直流単独送電系統の電源側高調波特性

正員 福山直人 (東京大)

正員 勾坂靖 (関西電力)

正員 禰里勝義 (関西電力)

正員 関根泰次 (東京大)

1. はじめに

直流送電は線路の建設コストが安いことや交流系統固有の安定度問題がないことなどにより、世界の多くの場所で実現、あるいは計画が進んでおり、今後とも大容量長距離送電や非同期連系などに適用されることが予想される。直流送電の研究は世界中で盛んに行われ、技術的にもかなり確立されてきたと言えるが、高調波問題や電圧安定度問題など、理論的にもまだ完全に解明されていない問題が幾つか残されている。高調波問題は半導体技術の飛躍的な向上によるスイッチング素子を用いた各種機器の増加により深刻な問題の一つとなっているが、直流送電においては特に大容量原子力発電所と直結した大規模長距離送電において、交流系容量が直流系に比して相対的に小さくなるために、いわゆる高調波不安定現象が問題となることが考えられる。高調波不安定現象とは、交直変換器の制御パルスのばらつきや交流電圧のひずみによって発生した非理論高調波電流が、交流系の高調波インピーダンスによって電圧高調波となって交流電圧のひずみを増大させ、これが非理論高調波電流を更に増大させ、遂には変換器の正常な運転ができなくなるという現象である。一般に短絡容量比、すなわち交直連系点から見た交流系短絡容量と直流系容量の比が小さいほど、高調波不安定現象が発生しやすいとされている⁽¹⁾が、明確な形で高調波安定度の指標が示されているとは言い難く、高調波安定度を定量的に定義する必要がある。

あると思われる。

本論文では、まず始めに同期発電機の高調波電流に対する出力電圧特性が示され、次に交流フィルタまで含めた交流系の高調波インピーダンス特性が示される。

同期発電機の高調波電流に対する特性は文献(2)に示されているが、本論文ではこの方法を改善し、より厳密な形で解析を行うと共に、近似式も示している。

文献(2)では交流フィルタについては論じられていないが、本論文では交流フィルタまで含めた交流系の高調波電流に対する特性が示され、高調波インピーダンス特性が交流フィルタによって大きく変化することが示される。

2. 同期発電機の高調波電流に対する特性

本章では、同期発電機に高調波電流が流入した場合の出力電圧を求め、同期発電機の高調波インピーダンス特性を求める。

Park の式による同期発電機の d , q 軸等価回路として、制動巻線まで含めた図 1 のような回路⁽³⁾を用いる。これは、 d , q 軸上に存在する各三つの巻線が各々一つの 3 巻線変圧器を構成し、同一の磁気回路を共有すると考え、この三つの巻線が結合係数 100% の理想変圧器と各巻線に直列につながれた漏れインダクタンスで表現できると仮定したものである。文献(2)では、 q 軸回路の q 巻線回路* (r_q , L_q) が省略されているが、むしろ省略したほうが不自然であると考えられるので、本論文では考慮している。文献(2)で示されているのと同様、

Park の式

*: q 巻線とは、回転子内に流れるうず電流などの分布電流の q 軸成分を kq , q という二つの集中制動巻線で表現したもののうち、比較的大きな電流ループを作る成分のこと。

Harmonic Characteristics on the AC Side of HVDC System Directly Connected to Generators. By Naoto Fukuyama, Member (University of Tokyo), Yasuji Sagisaka, Member, Katsuyoshi Neri, Member (Kansai Electric Power Company) & Yasuji Sekine, Member (University of Tokyo).
福山直人: 正員, 東京大学工学部電気工学科〔現在, 東京電力(株)〕
勾坂 靖: 正員, 関西電力(株)
禰里勝義: 正員, 関西電力(株)
関根泰次: 正員, 東京大学工学部電気工学科

ただし、
 r, L_l : 電機子巻線抵抗, インダクタンス
 L_{ad}, L_{aq} : d, q 軸電機子反作用インダクタンス
 r_{fd}, r_{kg} : d, q 軸制動巻線抵抗
 L_{kd}, L_{kg} : d, q 軸制動巻線インダクタンス
 r_f, L_f : 界磁巻線抵抗インダクタンス
 r_g, L_g : g 巻線抵抗インダクタンス

図 1 同期発電機の等価回路

Fig. 1. Equivalent circuit of a synchronous machine.

$$\begin{cases} v_d = p\phi_d - \phi_q \cdot p\theta - r i_d \\ v_q = p\phi_q + \phi_d \cdot p\theta - r i_q \end{cases} \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 θ : 回転子位置, $p = d/dt$

$$\begin{cases} \phi_d = -L_d(p) \cdot i_d + M i_f \\ \phi_q = -L_q(p) \cdot i_q \end{cases} \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 i_f : 励磁電流, M : d - f 巻線間の相互インダクタンス

および等価回路図 1 より、

$$\begin{cases} L_d(p) = (L_{ad} + L_l) \frac{Gp^2 + Hp + 1}{Ap^2 + Bp + 1} \\ L_q(p) = (L_{aq} + L_l) \frac{G'p^2 + H'p + 1}{A'p^2 + B'p + 1} \end{cases} \dots\dots\dots (3)$$

ただし、 $A, B, \dots$ は図 1 中の定数によって決まる定数で表 1 に式を示す。

を合せて、 v_d, v_q, i_d, i_q, i_f および $p\theta$ を用いた次式

表 1 (3) 式中の定数

Table 1. Constants in the equations (3).

$A = \frac{L_{ad} L_{kd} + L_{ad} L_f + L_{kd} L_f}{r_{kd} r_f}$
$B = \frac{L_{ad} + L_{kd}}{r_{kd}} + \frac{L_{ad} + L_f}{r_f}$
$G = \frac{L_{ad} L_{kd} L_f + L_{ad} L_{kd} L_l + L_{ad} L_f L_l + L_{kd} L_f L_l}{r_{kd} r_f (L_{ad} + L_l)}$
$H = \frac{L_{ad} L_{kd} + L_{ad} L_l + L_{kd} L_l + L_{ad} L_f + L_{ad} L_l + L_f L_l}{r_{kd} (L_{ad} + L_l) r_f (L_{ad} + L_l)}$
$A' = \frac{L_{aq} L_{kg} + L_{aq} L_g + L_{kg} L_g}{r_{kg} r_g}$
$B' = \frac{L_{aq} + L_{kg}}{r_{kg}} + \frac{L_{aq} + L_g}{r_g}$
$G' = \frac{L_{aq} L_{kg} L_g + L_{aq} L_{kg} L_l + L_{aq} L_g L_l + L_{kg} L_g L_l}{r_{kg} r_g (L_{aq} + L_l)}$
$H' = \frac{L_{aq} L_{kg} + L_{aq} L_l + L_{kg} L_l + L_{aq} L_g + L_{aq} L_l + L_g L_l}{r_{kg} (L_{aq} + L_l) r_g (L_{aq} + L_l)}$

表 2 (4), (5) 式中の定数

Table 2. Constants in the equations (4), (5).

$A_1 = AA', A_2 = AB' + A'B, A_3 = A + A' + BB', A_4 = B + B',$
$A_5 = (L_{ad} + L_l)A', A_6 = (L_{ad} + L_l)(A'H + B'G) + rA_1,$
$A_7 = (L_{ad} + L_l)(A' + B'H + G) + rA_2,$
$A_8 = (L_{ad} + L_l)(B' + H) + rA_3, A_9 = L_{ad} + L_l + rA_4,$
$A_{10} = (L_{aq} + L_l)AG', A_{11} = (L_{aq} + L_l)(AH' + BG'),$
$A_{12} = (L_{aq} + L_l)(A + BH' + G'), A_{13} = (L_{aq} + L_l)(B + H'),$
$A_{14} = A_{11} + rA_1, A_{15} = A_{12} + rA_2, A_{16} = A_{13} + rA_3,$
$A_{17} = L_{aq} + L_l + rA_4, A_{18} = A_5 - rA_1, A_{19} = A_7 - rA_2,$
$A_{20} = A_8 - rA_3$

が得られる。この式は文献(2)の式に比べて、1階高い微分方程式となっている。

$$\begin{aligned} & (A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + 1) \cdot (v_d - M p i_f) \\ & = -(A_5 p^5 + A_6 p^4 + A_7 p^3 + A_8 p^2 + A_9 p \\ & \quad + r) \cdot i_d + p\theta \cdot (A_{10} p^4 + A_{11} p^3 + A_{12} p^2 \\ & \quad + A_{13} p + L_{aq} + L_l) \cdot i_q \dots\dots\dots (4) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & (A_1 p^4 + A_2 p^3 + A_3 p^2 + A_4 p + 1) \cdot (v_q - p\theta M i_f) \\ & = -(A_{10} p^5 + A_{14} p^4 + A_{15} p^3 + A_{16} p^2 \\ & \quad + A_{17} p + r) \cdot i_q - p\theta \cdot (A_5 p^4 + A_{18} p^3 \\ & \quad + A_{19} p^2 + A_{20} p + L_{ad} + L_l) \cdot i_d \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

ただし、 $A_1 \sim A_{20}$ は図 1 中の定数によって決まる定数で表 2 に式を示す。

(4), (5) 式は線形微分方程式であり、励磁電圧分を別にすれば電流についての重ね合せが可能であるので、電流としては n 次正相・逆相電流を考え、(6) 式のような形で与える。ただし、 I_n^1, α_n^1 は n 次正相電流の実効値および位相、 I_n^2, α_n^2 は n 次逆相電流の実効値と位相である。

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \alpha_n^1) \\ \sin\{n\omega t + \alpha_n^1 - (2/3)\pi\} * \\ \sin\{n\omega t + \alpha_n^1 + (2/3)\pi\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \alpha_n^2) \\ * \sin\{n\omega t + \alpha_n^2 + (2/3)\pi\} \\ \sin\{n\omega t + \alpha_n^2 - (2/3)\pi\} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_n^1 \\ I_n^2 \end{bmatrix} \dots\dots\dots (6)$$

これを d, q 軸変換して i_d, i_q を求め、(4), (5) 式に代入して、 $p\theta = \omega$ 一定、 i_f 一定の条件下で定常解 v_d, v_q を求め、更にこれを d, q 軸逆変換して v_a, v_b, v_c を求めれば、同期発電機の高調波電流に対する出力高調波電圧の定常特性が得られることになる。その結果、次の関係が成り立つことがわかった。ただし、矢印は例えば n 次正相電流から n 次正相電圧と $(n-2)$ 次逆相電圧が発生することを示している。

このうち一次正相電流については、 $(n-2)$ 次逆相電圧が一次正相電圧となるため、出力電圧は一次正相のみとなる。また、二次正相電流からは直流電圧が出てくることになるが、直流分は変圧器の直流偏磁に寄与するだけで高調波解析にはあまり影響を与えないと考えられるので、ここでは無視することにする。

ところで、ここまで考慮していなかった n 次零相電流については、同期機の零軸特性

$$v_0 = -L_0 p i_0 - r i_0 \dots\dots\dots (7)$$

ただし、 L_0 : 零軸インダクタンス
によって決まるので、 n 次零相電圧のみが生じること

になり、そのインピーダンス $\hat{Z}_n^0$ は、

$$\hat{Z}_n^0 = r + jnX_0 \dots\dots\dots (8)$$

$$(X_0 = \omega L_0)$$

となる。

一般に、 m 次 i 相電流とそれから生じる n 次 j 相電圧の関係をインピーダンス $\hat{Z}_{n,i}^j$ で表現すれば (ただし、 $i=1, 2, 0$ は各々正、逆、零相を表す)、表 3 に示す定数の同期機に対し、図 2 (a)~(d) のような結果を得る。これらは抵抗分とリアクタンス分に分けて示してあるが、特にリアクタンス分については次の近似式が成り立つことがわかる。

図 2 同期発電機の高調波インピーダンス
Fig. 2. Harmonic impedance of a synchronous machine.

表 3 同期機機器定数と図 1 中の定数との
関係および計算に用いた値

Table 3. Relations between machine constants
and constants in Fig. 1, and values of the con-
stants used in the calculations.

$L_{ad} = L_d - L_l$	$L_{aq} = L_q - L_l$
$r_f = \frac{(L_d - L_l)^2}{(L_d' - L_d'') \tau_{d0}'}$	$r_g = \frac{(L_q - L_l)^2}{(L_q' - L_q'') \tau_{q0}'}$
$L_f = \frac{(L_d - L_l)(L_d' - L_l)}{L_d - L_d'}$	$L_g = \frac{(L_q - L_l)(L_q' - L_l)}{L_q - L_q'}$
$r_{kd} = \frac{(L_d' - L_l)^2}{(L_d' - L_d'') \tau_{d0}''}$	$r_{kg} = \frac{(L_q' - L_l)^2}{(L_q' - L_q'') \tau_{q0}''}$
$L_{kd} = \frac{(L_d' - L_l)(L_d'' - L_l)}{L_d' - L_d''}$	$L_{kg} = \frac{(L_q' - L_l)(L_q'' - L_l)}{L_q' - L_q''}$

ただし、
 L_d, L_q ; d 軸, q 軸同期インダクタンス
 L_d', L_q' ; d 軸, q 軸過渡インダクタンス
 L_d'', L_q'' ; d 軸, q 軸初期過渡インダクタンス
 L_l ; 漏れインダクタンス
 τ_{d0}', τ_{q0}' ; d 軸, q 軸開路時定数
 τ_{d0}'', τ_{q0}'' ; d 軸, q 軸開路初期時定数
 $r = 0.00417$ $L_l = 0.183$
 $L_d' = 1.664$ $L_q' = 1.664$
 $L_d'' = 0.322$ $L_q'' = 0.323$
 $L_d'' = 0.288$ $L_q'' = 0.278$
 $\tau_{d0}' = 4.48$ $\tau_{q0}' = 1.0$
 $\tau_{d0}'' = 0.039$ $\tau_{q0}'' = 0.039$ } 単位 (pu)
} (s)

$$\text{Im}\{\dot{Z}_{n-1}^1 n^1\} = \text{Im}\{\dot{Z}_{n-2}^2 n^2\} = n(x_d'' + x_q'')/2 \quad (9)$$

$$\text{Im}\{\dot{Z}_{n-2}^2 n^1\} = (n-2)(x_d'' - x_q'')/2 \quad (10)$$

$$\text{Im}\{\dot{Z}_{n+2}^1 n^2\} = (n+2)(x_d'' - x_q'')/2 \quad (11)$$

ただし、 x_d'' , x_q'' は各々 d 軸, q 軸初期過渡リアクタンスを表す。また、(9)式は $n \geq 2$, (10)式は $n \geq 3$, (12)式は $n \geq 1$ において成立する。

高調波に対する同期機のリアクタンスが初期過渡リアクタンスで表せると仮定すれば、(9)~(11)式は Park の式より容易に導出することができる (付録)。

従来、発電機の高調波インピーダンスは正逆零相の区別なく、 n 次電流から n 次電圧へのインピーダンスとして考えられ、そのリアクタンス分は初期過渡リアクタンスの n 倍とされていた。(9)式はまさにこれにあたり、電流と電圧の次数が同じ場合には正相、逆相の差はないということになる。しかし、電流と電圧の次数が異なる場合には、(10), (11)式のように x_d'' と x_q'' の差に比例するリアクタンスが生じると考えることができ、このことから電流と異なる次数の電圧が生じるとは、 d 軸, q 軸についての同期機のリアクタンスが相異なることに起因すると考えられる。

我々の用いた計算例では、

$$\text{Im}\{Z_{n-1}^1 n^1\} = \text{Im}\{Z_{n-2}^2 n^2\} = 0.283n$$

$$\text{Im}\{Z_{n-2}^2 n^1\} = 0.01(n-2)$$

$$\text{Im}\{Z_{n+2}^1 n^2\} = 0.01(n+2)$$

となり、 $n \pm 2$ 次高調波インピーダンスは無視できない値であり、従来の高調波インピーダンスが初期過渡リアクタンスの n 倍という式では、不十分であると考えられる。

抵抗分についての簡単な近似はできないが、リアクタンス分に比べて非常に小さい値であると言えるので、概算的に考えるときには(9)~(11)式で十分であり、詳細な計算を行うときには、本論文で示した方法で計算すれば良いということになる。

次に、以上の結果を用いて同期発電機の高調波インピーダンス行列を定義する。電圧・電流を各次各相ごとに分け、更に各々を実効値と位相角を用いた複素数で表現し、これを更に実部と虚部に分けて表現する。従って、10 次までの高調波を考えた場合、

$$10(\text{次数}) \times 3(\text{相数}) \times 2(\text{実部, 虚部}) = 60$$

というように、60 次のベクトルで電圧、電流を表現することになる。このようにすると電圧ベクトル V_o 、電流ベクトル I_o の関係式は次のように表すことができる。

$$V_o = E_f - [Z_o] \cdot I_o \quad (12)$$

ただし、

$$V_o = [V_1, V_2, \dots, V_n]^t$$

$$I_o = [I_1, I_2, \dots, I_n]^t$$

$$V_n = [V_{n(s)^1}, V_{n(c)^1}, V_{n(s)^2}, V_{n(c)^2}, V_{n(s)^0}, V_{n(c)^0}]^t$$

$$I_n = [I_{n(s)^1}, I_{n(c)^1}, I_{n(s)^2}, I_{n(c)^2}, I_{n(s)^0}, I_{n(c)^0}]^t$$

$$E_f = [E_f, 0, \dots, 0]^t$$

$$[Z_o] = \begin{bmatrix} [Z_{1,1}] & [Z_{1,2}] & & \\ [Z_{2,1}] & [Z_{2,2}] & [Z_{2,3}] & \\ & [Z_{3,1}] & [Z_{3,2}] & [Z_{3,3}] \\ & & [Z_{4,2}] & \ddots \end{bmatrix}$$

$$[Z_{n,n}] = \begin{bmatrix} [Z_{n-1}^1 n^1] & & \\ & [Z_{n-2}^2 n^2] & \\ & & [Z_{n-0}^0 n^0] \end{bmatrix}$$

$$[Z_{n-2,n}] = \begin{bmatrix} [Z_{n-2}^2 n^1] \end{bmatrix}$$

$$[Z_{n+2,n}] = \begin{bmatrix} [Z_{n+2}^1 n^2] \end{bmatrix}$$

$$[Z_{n^j m^i}] = \begin{bmatrix} Z_{n(s)^j m(s)^i} & Z_{n(s)^j m(c)^i} \\ Z_{n(c)^j m(s)^i} & Z_{n(c)^j m(c)^i} \end{bmatrix}$$

この式の中で、 E_f は無負荷誘起電圧を表し、 $()^t$ は転置行列を表す。また、 $[Z_o]$ は高調波インピーダンス行列と呼ぶべきもので、機器定数と次数によって決まる実定数行列である。

(12)式は形のうえでは従来のいわゆる同期機の基本式⁽³⁾と同じ形をしている。この意味で、(12)式は“一般化した同期機の基本式”と呼ぶことができる。この観点からは従来の同期機の基本式は、同期機の基本波式と呼ぶべきものである。

3. 交流フィルタを含めた交流系高調波特性

交流系の高調波特性を考える場合、変換器の発生する高調波電流を吸収するために設置される交流フィルタの影響まで考慮する必要がある。交流フィルタは高調波除去という役割だけでなく、基本波に対しては進相負荷となることにより、無効電力を供給して力率を改善するという役割も有しており、基本波特性に与える影響も大きいと考えられる。一般に基本波無効電力補償は、交流フィルタのみで行う場合と交流フィルタの他に調相コンデンサを並列に設置する場合があるが、いずれの場合も発電機と並列にフィルタや調相コンデンサがつながれており、その合成インピーダンスをもって、交流系の高調波インピーダンスとすることになる。

ここでは、簡単のため6パルス変換器を想定して5次、7次同調フィルタのみを考え、他のフィルタの低次への影響は無視することにする。同調フィルタは図3に示したようなRLC直列共振回路で、 k 次同調フィルタの n 次電流に対する高調波インピーダンス $\dot{Z}_{kF,n}$ は次のように表される。

$$\dot{Z}_{kF,n} = R_{kF} + j(nX_{kL} - X_{kC}/n) \quad \dots\dots\dots (13)$$

ただし、

$$X_{kL} = \omega L_{kF}$$

$$X_{kC} = 1/\omega_0 C_{kF} = k^2 X_{kL}$$

これを用いて、第2章の同期発電機の場合と同様に、高調波インピーダンス行列 $[Z_{kF}]$ を求める(ただし $k=5,7$)。いま、 n 次電流(正逆零相いずれでも同じ) $\dot{I}_n$ が k 次フィルタに流れた場合(ただし、流出方向を正とする)の n 次電圧を $\dot{V}_n$ とすると、

$$\dot{V}_n = -\dot{Z}_{kF,n} \dot{I}_n \quad \dots\dots\dots (14)$$

となる。 $\dot{V}_n$ 、 $\dot{I}_n$ を直角座標で表し、実部・虚部に分けて次のように表すことができる。

$$\begin{bmatrix} V_n(s) \\ V_n(c) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{kF} & -nX_{kL} + X_{kC}/n \\ nX_{kL} - X_{kC}/n & R_{kF} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} I_n(s) \\ I_n(c) \end{bmatrix} \quad \dots\dots\dots (15)$$

図3 交流フィルタ

Fig. 3. AC filter.

調相コンデンサの場合、一般にコンデンサリアクタンスの6%のリアクタンスを有する直列リアクトルを設置するので、 $R_{kF}=0$ と考えて(15)式と同様に表すことができる。以上から、一般に k 次同調フィルタの高調波特性は、次のように表すことができる。

$$\mathbf{V}_{kF} = -[\mathbf{Z}_{kF}] \mathbf{I}_{kF} \quad \dots\dots\dots (16)$$

$$[\mathbf{Z}_{kF}] = \begin{bmatrix} [Z_1] & & \\ & [Z_2] & \\ & & [Z_3] \\ & & & \ddots \end{bmatrix}$$

$$[\mathbf{Z}_n] = \begin{bmatrix} [Z_n'] & & \\ & [Z_n'] & \\ & & [Z_n'] \end{bmatrix}$$

$$[Z_n'] = \begin{bmatrix} R_{kF} & -nX_{kL} + X_{kC}/n \\ nX_{kL} - X_{kC}/n & R_{kF} \end{bmatrix}$$

ただし、 $\mathbf{V}_{kF}$ 、 $\mathbf{I}_{kF}$ は各々 k 次フィルタ端子電圧および流出電流を第2章の場合と同様、次数、相数ごとにベクトルで表現したものである。

交直連系点から見た交流系回路が図4のように表されるとして、交流系全体としての高調波インピーダンス行列 $[Z_{ac}]$ を求める。5次フィルタ、7次フィルタ、調相コンデンサおよび発電機の高調波インピーダンス行列を各々 $[Z_{5F}]$ 、 $[Z_{7F}]$ 、 $[Z_{pm}]$ および $[Z_g]$ とし、発電機の無負荷誘起電圧を表すベクトルを $\mathbf{E}_f$ とし、更に連系点ノード電圧、電流を $\mathbf{V}_{ac}$ 、 $\mathbf{I}_{ac}$ 、5次フィルタ、7次フィルタ、調相コンデンサおよび発電機から流出する電流のベクトルを各々 $\mathbf{I}_{5F}$ 、 $\mathbf{I}_{7F}$ 、 $\mathbf{I}_{pm}$ 、 $\mathbf{I}_g$ とすると次式が成り立つ。

$$\mathbf{V}_{ac} = \mathbf{E}_f - [\mathbf{Z}_g] \cdot \mathbf{I}_g \quad \dots\dots\dots (17)$$

$$\mathbf{V}_{ac} = -[\mathbf{Z}_{5F}] \cdot \mathbf{I}_{5F} \quad \dots\dots\dots (18)$$

図4 交流系回路図

Fig. 4. Circuit of AC system.

$$V_{ac} = -(Z_{7F}) \cdot I_{7F} \dots\dots\dots (19)$$

$$V_{ac} = -(Z_{pm}) \cdot I_{pm} \dots\dots\dots (20)$$

$$I_{ac} = I_g + I_{5F} + I_{7F} + I_{pm} \dots\dots\dots (21)$$

これらを解いて

$$V_{ac} = [Z_{ac}] [Z_g]^{-1} E_f - [Z_{ac}] \cdot I_{ac} \dots\dots (22)$$

ただし、

$$[Z_{ac}] = ([Z_g]^{-1} + [Z_{5F}]^{-1} + [Z_{7F}]^{-1} + [Z_{pm}]^{-1})^{-1}$$

となり、この式により交流系の高調波電流-電圧特性を表現することができる。

以上の手法により、具体的な交流フィルタの影響について考えてみることにする。簡単な例として、表4に示すような2種類のフィルタを考え、発電機の定数は第2章で用いたものを使い、実際に交流系高調波インピーダンスを計算し、発電機の場合と比較して、フィルタの影響について考えてみることにする。

直流側は制御角 $\alpha = 15^\circ$ 、転流リアクタンス $X = 0.2$ pu の順変換器を直結し、発電機は定格運転状態とし、また基本波無効電力の供給はケース1では5次、7次フィルタのみ、ケース2では5次、7次フィルタと調相コンデンサの両方で行うとする。図5はケース1、2の2種類のフィルタについて、フィルタを設置したことにより、 n 次正相電流- n 次正相電圧間のインピーダンス（これを n 次正相インピーダンスと呼ぶ）がどのように変化するかを示したものである。(a) ケース1を見ると、4次電流に対するインピーダンスが非常に大きくなっていることがわかる。これは低次高調波電流に対してはフィルタが容量性となり、発電機の誘導性リアクタンスと並列共振を起こすためであると考えられ、3次以下についても同様に、フィルタの設置による高調波インピーダンスの増大が起きている。一方、(b) ケース2では4次以外についてはケース1とほぼ同様であるものの、4次正相インピーダン

スの増大は起こらず、むしろ小さくなっている。これは調相コンデンサリアクタンスの6%のリアクタンスをもつ直列リアクトルが設置されているため、これがいわば4次フィルタに似た働きをして、4次正相インピーダンスの増大を抑制しているからであると考えられる。図5に示した以外の高調波インピーダンスについても、フィルタを設置したことにより、低次電流に対しては増大、高次に対しては減少という変化が生じ、特に調相コンデンサなしの場合には、4次電流に対するインピーダンスが著しく大きくなるという結果が得られた。

以上のことから、交流フィルタは理論高調波（5

図5 交流フィルタによる n 次正相インピーダンスの変化

Fig. 5. Change of positive sequence n -th harmonic impedance by AC filter.

表4 交流フィルタ定数

Table 4. AC filter constants.

		ケース1	ケース2
5次フィルタ	R_{5F}	0.0292	0.0712
	X_{5L}	0.580	1.43
	X_{5C}	14.5	35.6
7次フィルタ	R_{7F}	0.0405	0.0996
	X_{7L}	0.574	1.42
	X_{7C}	28.1	69.7
調相コンデンサ	有無	無	有
	X_{PL}		0.994
	X_{PC}		16.6

単位は (pu)

次、7次) および高次高調波に対しては良好な吸収効果を示すと言えるが、その反面、低次の非理論高調波に対しては、むしろ高調波インピーダンスを高める効果があると言える。高調波インピーダンスが高くなると、その次数の高調波電流が流入した場合、これを高調波電圧として変換器側に帰還し、更にこれが高調波電流の発生を助長するといった、いわゆる高調波不安定現象の発生する可能性が高まることから予想され、交流フィルタが必ずしも良好な効果を発揮しなくなることが考えられる。従って、交流フィルタの設計には、高調波インピーダンス特性も含めた検討が必要であるとする。

本論文では、簡単のために6相整流を仮定したが、大容量送電時には12相整流が普通である。12相整流の場合も、全く同様な方法で高調波インピーダンス特性を求めることができることは、式の導出過程などを見れば明白であろう。

4. 終りに

本論文では、同期発電機の高調波インピーダンス特性が解析され、更に交流フィルタを含めた交流系高調波インピーダンス特性が示された。

同期発電機の高調波インピーダンス特性では、高調波インピーダンス行列を定義し、同期機の基本式と高調波を含めた一般的なものにすると共に、近似計算式を示し、 n 次正相、逆相電流に対するリアクタンスが、 d, q 軸初期過渡リアクタンス x_d'', x_q'' を用いて表せることを示した。

交流フィルタを含めた交流系の高調波インピーダンス特性では、交流フィルタが低次非理論高調波に対する高調波インピーダンスを高めることがあるということが示された。高調波インピーダンスが大きくなると高調波電流が交流系に流入した場合に、これを高調波電圧として変換器側に帰還し、これが更に高調波電流の発生を助長するといった、いわゆる高調波不安定現象が起こりやすくなるわけで、この意味において交流フィルタを設計する場合、高調波インピーダンス特性の検討も必要であると言える。

本論文では直流単独送電系統の交流側高調波特性を論じたわけであるが、直流側、すなわち順変換器の高調波特性を明らかにし、両者を組合せて論じる必要があると考えられる。別論文では両者を組合せたうえで、高調波安定度の判定方法を論じることとする。

(昭和61年5月23日受付、同61年12月4日再受付)

文 献

- (1) 電気学会直流送電専門委員会：直流送電技術解説，p. 114 (昭 46)
- (2) 水間・句坂・福里・関根：「静止変換器をもった同期機の高調波解析(その2)」，電学誌B，105，459 (昭 60-5)
- (3) 関根：電力系統過渡解析論，p. 55 (昭 59)

付 録

同期機高調波インピーダンス近似式の導出法

高調波のような周波数の高い電流についての d, q 軸インダクタンスは、一般に初期過渡インダクタンス L_d'', L_q'' で近似できる。従って、高調波(一次逆相を含む)電流に対しては、

$$\left. \begin{aligned} L_d(p) &\doteq L_d'' \\ L_q(p) &\doteq L_q'' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 1)$$

と考へ、高調波インピーダンスを求める。

本文(1)，(2)式に(付1)式を代入すると、

$$\left. \begin{aligned} v_d &= -(L_d'' p + r) \cdot i_d + p \theta \cdot L_q'' i_q \\ v_q &= -(L_q'' p + r) \cdot i_q - p \theta \cdot L_d'' i_d \\ &\quad + p \theta M_{if} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (付 2)$$

となる。(5)式のように n 次正相、逆相電流を与え(ただし、正相は $n \geq 2$ ，逆相は $n \geq 1$)，これを $d-q$ 変換して(付2)式に代入し、 $\theta = \omega t$ として v_d, v_q を求め、更に $d-q$ 逆変換して v_a, v_b, v_c を求めると次のようになる。

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} &= -\omega M_{if} \begin{bmatrix} \sin \omega t \\ \sin(\omega t - (2/3)\pi) \\ \sin(\omega t + (2/3)\pi) \end{bmatrix} \\ &\quad - \sqrt{2} r I_n^1 \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \alpha_n^1) \\ \sin(n\omega t + \alpha_n^1 - (2/3)\pi) \\ \sin(n\omega t + \alpha_n^1 + (2/3)\pi) \end{bmatrix} \\ &\quad - \sqrt{2} \frac{n\omega(L_d'' + L_q'')}{2} \\ &\quad \times I_n^1 \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \alpha_n^1) \\ \cos(n\omega t + \alpha_n^1 - (2/3)\pi) \\ \cos(n\omega t + \alpha_n^1 + (2/3)\pi) \end{bmatrix} \\ &\quad - \sqrt{2} \frac{(n-2)\omega(L_d'' - L_q'')}{2} \\ &\quad \times I_n^1 \begin{bmatrix} \cos\{(n-2)\omega t + \alpha_n^1\} \\ \cos\{(n-2)\omega t + \alpha_n^1 + (2/3)\pi\} \\ \cos\{(n-2)\omega t + \alpha_n^1 - (2/3)\pi\} \end{bmatrix} \\ &\quad - \sqrt{2} r I_n^2 \begin{bmatrix} \sin(n\omega t + \alpha_n^2) \\ \sin(n\omega t + \alpha_n^2 + (2/3)\pi) \\ \sin(n\omega t + \alpha_n^2 - (2/3)\pi) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -\sqrt{2} \frac{n\omega(L_d'' + L_q'')}{2} \\
& \times I_n^2 \begin{bmatrix} \cos(n\omega t + \alpha_n^2) \\ \cos(n\omega t + \alpha_n^2 + (2/3)\pi) \\ \cos(n\omega t + \alpha_n^2 - (2/3)\pi) \end{bmatrix} \\
& -\sqrt{2} \frac{(n+2)\omega(L_d'' - L_q'')}{2} \\
& \times I_n^2 \begin{bmatrix} \cos\{(n+1)\omega t + \alpha_n^2\} \\ \cos\{(n+1)\omega t + \alpha_n^2 - (2/3)\pi\} \\ \cos\{(n+1)\omega t + \alpha_n^2 + (2/3)\pi\} \end{bmatrix} \\
& \dots\dots\dots(\text{付 3})
\end{aligned}$$

この式において、第1項は無負荷誘起電圧を表し、第2, 3項は n 次正相電圧、第4項は $(n-2)$ 次逆相電圧、第5, 6項は n 次逆相電圧、第7項は $(n+2)$ 次

正相電圧を各々表している。従って、これらの式から高調波インピーダンスは次のように表すことができる。

$$\begin{aligned}
\dot{Z}_{n-1}^{11} &= \dot{Z}_{n-2}^{22} = r + j \frac{n\omega(L_d'' + L_q'')}{2} \quad (n \geq 2) \\
\dot{Z}_{n-2}^{21} &= j \frac{(n-2)\omega(L_d'' - L_q'')}{2} \quad (n \geq 3) \\
\dot{Z}_{n+2}^{12} &= j \frac{(n+2)\omega(L_d'' - L_q'')}{2} \quad (n \geq 1) \\
&\dots\dots\dots(\text{付 4})
\end{aligned}$$

これらの式は、(9)~(11)式に対応する。ただし、
 $x_d'' = \omega L_d''$, $x_q'' = \omega L_q''$
 である。