大幅なNO_x低減を実現した超音波 ホモジナイザの高周波電源について*

畑 中 義 博** 山 神 正 文***
岡 田 博****

High Frequency Power Supply for Ultrasonic Homogenizer Enabling Great Reduction of NO_x

By Yoshihiro Hatanaka, Masafumi Yamagami, Hiroshi Okada

A high frequency power supply for an ultrasonic homogenizer enabling great reduction of NO_x is developed. The zero current switching operation region which is necessary for circuit design from the point of view of the soft switching is numerically analyzed in associated with normalized frequency and load. The distributions of the peak voltage and current of the switches are elucidated in the normalized zero current switching operation region. On the basis of the numerical analysis, the high power high frequency power supply is designed and water-in-A heavy oil emulsion is made by driving the ultrasonic homogenizer. From the experimental results, a remarkable reduction of NO_x is realized on the combustion of the emulsion in the diesel engine.

1. ま え が き

近年、船用ディーゼルエンジンから排出されるNO_xの低減対策が種々検討されている。その中で、水・乳化燃料油（エマルジョン燃料）は、低NO_x対策として非常に有効であり、水添加率40%A重油エマルジョン燃料のディーゼルエンジンにおける燃焼において、52%NO_x低減の報告¹⁾もある。

従来、水・エマルジョン燃料の燃焼におけるその生成方法は、機械式の静止形管内混合装置による実験報告^{1)~3)}が主で、電気式超音波ホモジナイザによる燃焼実験の報告がほとんどなかった。これは、エマルジョン燃料を連続生成する電気式超音波ホモジナイザシステムが確立されておらず、操作方法や

処理流量に適合したハイパワ高周波電源の安定性等に関して試行錯誤の段階であるためと考えられる。

超音波ホモジナイザによって生成されたエマルジョン燃料の油中水滴は、1~2ミクロンに均一に微粒化され安定性に大きく寄与するとともに、ミクロ爆発による燃焼特性の改善が期待される。

超音波ホモジナイザ電源としての高周波インバータの適用においては、高周波駆動に起因するスパイク電圧やスイッチングロスをいかに低減するかが重要な課題であり、その対策を考慮した特性解析に基づく回路設計が必要となる。

筆者らは、すでに、1石共振形ZCS動作高周波インバータを提案⁴⁾し、ソフトスイッチングの有効性を確認している。1石共振形の出力300[W]におけるA重油エマルジョン燃料の処理流量は、容積比水10%エマルジョンの場合で30~60[l/h]が限界であり、40%A重油エマルジョン燃料のディーゼル機関における燃焼実験用には、水分%および処理流量増大に伴う高出力化が要求される。

*原稿受付 平成6年3月17日

平成5年春季学術講演(平成5年5月26日)

**正会員 東京商船大学(江東区越中島2-1-6)

***正会員 鹿児島水産高等学校(枕崎市別府3500)

****正会員 東京商船大学(江東区越中島2-1-6)

図1 超音波ホモジナイザの構成

出力と処理流量の関係は、乳化室下部と振動子系ホーン先端とのクリアランス幅、乳化室への燃料押し込み圧力、水分分、粘度、添加剤の有無さらには再循環するかどうか等が関係しており一概には決められない。また、40%A重油エマルジョン燃料を電気式超音波ホモジナイザで生成した報告例も筆者の調べた範囲では見当たらない。

本論文では、この様な観点から中速ディーゼルエンジンの燃焼実験を目途に、出力1200[W]、共振周波数19[kHz]の超音波ホモジナイザ電源として、ソフトスイッチングの特性解析に基づくハーフブリッジ形高周波インバータを開発している。

また、試作高周波電源の駆動による水・A重油エマルジョン燃料の生成およびディーゼルエンジンにおける燃焼実験より、80%NO_x低減という顕著な効果が得られたので報告する。

2. 超音波ホモジナイザシステム

2.1 超音波ホモジナイザ 図1に、超音波ホモジナイザの構成を示す。超音波振動子は、電歪形ボルト締めランジュバン振動子(共振周波数19kHz, 1200W)を用いている。あらかじめ予備攪拌されたA重油と水は、乳化室下部よりホーン先端2[mm]の隙間に入り、強力超音波のキャビテーション作用により、分散乳化されW/O(油中水滴型)エマルジョン燃料として、乳化室上部より送り出される。

図2 ハーフブリッジ形高周波インバータ

2.2 ハーフブリッジ形高周波インバータ

2.2.1 主回路構成 超音波ホモジナイザ電源としての高周波インバータにおいては、高周波化により、回路素子の小型、軽量化及び高効率化が促進された反面、高周波化に伴いスパイク電圧やスイッチングロスの問題がクローズアップされている。その対策として、回路の共振を利用した電流や電圧の零クロス点でスイッチングする零電流スイッチング(ZCS)や零電圧スイッチング(ZVS)が種々検討^{5, 6)}されている。

一般に、ZCS動作の回路は、電流源駆動電流形として低入力電圧・大電流による電流共振現象を利用するために、定格出力に対してスイッチング素子の電流ピーク値が過大になりやすい。一方、ZVS動作の回路は、電圧源駆動電圧形として高入力電圧・小電流による電圧共振現象により、電圧のピーク値が過大になりやすい。それぞれ一長一短があるが、今回は、過大電圧によるスイッチング素子の破壊防止の観点から電流源駆動電流形ZCS動作としてのハーフブリッジ形高周波インバータを考え、主スイッチS1, S2には1石当りの電力容量並びに電流耐量が大きくスイッチング速度の速い静電誘導トランジスタSIT(2SK182: 耐圧600V, 電流耐量60A)を適用している。図2にZCS動作ハーフブリッジ形高周波インバータの主回路構成を示す。Ldは、電流源を構成するための直流リアクトルを示す。配線における漂遊インダクタンス成分によるスパイク電圧を極力抑制するために、図2のa-c, c-b間は銅板配線とした。Rmo, Cdは電わい形ボルト締めランジュバン振動子の共振点における負荷等価

表 1 無次元化パラメータ

図 3 負荷アドミタンスループ

回路⁷⁾を示す。

2.2.2 負荷等価回路 超音波振動子系の負荷等価回路定数は、図 3 に示す周波数の変化に対するアドミタンスループの共振点 f_r におけるコンダクタンス G_r 、サセプタンス B_r から下式により求められる。

$$Y_r = G_r + jB_r \quad \dots\dots\dots(1)$$

Y_r : 負荷アドミタンス

G_r : 負荷コンダクタンス

B_r : 負荷サセプタンス

$$R_{mo} = 1/G_r \quad \dots\dots\dots(2)$$

$$C_d = B_r / 2\pi f_r \quad \dots\dots\dots(3)$$

図 3 の共振周波数 18910 [Hz] における負荷等価回路定数は、 $R_{mo}=238 [\Omega]$ 、 $C_d=0.013 [\mu F]$ となる。

2.3 スイッチングモードと回路動作 回路のスイッチング動作は、スイッチ S 1、D 1、D 2、D 2 のオン、オフから下記のようなスイッチングモードに大別される。

モード(a) S 1 または D 1 単流モード

モード(b) S 2 または D 2 単流モード

モード(c) D 1・S 2 重流モード

モード(d) D 2・S 1 重流モード

モード(e) 全てのスイッチオフの休止モード

無次元化基準量

電圧 $E = E_d$ 、電流 $I = E / 2\sqrt{(L/C)}$

インピーダンス $Z = 2\sqrt{(L/C)}$ 、 $L = L_s$

$$a = b/(b-1), \quad b = b_1/n^2 + b_2, \quad p = L_d/L$$

$$a = C_1/C = C_2/C, \quad b_1 = C_d/C$$

$$b_2 = C_p/C, \quad C_o = C_d/n^2,$$

$$n = N_1/N_2, \quad R_o = n^2 R_{mo}$$

無次元化パラメータ

周波数 $\mu = 2\pi f_o\sqrt{(LC)}$

抵抗 $\lambda = R_o/2\sqrt{(L/C)}$

時間 $z = f_o \cdot t$

電圧 $V(z) = V(t)/E$

電流 $I(z) = I(t)/I$

電力 $P_o = P_o/EI$

リップル率 $Rip = (I_{dmax} - I_{dmin})/I_d^*$

I_{dmax} : 入力電流最大値

I_{dmin} : 入力電流最小値

I_d^* : 入力電流平均値

図 4 に各スイッチングモードを示す。

3. 数値解析

回路の数値解析には、解析解の汎用性と設計における利便性を考慮して、表 1 に示す無次元化パラメータ^{4, 5)}を用いた。図 4 に示す各スイッチングモードにおける状態方程式はそれぞれ下記のように表される。

状態変数

$$X[z] = [i_d \cdot i_3 \cdot V_{c1} \cdot V_{c2} \cdot V_{cp}]^T$$

モード a $dx/dz = A_1 X + B \quad \dots\dots\dots(4)$

モード b $dx/dz = A_2 X + B \quad \dots\dots\dots(5)$

モード c・モード d 共通
 $dx/dz = A_3 X + B \quad \dots\dots\dots(6)$

モード e $dx/dz = A_4 X + B \quad \dots\dots\dots(7)$

図4 スイッチングモード

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{P\mu} & -\frac{4\pi}{P\mu} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu} & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{a\mu} & -\frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n^2\pi}{\mu(b_1+n^2b_2)} & 0 & 0 & \frac{-n^2\pi}{\mu\lambda(b_1+n^2b_2)} \end{pmatrix}$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{P\mu} & -\frac{4\pi}{P\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu} \\ \frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{a\mu} & \frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n^2\pi}{\mu(b_1+n^2b_2)} & 0 & 0 & \frac{-n^2\pi}{\mu\lambda(b_1+n^2b_2)} \end{pmatrix}$$

$$A_3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{4\pi}{\mu} & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} \\ 0 & -\frac{\pi}{2a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{2a\mu} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{n^2\pi}{\mu(b_1+n^2b_2)} & 0 & 0 & \frac{-n^2\pi}{\mu\lambda(b_1+n^2b_2)} \end{pmatrix}$$

$$A_4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -\frac{4\pi}{P\mu} & -\frac{4\pi}{P\mu} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{a\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-n^2\pi}{\mu\lambda(b_1+n^2b_2)} \end{pmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{P\mu} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

各モードの状態方程式は、始動時、電源スイッチオンのモードaから定常状態に至るまで、4次ルンゲクッタ数値解析法により各刻み幅毎に計算し、モード遷移の判定はスイッチS₁、S₂の電圧の正負およびスイッチ電流*i*₁^{*}、*i*₂^{*}の正負により自動判定した。始動初期値は全て零とし、定常状態の判定は、コンデンサC₁の電圧*V*_{C1}^{*}の各サイクル毎の絶対値の変動幅が0.1%以内をもって定常状態とし、必要諸特性量並びに各部動作波形をプリントアウトさせた。

4. 特性評価

4.1 ZCS動作諸特性 高周波インバータの動作においては、スパイク電圧やスイッチングロスを極力抑制するためにソフトスイッチングとしてのZCSあるいはZVS動作が望ましい。ここでは、高周波インバータとして、SITの耐圧において有利な電流源駆動ZCS動作ハーフブリッジ形高周波インバータに関して、そのZCS動作領域を、無次元化負荷抵抗λおよび無次元化周波数μとの関連において明らかにする。

ZCS動作領域は、μ-λ無次元化平面を細かいメッシュに分割して、各(μ, λ)の点における数値計算による定常状態の動作波形より求める。その場合、パラメータとしてp, a, b (b₁, b₂), n (表1参照)を決める必要がある。

4.1.1 リアクトル比pの影響 電流源駆動電流形インバータでは、一般に、簡単化のために入力直流電流は電流源一定とみなして解析することが多い。しかし、実際上は、有限の直流リアクトルL_dが接続されるので、入力直流電流*i*_dはリップルを含む。リップル率R_{ip} (表1参照)をできるだけ小さくするには、L_dを大きくすれば良いが、その場合装置全体の重量が重くなってしまう。従って、最適な値の検討が必要となる。

図5は、パラメータpの値を変えたときの無次元入力直流電流*i*_d^{*}の波形を示す。図5よりpの値が30以上ではR_{ip}も約0.1以下と小さくなっており、P≥100ではほぼ電流源一定とみなせることがわかる。従って、重量を抑制しながらリップル率をおさえる回路設計の観点からは、P=30~100が適値と考

図5 p 変化における入力直流電流
($\mu=0.47$, $\lambda=0.98$, $a=3$, $b_1=0.025$, $b_2=1.1$)

図6 b_1 の影響 ($\mu=0.6$, $\lambda=1.0$, $p=100$)

えられる。

4.1.2 キャパシタンス比 b_1 , b_2 の影響 ここでは、キャパシタンス比 a , b 一定における b_1 , b_2 の大小の影響に関して検討する。 $b_1=C_d/C$ に

図7 a の影響 ($\mu=0.6$, $\lambda=1.0$, $p=100$)

において、超音波ホジナイザの負荷等価回路定数 C_d は、図3より、 $C_d=0.013$ [μF] と求められる。従って、 b_1 を決めると C は一義的に決定され、諸特性に与える影響は大きい。

図6は、 a , b 一定において、 b_1 の比を変化したときの力率 $\cos \Phi$ および出力電流の実効値 I_{orms*} の変化を示す。数値計算において、他のパラメータ一定で、 b_1 , $b_2 (=b-b_1/n^2)$ のみを変化した場合、出力電力 P_o^* 、スイッチング素子のピーク電流値 I_{smax*} 、ピーク電圧値 V_{smax*} および出力電圧の実効値 V_{orms*} は一切変化せず、 $\cos \Phi$ および I_{orms*} のみが変化する。超音波ホジナイザに用いている電歪形振動子は、高圧小電流駆動に適しており、同一入力電圧、定格出力一定においては、図6より、 b_1 をできるだけ小さく設定するほうが、力率は良くなる。しかし、 b_1 を極めて小さくすることは、 C 、すなわち C_1 , C_2 の容量増大につながる。これは、実際の高周波電力用コンデンサの設計において、多数の並列接続あるいは特別仕様を余儀なくされるので避けたい。

以上の観点から、 b_1 値に関しては、図6において、 $\cos \Phi \geq 0.85$ で I_{orms*} を低く抑えられる0.01から0.04の範囲が妥当な値と考えられる。

4.1.3 キャパシタンス比 a , b の影響 図7は、他のパラメータ一定において a , $b (=a/(a-1))$ を変化したときの各特性に対する影響を示したものである。スイッチング素子の動作責務の観点からは、高出力 P_o^* において、 V_{smax*} , I_{smax*}

図8 ZCS動作領域とスイッチ電流波形
($a = 3$, $b_1 = 0.025$, $b_2 = 1.1$)

図10 I_{smax}^* 分布 ($a = 3$, $b_1 = 0.025$,
 $b_2 = 1.1$, $p = 100$)

図9 V_{smax}^* 分布 ($a = 3$, $b_1 = 0.025$,
 $b_2 = 1.1$, $p = 100$)

が小さいことが望ましい。この条件を満たすためには、図7において、 a を大きく設定すれば良いことがわかる。しかし、 a 値を大きく設定することは、 $C_1 = C_2$ の容量の増大を意味し、前節で述べた理由により、その値は制限される。

従って、図7より V_{smax}^* 、 I_{smax}^* の値を抑制しながら、 P_o^* を確保する適値として、 $a = 2 \sim 5$ が指摘される。

4.1.4 トランス巻数比 n トランスの巻数比 n に関しては、2次側の出力電圧を高くし、出力電流を抑制する観点からは、その値を小さく設定するほうが良い。しかし、1次側負荷抵抗としての R_o およびその無次元化値 λ は、 n の2乗に比例して小さくなる。一般に、 λ の小さい領域(λ が零に近い領域)は、わずかの負荷変動に対するスイッチング動作責務や出力電力が大きく変動する領域(後節

4.3参照)なので、回路の安定動作の観点からは望ましくない。従って、 n に関しては、最適値の指定がむずかしいが、 $n = 0.1 \sim 0.25$ 程度が超音波振動子の高圧駆動として妥当な範囲と考えられる。

4.2 ZCS動作領域 図8に、前節で指定した範囲のパラメータにおける $\mu - \lambda$ 無次元化平面のZCS動作領域を示す。図8において、上側実線は、主スイッチSITのみが導通し、逆並列に接続されているダイオードが導通しないZCS動作領域で、下側実線は、SITに続いて逆並列ダイオードが導通するZCS動作領域である。そのほかの動作領域は、図中に示すように非ZCS動作領域となる。スパイク電圧やノイズを低減する観点からは、ZCS動作領域あるいはその近傍でインバータを設計、動作する必要がある。

4.3 出力電力とスイッチング素子動作責務 ソフトスイッチングとしてのZCSやZVSは、共振現象を利用するために、それぞれスイッチング素子のスイッチ電流やスイッチ電圧が過大になりやすく、その動作責務を十分検討した回路設計が重要となる。

図9～図11にZCS動作領域近傍における、無次元化値としての V_{smax}^* 、 I_{smax}^* 並びに P_o^* の分布を示す。これらの図は、ZCS動作領域近傍を細かいメッシュに分割し、各 (μ, λ) における各定常特性値を計算し、それらの等しい点を結んだ各分布図である。ここで、各無次元化値と実際の値の関係は、それぞれ下式で与えられる。

表2 設計手順

図11 Po^* 分布 ($a = 3$, $b_1 = 0.025$, $b_2 = 1.1$, $p = 100$)

$$Po [W] = Po^* \cdot EI$$

$$= Po^* \cdot E^2 / 2 \sqrt{L/C} \quad \dots\dots(7)$$

$$Ismax = Ismax^* \cdot I$$

$$= Ismax^* \cdot E / 2 \sqrt{L/C} \quad \dots\dots(8)$$

$$Vsmax = Vsmax^* \cdot E \quad \dots\dots(9)$$

図9～図11の各特性値の分布において、 $\lambda < 1$ の領域では、 λ の増減に対する各特性値の変化が大きい。しかし、 $\lambda \geq 1$ の領域では各特性値ともその変化は極めて小さく、負荷変動に対して安定であるという特長を示している。

一方、 λ 一定における μ の変化、すなわち周波数変動に対しては、各特性値が大きく変化しており、回路設計においては検討を要す。

5. 高周波電源の試作とエマルジョン燃料の生成

負荷時共振周波数18.91 [kHz]における等価回路定数 $R_{mo} = 238 [\Omega]$ 、 $C_d = 0.013 [\mu F]$ をもとに、超音波ホモジナイザ電源としてのハーフブリッジ形高周波インバータを試作した。

回路設計における無次元化パラメータ μ 、 λ の選定では、スパイク電圧やスイッチングロス低減の観点から、図8のZCS動作線上で設計するのが望ましい。この場合、上側と下側のどちらの動作線上で設計するかが問題となる。すなわち、始動時過渡動作や急激な負荷変動等においても、一時的にZCS動作線を離れる場合でも、できるだけ強制消弧される電流を抑制できる領域が望ましい。

STEP1	負荷アトミタンス α より C_d, R_{mo}, fr 算出
STEP2	$a, b(b_1, b_2), n, p$ の選定
STEP3	ZCS動作領域導出
STEP4	ZCS動作領域近傍 $Vsmax^*, Ismax^*$ Po^* 分布導出
STEP5	μ 選定
STEP6	$C_1 = C_2, C_p, L_2$ 算出
STEP7	λ 算出
STEP8	動作点(μ, λ)の検討
STEP9	動作点における $Vsmax^*, Ismax^*$ Po^* の読み取り
STEP10	超音波ホモジナイザ定格におけるスイッチング素子動作責務の検討
STEP11	主スイッチング素子の選定、検討

図8の上側ZCS動作の場合、図11よりその出力電力 Po^* も大きく、ハイパワの動作に適しているが、その反面、始動時過渡動作等における急激なパラメータの変動においてZCS動作をはずれる場合、SIT電流の強制消弧によるスパイク電圧を発生しやすい。すなわち、図8の上側ZCS動作線上よりさらに μ の大きい領域は、SIT電流が零クロスする前に、ゲート信号により強制消弧してしまう領域である。その結果、大きなSIT電流が瞬時に零になるために、ターンオフ時の電流変化割合(di/dt)が著しく大きくなり、スパイク電圧発生による素子破壊やノイズを発生しやすくなる。

一方、下側ZCS動作近傍では、非ZCS動作の場合でも、強制消弧されるSIT電流や逆並列ダイオード電流は、その値自体が比較的小さいので、回路の漂遊インダクタンス成分を極力小さくする工夫(銅板配線とし、その長さも極力短くする等)を施せば、実質上はそれほど問題にはならない。従って、今回の回路設計では、下側ZCS動作線上における(μ, λ)の選定とし、また、負荷変動におけるスイッチング素子のピーク電圧やピーク電流の変動を抑制する観点より、 $\lambda \approx 1$ とした。表2に、試作インバータの設計手順をまた、表3に設計仕様を示す。図12は、設計仕様に基づく超音波ホモジナイザ駆動時の高周波電源における各部動作波形を理論値(左)と実測波形(右)を比較して示したものである。SITおよび逆並列ダイオードのZCS動作により、SITの

表 3 設計仕様

超音波ホジナイザ	
媒質	A重油/水 (10~40%) エマルジョン燃料
流量	10~80 [l/h]
振動子	BLT形振動子
定格	1200 [W], 19 [kHz]
高周波インバータ	
無次元化パラメータ	$\mu=0.47, \lambda=0.98, a=3$ $b_1=0.025, b_2=1.1, P=100$
回路定数	$L_2=30 [\mu H], C_1=C_2=1.56 [\mu F]$ $C_p=0.572 [\mu F], n=0.25$ $R_m=238 [\Omega], C_d=0.013 [\mu F]$ $L_d=3 [mH]$
入力電圧	$E_d=0\sim220 [V]$
共振周波数	$f_0=18910 [Hz]$
スイッチング素子	$S_1=S_2=SIT: 2SK-182$ $D_1=D_2=TOMSON8710: BYT30P800$

表 4 供試機関主要目及び燃料油性状

呼称	3LI3AHS	
形式	立形直列単動4サイクル直接噴射式ディーゼル機関	
シリンダ数		3
シリンダ径	mm	130
行程	mm	160
行程容積	cm ³	6370
出力	PS	100
回転数	rpm	1200
平均有効圧	kg/cm ²	11.77
平均ピストン速度	m/s	6.4
コンロッド長さ	mm	280
圧縮比		15.3
冷却方式	清水2次強制循環式	
潤滑方式	歯車ポンプ圧送式	
調速方式	機関全速調速式	

供試燃料油性状 (A重油)

密度	(15℃) g/cm ³	0.8711
引火点	℃	83
流動点	℃	-12.5
動粘度	(50℃) mm ² /s	2.785
残炭分	質量%	0.52
総発熱量	kcal/kg	10750
硫黄分	質量%	0.63
窒素分	質量%	0.028

電圧 V_s は、スパイク電圧を発生することなく安定動作をしている。なお、SITおよび逆並列ダイオードの零クロス時に、小さいスパイク状の電流が発生している。これはスイッチ電圧 V_s の急変に伴う (dv/dt) が大きいために、半導体スイッチの接合容量 C_j に対する $C_j (dv/dt)$ の充電電流や、リカバリ電流に起因するものと考えられるが、その値も小さく、実質上は問題とならない。図13に、超音波ホジナイザによって生成した水添加率容積比20%および40%A重油エマルジョンの顕微鏡写真を示す。

図12 負荷駆動時各部動作変形

(a) 水添加率 20% (b) 水添加率 40%

図13 A重油-水エマルジョン燃料の顕微鏡写真

6. ディーゼル燃焼実験

超音波ホジナイザによって生成したA重油エマルジョン燃料の燃焼特性における改善効果を調べるために、船用4サイクルディーゼル機関による燃焼実験を実施した。表4に機関主要目および実験に用いたA重油の燃料性状を示す。排気ガスの測定には、化学発光方式のNOx計 (ECL-77A, 柳本製作所製)、O₂計 (SH-II D, 日本ガイシ製) およびボッシュ式のスモークメータ (DSM10B, ゼクセル製) を用いた。燃焼実験中の各排気ガスの値は、ペンオシロレコーダで連続的に自動記録した。

燃焼実験は、ディーゼル機関の発電機特性 (85% 負荷) において、A重油およびA重油エマルジョン、容積比水添加率10, 20, 30および40%を用いて行った。

超音波ホジナイザによって生成したA重油エマルジョンの安定性に関しては、水添加率10ないし20%までは、30分程度なら分離しない。しかし、今回の実験では、水添加率を40%までとし、また、生成したA重油エマルジョンをサービスタンクに蓄えてから燃焼する方式を採用したため、生成から燃焼まで約1時間以上を要した。従って、今回は安定性を

図14 水添加率変化における燃焼特性

考慮して使用A重油に対して容積比において一率1%の乳化剤(TM-12614, 日本乳化剤製)を添加した。

図14に, A重油エマルジョン燃料の水添加率を変化させた場合のディーゼル機関における燃焼特性⁸⁾として, 排気ガス温度[°C], 最高筒内圧力[kg/cm²], NO_x濃度[ppm] (13% O₂換算), 燃料消費率[g/PS・h] およびスモークメータ汚染度[%]を示す。

図14より, NO_x濃度に関しては, 水添加率の上

昇に伴い減少し, 水添加率20%を越えるとその低減率がやや大きくなり, 40%ではA重油のNO_x濃度と比べて約80%も低減していることがわかる。一方, スモーク濃度に関しては, 水添加率20%までは減少しているが, 30%, 40%ではやや増加している。また, 燃料消費率に関しては, 水添加率の上昇に対して, それほど顕著な変化は見られなかった。

この様に, 今回の実験では, 燃料消費率もA重油とほとんど変わらない状態で, 従来の機械式乳化装置では得られなかった大幅なNO_xの低減を実現できた。これは, 超音波方式による水粒子の微粒化, 均一化およびそれに関連する安定性が, 燃焼特性に大きく影響しているものと考えられる。なお, エマルジョン燃料の安定性に関しては, 数時間経過してもほとんど分離しておらず, 全く問題はなかった。今後は, 乳化剤の添加率をどこまで低減できるか, また, 燃焼に関連する様々な因子を変化させて検討したい。

7. あとがき

本論文では, 超音波ホモジナイザの高周波電源としてハーフブリッジ形ZCS動作高周波インバータを提案し, その回路の数値解析に基づく回路設計により, 高周波電源を試作した。また, 超音波ホモジナイザ駆動によるエマルジョン燃料の生成並びにディーゼル機関における燃焼実験を実施した。以下に, 本研究を通して得られた結果を要約する。

- (1) 超音波ホモジナイザ高周波電源としてのハーフブリッジ高周波インバータに関して, 安定動作に重要なZCS動作領域を, 出力周波数と負荷との関連における無次元化 μ - λ 平面上に明らかにした。
- (2) 共振回路の高周波駆動において, 特に重要なスイッチング素子の動作責務として, ピーク電流, ピーク電圧のZCS動作領域における分布を, 出力電力の分布とともに明らかにした。
- (3) ZCS動作諸特性の解析結果に基づき, 超音波ホモジナイザ電源としてのハーフブリッジ形高周波インバータの回路設計指針を示すとともにその回路を試作した。また, その駆動によりスパイク電圧を発生することなく, 安定にエマルジョン燃料を連続生成できることを示した。
- (4) ディーゼル機関におけるエマルジョン燃料の

燃焼実験より、従来の機械方式のものより大幅にNO_xを低減できるとともに、A重油と比べて各水分％における燃料消費率の変化も少ないことが明かとなった。

最後に、本研究を通してデータの解析および実験に熱心に取り組んでくれた大学院生の福山雅久君、(現・日立造船(株)技術開発本部技術研究所)、並びに推進システム実験室の学生諸君に感謝するとともに、燃焼実験において種々の御配慮を戴いた内燃機関実験室の塚本達郎助教授および大江賢二助手に深甚なる謝意を表する次第です。

〔質 疑 応 答〕

質問者 東京商船大学 賞雅寛而

〔質問〕 超音波振動子の共振周波数はどのようにして決定したのか？

〔回答〕 超音波振動子を含む超音波ホモジナイザ振動子系(ボルト締ランジュバン振動子, コーン, ホーン, 乳化室)の共振周波数は, 周波数変化における負荷アドミタンスループ(本文図3参照)の測定において, 負荷コンダクタンス最大(負荷抵抗分最小)のポイントにおける周波数として求めます。

文 献

- 1) 船舶排出大気汚染物質削減手法検討調査報告書, 日本船用機関学会 (1993-3) 100
- 2) 吉本・塚原, 日本船用機関学会誌, VOL.29, NO.1 (1994-1) 24
- 3) 水谷・多木, 日本機械学会論文集, VOL.47-424, B (1981-12) 2379
- 4) 畑中・山神, 日本船用機関学会誌, VOL.27, NO.8 (1993-8) 598
- 5) Y. HATANAKA, M. MASAFUMI, Proc. 15th INTELEC Paris'93 (1993-9), 315
- 6) Y. HATANAKA, Proc. PCC-Yokohama'93 (1993-4), 265
- 7) Y. HATANAKA et al., Int. J. Electronics VOL. 49, NO.3 (1980), 217
- 8) 福山, 畑中, 山神, 岡田, 第42回東京商船大学学術講演会論文集 (1994-2), 121