UDC 621.315.051.024.1: 621.3.018.3

論文

52-B93

インピーダンス関数行列による交直連系 系統の高調波解析手法

正員 藺 部 忠 (東大)

正員 正 田 英 介 (東大)

1. ま え が き

交直連系系統で、従来、交流フィルタ設計は連系点電圧を正弦波とし、電流高調波の振幅波分を基に行なわれてきた⁽¹⁾⁽²⁾。しかし、全送電容量中で直流送電の占める割合が大きくなると、交流系統のインピーダンス（以後単に交流系インピーダンスという）の影響が無視し得なくなる。このため、高調波による交直連系点での電圧ひずみが問題となる⁽³⁾。実際、カナダのネルソン川系では、現在マニトバ電力の全発電量の45%（最終計画では80%）を直流で送電している⁽⁴⁾。

上述の連系点電圧ひずみの主たる発生機構には、次のような、交流系と直流系の相互作用が理解される⁽⁵⁾⁽⁶⁾。まず、変換装置により発生した電流高調波が、交流系インピーダンスにより電圧高調波としてフィードバックされる。次にそれが変換装置の動作を決める制御角や重なり角、更に直流電流のリプルなどに影響を与えて電流高調波を変化させ、交流系にフィードバックを起す。理論高調波は大部分が交流フィルタに吸収されるため、本機構は主に異常高調波で問題となる。

本論文は、交流系インピーダンスのフィードバック効果を考慮して高調波解析を行なう。従来の高調波解析は、変換装置を含む直流系を理想的な高調波電流源で表わす。これに対し本論文では、電圧高調波と電流高調波の入出力関係では握し、直流系を電圧高調波に依存する等価アドミタンス関数（あるいは等価インピーダンス関数）で表現し、交流系インピーダンスに起因する波形ひずみの相乗効果を考慮できるフィードバックモデルを導く。説明を明確にするため、電圧高調波により各パルプでの制御角の nonzero が起る個別位相制御方式を想定したが、本フィードバックモデルは

直流系特性を表わす電数を改めることで、等間隔パルス位相制御方式⁽³⁾にも適用し得よう。

従来、交直連系系統における高調波解析手法として、時間領域でのシミュレーション法が提案されている^{(7)~(9)}。これは定常解を得るまで微分方程式を解く必要があり、大きな時定数を含む系では不便である。定常解を求める範囲では本論文の周波数領域での解法が適用でき、代数計算で済むため簡便といえる。

2. インピーダンス関数モデルによる高調波解析法

〈2・1〉 インピーダンス関数によるモデリング

解析上基本的な扱い⁽¹⁰⁾として、交流系を等価1機系で考えることにする。

第1図の交直連系系統に対し、第2図(a)のインピーダンス関数形フィードバックモデルがたてられる。ここに、ベクトル $\dot{e}_n$, $\dot{v}_n$, i_n はそれぞれ、交流電源の n 次調波電圧 $\dot{e}_n$ 、連系点の n 次調波電圧 $\dot{v}_n$ 、 n 次調波電流 i_n として、

$$\dot{e}_n = (\dot{e}_n), \dot{v}_n = (\dot{v}_n), i_n = (i_n) \\ (n=1, 2, 3, \dots) \dots (1)$$

である。連系点より見込んだ直流系等価アドミタンス

Fig. 1. The subjected power system.

第2図 フィードバックモデル

Fig. 2. Feedback model.

Harmonic Flow Analysis Technique of HVDC Link Using Impedance Function Matrices. By Tadashi Sonobe, Member & Eisuke Masada, Member (Department of Electrical Engineering, University of Tokyo).

藺部 忠: 正員, 東京大学電気工学科 (現東京電機大学電気通信工学科)

正田英介: 正員, 東京大学電気工学科

関数を $\dot{Y}_n^D$ とする。このモデルから高調波特性は、交流系インピーダンス関数 $\dot{Z}_n^A$ と $\dot{Y}_n^D$ (あるいは直流系等価インピーダンス関数 $\dot{Z}_n^D$) で記述されることになる。

さて、定常状態を対象とするから、フーリエ展開の直交性から第2図(a)の v_n, i_n の関係は各 n で独立に成立する。

〈2・2〉 基礎方程式 上添字 A : 交流系, D : 直流系; 下添字 n : n 次調波を意味するとし、第2図(a)から、基礎方程式として

$$\dot{v}_n^A = \dot{e}_n = \dot{Z}_n^A \cdot \dot{i}_n \quad (\text{交流系}) \quad \dots\dots\dots (2)$$

$$\dot{v}_n^D = \dot{Z}_n^D \cdot \dot{i}_n \quad \text{あるいは} \quad \dot{i}_n = \dot{Y}_n^D \cdot \dot{v}_n^D \quad (\text{直流系}) \quad \dots\dots\dots (3)$$

$$\dot{v}_n^A = \dot{v}_n^D (\triangleq \dot{v}_n) \quad (\text{平衡条件}) \quad \dots\dots\dots (4)$$

を得る。 $\triangleq$ は定義式を意味する。 $\dot{v}_n^A$ は連系点での交流系に対する n 次調波等価電圧源、 $\dot{v}_n^D$ は連系点での直流系に対する n 次調波等価電圧源、と解釈できる。

(2)~(4)式から高調波の動作点を決定する方程式

$$\{1 + \dot{Y}_n^D \cdot \dot{Z}_n^A\} \dot{v}_n = \dot{e}_n \quad \dots\dots\dots (5)$$

を得る。 1 は単位行列である。

3. $\dot{Y}_n^D$ の近似処理

第2章では第2図(a)を基に、一般的な解析法を示した。ここで、 $\dot{Y}_n^D$ は変換装置を含むため、その取扱いが問題となる。そこで本章では、適当な近似処理から、簡便に $\dot{Y}_n^D$ を求めることを考える。

〈3・1〉 Y_n^D 中の相互干渉 第2図(b)は(a)図のベクトル値系表現を具体的に示したものである。交流系は1機系で考えるので、 $\dot{Z}_n^A$ は対角行列である。 $\dot{Y}_n^D(\dot{v}_n)$ には点弧方式などから(b)図に示されるように、一般には他の次数 m からの干渉作用が考えられる。しかし、実用上交直連系系統の場合、 i_n は $\dot{v}_n$ 中、他の次数 m からの相互作用が同一次数より大きくなることはなく、 n, m の属する高調波グループ(後述)間の相互作用はほとんどない*。また、 $\dot{Y}_n^D(\dot{v}_n)$ を $\dot{v}_n$ につき、第一次近似すれば、重ね合わせの原理が適用できる⁽¹⁰⁾と考えられる⁽¹¹⁾。以上から、第2図(c)の単一ループモデルで近似して考えることとする。すなわち $\dot{Y}_n^D$ は対角行列となる。 $\dot{Z}_n^A, \dot{Y}_n^D$ の n 次調波に対する成分をそれぞれ $\dot{Z}_n^A, \dot{Y}_n^D$ とする。ここで、 $\dot{Y}_n^D$ は変換装置を含む特性関数であり、非線形となる。

(5)式は各 n で、

$$\{1 + \dot{Y}_n^D \cdot \dot{Z}_n^A\} \cdot \dot{v}_n = \dot{e}_n \quad \dots\dots\dots (6)$$

となる。(1)式において

$$\dot{v}_n = v_n \exp(j\varphi_n) \quad \dots\dots\dots (7)$$

とおけば、(6)式で位相に関する方程式から φ_n が定まり、振幅に関する方程式へ代入することで v_n が定まる。特に $\dot{e}_n = 0$ の場合、

振幅に関する方程式

$$|\dot{Y}_n^D| |\dot{Z}_n^A| = 1 \quad \dots\dots\dots (8)$$

位相に関する方程式

$$\angle \dot{Y}_n^D + \angle \dot{Z}_n^A = \pm \pi \quad \dots\dots\dots (9)$$

となる。

〈3・2〉 $\dot{Y}_n^D$ を決める変数 $\dot{Y}_n^D$ は直流系の基本状態量としての直流電流 i_d , 制御角 α のほか、(2), (3)式を基に $\dot{v}_n, \dot{e}_n, \dot{Z}_n^A$ の関数となると考えられる。 $(i_n$ は(3)式より $\dot{v}_n$ と $\dot{Y}_n^D$ で表わされる)。 $\dot{e}_n$ の影響は $\dot{v}_n$ に現われる。更に本論文では、高調波を主対象とするので $\dot{v}_n$ 中、基本波電圧の大きさ V_1 を別扱いする。 V_1 はまた、直流系の動作電圧とも関係する。これらを考慮し、変数関係を明示すれば一般に、

$$\dot{Y}_n^D = \dot{Y}_n^D(\dot{v}_n; \dot{Z}_n^A; i_d, V_1; \alpha) \quad \dots\dots (10)$$

となる。 $\dot{v}_n$ は(4)式での平衡条件に示されるように、交流系のフィードバック効果を直接的に表わす量で、解析上欠かせない。

〈3・3〉 $\dot{Z}_n^A$ の $\dot{Y}_n^D$ への影響 $\dot{Z}_n^A$ は転流インピーダンスとして重なり角に影響する。しかし、雅楽川氏ら⁽¹¹⁾は(特に低次異常高調波に対し)電流高調波の含有が転流インピーダンスにほとんど依存しないことを確かめている。すなわち、 $\dot{Y}_n^D$ 中、 $\dot{Z}_n^A$ の依存性は弱い。これを考慮すれば、

$$\dot{Y}_n^D \approx \dot{Y}_n^D(\dot{v}_n; i_d, V_1; \alpha) \quad \dots\dots\dots (11)$$

と考えられる。(11)式は $\dot{Y}_n^D$ が連系点より見込んだ直流系からの特性で定まることを示している。

〈3・4〉 i_d の $\dot{Y}_n^D$ への影響 i_d にはリプルの影響がある。これは直流リアクトルでほぼ決められると考えられる。通常、直流リアクトルはリプルの影響が少なくなるように選ばれる。このとき、 $i_d = I_d$ (平均値)と近似できる⁽³⁾。そこで、以後 $I_d = 1$, 更に $V_1 = 1$ で正規化して考える。従って通常の解析では、 α を助変数として扱えば、 $\dot{Y}_n^D$ は $\dot{v}_n$ で決まるとしても十分となる。すなわち、

$$\dot{Y}_n^D \approx \dot{Y}_n^D(\dot{v}_n) \quad (\alpha: \text{助変数}) \quad \dots\dots\dots (12)$$

となる。

〈3・5〉 $\dot{Y}_n^D$ (あるいは $\dot{Z}_n^D$) の計算 (12)式より、 $\dot{v}_n$ に対する直流系の電流応答 i_n を求めれば、各 n で

$$\dot{Y}_n^D = i_n / \dot{v}_n \quad \dots\dots\dots (13)$$

*: 第4章の方法で、-2次(逆相)の電圧高調波を印加して、その電流応答を数値的に調波分析した結果、4次、6次成分はほとんど零、-8次成分が-2次成分に対して15.1%程度であった。他の場合もその程度。

n 次調波に対するインピーダンス関数 $\hat{Z}_n^D$ で表わせば

$$\hat{Z}_n^D \triangleq (\hat{Y}_n^D)^{-1} = \hat{v}_n / i_n \dots\dots\dots (14)$$

より、あらかじめ直流系の開ループ特性を知ることができる。更に、 n 次調波成分としては、その対称座標成分を考慮することができよう⁽³⁾。

4. 6-パルス変換装置を用いた直流系の開ループ特性⁽⁵⁾

交流系のフィードバック効果は電圧高調波として現われる。個別位相制御方式を想定すれば、これは制御角ばらつき（各パルスでの制御角のずらり）に影響を与え、電流高調波の含有を変化させる。従って、電圧高調波を与えて、これに対する電流応答を求めておけば、あらかじめ直流系の開ループ特性を知ることができることになる。以下、順を追って説明する。

〈4・1〉 仮定 第3章での考察を基に、次の仮定⁽³⁾において検討を進める

- (1) 対称座標成分で考える
- (2) 含有する高調波は一つ
- (3) 重なり角零
- (4) 直流電流 I_d : 平滑

〈4・2〉 点弧方程式⁽⁵⁾⁽⁶⁾ 第3図(a)に示すように、変圧器二次側電圧を等価電圧源で置換える。 λ_n' を α 相基本波電圧の零点からの位相差として、基本波のみの状態

$$\begin{cases} v_{a1} = V_1 \sin \omega t & \dots\dots\dots (15) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{b1} = V_1 \sin(\omega t - A) & \dots\dots\dots (16) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{c1} = V_1 \sin(\omega t - 2A) & \dots\dots\dots (17) \end{cases}$$

但し、

$$A = 2\pi/3 \dots\dots\dots (18)$$

から n 次電圧高調波の摂動を受けた状態

$$\begin{cases} v_a = V_1 \sin \omega t + v_n \sin(n\omega t + \lambda_n') & \dots\dots\dots (19) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_b = V_1 \sin(\omega t - A) + v_n \sin(n\omega t + \lambda_n' \mp A) & \dots\dots\dots (20) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_c = V_1 \sin(\omega t - 2A) + v_n \sin(n\omega t + \lambda_n' \mp 2A) & \dots\dots\dots (21) \end{cases}$$

但し、複号は上: 正相, 下: 逆相
を考える。以下の式で $i, j=0, 1, 2$ に、それぞれ a, b, c の各相を対応させ、

$$\theta_{ij}' = \omega t, \quad \epsilon_n = v_n / V_1 \dots\dots\dots (22)$$

とする。 $v_{ij} = v_i - v_j = 0$ から点弧方程式

$$\cos \{ \theta_{ij}' - (i+j)/2 \cdot A \}$$

(a) 回路構成

(b) (変圧器二次側) 交流電流

第3図 6-パルス変換装置

Fig. 3. 6-pulse converter system.

$$\pm \epsilon_n \cos \{ n \theta_{ij}' + \lambda_n' \mp (i+j)/2 \cdot A \} = 0 \dots\dots\dots (23)$$

を得る。位相原点を $v_{a1}=0$ の点から、 $v_{ac1}=v_{a1}-v_{c1}=0$ の点に移動する。変換公式

$$\begin{cases} \theta_{ij}' = \theta_{ij} + \pi/6 & \dots\dots\dots (24) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \lambda_n' = \lambda_n - \pi/6 \cdot (n+1) & \dots\dots\dots (25) \end{cases}$$

より、(23)式は、

$$\cos \left\{ \theta_{ij} - \left(\frac{i+j}{2} A - \frac{\pi}{6} \right) \right\} \pm \epsilon_n \cos \left\{ n \theta_{ij} + \lambda_n \mp \left(\frac{i+j}{2} A - \frac{\pi}{6} \right) \right\} = 0 \dots\dots\dots (26)$$

となる。 S_1 での各パルスでの平衡点を θ_{ij}^0 , 制御角

第1表 ϵ_n に基づく制御角ばらつき ζ_k を与える方程式

Table 1. Equations of the control angle errors due to ϵ_n .

グループ	n & s_{eq}	k (パルス 判別)	制御角ばらつき ζ_k を与る方程式
$A(\bar{O})$	1, -5, 7, -11, ...	1~6	$\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$
$A(E)$	-2, 4, -8, 10, ...	1~6	$\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$
$B(\bar{O})$	-1, 3, -7, 9, ...	1, 4 3, 6 5, 2	$\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$ $\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 2\pi/3) = 0$ $\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 4\pi/3) = 0$
$B(E)$	-4, 6, -10, 12, ...	1, 4 3, 6 5, 2	$\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$ $\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 2\pi/3) = 0$ $\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 4\pi/3) = 0$
$C(\bar{O})$	-3, 5, -9, 11, ...	1, 4 3, 6 5, 2	$\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$ $\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 4\pi/3) = 0$ $\sin \zeta_k + \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 2\pi/3) = 0$
$C(E)$	2, -6, 8, -12, ...	1, 4 3, 6 5, 2	$\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n) = 0$ $\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 4\pi/3) = 0$ $\sin \zeta_k + (-1)^{k+1} \epsilon_n \sin(n\zeta_k + \lambda_n - 2\pi/3) = 0$

ばらつきを ζ_{ij} とすれば,

$$\theta_{ij} = \theta_{ij}^0 + \zeta_{ij} \dots \dots \dots (27)$$

(26), (27) 式より ζ_{ij} が求まる。第3図(a)のバルブ番号を k とし, ζ_k で整理する。 ζ_{ij} と ζ_k は $\zeta_{02}, \zeta_{01}, \zeta_{10}, \zeta_{20}, \zeta_{21}, \zeta_{12}$ がそれぞれ, $\zeta_1, \zeta_2, \zeta_3, \zeta_4, \zeta_5, \zeta_6$ に対応する。整理して第1表を得る。 n は $(2/3)\pi n$ の周期性からグルーピングされる。表で, A, B, C の区別は b 相に表われる方程式 ($k=3, 6$) で, 第2項に, A では 0 , B では $-2\pi/3$, C では $-4\pi/3$ の位相シフトのあることに基づく。 $\bar{O}$: odd, E : even である。 S_{eq} で, $-$ は逆相を意味する。6-パルス変換装置を対象としたから, 同一グループでは, 6 がモードになる。例えば $A(\bar{O})$ -グループで, $n=1$ の次の正相は $n=1+6=7$ である。なお, $n \rightarrow -n$, $\lambda_n \rightarrow \pi - \lambda_n$ の置換で,

$$\left. \begin{aligned} &B(E) \text{ と } C(E) \text{ の } \pm 6, \pm 12, \dots \\ &B(\bar{O}) \text{ と } C(\bar{O}) \text{ の } \pm 3, \pm 9, \dots \end{aligned} \right\}$$

は完全に一致する。

〈4.3〉 電流高調波 $I_d=1, V_1=1$ で正規化する。第3図(b)で ρ 相 ($\rho=a, b, c$) 電流 $i_\rho(\theta)$ に対し, 正弦成分を実軸基準として,

$$\left. \begin{aligned} i_{np}^i &\triangleq (1/\pi) \cdot \int_0^{2\pi} i_\rho(\theta) \cdot \cos n\theta d\theta \\ i_{np}^r &\triangleq (1/\pi) \cdot \int_0^{2\pi} i_\rho(\theta) \cdot \sin n\theta d\theta \end{aligned} \right\} \dots \dots (28)$$

で,

$$i_{np} = i_{np}^r + j i_{np}^i \dots \dots \dots (29)$$

第3図(b)を基に, (28), (29) 式から,

$$\left. \begin{aligned} i_{na}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ \sin n\alpha_4 - \sin n\alpha_1 \\ &\quad + \sin n\alpha_3 - \sin n\alpha_6 \} \\ i_{nb}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ -\sin n\alpha_2 + \sin n\alpha_5 \\ &\quad - \sin n\alpha_3 + \sin n\alpha_6 \} \\ i_{nc}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ \sin n\alpha_1 - \sin n\alpha_4 \\ &\quad + \sin n\alpha_2 - \sin n\alpha_5 \} \\ i_{na}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ \cos n\alpha_4 - \cos n\alpha_1 \\ &\quad + \cos n\alpha_3 - \cos n\alpha_6 \} \\ i_{nb}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ -\cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_5 \\ &\quad - \cos n\alpha_3 + \cos n\alpha_6 \} \\ i_{nc}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ \cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_4 \\ &\quad + \cos n\alpha_2 - \cos n\alpha_5 \} \end{aligned} \right\} \dots (30)$$

$$\left. \begin{aligned} i_{na}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ \sin n\alpha_4 - \sin n\alpha_1 \\ &\quad + \sin n\alpha_3 - \sin n\alpha_6 \} \\ i_{nb}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ -\sin n\alpha_2 + \sin n\alpha_5 \\ &\quad - \sin n\alpha_3 + \sin n\alpha_6 \} \\ i_{nc}^i &= (1/n\pi) \cdot \{ \sin n\alpha_1 - \sin n\alpha_4 \\ &\quad + \sin n\alpha_2 - \sin n\alpha_5 \} \\ i_{na}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ \cos n\alpha_4 - \cos n\alpha_1 \\ &\quad + \cos n\alpha_3 - \cos n\alpha_6 \} \\ i_{nb}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ -\cos n\alpha_2 + \cos n\alpha_5 \\ &\quad - \cos n\alpha_3 + \cos n\alpha_6 \} \\ i_{nc}^r &= -(1/n\pi) \cdot \{ \cos n\alpha_1 - \cos n\alpha_4 \\ &\quad + \cos n\alpha_2 - \cos n\alpha_5 \} \end{aligned} \right\} \dots (31)$$

解析例は割愛する⁽⁵⁾。

となる。重なり角零は高調波含有率大で, 実際より直流系インピーダンス小の場合を考えることになる。

〈4.4〉 対称座標変換 3相 n 次調波電流 $i^*(i_{na}, i_{nb}, i_{nc})$ とその対称座標成分 $i^*(i_{n0}, i_{np}, i_{nn})$ には,

$$\begin{pmatrix} i_{n0} \\ i_{np} \\ i_{nn} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{na} \\ i_{nb} \\ i_{nc} \end{pmatrix} \left(a = \exp \left(j \frac{2}{3} \pi \right) \right) \dots \dots \dots (32)$$

ここに, t : 転置, i_{n0} : n 次零相電流, i_{np} : n 次正相電流, i_{nn} : n 次逆相電流である。 i_{n0} は実際には不要である。

〈4.5〉 直流系の $(\dot{v}_n, \dot{i}_n)$ -入出力関係およびその特性関数である $\dot{Z}_{n*}^D$ 全体の解析フローを第4図に示す。これにより, 直流系の開ループ特性を求めた。点弧方程式は Newton-Raphson 法で解いた。位相原点

は変圧器二次側で, $v_{a1} = v_{a1} - v_{c1} = 0$ の点とした。

第4図 解析フロー

Fig. 4. Flow chart for the analysis.

直流系の全体のような第5, 6図に示す⁽⁵⁾。 $\dot{Z}_{n*}^D$ など, 第2添字* は(32)式に従い p : 正相, n : 逆相を意味する。以後添字* のないときは n の正負でそれぞれ正相・逆相を意味するとする。図中 $\dot{Z}_{n*}^D$ など, 振幅特性は λ_n が決まれば定まり α 依存性はない。位相特性は α に依存し, $\alpha=0$ として合わせてその方向性を図示した。 λ_n は交流系からのフィードバックで位相条件を満たすように選ばれる。

$\dot{Z}_{n*}^D$ 性質として, $\alpha, \lambda_n, \epsilon_n$ をパラメータとして, 第4図に従い, α, λ_n を 5° 刻みですべてのグループにつき数値的に検討し

次のことを確認した⁽⁵⁾⁽⁶⁾。(1) 振幅特性は λ_n に依存するが, α には陽には依存しない。

(2) 位相特性には $n\alpha$ のバイアス移動, ϵ_n に対する摂動効果がある。

(3) λ_n に対し, 周期性がある。そのモードは, $A(E): 180^\circ, B(\bar{O}), C(\bar{O}): 120^\circ, B(E), C(E): 60^\circ$ である*。

(4) B, C 束では, $\epsilon_n < 1$ で, λ_n に対する $\dot{Z}_{n*}^D$ の変化の幅が $A(E)$ -グループほど大きくない。

: 振幅特性では, 更に λ_n のこの区間で対称である。例えば, $A(E)$ -グループで, $0 < \lambda_n \leq 90^\circ$ の λ_n と, $90^\circ \leq \lambda_n < 180^\circ$ の $\lambda_n^+ = 180^\circ - \lambda_n$ での $\dot{Z}_{n}^D$ は同一値。

第5図 $A(E): n=-2$ での $\dot{Z}_n^D$ Fig. 5. $\dot{Z}_n^D$ of $A(E): n=-2$. 第6図 $B(\bar{O}): n=3$ での $\dot{Z}_n^D$ Fig. 6. $\dot{Z}_n^D$ of $B(\bar{O}): n=3$. 第7図 計算機シミュレーションの回路
Fig. 7. Circuit of the digital simulation.

5. 計算機シミュレーションによる検討

本章では、(1)〈4・5〉節の直流系の開ループ特性、(2)フィードバック効果のはいった閉ループ特性としての(6)式の成立、を検討する。(2)では、閉ループ時の動作においても、直流系特性がやはり〈4・5〉節に基づく理論値と一致することも確かめる。従って、第2図のモデルの妥当性を確認することになる。そのため、計算機シミュレーションプログラムを開発した^{(5),(12)}。

なお、本章以降では n として逆相成分には負号をつけ、正相成分と区別をする。

〈5・1〉 計算機シミュレーション シミュレーションの回路構成(変圧器二次側換算)を第7図に、流

第8図 計算機シミュレーションの流れ図

Fig. 8. Flow chart of the digital simulation.

れ図を第 8 図に示す。零点検出は線形補間を二度行ない、論理判断を用いた。微分方程式はルンゲ・クッタ・ギル法で時間刻み $40\mu\text{s}$ 、倍精度演算によった。順変換所は静特性解析が目的であるので定 α とし、逆変換所は、特性解析を直流電流で正規化する便宜上、 i_{d2} を PI 制御 (比例利得 $k_p=9.0$ 、積分利得 $k_i=0.01467$) により、定電流制御を行なった。制御系時定数約 20ms 。

なお、順変換所側の DCL (直流リアクトル) は直流電流リプルの影響を調べるため、パラメータとした。逆変換所側の DCL は、次の理由により $0.6283 (=0.2\pi)\text{pu}$ とした。すなわち、アメリカ太平洋岸南北連系で、オレゴン州側: 1.0857pu 、カリフォルニア州側: 0.7238pu であることを考慮し⁽²⁾、本論文の目的が順変換所側の静特性解析にあることから、シミュレーションするのに必要以上の実行時間をかけるのを避けるためである。

〈5・2〉 直流系の開ループ特性の確認 第 4 章の解析フローにより求めた直流系の理論特性を、計算機シミュレーションで検討する。対象を、(1) $B(\bar{O})$ -グループ: $n=3$ 、(2) $A(E)$ -グループ: $n=-2$ (逆相) とし、(1) は λ_n' [(31) 式参照) の異なる二点で行なう。更に、(1) では順変換所側の DCL (以後単に DCL と記す) の値を変え、直流電流リプルの影響も合わせて調べた。順変換所側の交流線路長、変圧器漏れインピーダンスを零とし、重なり角零の仮定を満足させた。

順変換所側交流電圧 e に、

$$e_a' = e_1 \sin \omega t \dots\dots\dots (33)$$

を基準に、電圧高調波を印加した。すなわち、

$$e_a = e_1 \{ \sin \omega t + \varepsilon_n' \sin (|n| \omega t + \lambda_n') \} \dots\dots\dots (34)$$

$$e_b = e_1 \{ \sin (\omega t - 2\pi/3) + \varepsilon_n' \sin (|n| \omega t + \lambda_n' \mp 2\pi/3) \} \dots\dots\dots (35)$$

$$e_c = e_1 \{ \sin (\omega t - 4\pi/3) + \varepsilon_n' \sin (|n| \omega t + \lambda_n' \mp 4\pi/3) \} \dots\dots\dots (36)$$

複号: 上: 正相, 下: 逆相

分析結果を第 2 表に示す。pu 表示は、ベースとして第 7 図に従い、 $I_d: 5\text{A}$ 、 e_1 は二次側換算の相電圧せん頭値で $(37.024/\sqrt{3}) \times \sqrt{2} = 30.2300(\text{V})$ である。

図に示す各所のデータは、パルプのオン・オフ時にはサンプルされるようにした。このため、 $e_a'=0$ の点は必ずしもサンプルされない。第 2 表で (34) 式中の λ_n' とシミュレーション分析値での λ_n' に若干の違いがあるのは、 λ_n' の定義に従い、 $e_a' \geq 0$ の最小値をサ

第 2 表 直流系特性の理論値とシミュレーション値との比較

Table 2. Simulation values of DC system characteristics compared with theoretical values.

パラメータ		B-1	B-2	B-3
n & s_{eq}		3	3	-2
順変換所 DCL pu (mH)		3.1416 (100mH)	15.7080 (500mH)	15.7080 (500mH)
α°		30°	30°	30°
(34)式	ε_n'	1.0	0.1	0.1
	λ_n'	5°	30°	5°
シミュレーション 分析値	サンプル数	106	108	108
	ε_n'	0.1007	0.1034	0.1014
	λ_n'	8.9770°	37.8113°	4.0822°
	I_d (pu)	0.5004	0.5005	0.5011
	V_1 (pu)	0.9994	0.9990	1.0001
(25)式	λ_n	68.9770°	97.8113°	94.0822°
i_{n*}/I_d	理論値	$4.5474\ E{-}2$	$6.3124\ E{-}2$	$1.0885\ E{-}1$
	シミュレーション 値 相対誤差 (%)	$5.2675\ E{-}2$ 15.84	$6.0863\ E{-}2$ 3.58	$1.1247\ E{-}1$ 3.32
$\angle i_{n*}$	理論値	16.1216°	48.1448°	0.1601°
	シミュレーション 値	18.0027°	55.5906°	7.8109°
	誤差	1.8812°	7.4458°	7.6508°
$\frac{Z_{n*}D}{(V_1/I_d)}$	理論値	2.2151	1.6378	0.9319
	シミュレーション 値	1.8628	1.6649	0.9025
	相対誤差 (%)	15.90	1.66	3.20
$\angle Z_{n*}D$	理論値	52.8554°	49.6665°	93.9221°
	シミュレーション 値	50.9743°	42.2207°	86.2713°

*. 正相: p, 逆相: n を意味する

ンプル開始点として DFT したことによる。DFT における位相誤差から余弦成分が生じ、分析値での λ_n' が少しシフトされることになる⁽⁵⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。振幅成分は、この DFT での位相誤差の影響を受けない⁽⁵⁾⁽¹³⁾。第 2 表中、 i_{n*}/I_d 、 $Z_{n*}^D/(V_1/I_d)$ の相対誤差の欄から B-1 (DCL=3.1416pu) には直流電流リプルの影響がみられるが、B-2、B-3 (DCL=15.7080pu) は理論値とよく一致している。変換公式 (24)、(25) 式と、〈4・5〉節での理論計算方式の妥当性が伺える。

〈5・3〉 フィードバック効果のはいつた $(1+\dot{Y}_{n*}^D, \dot{Z}_{n*}^A) \times \dot{v}_{n*} = \dot{e}_{n*}$ とそのときの $\dot{Z}_{n*}^D$ の確認 本節では交直連系全体として、高調波の動作点が対称座標成分間で (6) 式の成立していること、および、そのときの直流系特性が理論値と一致することを確認する。従って、第 2 図のモデルの妥当性を確かめる。交流系インピーダンスは制御角ばらつきにフィードバック効果として影響を与える。

交流線路は $r_a=0.0237\text{pu}$ 、 $x_a=0.1031\text{pu}$ (架空線 100km 相当) である。 $e_a' \geq 0$ の最小値を DFT のサンプル開始点とした。

第3表 第4図フィードバックモデルの妥当性(1)

Table 3. Adequacy (1) of Fig. 4-feedback model.

(a) $(1 + \hat{Y}_{n*}^D \cdot \hat{Z}_{n*}^A) \cdot \hat{v}_{n*} = \hat{e}_{n*}$ ($\hat{e}_{n*} = e_{n*}^r + j e_{n*}^i$; ${}^{(c)}$: calculated value)

n & s_{eq}	v_{n*}^r	v_{n*}^i	i_{n*}^r	i_{n*}^i	$e_{n*}^r({}^{(c)})$	$e_{n*}^i({}^{(c)})$	e_{n*}^r	e_{n*}^i	$\varepsilon^r = \frac{ e_{n*}^r({}^{(c)}) - e_{n*}^r }{e_{n*}^r}$ (%)	$\varepsilon^i = \frac{ e_{n*}^i({}^{(c)}) - e_{n*}^i }{e_{n*}^i}$ (%)
1	0.9124	-0.1196	0.3905	-0.3106	1.0107	-0.0370	0.9995	-0.0321	1.12	15.29
3	0.0863	-6.68 E-3	-3.12 E-3	-0.01900	0.1005	-0.0100	0.0994	-9.87 E-3	1.14	1.39
-1	-2.98 E-3	-3.79 E-3	0.0162	-7.44 E-3	-2.85 E-4	-9.35 E-5	7.86 E-5	-2.56 E-5		
2	1.01 E-4	1.00 E-4	-3.81 E-4	-2.71 E-4	2.18 E-4	-1.05 E-4	1.91 E-5	-3.43 E-6		
-5	-0.0431	-1.67 E-3	0.0915	-0.0210	-3.01 E-3	2.18 E-3	-2.64 E-3	1.40 E-3		
7	-0.1125	-6.89 E-4	1.53 E-3	-0.0648	1.90 E-3	-1.30 E-3	2.76 E-3	-1.44 E-3		

(b) 直流系特性 (変圧器二次側, $v_{ac1}=0$ の点基準)

パラメータ	$n=3: \epsilon_3=0.0941, \lambda_3=55.5764^\circ$ $I_d=0.5002, V_1=0.09202$ (pu)		
	理論値	シミュレーション値	誤差
i_{n*}/I_d	4.1890 E-2	4.2341 E-2	1.08% (相対誤差)
$\angle i_{n*}$	-7.8537°	-9.3537°	1.50°
$Z_{n*}/(V_1/I_d)$	2.2462	2.2223	1.07% (相対誤差)
$\angle Z_{n*}$	63.4301°	64.9301°	1.50°

$$\hat{v}_{n*} = v_{n*}^r + j v_{n*}^i \dots\dots\dots (37)$$

などから確認のしやすさのため,

$$(1 + \hat{Y}_{n*}^D \cdot \hat{Z}_{n*}^A) \cdot \hat{v}_{n*} = \hat{e}_{n*} \dots\dots\dots (38)$$

の左辺を基に推定した電源電圧高調波 $e_{n*}({}^{(c)})$ と、実際の $\hat{e}_{n*}$ の分析値とを比較した。交流電流は二次側換算の相電流のせん頭値で、ベースは $\{250/(30.024/\sqrt{3})\} \times (1/3) \times \sqrt{2} = 5.5133$ (A) である。次の2例につき示す。

(1) (34)~(36)式で, $n=3, \epsilon_n'=0.1, \lambda_n'=30^\circ$ 分析結果を第3表に示す。表中, 直流系特性は変圧器二次側 $v_{ac1}=0$ の点を位相原点とし理論値と比較した。

(2) (34)~(36)式で, $n=2, -2, 3$ の三つの電圧高調波を各 10% 印加した。分析結果を第4表, 波形を第9図に示す (DCL=3.1416 pu*)。

第3表, 第4表中, $\hat{e}_{n*}=0$ なる n で, $\hat{e}_{n*}, \hat{e}_{n*}({}^{(c)})$ 共に十分に零に近い。第3表中, $\varepsilon^r, \varepsilon^i$ で $n=1$ より $n=3$ の方が精度が良い。これは, e_{n*}^i/e_{n*}^r が, $n=1$ での 0.037(表から計算) に対し, $n=3$ で約 0.1 と同程度に近くなるからと考えられる。DFT では片方が極端に小さいとその分析精度が悪化する⁽⁵⁾⁽¹³⁾⁽¹⁴⁾。

第3表, 第4表中の $e_{n*}({}^{(c)}), e_{n*}$ や直流系特性での値から DFT の誤差内で閉ループ特性としての(6)式

第4表 第4図フィードバックモデルの妥当性(2)

Table 4. Adequacy (2) of Fig. 4-feedback model.

(a) $(1 + \hat{Y}_{n*}^D \cdot \hat{Z}_{n*}^A) \cdot \hat{v}_{n*} = \hat{e}_{n*}$ ($\hat{e}_{n*} = e_{n*}^r + j e_{n*}^i$; ${}^{(c)}$: calculated value)

n & s_{eq}	v_{n*}^r	v_{n*}^i	i_{n*}^r	i_{n*}^i	$e_{n*}^r({}^{(c)})$	$e_{n*}^i({}^{(c)})$	e_{n*}^r	e_{n*}^i	$\varepsilon^r = \frac{ e_{n*}^r({}^{(c)}) - e_{n*}^r }{e_{n*}^r}$ (%)	$\varepsilon^i = \frac{ e_{n*}^i({}^{(c)}) - e_{n*}^i }{e_{n*}^i}$ (%)
1	0.9161	-0.1186	0.3913	-0.3109	1.0144	-0.0358	0.9996	-0.0291	1.48	23.31
2	0.0900	-1.02 E-3	9.55 E-3	-0.0223	0.1017	2.66 E-3	0.1000	2.98 E-3	1.64	10.65
-2	0.0775	-1.08 E-3	0.0134	-0.0475	0.1021	3.26 E-3	0.1004	2.98 E-3	1.77	9.29
3	0.0769	0.0323	0.0146	-0.0192	0.0921	0.0424	0.0907	0.0421	1.56	0.59
-1	9.55 E-4	-2.99 E-3	0.0112	7.36 E-3	-3.28 E-4	5.23 E-5	9.55 E-4	2.17 E-4		
-5	-0.0311	-0.1002	0.0827	-0.0210	-3.82 E-4	3.02 E-3	4.12 E-6	2.13 E-3		
7	-0.0846	4.94 E-3	-2.83 E-3	-0.0476	-7.10 E-4	-2.48 E-3	2.91 E-4	-2.49 E-3		

(b) 直流系特性 (変圧器二次側, $v_{ac1}=0$ の点基準)

パラメータ	$n=2: \epsilon_2=0.0974, \lambda_2=29.3528^\circ$ $I_d=0.5033, V_1=0.9237$ (pu)			$n=-2: \epsilon_{-2}=0.0972, \lambda_{-2}=98.8768^\circ$			$n=3: \epsilon_3=0.0903, \lambda_3=82.8121^\circ$		
	理論値	シミュレーション値	誤差	理論値	シミュレーション値	誤差	理論値	シミュレーション値	誤差
i_{n*}/I_d	5.3803 E-2	5.3070 E-2	1.36% (相対誤差)	0.1037	0.1082	4.34% (相対誤差)	4.7346 E-2	5.2728 E-2	11.38% (相対誤差)
$\angle i_{n*}$	-0.6437°	-6.7887°	6.1450°	-0.3135°	-4.8525°	4.5390°	33.9466°	37.2026°	3.2561°
$Z_{n*}/(V_1/I_d)$	1.8101	1.8351	1.38% (相対誤差)	0.9380	0.9794	4.41% (相対誤差)	1.9064	1.7118	10.21% (相対誤差)
$\angle Z_{n*}$	29.9964°	36.1414°		98.5632°	103.1022°		48.8655°	45.6094°

第 9 図 第 4 表に対する波形
Fig. 9. Wave forms for table 4.

の成立，従って第 2 図のモデルの成立が確認される。

〈5・4〉 直流電流リプルと重なり角の影響 まず，第 2 表中での i_{n*}/I_d の欄で，B-1 と B-2 を比較する。B-1 における方が相対誤差（基本波成分に対する誤差ではない）で，およそ 10% 多い。これは，直流電流リプルの影響と考えられる。また，第 3 表(D)と第 4 表(b)中， $n=3$ での i_{n*}/I_d を比較する。第 4 表(DCL=3.1416 pu) が 11.38% と，第 3 表(DCL=15.7080 pu) での 1.08% に比べ，およそ 10% 多い。交流系インピーダンスが同一値なので重なり角はほぼ同じと考えられ，直流電流の影響が主因といえる。

次に，重なり角の影響を考察する。第 2 表中 B-2 と，第 3 表中での i_{n*}/I_d を比較する。DCL は共に 15.7080 pu であり，このとき，それぞれ 3.58% (第 2 表 B-2) と 1.08% (第 3 表) となっている。この程度では DFT での誤差の影響も強く， $e_d \geq 0$ での最初のサンプル開始点での分析条件にも左右されやすいが，直流電流リプルの影響ほどは顕著ではないといえる。更に，第 2 表 B-1 と第 4 表中での i_{n*}/I_d を比較する。DCL は共に 3.1416 pu であり，このとき，それぞれ 15.84% (第 2 表 B-1) と 11.38% (第 4 表) で，上述と同様の考察が成立つ。以上から，異常高調波で分析精度に与える影響としては，重なり角より直流電流リプルの方が大といえよう。

なお，直流電流リプルの影響は，〈4・3〉節での電流高調波を求める段階で考慮することになる。

〈5・5〉 実行時間 計算機シミュレーションで，東京大学教育用センタ COSMO 700 システムでは，DCL=3.1416 pu で十分な定常状態を得るのに，約 270 ms シミュレーションして，その実行時間は約 4.8 分であった。

一方，直流系の理論特性は（主にミニコン NEAC

*：北本連系計画では，3.02 pu である⁽⁶⁾。

M-4 で求めたが) COSMO 700 システムでは，ラインプリンタでの途中状態量打出しを含め，0.245 分で約 150 点での値が計算できた。

従って，概略の目安として， $4.8/(0.245/150) \approx 3 \times 10^3$ 回程度の繰返し計算までは，本モデルによる方法がシミュレーション法より有利となろう。

6. む す び

交直変換装置を含む，直流系特性を $\dot{v}_n$ に依存する ($\dot{v}_n, i_n$)-入出力関係では握し，アドミタンス関数 $\dot{Y}_n^D$ (あるいはインピーダンス関数 $\dot{Z}_n^D$) で表現する。これを基にしたフィードバックモデルから，交流系インピーダンスの影響を考慮した高調波解析の行なえることを示した。その妥当性を交流系のフィードバック効果が各バルブでの制御角の不ぞろいを決めるモデルで理論解析し，計算機シミュレーションにより確認した。

本論文の計算機シミュレーションによる検討では簡便のため， $\dot{v}_n$ を既知量， $\dot{e}_n$ を未知量として分析・比較した。 $\dot{v}_n$ を未知量， $\dot{e}_n$ を既知量 (例えば 0) とするとき (5) 式に従い，推定した $\dot{e}_n$ と一致するまで繰返し計算を行えばよい。なお，本論文では $\dot{Y}_n^D$ 中に，他の次数からの影響を無視して近似処理した。この考慮には，連立代数方程式の繰返し計算が必要となる。しかし，この場合でもフーリエ展開の完備性から数項考慮すれば十分であろう。

本手法は，交直連系システムに限らず高調波を含む一般のシステムでの成立が示唆される。実際，単相ダイオード回路での成立が確認されている⁽⁶⁾。更に本フィードバックモデルを基に，高調波不安定振動現象⁽³⁾をより明確に解析した，電圧高調波に関する安定理論が展開できる。これらについては稿を改め公表したい。

最後に，本研究を進めるにあたり，日新電機株式会社 室谷金義氏に有益な助言を賜った。深謝します。(昭和 51 年 8 月 24 日受付，同 52 年 2 月 25 日再受付)

文 献

- (1) E. Uhlmann: Springer-Verlag Berlin-Heidelberg-New York (1975)
- (2) 町田: 直流送電 (昭 46) 東京電機大学出版局
- (3) J.D. Ainsworth: Proc. IEE 114, 949 (1967-7)
- (4) L. Batemann: CIGRE SC 14 & 31, 7 (1975)
- (5) 藪部: 東大博士論文 (昭 51-12)
- (6) 藪部・正田: 昭 51 電気学会全大 No. 823
- (7) 山口: 電学論 89-B, 44 (昭 44-6)
- (8) J. Reeve, et al.: IEEE Trans. Power Apparatus Syst. PAS-87, 883 (1968-3)
- (9) J. Reeve, et al.: *ibid* PAS-88, 989 (1969-7)
- (10) E.E. Dweck, et al.: Proc. IEE 114, 1925 (1967-12)
- (11) 雅楽川, 他: 日立評論 52, 969 (昭 45-11)
- (12) 古関: 東大博士論文 (昭 49-12)
- (13) 藪部・正田: 制御変換装置研資 PCC-75-3
- (14) 藪部・正田: 昭 51 電気学会全大 No. 1184