UDC 621.316.729
621.376.54: 621.3.076.7

論文

47-B 21

直流チョップパ制御系の相互同期運転

東京大学 曾 根 悟

東京大学 阿 部 茂

1. ま え が き

直流チョップパ制御は、チョップパをオンオフスイッチとして用いる普通の使い方の場合、時間比すなわちチョップパがオン状態にある時間のオンオフ周期に対する割合が制御の直接の対象となる。この時間比を変える方法には、周期を一定とする方法、オンまたはオフ時間を一定とする方法、すべてが変化する方法などいろいろ考えられ、どの方式を選択するか、また、たとえば周期一定制御を採用するとした場合、その周期をいくにするかは制御対象の要求によりも、むしろ制御系全体の経済性などから決められるのが普通である。

このようにチョップパ制御では本質的には時間比のみが重要で、個々のチョップパの周波数や位相は制御上の自由度として残されており、この自由度を用いて、さまざまな立場から制御系としての最適設計が行なわれる。なかでも誘導障害の防止に関連しリプルの周波数や振幅に関する事項が制御系の成否に大きな影響を与

えることが多く、これまでもこの観点からの考察が多くなされてきている。

従来のこの観点からの結論を要約すれば、リップルが特定周波数帯にはいりこむことが不適当な系ではオンオフ周期が一定の制御方式をとり、チョップパの電源側には適当な大きさの LC フィルタを設けて電源側リップルを減少させるとともに、負荷側にはフリーホイーリングダイオードと平滑リアクトルとを設置して負荷側リップルを軽減した第1図(a)の回路を基本として、必要に応じてこれを(b)図のように多相・多重化して用いる手法が得られている。

多相化はリップルの基本周波数を高め、その振幅を減らすためフィルタでの平滑化を容易にする利点があり、もともとチョップパ用サイリスタを何個か並列接続して用いるような大電流の制御にはきわめて有効な方法であるが、小電流の制御に対してはサイリスタを多数必要とする欠点を伴う。

従来の考察は上記のようなチョップパ制御装置単体と

第1図 LC フィルタと多相化

Fig. 1. LC filter and phase multiplication.

Mutually Synchronized Operation of DC Chopper Control Systems. By S. SONE, Member & S. ABE, Associate (Faculty of Engineering, University of Tokyo)

曾根 悟: 正員, 東京大学工学部電子工学科助教授, 電子回路担当

阿部 茂: 准員, 東京大学大学院工学系研究科電気工学専門課程

しての範囲に止まり、複数のチョッパ制御装置を持つ系に関するものは見られなかった。

本論文では同一系統内の複数のチョッパ制御装置相互間で、制御装置としての独立性は保持しつつ、誘導障害の観点から相互同期運転を行なって総合リップルを減少させる方式を紹介する。この方式によれば負荷の増大とともにリップルが減少する傾向を示し、単独にはじゅうぶんな多相化が経済的にできない場合に系としての経済性が向上する。また、将来の負荷増に対して誘導障害対策はあらかじめ行なわずにすむ利点もある。

本提案の同期系は、従来の同期と異なり、相互に他の影響を打ち消すような逆相同期系があり、この原理と方式について第2章で述べ、この同期が従来の「同期」の概念を逸脱する性質を持っていることを第3章で明らかにし、同期の概念の拡張と整理を行なう。第4章では、実験によりこの系の動作などを紹介し、第5章で実際に相互同期運転を行なう際の問題点に触れる。

2. 相互同期運転の原理と方式

一定周波数制御方式を用いた場合、チョッパの出す交流分の大きさは通電角が θ のときの波高値を1とし

第2図 チョッパの出す交流分の大きさ

Fig. 2. AC components due to chopper.

て第 n 調波では

$$\frac{\sqrt{2}}{n\pi} \sin \frac{n\theta}{2} \dots\dots\dots (1)$$

で表わされる。これをグラフで示せば第2図のようになる。この交流分が誘導障害の原因であることはいまでもない。交流分を抑えるため第1図(a)のようにLCフィルタを入れると電源側では第 n 調波 I_n' は

$$I_n' = \left(\frac{f_f}{n f_{ch}} \right)^2 I_n \dots\dots\dots (2)$$

となる。⁽¹⁾ ここで I_n はチョッパの出す交流分の第 n 調波、 f_f はフィルタの共振周波数、 f_{ch} はチョッパの動作周波数であり、電源は定電圧源と見なせるものとする。(2)式によればLCフィルタの効果は高調波の次数の2乗に比例するので、交流分の大きさだけからいえば、基本波や比較的低次の高調波が誘導障害対策上問題になるであろう。LCフィルタと並んでチョッパを多相化することも誘導障害軽減の効果が大きい。いま n 相化すれば一相あたりの振幅は $1/n$ ですむから、合成したものの第 m 調波は k を正整数とすれば

$$\begin{aligned} & \frac{1}{n} \left[\cos m\omega t + \cos m \left(\omega t - \frac{2\pi}{n} \right) + \dots\dots\dots \right. \\ & \quad \left. \dots\dots\dots + \cos m \left\{ \omega t - \frac{(n-1)}{n} 2\pi \right\} \right] \\ & = \begin{cases} 0 & m \neq kn \text{ のとき} \\ \cos m\omega t & m = kn \text{ のとき} \end{cases} \dots\dots\dots (3) \end{aligned}$$

となる。つまり n 相化することはチョッパの素周波数を n 倍にし、振幅を $1/n$ にするのと同じ効果を持つ。周波数が上がるほどLCフィルタの抑制効果が大きいことを考えれば多相化の利点がわかる。

ところで、チョッパで電流を制御する負荷が一つ的时候にはLCフィルタや多相化以外には有効な誘導障害対策は見あたらない。しかしチョッパと負荷よりなるユニットが、たとえば電気車の場合のように複数個存在するときには各ユニット間の協調をとることによりリップルをさらに減らすことができる。⁽²⁾ ここで述べる逆相同期系はこの協調をとる一つの方法である。いま、自分以外の発振器の出力の和に同期し、それと逆位相の出力を出す発振器(逆相同期発振器)からなる系を考えればこれら全発振器の出力の和はすべての発振器が任意の位相で発振している場合のそれより常に小さく、最小(たいていの場合0)となる。(第3図参照)この逆相同期系をチョッパ間の位相制御に利用しようというのである。もちろん同期をとるために各チョッパの動作周波数は、あらかじめほぼ等しく設定しておくものとする。

第3図 逆相同期系の出力ベクトル図

Fig. 3. Vector diagrams of outputs of opposite phase synchronization systems.

第4図 逆相同期系(1)

Fig. 4. Opposite phase synchronization system (1).

さて、チョップのだすりプルの基本波分とチョップを制御する発振器の位相との関係が既知であるならば逆相同期系を使うことによって、ユニット間の協調をとり、系全体としてリップルの基本波分を最小にできる。ここでは二つの方式を考えることにする。具体的な例として、以下チョップ式電気を参考にして話を進める。

(1) 各ユニットでいつもリップル電流の大きさが等しい場合。(電気車の同一編成内の各ユニットのような場合)

各チョップを動かしている発振器の出力も各ユニットとも等しいとすれば、第4図のように発振器どうしだけで逆相同期系をつくるようにするだけでよい。

(2) 各ユニットのだすりプル電流の大きさがユニットごとに、または時間の推移とともに変化する場合。(電気車でいえば、異なる列車のユニット間のような場合)

第5図 逆相同期系(2)

Fig. 5. Opposite phase synchronization system (2).

第6図 逆相同期発振器の構成(方式(1)の場合)

Fig. 6. Composition of an opposite phase synchronized oscillator of type (1).

発振器の出力は各ユニットとも等しくても、通電角の違いによってリップル電流の大きさが各ユニットごとに異なるような場合である。この場合には単に発振器どうしだけで逆相同期系をつくっても意味がない。つまり通電角に相当するだけ位相を調整してやらねばならない。これには第5図のようにチョップをも含めた逆相同期系をつくる必要がある。

(1)と(2)の方式の違いは簡単にいえばどこから同期入力をとるかということになる。

ところで逆相同期系をつくる場合、自分以外の発振器の出力(リップル電流の基本波)の和をどのようにして知るかという問題がある。それには全出力和から自分自身の影響を差し引いたものを同期入力とすればよ

第 7 図 逆相同期発振器の構成(方式(2)の場合)

Fig. 7. Composition of an opposite phase synchronized oscillator of type (2).

い。回路の定数(たとえばインピーダンス)がすべてわかっていて、その結果、自分自身の出力の寄与分がわかればこの補償は簡単にできる。したがって、逆相同期発振器は第 6 図、第 7 図のような構成となる。

ここで、(1)と(2)の方式の相違について触れてみよう。(2)の方式ではチョッパ制御装置への電流指令に従って、自分自身のだすリプル電流の大きさが変化するため、この分を考へに入れた補償をしなければならない。また、(1)の方式も原理的には(2)の方式で代用できるはずであるが、発振器レベルで直接同期をとる方式のほうが不確定要素が少ない。このほかに、(1)の方式にすると共通引き通し線を任意のユニット数ごとに区切って逆相同期系の大きさを加減できることになる。高調波成分をも考えると、このように逆相同期系を適当な大きさに抑えることは第 8 図に示すように有利となる。また系の安定性からいっても得策と考えられる。

また、(1)の方式では発振器の定常状態を利用しているのに対し、(2)の方式では同期の過度状態をも使わざるを得ない。すなわち本来別個に制御されている対象間の協調であるから、個々の動作状態の変化に対応して逆相同期系の動作が行なわれなければならない、このようなときの系の速応性については、多々問題があるが本論文では触れなかった。

なにはともあれ、逆相同期系の採用によってチョッパのだすリプル電流の少なくとも基本波分は、チョッパ系全体で互いに相殺して最小にできることがわかった。

次に逆相同期系における同期の特徴について述べよう。

3. 「同期」の概念とその拡張⁽³⁾⁽⁴⁾⁽⁶⁾

前章で述べたように、自分以外の全ての出力の合成

ユニット数	2	3	4 以上
ベクトル図			
基本波	0	0	0
高調波	第2n+1調波 0 第2n調波 2倍	第3n+1調波 0 第3n+2調波 0 第3n調波 3倍	高調波分については0になるとは限らない

第 8 図 方式(1)における逆相同期系の大きさと高調波との関係

Fig. 8. Relation of resultant harmonics in opposite phase synchronization system of type (1) to the size of the system.

値に対して周波数が等しく、位相は逆相になるような出力を生ずるものを逆相同期発振器と呼ぶことにすれば逆相同期発振器の出力を全部加えることにより、全体として「同期」的な状態にある系ができることが予想される。

〈3-1〉逆相同期系の動作モード 以下簡単のためにチョッパのだすリプルの基本波のみを考えて、正弦波交流としての取り扱いをすることにする。2台からなる系では互に逆相で発振するから合成振幅は第 3 図(a)のように各発振器のだす振幅の差となる。個々のチョッパは個々の負荷が要求する時間比に応じた振幅のリプルをだすから、これには自由度がなく差の振幅は結局合成値として可能な最小値である。3台の場合には、各振幅 A_i の間に

$$|A_1 - A_2| < A_3 < A_1 + A_2$$

すなわち、 A_i が 3 角形の三辺を構成できる関係にあれば、(b)図のように逆相同期系によるベクトルは閉じ、これを三相発振とみれば零相分のない発振となって合成値は零となる。各振幅が等しければ対称三相発振となることはいうまでもない。これは安定解であって、相順は初期条件により正か逆かのいずれかに決まる。

4 台以上の場合も同様に相数 4 以上の多相発振になるかという必ずしもそうとは限らない。

各振幅の関係が多角形の構成不能の条件、すなわち $A_i > \sum_{j \neq i} A_j$ となる i が存在する場合には第 9 図(a)のようになり、2台の場合と同様に合成値は零にはならないが最小になる。 n 角形が構成可能、すなわちすべての i について $A_i < \sum_{j \neq i} A_j$ であればベクトルは閉じて合成値は零になるが、(b)、(c)図に示すようにこれを n 相発振とみなすことが困難な場合も生じる。(b)図はベクトル 1 に対してベクトル 2 が回転し、ベクトル 3 および 4 は全体として閉じるように 1 および

第 9 図 4 台以上からなる逆相同期系

Fig. 9. Opposite phase synchronization system composed of 4 or more oscillator units.

の動きに応じたふるまいをするものとする。この図の場合はベクトル 2 のみ他と周波数が異なっているが、4 台すべてが自分以外 3 台の合成出力に対して同一周波数、逆位相の出力をだしていることに変わりがない。

また、(c) 図では 6 台が 3 台 × 2 となりそれぞれ独立に閉じたベクトル系を構成しているために、(b) 図と同様系統内に高調波以外の二つの周波数が混在している例を示している。

以上の例からわかるように個々の発振器は従来の概念どおりの同期運転をしているにもかかわらず、系全体としてみると二種の周波数が混在するという従来の概念を逸脱した動作が起り、ここで「同期」の概念の整理と拡張とが必要になる。

〈3.2〉「同期」の概念とその拡張 従来「同期」という概念は、周波数（または周波数と位相）が基準のそれと等しい状態をさし、同期している系には高調波などを除けば周波数は一つしか存在しないと考えられている。このことは基準波形とそれに同期している波形との位相角 $\varphi(t), \theta(t)$ の間に常に $\alpha < \varphi(t) - \theta(t) < \beta$ を満たす適当な有限の α, β が存在することを意味し、目的によっては $\beta - \alpha \ll 2\pi$ (位相関係一定) であるが、普通の場合は $\beta - \alpha < 2\pi$ と考えられている。基準が特定のものに限られない相互同期についても同様な概念が用いられている。

第 10 図 「同期」の概念の拡張

Fig. 10. Extended concept of "synchronism".

ところが、逆相同期系では前述のように以上の関係は満足されず、しかも個々の装置はどれをとってみても明らかに残りのすべてに対して従来の概念での同期運転をしている例がみられる。そこで、同期の概念を明確に整理するために、個々の装置からみた同期を個別同期と呼ぶことにし、 n 台の装置からなる系全体が同一の周波数で運転している状態、すなわち任意の 2 台について個別同期がとれている状態を系同期と呼ぶことにすると、この逆相同期系では系同期のかかっている状態のほかに、個別同期はとれているが系同期はかかっていない状態で、なおかつ合成値が零になるという所期の目的を達している状態がある。この状態も系全体が「同期」的な協調状態にあることは明らかなので、これも含めて閉ベクトル同期と名づけることにする。

これらの関係を図示すれば第 10 図のようになる。図の四つの領域のうち①, ②, ③が従来の同期の概念に属するもので、系同期のとれている状態に対応し、①は同相同期など、②は逆相同期のうち第 3 図(a)に対応するものである。③はベクトルが閉じかつ静止する最も普通の閉ベクトル同期であり、従来の多相チョップでは個々のチョップ部の動作は③の一部を占めると考えられる。④は従来の同期の概念を逸脱する部分のうち閉ベクトル同期のとれている場合であり、第 9 図(b), (c)がこの例である。逆相同期系は結局、②, ③④を実現する機能を持ち、このうち合成値の零になる閉ベクトル同期は③, ④をさすことになる。

4. 正弦波発振器による逆相同期系の実験⁽⁶⁾

実際の発振器でもって逆相同期発振器をつくり、それによって逆相同期系が第 3 章で述べたように動作するかどうか実験を行なった。

実験装置としては第 6 図のような構成のものをつかった。この逆相同期発振器の出力レベルをそれぞれの発振器で等しくしておけば、第 2 章で述べた(1)の方式の実験が、出力レベルを発振器ごとに変えれば(2)の方式の実験ができることになる。

第 11 図 CR 発振器を用いた逆相同期発振器
Fig. 11. An opposite phase synchronized CR oscillator.

大: 出力波形, 小: 同期入力部波形, $V: 0.1\text{ V/div}$
(a) 同期入力をいれないときの補償の精度

大: 発振波形, 小: 同期入力波形
(b) 同期入力をいれたときの同期の特性

第 12 図 逆相同期発振器の特性

Fig. 12. Characteristics of an opposite phase synchronized oscillator.

同期発振器は第 11 図のように CR 発振器を用い、同期入力や出力に方向性をもたせるため、また、位相反転のために普通の増幅器を使い補償はトランスで行なうことにした。なお、発振周波数は 330 Hz、出力は 0.3 V_{p-p} にセットした。

この発振器の特性を示したのが、第 12 図である。(a) 図は外部(第 11 図 A 点)から同期入力を入れないときの出力波形(大)と同期入力部(第 11 図 B 点)

$H: 0.1\text{ s/div}, V: 0.1\text{ V/div}$

(a) 同期入力を切ったときのうなり

$H: 1\text{ ms/div}, V: 0.1\text{ V/div}$

(b) 同期入力を入れたときの出力

(c) (b) 図のベクトル図

第 13 図 同一出力振幅の発振器 2 台からなる逆相同期系

Fig. 13. An opposite phase synchronization system composed of two oscillators of output of equal amplitude.

波形(小)を示している。これにより補償が完全とはいえないまでもほぼとれていることがわかる。第 12 図(b)は同期の特性を見たものである。同期入力波形(小)と発振波形(大)との位相のずれがわずかに見られるが、これは装置の改善でじゅうぶん小さくできると考えられるので無視してさしつかえない。

まず、(1)の方式の実験について述べよう。逆相同期発振器を 3 台用意し、それぞれの出力が等しくなるように調整する。まず、発振器 2 台の系から実験をはじめ。同期入力部を 2 台とも切ると発振周波数のわずかな違いによって、共通出力には第 13 図(a)のよううなりを生じる。そこで 2 台ともに同期入力を入れると(b)図のように出力がほぼ零となる。このときの 2 台の発振器の位相が(c)図のようになっていることはいうまでもない。なお同期入力は 2 台ともに入れずに、どちらか一方に入れるだけでも同じ結果が得られることは明らかであろう。次に 3 台のときは第 14 図のようになる。(a) 図は 3 台のうなり、(b) 図は同期をかけた結果、(c) 図はそのときのそれぞれの発振

$H: 0.1 \text{ s/div}, V: 0.1 \text{ V/div}$
(a) 同期入力を取ったときの出力

$H: 1 \text{ ms/div}, V: 0.1 \text{ V/div}$
(b) 同期入力を入れたときの出力

(c) (b)図のとき3台の発振位相

第 14 図 同一出力振幅の発振器 3 台からなる逆相同期系

Fig. 14. An opposite phase synchronization system composed of three oscillators of outputs of equal amplitude.

器の位相関係を示す。ところで 4 台以上になると第 3 章で述べたように発振の位相関係が一義的に決まらなくなり、二つの周波数が存在することになるはずである。

もう 1 台普通の CR 発振器を加えて実験したのが第 15 図である。確かに位相は対称四相に固定せず 2 台ずつ組になって位相がずれていく。しかし、このときでも出力和 0 の条件が満たされていることは実験結果の示すとおりである。なお、5 台の場合の実験は第 16 図からわかるように位相が複雑に変化するので結果を写真で示すことはできないが、いつも出力和 0 の条件だけは満たされていたことをつけ加えておきたい。

次に (2) の方式の実験について述べる。まず 3 台の

(a) 4 台がほぼ対称四相の発振をしている様子

$H: 1 \text{ ms/div}, V: 0.02 \text{ V/div}$, 大: 出力の位相を見るためのせたものである 1 台の発振器の出力位相を示す
(b) (a)図のとき出力(小)

(c) (a)図のように位相は固定せず 2 台ずつ組になって位相がずれていく様子

$H: 1 \text{ ms/div}, V: 0.02 \text{ V/div}$, 大: (b)図と同様
(d) (c)のとき出力(小)

第 15 図 同一出力振幅の発振器 4 台からなる逆相同期系

Fig. 15. An opposite phase synchronization system composed of four oscillators of outputs of equal amplitude.

うち 1 台の出力を変えていったときに、他の 2 台の位相がうまく全体として出力和 0 の条件を満たすように変わってくれるかどうかを調べることにした。結果は第 17 図のとおり良いものが得られている。なおベク

第 16 図 同一出力振幅の発振器 5 台からなる逆相同期系のベクトル図

Fig. 16. Vector diagrams of an opposite phase synchronization system composed of five oscillators of outputs of equal amplitude.

トル図は写真のときの計算による位相関係を示している。次に 4 台のとき 1 台だけ出力を変えると第 18 図の示すように位相は一義的に決まり、出力の等しいときのように位相が二組ずつずれていく現象が見られなかった。なお、このときの発振器の全出力和も同図に示すとおりである。

これらの実験によって逆相同期系がベクトル図で考えた理論どおりに動作することが証明された。なお、実験に見られた位相の誤差は主として補償の不完全さによるものと考えられ、補償回路の調整によりかなり

第 17 図 一台だけ出力振幅の異なる発振器 3 台からなる逆相同期系

Fig. 17. An opposite phase synchronization system composed of three oscillator units one of which has a different amplitude of output to the others.

改善されることも確かめられた。

5. 逆相同期系の特長と問題点

まず、逆相同期系の特長についてまとめてみよう。

(1) 系として出力和はいつも最小となる。

(2) (1)の方式では同期入力系を構成する発振器の過半数に入ればよい。この余裕は逆相同期系の信頼性からいって好ましいものである。

次に問題点を考えてみよう。

(a) 前にも少し触れたように、同期の過渡現象が

第 18 図 一台だけ出力振幅の異なる発振器 4 台からなる逆相同期系

Fig. 18. An opposite phase synchronization system composed of four oscillator units one of which has a different amplitude of output to the others.

(2)の方式では直接に系の過渡安定性に影響を及ぼすことになる。したがって、この問題の解決いかんによっては系をむやみに大きくすることはかえって不利となる。ところで、こういった同期の特性は発振器の種類によって大きく異なると考えられるので、今後、検討する必要がある。

(b) 逆相同期系では第 2 章で述べたように基本波については、所望の目的を達することができるが高調波については、ユニット数の調整で改善するくらいしか策がなさそうである。したがって、高調波についても系全体として少なくするような方式を考える必要があろう。たとえば、誘導障害を起こす周波数帯がチョップの素周波数の数倍のところにあるならば、その高調波で逆相同期系をつくることも考えられるであろう。

6. む す び⁽⁵⁾⁽⁶⁾

逆相同期系の応用としては、まずチョップ式電気車のユニット間の協調に利用することが考えられる。同一編成内のユニット間においては電気車の増結などに

よってユニット数が変わるので、Master-Slave方式の多相化を行えばユニット数の増減により相互の位相を変える必要がある。これに対し逆相同期系を用いた協調方式では自動的に位相を調整しあうので便利である。

また、信頼性の面からいっても、各ユニットが独立性を持っている後者のほうが有利である。しかし高調波の面からいえば 4 ユニット以上では前者のほうが有利となることが多い。同一編成内でないユニット間の協調については、Master-Slave方式の多相化はまず不可能で、逆相同期系の方式を用いる以外にこれといった有力な方法がなさそうである。なお、編成間(列車間)で逆相同期を行なう場合、たとえば、変電所の両側の負荷が相互に逆相運転していると、沿線の通信線に対してはリプルが同相で重なることもあるから、どの程度の範囲について同期運転を行なうべきかは検討を要しよう。

また、機関車などでは多相化を行なうかわりに、同一車両内で逆相同期系を構成しておけば欠相運転に相当する動作に際して有利になろう。このことは機関車

設計の標準化にも役くだち、すでに標準化されている電動機に対応させて、たとえば、2動軸分のチョッパ制御装置を標準化しておけば、これらを2,3,4……組用いて動軸数4,6,8,……の機関車やブースタを容易に構成することができ、プラグインユニット化しておけば、点検・保守にも便利であろう。

ところで、電気鉄道以外でも直流の制御にチョッパ制御装置を用いることがしだいに多くなってきている。したがって、チョッパにつきものの誘導障害は今後一種の公害となるおそれがじゅうぶんにある。それゆえ誘導障害対策はますます重要性をますますが予想

され、その場合にこの逆相同期系も従来のLCフィルタや多相化とともに大きな威力を発揮することであろう。

(昭和46年8月30日受付)

文 献

- (1) 立花・坪井・刈谷：日立評論，51，758（昭44-8）
- (2) 曾根：昭45電気学会東京支部大会 389
- (3) 曾根：昭46電気学会東京支部大会 330
- (4) 阿部：東京大学工学部卒業論文（昭46-6）
- (5) 曾根・阿部：昭46電気学会東京支部大会 331
- (6) 曾根・阿部：電子回路・回路とシステム理論研究会資料 ECT 71-21，CT 71-45（1971-10）