交流一直流電気推進システムの シミュレーション(III)

(レオナード方式の検討)*

坂本 研也**・渡辺 幸司***・片木 威**
馮 林 根****・武田 幸男**

Digital Simulation of an AC-DC Electric Propulsion System (III)
(Discussion on Leonard Control System)

By Kenya Sakamoto, Koji Watanabe, Takeshi Katagi,
Fen Ren Kan, Yukio Takeda

It is presented a method to estimate dynamic characteristics of ac-dc electric propulsion system for designing to meet given specifications. The system of model ship is composed of each one element such as a main diesel engine, ac generator, rectifier circuit and dc propulsion motor.

Simulation techniques on both thyristor Leonard and diode-Leonard system are introduced. It is also discussed on ideas to control each Leonard system.

Numerical results interested in crush astern operation at running harbor-full speed, are calculated on both cases of diode and thyristor Leonard system. Controllabilities of both systems on the model ship, since making a straight drive, have little difference with regard to transient vessel speed and distance to stop.

1. ま え が き

高度の操縦性や広範囲の速度トルク制御を要する船舶における最適な推進装置としてワードレオナード制御直流電気推進方式があげられる。しかし、大形化、保守等の面から交流発電機と電力半導体を導入する方向にあり、ダイオードまたはサイリスタレオナードと、直流電動機あるいは無整流子電動機を用いた方式が検討されるようになってきている。

ダイオード整流方式は交流を直流に交換する順変換作用のみを有するから、整流回路自体によって直流電圧の大きさを制御することはできない。故に推進電動機に供給する直流電圧の制御は発電機電圧を変化させなければならない。すなわち電動機は速度制御は交流発電機端子電圧制御と等価になるが、発電機回転数すなわち原動機回転数は一定のままでよい。故に速度制御は同期発電機と同期電動機を用いた交流方式に比べてはるかに簡単となる。しかし、発電機の端子電圧を変化させるので、こ

の発電機から船内負荷へ給電することができないという欠点がある。

サイリスタ静止レオナードは交流を直流に変換するばかりでなく、整流回路自体で直流電圧の大きさをも変化させることができ、交流直流間の順変換ならびに逆変換が可能である。したがって、本方式ではダイオード整流方式と異なり、交流発電機を定回転・定電圧で運転できるので、発電機の電力の一部を船内負荷に給電でき、またサイリスタ点弧角制御によりプロペラ逆馬力を原動機側に吸収させることが可能である。

I, II 報では小形実験装置による実験例及びシミュレーション結果について報告した^{1,2)}。装置は、チョッパ駆動直流電動機を主機として用い、交流発電機、ダイオードブリッジ、直流電動機及びプロペラで構成されており、急速後進時のシミュレーション結果は実測ともよく一致している。

本文は、交流発電機・整流回路・直流推進電動機から構成される電気推進方式において、整流回路にダイオードあるいはサイリスタを用いた場合の制御方式を検討し、主機³⁾、船体、直進運動系を含めた系のシミュレーションを行って動特性の比較・検討を行ったものである。過給機付ディーゼル機関、交流発電機、整流器及び直流電動機各一台で構成されるモデル船を対象とし、動力部及び制御部をブロック線図で表現して、CSMP言語によ

* 原稿受付 昭和 57 年 4 月 5 日

昭和 56 年春、秋季学術講演(昭和 56 年 5 月 28 日、昭和 56 年 10 月 28 日)

** 正会員 神戸商船大学(神戸市東灘区深江南町 5-1-1)

*** 正会員 神戸商船大学大学院(現在、川崎汽船株式会社)

**** 正会員 華中工学院(中華人民共和国武漢)

るデジタルシミュレーションを行っている²⁾。

2. システム構成

図1はシステム構成図で原動機系、AC-R-DC系、推進系、船体系の四つで構成されている。主機は過給機付定速制御ディーゼル機関とし、ガバナは機械油圧式補償ガバナを用いるものとする³⁾。ガバナ系は、設定回転数 N_{SET} と機関回転数 N_E を入力とし、出力は燃料流量 P_O である。過給機は、機関発生トルク T_Q と機関回転数 N_E から求まる機関制動馬力 BHP より、過給機遅れを考慮して過給機給気流量 P_{SO} を得る。燃料流量 P_O と給気流量 P_{SO} を比較しどちらか一方低い方を有効燃焼燃料と考え、空気過剰率1以上で完全燃焼するものとした。主機は交流発電機を回転数 N_E で駆動し、負荷トルク Q_g をうける。

AC-R-DC系は、ダイオード整流方式またはサイリスタレオナード方式とする。

推進系においては、推進用直流電動機軸トルクからプロペラスラスト T をもとめ、さらに船体系の船速 V_S を得ている。推進-船体系はさらに回転運動系、プロペラ系及び船体運動系の三つに大別することができる。図2は推進-船体系全体のブロック図を示している。

回転運動系は、プロペラ回転数を N_P とすると、加速トルクは電動機発生トルク Q_M にプロペラ負荷トルク Q_{PL} と回転系の摺動部の摩擦損失トルク Q_{SM} を差し引いて得られるので、回転系の総慣性モーメントを T_{IP} とすれば、

電動機中間軸、プロペラを一次系の回転運動体と考えて運動方程式は次式となる。

$$T_{IP}(dN_P/dt) = Q_M - Q_{PL} - Q_{SM} \quad (1)$$

ただし、回転系機械損失トルクは軸受等の摩擦損失トルクで回転数に比例するとした。

プロペラ系は、プロペラ回転数 N_P と船速 V_S より前進率 J_O を求めプロペラ性能曲線を用い、プロペラ負荷トルク Q_{PL} 及びスラスト T を算出する。前進率 J_O は次式で示される。

$$J_O = V_S(1 - W_{AKE}) / (N_P \cdot D) \\ = K_{WD} \cdot V_S / N_P \quad (2)$$

ただし、

W_{AKE} ; 伴流係数

D ; プロペラ直径

ただし伴流係数の変化はシミュレーション対象範囲ではわずかであるため、(2)式の係数 K_{WD} は一定値とした。

トルク特性は、実船の $K_Q - J_O$ 特性から単位法に直したものをを用い、プロペラ負荷トルク Q_{PL} 、スラスト T はそれぞれ次式で示される。

$$Q_{PL} = K_{RD6} \cdot N_P^2 \cdot K_Q \quad (3)$$

$$T = K_{RD4} \cdot N_P^2 \cdot K_T \quad (4)$$

この様にトルク係数 K_Q とスラスト係数 K_T は前進率によって決定されるが前進時と後進時とではその特性曲線は異なる。本シミュレーションでは $K_Q - J_O$ 、 $K_T - J_O$ 特性が相似($K_Q \propto K_T$)であると仮定し、10点程度の折線近似を行っている。

船体運動系では、プロペラ回転運動によるスラスト減少分と、船速の2乗に比例する船体抵抗を考慮し、船体が一次元的に運動すると仮定すれば次式の運動方程式となる。

$$T_S \cdot dV_S/dt = T \cdot (1 - \alpha) - R \quad (5)$$

ただし、

R ; 船体抵抗($\propto V_S^2$)

図1 システム構成図

図2 推進-船体系ブロック図

T_S : 船体質量+付加質量

スラスト減少係数 α はシェーンヘルの式を用いて伴流係数との関係から一定値として求めた。

3. ダイオード整流方式

ダイオード方式の主回路は図3の構成である。直流電動機速度起電力の方が整流出力電圧より低いときだけ、電動機電機子電流が図の矢印の方向に流れて、電動機を駆動する。したがって、プロペラの逆馬力を吸収するには、電動機の界磁の極性を切換え、発電機端子電圧を零にして、電動機-整流器閉回路内の抵抗分で熱としてエネルギーを吸収する発電制動方式をとる。

交流発電機が整流負荷をとる系では、非正弦波電流が流れるので、動特性を表わす解析解は得られていないが、本シミュレーションでは、整流負荷側のリアクタンスが十分大きいとして、図4(a)下段の様に発電機電機子電流 I_{ag} を正弦波とみなした解析解を用いた⁴⁾。 V_0 は無負荷時のa相の電圧、 V_a, V_b, V_c は相電圧である。発電機にはリアクタンスが存在し、転流重り角 u が発生するが、いま転流重り角が小さいとすると、負荷角 $\varphi \cong 0$ となり、図4(a)の関係をベクトル図に示すと図4(b)のようになる。ベクトル図より発電機の端子電圧は次式で表わされる。

$$V_g = \sqrt{V_0^2 - (X_d \cdot I_{ag})^2} \quad (6)$$

界磁電流は電機子反作用の影響を受けて変動し、次の様に表わされる。

$$V_{fg} = d(X_{fg} \cdot I_{fg} - X_{ad} \cdot I_d) / dt + R_{fg} \cdot I_{fg} \quad (7)$$

ただし、

V_{fg}, I_{fg} : 界磁電圧、電流

X_{fg}, R_{fg} : 界磁巻線の自己リアクタンス、抵抗

X_{ad} : 電機子反作用リアクタンス

I_d : 電機子電流直軸分、 $I_d = I_{ag} \cdot \sin \delta$

δ : 内部相差角

同期リアクタンス X_d 、電機子界磁間相互リアクタンス X_{af} 及び電機子反作用リアクタンス X_{ad} は機関回転数 N_E に比例する。

発電機出力 P_g は発生電圧 V_{dc} と電機子電流 I_{ag} との積で表わされ、発電機負荷トルク Q_g はこの出力と回転数から次の様に表わされる。

$$Q_g = 60 P_g / (2\pi \cdot N_E) \quad (8)$$

ダイオード整流方式の場合、直流側リアクタンスは無限大で、直流電流は一定平滑の I_{dc} であるとする、直流出力電圧 V_{dc} は次の様に表わされる。

$$V_{dc} = E_{do} - E_x \quad (9)$$

ただし、

$E_x = 3 \cdot X_d'' \cdot I_{ag} / \pi$; 電圧降下

$E_{do} = 3 \sqrt{6} \cdot V_g / \pi$; 無負荷電圧

X_d'' : 次過渡リアクタンス

故に、

$$\begin{aligned} V_{dc} &= 3 \sqrt{6} \cdot V_g / \pi - 3 \cdot X_d'' \cdot I_{ag} / \pi \\ &= 3 \sqrt{6} (V_g - X_d'' \cdot I_{ag} / \sqrt{6}) / \pi \end{aligned} \quad (10)$$

となる。

図5はワードレオナード制御回路で電流制御ループ及び速度制御ループがあり、プロペラ速度又は船速指令によって発電機界磁電圧を制御することを基本にしている。電機子電流が一方向にしか流れないことから、逆転は電動機の界磁切換によって行い、また減速時の回転エネルギーは、電動機-整流器を短絡状態で運転して、回路内の銅損で吸収する発電制動となっている。したがって、電動機界磁電圧は、定出力動作領域及び電動機電機子電圧負の時に制御される。

速度制御ループにおいては、速度指令、すなわち電動機の設定回転数と実際の回転数とを比較しPI動作への入力とし、出力がリミットレベルにかかると積分が停止するモデルを採用した。更に動特性補償のために一次遅

図3 ダイオード方式の主回路

図4 ダイオード負荷交流発電機

図5 ワードレオナード制御回路

図6 ダイオード方式のAC-R-DC系総合ブロック線図

れを用い電流基準に制限を設けた。

電流制御ループでは、電機子電流と比較後、PI動作、過電流保護リミッタを経て界磁電圧の制御を行っている。

界磁制御する直流電動機は電機子回路において次式が成り立つ。

$$V_{dc} - E_{am} = R_{am} \cdot I_{am} + X_{am} \cdot dI_{am}/dt \quad (11)$$

ただし、

V_{dc} 直流端子電圧

E_{am} 電機子速度起電力

I_{am} 電機子電流

X_{am}, R_{am} 電機子リアクタンス, 抵抗

誘導起電力, トルクは各々次式で表わされる。

$$E_{am} = K_{mE} I_{fm} N_m \quad (12)$$

$$Q_m = K_{mQ} I_{fm} I_{am} \quad (13)$$

ただし、

K_{mE} ; 誘導電圧係数

K_{mQ} ; トルク係数

N_m ; 電動機回転数

I_{fm} ; 界磁電流

また、界磁電流 I_{fm} と界磁電圧 V_{fm} との間には、

$$V_{fm} = R_{fm} \cdot I_{fm} + X_{fm} \cdot dI_{fm}/dt \quad (14)$$

の関係が成り立つ。

以上の様にして求めたダイオード整流方式のAC-R-DC系の総合ブロック線図を図6に示す。

4. サイリスタレオナード方式

整流器にサイリスタ純ブリッジを採用すると、直流出力電圧は、サイリスタゲート点弧角 α で制御できる。したがって、交流発電機は定電圧で駆動でき、船内給電にも利用できる。図7は本方式の主回路で、 $0^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ で電動機電機子電圧が整流出力より低いとき電動動作、 90°

図7 サイリスタ方式の主回路

$< \alpha \leq 180^\circ$ で、電動機負電圧が整流出力負電圧より高いとき、回生動作を行う。電動機逆転または回生は、界磁の極性切換によって行っている。

整流回路解析では、図8(a)の様に、ダイオード方式と同様非正弦波交流を等価正弦波と仮定して端子条件をもとめたが、負荷角 φ は転流角が小さいとして、制御角 α にほぼ等しいとした。図8(a)は、点弧角 $\alpha = 15^\circ$ の場合の出力端子における相電圧 V_a 、相電流 I_a である。

図8 サイリスタ負荷交流発電機

相電流は $\alpha + 30^\circ < \theta < \alpha + 150^\circ$ の間だけ矩形波で流れる。この電流は、電機子反作用として働き、励磁電流に比例して発生する誘導電圧 V_0 は内部相差角 δ だけおくれた V_a となる。この関係は電流を正弦波とみなせば、図8(b)の様に簡単なベクトル図に表わされる。図8(b)の電機子電流 I_{ag} は次式で表わされる。

$$I_{ag} = K_I \cdot I_{dc} \cdot \sin(\omega t - \alpha) \quad (15)$$

ただし、

I_{dc} : 整流電流

K_I : 交流換算係数

したがって、励磁電流 I_f 、点弧角 α 及び電機子電流 I_{ag} が与えられると次式が得られる。

$$V_g = V_0 \sin \delta - X_d \cdot I_{ag} \sin \varphi \quad (16)$$

ただし、

$$\sin \varphi = X_d \cdot I \cdot \cos \varphi / V_0$$

発電機界磁電流は、電機子反作用の影響をうけて変動し、次式で表わされる。

$$V_{fg} = d/dt (X_{fg} \cdot I_{fg} - X_{ad} \cdot I_d) + R_{fg} I_{fg} \quad (17)$$

ただし、 I_d は直軸電機子電流で、

$$I_d = I_{ag} \cdot \sin(\varphi + \alpha) \quad (18)$$

発電機電圧制御系は、発電機端子電圧 V_g を検出し、電圧設定値と比較し、PI制御によって、発電機端子電圧を設定値に保つように制御している。

サイリスタレオナード方式において、直流側のインダクタンスがある程度大きいと、直流電流 I_{dc} は連続し、制御角 α の位相制御時の出力電圧 V_{dc} は重なり角を無視して次式で表わされる。

$$V_{dc} = E_{do} \cdot \cos \alpha \quad (19)$$

E_{do} は $\alpha = 0$ すなわち最大直流出力電圧で、 V_g に比例するから、

$$V_{dc} = K_V \cdot V_g \cdot \cos \alpha \quad (20)$$

ただし、

K_V : 電圧換算係数

となる。したがって、制御電圧 V_{OP} に対して $\cos \alpha$ を発生する回路を点弧制御回路に採用すれば、制御電圧 V_{OP} と整流出力電圧 V_{dc} とは線形関係となり、制御性が向上する。

直流機の逆転は、界磁切換によって行う。したがって、電力回生は、反転指令時に、旧回転方向で回転している場合にのみ可能となる。反転速度指令により1秒後に電動機界磁が切換わりとし、2秒後に速度ループにおいて、PI動作を始め、電流制限は電動時に120%、回生時は50%としている。更に、正反転切換器を経て、電機子電流の過大変動を少なくするため、電流基準はランプ関数とし、電流基準と電機子電流とを比較した後、PI動作を経て制御電圧 V_{OP} としている。

直流電圧 V_{dc} は点弧角制御によって変化するが、回生に入る場合は 0° でなく制御電圧が負の最大すなわち $\alpha = 180^\circ$ になるように点弧角しほりをかけるのが一般的である。制御回路の動作模式図を図9に示す。

図9 制御回路動作模式図

発電機負荷トルク、電動機系はダイオード整流方式と同様の式で表現する。図10にサイリスタレオナード方式のAC-R-DC系の総合ブロック線図を示す。(a)は発電機部分、(b)は制御部を表わしている。

5. 計算結果

計算に用いた定数を表にまとめた。2万トン、18ノット級の船舶を想定し、慣性はすべて時定数で表現してある。したがって、損失を無視すれば、定格トルクあるいはスラストで加速した場合に定格速度に到るまでの時間を慣性としている。

図11はレオナード制御系の定電流制御及び定速度制御系の応答をみたもので、サイリスタレオナード系のものである。(a)はプロペラ負荷無し、すなわち工場試験に相当するもので、主機回転数 N_E 、整流出力電圧 V_{DC} 及び電流 I_{am} 、推進電動機回転数 N_P を示している。時刻 $t=0$ で正転指令が入ると、 I_{am} は定電流制御モードになり、電動機は定トルク駆動を行う。回転数 N_P が指令値に近付くと、損失に見合う電流値になる。 $t=20$ 秒で逆転指令が入ると、整流出力は零から負となり、この間、電動機界磁極性を切換えて、界磁電流の整定を待って $t=25$ 秒で回生動作に入っている。回生期間は、整流器出力電圧負、電動機電流正の $25 \text{秒} < t < 30 \text{秒}$ で、電動機は定電流制御となり、回転数 N_P は急速に低下し、停止する。 $t=30$ 秒以降は始動時の動作に準じている。図11(b)はボラードでの正逆転動作で、プロペラ負荷トルクのために電動機負荷電流が増加することと、逆転時の回生期間が短くなる他は(a)と同様の応答を示している。

図12は、港内全速航行時に急速全速後進をかけた場合の応答で、(a)はダイオード整流、(b)はサイリスタ

図 10 サイリスタ方式の制御部ブロック線図

表 1 定数(定格値を 1 とした単位量表現)

原 動 機 系	ガバナ		$\frac{24(1+0.01)}{(1+0.01)S(1+0.1S)+0.12}$
	燃焼遅れ	T_c	0.056 秒
	給気管遅れ	T_{ps}	0.3 秒
	過給気タービン遅れ	T_b	0.6 秒
	機関慣性	T_{ne}	4.0 秒
発 電 機 系	同期リアクタンス	X_{dg}	1.0
	界磁電機子間相互リアクタンス	X_{afg}	0.9
	界磁自己リアクタンス	X_{fg}	1.0
	界磁時定数	X_{fg}/R_{fg}	5.0 秒
	電機子反作用リアクタンス	X_{ad}	0.7
電 動 機 系	自動電圧調整器		$\frac{10}{1+1/S}$
	電機子抵抗	R_{am}	0.05
	電機子リアクタンス	X_{am}	0.005
	電機子時定数	X_{am}/R_{am}	0.1 秒
	界磁時定数	X_{fm}/R_{fm}	1.0 秒
定速制御系	トルク及び逆起電力定数	K_{mE}, K_{mQ}	1.0
	速度制御ループ		$\frac{1}{S} + \frac{0.75}{1+0.1S}$
	電流制御ループ		$10(\frac{1}{S} + \frac{0.2}{1+0.005S})$
	電流制限		100 %
	速度制御ループ		$10 \frac{1}{S} + 1$
サイリスタ	定電流ループ		$2.5 \frac{1}{S} + 0.75$
	電流制限		120 % 50 % (回生時)
プロペラ系	慣性	T_{1P}	6 秒
	トルク・スラスト系数		実船のものを使用
船 体 系	慣性	T_s	60 秒 600 秒 (実船)
	船体抵抗		$0.75 V_s^2$

図 11 定電流制御及び定速度制御の応答

図 12 港内全速から急速逆転

整流の場合であり、主機回転数 N_E 、交流発電機出力トルク G_{TRQ} 、プロペラ回転数 N_P 、船速 V_S を示している。(a)のダイオード方式では、プロペラ回転数指令が負の値になると、発電機を無励磁とし、電動機の界磁電圧極性を反転して発電制動を行っている。したがって、発電機出力トルク Q_g は負号をとらない。本計算例では、逆転指令後の船体停止時間は約 57 秒、同停止距離は 18.5 秒×定格速度で、モデル船では 1.7 km 程度になる。

図 12 (b)も同様の計算を行ったもので、船体停止時間は約 53 秒、同停止距離は 1.5 km 程度である。プロペラ正転で指令は逆転になっている期間 (7 秒 $\leq t \leq 12$ 秒)の間は回生制動を行っており、発電機出力トルク Q_g は負となり主機は加速される。電動機の回生電流は 50% であるが、回転数が低いため、回生トルクの最大値は約 12% 程度におさまっている。

6. あとがき

本文は交流発電機及び整流器、直流推進電動機各一式で構成される電気推進方式において、ダイオード及びサイリスタレオナード制御を採用したモデル船についての制御方式の検討ならびに動特性のシミュレーションを行ったものである。

ダイオード整流方式では、交流発電機の界磁調整と整流器によってレオナード制御を行い、直流発電方式と同様の制御特性を有することが確かめられた。しかし、回転エネルギーを原動機側で吸収することは不可能であるから、電動機と整流器で作る閉回路中で銅損として消費させた。しかし、吸収すべきエネルギーは、電動機の定格に比して 1 割以上と小さく、また時間も数分以内にとどまるため、過熱や過電流の影響は余りないものと考えられる。

サイリスタ整流方式は、交流発電機を定電圧とすることができるから船内電源と共用でき、電力回生を行って急速にプロペラ回転を停止させることができる。しかし、ダイオード方式とサイリスタ方式は、船速に関してはほとんど同じ応答を示すことが分かる。したがって、平水中の直進航行に関しては、両方式何れを採用するかは設計者の意図あるいは経済性による検討が主となるものと考えられるが、主機ならびに軸系の複数化及びプロペラにかかる外乱等の影響について現在比較検討中であるので今後報告したい。

文 献

- 1) 武田他, 船機学会誌, Vol.15, No.3, 255-261(昭55-3)
- 2) 武田他, 船機学会誌, Vol.15, No.4, 345-352(昭55-4)
- 3) Mark Leum, Woodward社資料, PMCC J-70-6
- 4) 坂本他, 神戸商船大学紀要, 第Ⅱ類, 第28号, 157-160, (昭55-7)
- 5) 武田他, 船機学会誌, Vol.16, No.4, 383-387(昭56-4)