燃料油処理用ハイパワ超音波励振源 の方式について*

畑 中 義 博**

One of the Methods of High Power Ultrasonic Exciting Source
for Fuel Oil Treatment

By Yoshihiro Hatanaka

Recently, some kinds of high-frequency inverters using reverse-conducting thyristors have been attractively used as the exciting sources for ultrasonic transducer systems.

Both of voltage and current-fed inverters have been widely used for these purpose. In general, there are some problems in starting and high di/dt for the current-fed type inverters, and also in high dV/dt for the voltage-fed type inverters. Furthermore the maximum frequency of these inverters are limited by turn-off time rating.

This paper describes some transient and steady-state characteristics of a center-tapped high-frequency inverter using ASCR, which is capable of operating at 100 KHz. First of all, the basic operation of the inverter is discussed and then the normalized numerical solution is elucidated. Effects of inductance ratio and capacitance ratio on the steady-state characteristics for the inverter are fully discussed on the basis of numerical analysis.

Secondly, load characteristics attributed to load variations on the steady-state operation are illustrated in relation to some normalized circuit constants and operating frequency.

In addition, the transient response of margin time of commutation for ASCR is studied in relation to the practical maximum operating frequency.

1. ま え が き

近年、低質重油対策の一方式として、超音波を利用した燃料油の改質^{1,2)}、あるいは超音波ホモジナイザによる燃費改善^{3,4)}が報告されている。超音波ホモジナイザによる燃費改善は、W/O (water in oil : 油中水滴型) エマルジョン燃料適用による低燃費、低 NO_x 化の実現であるが、超音波以外によるエマルジョン燃料の生成、適用の実績も報告^{5~8)}されている。エマルジョン燃料の適用においては、W/O エマルジョンの水分 $\%$ のみではなく、油中水滴の微粒度が安定性及び燃焼に大きく影響する⁹⁾。油中水滴の最適粒径に関しては、今後種々の燃焼条件の下に検討を重ねる必要があるが、2~5ミクロンが最適という報告^{9,10)}もある。5ミクロン程度までの油中水滴の微粒化は、種々の機械的方法^{6~7,11)}でも可能であるが、2ミクロン程度に均一に分散したW/O エマルジョンの実現には、超音波ホモジナイザ(図1)が適して

図1 超音波ホモジナイザと
エマルジョン燃料

* 原稿受付 昭和59年11月15日

昭和59年秋季学術講演(昭和59年10月24日)

** 正会員 海技大学校(芦屋市西蔵町12-24)

いる¹¹⁾。

超音波ホモジナイザは、ハイパワ高周波交流を電源とする超音波振動子を駆動し、超音波のキャビテーション作用により燃料油と水などを乳化・分散する装置^{10,12)}である。すなわち、超音波のキャビテーション作用によって分散工具振動面上に発生する真空層の生成消滅の繰返しにより、燃料油と水が振動面上に接触衝突する現象を利用して、油中水滴の乳化、微粒化を実現する。その高周波電源としては、GTO(ゲートターンオフサイリスタ)方式あるいはパワートランジスタ方式など種々の方式が考えられるが、コスト、信頼性及びメンテナンス等の総合的観点より、現段階では逆導通サイリスタ方式高周波インバータの実用性が高いと言えよう。

逆導通サイリスタ方式高周波インバータ¹²⁾にも種々あるが、ここでは従来の2石型高周波インバータの周波数限界をはるかに越える、新しく開発した中点タップ型高周波インバータの特性、設計概念等を中心に報告する。

2. 高周波インバータの諸形式

図2(a)～(c)に、逆導通サイリスタ方式高周波インバータの諸形式を、図2(d)に本文で述べる中点タップ型高周波インバータを示す。各スイッチング素子の構成は、逆導通サイリスタ単独、高速スイッチングサイリスタと高速ダイオードの逆並列接続、あるいはASCR(Asymmetrical Silicon Controlled Rectifiers)と高速ダイオードの逆並列構成などが考えられる。各スイッチング素子の構成において、それぞれの基本的スイッチング動作は等しいが、ターンオフタイム T_{off} の小さいASCR(RCA社S7310Mで $28\mu s$)が、周波数限界に関して有利となる(3.2.1節(3)式参照)。

逆導通サイリスタを含むいわゆるサイリスタインバータのハイパワ高周波応用においては、サイリスタ固有の諸定格と、負荷出力との関連において、特に次のような点に注意して回路設計をする必要がある。

(i) インバータ回路の転流余裕時間 T_c (転流によってアノード電流がゼロになった時点から逆電圧がゼロになる時点までの時間)より、サイリスタ T_{off} 定格が小さい範囲内で動作させる。

(ii) dv/dt (サイリスタオフ電圧上昇率)及び di/dt (サイリスタオン電流上昇率)を許容限界値内に抑える。

(iii) 負荷出力電力との関連において、サイリスタ最大定格内に納まるように、入力電圧及び諸定数を決定する。

上記(i)～(iii)は、相互に関連があり、過渡及び定常特性解析において、回路の特徴を把握しておく必要がある。

図2に示す各方式は、それぞれ一長一短がある。(a)のブリッジ型の場合、ハイパワ高周波発振(1～2kW, 1～30kHz)が可能だが、素子数が比較的多い。入力リップル率(入力直流に含まれる交流分の割合、定義は(2)式参照)ならびに dv/dt がかなり大きいなどの欠点があ

図2 逆導通サイリスタ方式高周波インバータの諸形式(a)～(c)と中点タップ型高周波インバータ(d)

る。(b)のコンデンサ分割型は、素子数が少ないローコスト型と言えるが、その分電力容量も0.2～1kWと小さくなる。また、(a)同様に入力のリップル率及び dv/dt がかなり大きくなる欠点がある。(c)の時分割方式は、(a)のブリッジ型よりさらにハイパワ高周波発振(1～3kW, 1～50kHz)が可能となるが、素子数がやや多く回路が複雑となる、制御回路も複雑となり信頼性が低下する、コストが高く dv/dt もかなり大きい。以上の従来型逆導通サイリスタ方式高周波インバータに対して、今回開発した(d)の中点タップ型は、素子数が少ないローコスト型であるにもかかわらず下記のような特長を有す。

(i) 中点タップ構成とする事により、動作周波数 f_0 が、トリガ周波数 f_t の2倍となり、ターンオフタイム T_{off} との関連における転流余裕時間 T_c が大きい。したがって、従来のサイリスタインバータでは実現できなかった100kHz強の高周波発振が可能となった。

(ii) L_d (入力直流リアクトル)インプット構成により、入力電流リップル率を大幅に軽減できる。しかも、従来の L_d インプット型(電流形インバータ)特有の始動回路が不要で、回路構成が簡単である。

(iii) コンデンサ分割型中点タップ方式なので、トランスの直流偏磁の問題がない。

(iv) di/dt も小さい。

したがって、今後ASCR単体の電力定格(容量)の大きいもの、あるいは、逆導通サイリスタで、 T_{off} の小さいものが開発されれば、中点タップ型構成でも、大電力高周波インバータが実現できる。しかし、ハイパワ超音波振動

子系の応用においては、現在の振動子単体最大入力が 1.2 kW なので、現状の ASCR 定格 (RCA 社 S7310N, 順方向阻止最大電圧 800 V, 順方向電流実効値 40 A, di/dt 2000 A/ μ s, dv/dt 550 V/ μ s, ターンオフタイム 2.8 μ s) において、中点タップ型高周波インバータの実用に際し支障はない。

3. 中点タップ型逆導通サイリスタ方式の特性評価

3.1 回路動作 図3に中点タップ型逆導通サイリスタ方式高周波インバータの、スイッチング素子のオン、オフによる各スイッチングモードを示す。始動時過渡動作において、ASCR1 (以降 AS_1 と記す), ASCR2 (以降 AS_2 と記す) をトリガする前に、電源 E が投入されると、モード(4)により、 E , L_d を通して C_1 , C_2 は初期充電される。初期充電終了後 AS_1 がトリガされると、モード(1)に示すように、 C_1 の電荷により $C_1-L_1-AS_1(D_1)-C_3$ のループ並びに $E-L_d-L_1-AS_1(D_1)-C_3-C_2$ に振動電流が流れる。この時、 D_1 の電圧降下により AS_1 は逆バイアスされる。即ち、 D_1 の導通期間が AS_1 の転流余裕時間となる。次に AS_2 をトリガすると、同様にして C_2 の電荷により $C_2-C_3-AS_2(D_2)-L_2$ のループ並びに $E-L_d-C_1-C_3-AS_2(D_2)-L_2$ に振動電流が流れる。これがモード(3)である。過渡及び定常時の回路動作においては、スイッチングモードの切換る時点における AS あるいは D の電流値により、次に起こりうる回路モードが決まる。たとえば、モード(1)において、 D_1 電流が導通している時に、 AS_2 をトリガするとモード(2)の $D_1 \cdot AS_2$ 転流重複モードとなる。次

モードがどのモードになるかは充電初期値、各モード初期値あるいは各回路パラメータの値により異なる。各スイッチング素子のオン、オフ状態により、次の各モードが考えられる。

- モード(1) AS_1 又は D_1 単流モード
- モード(2) AS_1 と D_2 の転流重複モード
 AS_2 と D_1 の転流重複モード
 AS_1 と AS_2 の転流重複モード
- モード(3) AS_2 又は D_2 の単流モード
- モード(4) $AS_1 \cdot AS_2$ 休止モード。

したがって回路解析においては、常に各電流値により次モードを自動的に判定する必要がある。

3.2 数値解析 回路解析では下記の仮定を設ける。

- (i) ASCR 及びダイオードは理想スイッチとする。
- (ii) 出力変成器は理想変圧器とする。
- (iii) 負荷は純抵抗負荷とする。
- (iv) 回路状態変数の各電圧、電流の正の方向を図2(d)のとおりとする。また、回路解析及び設計の汎用性のために、無次元化パラメータを下記のように定義する。

$$\mu = 2\pi f_0 \sqrt{LC}, \quad \lambda = n^2 R / 2\sqrt{L/C}$$

ここで、

$$L = L_1 = L_2, \quad 1/C = 1/C_1 + 1/C_3, \quad C_1 = C_2$$

$$l = L_d / L, \quad p = C / C_1, \quad q = C / C_3$$

$$f_t: \text{トリガ周波数}$$

$$f_0: \text{動作周波数} = 2f_t$$

$$n: \text{出力変成器の巻数比}$$

$$2\sqrt{L/C}: \text{無次元化基準インピーダンス}$$

$$E: \text{無次元化基準電圧} = \text{入力電圧}$$

$$I: \text{無次元化基準電流} = E / 2\sqrt{L/C}$$

したがって、 μ は無次元化動作周波数、また λ は無次元化負荷と考えられる。各電圧、電流は、それぞれ E 及び I によって無次元化され * 印を付ける。付録に、無次元化による各モード状態方程式を示す。各モード状態方程式は過渡動作の計算において、始動初期値として、

$$v_{C1}^{*+0} = v_{C2}^{*+0} = 0.5, \quad v_{C3}^{*+0} = 0$$

$$i_d^{*+0} = i_1^{*+0} = i_2^{*+0} = 0$$

とした。計算は、4 次 $R-K$ 数値解析法により、各モード初期値の正負により次モードの判定を自動的にを行い、定常状態に至るまで反復計算をした。定常状態の判定は n サイクル目の初期値 $v_{C1(n)}^{*+0}$ と、 $(n+1)$ サイクル目の初期値 $v_{C1(n+1)}^{*+0}$ の絶対誤差が 0.3% 以内をもって定常とした。

3.2 定常諸特性

3.2.1 L_d の効果 純粋な電流形インバータでは、入力直流回路の L_d は非常に大きな値で、したがって、入力電流 i_d はリップルのない直流となる。一方、電圧形インバータでは、 L_d がないため、入力直流電流のリップル率が著しく大きい、その反面始動回路が必要ない。本方式インバータでは、この電流形と電圧形の折中形として、

図3 中点タップ型高周波インバータのスイッチングモード

L_d は比較的小きな値としている。

この L_d の大小は, di/dt , 入出力電力, ASCR の電圧及び電流の最大値 V_{ASm} , I_{ASm} さらには周波数限界 f_{0max} 等に大きく影響する。ここでは L_d の大小としてリアクトル比 l を考え, その大小が定常諸特性にどのような影響を及ぼすか検討する。なお, 図4から図8に示す特性は, $\mu=0.528$, $p=0.33$ 及び $n=0.25$ において, λ をパラメータとしたものである。

図4は, $l=L_d/L$ に対する入力電力平均値 P_{in}^* , 入力直流電流平均値 I_d^* を表わしている。無次元化においては, P_{in}^* と I_d^* は等しい。即ち,

$$P_{in}^* = P_{in}/EI = EI_d/EI = I_d^*$$

図4において, l の小さい領域においては, 各パラメータ λ において P_{in}^* , I_d^* は l の増加に伴い直線的に増加している。しかし, $l \geq 50$ の範囲では, P_{in}^* , I_d^* はほぼ飽和して増加しない事が明らかとなった。

図5は, l に対する ASCR のオン電流上昇率 di^*/dz を示している。サイリスタでは, ターンオンする時の順方向電流上昇率 di/dt を, サイリスタの定格値以内に納める必要がある。ここで, di/dt 定格 $[A/\mu s]$ と, 無次元化 di^*/dz の関係は次式で与えられる。

$$di/dt [A/\mu s] = (di^*/dz) \times E/2\sqrt{L/C} \times f_0 \times 10^{-6} \quad (1)$$

したがって, $di^*/dz=40$ の場合, $E=200 [V]$, $f_0=10 \times 10^3 [Hz]$, $2\sqrt{L/C}=25$ とすると, $di/dt=3.2 [A/\mu s]$ となる。したがって, 本方式インバータの場合, di/dt に関してはほとんど問題とならない事が明らかとなった。

ASCRを用いたインバータでは, 従来のサイリスタ同様に, 最大定格としての ASCR の順方向にかかる最大電圧 V_{ASm} 及び, 順方向最大電流 I_{ASm} を, 入出力電力との関連において考慮しなければならない。図6は, l に対する ASCR 電圧の最大値 V_{ASm}^* を表わしたものである。本方式インバータの場合, V_{ASm}^* に関しては, l の値をかなり大きく変えても各 λ の値においてそれほど変化しない事が同図よりわかる。入力電力 P_{in}^* との関連においては, 入力電力が比較的大きく, しかも V_{ASm}^* のそれほど大きくない $l=50$, $\lambda=0.25$ が設計時パラメータ値として適当に考えられるが, 他の諸特性, たとえばリプル率 $[\%]$ あるいは T_{off} との関連における転流余裕時間 T_c などの l に対する特性など, 総合的に判断して決定しなければならない。

図7は, l に対する入力直流電流 i_d の平均値リプル率 $Rip [\%]$ を示している。平均値リプル率 $Rip [\%]$ は下式で定義される。

$$Rip [\%] = (i_{dmax}^* - i_{dmin}^*) / I_d^* \times 100 \quad (2)$$

ここで,

i_{dmax}^* : 入力直流電流最大値

i_{dmin}^* : 入力直流電流最小値

I_d^* : 入力直流電流の平均値

図4 $l-P_{in}^*, I_d^*$ 特性

図5 $l-di^*/dz$ 特性

図6 $l-V_{ASm}^*$ 特性

図7 l - Rip [%]特性

図7より、 l の小さい範囲、即ち電圧形インバータにおいてはリップル率が異常に大きい。各 λ の値において、 l の値を1000以上にとると、リップル率は激減しゼロに近づいてくる。これがいわゆる電流形インバータで、電源は直流電流源とみなされる。したがって、リップル率低減の観点からは、 l を1000程度にとる事が望ましいが、 L_d の大型化、重量化につながる。また、従来の電流形インバータでは、 L_d の大形化の原因による始動の困難性のために、別に始動回路を必要とする。本方式では、 L_d - C_1 -出力変成器- C_2 - E の初期充電回路が構成される事により、特別の始動回路を必要としないのも大きな特長の一つとして挙げられる。いずれにせよ、 l の値は、他の諸特性値との関連において、あるいは設計制約条件との関連において考慮しなければならない。

ASCRを含むサ▼リスタ高周波インバータの高周波駆動においては、 T_{off} との関連における周波数限界 f_{0max} が必ず問題となる。中点タップ型では、 T_{off} を考慮した f_{0max} と、転流余裕時間の無次元化値 z_c の関係は、

$$f_{0max} = 2 z_c / T_{off} \quad (3)$$

図8に λ をパラメータとする l に対する z_c を示す。同図より、 z_c に関しては $l \geq 50$ の範囲においてほぼ一定の値となる事が判明した。

以上、ASCRを用いた中点タップ型高周波インバータの安定動作に影響する定常諸特性を総合的に考慮すると、 l に関しては、 $50 \leq l \leq 200$ の範囲内を選定するのが適当と言えよう。

3.2.2 コンデンサ比の影響 リアクトル比 l 同様にコンデンサ比、 $p = C/C_1$ 、 $q = C/C_3$ の大小は、定常諸特性に大きく影響する。ここで、 p と q の関係は $p + q = 1$ となる。したがって、以下は p の大小による定常諸特性の影響について論じる。なお、図9~12は、 $\mu = 0.528$ 、 $l = 50$ 、 $n = 0.25$ 一定において、 λ をパラメータ

図8 l - z_c 特性

図9 p - P_{in}^* 、 I_d^* 特性

とした時の諸特性を示す。

図9は、 p に対する入力電力平均値 P_{in}^* =入力電流平均値 I_d^* を表わしている。同図より、 $P_{in}^* = I_d^*$ に関しては、各 λ の値において一様に p の値が大きくなるにつれ増加の傾向を示している。従来のコンデンサ分割形高周波インバータでは、分割コンデンサ C_1 、 C_2 の値を C_3 の値に対してかなり大きくとり、したがって、 C_1 、 C_2 は電源分割としてそれぞれ $0.5E$ でもって置き換えられていた。これを本方式中点タップ型に適用すると、即ち p を小さくすると、 $P_{in}^* = I_d^*$ が大幅に減少し、装置にパワが入りにくくなる。パワが入りやすいのは $0.7 \leq p \leq 1$ 付近であるが、 l 同様、 p - P_{in}^* 、 I_d^* 特性のみで p の値を選定するのではなく、他の諸特性も考慮しなければならない。

図10は p に対するオン電流上昇率 di^*/dz を表わしている。同図より p - P_{in}^* 、 I_d^* 特性同様に、 di^*/dz は p の増加につれ一様に上昇する事が明らかとなった。特に $\lambda = 0.5$ 、 0.75 の場合、 $p = 0.9$ 付近で急激に上昇する傾

図10 $p-di^*/dz$ 特性

図11 $p-V_{ASm}^*$ 特性

図12 $p-z_c$ 特性

向があり、注意を要す。しかし、市販のASCR di/dt 定格 $2000 A/\mu s$ と比較して、ほぼ p の全領域において本方式インバータの場合は di/dt に関しては問題にはならないと考えられる。

図11は、 p に対するASCRにかかる順方向電圧最大値 V_{ASm}^* を表わしている。無次元化値 V_{ASm}^* と、実際の V_{ASm} [V] の関係は、 $V_{ASm} = E \cdot V_{ASm}^*$ に関しては、 $p \leq 0.7$ 領域では大きな変化はないが、やはり、 $p \geq 0.8$ 領域で急増する。たとえば、 $\lambda = 0.5$ 、 $p = 0.9$ で $V_{ASm}^* = 3.0$ となる。したがって、 $E = 200$ [V] とすると、 $V_{ASm} = 600$ [V] となるので、最大定格の観点から注意を要す。

図12は、 p に対する転流余裕時間 z_c を示している。各 λ の値において、 $p \leq 0.7$ では p の増減に対する z_c の影響は小さい。しかし、 $p > 0.7$ 領域、特に $\lambda = 0.5, 0.75$ の場合、 p の微小変化により z_c が跳躍する領域が明らかとなった。 z_c の跳躍現象は後節で詳述するが、このような領域の回路設計は避けるべきと言えよう。

以上の p に対する定常諸特性を総合的に考慮すると、 p に関しては $P_{in}^* = I_d^*$ が比較的大きく、 V_{ASm}^* は逆に小さく最大定格の面で余裕度があり、しかも z_c の変動の少ない領域として、 $0.3 \leq p \leq 0.7$ の値が適していると考えられる。

3.2.3 負荷特性 回路設計においては負荷変動に対する諸特性の変化を把握しておく事が必要となる。本文において無次元化負荷は λ となる。超音波ホモナイザの設計において、定格出力、共振周波数及び駆動負荷条件において λ の選定を実施する。また、実際の駆動において、駆動負荷条件が変化すると λ も変化する。たとえば重油の粘度、水分%、流量、液深さらには乳化室における分散工具底面におけるクリアランスなど。したがって、 λ に対する諸特性を把握した上で λ の最適値を選定しなければならない。

図13に、 λ に対する di^*/dz 、 V_{ASm}^* 、 $P_{in}^* = I_d^*$ 、 z_c 及び Rip (%)を表わす。但し、 $\mu = 0.528$ 、 $l = 50$ 、 $p = 0.67$ 及び $n = 0.25$ 。同図において、 λ の増加につれ di^*/dz 、

図13 負荷諸特性

z_c 及び V_{ASm}^* は一様に増加の傾向を示すが、 $\lambda \geq 0.375$ 領域では飽和している。一方、 Rip [%] 及び $P_{in}^* = I_d^*$ は、 $\lambda = 0.25$ 付近でそれぞれ最小及び最大となっている。回路設計の観点からは、 $P_{in}^* = I_d^*$ が大きい、即ちパワが入りやすく、周波数限界における余裕度の点において z_c が大きく、しかも安定動作上 di^*/dz 、 V_{ASm}^* 及び Rip [%] が小さい事が望ましい。しかし、一般に P_{in}^* が大きくなれば、当然 V_{ASm}^* や di^*/dz が大きくなるので、回路設計においてはハイパワ超音波振動子系の定格出力、動作周波数及び使用する市販のスイッチング素子の定格の中で、何が一番の制約条件になるのかを見極めて λ を選定する必要がある。

計測用超音波振動子に対し、動力用のハイパワ超音波振動子の動作周波数帯は、20 kHz、25 kHz 及び 30 kHz 前後と、いわゆる高周波の中でも低い方であり、しかも本方式中点タップ型では T_{off} を考慮した実質的周波数限界は 100 kHz と転流余裕度は大きい。したがって、以上の点を総合的に考慮すると、回路設計においては $\lambda = 0.3$ 付近を選定するのが適当と言えよう。

3.3 過渡特性と z_c の跳躍現象 本方式インバータを含む逆導通サイリスタ方式高周波インバータでは、始動から定常状態に至る数百 μs の過渡動作において、各特性値 (V_{ASm}^* 、 I_{ASm}^* 、 di^*/dz 、 z_c など) が、各サイクルごとに増減する。中でも z_c が著しい変化を示す。始動時過渡動作においても、動作周波数限界は、(3)式で決まるので、したがって実質的には過渡動作における z_c の最小値によって f_{0max} が限定される。

図 14 に、始動時過渡動作における z_c の過渡応答を示す。なお、図 14 は、 $\mu = 0.528$ 、 $l = 50$ 、 $p = 0.67$ 、 $n = 0.25$ 一定とし、 λ をパラメータとする各サイクルごとの z_c の変動を示すものである。同図より、 $\lambda = 0.75$ 及び $\lambda = 0.5$ の場合、過渡動作において z_c の著しい跳躍現象が明らかとなった。 z_c の跳躍現象は、図 3 に示すスイッチングモードの転移によるもので、 z_c の跳躍の結果、過渡動作における z_c 最小値と定常値の開きが大きくなる。たとえば、 $\lambda = 0.5$ の場合、過渡動作 z_c 最小値は、 $n = 3.5$ サイクル目の $z_c = 0.1$ であるが、定常状態における z_c の値

図 14 z_c 過渡応答

は 0.38 となっている。したがって、実質的周波数限界は、 $z_c = 0.1$ によって制約される。

このような z_c の跳躍現象は、過渡動作のみでなく 3.2.2 図 12 で述べたように、定常特性における p あるいは l の変化においても起こりうる。これは逆導通サイリスタ方式高周波インバータのスイッチングモード転移における特有の現象であるが、 z_c の跳躍時点で、他の諸特性値、たとえば V_{ASm}^* 、 Rip [%] 及び $P_{in}^* = I_d^*$ などは何ら跳躍しない。したがって、この跳躍現象は、 z_c と T_{off} 、 f_{0max} との関連においてのみ考慮しなければならぬ問題である。

図 15 に、 $\lambda = 0.75$ 、 $\mu = 0.528$ 、 $p = 0.66$ 、 $l = 50$ 及び $n = 0.25$ における始動から定常に至る過渡動作波形の一部を示す。この型のインバータにおける z_c は、ダイオードの導通期間として数値計算より求められる。図 15 において $z = 2.5$ において AS_2 の電流 i_2 はまだゼロクロスしていない。即ち D_2 は導通していない。この時点で AS_1 がトリガされると、 AS_1 と AS_2 の転流重複モードとなる。そのモード期間中に AS_2 はゼロクロスして、 D_2 と AS_1 の転流重複モードとして $z_c = 0.19$ の期間 D_2 が導通する。一方、 $z = 3.0$ において AS_2 をトリガした時は、既に D_1 は、 $z = 2.83$ において導通しており、 $z_c = 0.38$ の期間導通する。この時点で、 $z_c = 0.19$ から $z_c = 0.38$ の跳躍現象が発生している。このような跳躍現象は、各パラメータを変えた数値計算の結果、次のように説明される。ASCR を流れている電流 i_1 又は i_2 が、トリガリングの半周期の間にゼロクロスしないと、 AS_1 、 AS_2 重複モードとなり、その後に AS と D の転流モードとなる。この場合のダイオードの導通期間、即ち転流余裕時間 z_c は小さい。ところが、トリガリングの半周期の間にゼロクロスし、 AS と D の転流重複モードが存在すると、その場合のダイオード導通期間は長く、 z_c は大きくなる。一方、ASCR の電流がゼロクロスして、ダイオードが導通しても、半周期中にダイオード電流が再びゼロクロスすると

図 15 過渡動作における z_c 跳躍

この場合の z_c も小さくなる。すなわち、

AS_1, AS_2 休止モード $\rightarrow D_2 \cdot AS_1$ 又は $D_1 \cdot AS_2$ 重複モード $\rightarrow AS_1 \cdot AS_2$ 転流重複モード

の、上記スイッチングモード転移時点において、 z_c の跳躍現象が発生する事が明らかとなった。

4. 実験結果

図 16 に、過渡及び定常動作における出力電圧の計算及び実験波形を示す。理論値と実験値との間に若干の誤差があるが、解析における仮定を考慮するとその誤差も小さく、傾向はよく一致している。

なお、本方式中点タップ型高周波インバータの解析においては、高周波インバータのハイパワ超音波励振源以外の応用も意図して、純抵抗負荷で解析した。

エマルジョン燃料等を生成するハイパワ超音波振動子としての電歪形振動子の負荷等価回路は $R-C$ 負荷等価

図 16 過渡(下)及び定常(上)出力電圧波形

$$\lambda=0.25, l=50, p=0.33, n=0.25$$

回路となる。今、この C に直列に L を接続し、 $L-C$ 共振回路を構成すると、インバータ側から見た負荷は、純抵抗負荷として表わされる。

5. あとがき

本文では、ハイパワ超音波励振源の一方式として、100 kHz の高周波発振が可能な ASCR を用いた中点タップ型高周波インバータの過渡及び定常諸特性について、回路設計の技術的な観点より論じた。

今後の課題として、 dv/dt 対策としてのスナバ回路の解析法と設計の問題がある。即ち、高周波インバータでは、サイリスタがオフする時の電圧上昇率 dv/dt がかなり大きくなる。したがって、それを抑制するためにサイリスタに並列に $R-C$ スナバ回路を実用においては接続する。この $R-C$ スナバ回路を含めた回路解析は、相当複雑なために、これまでに試行錯誤的にその定数を決めているのが現状であるが、その解析法と設計については現在検討中であり、別の機会に報告したい。

なお、最後に、本研究に関連して、エマルジョン燃料の有用性と問題点についてご討論戴いた、東京商船大学岡田博助教授に謝意を表する次第です。

文 献

- 1) 石渡・ほか2名, 電子通信学会研究会資料 US 80-26, (昭 55-8), 49~56
- 2) 日聖・ほか4名, 舶機誌, 18-3 (昭 58-3)
- 3) E. Cattel, Trans. Ultrasonics (1975-3), 51
- 4) 畑中・大西, 舶機誌, 18-4 (昭 58-4)
- 5) Hall, R. E., Trans. ASME, Journal of Engineering for Power (1976), 425
- 6) Thompson, R. V., et al, Trans. I. Mar. E (C), Vol. 93, Paper C81 (1981), 19~25
- 7) 三橋・ほか5名, 三菱重工技報, Vol. 15, No. 2, (昭 53-3)
- 8) P. P. Singh, et al, Trans. ASME, Journal of Engineering for Power (1983), 430
- 9) Ole Groene・ほか2名, 舶機誌, 17-9 (昭 57-9), 748
- 10) 西川栄一, 舶機誌, 17-9 (昭 57-9), 714
- 11) 渡辺哲哉, 「化学装置」, (1961-8)
- 12) Y. Hatanaka, IEEE Intelec 83, (1983-10), 226

〔付録〕 各モード状態方程式

モード(1)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_1^* \end{bmatrix} = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p/4 & -p/4 \\ 0 & 0 & 0 & p/4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q/4 \\ -1/l & -1/l & 0 & -4\lambda/l & -2\lambda/l \\ 1 & 0 & -1 & 2\lambda & -\lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_1^* \end{bmatrix} + \frac{4\pi}{l\mu} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4)$$

モード(2)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_1^* \\ i_2^* \end{bmatrix} = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p/4 & -p/4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p/4 & 0 & -p/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q/4 & -q/4 \\ -1/l & -1/l & 0 & -4\lambda/l & 2\lambda/l & 2\lambda/l \\ 1 & 0 & -1 & 2\lambda & -\lambda & -\lambda \\ 0 & 1 & 1 & 2\lambda & -\lambda & -\lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_1^* \\ i_2^* \end{bmatrix} + \frac{4\pi}{l\mu} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5)$$

モード(3)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_2^* \end{bmatrix} = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & p/4 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p/4 & -p/4 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -q/4 \\ -1/l & -1/l & 0 & -4\lambda/l & -2\lambda/l \\ 0 & 1 & 1 & 2\lambda & -\lambda \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ v_{C3}^* \\ i_d^* \\ i_2^* \end{bmatrix} + \frac{4\pi}{l\mu} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (6)$$

モード(4)

$$\frac{d}{dz} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ i_d^* \end{bmatrix} = \frac{4\pi}{\mu} \begin{bmatrix} 0 & 0 & p/4 \\ 0 & 0 & p/4 \\ -1/l & -1/l & -4\lambda/l \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{C1}^* \\ v_{C2}^* \\ i_d^* \end{bmatrix} + \frac{4\pi}{l\mu} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

各モード共通に、出力電流 i_0^* 、出力電圧 v_0^* は、

$$i_0^* = n(2i_d^* - i_1^* - i_2^*) \quad (8)$$

$$v_0^* = \lambda i_0^* / n^2 \quad (9)$$

ASCRの電圧 v_{AS1}^* 、 v_{AS2}^* は、

$$\text{モード(1), モード(4)で, } v_{AS2}^* = nv_0^* + v_{C2}^* + v_{C3}^* \quad (10)$$

$$\text{モード(3), モード(4)で, } v_{AS1}^* = nv_0^* + v_{C1}^* - v_{C3}^* \quad (11)$$

となる。