高周波電磁推進の研究*

畑 中 義 博** 山 神 正 文**

Investigation of High Frequency Magnetohydrodynamic Propulsion

By Yoshihiro Hatanaka, Masafumi Yamagami

In this paper, a new concept of the high frequency magnetohydrodynamic propulsion (HF MHD) which overcomes the problems for electrolysis of sea water and electrolytic corrosion in the electrode is proposed. The system construction and operation principle are illustrated. The switching characteristics of the resonant phenomenon are analyzed from the view point of switching stress of the switching devices. On the basis of the analysis, the HF MHD system is designed and effectively tested in the water tank. The new principle of HF MFD is supplemented with experimental results.

1. ま え が き

近年、超電導技術の応用に関する開発研究には目覚ましいものがある。船舶への超電導利用技術として、磁場と電場の相互作用により発生する電磁力を直接船の推進力に利用する超電導電磁推進船の開発研究^{1), 2)}も進められており、実験船「ヤマト-1」の実験航海も先頃行われたばかりである。

電磁推進船は、従来船のようなスクリュープローペラや軸系がなく、電磁力を直接海水に作用させて船を推進する方式のため、高速に向き、しかも騒音、振動が少ない推進システムである。しかし、その実用化においては、近年の環境問題との関連において、解決しなければならない問題もある。その1つが直流通電における海水の電気分解による発生ガス（陽極：塩素、酸素、陰極：水素）である。塩素ガスの発生を抑制する電極も種々研究³⁾されているが、その発生を完全に制御することはむずかしい。また、海水の電気分解による電極における腐食の問題もあり、その対策として電極に白金や白金メッキ合金等の適用が種々研究されているが耐久性及びコストに

関して検討の余地がある。

海水の電気分解は交流通電の場合起りにくい。しかも、その傾向は周波数が高い程顕著となる。今回、筆者らはこの点に着目して電極の電蝕や発生ガスの問題を解決する方式として、高周波交流通電による全く新しい高周波電磁推進システムを提案している。

高周波電磁推進システムでは、共振技術を利用した高周波電源の設計において、出力との関連におけるスイッチング素子動作責務の検討が重要となる。従って、本文では電磁推進システムの基礎的特性を高周波電源の特性解析に基づき種々検討している。

2. 電磁推進の諸方式

2.1 電磁推進の原理 磁場の中にある導体に電流を流すと、磁場と電場の相互作用により導体には電磁力（ローレンツ力）が働く。この電磁力を船の推進力に利用するのが電磁推進船である。電磁推進船の概念は、1961年に米国のライス（W・A・Rice）により電磁ポンプの逆発想として提唱され現在に至っている。

いま、磁場のある点における磁束密度を B 、電流密度を J 、発生する電磁力を F とすると、次式が成り立つ。

$$F=B \times J$$

*原稿受付 平成5年2月1日

平成4年秋季学術講演（平成4年11月12日）

**正会員 東京商船大学（東京都江東区越中島2-1-6）

図1 電磁推進の原理

上式で、磁場の方向と電流の方向が図1のように直交するとき、電磁力 F は最大となる。従って、強力な推進力を発生するためには、強い磁場、大きな電流及びその両者が直交するという条件が必要となる^{1)・4)}。

2.2 電磁推進の分類 従来、船舶の電磁推進方式としては、磁場として交流磁場または直流磁場を用いる方式がある。また、磁場の作用域を船外とする外部磁場方式と、船内ダクト内部磁場方式とがあり、その組み合わせにより4通りの方式が考えられる⁴⁾。内部磁場と外部磁場方式の比較においては、船体外表面の海洋環境に及ぼす影響を考慮すると船内ダクト内部磁場方式が有効と言えよう。また、従来検討されている交流内部磁場方式は^{5)・6)}、海水中に形成させた交流磁場と交流の進行磁場によって誘起される誘導電流との相互作用によって推進力を得るいわゆるリニアインダクションモータ方式である。この方式は、海水中に直接通電する必要がなく、電極も不要という利点があるが、強力な交流進行磁場を発生することが現状ではむずかしく海水に誘導される電流も小さ過ぎるという問題がある。今回、筆者らが提案する高周波電磁推進は、分類上は、交流内部磁場方式となるが、その原理及びシステム構成は、従来の交流方式とは全く異なるものである。

3. 高周波電磁推進

3.1 システム構成と原理 図2に、電磁推進ユニットを含む高周波電磁推進の原理図を示す。図3は電磁推進ユニットで、フェライトの鉄心にコイルを一巻し、その空隙に電極（炭素板）を設け励磁コイルと電極を直列に接続した簡単な構成となっ

ている。今回の電磁推進ユニットでは、直流通電と交流通電の比較のため両方式が実現できるように電極には電蝕の問題等を考慮して炭素板を採用した。しかし、高周波交流のみの通電の場合は、電蝕の問題もないので、採用する電極は強度、加工性、コスト及び電気抵抗等の観点から最適な材質の選択が可能となる。

図2に示すように、高周波電磁推進方式においては、励磁コイルに高周波交流を流すことによって発

図2 高周波電磁推進の構成

図3 電磁推進ユニット

生ずる交流磁場と、電極間ダクト内海水を流れる高周波交流が互いに直交するように配置し、励磁コイルと電極を直列に接続してある。従って、励磁電流＝電極間通電電流となり、高周波交流による磁界の向きと、電極間海水通電電流の向きは、常に直交しながら同時に変化するので、海水に発生する電磁力は、常に一定方向となり一定方向の推進力を生む。

高周波電磁推進方式においては、電極間通電電流が高周波交流（数百Hz以上）のため、電流を流しても電極における発生ガス（水素、塩素）はほとんど確認されない。なお、現在は常電導電磁推進で、励磁電流＝通電電流である。従って、強力な推進力としての電磁力を得るためには、大きな電流を電極間に通電する必要がある。しかし、海水中で消費される電力は電流の2乗に比例するため、効率を上昇するには超電導励磁のような強力な磁界が必要となる。

3.2 超電導励磁の構成 高周波電磁推進においても、推進効率上昇のためには高周波交流による超電導励磁が必要である。図4は、交流超電導励磁の場合の高周波電磁推進におけるシステム構成を示す。

交流超電導励磁の場合、図4に示すように、電極通電系と超電導励磁系を別系統として高周波インバータ（高周波交流電源）を2セット用意する。そのゲート信号におけるインバータ動作において、移相回路により、励磁コイル電流によって発生する磁束 ϕ と、電極間通電電流とが互いに最大において直交するように位相を制御する必要がある。

このような交流超電導は、交流超電導線の開発が前提となる。交流超電導線を用いた電気機器への応用も種々検討されているが、現状では大電流が流せる交流超電導線の実用化にはまだ時間がかかりそうである。

図5の構成は、高周波電磁推進に直流超電導マグネットを用いた場合のシステム構成を示す。図5において、直流超電導マグネットを高速回転し、超電導マグネットによる磁束 ϕ と、高周波交流通電電流の最大値が直交するように同期した高周波交流を電極間に通電することにより、超電導高周波電磁推進が実現する。

このような超電導励磁高周波電磁推進の採用により、将来的には推進効率を高めるとともに、海水の電気分解による発生ガス及び電極の電蝕の問題は解決される。

今回の高周波電磁推進システムの検討においては、現時点における交流超電導線開発の現状から、図2に示す常電導高周波励磁による高周波電磁推進システムを構成し、高周波インバータ適用によるその効果及び特性を中心に検討している。

3.2 高周波電源 図6は、今回の高周波電磁推進システムに高周波電源を供給する、ハーフブリッジ直列共振型高周波インバータ（HF-INV）である。高周波インバータの回路形式には、図6のハーフブリッジ形の他にも、(a)1石共振形 (b)2石倍周波形 (c)フルブリッジ形 (d)複数ユニット形（群間位相差制御方式）等種々のタイプがある^{7)~9)}。今回は、水槽実験に用いる電磁推進ユニットの通電電流の規模（実効値13A, 最大値16A）から、図6に示すハーフブリッジタイプを採用した。ハーフブリッジタイプの中にも種々の方式がある

図4 交流超電導励磁の構成

図5 直流超電導マグネットによる構成

図6 ハーフブリッジ直列共振型高周波電源回路

が、上下アームスイッチング素子同時導通による電源短絡の防止の観点より、入力直流リアクトル L_d を備えた電流共振形を、また、スパイク電圧や電磁ノイズ抑制の観点より、スイッチング素子に直列に接続される上下アームには、リアクトルを接続せず、銅板配線（ブスバー）を用いた。

図6において、一点鎖線で囲んだ部分が電磁推進ユニットの等価回路で、励磁コイルインダクタンス L_o と電極間導通抵抗 R_o の L_o-R_o 直列等価回路で表される。スイッチング素子にも種々の自己消弧素子が考えられるが、1素子当たりの電流容量、耐圧の関係から、今回は余裕率を考慮して静電誘導トランジスタ（SIT：2SK182、最大定格600V、60A）を採用した。

4. 高周波インバータの特性

4.1 特性解析 高周波電源としてのHF-INVをどのような負荷状態、周波数帯で動作させ

るのが適しているのか、その特性を解析するために、表1に示す、無次元化パラメータを用いて回路の数値解析を行った。無次元化パラメータの導入においては、回路設計における汎用性並びに柔軟性が増す。すなわち、たとえば最適無次元化周波数 μ の決定において、同一 μ の値に対しては、出力周波数 f_o を高く設計する場合は、 $\sqrt{LC}$ を小さく設計すれば良い。あるいは λ を小さく設計するには、実際の電極間抵抗 R_o に対して $\sqrt{L/C}$ を大きく設計すれば良い。このように、無次元化パラメータの導入により、無限にある L, C, R_o の組み合わせを、汎用性のある形で解析し把握することができる。

回路のスイッチングモードとしては、図7に示すようにスイッチング素子のオン、オフ状態から

モードa：S1またはD1導通単流モード

モードb：S2またはD2導通単流モード

モードc：S1・D2またはS2・D1重流モード

モードd：休止モード

が考えられる。各モード状態方程式を下記に示す。

図7 スwitchングモード

表1 無次元化パラメータ

[無次元化基準量]

電力 $E=Ed$, 電流 $I=E/2\sqrt{L/C}$ インピーダンス $Z=2\sqrt{L/C}$, 時間 $T=1/f_0$ インダクタンス $L=L_0$ キャパシタンス $C=C_1C_3/(C_1+C_3)$, $C_1=C_2$

[無次元化パラメータ]

周波数 $\mu=2\pi f_0\sqrt{LC}$ 抵抗 $\lambda=R_0/2\sqrt{L/C}$ 時間 $z=t/T$ 電力 $Po^*=I_{rms}^2 \cdot \lambda$

[定数]

 $q=Ld/L$, $a=C_1/C$, $b=C_3/C$

$$A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & -\pi/2a\mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi/2a\mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi/b\mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -4\pi/\mu & -4\pi/\mu & 0 & -4\pi\lambda/\mu \end{bmatrix}$$

$$A_4 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -4\pi/q\mu & -4\pi/q\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
状態変数 $X(z)=[v_{c1}^* \ v_{c2}^* \ v_{c3}^* \ i_d^* \ i_o^*]^T$

[モードa]

 $dX/dz=A_1X+B_1$ $v_{s1}^*=0, \ v_{s2}^*=v_{c1}^*+v_{c2}^*$

[モードb]

 $dX/dz=A_2X+B_2$ $v_{s1}^*=v_{c1}^*+v_{c2}^*, \ v_{s2}^*=0$

[モードc]

 $dX/dz=A_3X+B_3$ $v_{s1}^*=v_{s2}^*=0$

[モードd]

 $dX/dz=A_4X+B_4$ $v_{s1}^*=v_{c1}^*+v_{c3}^*, \ v_{s2}^*=v_{c2}^*+v_{c3}^*$

ここで

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & -\pi/a\mu \\ 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi/b\mu \\ -4\pi/q\mu & -4\pi/q\mu & 0 & 0 & 0 \\ 4\pi/\mu & 0 & -4\pi/\mu & 0 & -4\pi\lambda/\mu \end{bmatrix}$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \pi/a\mu & -\pi/a\mu \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \pi/b\mu \\ -4\pi/q\mu & -4\pi/q\mu & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -4\pi/\mu & -4\pi/\mu & 0 & -4\pi\lambda/\mu \end{bmatrix}$$
 $B_1=B_2=B_3=B_4=[0 \ 0 \ 0 \ 4\pi/\mu \ 0]^T$

各スイッチングモードの数値解析には、4次ルンゲクッタ法を適用し、始動から定常状態まで過渡動作も含めて計算した。また、状態変数 v_{c1}^* のサイクル毎のモード初期値絶対値の変動幅が0.01%以内をもって定常状態と判定し、状態変数諸量をプリントアウトした。

4.2 共振回路特性

高周波交流を電磁推進ユニットのように、励磁コイルのインダクタンスが大きい負荷に流す場合、高周波になるほどインピーダンスが大きくなり電流は流れにくくなる。しかし、直列共振における回路の共振現象を利用すると、回路の共振周波数においてインピーダンスは最小、電流は最大となり、効率良く電磁力を発生できる。

高周波の共振現象においては、一般に共振周波数近傍で負荷特性が大きく変化する。その傾向は、共振回路の抵抗成分が小さい程顕著となる。高周波電磁推進では、電極間海水の導通抵抗がインピーダンスに占める割合が小さいので、共振特性は先鋭となる。そのため回路に使用するスイッチング素子の耐圧、耐電流としてのスイッチング素子動作責務の検討が極めて重要となる。従って、ここでは無次元化パラメータ μ 及び λ を変化した場合の共振特性を数値計算によるシミュレーションおよび実験との比較において検討する。

図8(a)(b)(c)に λ 一定、 μ 変化における S_1 , S_2 の

図8 各部動作波形 ($\lambda = 0.02, q = 20$)

ゲート信号 v_{GS1} , v_{GS2} に対する各部動作波形を示す。本文で提案する高周波電磁推進方式では、励磁コイルと電極が直列に接続されている。従って、磁界の磁束密度 B [T] は磁気飽和のない範囲では出力電流の実効値 I_{ORMS} に比例し、電磁力 F [N] は、 B と I_{ORMS} の積に比例するので、結果的に F は I_{ORMS} の2乗に比例すると考えられる。従って、共振回路の安定動作に関して、出力電流の実効値 I_{ORMS}^* に対する各スイッチング素子動作責務としてのSITの電圧最大値 V_{smax}^* 、電流最大値 I_{smax}^* を検討する。

図8各 μ の値において、同一入力電圧に対して、(b)の i_o の実効値が一番大きい。しかし、SITの電圧 v_s^* の波形において、(a), (b)ではスイッチのオン、

オフ時電圧値が急変しており (dv_s/dt) 値が大きい。これは、ノイズやスパイク電圧の原因を引き起す恐れがある。一方、図8(c)の v_s^* の波形では、SITスイッチのターンオフ時、電圧はゼロから共振的に立ち上がる、いわゆるゼロ電圧スイッチング (ZVS) 動作をしている。この場合は、スイッチング動作に伴うスイッチングロスも理論的にゼロとなり、ノイズも発生しにくい。従って、電磁推進ユニットの回路設計では、このようなZVS動作をする領域でパラメータを選定し、システムを駆動するのが適切と考えられる。図9は、無次元化周波数 μ を変化したときの I_{ORMS}^* の共振特性を各パラメータ λ において明らかにしたものである。 λ の値が小さ

い程、共振特性は先鋭となり、各 λ 共通に、 $\lambda=0.8$ 付近が共振点となっている。しかも、図8の結果から、共振点近傍でZVS動作をしており、この共振特性並びにZVS動作特性をいかに有効に活用す

るかが高周波電磁推進システムでは重要となる。

4.3 スイッチング素子動作責務 スイッチング素子動作責務としての I_{smax}^* 及び V_{smax}^* の共振特性をそれぞれ図10及び図11に示す。共振点近傍では、図9より I_{orms}^* も大きくなり、その結果電磁推進力が増す。しかし、図10、図11より共振点近傍ではスイッチング素子の動作責務も極めて厳しくなることがわかる。図12はキャパシタンス比 a を変えて同様の共振特性を V_{smax}^* に関して調べたものである。 a の値を大きくすると共振周波数が若干大きくなり V_{smax}^* は逆に小さめとなる。しかし、出力電流も小さくなる傾向が実験において確認されており、最適なキャパシタンス比に関しては今後さらに検討する必要がある。

4.4 ZVS動作領域と特性値分布 電磁推進システムの回路設計では、共振点近傍でしかもZVS動作領域で回路設計することが望ましい。図

図9 I_{orms}^* 共振特性 ($a=1.25, q=20$)

図10 I_{smax}^* 共振特性 ($a=1.25, q=20$)

図11 V_{smax}^* 共振特性 ($a=1.25, q=20$)

図12 V_{smax}^* 共振特性 ($a=2.0, q=20$)

図13は、この観点から μ, λ 無次元化平面上にZVS動作領域とその近辺における I_{orms}^* の分布を明らかにしたものである。図13において実線で囲まれた領域がZVS動作領域を示す。また、点線は、 I_{orms}^* の等しい点を結んだ等 I_{orms}^* 線である。図13においてZVS動作領域内は厳密なZVS動作として、スイッチング動作においては、スイッチ電圧はゼロから立ち上がる。また、ZVS動作領域の近辺は、スイッチング時、極めて小さい電圧から立ち上がる準ZVS動作領域である。従って、回路設計における μ, λ の選定においては、共振特性を考慮してZVSあるいは準ZVS動作領域で選定するのが適切と考えられる。

図14、及び図15は同様に μ, λ 平面上にそれぞれ V_{smax}^* 及び I_{smax}^* の分布を明らかにしたものである。図14及び図15から V_{smax} 及び I_{smax} に関しては、図13の I_{orms} 同様に、 λ すなわち負荷の変動に対して

図13 I_{orms}^* 分布 ($a=1.25, q=20$)

図14 V_{smax}^* 分布 ($a=1.25, q=20$)

はその特性値はそれほど変化せず、 μ すなわち周波数の変化に対して共振的にその特性値が変化することがわかる。

図15 $I_{s,max}$ 分布 ($a=1.25, q=20$)

5. 水槽実験

数値解析に基づくシミュレーション並びに共振諸特性を参考に高周波電磁推進システムの回路設計を行い、電磁推進ユニットの水槽実験を行った。表2に設計仕様を示す。図16は、水槽中に設置した電磁推進ユニットである(実験に使用した海水は新島沖で汲み上げたもので導電率 σ は、室温27℃で4.8 [s/m])。なお、今回の電磁推進ユニットは、直流でも交流でも流せるので、初めに直流電流通電による実験を行った。しかし、炭素電極の状態では、直流を数A流した状態で、水素、塩素ガスの発生が異常に多かったので、すぐ高周波電源に切り換えた。水槽実験を行う前に、高周波励磁電流 I 。[実効値: A] に対するダクト中心部の磁束密度 B [T] を測定した。図17にその励磁特性を示す。図18は3.0 [kHz] 高周波交流に対する海水出口ダクト部流速の特性を示す。流速はナイロン粒子(比重 ≈ 1)を海水中に浮かべ、その移動速度をビデオカメラで測定することにより算出した。電磁推進ユニットのコイルおよび共振回路素子としてのコンデンサの容量の関係上、今回は、電流実効値をあまり大きくできなかったが、高周波電流の増加に伴い、流速も2乗

図16 電磁推進ユニットの水槽実験

図17 励磁特性

曲線状に上昇傾向を示し、水素や塩素ガスの発生は、肉眼で見た範囲では観測されなかった。今回の実験範囲では、出力電流=励磁電流に対する磁束密度が数百ガウスと小さく、今後は、電磁推進ユニットの構造および回路素子の設計を含めて改良し、磁束密度を大きくし流速、推進力の向上を検討したい。

6. あとがき

超電導電磁推進システムにおける電極の電蝕および発生ガス対策として高周波電磁推進システムを提案するとともに、その基礎的諸検討を行った。その結果、今回の水槽実験において、(1)高周波交流による電磁推進の実現性 (2)電極の電蝕および発生ガスは高周波交流の適用により解決できる点を確認した。今後は、もっとパワーアップした、高周波インバータ回路の適用並びに電磁推進ユニットの改良を検討するとともに、流速、推進力の流体力学的評価も追求する必要があると考える。

文 献

- 1) 竹澤, "超電導電磁推進船の開発計画について", 造船学会誌, VOL.709 (昭63-7)
- 2) 島本ほか, "超電導電磁推進船の推進システム", 船用機関学会誌, VOL.27, NO.1 (平4-1)
- 3) K.Yamasaka et al, "Development of Electrodes and Bus Bar for MHD Thruster", "MHDS91 Preprints (1991-10)
- 4) 武田, "超電導テクノロジーABC", 成山堂書店 (平3-6)
- 5) 岩田, 武田, 佐治, "リニアモータ船", システムと制御, VOL.24, NO.12 (1980)
- 6) 坪井他, "無通電電磁推進の基礎研究", 船用機関学会第49回講演会前刷 (平4-5)
- 7) 畑中, 中岡, "1石共振形高周波インバータのソフトスイッチングの検討", 電気学会論文誌, VOL.112-D, No.4 (平4-4)
- 8) 畑中, 中岡, "パルス幅制御方式ハーフブリッジ高周波インバータの特性解析", 電気学会論文誌, VOL.110-D, No2 (平2-2)
- 9) 畑中, "燃料油処理用ハイパワ超音波励振源の一方式について", 船用機関学会誌, VOL.20, No.5 (昭60-5)

図18 流速特性

表2 高周波電源設計仕様

無次元化パラメータ

 $\mu = 0.83$, $\lambda = 0.013$ $a = 1.25$, $b = 5$ $q = 17.1$

回路コンポーネント

 $C_1 = C_2 = 0.4 \mu\text{F}$ $C_3 = 1.6 \mu\text{F}$, $L_s = 102.8 \text{ mH}$ $L_o = 6.01 \text{ mH}$, $R_o = 3.5 \text{ オーム}$

スイッチング周波数 3.03 kHz

入力直流電圧 0~150 V

出力電流 0~12.7 A

スイッチング素子動作責務

 $V_{smax} = 280 \text{ V}$, $I_{smax} = 16 \text{ A}$

SIT: 2SK182, 2個

高速スイッチングダイオード

TOMSON8710 BYT30P800, 2個