三相信号直接処理のための3入出力可変特性D因子フィルタの提案

正員 新中 新二 (神奈川大学)

A New Three-Input/Output Characteristics-Varying Filter in the D-Module for Direct Processing of Three-Phase Signals

Shinji Shinnaka, Member (Kanagawa University)

This paper proposes a new three-input and three-output characteristics-varying filter in the D-module for direct processing of three-phase signals, which are becoming indispensable for effective active-compensations in three-phase power systems such as harmonics current, negative phase current, reactive power and varying voltage compensations. The filter in the D-module can make distinction between positive and negative frequencies of three-phase signals and can allow direct processing of the signals based on frequency polarity. The filter in the D-module can also change dynamically its filtering characteristics by simply injecting a shift-signal to itself. These filtering effects are obtained in a very simple manner using the D-module. A new unified analysis of attractive general characteristics of the proposed filter in the D-module is given for its easy designs and realizations as well. Effectiveness of the analysis and usefulness of the filter in the D-module are newly examined and confirmed through experiments. The newly proposed filter in the D-module has potential to a variety of three-phase signal filtering applications.

キーワード: 三相、逆相、D因子、アクティブフィルタ、電力系統

Keywords: three phase, negative phase sequence, D-module, active filter, power system

1. はじめに

電力系統等における高調波電流補償、逆相電流補償、無効電力補償、電圧変動補償、系統安定化等の多くに関し、アクティブ機能を備えた三相電力機器が近年着目を集め、この普及が進んでいる^{(1)、(2)}。これらアクティブ機能を支える中核技術の1つが、同一の通常フィルタ2個を並列に配し、この前後に相変換器、ベクトル回転器2組みを同伴させた構造に基づくフィルタ処理技術である。

本フィルタ処理技術は、詳しくは、三相信号を次の5ステップにより逐次処理する点に構造的特色を有する(後掲の図5(a)参照)。1) 三相信号を3/2相変換器を通じて二相信号に変換処理する。2) 二相信号を2行1列(以下2x1と略記)ベクトル信号としてベクトル回転器で回転処理する。3) 非干渉な2入力2出力(以下、2入出力と略記)内装フィルタで、前記2x1ベクトル信号をフィルタ処理する。4) フィルタ処理済みベクトル信号をベクトル回転器で2)とは逆方向へ回転処理する。5) 2x1ベクトル信号を二相信号として扱い、2/3相変換器を通じ三相信号へ変換処理する。以降では、三相信号に対し本フィルタ処理を遂行するシステムを、相変換器・回転器を同伴した構造的特色に注目し、3入出力同伴フィルタ、あるいは簡単に同伴フィルタと呼ぶ。

同伴フィルタは、処理対象成分の周波数に応じた回転座標系上の内装フィルタリングによるフィルタシステムとして捕らえることもできる。この考えに基づく三相信号フィルタ処理としては、1983年の三菱電機㈱・矢野らによるものが国内外とも最初のものである⁽³⁾。矢野らによる回転座標系上でのフィルタ処理は二相内の一相に限定されているが、1988年には三菱電機㈱・竹田らにより、内装フィルタは2個並列形へ進化したようである⁽⁴⁾。一方、1992年

には岡村、中野、難波江により、2個の内装フィルタを1次ハイパスフィルタとした3入出力同伴フィルタが、三相インバータの設計・構成に関連して、明瞭な形で別途提示されている^{(5)~(7)、(11)}。同伴フィルタは、1997年には難波江らによって三相電力システムにおける電圧ドロップの補償に活用され⁽⁸⁾、最近では、田中らによって三相電力システムにおける非正弦波不平衡状態における無効電流補償にも活用されている⁽⁹⁾。

3入出力同伴フィルタの特性に関しては、中島、中野、新中らにより、1993年~2001年にわたり、直感的議論に代わる解析が精力的に行われ、一応の解析成果が既に得られている^{(10)~(15)}。これらによれば、同伴フィルタは、1) 三相信号の絶対的周波数に依らず、正相、逆相に対応した正負の周波数に応じて、三相信号の成分を分離処理できる、2) しかも、その周波数特性は、外部から印加されるシフト信号により、線形かつ瞬時にシフトされる、などの興味深い特性を有することが明らかにされている。この種の特性は通常のフィルタでは得られないものであり、他をもって代え難い特長として認識されている^{(10)~(14)}。

本論文は、従来の既成認識を覆し、3入出力同伴フィルタの2大特性・特長を有しながらも相変換器を一切必要としないフィルタとして、3入出力D因子フィルタを新規提案し、加えてD因子フィルタの利用に際し不可欠な諸解析を新規に与え、ひいてはこの種の三相信号処理の遂行に際し同伴フィルタに代わる新たな有用な選択肢を与えるものである。

新提案の3入出力D因子フィルタは以下の特長を有する。

- 1) 3入出力同伴フィルタの2大特性・特長を受け継いでおり、これと等価なフィルタリング効果を発揮するこ

とができる。

- 2) ただし、特性・特長の達成手段として、3 入出力同伴フィルタにおいて不可欠な 2 個の相変換器、2 個のベクトル回転器を必要としない。新提案の 3x3 因子により、等価な処理効果をフィルタ内部で生成している。
- 3) この結果、(i) 低次のフィルタリングで十分である、(ii) インバータ制御のようなフィードバック制御ループの中で行われるループ内フィルタリングである、(iii) 複数の周波数成分を同時分離処理する必要がある、(iv) 最終処理信号に加え中間処理信号を同時出力する必要がある、と言ったような処理が求められる場合には、同伴フィルタに対し、優位性を発揮する。

本論文は、以下のように構成されている。次の第 2 章では、三相信号の相互干渉を積極遂行し、ひいては変換器、ベクトル回転器不要の D 因子フィルタの構築を可能とした 3x3 因子の新規提示を行うと共に、この基本性質と実現法について述べる。第 3 章では、3 入出力 D 因子フィルタを提示し、この利用に際し不可欠な諸特性、特に、安定特性、周波数特性、構成特性に関し、一般性のある形でこれを新規に解明する。第 4 章では、D 因子フィルタの実現法として、効率的な代表的 2 種を提示する。第 5 章では、極性を伴う周波数選択性、ひいては提案フィルタの同伴フィルタに対するフィルタリング効果の等価性を示し、次に提案フィルタの演算面からみた有用性を説明する。第 6 章では、解析の妥当性を定量的に検討すべく実施した実験結果を示す。第 7 章で、本論文を締めくくる。

(注 1) 2 章～5 章が本論文の中核を構成する。ここに新規に与えた解析は、三相信号の相互干渉を積極的に遂行する 3 入出力 D 因子フィルタに限って有効なものである。これらは、安定特性を始め、1 入出力フィルタあるいは内部干渉のない多入出力フィルタから直ちに得られるものではない点には、特に注意されたい。なお、解析アプローチに限っては、2 入出力 D 因子フィルタのそれを活用している⁽¹⁵⁾。このため、本論文の成果は、結果的に、2 入出力 D 因子フィルタの成果を 3 入出力 D 因子フィルタへ発展せしめたものともなっている。

(注 2) 本論文では、混乱の恐れのない限り、記号 s を微分演算子、ラプラス演算子として断りなく共用して使用する。

(注 3) 本論文では、3x1 ベクトルの第 1、2、3 成分を u 、 v 、 w 成分と各々呼称する。以降の成分脚符はこれによる。

(注 4) 本論文では、定理、証明等の終了位置が曖昧な場合、これを明示すべく記号■を適時付す。

2. D 因子

<2.1> D 因子とその特性

3x3 交代行列 J_r 、 J として次のものを考える⁽¹⁶⁾。

$$J_r = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 1 \\ 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$J = \frac{1}{\sqrt{3}} J_r$$

3x3 $D_r(s, \omega)$ 、 $D(s, \omega)$ 因子として、微分演算子 s に対し実数スカラー信号 ω を交代的に配した構造をもつ以下の行列を新規に構築する (本章末尾、注 5 参照)。

$$\left. \begin{aligned} D_r(s, \omega) &= sI + \omega J_r \\ D(s, \omega) &= sI + \omega J \\ &= D_r(s, \omega/\sqrt{3}) \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

ここに、 I は 3x3 単位行列である。以下では、実数スカラー信号 ω をシフト信号と呼ぶ。本因子に関しては、次の補題が成立する。

[補題 1]

$D(s, \omega)$ 因子と 3x3 行列 $\text{diag}(s+j\omega, s-j\omega, s)$ とは互いに相似である。ここに、 j は複素数の虚数部を示す。

[証明]

3x3 ユニタリ行列 U を以下のように定義する⁽¹⁷⁾。

$$U = [u_1 \quad u_2 \quad u_3] \quad (3)$$

ただし、

$$u_1 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1-j\sqrt{3} \\ 2 \\ -1+j\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}, \quad u_2 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1+j\sqrt{3} \\ 2 \\ -1-j\sqrt{3} \\ 2 \end{bmatrix}, \quad u_3 = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (4)$$

これより直ちに次の関係が得られる。

$$D(s, \omega) = U \text{diag}(s+j\omega, s-j\omega, s) U^\dagger \quad (5)$$

ここに、記号 $\dagger$ は共役転置を示す。(5) 式は、補題 1 を意味する。

<2.2> インバース D 因子の実現法

後に明らかになるように、3x3 $D(s, \omega)$ 因子をもつ D 因子フィルタの実現においては $D^{-1}(s, \omega)$ の実現が要となる。このため、この実現法を提示しておく。

3x1 実数ベクトル u 、 y を入力、出力とする次のシステムを考える。

$$\begin{aligned} y &= D^{-1}(s, \omega) u \\ &= D_r^{-1}(s, \omega/\sqrt{3}) u \end{aligned} \quad (6)$$

(6) 式の関係は、図 1 のように実現することができる。同図では、細線は実数スカラー信号線を、太い線は 3x1 実数ベクトル信号線を、ブロック $1/s$ は積分器を、記号 $\boxtimes$ はスカラー信号とベクトル信号各成分との乗算を実行するベクトル乗算器を、また、ブロック $1/\sqrt{3}$ は定数と信号との乗算を実行する係数器を意味している。

同図は、 $D^{-1}(s, \omega)$ の特性を外部からのシフト信号 ω で変

図1 外部シフト信号 ω を用いた $D^{-1}(s, \omega)$ の実現例

Fig.1. An example of realization of $D^{-1}(s, \omega)$ using external shift-signal ω .

化させるようにこれを実現している。更には、 $D^{-1}(s, \omega)$ は(6)式の関係を利用し $D_r^{-1}(s, \omega/\sqrt{3})$ として実現されている。

すなわち、まず $D_r^{-1}(s, \omega)$ を実現し、次に係数器により係数処理されたシフト信号 $\omega/\sqrt{3}$ を $D_r^{-1}(s, \omega)$ に入力することにより実現している。(1)式から理解されるように、本実現法における交代行列 J_r の作用は、3x1ベクトル信号の2成分の単なる減算を実施するだけであり、一般の3x3行列処理に見られるような9個の係数器を必要とするものではない。本特性は、後に明らかにするように、 $D(s, \omega)$ 因子でモジュール化された3入出力D因子フィルタの効率的な実現を可能とする。(注5)(2)式に提示した3x3因子は、試行とこれに関する解析(第2章及び後続第3章に提示)を繰返し、最終的に構築したものである。同様な性質を有する3x3因子は、他にも存在することが分かっている。しかし、提示のものが構造的に最もシンプルのようである。著者は、一般に、n相信号のためのnxn因子が存在するであろうと推測している。

3. D因子フィルタとその特性

<3.1> D因子フィルタの定義

実数スカラー信号 u 、 y を入出力とする次の1入出力n次安定フィルタ $F(s)$ を考える。

$$y = F(s)u = \frac{B(s)}{A(s)}u \quad (7)$$

ただし、

$$A(s) = s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1s + a_0 \quad (8)$$

$$B(s) = b_ns^n + b_{n-1}s^{n-1} + \dots + b_1s + b_0 \quad (9)$$

次に、3x1実数ベクトル信号 u 、 y を入出力とする次の3入出力n次安定フィルタ $F(sI)$ を考える。

$$\begin{aligned} y &= F(sI)u \\ &= A^{-1}(sI)B(sI)u \end{aligned} \quad (10)$$

ただし、

$$A(sI) = [sI]^n + a_{n-1}[sI]^{n-1} + \dots + a_1[sI] + a_0I \quad (11)$$

$$B(sI) = b_n[sI]^n + b_{n-1}[sI]^{n-1} + \dots + b_1[sI] + b_0I \quad (12)$$

上記の1入出力フィルタと3入出力フィルタとの間には、次の関係が成立している。

$$A(sI) = \text{diag}(A(s)) \quad (13)$$

$$B(sI) = \text{diag}(B(s)) \quad (14)$$

$$F(sI) = \text{diag}(F(s)) \quad (15)$$

(7)～(15)式より明白のように、上記の3入出力フィルタ $F(sI)$ は1入出力フィルタ3個を並列に配した構造をしており、ベクトル入出力の各成分は互いに非干渉である。

非干渉フィルタ $F(sI)$ における因子 $[sI]$ を因子 $D(s, \omega)$ で置換し、次のように3入出力フィルタを構成する。

$$y = F(D(s, \omega))u \quad (16)$$

上記フィルタ $F(D(s, \omega))$ が、本論文で新規提案するD因子フィルタである。

<3.2> D因子フィルタの安定特性

$D(s, \omega)$ 因子内部で実数ベクトル信号の u 、 v 、 w 成分が互いに干渉していることより容易理解されるように(図1参照)、D因子フィルタにおいては、内部で実数ベクトル信号の u 、 v 、 w 成分が相互に複雑に干渉している(後掲の図2、3参照)。相互干渉を考えるならば、D因子フィルタが安定なフィルタと成り得るか否か直ちには明かではない。一方、フィルタの安定性はその実用化において全てに優先して確立されねばならない不可欠な特性である。安定性に関しては、次の定理、系に示す性質が成立する。

【定理1】

n次多項式 $A(s)$ のn個の特性根を s_i とするならば、関数行列 $A(sI)$ 、 $A(D(s, \omega))$ の3n個の特性根は、各々 s_i (3同一根)、 $(s_i - j\omega, s_i + j\omega, s_i)$ とで与えられる。

【証明】

(i) $A(sI)$ の特性根は次式の根として評価される。

$$\begin{aligned} \det A(sI) &= \det[\text{diag}(A(s))] \\ &= A^3(s) = 0 \end{aligned} \quad (17)$$

上式は、 $A(sI)$ の特性根は $A(s)$ の特性根 s_i と同一であり、各々3個を有することを意味する。

(ii) $A(D(s, \omega))$ は、補題1を利用すると、以下のように展開することができる。

$$\begin{aligned} A(D(s, \omega)) &= \sum_i a_i D^i(s, \omega) \\ &= \sum_i a_i [U \text{diag}(s + j\omega, s - j\omega, s) U^\dagger]^i \\ &= U \left(\sum_i a_i \text{diag}(s + j\omega, s - j\omega, s)^i \right) U^\dagger \\ &= U \text{diag}(A(s + j\omega), A(s - j\omega), A(s)) U^\dagger \end{aligned} \quad (18)$$

これより、

$$\det A(D(s, \omega)) = A(s + j\omega)A(s - j\omega)A(s) \quad (19)$$

$A(D(s, \omega))$ の特性根を $\tilde{s}_i$ とするならば、上式は次式すなわち定理1を意味する。

$$\tilde{s}_i = s_i - j\omega, s_i + j\omega, s_i \quad (20)$$

【系1】

3つのフィルタ $F(s)$ 、 $F(sI)$ 、 $F(D(s, \omega))$ の安定性の度合いは同一である。

【証明】

3 フィルタの安定性を決定する多項式 $A(s)$ 、関数行列、 $A(s)$ 、 $A(D(s, \omega))$ の特性根の実数部は上記定理 1 が示しているように同一である。従って、これらの安定性の度合いは同一である。

<3.3> D 因子フィルタの周波数的特性

D 因子フィルタの設計は、安定な 1 入出力フィルタ $F(s)$ の設計を通じて行われる。すなわち、D 因子フィルタのパラメータ a_i 、 b_i は、安定な $F(s)$ の設計を通じて得たフィルタパラメータ a_i 、 b_i がそのまま活用される。この場合には、定理 1 で述べたように、D 因子フィルタの安定性は自動的に確保される。一方、D 因子フィルタの周波数的特性は当然のことながら変化する。本特性に関しては、次の重要な定理、系が成立する。

【定理 2】

実数信号 u_u 、 u_v 、 u_w 及び y_u 、 y_v 、 y_w を順次成分とする 3×1 ベクトル信号 $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{y}$ を D 因子フィルタの入出力とする。このときの D 因子フィルタは、以下の特性を発揮する。

$$\begin{bmatrix} y_p \\ y_n \\ y_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F(s+j\omega)u_p \\ F(s-j\omega)u_n \\ F(s)u_z \end{bmatrix} \quad (21)$$

ただし、

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_n \\ u_z \end{bmatrix} = \mathbf{U}^\dagger \mathbf{u} \quad (22)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} y_p \\ y_n \\ y_z \end{bmatrix} = \mathbf{U}^\dagger \mathbf{y} \quad (23)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} y_u \\ y_v \\ y_w \end{bmatrix}$$

【証明】

(18) 式の場合と同様にして、補題 1 より次の関係式を構築することができる。

$$F(D(s, \omega)) = A^{-1}(D(s, \omega))B(D(s, \omega))$$

$$= \text{Udiag}\left(\frac{1}{A(s+j\omega)}, \frac{1}{A(s-j\omega)}, \frac{1}{A(s)}\right) \mathbf{U}^\dagger$$

$$* \text{Udiag}(B(s+j\omega), B(s-j\omega), B(s)) \mathbf{U}^\dagger \quad (24)$$

$$= \text{Udiag}(F(s+j\omega), F(s-j\omega), F(s)) \mathbf{U}^\dagger$$

ここで、実数ベクトル信号 $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{y}$ を (22)、(23) 式に注意しながら $\mathbf{U}^\dagger$ 行列を用いて複素数ベクトル信号に等価変換し、これら 2 式を (24) 式に用いると、(21) 式が得られる。■

u_p 、 u_n 、 u_z は、(22) 式が明示しているように、ベクトル信号 $\mathbf{u}$ の正相、逆相、ゼロ相の各成分を意味する⁽¹⁷⁾。
 y_p 、 y_n 、 y_z は、同様に、ベクトル信号 $\mathbf{y}$ の正相、逆相、ゼロ相の各成分を意味する。この認識より、(21) 式の第 1 ~ 3 行は、正相、逆相、ゼロ相の各成分における入出力関係を意味することが理解される。D 因子フィルタは、正相、逆相、ゼロ相の各成分に対して、(21) が明示しているように異なったフィルタリング特性を示す。本特性により、D 因子フィルタによれば、これら 3 成分の分離が可能となる。なお、三相信号における対称成分は、正相、逆相、ゼロ相の 3 成分から構成されることが知られている⁽¹⁷⁾。

(注 6) 三相信号 $\mathbf{u}$ に含まれる正相、逆相、ゼロ相の各成分は、(22) 式による定義と、次式による定義とがある⁽¹⁷⁾。

$$\begin{bmatrix} u_p \\ u_n \\ u_z \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} \quad (25)$$

本定義を活用する場合には、 3×3 行列 $\mathbf{U}$ として次のものを利用すると、ユニタリ特性の一部が失われるが、都合がよい。

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1+j\sqrt{3}}{2} & \frac{-1-j\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U}^{-1} = \frac{1}{3} \mathbf{U}^\dagger$$

(22) 式による場合には、3 成分の間には、ユニタリ特性より、次のノルム不変性が維持される。

$$\left\| \begin{bmatrix} u_p \\ u_n \\ u_z \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} u_u \\ u_v \\ u_w \end{bmatrix} \right\| \quad (26)$$

一方、(25) 式による場合には、直感的扱いの良さ等のメリットがあるようである。

<3.4> D 因子フィルタの構成特性

D 因子フィルタの活用の際には、これを如何に実現するかが問題となる。本フィルタの実現の際には、次の定理に示した構成的特性が有用である。

【定理 3】

D 因子フィルタを構成する 2 個の関数行列は互換である。すなわち、

$$\begin{aligned} F(D(s, \omega)) &= A^{-1}(D(s, \omega))B(D(s, \omega)) \\ &= B(D(s, \omega))A^{-1}(D(s, \omega)) \end{aligned} \quad (27)$$

【証明】

(24)式に示した結果を、補題1を使用して、再構成すると、

$$\begin{aligned} F(D(s, \omega)) &= A^{-1}(D(s, \omega))B(D(s, \omega)) \\ &= U \text{diag}(F(s+j\omega), F(s-j\omega), F(s))U^\dagger \\ &= U \text{diag}(B(s+j\omega), B(s-j\omega), B(s))U^\dagger \quad (28) \\ &\quad * U \text{diag}\left(\frac{1}{A(s+j\omega)}, \frac{1}{A(s-j\omega)}, \frac{1}{A(s)}\right)U^\dagger \\ &= B(D(s, \omega))A^{-1}(D(s, \omega)) \end{aligned}$$

すなわち、定理3が得られる。

4. D因子フィルタのモジュール・ベクトル実現法

D因子フィルタの実現法(すなわちフィルタの具体的構成法)に関しては、種々の方法が考えられる。D因子フィルタは、三相信号の成分干渉を有する3入出力フィルタであり、その実現は複雑化する恐れを有する。本論文では、 $D_r(s, \omega)$ 因子によるモジュール化と三相信号のベクトル化を通じて複雑化を回避し、更には効率のかつ一般性に富む2法を示す。提案の実現法は、モジュール・ベクトル化により、結果として、1入出力デジタルフィルタ分野で直接I形、直接II形と通常呼ばれている実現法にマクロ形式的に対応したものとなっている。以下に、簡単性と具体性確保のためフィルタリング次数 n を3次とした場合を例として、これを示す。

<4.1> モジュール・ベクトル直接I形実現法

3入出力D因子フィルタ $F(D(s, \omega))$ に関し、(10)式の関係を直接的に活用する場合には、図2に示した構造(直接I形)の実現が可能である。同図では $D^{-1}(s, \omega)$ 因子の実現には、図1に示した $D_r^{-1}(s, \omega)$ 因子に基づく実現を利用している。これより、図2の実現法は以下の特長を有することが明らかである。

- 1) シフト信号 ω に作用する係数器 $1/\sqrt{3}$ はすべての $D_r^{-1}(s, \omega)$ に対して共有されており、利用個数は次数に依存せず唯1個である。
- 2) $D_r^{-1}(s, \omega)$ は図1に示した通り最少の積分器と加算器を中心とした簡単な形で構成されている。
- 3) この結果、非干渉フィルタ $F(sI)$ に対する $F(D(s, \omega))$ フィルタの演算素子の増加は僅少である。

<4.2> モジュール・ベクトル直接II形実現法

定理3(27)式の第2式の関係を直接的に活用する場合には、図3に示した構造(直接II形)の実現が可能である。本実現法が直接I形と同様な特長を有することは明白である。

図2 D因子フィルタのモジュール・ベクトル直接I形による実現
Fig.2. Realization by module-vector direct form I for the three input/output filter in the D-module.

図3 D因子フィルタのモジュール・ベクトル直接II形による実現
Fig.3. Realization by module-vector direct form II for the three input/output filter in the D-module.

本論文で示したモジュール・ベクトル直接I形、II形は、上記のように、 $D_r(s, \omega)$ 因子によるモジュール化と三相信号のベクトル化により、形式的に1入出力のそれらと対応させることができる。しかし、三相信号をスカラ信号個々として捕らえる場合には、三相の各成分は因子ごとに毎回成分干渉を起しており、1入出力の従来の実現法では説明できない構造、すなわち新規な構造となっている点には注意されたい。

5. 有用性

<5.1> 極性を伴う周波数選択性

定理2(21)式の第1～3行は正相、逆相、ゼロ相の各成分の関係を各々示している。換言するならば、定理2(21)式は、D因子フィルタによればシフト信号 ω により極性を含めた周波数選択特性が得られることを示している。

(21)式第1、2行によって示された $F(s+j\omega)$ 、 $F(s-j\omega)$ なる特性は、シフト信号 ω の符号を反転して利用する場合には、同伴フィルタによる正相特性 $F(s-j\omega)$ 、逆相特性 $F(s+j\omega)$ と同一となる(文献(15)付録参照)。この同一性は、3入出力D因子フィルタによれば、相変換器・ベクトル回転

器を用いた 3 入出力同伴フィルタと等価な処理効果を、相変換器・ベクトル回転器を用いることなく、直接的に得ることができることを意味する。

三相信号を直接処理する 3 入出力 D 因子フィルタは、これに含まれ得るゼロ相成分を排除していない。すなわち、D 因子フィルタは、(21) 式の第 3 行が示しているように、ゼロ相成分を非ゼロ相成分と同時に処理する特色を有する。最終処理信号においてゼロ相成分の完全排除が必要な場合には、簡単には、D 因子フィルタ入力前信号に $-J^2$ を事前に作用させておけばよい⁽¹⁶⁾。すなわち、

$$\begin{aligned} y &= -J^2 u \\ &= \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} u = \left[I - \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right] u \end{aligned} \quad (29)$$

図 4 に、(29) 式の最後の関係に従い、必要に応じ三相信号ゼロ相成分 $(u_u + u_v + u_w)/3 = u_z/\sqrt{3}$ の除去を図るような構成例を示す。

<5.2> 有用性

同伴フィルタを構造的に特色づけた相変換器、ベクトル回転器は、D 因子フィルタでは不要である。これらの不要性は、以下のような処理が求められる場合には、同伴フィルタに対し相対的優位性、すなわち有用性を発揮する。

- (i) 低次のフィルタリングで十分である。
- (ii) インバータ制御のようなフィードバック制御ループの中で行われるループ内フィルタリングである。
- (iii) 複数の周波数成分を分離処理する必要がある。
- (iv) 最終処理信号に加え中間処理信号を出力する必要がある。

図 5 (a) に従来の同伴フィルタの構成を、同図 (b) にこれと等価なフィルタリング効果をもたらす D 因子フィルタを示した。正相、逆相の分離可能なフィルタリングは概して低次数で行われることが多い点を考慮し^{(1)~(15)}、 $F(s)$ として次の 1 次ローパスフィルタを選定した場合について、

$$F(s) = \frac{B(s)}{A(s)} = \frac{a_0}{s + a_0} \quad (30)$$

フィルタ内部の具体的構成比較例を図 6 に示した。図 6 は、モジュール・ベクトル直接 I 形による実現であるが、(30) 式の分母、分子の係数の同一性を取り込み、これを共有させている。また、D 因子フィルタでは、シフト信号に付随した負符号と交代行列 J_r に付随した負符号とを相殺させている。

図 5、6 の (a) 図における相変換器 S 、ベクトル回転器 $R(\theta)$ は以下のように定義されている。

$$S = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}^T \quad (31)$$

$$R(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix}; \quad \theta = \frac{1}{s} \omega \quad (32)$$

図 4 ゼロ相成分除去のための 1 構成例
Fig. 4. An example of structures for eliminating zero-phase component.

(a) Conventional filtering system.

(b) Proposed filtering system.

図 5 従来システム(上)と提案システム(下)
Fig. 5. Conventional system(upper) and the proposed system(lower).

(a) Conventional filtering system.

(b) Proposed filtering system.

図 6 1 次フィルタリングのための従来システム(上)と提案システム(下)

Fig. 6. Conventional system(upper) and the proposed system(lower) for first order filtering.

上式より明白のように、相変換器 1 個の実現に係数器 5 個が必要であり、ベクトル回転器 1 個の実現に乗算器 4 個が必要である。ベクトル回転器の実現には、更に、入出力側で共有できる素子として積分器 1 個、余弦器 1 個、正弦器 1 個も必要である。しかも、余弦器、正弦器は、ディジタル演算による場合には、特別大きな演算的あるいは時間的負荷となるものである。これらは、D 因子フィルタによる場合、全く必要とされない。

同伴フィルタの内装フィルタである $F(sI)$ と D 因子フィルタ $F(D(s, \omega))$ における演算器を図 6 の 1 次フィルタリングを例にとり具体的に算定すると、以下になる。同伴フィルタの場合、ベクトル回転器 $R(\theta)$ 間の信号は 2×1 ベクトル、すなわち内装フィルタは 2 入出力である点に留意すると、積

分器2個、係数器2個による構成となる。一方、D因子フィルタによる場合、ベクトル信号はすべて 3×1 であるので、構成全体で、積分器3個、係数器4個、乗算器3個による構成となる。

同伴フィルタが不可避免的に同伴した相変換器、ベクトル回転器に伴う演算器を考慮すると、(i)項で述べた低次フィルタリングにおけるD因子フィルタの有用性は、図6が歴然と示すように、明白である。

インバータ制御においては、制御周期は可能な限り短縮化することが求められており、このようなフィードバック制御ループの中でのフィルタリングでは、限定された時間内に所期の処理を完結しなければ、フィルタリング処理未完に止まらず、ループ内処理・制御の全体がハングアップしてしまうことさえある。このため、デジタル的演算で演算器を構成する場合、演算負荷の軽減は、特別な意味をもつ。インバータ制御の場合には低次フィルタリングによることが多い点を考慮すると^{(1)~(15)}、(ii)項で述べたD因子フィルタの有用性は容易に理解されよう。

図7に3連フィルタバンクの構成例を示した。同図(a)は、同伴フィルタを用いた構成例であり、(b)は提案のD因子フィルタによる構成例である。図8には、最終処理信号に加え、2個の中間処理信号を出力する構成例を示した。同図(a)は、同伴フィルタを用いた構成例であり、(b)は提案のD因子フィルタによる構成例である。図7が示すように、同伴フィルタによるフィルタバンク構成では、入力側の相変換器はフィルタ連数にかかわらず共有できるが、出力側の相変換とベクトル回転器は共有できない。このため、低次フィルタリングの場合には、D因子フィルタの有用性は、連数の増加と共に増加する。中間信号を処理する場合には、図8が示すように、同伴フィルタにおいては、入力側の相変換器とベクトル回転器は共有できるが、出力側のそれらは共有できない。このため、低次フィルタリングの場合にも、D因子フィルタの有用性は、中間処理数の増加と共に増加する。

以上のように、正相、逆相の分離可能なフィルタリングにおいて低次フィルタリング処理が多用されることを考慮すると、D因子フィルタによる構成面における有用性は明らかである。

3入出力D因子フィルタが、3入出力同伴フィルタに対して構成面で優位性を発揮できるのは、低次フィルタリングを中心とした(i)~(iv)項の状況下である点には注意されたい。必ずしも、すべての状況下で優位性を持っている訳ではない。高次フィルタリングでは、3入出力同伴フィルタが優位性を発揮し得る。2入出力D因子フィルタに1対の相変換器を同伴させたフィルタリングシステムで、三相信号を処理することも可能であることは周知の通りである⁽¹⁵⁾。このフィルタリングシステムの構造的特性は、3入出力同伴フィルタと3入出力D因子フィルタとの中間的であり、この結果、その有用面での特性も、これらの中間的なものとなっている。各フィルタの特長が活きる形で、これらを使い分けることが肝要である。

図7 フィルタバンクの構成例(従来法上、提案法下)
Fig. 7. An example of filter bank by the conventional filters(upper) and the proposed filters(lower).

図8 シリーズ信号処理システム (従来法上、提案法下)
Fig. 8. A example of series filtering system by the conventional filters(upper) and the proposed filters(lower).

6. 実験

提案法に関する解析の有効性を定量的に検証すべく遂行した実験の1例を示す。基本特性を定めるフィルタ $F(s)$ としては、(30)式に示した1次フィルタとする。三相信号を一括処理するための目標特性は、(30)式を基礎とした次式とする。

$$F(s-j\omega) = \frac{B(s-j\omega)}{A(s-j\omega)} = \frac{a_0}{(s-j\omega)+a_0} \quad (33)$$

処理すべき三相信号は、周期 0.02(s) (基本周波数 50(Hz)、314 (rad/s))、振幅 ± 1 の三相 120 度矩形波とする⁽¹⁸⁾。図 9 にこれを示した。同図においては、上から (すなわち位相の進んでいる波形から) 順次 u、v、w 相信号を示している。本三相信号は、ある三相信号処理システムのテスト信号として中野らにより利用されたものであり、正相基本周波数に対し最大高調波成分として逆相 5 次高調波を有していることが知られている⁽¹⁸⁾。

正相基本波成分と逆相 5 次高調波成分の同時抽出処理を目的とした 2 連フィルタバンクの構成を考える (図 7 参照)。共通の帯域 $2a_0$ (rad/s) (振幅特性が基準周波数に対して-

図 9 三相入力信号

Fig.9. A three-phase input signal.

(a) Transient responses of fundamental component.

(b) Transient responses of fifth harmonic component.

図 10 正相基本波、逆相第 5 高調波成分抽出時の過渡応答
Fig. 10. Transient responses of positive-phase fundamental and negative-phase fifth harmonic components.

3(dB)減衰する周波数幅), 時定数 $1/a_0$ (s) と、異なった中心周波数 ω_1 、 ω_2 (rad/s) とをもつバンドパス特性を備えたフィルタを得るべく、 $F_1(s)$ 、 $F_2(s)$ の設計パラメータは共に $a_0 = 10$ と同一とし、外部より適時設定可能な可変特性用の 2 個のシフト信号は符号に留意し以下のように個別に定める。

$$\omega_1 = 314 \text{ (rad/s)}, \quad \omega_2 = -5\omega_1 = -1570 \text{ (rad/s)}$$

これら設計パラメータの選択は、以下の目標特性を有するフィルタバンクを設計したことを意味する。

$$F_1(s-j314) = \frac{10}{(s-j314)+10}$$

$$F_2(s+j1570) = \frac{10}{(s+j1570)+10}$$

フィルタの実現に関しては、同伴フィルタ (正確には、内装の非干渉フィルタ)、D 因子フィルタは共に図 6 に示したモジュール・ベクトル直接 I 形で実現するものとする。

実験結果を図 10、11 に示す。図 10 は信号が入力された直後の過渡応答を示したものであり、(a) は正相基本波成分の抽出処理の様子を、(b) は逆相 5 次高調波成分の抽出処理の様子を示している。両図とも上段の波形が 3 入出力同伴フィルタによる応答を、下段が提案の 3 入出力 D 因子フィルタによる応答を示している。図 11 は定常応答を示したものであり、(a) (b) 及び波形の相互関係は、図 10 と同一

(a) Steady state responses of fundamental component.

(b) Steady state responses of fifth harmonic component.

図 11 正相基本波、逆相第 5 高調波成分抽出時の定常応答
Fig. 11. Steady state responses of positive-phase fundamental and negative-phase fifth harmonic components.

である。図10、11より、過渡、定常のいずれにおいても、提案の3入出力D因子フィルタは、相変換器、ベクトル回転器を同伴した従来の3入出力同伴フィルタと等価な応答を示していることが確認される。また、これらの応答は、定理1((20)式)、定理2((21)式)が意味する解析結果と整合することも明らかである。更には、期待の応答が得られていることより、提案したD因子フィルタ実現法の正当性も確認される。

7. おわりに

本論文では、電力系統等における高調波電流補償、逆相電流補償、無効電力補償、電圧変動補償、系統安定化等のアクティブ機能の遂行に際し不可欠なフィルタとして、あるいは三相信号処理に有用なフィルタとして、 3×3 行列因子 $D(s, \omega)$ によりモジュール化された可変特性3入出力D因子フィルタを新規提案すると共に、安定特性、周波数的特性、構成特性の観点から一般性のある形でこの諸特性を解析的に新規に明らかにした。解析結果を踏まえ、同フィルタの効率的な実現法2種を具体的に提示した。新提案の3入出力D因子フィルタは、3入出力同伴フィルタと等価な特性を示し得ること、更には、多用されている低次フィルタリングにおいては構成的に有用性を発揮することを示した。加えて、これを実験的に検証した。提案の3入出力D因子フィルタは、三相信号処理の応用、及びこれが不可欠なアクティブ電力機器の今後の発展に寄与するものと期待される。

最後に、本研究の遂行に際し、東洋大学・矢野昌雄氏、三菱電機・打田良平氏、NPE研究所・難波江章氏から貴重な文献(3)、(4)、(8)を各々ご提供戴いた事実をここに明記し、改めて各氏に感謝の意を表したい。

(平成13年5月23日受付、平成13年12月12日再受付)

文 献

- (1) 矢野、打田：「パワーエレクトロニクス」、丸善、pp.201-228(平成12)
- (2) 電気学会・半導体電力変換システム調査専門委員会編：「パワーエレクトロニクス回路」、オーム社、pp.119-135(平成12)
- (3) 矢野、杉本、川岸、宇高、西内：「PWM制御電力変換器による瞬時無効電力補償の一方法」、電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC-83-36(昭和58)
- (4) 竹田、池田、深田、有塚：「アクティブフィルタとその応用」、三菱電機技報、62、6、pp.475-480(昭和63)
- (5) 岡村、中野、難波江：「正弦波電圧・電流出力インバータの制御方式の改善」、平成5年度電気学会半導体電力変換研究会資料、SPC93-74、pp.1-8(平成5)
- (6) 岡村、中野、難波江：「正弦波電圧・電流出力インバータの出力電圧制に関する考察」、平成6年電気学会全国大会講演論文集、5、p.158(平成6)
- (7) 岡村、中野、難波江：「回転座標変換を用いた正弦波出力インバータ」、電学論D、114、4、pp.466-467(平成6)
- (8) A.Nabae, Y.Nakajima, L.Y.Cao, T.Tanaka and S.Ariga: "A Series Active Capacitance for Compensating Voltage Drops Caused by Source Impedances in Power System," IEEE PESC Record, pp.351-355,(1997)
- (9) 田中、船曳、難波江：「三相システムの非正弦波不平衡状態における各相別無効電流補償法、一準瞬時無効電力補償装置一」、電学論D、121、3、pp.383-390(平成13)
- (10) 中島、中野、難波江：「三相システムの複素解析法」、電学論D、114、11、pp.1175-1176(平成6)
- (11) 中野、地引、難波江、岡村：「回転座標変換を用いた可変周波数電圧出力インバータ」、電学論D、115、6、pp.735-742(平成7)
- (12) 中野、内藤、近藤：「拡張型の伝達関数による三相システムの新しい解析手法の提案」、電学論C、118、7/8、pp.1122-1129(平成10)
- (13) 中野、内藤、近藤、江田、山本、清水：「回転座標変換型ハイパスフィルタの拡張ボード線図による解析」、電学論D、119、2、pp.175-181(平成11)
- (14) 新中新二：「三相信号処理のためのベクトル回転器同伴フィルタの一般的特性解析」、電学論D、120、7、pp.947-948(平成12)
- (15) 新中新二：「三相信号処理のための可変特性多変数フィルタの提案、一ベクトル回転器同伴フィルタ効果の簡易発生一」、電学論D、121、2、pp.253-260(平成13)
- (16) 新中新二：「 3×3 平衡循環行列を用いた交流モータの表現法」、電学論D、119、8/9、pp.1128-1129(平成11)
- (17) 電気工学ハンドブック改変委員会編：「電気工学ハンドブック、1988年版」、電気学会、pp.185-186、p.557(昭和63)
- (18) 中野、青野、内藤、近藤、江田、松川、三浦：「回転座標変換に基づく三相スペクトル解析装置の提案」、電学論D、120、11、pp.1277-1282(平成12)

新中新二 (正員) 1973年防衛大学校卒業。77年University of California, Irvine工学部修士課程修了。79年同博士課程修了。防衛庁技術研究本部第1研究所、防衛大学校電気工学教室等の奉職を終えて、86年キャノン(株)勤務。91年ベンチャー研究所創設。96年神奈川大学電気電子情報工学科勤務(教授)。2002年同学市民EVセンター

創設。これまでの間、通信、情報、制御、パワーエレクトロニクス分野の教育、研究、開発及びこれらの管理に従事。近年はACサーボモータの駆動制御技術の体系化に注力し、2001年初頭センサレスベクトル制御駆動・トランスミッションレス電気自動車の世界初開発に成功。電子情報通信学会、計測自動制御学会、IEEE等の会員。Doctor of Philosophy及び工学博士。