 200 kW 直流電動交流発電機 を搭載する計画もなされたが結局直流区間には不要な水 銀整流器をインバータとして利用するのが経済的にもま た重量,空間的にも最も有利であるので,前述のように 技術的諸問題さへ解決されるならば本インバータ方式が 採用されるのは自明であろう。前節にのべた多くの研究 結果に基き常磐線交直両用機関車列車暖房用単相インバ ータの回路定数が決定した。第15図はその回路の大要

第14図 限界電圧をきめる手法

荷の場合のこの現象の発生する限界の出 力電圧を求めると転流コンデンサの容量 を横軸にした 第13 図 の曲線をうる。

ここで変圧器の励磁電流を求めると第 14 図 の曲線 o e となり,この図上に転流 コンデンサに流れる電流 ωCV をかくと 直線 o c のようになる。この直線を平行 移動して励磁電流の曲線 o e と接する点 を求め,この点における電圧 Vit を第 13 図の図上に示すと〇印のようになり,両 者はほとんど一致する。このようにして 出力電圧の最大値が決り,したがって, を示す。以下本機関車のインバータ制御方式につきその 概要を述べる。

インバータ制御の要点は

(1) 負荷に応じて適正な制御角 r にて運転を行うた めの転流コンデンサの制御およびそのための r 検出

(2) インバータ起動時の条件検出

(3) 転流失敗時自動開閉合

などである。運転中任意に調整される負荷に応じて常に 安定であるための制御角 γ を検出し,その安定運転限界 で転流コンデンサの量を調節するのが理想的で制御角 γ の検出は2個の磁気増幅器を使用し負荷電流と転流コン デンサ電流の比により制御角 γ の安定運転の両限界を 検出する方式を考案した。本インバータの例では上限



---- 94 -----



式 相 首 励 1 2 1

御角の関係

*γ*=35度, 下限 *γ*=20度 を検出している。また転流コンデ ンサは負荷変化から4群に分け、これらの投入遮断には、 車両用直流遮断器として,経験の深いカム軸接触器を交 流回路にはじめて採用した。第16図は本インバータの 運転特性の一例で縦軸に転流コンデンサ容量(kVA), 横軸に負荷容量(kW)をとって各コンデンサ群につきそ の特性を示してある。また本図中最左端の ACF only と あるのは本インバータがほとんど負荷がない状態でも自 己の安定抵抗と交流フィルタ用コンデンサのみにて運転 される特性を示している。次にインバータの起動に際し ては負荷の値に適合した転流コンデンサ量でなければ確 実に起動することは不可能である。したがって本インバ ータには,自動負荷チェック装置を設け,起動前にすべ て自動的に負荷の抵抗値を測定し、その大きさに見合っ た転流コンデンサ量に調整して起動されるようになって いる。運転中極端に大きな負荷の急変により転流失敗の 可能性も当然予想し, 転流失敗によるインバータ回路直 流側補助高速度遮断器の自動遮断時より一定時限後に負 荷チェックを行って,再投入する自動再閉合方式を採用 した。本方式は1度の投入で起動不能の場合は,30秒後 に再投入を試み、これでも不成功の場合はさらに 30 秒 後に試みるよう再閉合3回の方式をとっている。本例の 運転結果では強制的に転流失敗させてもほとんど一度の 再閉合動作で成功している。

7. インバータ出力電圧の波形ひずみ

### 7.1 波形ひずみと負荷の力率との関係

列車暖房用などの場合には出力電圧の波形という点は たいして問題にならないけれども、インバータが周波数 および位相の制御が容易なことを利用して、たとえば、 テレビジョン放送局の電源に用いたような場合はその波 形が相当に問題になる。インバータはその交流出力電圧 の発生の機構から考えてもわかるように正弦波からかな りはずれる。この波形のひずみ率は回路定数によって非 常に相違する。

一般に制御角 アが大きいほど,また負荷の力率が小さ いほど,波形のひずみ率 ε は小さい。たとえば抵抗負荷 の場合,制御角によってひずみ率 ε が変化する様子を示 すと第17図のようにである。ここで波形ひずみ率εは ひずみ率計で測定した値であり,

$$\varepsilon = rac{\sqrt{V_2^2 + V_3^2 + \dots}}{V_1} imes 100\%$$
 で示される。  
ただし,  $V_1$ : 基本波実効値,  $V_2$ ......第2......高調波

### 実效值

第17図からわかるように抵抗負荷ではひずみ率を10 %以下にすることはほとんど不可能である。負荷の力率 を小さくすると波形はよくなる。第18図はその一例で ある。図からわかるように波形ひずみを5%程度におさ

---- 95 -----



整流器特集号

日立評論 別冊第32号



第18図 単相自励式インバータの波形ひずみと負荷の力率の関係

えるためには力率はきわめて小さくなり,誘導性負荷が 大きく,したがって転流コンデンサの容量も非常に大き くなる。



## 第19図 単相自励式インバータの出力電圧の波形 分析の結果

に制御電圧を与えていること,および起動装置を必要と する点である。他制式では周波数は負荷には無関係に格 子制御の周波数で決る。自制式では格子制御角が,移相 装置で決まるため,移相装置の移相特性が周波数に無関 係ならば,格子制御角は一定となり,したがって γ は一

### 7.2 出力波形の分析

いま出力波形に含まれている各高調波を分析すると第 19図のとおりになる。この結果波形はそれに含まれてい る第3,第5高調波に基因していることがわかった。し たがって, 第3高調波を除けば波形ひずみは相当に改善 されることが予想される。そこで転流コンデンサの一部 に直列にインダクタンスLを挿入し,これを第3高調波 に直列共振せしめることを試みた。その結果相当に波形 は改善された。たとえば第19図の場合と同一の回路定 数において転流コンデンサの一部(この場合は32%)に インダクタンスを挿入して第3高調波用のフィルタを形 成した。その結果各高調波電圧は第19図の・印のよう になり、波形ひずみが 7.6% から 4.6% に改善された。 この例ではフィルタにしたコンデンサと全コンデンサの 割合  $C_f/C_T$ は 32% であったが、この  $C_f/C_T$  およびコ イルのQによってかなり影響される。このフィルタを使 用したときのひずみ率の一例は第18図の点線のとおり であり、単相自励式インバータの波形ひずみを5%程度 にすることは困難でないことがわかる。

## 8. 単相自制自励式インバータ

### 8.1 概 説

自制自励式の場合も定常状態における γ, γ', k などの 関係は他制式の場合と同様である。自制式が他制式と異 なる点は,自制式では出力の一部を移相回路を経て格子 定にたもたれて,負荷変動にともない周波数が変化する。 移相回路の移相特性が周波数に関係する場合(たとえば ツーロン回路)は周波数と制御角;がともに変化してイ ンバータの運転特性は非常に複雑になってくる。

自制式では出力電圧によって格子が付勢されるから, 出力電力が0である起動時には格子入力がない。しかも 水銀整流器は点弧のために一定電圧が必要である。その ため,真空管発振器のように出力電圧が0からだんだん 大きくなって定常状態に達することはできない。したが って,なんらかの起動回路を設ける必要がある。以下起 動方法の二,三の例について説明する。

8.2 自制自励インバータの起動方法

8.2.1 他制式としてスタートして自制式に切り替え る

他制式としてスタートしておいて格子に十分な電圧 が与えられる状態になってから自制式に切り替える。 この場合他制式の周波数 *fs* と自制式として定常状態 になったときの周波数 *f* とはできる限り近いことが望 ましいが,相当に相違しておっても差つかえなく,安 定に切換可能であることが実験の結果わかった。

たとえば  $f_s = 50 \sim$ で他制式としてスタートし,  $f = 100 \sim$ の自制式に切り替えたときのオシログラムが**第** 20 図であり, 安定に切り替えが行われている。

### 8.2.2 陽極電圧を利用する起動方式

第21 図の回路で Sを閉じれば Gu に直流電圧が印

---- 96 -----



単相自励式インバータ



第20図 他制式から自制式に切り換えたときのオシログラム



第22図 単相自制自励式インバータの起動時のオシログラム



第21図 単相自制自励式インバータ起動法

加され, U相が通電する。これによって出力電圧が生じ, G。が付勢されて, この電圧が点弧に十分であれば V相が通電し, U-V間で転流が行われてインバータは定常運転にはいる。 第22 図 はこのときのオシログラムの一例を示す。

8.2.3 直流電圧を利用する方式

第23図のようにほかの電源(たとえば電池)を利用 して短時間だけ格子に正電圧を与えて起動してもよ い。ただしこの場合スイッチSの閉路の時間tsは

 $t_s < 1/_2 f + t\gamma$ 

ただし  $t\gamma$ : 制御角 $\gamma$ の時間

*f*: 周波数

であることが必要である。ts が大きすぎると、ほかの 極が正になって通電し、転流失敗となる。



第23図 単相自制自励式インバータの起動法

以上自制式インバータのスタートについて述べたが, ほかの点については他制式と特に変ったところがないか ら省略する。もちろん細部については検討すべき点を残 していることはいうまでもない。

## 9. 結 言

以上単相他制自励式インバータの諸性質および自制式 インバータの起動法について簡単に述べた。おもな結果 を要約すると次のとおりである。

(1) インバータの回路定数を決定する上に便利なように仮の制御角 γ'を使用した。

(2) 定常運転時における制御角 γ, 出力電圧比 k, 仮の制御角 γ'の間には一定の関係がある。しかもこの関係はインバータの容量, 周波数などの相当な広範囲に

--- 97 ----

整流器特集号

日立評論 別冊第32号

わたって変らない。この関係をインバータ設計の基本 として用いることができる。

(3) インバータの諸定数決定にあたり制御角 γ の最小値は消イオン時間から決まるが, γ の最大値は 第14
 図の手法によって決定される。

(4) 直流電流の断続は 第10図 によって求めること ができる。

(5) 出力波形のひずみは γ が大きいほど,負荷力率 の小さいほど小さい。そしてひずみの大部分は第3高 調波に基因しているから,第3高調波を除けば波形は 相当改善される。 (6) 自制式インバータの二, 三の起動方式について のべたがいずれも安定に起動できる。

### 参考文献

- (1) 毛利: オーム特集号 (昭 28-11)
- (2) 高林: 日立評論 37, 10, 12 (1950)
- (3) 馬淵: 電試報告 537号 (昭 28)
- (4) W. Schilling: A. f. E. 28, 22 (1933)
- (5) Wagner: E. Eng. 54, 1127 (1935)
- (6) Wagner: E. Eng. 55, 970 (1950)
- (7) 金沢,岩田: 電気学会東京支部講演会論文集(昭 33)
- (8) 岩田, 金沢: 電気学会東京支部講演会論文集(昭 33)



### 静止レオナード制御装置

この発明は2台の水銀整流器を設けその1台を順変換 器にほかの1台を逆変換器に使用して電動機の可逆運転 制御をする静止レオナード制御装置に関するもので,整 流器の格子位相角を常に整定値に保持し,また負荷を経 ずに流れる循環電流の値を予定値に制御して高能率運転 をしようとする点に特長がある。図に示すように水銀整 流器1,2のおのと同位相の交流電源より給電されま た同位相の格子電圧により制御されるサイラトロン4,5, 6,7を設けてそのおのおのを交叉接続にし,この回路に 流れる循環電流に比例した電圧を抵抗8,9を用いて基準 電圧と比較し,その偏差で自動移相器11,12および誘導 形移相器13を調整して格子位相角を常に予定値に保持せ しめるようにしている。なお3は被制御電動機である。 (矢崎)





