

瞬時複素交流理論(アイデア理論)によるベクトル制御の考察

Consideration of the vector control by the instantaneous complex alternating current theory (Idea theory)

1. はじめに

ベクトル制御は、モータの優れた制御方式として発展し、現在では電力系統の電力調整をする太陽光パワコンや無効電力補償装置 (STATCOM) 等のパワエレ機器においても必須の制御方式の一つになっている。

この制御では、実際に測定される電氣量を座標変換し、変換後の座標上でフィードバック制御を行い、その結果を逆座標変換で実際に操作する電氣量の指令値に戻して、それにより制御をしていく。

ここでの座標変換の演算操作については、初学者には本質的理解が難しく、ハードルの高い技術になっている。

本稿では、従来のベクトルや行列を主体とした教科書的なアプローチから視点を変えて、交流の本質的な世界である瞬時複素交流理論をもとにして、電力系統の電力制御に関するベクトル制御入門への考察を試みる。

その中で、当社の制御技術の一部を紹介するとともに、電力系統のベクトル制御の一般化や諸問題についても考察を展開していく。

2. 瞬時複素交流理論(アイデア理論)

ベクトル制御に入る前に瞬時複素交流理論(アイデア理論)について検討していく。

2.1 瞬時複素交流とは

(1) 交流の電氣量の表現

交流の電圧と電流を総称して電氣量と呼ぶことにする。その数式的表現については、実数の瞬時値や定常複素交流のフェーザやベクトル等が用いられる。

本稿では、これら表現のもととなる瞬時複素交流電氣量 $\tilde{A}$ という新しい概念を導入する。

$$\tilde{A} = A e^{j(\omega t + \phi)} \quad \cdots (1)$$

$\tilde{A}$: 瞬時複素交流電氣量 (電圧、電流)

A : 電氣量の振幅

ω : 角周波数 ($2\pi f$) (以降、単に周波数という)

ϕ : 電氣量の位相 (基準電氣量に対しての角度)

この $\tilde{A}$ は、図 1 のように複素平面上で時間 t の増加とともに回転していく。これを直交座標で表現すると、

※ 電力事業部

$$A e^{j(\omega t + \phi)} = A \cos(\omega t + \phi) + j A \sin(\omega t + \phi) \quad \cdots (2)$$

となる。その実数成分、すなわち $\tilde{A}$ の実軸写像が実際に観測される電氣量であるとする。

この考え方は、発電機をモデルとして考えると理解が容易になる。発電機の界磁 A の回転子が ω で回転し、固定子コイルへの誘起電圧 (写像) が実際に用いる電氣量になるという考え方である (厳密に言うと、誘起電圧は界磁の時間微分になるので、微分後の値を A とするのが正しい。後出図 3 参照)。

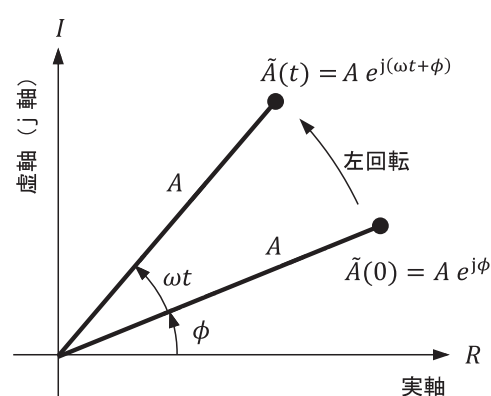
(2) 回転方向と負の周波数

瞬時複素交流電氣量 $\tilde{A}$ は、図 1 では左回りで回転しているが、この回転速度が遅くなり停止してしまえば周波数 ω はゼロになり、さらに右まわりに逆回転をしていくと ω は負になる。すなわち負の周波数の交流となる。

しかし、実軸写像は $\cos$ 成分の成分だけであるため、実軸交流のみでは周波数の正負は判別できない。瞬時複素交流電氣量 $\tilde{A}$ を考えて初めて正負の認識ができることになる。

このことは対称座標法を考える場合にも有効になる。対称座標法における逆相の電氣量は、実はこの逆回転の負の周波数成分のことである。

また、後述する、制御系の周波数特性を検討する場合にも、この負の周波数の考え方が必要になる。



・瞬時複素交流電氣量(アイデア) : $\tilde{A} = A e^{j(\omega t + \phi)}$

・定常複素交流電氣量(フェーザ) : $\hat{A} = A e^{j\phi}$

図 1 瞬時複素交流電氣量 ($\tilde{A}$)

2.2 アイデア電気量

(1) アイデア電気量とは

前述のように $\tilde{A}$ を交流の本質存在とし、その実軸写像が実世界で観測されるものという考え方から、 $\tilde{A}$ を「アイデア電気量」とか、単に「アイデア」とよぶことにする。

そして、オームの法則や微分方程式などの電気回路の基本式がアイデア世界でも成立するとして諸事象を解析し、その結果は実軸への写像で観測できるというのがアイデア理論の考え方である。

(2) アイデアとフェーザの関係

アイデアとフェーザの関係を明確にしておく。アイデアを、交流の基本回転部分である $e^{j\omega t}$ (以降、ロータ $\tilde{r}$) と、大きさと位相を表すフェーザ ($\dot{A}$) との結合と考える。

$$\tilde{A} = \dot{A} \cdot \tilde{r} \quad \cdots (3)$$

$\tilde{A}$: アイデア
 $\dot{A}$: フェーザ ($= A e^{j\phi}$)
 $\tilde{r}$: ロータ ($= e^{j\omega t}$)

基本回転部分のロータは交流の基底をなすため、電気量の共通の座標軸をこの基底 $\tilde{r}$ にする。そうすれば、交流はフェーザのみで表現できることになる。

(3) アイデアベクトルとフェーザベクトル

アイデアにせよフェーザにせよ、それらは複素数である。複素数はベクトル・行列と比べて机上計算では扱いが容易になるが、実世界での制御計算に用いるのは困難である。

このため、これらの複素数を二つの実数の組合せ、すなわち 2 次元のベクトルに置きなおして演算する。そのアイデアベクトル $\tilde{\alpha}$ とフェーザベクトル $\dot{\alpha}$ を下記のように実軸成分と虚軸成分による 2 次元ベクトルで定義する。

$$\tilde{\alpha} = \begin{pmatrix} A_{\alpha} \\ A_{\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \cos(\omega t + \phi) \\ A \sin(\omega t + \phi) \end{pmatrix} \quad \cdots (4)$$

$$\dot{\alpha} = \begin{pmatrix} A_{\gamma} \\ A_{\delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A \cos \phi \\ A \sin \phi \end{pmatrix} \quad \cdots (5)$$

このフェーザのベクトル $\dot{\alpha}$ を制御しようとするのが、いわゆる「ベクトル制御」である。しかし、本稿では、このベクトル制御を「フェーザ制御」とよび、アイデアのベクトル $\tilde{\alpha}$ を制御するのを「アイデア制御」として区別することにする。

(4) 複素数の行列化(2次元体行列)

一次元の「数」である実数を 2 次元に拡大したのが複素数である。2 次元ベクトルも「数」の拡大になる。複素数は代数として和と積（零を除く乗算）がそれぞれ「群」をなし、分配則も交換則も成立するため「体」をなす。とこ

ろが、ベクトルは、和に関しては群となるが積については定義が色々ありいずれも群とならない。

そこで、複素数を、下記の特異な行列に置き換えることとする。

$$a + jb \Leftrightarrow \begin{pmatrix} a & -b \\ b & a \end{pmatrix} \quad \cdots (6)$$

$$A e^{j\theta} = A \cos \theta + j A \sin \theta \Leftrightarrow A \begin{pmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{pmatrix} \quad \cdots (7)$$

一般的に正則行列は、積については交換則が成立せず非可換である。しかし、上記の行列は可換になり「体」(可換体)をなす。したがって、この行列は複素数と等価になり積・和演算が全く同等におこなえることになる。

この行列は実質的には「2 次元の数」で、しかも「体」になるので、以降これを「2 次元体行列」とよぶことにする。

一般に、行列はベクトルを別のベクトルに変換する働きをするものである。この考えから、複素数を、ベクトルに相当する量を示す複素数と変換の働きをもつ複素数とに区別して取扱うことにする。

これにより、量を示す複素数はベクトルに置き換え、変換の働きをする複素数は 2 次元体行列に置き換えることにすれば、演算が簡略化できる。複素数すべてを 2 次元体行列にして面倒な演算をしても良いが、結果としては全く同じになる。

机上の計算や解析は複素数世界で行うが、実際の制御演算では、複素数の方程式をベクトル・行列の方程式に置き換えなければならない。

電気量を示す、アイデア複素数は(4)式のベクトルに、フェーザ複素数は(5)式のベクトルに置き換える。

一方、変換の働きの複素数には、電流を電圧に変換する複素インピーダンスや座標を変換する変換複素数などがある。これらは、いずれも 2 次元体行列にしなければならない。

2.3 アイデアとフェーザの回路方程式

(1) アイデア回路方程式

電気回路の基本式がアイデア世界でも成立することを確認してみる。たとえば、インダクタンス L に関する電圧方程式に、アイデア電気量を代入して計算してみる。

$$\begin{aligned} \tilde{V} &= L \frac{d\tilde{I}}{dt} = L \frac{d}{dt} (I e^{j(\omega t + \phi)}) = j\omega L I e^{j(\omega t + \phi)} \\ &= \omega L I e^{j(\omega t + \phi + \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad \cdots (8)$$

この計算結果によれば、電圧の絶対値は $\omega L I$ となり、位相は電流に対して $\pi/2$ 進むことから、このアイデアの方程式は実世界の電気理論に合致していることがわかる。

(2) フェーザ方程式

次に、電気量をフェーザで表した方程式にしてみる。イデア表現の(8)式の両辺をフェーザ表現に変えると、

$$\dot{V} \cdot \tilde{r} = j\omega L \dot{I} \cdot \tilde{r} \Rightarrow \dot{V} = j\omega L \dot{I} \quad \cdots (9)$$

となり、イデアの基本回転部 $\tilde{r}$ が消去され、フェーザのみ、すなわち交流の時間関数のない定常項のみの式が得られる。

また、キャパシタンス C に関しては、電流の積分が電圧になるため、同様にロータ $\tilde{r}$ を積分して、一般的なフェーザ式が得られる。

$$\dot{V} \cdot \tilde{r} = \frac{1}{C} \int \dot{I} \cdot \tilde{r} dt = \frac{1}{j\omega C} \dot{I} \cdot \tilde{r} \Rightarrow \dot{V} = \frac{1}{j\omega C} \dot{I} \quad \cdots (10)$$

このように、交流をイデアで考えると、実際の電気量の位相の進みや遅れが、なぜフェーザの $\pm j$ に対応するのか良く分かる。

また、リアクタンスの係数 ($j\omega L$, $1/j\omega C$) が、実はイデアのロータ $\tilde{r}$ ($= e^{j\omega t}$) の微分・積分から出てきているということが理解できる。

さらに、後述するが、フェーザ制御で問題となる干渉項も、このロータ $\tilde{r}$ の微分から必然的に出現するものである。

2.4 電力フェーザ

(1) 電力フェーザ

電力は電圧と電流の掛け算になるため基本周波数が変わってしまう。したがってイデア電力というようには取扱えない。しかし、計算してみるとフェーザ電力に行きつく。仮に電力を $\dot{P}$ とおいて、通常の電力計算 (イデア電流・電圧の共役積) をしてみると、

$$\dot{P} = \tilde{I} \cdot \tilde{V}^* = \dot{I} \cdot \tilde{r} \cdot \dot{V}^* \cdot \tilde{r}^* = \dot{I} \cdot \dot{V}^* \quad \cdots (11)$$

ただし $\tilde{V}^*$, $\dot{V}^*$, $\tilde{r}^*$ は共役複素数

となる。交流のイデア計算から、定常値である電力フェーザそのものが得られる。

ここで、電流位相を ϕ_i 、電圧位相を ϕ_v とし、その位相差を $\phi (= \phi_i - \phi_v)$ とすると、電力フェーザ $\dot{P}$ とそのベクトル $\dot{p}$ は次のようになる。

$$\begin{aligned} \dot{P} &= I e^{j\phi_i} \cdot V e^{-j\phi_v} = VI e^{j(\phi_i - \phi_v)} \\ &= VI \cos\phi + j VI \sin\phi \\ \dot{p} &= \begin{pmatrix} VI \cos\phi \\ VI \sin\phi \end{pmatrix} \end{aligned} \quad \cdots (12)$$

電力フェーザでは、実数成分が有効電力となり、虚数成分が無効電力となる。また、同期モータ制御の場合は、実分が界磁成分で、虚分がトルク成分となる。

(2) 電力制御

太陽電池パワコンや無効電力補償装置 (STATCOM) など電力制御をする場合は、電力フェーザの有効電力と無効電力とを独立に制御することが目的になる。具体的には、電圧は系統の電源電圧が基準となるため線路電流を制御することになる。

後述するイデア制御にせよベクトル制御にせよ、その目的は電力フェーザの振幅と位相を独立に制御することにある。ただし、独立といっても基本周波数 $e^{j\omega t}$ は共通であり、別々の周波数を独立に制御しているわけではない。

3. イデアベクトルへの変換

3.1 イデア制御とは

イデア制御では、図2に示すように、まず3相の電気量をイデアベクトルに変換する。そして、その変換後の世界で、イデアベクトルの指令値に対してフィードバック制御を行う。その結果の操作量を逆変換して実世界の3相電気量を制御する。この一連の制御をイデア制御と言う。

この制御は、一般には瞬時値制御ともいわれる制御方式である。以下その内容について説明する。

なお、後述するフェーザ制御も基本的に図2と同様の制御である。ただし、変換がフェーザ変換・逆変換に代わり、フェーザベクトルを制御することになる。

3.2 イデア変換

(1) イデアベクトルの取り出し

前述のように、実際の制御では実世界の交流電気量からイデアベクトルへの変換が必要になる。

それには、実際の3相交流の電圧・電流信号から、前出(4)式のイデアベクトルを取出すことになる。この取り出しの方法は、一般のベクトル制御で用いる、2相直交座標系の α 軸 (相) β 軸 (相) への座標変換と全く同じである。

<イデア世界(計算機上)>

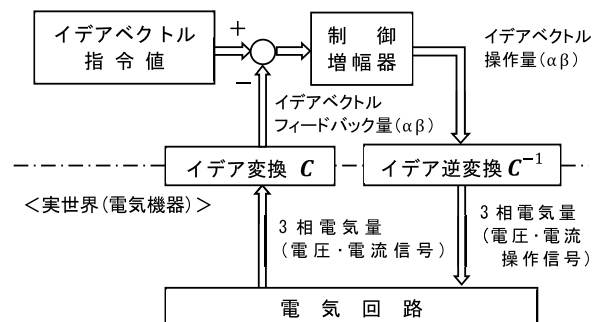


図2 イデア制御の概要(フィードバック制御)

(2) イデア変換(αβ変換)

イデア変換すなわち αβ 変換の考え方は、イデアを 3 相軸へ写像したものが 3 相電気量であるから、その 3 相電気量を実軸の α 軸と虚軸の β 軸へさらに写像することによりイデアベクトルを取り出すというものである。

その原理を図 3 に示す。各相のコイルの配置角度を θ とすると、各相の誘起量 (A_u 、 A_v 、 A_w) の実軸成分は写像係数 $\cos\theta$ で α 軸に写像され、虚軸成分は $\sin\theta$ で β 軸に写像される。零相成分は、各相から同じ値の写像係数で写像される。そして、各相からの写像の和をとると α 軸と β 軸と零相の各成分 (A_α 、 A_β 、 A_0) が得られる。

その変換式は、次の(13)式となる。ここで、行列の係数 k と零相の写像係数 m は、この変換が電力を不変とする絶対変換であることの要請から、その値が求められる。

$$\begin{pmatrix} A_\alpha \\ A_\beta \\ A_0 \end{pmatrix} = k \begin{pmatrix} \cos\theta_u & \cos\theta_v & \cos\theta_w \\ \sin\theta_u & \sin\theta_v & \sin\theta_w \\ m & m & m \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_u \\ A_v \\ A_w \end{pmatrix}$$

$$= \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} A_u \\ A_v \\ A_w \end{pmatrix} \quad \dots (13)$$

ただし、 $\theta_u = 0$ 、 $\theta_v = 2\pi/3$ 、 $\theta_w = -2\pi/3$

この変換行列を $\mathbf{C}$ とし、3 相電気量を $\mathbf{a}_3$ として、この変換式を書き直すと、

$$\tilde{\mathbf{a}} = \mathbf{C} \mathbf{a}_3 \quad \dots (14)$$

となる。これが、3 相からイデアベクトルへの変換、すなわち αβ 変換の行列演算式である。

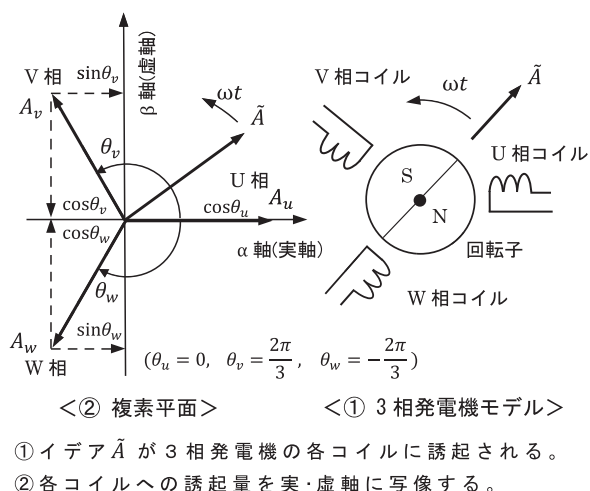


図 3 イデア変換(αβ変換)

前出の図 2 に示すイデア変換 $\mathbf{C}$ が、この変換演算である。これにより、3 相の電圧・電流からイデア電圧・電流ベクトルが取り出せることになる。また、イデアベクトル操作量を 3 相電気量(操作信号)にするイデア逆変換は逆行列の $\mathbf{C}^{-1}$ で演算することになる。

3.3 等価回路

(1) 3相等価回路のイデア化

実際の 3 相回路での各電気量の関係性が、イデア電気量ではどのような関係になるかを検討し、イデア世界での等価回路を導く。

ただし、この導出過程は、ベクトル制御で扱う通常の αβ 変換と基本的に同じなので詳細説明は省略して、イデア理論の視点からの特徴的な事項についてのみ説明する。

(2) 3相基本回路

3 相の基本回路として、図 4 に示す回路を考える。系統電源と電力変換器を 3 相の線路インピーダンスで接続した回路である。この回路は電力系統を電力制御することをイメージした回路である。

なお、これを同期モータの等価回路と見ることもできる。この場合は、系統電源を磁石回転子による起電力とし、線路を固定子巻線のインピーダンスとする。ただし、電流方向は逆にするのが一般的である。

いずれにせよ、これから検討するベクトル制御システムは、この電力変換器の出力電圧を操作するシステムとなる。

(3) 3相回路方程式

3 相基本回路での回路方程式は下記になる。

$$\begin{pmatrix} e_u \\ e_v \\ e_w \end{pmatrix} = R \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} L' & M & M \\ M & L' & M \\ M & M & L' \end{pmatrix} \mathbf{p} \begin{pmatrix} i_u \\ i_v \\ i_w \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_u \\ v_v \\ v_w \end{pmatrix} \quad \dots (15)$$

ただし、 $\mathbf{p}$ は微分演算子 (d/dt)

これを、インダクタンス行列 $\mathbf{M}$ などを使って書き直すと次式になる。

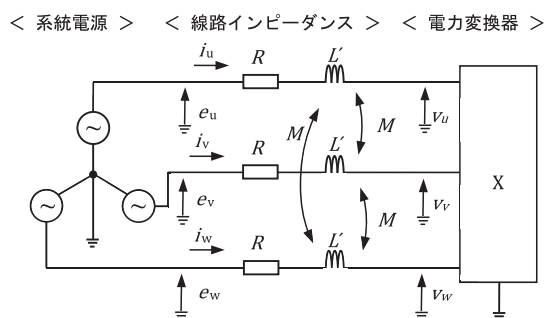


図 4 3 相基本回路(電力系統を制御する基本回路)

$$\mathbf{e} = R \mathbf{i} + \mathbf{M} \mathbf{p} \mathbf{i} + \mathbf{v} \quad \cdots (16)$$

これが3相基本回路の回路方程式となる。

ここでのインダクタンス行列 $\mathbf{M}$ には、各相間で干渉する相互インダクタンス成分があり、各相を独立に制御するのが困難なシステムになっている。

ところが、この方程式をイデア変換することにより、独立制御が可能なイデア等価回路の式に移すことができる。

(4) イデア世界への変換

イデア電気量から見た回路方程式がどうなるかを考える。方程式(16)の両辺に左から変換行列 $\mathbf{C}$ を掛けてイデアベクトルの方程式に変換する。

$$\mathbf{C} \mathbf{e} = R \mathbf{C} \mathbf{i} + \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{p} \mathbf{i} + \mathbf{C} \mathbf{v} = R \mathbf{C} \mathbf{i} + \mathbf{M}' \mathbf{p} \mathbf{C} \mathbf{i} + \mathbf{C} \mathbf{v}$$

$$(\mathbf{M}' = \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^{-1})$$

$$\therefore \tilde{\mathbf{e}} = R \tilde{\mathbf{i}} + \mathbf{M}' \mathbf{p} \tilde{\mathbf{i}} + \tilde{\mathbf{v}} \quad \cdots (17)$$

これは、実回路方程式(16)と同じ形の式になる。ところが、変換後のインダクタンス行列 $\mathbf{M}'$ を計算すると、

$$\mathbf{M}' = \mathbf{C} \mathbf{M} \mathbf{C}^{-1} = \begin{pmatrix} L' - M & 0 & 0 \\ 0 & L' - M & 0 \\ 0 & 0 & L' + 2M \end{pmatrix} \quad \cdots (18)$$

となり、各相間の相互インダクタンスが無くなっている。

これにより、回路方程式をベクトルの各成分の式に分解すると、下式になり各相の相互干渉は無くなる。

$$\begin{cases} e_\alpha = R i_\alpha + (L' - M) p i_\alpha + v_\alpha \\ e_\beta = R i_\beta + (L' - M) p i_\beta + v_\beta \\ e_0 = R i_0 + (L' + 2M) p i_0 + v_0 \end{cases} \quad \cdots (19)$$

ここで、 α 相と β 相は全く同じ形になっている。一方、零相は対称座標法での零相回路と同じである。通常の3相回路は3相条件により零相成分は無視できるので考慮しなくて良い。

それにより、 α 相と β 相のみをまとめて複素数のイデア式で表すと、 $L = L' - M$ として、次式になる。

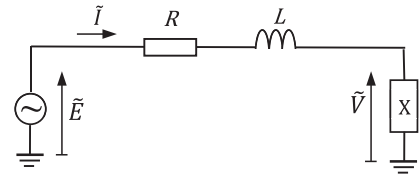
$$\tilde{E} = (R + L p) \tilde{I} + \tilde{V} \quad \cdots (20)$$

これにより、イデア世界での等価回路は単相回路となり図5となる。したがって、実世界の3相回路をイデア世界では一つの式で扱うことができるようになり、計算や制御が非常に容易になる。

(5) インダクタンスの変換についての補足

イデア変換によりインダクタンス行列から相互インダクタンス成分を無くすることができるが、これは固有値と固有ベクトルによる行列の対角化と同じ演算操作である。

<系統電源> <線路インピーダンス> <電力変換器>



・ 実世界の3相回路がイデア世界では単相回路になる。

図5 イデア等価回路

3相からイデアへの写像係数からなるベクトル ($\mathbf{C}$ の各行を成分とするベクトル) が固有ベクトルとなり、変換後のインダクタンス ($L' - M$, $L' + 2M$) が固有値になる。

例えば、イデア実軸への写像係数のベクトルを $\mathbf{x}$ として、固有値を λ とすると、

$$\mathbf{M} \mathbf{x} = \begin{pmatrix} L' & M & M \\ M & L' & M \\ M & M & L' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{pmatrix} = (L' - M) \begin{pmatrix} 1 \\ -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} \end{pmatrix} = \lambda \mathbf{x} \quad \cdots (21)$$

となって、 $\mathbf{x}$ が固有ベクトルで、 $L' - M$ が固有値 λ であることが分る。

このように、3相対称回路のインダクタンス行列の本質的な値は固有値であり、それがイデア世界のインダクタンスになるということが理解できる。以降は、本質的なインダクタンスを $L (= L' - M)$ とする。

(6) イデア変換と対称座標法との関係

3相電気量の変換としては、このイデア変換とは別に対称座標法による変換もある。この対称座標法による変換も、変換後のインダクタンスはイデア変換と全く同じとなり、等価回路も同じになる(詳細は省略する)。

その理由は、両者の間には下記の関係があるからである。

イデア変換 $\Rightarrow$ 正回転イデア + 零相

対称座標法変換 $\Rightarrow$ 正回転イデア + 逆回転イデア + 零相

対称座標法変換における逆相成分は、3相の相回転(相順)が正相とは逆であるから、イデア世界でも回転方向が逆になり逆回転イデアになる。

ベクトル制御で扱う電気量は、通常は正回転イデアのみであるが、3相の不均衡成分も取り扱うようになると、対称座標法での逆回転イデアも考慮する必要がある。これについては後述する。

このように3相の基本回路のイデア化ができたので、次に、このシステムの制御を検討する。

4. イデアベクトルの制御

4.1 イデア制御の基本

(1) 制御方式

イデア制御の基本ブロック図を図6に示す。制御の対象は電流で、 α 相電流で有効電力を、 β 相電流で無効電力を制御することになる。

ベクトルの各要素は互いに非干渉であるので、 α 相と β 相とで同じ制御系を用意して、独立に制御を行う。

フィードバックの制御定数設計は、図5のイデア等価回路と、その方程式である(20)式をもとに設計する。この制御方式を、別名では $\alpha\beta$ 制御とか電流瞬時値制御ともいう。

(2) フェーザ制御との違い

一般にベクトル制御といわれるのは、フェーザベクトルの制御のことである。制御のシステム概要は、図6と同様であるが、変換演算が異なり、フェーザベクトルをフィードバック制御するシステムである。

フィードバック制御する電流フェーザは、基本回転部を持たず、ほぼ定常値の直流である。このため制御がしやすい。これがフェーザ制御の利点である。

一方、イデア制御の電流イデアは基本回転部を持つため、交流の瞬時値に対するフィードバック制御が必要になる。このため、電力変換器は高い周波数までの制御性能が必要とされる。このような事情から大電力機器においては未だ適用例が少ないのが現状である。

しかし、後述するベクトル制御の問題点は発生せず、理想的な制御が可能となるため、将来的にはイデア制御も発展していくものと考えられる。

4.2 電源電圧フィードフォワード制御

(1) イデア制御における外乱

イデア制御の欠点として、系統電源の電圧が制御系の外乱となることが挙げられる。この外乱の振幅は電源電圧そのものであり、周波数も商用周波数であるため、この外乱を抑圧するためには、制御系の開ループゲインをかなり高い周波数まで大きくする必要がある。

ところが、大電力変換器のPWM周波数はそれほど高くすることができず、性能の良い制御が難しいのが現実である。しかし、フィードフォワード制御を適用すればその難点も解消される。

(2) フィードフォワード制御

この外乱となる電源電圧は実際に測定することができる。その電圧を事前に電力変換器に入力して、同じ電圧を出力させておけば、(20)式の電源電圧 $\tilde{E}$ がキャンセルできる。それを実現するには、図6の破線部分に示すように制御増幅器の出力に電源電圧を加算すれば良い。

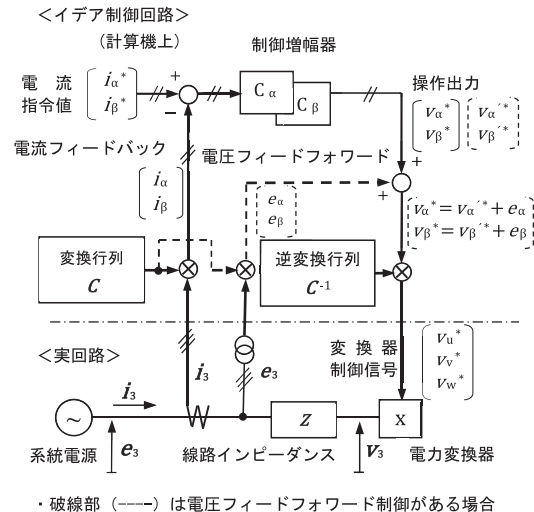


図6 イデア制御ブロック図

制御増幅器の出力電圧指令イデアを $\tilde{V}^*$ とし、電力変換器のゲインを1とすれば、出力電圧 $\tilde{V}$ は、 $\tilde{V} = \tilde{V}^* + \tilde{E}$ となる。

これを(20)式に代入すると回路方程式は、

$$0 = (R + Lp)\tilde{I} + \tilde{V}^* \quad \dots (22)$$

となり、 $\tilde{V}^*$ については $\tilde{E}$ が消去される。

これにより、電源電圧の外乱が無い状態での制御が可能となる。これを電源電圧フィードフォワード制御という。

当社では、この電圧フィードフォワード制御に加え、2自由度ロバスト制御⁽¹⁾⁽²⁾を併用して、外乱抑圧性能を飛躍的に向上させることにより、フェーザ制御をしのぐ性能を持ったイデア制御を実現している。

5. フェーザベクトルの制御

5.1 フェーザ制御の基本

(1) フェーザ制御とは

イデア制御がイデアベクトル（交流瞬時値）を制御するのに対して、フェーザ制御（いわゆるベクトル制御）は定常値であるフェーザベクトルを制御する。システムの、前出の図2と図6のイデア変換・逆変換にフェーザ変換・逆変換を直列に加えて、制御対象電気をフェーザベクトルに置きなおしたものである。

前述のイデア回路方程式では、イデア電気のすべてに基本回転部のロータ $\tilde{r}$ が含まれている。この共通項を消去すれば、フェーザの式に変換でき、フェーザの世界での制御が可能になる。

フェーザ制御の基本は各種教科書で解説されているが、

本稿ではアイデア理論を用いて考察を進めてみる。それにより、ベクトル制御の理解を深め、更にフェーザ制御の問題点についても明確にしていく。

(2) アイデアからフェーザへ

アイデア電氣量をフェーザにするには、下式のようにロータ $\tilde{r}$ の逆回転ロータ $\tilde{r}^{-1}$ ($= e^{-j\omega t}$) を変換複素数として掛けることにより実現する。

$$\tilde{r}^{-1}\tilde{A} = \tilde{r}^{-1}\dot{A} \cdot \tilde{r} = \dot{A} \Rightarrow \dot{A} = \tilde{r}^{-1}\tilde{A} \quad \dots (23)$$

これが、アイデア電氣量のフェーザ変換である。この演算を実際の制御系で行うには、アイデアをベクトルに、変換複素数を2次元体行列にそれぞれ置き直して処理を実行する。

(3) フェーザ変換行列

変換複素数(逆回転ロータ $\tilde{r}^{-1}$)を前述の(7)式に従って、2次元体行列化すると、

$$\tilde{r}^{-1} = e^{-j\omega t} \Leftrightarrow \begin{pmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{pmatrix} = \mathbf{R}^{-1} \quad \dots (24)$$

となり、この変換行列 $\mathbf{R}^{-1}$ をアイデアベクトル $\tilde{\mathbf{a}}$ に掛けることにより、フェーザベクトル $\dot{\mathbf{a}}$ が得られる。

$$\dot{\mathbf{a}} = \mathbf{R}^{-1} \tilde{\mathbf{a}} \quad \dots (25)$$

これがアイデアベクトルからフェーザベクトルへの変換式である。この変換は、ベクトル制御で通常使われる $\gamma\delta$ 変換そのものである。 $\gamma\delta$ 変換は電源周波数で回転する座標軸 (γ 軸 (相) δ 軸 (相)) への変換である。

この γ 軸 δ 軸は電源交流系のフェーザの実軸と虚軸である。また、同期モータでは電源周波数と回転周波数が同じであるため d 軸 q 軸と同じになる。

なお、この順変換を $\mathbf{R}^{-1}$ と逆行列表現しているのは逆回転ロータ $\tilde{r}^{-1}$ との整合を取ったためで、通常とは逆の表現になっている。このため、逆変換複素数は $\tilde{r}$ となり、逆変換行列は $\mathbf{R}$ となる。

$$\tilde{r} = e^{j\omega t} \Leftrightarrow \mathbf{R} = \begin{pmatrix} \cos\omega t & -\sin\omega t \\ \sin\omega t & \cos\omega t \end{pmatrix} \quad \dots (26)$$

この逆変換行列は、前出(3)式のアイデアのロータ $\tilde{r}$ そのものの、すなわちフェーザ(直流)をアイデア(交流)に変換する変換複素数を行列化したものである。

これらの変換行列の各要素はアイデア変換のような定数ではない。このため、系統電源の電圧 $\mathbf{e}$ から $\cos\omega t$ や $\sin\omega t$ のデータを作り出す必要がある。

それについては各種の方法があるが、当社では、このフェーザ変換を利用した連続位相比較型 PLL⁽³⁾⁽⁴⁾を用いて、位相(周波数)変化に高速追従した、正確な位相データを

作成している。

通常のフェーザ変換は、変換行列 $\mathbf{R}^{-1}$ をかける複雑な行列計算をおこなう。しかし、変換複素数 $\tilde{r}^{-1}$ を使えば行列計算が不要になるとともに、容易な計算で交流変換の本質に迫ることができるようになる。

(4) 等価回路のフェーザ化

各電氣量のフェーザ化は(23)式を用いて実際に変換するが、等価回路のフェーザ化は実際に変換することではなく、フェーザ化された電氣量の相互関係がどうなるかという関係式を求めることである。その結果により、フェーザ世界での制御設計をしていく。

このための等価回路の方程式の変形も、電氣量の変換を伴うため、実際の変換と同じような計算手順でおこなう。

3相の基本回路の、アイデア世界での方程式は(20)式であった。これの両辺に逆回転ロータ $\tilde{r}^{-1}$ を掛け、電氣量のフェーザ化をはかると、方程式は次式になる。

$$\begin{aligned} \tilde{r}^{-1}\tilde{\mathbf{E}} &= \mathbf{R} \tilde{r}^{-1} \tilde{\mathbf{I}} + \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} \tilde{\mathbf{p}} \tilde{\mathbf{I}} + \tilde{r}^{-1} \tilde{\mathbf{V}} \\ \therefore \dot{\mathbf{E}} &= \mathbf{R} \dot{\mathbf{I}} + \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} \tilde{\mathbf{p}} \dot{\mathbf{I}} + \dot{\mathbf{V}} \end{aligned} \quad \dots (27)$$

ここで、右辺の中のインダクタンス項について、微分に注意して計算すると、下記になる。

$$\begin{aligned} \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} \tilde{\mathbf{p}} \dot{\mathbf{I}} &= \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} \tilde{\mathbf{p}} (\dot{\mathbf{I}} \cdot \tilde{r}) = \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} (\dot{\mathbf{I}} \tilde{\mathbf{p}} \tilde{r} + \tilde{r} \cdot \tilde{\mathbf{p}} \dot{\mathbf{I}}) \\ &= \tilde{r}^{-1} \mathbf{L} (j\omega \tilde{r} + \tilde{r} \mathbf{p}) \dot{\mathbf{I}} = (j\omega \mathbf{L} + \mathbf{L} \mathbf{p}) \dot{\mathbf{I}} \end{aligned} \quad \dots (28)$$

これを(27)式に戻し、インピーダンスを $\dot{\mathbf{Z}}$ で表すと、

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{E}} &= (\mathbf{R} + j\omega \mathbf{L} + \mathbf{L} \mathbf{p}) \dot{\mathbf{I}} + \dot{\mathbf{V}} \\ &= \dot{\mathbf{Z}} \dot{\mathbf{I}} + \dot{\mathbf{V}} \end{aligned} \quad \dots (29)$$

ただし、 $\dot{\mathbf{Z}} = \mathbf{R} + j\omega \mathbf{L} + \mathbf{L} \mathbf{p}$

になり、フェーザ複素数の回路方程式が得られる。

ここでは、アイデア方程式(20)に比べ $\dot{\mathbf{Z}}$ に $j\omega \mathbf{L}$ という項が出現してしまう。複素数 j の係数の意味は、電流フェーザから $\pi/2$ 進んだフェーザ電圧が出るということである。これは、座標が移るということで、 γ 相と δ 相との間の相互干渉ということになる。

なお、干渉項の出現は、(28)式を見てもわかるように、変換複素数 $\tilde{r}^{-1}$ の変換によるものではなく、アイデアの微分によるものである。すなわち、アイデアをフェーザとロータに分離して微分する際に、ロータ $\tilde{r}$ の微分により現れる本質的な事象である。アイデアをフェーザとロータに分離せずに扱うアイデア制御では、この干渉項は出現しない。

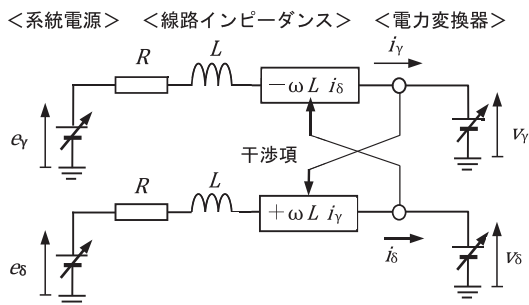
次に、(29)式をベクトルの式にする。電氣量であるフェーザはそのまま(5)式のベクトルに置きなおす。一方、変換複素数であるインピーダンス $\dot{\mathbf{Z}}$ は、(6)式にもとづき、次の2次元体行列 $\dot{\mathbf{Z}}$ にする。

$$\dot{\mathbf{Z}} = \begin{pmatrix} R + L \mathbf{p} & -\omega L \\ \omega L & R + L \mathbf{p} \end{pmatrix} \quad \cdots (30)$$

これにより、フェーザの(29)式を、実成分を γ 相、虚成分を δ 相とするフェーザベクトルの各成分で表すと、

$$\begin{cases} e_\gamma = (R + L \mathbf{p}) i_\gamma - \omega L i_\delta + v_\gamma \\ e_\delta = \omega L i_\gamma + (R + L \mathbf{p}) i_\delta + v_\delta \end{cases} \quad \cdots (31)$$

となる。この等価回路は図 7 になる。



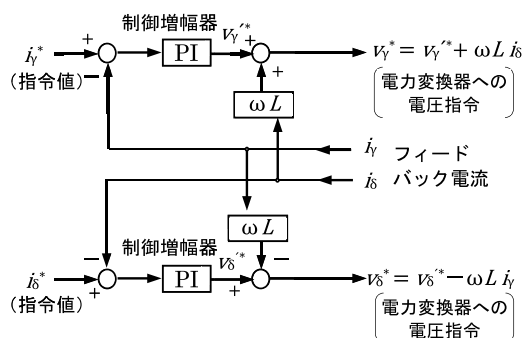
- ・フェーザ等価回路では直流化が図られるが、干渉項 ($\pm \omega L$) が出現する。

図 7 フェーザ等価回路（非干渉化前）

アイデア化で相互インダクタンス M の非干渉化ができたが、フェーザ化では、別の ωL という干渉が出てしまっている。しかし、この干渉については前述のフィードフォワード制御のようにして、非干渉化をはかることができる。

(5) 非干渉化

非干渉化は、フェーザの世界で図 8 のように行う。制御増幅器の出力に互いの干渉電圧を下記のように加減算して干渉の打消しをはかる。



- ・フェーザ世界のための制御回路（変換系は省略）。
- ・ ωL の電圧降下を互いに加減算することにより、相互干渉を打消す。

図 8 フェーザ制御回路（非干渉制御）

$$\begin{cases} v_\gamma^* = v_\gamma'^* + \omega L i_\delta \\ v_\delta^* = v_\delta'^* - \omega L i_\gamma \end{cases} \quad \cdots (32)$$

電力変換器のゲインを 1 とすると、 $v = v^*$ となるから、(31)式の回路方程式は、

$$\begin{cases} e_\gamma = (R + L \mathbf{p}) i_\gamma + v_\gamma'^* \\ e_\delta = (R + L \mathbf{p}) i_\delta + v_\delta'^* \end{cases} \quad \cdots (33)$$

と変更され、制御増幅器の出力電圧 $v_\gamma'^*$ と $v_\delta'^*$ とで回路方程式が独立になり非干渉化ができる。

これで、等価回路は図 9 となり、アイデア等価回路と同様に単相化が図られた。また、フェーザ回路方程式もアイデア回路方程式(20)と同様に(34)式になる。

$$\dot{\mathbf{E}} = (R + L \mathbf{p}) \dot{\mathbf{I}} + \dot{\mathbf{V}}'^* \quad \cdots (34)$$

これが、フェーザ制御の基本である。

アイデア制御では基本周波数の交流の瞬時値を制御する必要があったが、フェーザ制御では基本交流は変換行列で自動的に発生できるので、直流系でのフェーザのフィードバック制御で済む。

このため、変換器の高速応答性は要求されない。これがフェーザ制御の利点である。モータの制御においてはこの制御性の良さのため広く利用されている技術である。

しかし、電力系統制御のように、扱う周波数が単一の基本周波数以外にも拡大していくと種々の問題が発生してくる。その諸問題について以下検討していく。

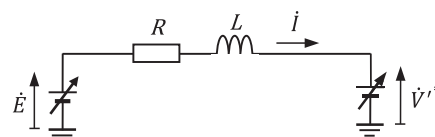
5.2 フェーザ制御の諸問題

(1) フェーザ変換の一般化

電力系統制御におけるベクトル制御（フェーザ制御）では、基本的には基本周波数のみの 3 相平衡交流を扱っている。しかし現実の世界においては、電圧や電流に高調波が重畳して歪波形になっている場合もあるし、3 相が不平衡の場合もある。

また、フィードバック制御系では周波数特性が問題になり、実回路での時間変化（周波数変化）に対してシステムがどういう特性になるかを把握していなければならない。

<系統電源> <線路インピーダンス> <電力変換器>



- ・非干渉化を行なうと、単相直流のフェーザ等価回路になる。

図 9 フェーザ等価回路（非干渉化後）

しかし、フェーザ制御ではフェーザ世界のフィードバック設計だけで済まして、現実世界の変化に対する制御性能は検討が不足している場合が多い。

これらの問題を明確にするために、フェーザ変換の一般化を試みる。

(2) 一般周波数(ω_x)のフェーザ変換

実際の電力系統では基本周波数成分が主成分ではあるが、それに異なった一般周波数(ω_x)成分が重畳された場合はどうなるかを考える。

電気量は基本周波数成分と異なった周波数成分の線形結合であるので、それぞれ独立に考えて良い。基本周波数成分は今まで見てきたとおりフェーザ化され問題ない。

そのため、今回は一般周波数成分のみを考えれば良い。従って、一般周波数 ω_x の成分を基本周波数 ω_0 でフェーザ変換することになる。

まず一般周波数成分をアイデア電気量で表すと、

$$\tilde{A}_x = A_x e^{j\phi_x} e^{j\omega_x t} = \dot{A}_x e^{j\omega_x t} = \dot{A}_x \cdot \tilde{r}_x \quad \cdots (35)$$

となる。ここでのロータは $\tilde{r}_x (= e^{j\omega_x t})$ となり、周波数は ω_x である。

次に、フェーザ変換をするが、ここでは基本周波数の変換複素数(逆回転ロータ) $\tilde{r}_0^{-1} (= e^{-j\omega_0 t})$ が掛けられるため、アイデア電気量は、

$$\begin{aligned} \tilde{r}_0^{-1} \tilde{A}_x &= e^{-j\omega_0 t} \dot{A}_x e^{j\omega_x t} = \dot{A}_x e^{j(\omega_x - \omega_0)t} \\ &= \dot{A}_x \cdot \tilde{r}_s \quad \cdots (36) \end{aligned}$$

ただし、 $\tilde{r}_s = e^{j(\omega_x - \omega_0)t}$

となり、フェーザ化ができない。基本回転部には、あらたに周波数 $(\omega_x - \omega_0)$ のロータ $\tilde{r}_s$ が残ってしまう。

実は、これがフェーザ変換の一般化した変換式である。これによれば、フェーザ変換はロータを $\tilde{r}_x$ から $\tilde{r}_s$ に変換する操作である。たまたま、電気量のロータ周波数とフェーザ変換の逆回転ロータの周波数が合致した特殊な場合のみ、変換後の周波数が零となって、ロータが消去されるわけである。

次に回路方程式について検討する。まず、インダクタンスについて、基本式(20)に変換複素数 $\tilde{r}_0^{-1}$ を掛けて(28)式同様に計算すると、

$$\begin{aligned} \tilde{r}_0^{-1} L \mathbf{p} \tilde{I}_x &= e^{-j\omega_0 t} L (j \omega_x e^{j\omega_x t} \dot{I}_x + e^{j\omega_x t} \mathbf{p} \dot{I}_x) \\ &= \{ (j \omega_x L + L \mathbf{p}) \dot{I}_x \} \cdot \tilde{r}_s \quad \cdots (37) \end{aligned}$$

となる。前出(28)式と比較すると、ロータ $\tilde{r}_x$ の微分が同様に干渉項として出現する。電気量の変換はロータが $\tilde{r}_s$ に変換される。これがインピーダンスの変換の一般式になる。

回路方程式も一般化されて、(38)式になる。各電気量に

は、前述の変換式(36)で $\tilde{r}_0$ の逆回転ロータを掛けるため、フェーザに変換できず、 $\tilde{r}_s$ アイデアに変換されてしまっている。

$$\dot{E}_x \cdot \tilde{r}_s = \{ (R + j\omega_x L + L \mathbf{p}) \dot{I}_x + \dot{V}_x \} \cdot \tilde{r}_s \quad \cdots (38)$$

ここで、 $\tilde{r}_s$ は共通項なので式の上では消去ができて、フェーザ方程式にはなるが、それには $\tilde{r}_s$ の逆回転ロータをかける必要がある。

前出 (29) 式 のフェーザ変換後の回路方程式は、実はこの一般式において、 $\omega_x = \omega_0$ の場合の特殊例である。

このため、基本周波数 ω_0 とは異なる周波数 ω_x が重畳されている電気量を扱う系統では、重畳成分に関しては、ロータが $\tilde{r}_s$ の交流が残り、さらに干渉項が $j\omega_x L$ という基本周波数と異なった周波数に依存した項になる。このような場合には非干渉化が困難になってしまう。

(3) フェーザ変換は周波数シフトである

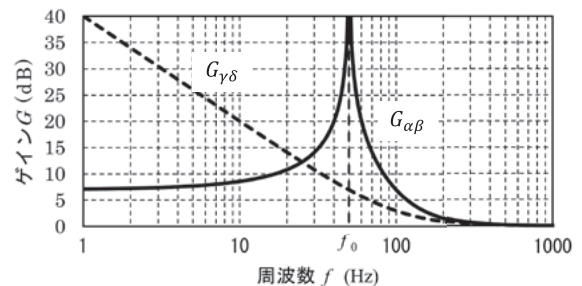
上記のように、フェーザ制御で行われているフェーザ変換は、アイデア周波数 ω_x から $\omega_s (= \omega_x - \omega_0)$ への周波数シフトということである。したがって、 $\omega_x = \omega_0$ となる特殊な場合のみしか、真のフェーザ化が実現できないということである。

このことにより、基本周波数以外では、色々な問題が発生する。これがフェーザ制御の基本的な問題点である。

(4) 制御系の周波数特性

周波数特性についても同様で、フェーザ世界では、実世界またはアイデア世界の周波数 (f) がフェーザ世界の周波数 ($f - f_0$) にシフトされた周波数特性になる。その様子を図 10 に示す。

フェーザ制御では、フェーザ世界で制御増幅器の PI (比例・積分) 定数を設計する。このため、フェーザ世界の開ループゲイン $G_{y\delta}$ は、積分制御により直流側で大きくなるように設計されている。



---: $G_{y\delta}$ フェーザ世界での周波数特性 (例)。
 —: $G_{\alpha\beta}$ アイデア世界の周波数特性 (実世界も同じ)。
 $G_{\alpha\beta}(f) = G_{y\delta}(f - f_0)$

図 10 フェーザ変換による周波数特性のシフト

そして、フェーザ世界の周波数は、実世界へは $+f_0$ 分シフトされることになるため、フェーザ世界の直流($f = 0$)は、実世界では基本周波数($f = f_0$)になる。これにより、実世界の開ループゲイン $G_{\alpha\beta}$ は基本周波数で大きくなる。

ところが、基本周波数より低い実世界の周波数は、フェーザ世界では負の周波数となる。負の周波数特性(ゲイン特性)は正の周波数特性の折り返しとなる。このため、実世界での $G_{\alpha\beta}$ の直流ゲインは小さくなってしまう。

このように直流ゲインが小さいことは、電力システムの制御における直流分除去には問題になる。また低い周波数領域でのゲインが低いので制御性能の面でも問題になる。

実世界側でゲインを稼ぐという解決方法はあるが、もう一つの問題の干渉項問題は、重畳される周波数成分毎に干渉成分が変化して、解決困難である。これらは、系統の低周波重畳変動や、波形歪すなわち高調波を含んだ電氣量を取り扱うような場合に問題になる。

このような事情から、周波数シフトを起こさないアイデア制御がクローズアップされてきている。

(5) 3相不平衡問題

3相不平衡の交流電氣量には逆相分が含まれている。逆相分アイデア $\tilde{A}_2$ は、前述のように逆回転成分であり、ロータが、 $\tilde{r}_0$ の逆数の $\tilde{r}_0^{-1}$ になるため、下式になる。

$$\tilde{A}_2 = A_2 e^{j\phi_2} e^{-j\omega_0 t} = \dot{A}_2 e^{-j\omega_0 t} = \dot{A}_2 \cdot \tilde{r}_0^{-1} \quad \cdots (39)$$

これを正回転の基本周波数でフェーザ変換すると、変換複素数は逆相のロータ $\tilde{r}_0^{-1}$ と同一であるため、回転は打ち消されずに2乗に、すなわち回転周波数が2倍になる。

$$\begin{aligned} \tilde{r}_0^{-1} \tilde{A}_2 &= e^{-j\omega_0 t} \dot{A}_2 e^{-j\omega_0 t} = \dot{A}_2 e^{-j2\omega_0 t} \\ &= \dot{A}_2 \cdot (\tilde{r}_0^{-1})^2 \end{aligned} \quad \cdots (40)$$

このことから、3相が不平衡の場合は、正相分の直流の上に、2倍の周波数の逆相分の交流リップルが重畳されて変換出力されることになる。

また、逆相分の干渉項 $\omega_0 L$ は、周波数が負であるので符号が逆になる。ところが、フェーザ制御では正相で非干渉化をしているので、逆相成分では干渉が逆に倍増となってしまう不都合が生じる。

このため、逆相分リップルはローパスフィルター等により十分に抑圧する必要がある。この事情もフェーザ制御で高速性能を実現しにくい一因となっている。

しかし、その問題を逆手にとって、正相と逆相を独立に取り出してそれぞれを制御することも実現できる。その場合は、逆回転ロータ $\tilde{r}_0^{-1}$ による正相フェーザ変換系と、正回転ロータ $\tilde{r}_0$ による逆相フェーザ変換系との2系統で制御系を構成することにより、正相と逆相の同時制御が可能になる。

(6) まとめ

実際の制御では、ベクトルや行列で演算が実行される。このため、理論面においても、制御の実設計に即して、行列による座標変換計算を用いて、原理や現象の解析が行われる。しかし、初学者にはベクトル・行列計算のみでは理論展開が難しいのが現実である。

一方、そこにアイデア理論を導入すれば、複素数で式を展開して、その結果を機械的にベクトルや行列に置きなおせば良いので、各段に見通しが良くなる。これにより、難解であった周波数特性や高調波問題、不平衡などの問題点が明確になってくる。

また将来、実際の制御の面では、ベクトルや行列演算に置き直すことをせず、直接的にアイデアやフェーザ複素数で演算制御が可能な制御計算機システムが出現すれば、現在のベクトル制御は純粋なアイデア制御やフェーザ制御へと発展していくものとも考えられる。

6. あとがき

本稿では瞬時複素交流電氣量 $\tilde{A}$ をアイデアとして、その実軸画像を現実の交流とみるアイデア理論を紹介した。この理論に従ってベクトル制御を考察することにより、各種の問題点が整理され、明確になったものと考えられる。

なお、この内容は、筆者が当社の若手技術者向けに続けている基礎技術講習会のうちのベクトル制御に関する講義録を整理したものである。

このベクトル制御の講義については、当初は標準的な行列変換による講義を試みたが、受講者の本質的理解を得るのが難しかった。このため、理解を容易にするべく、視点を複素数のアイデア理論に移して講義を進めた。この視点により、ベクトル制御の考察を、一般周波数のフェーザ変換や不平衡の問題まで範囲を広げることができた。

ベクトル制御の教科書と本稿とを併読されれば、ベクトル制御や交流に関する本質的な理解を深めることができると思う。それにより、本稿がフェーザ制御やアイデア制御の技術開発の一助となれば幸いである。

最後に、本稿を仕上げるのには、一部の受講者やパワエレグループの関係者に協力をいただいた、この場を借りてお礼を申し上げる次第である。

参考文献

- (1) 佐藤、神部、ほか：「ロバスト電流制御を用いた PV インバータ」平成 5 年電気学会全国大会 No.534(1993)
- (2) 神部、桑原、ほか：「10kW PV インバータの開発」愛知電機技報 No.17(1996)
- (3) 丹羽、佐藤、ほか：「大型超伝導コイル用電源システムの開発」愛知電機技報 No.17(1996)
- (4) 青山、河合、ほか：「超伝導コイル励磁用パルス電源の開発」愛知電機技報 No.30(2009)