超音波ホモジナイザ高周波電源の開発と 水乳化燃料の生成*

木 船 弘 康** 畑 中 義 博**

Development of the High Frequency Power Supply for Ultrasonic Homogenizer and Generation of Emulsified Fuel Oil with Water

By Kifune Hiroyasu, Hatanaka Yoshihiro

A novel zero current switching high frequency inverter as a power supply for the high-intensity ultrasonic homogenizer was developed to realize the high cost performance and stable operation in wide range of load. In this paper the procedure of the circuit design was described on the basis of numerical analysis with respect to the distortion factor of output voltage, power factor and switching stresses. Furthermore, the emulsified fuel oil with water by using high-intensity ultrasonic homogenizer was generated and estimated.

1. まえがき

1997年9月にIMOの海洋汚染防止条約国会議で海洋汚染防止条約（MARPOL73/78）に船舶からの大気汚染防止に関する追加の議定書が採択され、船用ディーゼルエンジンからのNO_x排出に関するテクニカルコードも同時に採択された。そして2000年1月より条約が発効している。NO_xの低減技術の一つとして水乳化燃料の利用があり、水乳化燃料の一部実用化がなされるなかで、本研究では水乳化燃料の生成に強力超音波を利用することを提案している。

強力超音波を発生する超音波ホモジナイザは高周波駆動であるため、スイッチング電源が多く用いられる。一般的にスイッチング電源は高周波駆動に起因するノイズやスイッチング損失発生等の問題を抱えており、特に近年における電子機器の広範な利用から、装置外部にノイズを発生させないという観点、EMI (Electro Magnetic Interference) の抑制が電源機器に

も求められている。これに対して筆者の一人は既にソフトスイッチング技術を用いた高周波電源回路を提案しており、その有効性を確認している⁽¹⁾⁽²⁾。本研究ではスイッチング素子減少によるローコスト化及び電力変換効率の向上、さらには超音波ホモジナイザの安定動作を目的に新たに二石型ZCS (Zero Current Switching) 高周波インバータを開発した。

水乳化燃料の生成においては、長谷川が指摘しているように⁽³⁾、乳化燃料の生成に当たって、コストの削減という観点から乳化剤の添加量をできるだけ少なくすべきである。強力超音波により生成した水乳化燃料では微粒化された水粒子が燃料油中に均一に分散し、安定性を持つ傾向がある。この性質を利用して本研究では開発した高周波電源の駆動により、乳化剤を用いずに安定な乳化燃料を得るための実験を行い、その特性を評価検討している。

2. 高周波インバータ

本章では超音波ホモジナイザ高周波電源としての高周波インバータ回路の開発経緯と今回提案する新

* 原稿受付 平成13年1月31日

** 正会員 東京商船大学（江東区越中島2-1-6）

しい回路の特徴とその回路設計について述べる。

2. 1 超音波ホモジナイザ用電源回路 高周波スイッチング動作に起因するサージ電圧やサージ電流の発生、およびこれらによるノイズの発生やスイッチング損失の増大など、高周波インバータにはいくつかの共通した問題がある。特に超音波ホモジナイザの電歪型ボルト締めランジュバン振動子は回路の先鋭度が極めて高いため、わずかな周波数の動き、振動面への圧力の変化などによって等価回路定数が大きく変化する。こうした負荷に対応すべく、これまで数種の高周波インバータ^{(2), (4)~(8)}を開発してきた。また従来、超音波ホモジナイザを高出力化するために電力半導体（スイッチ）の素子数を増やし、スイッチ一つあたりの出力電力を小さくする等してスイッチにかかる負担の低減を行ったが、結果的にインバータ回路が大型化し、コスト増にもなった⁽¹⁾⁽⁶⁾。また高出力化に伴って高い出力電圧が要求されるため、インバータ回路の出力端子にトランスを設けたが、インバータの出力電圧中に直流成分⁽⁸⁾が含まれこれによりトランスが直流偏磁するといった問題も浮上してきた。そこで高い電力供給を実現しながらトランスの直流偏磁問題を解決し、かつインバータの高周波駆動に起因する問題を改善する新たなインバータ回路の開発が必要となった。本稿で提案する超音波ホモジナイザ用高周波電源は図1に示す新2石型SEPP（Single Ended Push Pull）・ZCS高周波インバータ回路である。このインバータ回路では電源装置の高周波化に伴う諸問題を解決するソフトスイッチング技術の一手法としてのZCS動作を採用している。

本回路ではこのZCS動作を実現するために、リ

アクトル（ $L1, L2$ ）を接続することでスイッチやダイオードに流れる電流に連続性を持たせている。理論上、リアクトルはエネルギーを消費しないが、実回路上においては銅損が発生するためインバータの電力変換効率が低下してしまう。そこでリアクトルでの銅損発生を極力抑えるために、 $L1, L2$ を主スイッチに逆並列接続されるダイオードに対し直列に接続している点が本回路の大きな特徴となっている。なお、超音波ホモジナイザの機械的共振周波数が約19[kHz]であることから、この周波数帯に適する電力半導体スイッチング素子としてIGBT（Insulated Gate Bipolar Transistor: 2MBI50N-060, 富士電機製）を主スイッチとして用いた。また、SEPP型となったことでIGBTやダイオード等の素子点数が減り、より小型化が可能となった。一方このことで出力電圧中に直流成分が発生し、出力トランスの直流偏磁が発生するという問題が生じたため、キャパシタンス Cs を $L3$ に対し直列に接続した。これにより交流成分のみを出力トランスに供給することが可能となった。

2. 2 負荷等価回路 図2は超音波振動子系の負荷等価回路を示している。(a)の Cd は制動容量、 Rm は負荷抵抗、 Lm と Cm はリアクタンス成分である。超音波振動子系が完全に共振状態の時 Lm と Cm は相殺されるため、負荷等価回路は Rm と Cd の単純な並列回路として表すことができ、回路解析する上でも素子数が減るため計算が容易である。しかし、電源回路を設計する上で超音波振動子が共振状態をわずかにはずれた状態または完全にはずれた状態も把握しておくことが重要である。そこで計算を簡易化した上で超音波振動子の状態を広い範囲で計算するため、図2(a)の合成アドミタ

図1 2石型SEPP ZCS高周波インバータ

図2 超音波振動子系の等価回路

ンスベクトルの式を実数部 $\text{Re}[Y]$ と虚数部 $\text{Im}[Y]$ に分け(式1), 実数部を見かけの負荷抵抗 R_m' , 虚数部を見かけの制動容量 C_d' として定義する(図2(b), 式2). 実験値から算出される値はこの R_m' と C_d' であり, デジタルパワーメータの指示値 $V_{cp}[V]$, $I_{n1}[A]$, $P_o[W]$ をもとにして計算する(式3).

2.3 インバータ回路の特性解析 インバータでは回路を構成する要素(回路素子)の大きさにより回路自体の性質が変わり, それらの値の大きさによりZCS動作の可否も決まる. したがって回路素子の値を決める場合, その大きさによる特性の変化を把握しておくことが重要となる. そこで, インバータ回路の設計を行う前段階として回路諸特性の数値解析を行った. 回路解析にはいくつかの手法があるが, 本研究では無次元化パラメータを用いた回路の状態方程式^(付録)を導き, これを4次ルンゲクッタ法で数値計算した. 具体的にはインバータ回路中の各回路素子の大きさの比(例:リアクトルの比 L_1/L_3 等)や回路中の各部電圧と電源電圧との比(例: C_p の無次元化電圧 $V_{cp}^* = V_{cp}/E_d$)を無次元化パラメータとしてとり, 回路素子の大小関係においてZCS動作の可否を調べた. 無次元化パラメータの詳細は表1に示す通りである. 本研究で用いた超音波ホモジナイザの出力が最大となる共振周波数は19[kHz]付近であり, 出力電力を700~800[W]程度としたとき超音波ホモジナイザの等価回路定数は, $R_m' = 390 \sim 450[\Omega]$, $C_d' = 0.025 \sim 0.035[\mu F]$ の範囲にある. 筆者らの実回路設計上の経験から, 回路構成要素であるキャパシタンス(C_s , C_p)の大きさが回路動作に与える影響は大

図3 出力電圧の歪み率

$$Y = \frac{R_m}{K} + j \frac{\omega C_d \cdot K - \omega L_s + \frac{1}{\omega C_s}}{K} \quad \dots (1)$$

ただし $K = R_m^2 + (\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s})^2$

$\omega = 2\pi f_0$

$$R_m' = \frac{1}{\text{Re}[Y]} [\Omega] \quad C_d' = \frac{\text{Im}[Y]}{\omega} [F] \quad \dots (2)$$

$$R_m' = \frac{1}{Y \cos \theta} [\Omega] \quad C_d' = \frac{Y \sin \theta}{\omega} [F] \quad \dots (3)$$

ただし $Y = \frac{I_{n1} \times n^2}{V_{cp}} [mS]$ $\theta = \cos^{-1} \left(\frac{P_o}{V_{cp} \times I_{n1}} \right)$

n は出力トランスの一時側と二次側の巻数比

$$DF = \frac{\text{高調波実効値}}{\text{基本波実効値}} = \frac{\sqrt{V_{cp2rms}^2 + V_{cp3rms}^2 + \dots + V_{cp9rms}^2}}{V_{cp1rms}} \quad \dots (4)$$

ただし $V_{cpkrms} = \sqrt{\frac{a_k^2 + b_k^2}{2}} \quad (k=1, 2, 3, \dots, 9)$

$$a_k = \int_0^1 V_{cp}^*(z) \cdot \cos(2\pi n z) \quad b_k = \int_0^1 V_{cp}^*(z) \cdot \sin(2\pi n z)$$

きい. そこで, 各キャパシタンス (C_d' , C_p , C_s)を C_s により無次元化し, キャパシタンス比として $\alpha = C_p/C_s$, $\beta = C_d/C_s$ を定義し, これを一定間隔で変えたときにインバータ回路がZCS動作できるかどうかを数値解析により調べた.

2.4 ZCS動作領域と諸特性 図3, 4, 6, 7は C_p/C_s と C_d/C_s の値をそれぞれx軸とy軸にとった平面内にインバータ回路のZCS動作の可否を表したものであり, 計算条件として抵抗比 R/Z を一定としている. ハッチングした領域はインバータ回路のZCS動作が可能となるZCS動作領域を表し

図4 力率

図5 リアクトル比の影響

ており、ハッチングしていない部分は非ZCS動作領域を表している。したがってこのZCS動作領域内のいずれかの点で回路設計を行う場合、インバータ回路のZCS動作が実現される。

図3においてZCS動作領域内で等高線により表されているのは出力トランスを理想トランスとして考えた場合のインバータ部出力電圧 V_{cp} の波形の歪み率である。歪み率（DF:distortion factor）の計算は各解析条件において基本波から第9高調波までの実効値を算出し、式4によりその大きさを求めた。またこれ以上の高次の高調波成分の計算を行う場合、計算精度の高度化が要求され、結果的に計算量が膨大となる。しかし実際はこうした高次の高調波が含まれる割合ははわずかであり、歪み率の計算に大きな誤差を与えるものではないため、解析範囲を第9高調波までとした。超音波振動子はその機械共振の先鋭度がきわめて高いため、共振周波数付近での動作は狭帯域の機械フィルタとして見なされる⁽⁹⁾。このためインバータが出力する電

表1 無次元化パラメータ

[無次元化基準量]		
電圧 $E=Ed$	電流 $I=E/Z$	電力 $P=EI$
インピーダンス $Z=\sqrt{L/C}$	時間 $T=1/fo$	
$L=L3$	$C=Cs$	$R=n^2Rmo$ fo :出力周波数
[無次元化パラメータ]		
周波数 $\mu=2\pi fo \sqrt{LC}$	抵抗 $\lambda=R/Z$	
キャパシタンス比 $\alpha=Cp/C$	$\beta=Cd'/C$	
リアクトル比 $\gamma=L1/L=L2/L$		
出力トランスの巻き数比 $n=N1/N2$		
[無次元化諸値]		
電圧 $v^*(z)=v(t)/E$	電流 $i^*(z)=i(t)/I$	
電力 $Po^*=Po/P$	時間 $z=t/T=fo \cdot t$	

圧のうち、振動子に供給されるのは基本波成分のみであり、高調波成分のエネルギーは利用されない。このことから効率よく電気エネルギーを振動子に供給するためには、インバータが出力する電圧波形の歪みを小さくすることが望ましい。したがって図3より Cd/Cs の値が高い領域で回路設計することは避けるべきであることがわかる。

図4は負荷を含めたインバータ回路の直流電源側から見た力率をZCS動作領域内に表している。力率が高いほど有効電力が増え、実回路上では効率向上にもつながる。これを考慮すると図より $Cp/Cs \leq 0.3$, $Cd/Cs \leq 0.02$ となる点で回路設計をする方がよい。

リアクトル比の値は $L1/L3=0$ 、(ただし $L1=L2$)でない限り、理論上(数値解析上)インバータ回路のZCS動作の可否に影響を与えるものではない。しかし、島尻らの報告⁽¹⁰⁾にあるように、リアクトル比の値が大きくなるほどスイッチのON電流上昇率が小さくなることがわかっており、実回路上では安定したZCS動作が可能となる。また、図5に示すようにリアクトル比が大きいほど、インバータ部のインピーダンスが大きくなり、負荷からインバータ部を通して直流電源側へ回生される電力が小さくなる。結果、皮相電力に占める有効電力の割合が増えるため、わずかに力率が向上する傾向にある。したがって $L1/L3$ の値を大きく、つまり $L1$, $L2$ を大きくする方が良いことになるが、回路素子の大型化や、スイッチに加わる電圧のピーク値が高くなるといった問題もある。こうしたトレードオフ

図6 スイッチ電流最大値

図7 スイッチ電流最大値

の関係性を考慮に入れた上でリアクトル比の値を決めることが重要であり、ここではスイッチング素子のZCSターンオンを実現できる程度の値とし、回路の小型化を意識して $L1/L3=L2/L3=0.2$ とした。

2.5 スwitchング素子ストレスの軽減 図6と図7で等高線によって描かれているパラメータは電力を $P_o=750$ [W]出力させる場合にスイッチに加わる電圧の最大値および電流の最大値 (V_{smax} , I_{smax}) を示している。大きい定格のスイッチング素子を利用すれば回路設計は容易になるが、コスト増となるため、スイッチに流れる電流や電圧を小さくして、小容量スイッチの利用を可能にすることが望ましい。そこで電圧最大値および電流最大値をスイッチに加わるストレスとしてとらえ、これをできるだけ抑制するよう回路設計を行うことも重要である。図6から C_p/C_s が0.3以下、図7から C_d/C_s が0.015以下であるときにそれぞれのスイッチングストレスを軽減できることがわかる。以

図8 ZCS動作領域

項目	単位	値
密度 @15℃	g/cm ³	0.8655
セタン指数 (新JIS式)		46.2
引火点 (PM式)	℃	74.9
動粘度 @50℃	mm ² /s [cSt]	2.77
残留炭素分(10%残油)	質量%	0.52
灰分	質量%	0.005(-)
総発熱量	cal/g	10780
真発熱量	cal/g	10120
硫黄分	質量%	0.61
窒素分	質量%	0.019
水分	質量%	0.05(-)

表2 A重油成分表

上の考察からインバータ回路の設計点を $C_p/C_s=0.225$, $C_d/C_s=0.011$ 付近にとることとした。

2.6 共振点近傍でのインバータ ZCS動作領域内に回路の設計点を取ることで定常運転時にはインバータ回路のZCS動作が可能になり、効率よくかつ安全に運転することができる。超音波振動子系には固有の機械的共振周波数 f_r があり、これとインバータの出力周波数 f_o が完全に一致したときのみ超音波ホモジナイザの「共振状態」を得られ、このとき超音波ホモジナイザの出力が最大値となる。しかし f_r と f_o に数[Hz]でも差が生じた場合、振動子系の等価回路定数は大きく変化し、超音波ホモジナイザの「共振状態」をはずれて高出力を得にくくなる。またこれに伴う等価回路定数 (R_m' , C_d') の急激で大きな変化によりインバータ回路のZCS動作が困難になる恐れさえある。このことから何らかの原因で超音波ホモジナイザの振動子が「共振状態」からはずれても、またそう

図9 実験装置概略

なりつつある過渡状態においてもインバータ回路のZCS動作が保証されなければならない。超音波ホモジナイザの振動子が「共振状態」からはずれるとき、 Cd' の変動範囲はおおよそ数[nF]～50[nF]の範囲であり、 Rm' のそれは200[Ω]～数[kΩ]である。そこでこれら全ての範囲でZCS動作が保証されるかどうかを数値解析により検証した。図8は Cd' と負荷 Rm' の大きさの変化をそれぞれ縦軸横軸にとったときのZCS動作領域を示している。図中の点は超音波ホモジナイザの共振動作ができ、インバータの安定運転が可能となる設計点である。図からも明らかなように、等価回路定数の変動範囲よりも広い範囲でインバータ回路のZCS動作が可能であることが分かる。このことから2.5で選択した回路パラメータの値をインバータ回路に採用したとき、超音波ホモジナイザが「共振状態」からはずれてもインバータの安定運転が実現できることがわかる。

3. 実験装置

3.1 実験装置概要 乳化燃料を用いた各種研究の多くは^{例え(11)(12)} 乳化処理装置を燃料油タンクとディーゼルエンジンとの間に敷設している。本実験装置もこれに準じた形で、燃料油系統内に

図10 乳化室入り口詳細

超音波ホモジナイザを設置し、インラインで燃料油と水の連続分散乳化処理が可能である。その概略を図9に示す。燃料タンクおよび水タンクのヘッドは一定に保っている。流量の調節および燃料油への水添加量の調整は超音波ホモジナイザ入口のバルブで行った。

3.2 超音波ホモジナイザ 実験で用いた超音波ホモジナイザ(USH-1200Z20S, 超音波工業(株)製)は以前に報告(2)した通りであるが、乳化室に燃料油と水が同時に連続的に流れ込むよう、燃料油系統と清水系統を二重管構造としている(図10)。これにより従来、超音波ホモジナイザによる処理の前に水と燃料油の予備攪拌を必要としていたが、そうした前処理が不要になった。

3.3 供試燃料油 供試燃料油には表2に示す市販のA重油を用いた。また、A重油の温度および水の温度は室温(15～20℃)とし、乳化後も室温にて保存し、その分離状況を観察した。

4. 実験

2章で述べたZCS高周波インバータを用いてA重油と水の乳化燃料を生成する実験を行った。

4.1 評価法 実験の条件として、超音波ホモジナイザの乳化室に流入するA重油の流量を300[ml/min]、出力電力を750[W]にそれぞれ一定

図11 水乳化燃料の分離（乳化剤無し）

とし、添加する水の量を10% (30[ml/min]), 30%, 50%と変化させた。また、乳化剤をA重油に対して0.2%添加しての実験も行った。O/W乳化燃料とW/O乳化燃料との違いは電気導通試験により行った。また、O/W乳化燃料と水との区別については判断が難しいが、油膜で覆われた乳白色の水泡の中の濁りが透明になりだす時点でO/W乳化燃料ではなく水であると判断した。

4. 2 乳化実験結果 図11(a)～(c)は乳化燃料の静的安定性について調査するため、乳化処理直後から48時間後までの乳化燃料の時間変化を図式化したものである。乳化処理後、しばらくすると上部に透明感のある油膜ができ、その下に重油成分を多く含んだ茶色のW/O乳化燃料、さらにその下に水分を多く含んだクリーム色のW/O乳化燃料が形成され、一番下に表面を薄い油膜で覆われた水泡（乳白色）が沈殿した（図12）。A重油に含

図12 水乳化燃料の分離状況

表3 乳化剤の性状

項目	N-80	N-3-80
組成	ソルビタンステアレート	ソルビタントリオレート
外観(20℃)	液状	液状
水分(%)以下	1.0	1.0
比重	0.980～1.000	0.940～0.960
HLB値	6.4	3.4

まれる成分の一部が水に溶け込むため、分離したA重油の色は乳化前と比較して若干薄くなるのが観察された。中山らの報告⁽¹³⁾では水とA重油が分離した際に「藻状のもの（外表面を薄い油膜で覆われた水泡）」が認められたとあるが、超音波ホモジナイザを用いた本実験においては乳化処理168時間後の観察においてもそのようなものは確認されなかった。しかし、水添加率が10%の場合、泥状の（やや黄色味を帯びた）W/O乳化燃料が形成されるのが観察された。これは径が0.1～0.5[mm]ほどの細かい水の粒子がA重油中に均一に分散している状態で、外観は細かな砂粒状である。また、168時間後の観察でも粒子同士が結合したり潰れたりすることなくW/O型を保っていた。しかし、これを手のひらに取ってすりつぶすと乳白色のO/W型になるのが観察された。この泥状のW/O乳化燃料は比較的粘度が高いため、中山らが「藻状のもの」について指摘しているのと同様にフィルタや燃料噴射ノズルなどの目詰まりをおこす恐れがあるた

図13 各部動作波形

め、注意する必要がある。

4. 3 添加剤を用いた乳化実験 乳化燃料の安定性向上のため、乳化剤(表3)を利用した実験についても行った。乳化剤はHLB価が3.4と6.4のもの(N-80、N-3-80、日本乳化剤株式会社製)を2:1の割合で混ぜ合わせ、これをA重油に対し0.3Vol%溶かし込んだ上で乳化処理した。乳化剤を添加しない場合と比べ、明らかに水エマルジョン燃料の安定性が増しているのが確認された。表4にも示すとおり、水分比が高いものほど水の分離が速かったが、これは水添加率が増加することにより相対的に乳化剤の添加率が下がったことと、超音波ホモジナイザでの単位流量あたりの処理出力が下がったことに起因すると考えられる。

4. 4 乳化実験考察 強力超音波振動を用いることにより乳化剤無しで安定な水乳化燃料を得るための実験は、結果として水添加率にかかわらず数分で分離してしまうことがわかった。また分離の仕方は、A重油成分の多いW/Oと水分が多いW/Oに分離した後、水添加率の多いものでは水分比に応じた量の白濁したO/Wが沈殿した。乳化剤を添加した場合には、添加量が微量でありながら安定した乳化燃料を生成することができた。しか

		乳化処理後の経過時間			
添加率		5分後	10分後	30分後	1時間後
乳化剤無し	10%	○	×	×	×
	20%	×	×	×	×
	30%	×	×	×	×
	40%	×	×	×	×
	50%	×	×	×	×
乳化剤有り	10%	○	○	○	○
	20%	○	○	○	○
	30%	○	○	○	×
	40%	○	○	×	×
	50%	○	○	×	×

○ は実用上問題なし × は実用上問題有り

表4 乳化処理後の状態

し水添加率が多い場合は、30分程度でわずかに水の析出が見られるなど、分離が早い場合乳化処理から燃焼まで時間のかかるシステムでは注意を要する。いずれにしても乳化処理後短時間のうちに燃焼できる場合、強力超音波による乳化処理を行うことで乳化剤の添加率を少なくできると考えられる。

4. 5 高周波電源各部動作波形 実験に用いた新2石型SEPP・ZCS高周波インバータ回路の理論波形を図13に示す。(a)は実験時の各部動作波形を、(b)は数値解析による無次元化された各部動作波形をそれぞれ表している。スイッチ電流およびダイオード電流の合成波形 i_1 はターンオン時には電流値がゼロから始まっており、ダイオードターンオフ時に電流値がある傾きを持ってゼロになるため、ZCSターンオンとZCSターンオフを同時に実現している。また、ダイオードのリカバリー電流の発生やサージ電圧の発生なども抑制されている。出力電圧波形 V_{cp} の歪みはある程度除去できており、FFT解析の結果、 V_{cp} の歪み率は約0.077であった。回路設計は700～800[W]程度出力することを目処に行っているが、等価回路定数が変化してより厳しい運転条件となる1000[W]出力の場合においても、問題なく動作することができた。

5. あとがき

超音波ホモジナイザ用の高周波インバータの開発とその回路設計を行った。SEPP型回路としたことで、回路の簡素化、ローコスト化を可能にした。高周波インバータのZCS動作を実現すると同時に、

高効率動作を得るための回路パラメータの最適化が重要課題であるが、本研究では出力電力の歪み率の低減とスイッチング素子ストレスの軽減に着目することで、回路パラメータの選択を容易にすることができた。また広い負荷の変動範囲を考慮に入れた回路設計によりインバータ回路の安定したソフトスイッチング動作を実現可能とした。この高周波インバータを電源として用いた超音波ホモジナイザの強力超音波振動により、乳化剤無しで、または極微量の乳化剤で水乳化燃料を生成する実験を行った。強力超音波による乳化処理方式は通常の機械的乳化処理に比べ水粒子が細かく均一に分散乳化するとされているが⁽³⁾、結果的には燃料油が水と比重差の少ないA重油である場合、乳化剤無しでは水乳化燃料を安定な状態に保つことが困難であった。したがって水乳化燃料の安定化には乳化剤が必要であると考えられる。しかし山本らの報告⁽¹¹⁾の中にもあるように、燃料噴射ポンプからの漏油の処理について考慮に入れると、乳化剤を添加していない方が油水分離器等で燃料油と水を分離しやすくなり、後処理作業が繁雑にならなくなるという可能性も出てくる。これらのこ

とから乳化剤を用いずに水乳化燃料を生成する場合、乳化処理後ごく短時間の内に水乳化燃料が燃料噴射ポンプに到達できるように超音波ホモジナイザ等の乳化処理装置の設置場所を工夫する必要がある。

文 献

- (1) 畑中ほか2名, 舶機誌, Vol.29, No.11 (1994), 788-797
- (2) 畑中・山神, 舶機誌, Vol.27, No.8 (1993), 598
- (3) “乳化燃料による排気浄化に関する調査研究委員会報告書”, 日本舶用機関学会, (平成9年), 22-33及び20-21
- (4) 畑中ほか2名, 舶機誌51回前刷, (平5-5)
- (5) 孫・畑中, 舶機誌53回前刷, (平6-5), 120-123
- (6) 木船ほか2名, 舶機誌60回前刷, (平10-5), 123-128
- (7) 木船ほか4名, 電気学会講演論文集[4], 1412
- (8) 趙ほか2名, 舶機誌64回前刷, (平11-5), 101-104
- (9) (社)日本電子機械工業会編, 超音波工学
- (10) S.Shimaji, Y.Hatanaka, Proc of ICPE' 98, (1998)
- (11) 山本・神田, 舶機誌, Vol.35, No.1 (2000), 38-45
- (12) 薛・長谷川, 舶機誌, Vol.35, No.4 (2000), 274-279
- (13) 中山ほか2名, 舶機誌, Vol.32, No.3 (1997), 243-251

付 録

S1 単流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} (1 - vcs^* - vcp^*)$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} (1 - vcs^* - vcp^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} (i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda}) \quad \text{---付1}$$

D1 単流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{1}{\gamma + 1} (1 - vcs^* - vcp^*)$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{1}{\gamma + 1} (1 - vcs^* - vcp^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} (i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda}) \quad \text{---付2}$$

Dp1・S2 重流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \gamma$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} (\frac{1}{\gamma} + vcp^* + vcs^*)$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = -\frac{2\pi}{\mu} (vcp^* + vcs^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} (i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda}) \quad \text{---付3}$$

Dp2 単流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{1}{\gamma - 1} (vcs^* + vcp^*)$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = -\frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{1}{\gamma - 1} (vcs^* + vcp^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} (i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda}) \quad \text{---付5}$$

S2単流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} (vcs^* + vcp^*)$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = -\frac{2\pi}{\mu} (vcs^* + vcp^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} \left(i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda} \right) \quad \text{---付 4}$$

OFFモード

$$\frac{di_1^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = 0$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = 0$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = 0$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = -\frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} \cdot \frac{vcp^*}{\lambda} \quad \text{---付 7}$$

Dp2・S1重流モード

$$\frac{di_1^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \left(\frac{1}{\gamma} + 1 - vcs^* - vcp^* \right)$$

$$\frac{di_2^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu \gamma}$$

$$\frac{di_3^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} (1 - vcs^* - vcp^*)$$

$$\frac{dvcs^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} i_3^*$$

$$\frac{dvcp^*}{dz} = \frac{2\pi}{\mu} \cdot \frac{n^2}{n^2\alpha + \beta} \left(i_3^* - \frac{vcp^*}{\lambda} \right) \quad \text{---付 6}$$