UDC 621.314.57.029.4:621.314.63.077.65
621.311.69:621.373.5:534.321.9

論 文

56-B57

逆導通サイリスタ方式高周波インバータの 過渡諸特性と動力用超音波励振源の設計

正 員 畑 中 義 博 (海技大)

正 員 中 岡 睦 雄 (神戸大)

正 員 丸 橋 徹 (神戸大)

正 員 西 村 正太郎 (大阪大)

1. ま え が き

動力用超音波応用におけるサイリスタ高周波インバータ励振源の適用においては、電気-音響変換系としての超音波振動子系における負荷特性に未知の要素が多く、また励振源としてのサイリスタ高周波インバータの実際面に即した転流重なり現象の解析および過渡諸特性の把握が不十分な点など、問題となっていた。

サイリスタ高周波インバータには、種々のタイプがあるが^{(2)~(6)}、動力用超音波励振源としてはサイリスタの順逆尖頭電圧が低く、入出力電力、周波数限界との関連における転流余裕時間が比較的大きいなどの総合的観点より、逆導通サイリスタを用いた回路形式が適していると言えよう。逆導通サイリスタを用いた高周波インバータとしては、Mapham氏、Revankar氏らの主に誘導加熱系への応用を目的とした定常特性解析の報告⁽⁵⁾⁽⁶⁾があるが、転流重なり現象の定量的解析、更には回路設計法などはほとんど解明されていない。特に逆導通サイリスタ方式インバータの場合、安定動作に影響する諸特性量が、過渡状態において増減することが明らかとなり⁽⁷⁾、過渡諸特性解析の重要性が指摘される。

筆者らは先に動力用超音波振動子系の電気端における入力負荷特性⁽⁸⁾⁽⁹⁾を明らかにした。本文においては逆導通サイリスタ方式高周波インバータの実際面に即した転流重なり現象を考慮した過渡特性解析結果をも

とに安定動作に影響する諸特性量の過渡-定常比較、転流安定動作域の図式化について述べるとともに、代表的無次元化回路パラメータにおける実験結果よりその諸特性を裏付けている。更に、過渡-定常特性解析結果をもとに、動力用超音波の具体的応用としての燃料改質システム励振源の回路設計法を提示するとともに実システムを設計検討している。

2. 回路構成と過渡動作

逆導通サイリスタ方式の高周波インバータ回路形式としては図1(a)に示されるブリッジ形、同図(b)の中点タップ形、および同図(c)の交流枝路に負荷を接続する形式などが考えられる。ブリッジ形の場合、大出力用に適すが、スイッチング素子数が多く、また中点タップ形の場合、転流余裕時間、周波数限界の点では有利であるが出力変成器の直流偏磁、高出力化に適さないなどの欠点があり、本論文の解析では動力用超音波励振源として図1(c)のタイプを採用している。同図において R, C_a は、電わい形動力用超音波振動子系の負荷等価回路定数⁽⁹⁾を示す。

回路動作の説明および解析においては、表1に定義される無次元化回路パラメータ μ, λ および無次元化基準量を用いる。図2に本方式インバータの無次元化 μ, λ 平面における過渡発振動作域と各領域における出力電流 i_o の定常波形⁽⁷⁾⁽¹⁰⁾を示す。過渡発振動作域は、始動第1サイクル目における転流余裕時間 Z_{a1} が0よりも大きいという、条件のもとに求めたものである。すなわち図2(c)の領域の発振動作限界は、図3の過渡発振動作原理図に示されるように、 Th_1 導通における始動第1サイクル目 $Z=0.5$ において、 Th_2 を点弧すると、 Th_1 と Th_2 が同時に導通する転流重なり期間 Z_u が存在する。逆導通サイリスタ方式インバータの場合、サイリスタに逆並列に接続されるダイオードの導通期間が転流余裕時間となるので、従って、

Transient Characteristics of High-Frequency Inverter Using Reverse-Conducting Thyristors and Circuit Design of High-Intensity Ultrasonic Power Supply. By Yoshihiro Hatanaka, Member (Marine Technical College), Mutsuo Nakaoka, Member, Toru Maruhashi, Member (Faculty of Engineering, Kobe University) & Masataro Nishimura, Member (Faculty of Engineering, Osaka University).

畑中義博：正員，運輸省海技大学校機関科電気工学

中岡睦雄：正員，神戸大学工学部電気工学教室

丸橋 徹：正員，神戸大学工学部電気工学教室

西村正太郎：正員，大阪大学工学部電気工学教室

図 1 逆導通サイリスタ方式による高周波インバータ諸形式

Fig. 1. Some types high-frequency inverters using reverse-conducting thyristors.

表 1 無次元化記号一覧

Table 1. Normalized symbol list.

無次元化パラメータ

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

無次元化基準量

$$\text{電圧: } E = \text{電源電圧, 電流: } I = E/2\sqrt{L/C}$$

$$\text{電力: } P = E^2/2\sqrt{L/C}, \quad f_0: \text{出力周波数, } z: \text{無次元化時間}$$

$$L = L_1 + L_2, \quad L_1 = L_3, \quad L_2: \text{出力変成器漏れインダクタンス}$$

$$l = L_1/L = L_2/L, \quad m = L_3/L$$

$$M: L_1 \text{ と } L_2 \text{ の相互インダクタンス}$$

$$k: L_1 \text{ と } L_2 \text{ の電磁結合度} = M/\sqrt{L_1 L_2}$$

$$C = 2C_1 C_2 / (C_1 + C_2), \quad a = C_1/C = C_2/C, \quad b = C_3/C$$

無次元化諸量

$$\text{ターンオフタイム: } Z_{off} = f_0 \cdot T_{off}$$

$$\text{転流重なり期間: } Z_u = f_0 \cdot T_u, \quad \text{転流余裕時間: } Z_c = f_0 \cdot T_c$$

$$\text{サイリスタ電圧最大値: } v_{thmax}^* = v_{thmax}/E$$

$$\text{サイリスタ電流最大値: } i_{thmax}^* = i_{thmax}/I$$

$$\text{オン電流上昇率: } di^*/dz = (di/dt)I/f_0$$

$$\text{入力電力: } P_{in}^* = P_{in}/P, \quad \text{出力電力: } P_o^* = P_o/P$$

$$\text{リアクトル } L_1 \text{ の電流: } i_1^* = i_1/I$$

$$\text{リアクトル } L_2 \text{ の電流: } i_2^* = i_2/I$$

$$\text{コンデンサ } C_2 \text{ の電圧: } v_2^* = v_{c2}/E$$

$$\text{コンデンサ } C_3 \text{ の電圧: } v_3^* = v_{c3}/E$$

図3に示されるように Th_1 部を流れる電流 i_1^* はゼロクロスして負に反転する, すなわちダイオードが導通することが必要条件となる。図3(a)の場合, i_1^* はゼロクロスせず発散してしまい転流失敗する⁽⁷⁾。図2の各領域における発振動作において, ⑤の領域は, Th_1 単流 $\rightarrow D_1$ 単流 $\rightarrow$ 休止期間 $\rightarrow Th_2$ 単流 $\rightarrow D_2$ 単流 $\rightarrow$ 休止期間というスイッチングモードを有する自然転流動作域であり, ④の領域は⑤のスイッチングモードにおいて休止期間がなくなる臨界転流域となる。また④の領域は, Th_1 単流 $\rightarrow D_1$ 単流 $\rightarrow D_1 \cdot Th_2$ 転流重なり $\rightarrow Th_2$ 単流 $\rightarrow D_2$ 単流 $\rightarrow D_2 \cdot Th_1$ 転流重なりというス

図 2 過渡発振動作域と定常出力電流波形

Fig. 2. Transient-state oscillation regions and output current waveforms.

図 3 過渡発振動作原理

Fig. 3. Principle of transient-state oscillation.

イッチングモードを繰り返すダイオード, サイリスタ転流重なり領域となる。⑥領域は上記④のダイオードサイリスタ転流重なり領域におけるスイッチングモードにおいてダイオードの単流モードがなくなる。一方, C_1, C_2 の領域は, 過渡発振動作において Th_1 と Th_2 が同時に導通するサイリスタ・サイリスタ転流重なり領域であるが, C_1 領域は過渡数サイクルのみにサイリスタ同士の転流重なりモードが存在し, 定常状態においては存在しない。 C_2 領域は過渡, 定常状態ともに, サイリスタ同士の転流重なり域が存在する。すなわち, Th_1 単流 $\rightarrow Th_1 \cdot Th_2$ 転流重なり $\rightarrow D_1 \cdot Th_2$ 転流重なり $\rightarrow Th_2$ 単流 $\rightarrow Th_2 \cdot Th_1$ 転流重なり $\rightarrow D_2 \cdot Th_1$ 転流重なりというスイッチングモードを繰り返すもので, C_1 領域は過渡数サイクルにおいて上記スイッチングモードにおける Th 同士の転流重なりモードが消失する。

3. 過渡諸特性の解析

〈3・1〉 各モード状態方程式 サイリスタ同士およびダイオード・サイリスタ転流重なりモードを含む過渡動作各スイッチングモードにおける無次元化状態方程式を下記に示す。

〔 Th_1, D_1 単流モード〕

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_1^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} = -\frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} \lambda & 1 & 1 \\ -1/8a & 0 & 0 \\ -1/4b & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} + \frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (1)$$

〔 $Th_1 \cdot Th_2, D_1 \cdot Th_2, D_2 \cdot Th_1$ 転流重なりモード〕

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_1^* \\ i_2^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} = -\frac{4\pi}{\mu(1+m-kl)} \begin{pmatrix} \lambda & \lambda & 1 & 1 \\ \lambda & \lambda & 1 & 1 \\ -\frac{(1+m-kl)}{8a} & -\frac{(1+m-kl)}{8a} & 0 & 0 \\ -\frac{(1+m-kl)}{4b} & -\frac{(1+m-kl)}{4b} & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1^* \\ i_2^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} + \frac{4\pi}{\mu l(1+m-kl)(1+k)} \begin{pmatrix} 1 \\ kl-m \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \dots\dots\dots (2)$$

〔 Th_2, D_2 単流モード〕

$$\frac{d}{dz} \begin{pmatrix} i_2^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} = -\frac{4\pi}{\mu} \begin{pmatrix} \lambda & 1 & 1 \\ -1/8a & 0 & 0 \\ -1/4b & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_2^* \\ v_2^* \\ v_3^* \end{pmatrix} \quad (3)$$

本方式インバータの始動時から定常状態に至る過渡計算においては、始動時初期値として $i_1^{*+0}=0, i_2^{*+0}=0, v_2^{*+0}=0.5, v_3^{*+0}=0$ を与え、モード遷移条件により繰返し計算を行ない、各半サイクルごとに過渡諸特性量を打ち出す方法により必要諸量を求めた。なお定常状態の判定は、 n (整数) サイクル目の電流または電圧の初期値 $i_{1(n)}^{*+0}, i_{2(n)}^{*+0}, v_{2(n)}^{*+0}$ と、 $(n+1)$ サイクル目の $i_{1(n+1)}^{*+0}, i_{2(n+1)}^{*+0}, v_{2(n+1)}^{*+0}$ を比較し、その変動分の絶対値が1%以内をもって定常状態と判定した。上記計算方法において問題となるのは、転流重なり期間の計算方法であり 図4に転流重なり期間を求める場合のフローチャートを、また図5にその場合の電流ゼロクロスポイントを求める場合の直線近似を示す。図4において転流重なり期間は、 D_2 または Th_2 導通時における Th_1 を点弧した時点より、 D_2 または Th_2 を流れる電流 i_2^* がゼロとなるまでの期

図 4
転流重複期間
計算における
フローチャー
ト

Fig. 4. Flow-chart on calculating of overlapping-commutation time.

間として計算する。その場合のゼロクロスポイントを求める場合の直線近似式を下記に示す (図4, 図5参照)。

(i) の場合のゼロクロスポイント

$$z_0' = [z_b - t + z_b |i_a^*/i_b^*|] / [1 + |i_a^*/i_b^*|] \dots\dots\dots (4)$$

i_a^* ~ 刻み幅 $t=0.02$ ごとの計算において、ダイオード部を流れる電流 i_2^* (または i_1^*) の符号 (正負) が反転したときの1刻み幅前 z_a における値 >0

i_b^* ~ 同上の計算において、 i_2^* (または i_1^*) の符号 (正負) が反転したとき z_b における値 <0

(ii) の場合のゼロクロスポイント

$$z_0' = [z_0 + z_b |i_c^*/i_b^*|] / [1 + |i_c^*/i_b^*|] \quad (5)$$

i_c^* ~ 第2回目直線近似の $t=0.02$ ごとの計算において、第1回目直線近似ゼロクロスポイント z_0 における D 部を流れる電流 i_2^* (または i_1^*) の値

(iii) の場合のゼロクロスポイント

$$z_0' = [z_a + z_0 |i_a^*/i_c^*|] / [1 + |i_a^*/i_c^*|] \quad (6)$$

図5および上式において(i)は第1回目の直線近似で、その場合のゼロクロスポイントにおける $|i_2^*|$ が 10^{-3} 以下にならない場合は、 i_2^* の正負の判定により(ii)または(iii)の直線近似を行なう。

〈3・2〉 諸特性量の過渡応答 逆導通サイリスタ方式インバータの過渡安定動作に影響する要因として繰返しピーク値としてのサイリスタ順方向電圧および

図5 ゼロクロスポイントの近似法

Fig. 5. Approximate method of zero-cross point detecting.

電流の最大値 v_{Thmax}^* , i_{Thmax}^* , オン電流上昇率 di^*/dz , 更には周波数限界 f_{0max} との関連における転流余裕時間 z_c などが考えられる。従来の直列共振形高周波インバータとしてのコンデンサ分割形インバータなどの場合、これらの安定動作に影響する諸特性量は単調増加の傾向⁽¹¹⁾を示す。従って、繰返しピーク値に関しては定常値により回路設計を実施すれば良い。しかし、逆導通サイリスタ方式の場合は、これらの安定動作に影響する諸特性量としての v_{Thmax}^* , i_{Thmax}^* , di^*/dz および z_c などが計算結果より増減することが明らかとなった。従って、逆導通サイリスタ方式インバータの安定動作においては、特に過渡諸特性量の把握が非常に重要となる。本文では各特性量の各半サイクルごとの計算値を比較し、安定動作上最も厳しい値として v_{Thmax}^* , i_{Thmax}^* および di^*/dz に関してはその中で最大のものを、また z_c に関しては最小のものを、それぞれの特性量の過渡限界値と定義する⁽⁷⁾。

また、以下の解析結果は、同一負荷において z_c が最大となり周波数限界も向上するうえ、 di^*/dz が最小となる $l=1$ ($L_3=0$), $k=0$ の回路形態⁽¹⁰⁾⁽¹²⁾について述べている。

図6に i_{Thmax}^* および z_c の始動から、定常に至る各半サイクルごとの各値の変化を示す過渡応答を示す。図の i_{Thmax}^* は増減の傾向を示すが、 z_c に関しては始動第1サイクル目が最小となり、各サイクルごとの変化においてそれ以下にならない。これは、逆導通

図6 i_{Thmax}^* , z_c の過渡応答

Fig. 6. Transient response of i_{Thmax}^* and z_c .

サイリスタ方式インバータの発振動作域における各 μ , λ の値において成立する。従って、発振周波数限界は、始動第1サイクル目 z_c (過渡限界値 z_c) によって制限されることになる。

〈3・3〉 諸特性量の過渡一定常比較 逆導通サイリスタ方式の場合、繰返しピーク値としての v_{Thmax}^* , i_{Thmax}^* および di^*/dz が過渡動作において増減することが明らかとなったが、ここでは各特性量の過渡限界値(安定動作上最も厳しい値)と定常値が発振動作域内各 μ , λ の値においてどの程度の差があるかを検討しよう。図7, 図8および図9において発振動作域内のそれぞれ v_{Thmax}^* , i_{Thmax}^* および di^*/dz の過渡限界値と定常値の比較分布を示す。図7, 図8および図9において、発振動作域内の同一 μ , λ の値で比較した場合、全領域において過渡限界値の方が定常値よりも大きいことがわかる。また両値の差は、 λ が小さい領域ほど大きい傾向を示している。動力用超音波励振源の場合、一般に z_c , 入・出力電力および繰返しピーク値などの相互関係より、 μ , λ を選定する場合 $0.1 \leq \lambda \leq 0.3$, $0.6 \leq \mu \leq 0.9$ 近辺の μ , λ を選定することが多い。この場合、図7～図9よりこの領域においては過渡限界値と定常値の差が大きく、回路設計においては注意を要す。また、サイリスタ-サイリスタ転流重なり領域(図2参照)においては、過渡限界値の μ の変化に対する変動率が大きく、この領域における励振源としての駆動は避けるべきである。しかし、いずれにせよ逆導通サイリスタ方式インバータ励振源の場合は、サイリスタ-サイリスタ転流重なり領域を除く

図 7 v_{Thmax}^* 分布Fig. 7. Distribution of v_{Thmax}^* 図 8 i_{Thmax}^* 分布Fig. 8. Distribution of i_{Thmax}^* 図 9 di^*/dz 分布Fig. 9. Distribution of di^*/dz

ば、 μ - λ 平面における発振可能動作域の広い領域において、安定動作に大きく影響する諸特性量の変動率が比較的小さく、特に図 7 の v_{Thmax}^* 分布においては、電源電圧 E の 2 倍程度に v_{Thmax} の値が抑えられることが明らかとなった。

〈3.4〉 転流余裕時間による安定動作域 逆導通サイリスタ方式の発振可能動作域は、図 2 および図 3 に示されるように、始動第 1 サイクル目 $z_c > 0$ の条件より求められる。これは、図 6 において説明されるように、本方式インバータの場合、始動第 1 サイクル目 z_c が最小となり、各サイクルごとの変動においてそれ以下にはならないことによる。

しかし、実際のサイリスタ定格としての T_{off} を考慮した場合の安定動作域は、 $z_c \geq z_{off} = f_0 \cdot T_{off}$ の条件によって狭められる。図 10 に z_c を考慮した場合の無次元化パラメータ μ - λ 平面における過渡-定常安定動作域を示す。同図において、 $\mu < \sqrt{1-\lambda^2}/2$ の休止期間が存在する自然転流動作域においては、 z_c 過渡限界値と定常値は、全く等しくなることが示されている。この領域は、 z_c の値が大きく、 $f_{0max} - z_c / T_{off}$ の観点からは有効な領域と言えるが、他の領域と比較すると電源電圧 E 一定において入・出力電力が極端に小さい。 E を上昇させた場合は繰り返しピーク値としての v_{Thmax} 、 i_{Thmax} 、更には di/dt のうえで問題があり、定常駆動領域としては適さない。しかし、 E 一定において、始動時、あるいは励振源負荷変動時に一時的に同領域で駆動する場合は、安定な発振が確保される領域となる。なお、 $\mu > \sqrt{1-\lambda^2}/2$ 、 $\lambda \leq 0.3$ の領域は、 z_c 過渡限界値と定常値の差が大きく、特に励振源回路設計においては考慮しなければならない。すなわち例えば動力用超音波励振源として、振動子系共振周波数 $f_r = 25 \text{ kHz}$ 、余裕率をみて $f_{0max} = 28 \text{ kHz}$ 、使用するサイリスタの $T_{off} = 10 \mu\text{s}$ として考えた場合、余裕率を

図 10
 z_c による過渡-
定常安定動作域

Fig. 10. Transient-state, steady-state stable operation region by z_c .

考慮した z_{off} は 0.28 となる。この場合、図 10 において $\lambda = 0.12$ 、 $\mu = 0.85$ における定常値 $z_c \approx 0.283$ で発振可能と考えられるが、過渡限界値 $z_c \approx 0.21$ のため、始動第 1 サイクル目で発振不能となる。従って、励振源回路設計においては過渡限界値分布 z_c をもとに、 μ 、 λ の選定をする必要がある。

〈3.5〉 負荷急変時の過渡動作解析 本節では負荷急変時として、定常運転動作時に $\lambda \rightarrow 0$ とした場合の現象を、代表的 μ 、 λ の値における解析結果より検討する。図 11 に $\lambda = 0.1$ 、 $\mu = 0.95$ における定常動作において、 $\lambda \rightarrow 0$ としたときの過渡動作各部波形を示す。 $\lambda \rightarrow 0$ は現実的には負荷駆動中結線接触による故障の極端な例と考えられる。図 11 より本方式インバータの場合、 $\lambda \rightarrow 0$ においても安定動作に影響する諸特性量が著しく急変することなく安定に発振することがわかる。特に z_c に注目すると、 $\lambda \rightarrow 0$ となることによりむしろ z_c が増加しており、 T_{off} との関係における転流条件においてはむしろ安定な方向に動作することが示されている。

図 11 負荷急変時過渡動作計算波形

Fig. 11. Calculated transient-state waveforms in the case of extreme load change.

4. 実験および検討

図 12 に代表的 μ, λ の値における各部過渡動作波形の理論波形と実験波形（シンクロスコープ写真）の比較を示す。理論値と実験値の比較においては、 λ の小さい領域において弱干の誤差を生じる傾向が認められる。これは、スイッチング損失などを本文では考慮していないためと考えられるが、その誤差も数パーセント以内であり、理論値と実験値の傾向はよく一致していると言えよう。一般に λ の値の小さいほど始動から定常状態に至るまで時間がかかるが、 $\lambda=0.1$ の場合でも、本方式インバータの場合はほぼ 10 サイクル以内に定常状態と判定でき、数サイクル経過時点における理論値および実験値の比較においてその変動分は微小となることからわかる。

5. 動力用超音波励振源の設計と評価

本章では動力用超音波ホモジナイザによる燃料改質システム⁽¹⁾⁽⁸⁾⁽⁹⁾を実負荷とする本方式インバータ励振源の回路実設計法について述べる。

〈5・1〉設計資料

(1) 入・出力電力との関係における L, C, R P_{in} と P_0 の関係における効率を η とすると それぞれの関係より L, C, R は次のように求められる。

$$P_0^* = \eta P_{in} = 2\eta \sqrt{L/C} P_{in} / E^2 \quad \dots\dots\dots (7)$$

$$\sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{\eta E^2}{2 P_0} \left\{ \left(\frac{2\pi}{\mu l} z_{u1}^2 - i_2^* + z_{u1} \right) + \frac{2a\mu}{\pi} \{v_2^*(0.5) - v_2^*(z_{u1})\} \right\} \quad (8)$$

(a) 計算値, $\lambda=0.1, \mu=0.95, k=0, l=1, a=1$

$E=50 \text{ V}, 20 \mu\text{s/div},$
 $f_0=18.02 \text{ kHz}$

図 12 過渡動作各部波形

(b)

Fig. 12. Transient-state waveforms.

図 13

 P_{in}^* 分布Fig. 13. Distribution of P_{in}^* .

z_{u1} : Th_1 をトリガしたときの転流重なり期間 μ の定義より

$$\sqrt{LC} = \mu / 2\pi f_0 \quad \dots\dots\dots (9)$$

従って、(8)、(9)式より

$$\left. \begin{aligned} L &= \frac{\mu E^2 \eta}{4\pi f_0 P_0} P_{in}^*, \quad C = \frac{\mu P_0}{\eta \pi f_0 E^2 P_{in}^*} \\ R &= 2\lambda \sqrt{L/C} \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

上式において P_{in}^* は、選定した μ, λ の値により z_u を考慮して計算により求めるわけであるが、図 13 に本方式インバータ発振可能領域における P_{in}^* の分布を示す。

(2) サイリスタ電流平均値 逆導通サイリスタ方式の場合、サイリスタ電流平均値 I_{Thav}^* は、 Th_1

または Th_2 導通期間における i_1^* または i_2^* の平均値として下式で与えられる。

$$\begin{aligned} I_{Thav}^* &= \int_0^{z_{u1}} i_1^*(z) dz + \int_{z_{u1}}^1 i_1^*(z) dz \\ &= \frac{\pi z_{u1}^2}{\mu l(1+k)} - 0.5 i_2^{*+0} z_{u1} \\ &\quad + \frac{2a\mu}{\pi} [v_2^*(z_1) - 0.5 v_2^{*+0} \\ &\quad - 0.5 v_2^*(z_{u1})] \dots\dots\dots (11) \end{aligned}$$

ここで、 $i_1^*(z_1)=0$

図 14 に励振源の特性上、実際に選定されることの多い $\lambda \leq 0.3, 0.6 \leq \mu \leq 0.95$ における I_{Thav}^* 分布を示す。

(3) コンデンサ電流実効値、転流リアクトル電流実効値 回路素子としての、コンデンサ電流実効値 I_{Crms}^* および転流リアクトル電流実効値 I_{Lrms}^* は

$$\begin{aligned} I_{Crms}^* &= \sqrt{\int_0^1 i_{c2}^*(z)^2 dz} \\ &= \sqrt{0.5 \int_0^{0.5} i_0^*(z)^2 dz} \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

図 14
 I_{Thav}^* 分布

Fig. 15. Distribution of I_{Thav}^* .

図 15 I_{Crms}^*, I_{Lrms}^* 分布

Fig. 15. Distribution of I_{Crms}^* and I_{Lrms}^* .

$$I_{Lrms}^* = \sqrt{\int_0^1 i_1^*(z)^2 dz} \dots\dots\dots (13)$$

となる。図 16(a), (b) に I_{Crms}^* および I_{Lrms}^* 分布を示す。

〈5・2〉 設計手順および設計例 以上の設計資料により回路実設計について述べる。

〔ステップ I〕 動力用超音波ホモジナイザの負荷条件における振動子系等価回路定数 R_0, C_0 を算出する⁽⁹⁾。また、負荷特性より、定格出力、周波数限界を設定し、効率 η を仮定する。更に高周波スイッチング素子制約条件を指定する。

〔ステップ II〕 回路パラメータ決定、スイッチング素子選定 図 16 に各回路パラメータ決定スイッチング素子選定における設計フローチャートを示す。同図において、まずステップ I において求めた E および f_0 より、サイリスタ制約条件の中の v_{Thmax} および T_{off} を考慮して μ, λ を選定する。この場合 v_{Thmax} に関しては図 7 を、 T_{off} に関しては図 10 より $z_{off} = f_0 \cdot T_{off} \leq z_c = z_{off} \times (1.1 \sim 1.2)$ を考慮して μ, λ を選定する。 μ, λ を選定したら、(9)式より $\sqrt{LC}$ を算出するとともに、図 13 および(8)式を参考にして $\sqrt{L/C}$ を求める。 $\sqrt{L/C}$ より、電流基準化量 $I = E / 2\sqrt{L/C}$ が求まるので、 I および図 8 を参考にして、 i_{Thmax} が制限値以内かどうかのチェックをする。制限値を満たさぬときは、ステップ I にもどって E の値を変更するか、または、 μ, λ の値を再選定する。次に同様に di/dt をチェックする。共に、制限値以内の場合は、(10)式より L, C, R が求まるとともに、 $T_{off}, v_{Thmax}^*, i_{Thmax}, di/dt$ および図 14 I_{Thav}^* から得られ

図 16

回路パラメータ、スイッチング素子決定フローチャート

Fig. 16. Flow-chart on decision of circuit parameters and switching elements.

表 2 励振源回路設計例

Table 2. Example of circuit design for ultrasonic power supply.

設計仕様

- 〔負荷条件〕 目的: エマルジョン燃料生成, 燃料: B重油
水分: 約 10%, 流量 11/min
 $C=3\text{mm}$, $D=30\text{mm}$
〔共振点各定数〕 $f_r=18,547\text{Hz}$, $Y_{m0}=7.8\text{ms}$, $Y_d=5.81\text{ms}$
 $R_{m0}=128\Omega$, $C_d=0.0498\mu\text{F}$, $C_0=0.139\mu\text{F}$
〔ホモジナイザ定格〕 $P_0=600\text{W}$, $f_0=f_r=18,547\text{Hz}$
 $E=100\sim 150\text{V}$
〔素子制約条件〕 $T_{off}\geq 10\mu\text{s}$, $v_{Thmax}\leq 700\text{V}$, $i_{Thmax}\leq 50\text{A}$
 $di/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$, $\eta\geq 0.8$

設計例

- 〔回路形態〕 $l=1$, $m=0$, $k=0$, $\alpha=0.594$, $b=6.397$
〔回路パラメータ〕 $\mu=0.85$, $\lambda=0.15$, $L=L_1=L_2=23.7\mu\text{H}$
 $C=2.24\mu\text{F}$, $C_1=C_2=1.33\mu\text{F}$, $n=0.0985$
〔サイリスタ定格〕 (ダイオードも準ずる)
 $v_{Thmax}=237\text{V}$, $i_{Thmax}=34.96\text{A}$
 $T_{off}=10\mu\text{s}$, $di/dt=8.36\text{A}/\mu\text{s}$
 $I_{Thav}=5.8\text{A}$
〔コンデンサ定格〕 $v_{Cmax}=142.1\text{V}$, $I_{Crms}=13.8\text{A}$
〔リアクトル定格〕 $I_{Lrms}=17.3\text{A}$

る I_{Thav} をもとにサイリスタ, ダイオードを選定する。

〔ステップⅢ〕 巻数比決定, インピーダンス変換
ステップⅡで求めた R と η より概算される損失抵抗 $r \approx R(1-\eta)$ より巻数比を下式により求める。

$$n=n_1/n_2=\sqrt{(R-r)/R_0}=\sqrt{R'/R_0} \dots (14)$$

この n をもとに インピーダンス変換により C_0 の一次側換算値 C_3 および C との関係における C_1, C_2 , 更には a, b の値を下式により求める。

$$\left. \begin{aligned} C_3 &= C_0/n^2, C_1=C_2=C C_3/2(C_3-C) \\ a &= C_1/C, b=C_3/C \end{aligned} \right\} (15)$$

〔ステップⅣ〕 コンデンサ, リアクトル定格

$v_{1,2max}^*$ に関しては $a, b (0 < a, b < \infty)$ の値によってその大小が変化する。従って, $v_{1,2max}^*$ に関しては a, b の値が決定した時点で, $v_2^*(z_1), i_1^*(z)=0$ において求める。 I_{Crms}^* は図 15(a) より求める。転流リアクトルに関しては, 図 15(b) I_{Lrms}^* および I より, I_{Lrms} を求め, 余裕率を考慮してリッツ線の太さを決定する。第 2 表に上記設計手順により燃料改質システム励振源の設計例を示す。

6. む す び

以上, 本文で得られた結果を下記に要約する。

(1) 逆導通サイリスタ方式高周波インバータ励振源の過渡特性解析における理論と実験結果の比較より

転流余裕時間 z_c に関しては始動第 1 サイクル目が最小となることを明らかにした。従って, T_{off} との関連における周波数限界に関しては, 始動第 1 サイクル目 z_c 過渡値を考慮すべき点を指摘した。

(2) 安定動作上重要な, 繰返しピーク値としての i_{Thmax}, v_{Thmax} および di/dt に関して, 無次元化 $\mu-\lambda$ 平面発振可能動作域における分布を, 安定動作上最も厳しい値としての過渡限界値と定常値を比較して図示した。その結果, 実際駆動領域としての λ の比較的小さい領域において, 過渡限界値と定常値の差が大きくなり, 回路実設計において十分考慮すべきである点を指摘した。

(3) 本方式インバータ励振源発振可能領域を明確化し, 同領域における z_c を考慮した過渡-定常転流安定動作域を図式化し, 回路設計指針を示した。

(4) 定常動作時負荷急変においても, 安定に動作することを示し, 励振源としての適応性を立証した。

(5) 過渡-定常特性解析結果をもとに, 燃料改質システム超音波励振源の回路設計法を提示し, 実システムの設計例を示した。

(昭和 55 年 10 月 6 日受付, 同 56 年 3 月 30 日再受付)

文 献

- (1) 石渡・白井・竹治:「超音波燃料油改質装置」, 電子通信学会技研報, US 80-26, 49 (昭 55-8)
- (2) 中岡・丸橋・畑中:「大電力強力超音波発生用静止電力変換装置の現状と問題点」, 昭 56 電気学会大会, S8-6
- (3) W.C. Fry: "An Ultrasonic Power Source Utilizing a Solid State Switching Device", *Proc. IRE* 23, part 6 (1960-3)
- (4) R. Thompson: "Designing Series SCR Inverter", *Proc. IEEE* (1963-6)
- (5) N. Mapham: "An SCR Inverter with Good Regulation and Sinewave Output", *IEEE Trans. IGA-3*, 176 (1967)
- (6) G.N. Revankar & D.S. Karande: "Voltage-Fed High-Frequency Bridge Inverter Circuit", *IEEE Trans. IECI-21*, 228 (1974)
- (7) 畑中・中岡・丸橋・西村:「動力用超音波電源用逆導通サイリスタ方式高周波インバータの過渡解析」, 電気学会制御変換装置研究会, PCC-79, 43 (昭 54)
- (8) 畑中・中岡・丸橋:「動力用強力超音波振動係の入力負荷特性」, 電学論 B, 98, 3, 311 (昭 53)
- (9) 畑中・西村・中岡・丸橋:「燃料改質用超音波励振源の負荷特性」, 日本船用機関学会学術講演, No. 28, 206, 67 (昭 55)
- (10) 畑中・中岡・丸橋:「逆導通サイリスタ方式高周波インバータの定常特性解析」, 電気学会制御変換装置研究会, PCC-79 13 (昭 54)
- (11) 河合:「直列インバータ総論(3)」, 三菱電機, 34, No. 11, 92 (昭 34)
- (12) 畑中・中岡・丸橋:「逆導通サイリスタ方式コンデンサ分割形高周波インバータの転流重複期間の影響」, 電学論 B, 99, 343 (昭 54-5)