サイクル長制御を取り入れた自律分散型交通信号制御†

杉 正 夫*・湯 浅 秀 男**
太 田 順*・新 井 民 夫*

Autonomous Distributed Control of Traffic Signals with Cycle Length Control†

Masao SUGI*, Hideo YUASA**,
Jun OTA* and Tamio ARAI*

A new method is proposed for controlling a large number of traffic signals, which are represented by nonlinear oscillators, each governed by a reaction-diffusion equation at a node of a graph. The behavior of each signal is determined only by the states of its neighbors, with the system as a whole being also organized globally. In this report, cycle lengths of the signals are controlled according to the traffic condition. Along with the control of offsets and splits, which are also explained here, the system can achieve high performance in dynamic traffic conditions. The simulation results are exemplified to show the validity of the method.

Key Words: traffic signal, wide area control, cycle length, nonlinear coupled oscillator system, reaction-diffusion equation

1. 序 論

自動車保有台数が増加するとともに交通量が増大し、渋滞の発生や交通事故の増加が顕著となっている。その対策の1つとして、交通信号制御が研究されている。

交通信号は3つのパラメータをもつ。それはサイクル長(信号の1周期の長さ)、スプリット(1サイクル中で各方向の交通流に与える青時間の比率)、およびオフセット(隣接交差点の信号との青信号開始時間のずれ)である。この3つの制御パラメータを交通状況に応じて調節することで交通効率を改善するのが交通信号制御である。制御方式には大きく分けて単独制御と系統制御がある。前者は1つの信号だけを扱い、周囲の信号との関係は考慮しない。したがって制御パラメータはサイクル長とスプリットであり、隣接信号とのオフセットは扱わない。後者の系統制御は、同一路線の信号群を対象とし、サイクル長やスプリットに加えてオフセッ

トも制御するものであり、前者に比べてより大きな効率向上が実現できる。系統制御を単一路線から二次元平面へと拡張したものを広域制御(面制御)といい、これは通常の系統制御に比べてさらに高い効率が期待できる。

従来の広域信号制御は、オフライン計画で最適化問題を解き、得られた解を集中管理によって再現する^{1),2),6)}。しかしこの方法は、交通状況の動的な変化に対して柔軟に対処することが難しい。この方法を集中管理のままオンライン化し、制御パラメータの算出をリアルタイムで行なうシステムの構築も近年試みられている^{1),6)}。ただしこの方法では最適化計算の計算量に上限があり、計算時間と制御対象地域のサイズとの間にトレードオフ関係がある。したがって大規模な地域をリアルタイムで制御することは難しいと考えられる。

これに対して、近年自律分散的な手法で大規模な信号網を制御する試みがなされている^{3)~5),7),8),10)}。この方法は前述の従来手法に比べて大規模化や動的環境への対応などの点で優れていると考えられる。

三上ら⁷⁾、参沢ら⁸⁾はマルチエージェント強化学習によって信号網を制御しているが、3つのパラメータのうちオフセットは制御されていない。Leeら¹⁰⁾は分散ファジーコントローラによって信号網を制御しているが、各信号は隣接信号と明示的な通信を行わないため、信号間のオフセットを厳密に制御することはできない。関山ら⁴⁾は個別の周波数をもつ非線形振動子群として信号網をモデル化し、周波数同期の際に発生する位相差によってオフセット制御を試みている。文献4)ではスプリットも制御されており、3つのパラ

† 第15回自律分散システム・シンポジウムで発表(2003・1)

* 東京大学大学院工学系研究科 東京都文京区本郷 7-3-1

** 東京大学大学院工学系研究科 東京都文京区本郷/理化学研究所バイオミメティックコントロール研究センター(併任), 名古屋市守山区下志段味字穴ヶ洞

* School of Engineering, The University of Tokyo, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo

** School of Engineering, The University of Tokyo, Hongo, Bunkyo-ku, Tokyo / Bio-mimetic Control Research Center, RIKEN, Anagahora, Simo-shidami, Moriyama-ku, Nagoya

(Received October 18, 2002)

(Revised April 14, 2003)

メータすべての制御が扱われている。ただしこの方法ではオフセットと周波数という2つのパラメータが不可分な形で扱われており、両者を互いに独立して制御することはできない。西川ら⁵⁾も非線型結合振動子群を用いてオフセット制御手法を提案している。西川らのモデルでは振動子群は共通の周波数をもつ。これは本研究とも共通する特徴である。文献5)では3つのパラメータのうちオフセットだけを扱い、オフセット制御則の一般化(多現示交差点や右左折交通流への対応など)を行なっている。以上をまとめると、自律分散型の交通信号網制御では、3つの信号パラメータすべてを互いに独立に制御できる手法が確立されていないことがわかる。

本研究はこれまでに、非線型振動子群によって交通網をモデル化し、グラフ上の反応拡散方程式⁹⁾に従う信号間相互作用により、オフセットとスプリットを自律分散的に制御する手法を提案してきた³⁾。本論文では、これをサイクル長の制御にも拡張し、3つのパラメータすべてを制御対象とする。そしてこれら3パラメータを独立に制御することで、高い交通効率の達成を目指す。

まず2章で前提条件を述べ、スプリットとオフセットの制御方法について説明する。3章では、広域制御において考慮すべきオフセット閉合条件を論じる。そしてサイクル長制御を行なうことでオフセット閉合条件の問題を緩和し、交通効率を改善することを述べる。また具体的なサイクル長制御手法の提案を行なう。4章ではシミュレーションにより提案手法の有効性を検証する。5章で本論文を結論づける。

2. 自律分散型信号制御

ここでは本研究の前提条件を述べ、スプリットとオフセットの制御手法を説明する。なおスプリットとオフセットの制御手法は、一部変更した点はあるものの、本研究の先行論文3)とおおむね同じである。ここでは変更点を明らかにしつつ、必要最低限の説明に止める。それら変更の必要性については3章で改めて述べる。

2.1 前提条件

本研究では交通流は直進のみとし、車の右左折は扱わない。道路は片道1車線の双方向道路であるものとし、交差点はすべて十字路に限定する(Fig. 1(a))。また信号の現示(phase)は2現示方式、すなわち東西を青とする“Phase1”と南北を青とする“Phase2”であるとする(Fig. 1(b))。

各信号は、東西南北の各方向から交差点へと流入してくる交通量、すなわち自動車の台数を観測できるものとする(Fig. 1(a))。ただしこの交通量 q は、限界交通流量を用いて $q \in [0, 1]$ の範囲に規格化されるものとする。また、交通量に関する情報は隣接信号間で交換することができる。すなわちFig. 1(a)の信号 i と j は、両者の間を流れる交通量 $q_{i \leftarrow j}$ および $q_{j \leftarrow i}$ の情報を共有する。

2.2 交通信号モデル

本研究では、信号の内部状態を位相角(phase angle)

Fig. 1 (a) Traffic volume and oriented graph model
(b) Traffic signal model

$\theta_i \in [0, 2\pi)$ およびスプリット $\sigma_i \in [0, 1]$ で表わす(Fig. 1(b)). スプリット σ_i は

$$\sigma_i = \frac{\tau_{\text{phase1}}}{\tau_{\text{phase1}} + \tau_{\text{phase2}}} \quad (1)$$

と定義する。ただし τ_{phase1} , τ_{phase2} は、それぞれ Fig. 1(b)における Phase1 と Phase2 の持続時間である。

位相角 θ_i とスプリット σ_i が与えられたとき、実際の信号の現示は以下のように決める。まず現示切り替え点 Θ_{i1} と Θ_{i2} を

$$\Theta_{i1} = \left(\frac{1}{2} - \sigma_i\right)\pi, \quad \Theta_{i2} = \left(\frac{1}{2} + \sigma_i\right)\pi. \quad (\text{mod } 2\pi) \quad (2)$$

と定める(Fig. 1(b)). この2つの現示切り替え点を用いて、現示を

$$\text{Phase1: } \sin \theta_i \geq \sin \Theta_{i1}, \quad \theta_i \neq \Theta_{i2} \quad (3)$$

$$\text{Phase2: } \sin \theta_i \leq \sin \Theta_{i2}, \quad \theta_i \neq \Theta_{i1}$$

と与える(Fig. 1(b)).

信号群の隣接関係(結合関係)を有向グラフ $G = (V, E)$ で表わす(リンクの方向と交通の方向は無関係であることに注意されたい。道路はあくまで双方向であり、それを1本のリンクで表わす)。ここで、以下に示すようなリンク (i, j) の関数

$$\text{sign}(i, j) = \begin{cases} 1, & i \text{ が } (i, j) \text{ の終点のとき} \\ -1, & i \text{ が } (i, j) \text{ の始点のとき} \end{cases} \quad (4)$$

を導入する。この関数を用いて、隣接する信号 i と j との間のスプリットの差 $\rho_{(i,j)}$ 、および位相の差 $\phi_{(i,j)}$ を

$$\rho_{(i,j)} = \text{sign}(i, j)(\sigma_i - \sigma_j) \quad (5)$$

$$\phi_{(i,j)} = \text{sign}(i, j) \left[\{\theta_i - \xi(i, (i, j))\} - \{\theta_j - \xi(j, (j, i))\} \right] \quad (6)$$

と定義する。上式の $\xi(i, (i, j))$ は信号 i とリンク (i, j) の関数であり、

$$\xi(i, (i, j)) = \begin{cases} \Theta_{i1}, & (i, j) \text{ が東西方向の道路のとき} \\ \Theta_{i2}, & (i, j) \text{ が南北方向の道路のとき} \end{cases} \quad (7)$$

と与える。(6)式の位相差 ϕ は、Fig. 1(b)の原点を基準とした位相角ではなく、Fig. 1(b)の現示切り替え点 Θ_{i1} または Θ_{i2} ((2)式参照)を基準とした位相角によって定義されている。

ここから後、 $\rho_{(i,j)}$, $\phi_{(i,j)}$ など添字 (i, j) をもつ変数はリンク (i, j) 上に定義されているものとみなす。本研究では単純な(多重ではない)グラフによって交通網をモデル化する

ので、 (i, j) と (j, i) は同一のリンクを意味する。したがって添字 (i, j) をもつ変数は、添字の i と j を入れ換えても値は変化しない。一方で添字 $i \leftarrow j$ をもつ変数（たとえば $q_{i \leftarrow j}$ ）は、信号 j から i へと流れる交通流に関する量を表わし、 i と j を入れ換えると値が変わってしまう。

2.3 スプリット制御

信号 i のスプリット σ_i に以下のような勾配系のダイナミクス

$$\frac{d\sigma_i}{dt} = -\frac{\partial}{\partial \sigma_i} (W_0 + W_1) \quad (8)$$

を導入する。上式のポテンシャル W_0 と W_1 は、それぞれ

$$W_0 = \sum_{i \in V} \alpha \left(\sigma_i - \frac{q_{i \leftarrow w(i)} + q_{i \leftarrow e(i)}}{\sum_{j \sim i} q_{i \leftarrow j}} \right)^2 \quad (9)$$

$$W_1 = \sum_{i \in V} \sum_{j \sim i} \beta (q_{i \leftarrow j} + q_{j \leftarrow i}) \cdot (\rho_{(i, j)})^2 \quad (10)$$

と与える。ただし $w(i)$, $e(i)$ はそれぞれ i の西隣と東隣の信号を表わす。また $j \sim i$ は信号 j が i の隣人であることを表わす。 α , β は収束の速さを調節するパラメータである。

2.4 オフセットの制御

本研究では、振動子モデルの位相差（単位：rad）を制御することで、信号のオフセット（単位：秒）を制御する。各信号の位相のダイナミクスを

$$\frac{d\theta_i}{dt} = \omega_i - \frac{\partial V}{\partial \theta_i}, \quad (11)$$

$$V = \sum_{i \in V} \sum_{j \sim i} \left\{ -\gamma_{(i, j)} |q_{i \leftarrow j} - q_{j \leftarrow i}| \times \cos(\phi_{(i, j)} - D_{(i, j)}) \right\}. \quad (12)$$

と与える。ただし ω_i は信号 i に固有な周波数で、これによって各信号のサイクル長が決まる。 $\gamma_{(i, j)}$ は収束の速さを調節するパラメータである。

上式の $D_{(i, j)}$ は位相差の目標値であり、もし $\omega_i = \omega_j$ が成り立てば、位相差 $\phi_{(i, j)}$ は目標値 $D_{(i, j)}$ へと収束する。 $D_{(i, j)}$ は以下のように与える。まず双方向の交通流のうち一方だけを考え、その場合の目標位相差を決める。 $i \leftarrow j$ 方向の交通に対する目標位相差を $D_{i \leftarrow j}$ 、逆方向の目標位相差を $D_{j \leftarrow i}$ と表わす。これらは自動車の最高速度 $v_{\max}$ 、信号間距離 $L_{(i, j)} = L_{(j, i)}$ を用いて

$$D_{i \leftarrow j} = -\text{sign}(i, j) \frac{\bar{\omega}_{(i, j)} L_{(i, j)}}{v_{\max}}, \quad (13)$$

$$D_{j \leftarrow i} = -\text{sign}(j, i) \frac{\bar{\omega}_{(j, i)} L_{(j, i)}}{v_{\max}}. \quad (14)$$

と与える。ここで $\bar{\omega}_{(i, j)}$ は信号 i と j の周波数の平均値で、
$$\bar{\omega}_{(i, j)} = \frac{\omega_i + \omega_j}{2} \quad (15)$$
 とする。

$\omega_i = \omega_j = \bar{\omega}_{(i, j)}$ が成り立つ場合、位相差 $\phi_{(i, j)}$ を周波数 $\bar{\omega}_{(i, j)}$ で割った値が信号間のオフセットとなる。したがって (13) 式および (14) 式は、信号のオフセットの目標値を自動車の旅行時間 $L_{(i, j)}/v_{\max}$ によって与えることを意味している。

つぎに、順逆各方向の位相差 $D_{i \leftarrow j}$ および $D_{j \leftarrow i}$ を用いて、リンクの総合的な目標位相差 $D_{(i, j)}$ を

$$D_{(i, j)} = \begin{cases} D_{i \leftarrow j}, & (q_{i \leftarrow j} \geq q_{j \leftarrow i}) \\ D_{j \leftarrow i}, & (q_{i \leftarrow j} < q_{j \leftarrow i}) \end{cases} \quad (16)$$

と定義する。 $D_{(i, j)}$ は、リンク上の順逆2つの方向の交通流を比較して流量の多い交通流に着目し、その交通流に適した位相差 ((13) 式, (14) 式) を与える。

2.5 文献3)からの変更点

本研究の先行論文

CiteSugi では、(11) 式の各信号の周波数 ω_i に共通の固定値 ω を用いており、かつ (12) 式の V は

$$V = \sum_{i \in V} \sum_{j \sim i} \left\{ -\gamma (q_{i \leftarrow j} + q_{j \leftarrow i}) \cos(\phi_{(i, j)} - D_{(i, j)}) \right\}, \quad (17)$$

としていた。また $D_{(i, j)}$ ((16) 式) は $D_{i \leftarrow j}$ と $D_{j \leftarrow i}$ の流量重みつき内分点であるとして

$$D_{(i, j)} = \begin{cases} 0 & (q_{i \leftarrow j} = q_{j \leftarrow i} = 0) \\ \frac{q_{i \leftarrow j} D_{i \leftarrow j} + q_{j \leftarrow i} D_{j \leftarrow i}}{q_{i \leftarrow j} + q_{j \leftarrow i}} & (|D_{i \leftarrow j} - D_{j \leftarrow i}| \leq \pi) \\ \pi + \frac{1}{q_{i \leftarrow j} + q_{j \leftarrow i}} \times \left[q_{i \leftarrow j} \{ D_{i \leftarrow j} + \text{sign}(i, j) \pi \} + q_{j \leftarrow i} \{ D_{j \leftarrow i} + \text{sign}(j, i) \pi \} \right] & (|D_{i \leftarrow j} - D_{j \leftarrow i}| > \pi) \end{cases} \quad (18)$$

と定義していた。なお上式の場合分けは、 $D_{i \leftarrow j}$ と $D_{j \leftarrow i}$ のなす鋭角が円周上の反対側へ移り、内分点の位置が変わるためである。

これらの変更はサイクル長制御を行なうために必要となった。その理由は後述する。

3. 閉合条件とサイクル長の制御

3.1 サイクル長制御手法の概要

広域信号制御を行なう場合、オフセットの閉合条件という制約が存在する²⁾。これは“任意のループ上でのオフセットの和は必ずサイクル長の整数倍になる”という制約である。この制約のため、一般にループを構成する n 本のリンクのうち、独立に決めることができるのは $n-1$ 本しかなく、残り1本は自動的に決まってしまう。このため、道路網のオフセットを設計する場合、すべてのリンクにとって望ましいオフセットを実現できるとは限らない。

上述したオフセットの閉合条件は、本論文の振動子モデルにおいては、“任意のループ上での位相差の和が必ず $2n\pi$ となる”ことに相当する。振動子モデルの位相差 ϕ の値は常に閉合条件を満たして動くのに対し、目標位相差 D の値は各リンクに対して自由に設定できてしまうため、必ずしも閉合条件を満たさない。そして D が閉合条件を満たしていない場合、位相差 ϕ は意図した目標値 D へと収束できなくなる。この問題を解決する必要がある。

Fig. 2 Analogy to mass-spring-dashpot mechanical systems

そこで本研究では、サイクル長を変化させることで目標オフセットの閉合条件を満足させる。つまり各リンクの目標オフセットの和を取り、それを適当な整数で割った値をループ上の信号のサイクル長として用いればよい。各ループの目標オフセットは交通状況に応じて変化するので、そのつどサイクル長を変化させる。これによりループ上の各リンクは各自の望むオフセットを実現でき、結果としてループの交通効率が高くなると予想される。

以上で述べたことは、バネ・マス・ダンパ系のアナロジー (Fig. 2) で考えると理解しやすい^(注1)。物体間距離が信号のオフセット、バネの自然長がオフセットの目標値にそれぞれ対応する。まず Fig. 2(a) に示す系を考えよう。この場合、物体間距離はバネの自然長へと収束する。これは閉合条件を考えなくてよい場合 (たとえば道路網グラフがループを含まないとき) に対応する。つぎに、箱に閉じ込められた系 (Fig. 2(b)) を考えよう。この系では物体間距離の収束値は必ずしもバネの自然長とはならない。そうなるためには、バネの自然長の総和が箱の長さとも一致していることが必要である。これが閉合条件の存在する場合に当たる。本論文で提案するサイクル長制御手法は、箱の長さを (バネの自然長の総和と一致するように) 調節することに相当する。

目標オフセットの閉合条件は交通網のすべてのループで成り立たなければならない。しかしグラフ内のループの数はきわめて多く、すべてのループに関して閉合条件を考えるのは困難である。またオフセット制御のためには信号間のサイクル長を揃える必要があるが、望ましいサイクル長はループごとに異なるので、すべてのループを同時に満足させる共通サイクル長は一般には存在しない。そこで本研究は、多数あるループの中で有限窓 (Fig. 3(a)) だけを考える。そして有限窓に 1 対 1 で対応するループ管理エージェントを導入する。各ループ管理エージェントは、自己の担当する有限窓の状態を調べ、その有限窓にとって望ましい周波数へとループの周波数を変化させる。同時に各ループ管理エージェントは、隣接するほかのループ管理エージェントと通信し、互いの周波数を平滑化する。これにより、均一性を維持しつつ、多くのループにとって“悪くない”値へと、システム全体の周波数を変化させる。

上述したループ管理エージェントのダイナミクスは、双対グラフ上で考えると扱いやすい。道路網 $G = (V, E)$ の双対グラフ $G^* = (V^*, E^*)$ から、ノード $v_{inf}^* \in V^*$ (G の無限窓に対応するノード) と、そのノードに接続するリンクの集

Fig. 3 (a) Finite and infinite faces of a graph
(b) Numbered nodes v_i^* on the loop l^*

合 $E^*(v_{inf}^*)$ とを取除いたグラフ

$$\tilde{G}^* = (\tilde{V}^*, \tilde{E}^*) := (V^* \setminus \{v_{inf}^*\}, E^* \setminus E^*(v_{inf}^*)) \quad (19)$$

を考えると、ループ管理エージェント (つまり G の有限窓) は $\tilde{G}^*$ 上のノードと見なすことができる。本研究では、 $\tilde{G}^*$ 上の反応拡散方程式によってループ管理エージェントの挙動を設計する。各有限窓にとって望ましい周波数の要請は反応項で記述し、また隣接する他の要素との周波数平滑化は拡散項で表わす。

なお本研究ではこれ以後、 $\tilde{G}^*$ を G の双対グラフと呼ぶ。またこれ以後、特に断りがない場合、ループとは有限窓のことを指すものとする。

こうして得られるのは双対グラフ $\tilde{G}^*$ 上の周波数であるが、われわれが必要とするのは信号の周波数、つまり元のグラフ G 上の周波数であり、 $\tilde{G}^*$ から G への変換が必要となる。本研究では信号の周波数に関して G 上の反応拡散方程式を作る。各信号は周辺のループの周波数を参考にして自己の目標周波数を決定する。

本研究のサイクル長制御手法の概念図を Fig. 4 に示す。Fig. 4 の左は信号とループ管理エージェントとの関係を示し、右の図は両者の間で交換される情報を表わす。なお混乱を避けるため、ループを表わす変数には上付き添字 * をつけた。前述のように、ループ管理エージェントが交通網グラフの双対グラフを形成している。Fig. 4 右図で、信号 i_1 は位相角 θ_{i_1} とスプリット σ_{i_1} 、および交通量 $q_{i_1 \rightarrow i_2}$ と $q_{i_1 \rightarrow i_3}$ それぞれの値をループ管理エージェント l_1^* に伝える。ループ管理エージェント l_1^* は、これらの情報を元にループの周波数 $\Omega_{l_1^*}$ を決め、その値を信号 i_1 に伝える。信号 i_1 はその周波数 $\Omega_{l_1^*}$ を参考にして自己の周波数 ω_{i_1} を変化させる。

これら信号とループ管理エージェントとの情報交換は 1 対 1 ではないことに注意されたい。ループ管理エージェントは、ループ上の各信号から流量やスプリット/位相角の情報を集め、それらすべての信号にループの周波数 Ω を伝える。同様にして信号は、自分の関係するすべての有限窓の管理エージェントとそれぞれ情報交換を行なう。

3.2 閉合条件の定式化と解の導出

ここではまず 1 つのループを考え、目標位相差が閉合条件を満たすためには周波数の値をどのように設定すればよいかを考える。

グラフ $G = (V, E)$ 上のループを l^* とする (これ以降本研究では、有限窓の要素にはすべて上付き添字 * をつけて表

(注1) 厳密に言えば、勾配系の挙動はバネ・マス・ダンパ系と異なる。前者にはオーバーシュートは発生しない。

Fig. 4 Schematic view of the present method for the control of the cycle length. Left: Relations between signals and loop managers. Right: Communication between signal i_1 and loop manager l_1^* .

Fig. 5 Relations between two kinds of phase angle differences; $\theta_i - \theta_j$ and $\phi_{(i,j)}$.

わす). ここでループ l^* 上を右回りに巡回する向きを「ループの正の向き」とする. $V(l^*)$ はループ l^* 上のノードの集合を表わすものとし, $V(l^*)$ の集合の元はループの正の向きに従うように番号付けされているものとする (Fig. 3(b)).

ここで, ループ l^* の周波数を Ω_{l^*} と表わす. ループ上の信号 $v_{l^*}^1, v_{l^*}^2, \dots$ の周波数はすべてこの Ω_{l^*} だとする. つまり

$$\omega_{v_{l^*}^i} = \Omega_{l^*}, \quad i = 1, 2, \dots, |V(l^*)|. \quad (20)$$

このとき, ループ l^* 上の互いに隣接するノード $v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i \in V(l^*)$ に関して

$$\bar{\omega}_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)} = \bar{\omega}_{(v_{l^*}^i, v_{l^*}^{i+1})} = \Omega_{l^*}, \quad i = 1, 2, \dots, |V(l^*)|. \quad (21)$$

も成り立つ.

閉合条件は, $V(l^*)$ の番号付けされた元 $v_{l^*}^i$ ($i = 1, 2, \dots, |V(l^*)|$) を用いて

$$\sum_{i=1}^{|V(l^*)|} (\theta_{v_{l^*}^{i-1}} - \theta_{v_{l^*}^i}) = 2n\pi, \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (22)$$

と表わすことができる. ただし簡単のため $v_{l^*}^0 = v_{l^*}^{|V(l^*)|}$ とした.

(22) 式は位相 θ_k ($k \in V(l^*)$) に関する恒等式であるが, われわれが求めたいのは目標位相差 $D_{(k,h)}$ ($k, h \in V(l^*)$) の満たすべき制約式である. その準備として, (22) 式を, 位相 θ_k のかわりに位相差 $\phi_{(k,h)}$ を用いた表現へと変形しよう. (6) 式の ξ の項を (7) 式と (2) 式を用いてスプリット σ_i へと置き換えると,

$$\phi_{(i,j)} = \text{sign}(i,j) \{ (\theta_i - \theta_j) - \Delta(i,j,(i,j)) \} \quad (23)$$

を得る. 上式の $\Delta(i,j,(i,j))$ は, 隣接する 2 つのノード

$i, j \in V$ とその間のリンク $(i,j) \in E$ によって定義される関数であり,

$$\Delta(i,j,(i,j)) = \begin{cases} -(\sigma_i - \sigma_j)\pi, & \text{リンク } (i,j) \text{ が東西方向のとき} \\ +(\sigma_i - \sigma_j)\pi, & \text{リンク } (i,j) \text{ が南北方向のとき} \end{cases}$$

(24)

とした.

$\Delta(i,j,(i,j))$ は, 各信号の位相原点を基準とした位相差 $\theta_i - \theta_j$ と現示切り替え点を基準とした位相差 $\phi_{(i,j)}$ とを変換する際に必要な補正項である ($\theta_i - \theta_j$ と $\phi_{(i,j)}$ との関係は Fig. 5 を参照). (22) 式の恒等式は位相原点基準の $\theta_i - \theta_j$ で表わされているのに対し, オフセット制御 ((12) 式参照) のために調節されるのは, 現示切り替え点基準の $\phi_{(i,j)}$ である. これら 2 種類の位相差 $\theta_i - \theta_j$ と $\phi_{(i,j)}$ は, ループ上の信号のスプリットの値が均一でない場合には必ずしも一致せず, 一方から他方へと値を変換する際に出てくるのが (24) 式の $\Delta(i,j,(i,j))$ である. ループ上のスプリットの値が完全に均一であれば, 2 種類の位相差 $\phi_{(i,j)}$ と $\theta_i - \theta_j$ は同一視することができ, 補正項 $\Delta(i,j,(i,j))$ は 0 となる.

(23) 式を用いて (22) 式中の $(\theta_i - \theta_j)$ を $\phi_{(i,j)}$ へと置き換えると,

$$\sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \left\{ \text{sign}(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i) \cdot \phi_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)} + \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right\} = 2n\pi, \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (25)$$

となる.

目標位相差 D の満たすべき制約式は, (25) 式の $\phi_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)}$ を $D_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)}$ に置き換えることで得られ,

$$\sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \left\{ \text{sign}(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i) \cdot D_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)} + \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right\} = 2n\pi \quad (26)$$

となる. これまでにも説明したように, (25) 式は常に成り立つが, この (26) 式は必ずしも成り立たない.

ところで (16) 式と (13) 式, (14) 式から

$$\text{sign}(i,j) D_{(i,j)} = \begin{cases} -\frac{\bar{\omega}_{(i,j)} L_{(i,j)}}{v_{\max}}, & (q_{i \leftarrow j} \geq q_{j \leftarrow i}) \\ +\frac{\bar{\omega}_{(j,i)} L_{(j,i)}}{v_{\max}}, & (q_{i \leftarrow j} < q_{j \leftarrow i}) \end{cases} \quad (27)$$

であるが, これに (21) 式を代入すると

$$\text{sign}(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i) \cdot D_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)} = \begin{cases} -\frac{\Omega_{l^*} L_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)}}{v_{\max}}, & (q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i} \geq q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) \\ +\frac{\Omega_{l^*} L_{(v_{l^*}^i, v_{l^*}^{i-1})}}{v_{\max}}, & (q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i} < q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) \end{cases} \quad (28)$$

を得る。(28)式から、振動子モデルの目標位相差 D の値は周波数 Ω に比例して決まることがわかる。したがって、目標オフセットが与えられたとき(2.4節参照)、周波数を変化させることによって目標位相差の値を調節できることがわかる。

(28)式を(26)式に代入すると、目標オフセットが閉合条件を満たすためのループの周波数 Ω_{l^*} の制約式が得られ、

$$\frac{\Omega_{l^*}}{v_{\max}} \Lambda_{l^*} + \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) = 2n\pi, \quad n \in \mathbb{Z}. \quad (29)$$

となる。ただし Λ_{l^*} は

$$\Lambda_{l^*} = \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \chi(q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i}, q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) \cdot L(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i) \quad (30)$$

とする。上式の χ は符号を決める関数であり、以下のようを与える。

$$\chi(q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i}, q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) = \begin{cases} -1 & (q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i} \geq q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) \\ +1 & (q_{v_{l^*}^{i-1} \leftarrow v_{l^*}^i} < q_{v_{l^*}^i \leftarrow v_{l^*}^{i-1}}) \end{cases} \quad (31)$$

Λ_{l^*} は、ループ l^* に沿って l^* 上のリンクの長さを足し合わせたものである。このとき、各リンク上の主要交通流の方向によって符号 χ がつく(図6)。もしリンク上の主要交通流の方向がループの正の向きと同じならば χ は正、逆ならば χ は負となる。各リンクの主要交通流がループ上で右回りの渦を形成している場合、 Λ_{l^*} はループの全長となり、逆に左回りの渦を形成している場合、 Λ_{l^*} はループの全長に -1 をかけたものとなる。 $\Lambda_{l^*} = 0$ のとき、もし補正項 $\Delta = 0$ であれば、任意の Ω_{l^*} に対し、目標位相差は(26)式の閉合条件を満たす。 $\Lambda_{l^*} = 0$ かつ $\Delta \neq 0$ の場合、 Δ が 2π の倍数であるときを除き、いかなる周波数を選んでも(26)式の閉合条件を満たすことはできない。

ここで(29)式を Ω_{l^*} に関する形に整理しておく。ループ l^* 上の目標位相差 $D_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)}$ ($i = 1, 2, \dots, |V(l^*)|$) が(26)式の閉合条件を満たすためには、以下の式

$$\Omega_{l^*} = \begin{cases} \frac{v_{\max}}{\Lambda_{l^*}} \left[2m\pi - \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right], & (\Lambda_{l^*} > 0) \\ \frac{v_{\max}}{-\Lambda_{l^*}} \left[2m\pi + \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right], & (\Lambda_{l^*} < 0) \end{cases} \quad (32)$$

を満たす Ω_{l^*} をループの周波数として採用すればよい。ただし $m = 0, 1, 2, \dots$ とする。

Fig. 6 Values of χ , determined by the orientation of the main traffic flow on the link in regard to the loop's positive orientation

Fig. 7 Two examples of the potential U_2 . Top: The case in which $(\Omega_{l^* \min} - \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi) < \Omega_{\min}$ and $(\Omega_{l^* \max} + \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi) > \Omega_{\max}$ hold. Bottom: The case in which $(\Omega_{l^* \min} - \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi) > \Omega_{\min}$ and $(\Omega_{l^* \max} + \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi) < \Omega_{\max}$ hold.

(32)式を見ると、目標位相差が閉合条件を満たすための周波数の解は多数存在することがわかる。ある解とつぎの解との間隔は $\frac{2v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi$ であり、 $|\Lambda_{l^*}|$ に反比例する。つまり、ループの全長が長く、各リンクの主要フローがループ上で右回り/左回りの明確な渦を作って流れる場合ほど、与えられた周波数の帯域内に多くの解が存在することがわかる。逆にループの全長が短く、ループ上の主要フローが渦を作らない場合、解の数は少なくなり、解と解との間隔は大きくなる。

(32)式では $\Omega_{l^*} < 0$ なる解は意味をもたないことに注意すべきである。また前述のように $\Lambda_{l^*} = 0$ かつ $\Delta = 0$ ならば任意の Ω_{l^*} に関して閉合条件が成り立つ。

2.4節で述べたように、先行論文3)では目標位相差 $D_{(i,j)}$ を(18)式で与えたが、本論文ではこれを(16)式に変更した。これは(18)式の特性がサイクル長制御を行なう上で好ましくないためである。以下で具体的に述べる。

本節での論理展開は、目標位相差 $D_{(i,j)}$ に関する閉合条件を考え、 $D_{(i,j)}$ が閉合条件を満たすような周波数 Ω_{l^*} を選ぶというアプローチを採っている。いま $D_{(i,j)}$ を Ω_{l^*} の

関数と見なしたとき、 $D_{(i,j)}$ の値域は位相の全域、つまり $[0, 2\pi]$ であることが望ましい。ここで文献3) で用いた (18) 式について考えよう。(18) 式の $D_{(i,j)}$ は $D_{i \leftarrow j}$ と $D_{j \leftarrow i}$ の流量重みつき内分点として定義されているため、特に流量 $q_{i \leftarrow j}$ と $q_{j \leftarrow i}$ の差が小さいとき、 $D_{(i,j)}$ は 0 付近または π 付近のごく限られた範囲の値しか取ることができない (このとき値域が 0 付近になるか π 付近になるかは $L_{(i,j)}$ と $v_{\max}$ の比によって決まる)。つまり肝心の $D_{(i,j)}$ を自由に変えることができないため、しばしば閉合条件を満たすことができなくなってしまう。本論文で用いた (16) 式においては、 $D_{(i,j)}$ が流量から受ける影響は位相差の符号だけで、また $D_{(i,j)}$ と Ω_{l^*} の関係も単純な比例関係である ((28) 式参照)。したがって $D_{(i,j)}$ の値域が制限されることはなく、閉合条件を満たす Ω_{l^*} の存在が保証される。

3.3 ループ管理エージェントの周波数ダイナミクス

ここからはループ管理エージェントの周波数 Ω_{l^*} に関する反応拡散方程式のダイナミクスを考える。

前述のように (32) 式の周波数 Ω_{l^*} の解は多数個あり、それらの解は等間隔に並ぶ。そこで三角関数の周期性を利用し、反応項のポテンシャルを

$$U_0(\Omega_{l^*}) = \begin{cases} -\frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} \cos \left[\frac{\Lambda_{l^*}}{v_{\max}} \Omega_{l^*} + \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right] & (\Lambda_{l^*} > 0) \\ -\frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} \cos \left[\frac{-\Lambda_{l^*}}{v_{\max}} \Omega_{l^*} - \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} \Delta(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i, (v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)) \right] & (\Lambda_{l^*} < 0) \end{cases} \quad (33)$$

と与える。ただし k_0 は収束の速さを調節するためのパラメータである。また $\Lambda_{l^* \max}$ はループ l^* の全長であり、

$$\Lambda_{l^* \max} = \sum_{i=1}^{|V(l^*)|} L_{(v_{l^*}^{i-1}, v_{l^*}^i)} \quad (34)$$

と置いた。

(33) 式を用いて勾配系を構成すると、 Ω_{l^*} は (32) 式の解のいずれかに収束する ((33) 式の $U_0(\Omega_{l^*})$ の極小値が (32) 式の解となっていることに注意されたい)。ただし現実的には信号の周波数には制約がある。数秒で信号の現示が変わってしまうのでは役に立たないし、逆にサイクル長が数十分もある信号では渋滞発生の原因となる。したがって周波数に適当な上下限値を設けてやる必要がある。いま周波数の上限値を $\Omega_{\max}$ 、下限値を $\Omega_{\min}$ とし、これらは信号網全体で共通の値だとする。

このようにして上下限値を設けた場合、その範囲内に (32) 式を満たす Ω_{l^*} の解が存在しない (つまり領域内に $U_0(\Omega_{l^*})$

の極小値が存在しない) ことが考えられる。前節において考察したように、ループの全長が短い場合や、ループ上の主要交通流が渦を作らない場合にこのようなことが起こる。また、周波数が $\Omega_{\max}$ を超えない / $\Omega_{\min}$ を下回らない工夫も必要である。これらの問題に対処しなければならない。

まず $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ の領域内に (32) 式を満たす Ω_{l^*} の解が存在しない場合を考える。このとき仮に (33) 式のポテンシャル $U_0(\Omega_{l^*})$ をそのまま用いるとする。領域内に極小値は存在しないので、 Ω_{l^*} は $\Omega_{\min}$ または $\Omega_{\max}$ に収束する。しかしこれは閉合条件を満たす解ではない。本研究では、この場合のポテンシャル形状を

$$U_1(\Omega_{l^*}) = \begin{cases} \frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} (\Omega_{l^*} - \Omega_{\max}), & (\Omega_{l^*} > \Omega_{\max}) \\ 0, & (\Omega_{\min} \leq \Omega_{l^*} \leq \Omega_{\max}) \\ \frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} (\Omega_{\min} - \Omega_{l^*}), & (\Omega_{l^*} < \Omega_{\min}) \end{cases} \quad (35)$$

と与える。つまり反応項は実質的に無いものとし、 Ω_{l^*} の挙動は拡散項 (後述) だけに依存させる。この場合の Ω_{l^*} は、隣接するほかのループの挙動を真似るように動く。

つぎに、領域 $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ の内部に (32) 式を満たす Ω_{l^*} の解が少なくとも 1 つ存在する場合を考える。領域内に解がない場合と同様、この場合でも Ω_{l^*} が $\Omega_{\min}$ または $\Omega_{\max}$ に収束することが起こりうる。この問題を回避するため、ポテンシャルを

$$U_2(\Omega_{l^*}) = \begin{cases} \frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} (\Omega_{l^*} - \Omega_{l^* \text{top}}) + U_0(\Omega_{l^* \text{top}}), & (\Omega_{l^*} > \Omega_{l^* \text{top}}) \\ U_0(\Omega_{l^*}), & (\Omega_{l^* \text{bottom}} \leq \Omega_{l^*} \leq \Omega_{l^* \text{top}}) \\ \frac{k_0 v_{\max}}{\Lambda_{l^* \max}} (\Omega_{l^* \text{bottom}} - \Omega_{l^*}) + U_0(\Omega_{l^* \text{bottom}}), & (\Omega_{l^*} < \Omega_{l^* \text{bottom}}) \end{cases} \quad (36)$$

と与える。ただし上式での $\Omega_{l^* \text{bottom}}$ と $\Omega_{l^* \text{top}}$ は、

$$\Omega_{l^* \text{bottom}} = \max \left[\left(\Omega_{l^* \min} - \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi \right), \Omega_{\min} \right], \quad (37)$$

$$\Omega_{l^* \text{top}} = \min \left[\left(\Omega_{l^* \max} + \frac{v_{\max}}{|\Lambda_{l^*}|} \pi \right), \Omega_{\max} \right]. \quad (38)$$

と定義する。ここで $\Omega_{l^* \max}$ と $\Omega_{l^* \min}$ は、領域 $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ 内での閉合条件を満たす Ω_{l^*} のうち、それぞれ最大と最小の解である。これら最大 / 最小の解と周波数の上限値 / 下限値の位置関係によって $\Omega_{l^* \text{top}}$ と $\Omega_{l^* \text{bottom}}$ が決まる (Fig. 7)。

結局反応項の局所ポテンシャルは以下のようにになる。

$$U(\Omega_{l^*}) = \begin{cases} U_1(\Omega_{l^*}), & \Omega_{\min} \leq \Omega_{l^*} \leq \Omega_{\max} \text{ なる解がないとき} \\ U_2(\Omega_{l^*}), & \Omega_{\min} \leq \Omega_{l^*} \leq \Omega_{\max} \text{ なる解があるとき} \end{cases} \quad (39)$$

つぎに、拡散項の局所ポテンシャルを

$$U_d(\Omega_{l^*}) = \sum_{k^* \sim l^*} k_1 (\Omega_{l^*} - \Omega_{k^*})^2. \quad (40)$$

と与える。ただし $k^* \sim l^*$ は、ループ k^* がループ l^* に隣接していることを表わす。したがって上式はループ l^* に隣接するすべてのループに関して和を取っていることを示す。なお k_1 は収束の速さを調節するパラメータである。

(39) 式の局所的反応項ポテンシャルと、(40) 式の局所的拡散項ポテンシャルを用いて、ループ l^* の周波数 Ω_{l^*} に関する反応拡散方程式を以下のように定める。

$$\frac{d\Omega_{l^*}}{dt} = -\frac{\partial}{\partial \Omega_{l^*}} \sum_{l^* \in \tilde{V}^*} \{U(\Omega_{l^*}) + U_d(\Omega_{l^*})\}. \quad (41)$$

(41) 式では、右辺第 1 項が局所的な要請を表わしている。第 2 項は隣接するほかのループと値を平滑化する役割をもち、隣接要素間の協調を表わす。前述したように、信号網全体が同程度の周波数をもつことが望ましいので、右辺第 1 項に比べて第 2 項の働きを強くしておくことが必要である。すなわち、(40) 式の k_1 を (35) 式、(36) 式の k_0 に比べて大きくしておく。

3.4 信号の周波数ダイナミクス

前節 (41) 式は、ループの周波数 Ω_{l^*} に関する方程式であり、信号の周波数 ω_i のダイナミクスはまだ定義されていない。ここではループの周波数をもとに信号の周波数を制御する方法について述べる。

まず準備として、グラフ G のノード i を「取り囲む」ループの集合 $\tilde{V}^*(i)$ を

$$\tilde{V}^*(i) = \{l^* \in \tilde{V}^* | i \in V(l^*)\} \quad (42)$$

と定義する。この $\tilde{V}^*(i)$ を用いて、信号の周波数ダイナミクスを

$$\frac{d\omega_i}{dt} = -\frac{\partial}{\partial \omega_i} \sum_{i \in V} \{\Upsilon(\omega_i) + \Upsilon_d(\omega_i)\} \quad (43)$$

$$\Upsilon(\omega_i) = \epsilon_0 \left\{ \omega_i - \frac{1}{|\tilde{V}^*(i)|} \sum_{l^* \in \tilde{V}^*(i)} \Omega_{l^*} \right\}^2, \quad (44)$$

$$\Upsilon_d(\omega_i) = \epsilon_1 \sum_{j \sim i} (\omega_i - \omega_j)^2. \quad (45)$$

と与える。ただし ϵ_0 と ϵ_1 は収束の速さを調節するパラメータである。

$\Upsilon(\omega_i)$ は、各信号が周辺のループの周波数を調べ、それらの値の平均値へと自己の周波数を調節することを意味する。 $\Upsilon_d(\omega_i)$ は隣接信号間で周波数を平滑化することを意味する。なおループのダイナミクスにおいても周波数の平滑化を行っており ((40) 式参照)、ループの周波数はほぼ均一の値となるはずなので、改めて信号の周波数を平滑化する必要はないとも考えられる。しかし信号網の周波数は常に均一な値を保たなければならないので、信号のほうでも再度平滑化を行なうものとした。

Fig. 8 Simulated environment

Table 1 Simulation parameters

α	0.002	ϵ_0	0.02
β	0.002	ϵ_1	0.1
γ	$\bar{\omega}_{(i,j)}/8.0$	$\Omega_{\max}$	$2\pi/45$ (rad/s)
k_0	0.0015	$\Omega_{\min}$	$2\pi/240$ (rad/s)
k_1	0.08		

4. シミュレーション

4.1 シミュレーション環境

本論文で想定するシミュレーション環境を Fig. 8 に示す。信号網は格子状で、4×5 の 20 個の信号からなる。なお本研究の先行論文 3) では信号間距離はすべて同一とし、正方形の碁盤状を想定したが、ここでは信号間距離を変化させている。この交通網に四方から自動車が入る。交通流モデルには、文献 3) と同じ離散モデルを用いた。

先行論文 3) においては、各方角内では流入量は一樣（たとえば Fig. 8 で、 $Q_{E1} = Q_{E2} = Q_{E3} = Q_{E4}$ など）としていたが、ここではその仮定は用いず、同じ方角内でも道路ごとに流入量が異なるものとしている。なお文献 3) のように、格子状の環境を用い、かつ各方角内で流入量が一樣とした場合、(30) 式の Λ_{l^*} は 0 となる。またこの場合、スプリットも信号網全体ではほぼ均一となるので、(24) 式の Δ に関して $\Delta \simeq 0$ が成り立つ。つまり文献 3) のシミュレーション環境は閉合条件を考慮する必要がない場合に相当することがわかる。

そのほか、シミュレーションに際して用いた各パラメータの値を Table 1 に示す。

4.2 結果

ここでは、定常的な交通状況が他の交通状況へと切り替わる場合のシミュレーションを行なった。与えた流入交通量を Fig. 9 に示す。まず $0 \leq t < 3000$ (s) では Fig. 9(a) のような流入量を与えた。ただし図中の“L”は車両到着頻度 0.383 (1/s) を表わし、“ML”は 0.172 (1/s)、“M”は 0.138 (1/s)、“S”は 0.057 (1/s) をそれぞれ表わす。つぎに $3000 \leq t \leq 6000$ (s) では、“Ave.3” (Fig. 8 参照) の道路の北からと南からの流入量を互いに入れ替え、Fig. 9(b) に

Fig. 9 Traffic conditions at the simulation. (a) Inflow traffic volumes at $t < 3000$ (s), where $L=0.383$ (1/s), $ML=0.172$ (1/s), $M=0.138$ (1/s), $S=0.057$ (1/s), all of which denote the frequencies of car arrival. (b) Inflow traffic volumes at $t \geq 3000$ (s). The volume from the north and that from the south in "Avenue 3" are turned over. Symbols "○" or "⊙" indicate the loops with rotating main traffic flows.

Fig. 10 Simulation results of four different control methods. Number of automobiles at time t in the environment.

示す交通状況を与えた。また Fig. 9 では、リンク上の主要交通流が明確な渦を形成しているループ (3.2 節参照) を、その渦の向き (右回り/左回り) によって記号 "○" または "⊙" で表わす。 $t = 3000$ (s) を境にシステム内の渦の個数が変化していることがわかる。なお信号および自動車の挙動計算には 4 次の Runge-Kutta 法を用いた。

結果を Fig. 10 に示す。 Fig. 10 は、各時刻においてシミュレーション環境上に存在する自動車の合計台数を表わすもので、この数が少なくなると交通流が効率よく走り抜けていることを示す。なお比較対象として、

- 周波数は $2\pi/120$ 、オフセットはすべて 0 にそれぞれ固定し、スプリットのみ制御するもの
- 周波数を $2\pi/120$ に固定し、オフセット制御には文献 3) の手法 ((18) 式) を用いるもの
- 周波数を $2\pi/120$ に固定し、オフセット制御には本論文の手法 ((16) 式) を用いるもの

の計 3 種類においても同一条件下でシミュレーションを行ない、それぞれ自動車存在台数を求めた。

Fig. 10 を見ると、まず提案手法によって 3 つのパラメータを制御する場合の効率が大きく改善されていることがわかる。旧手法の交通効率はスプリット制御のみの場合 (Fig. 10

Fig. 11 Time evolutions of the mean value of Ω_{l^*} (frequency of loops) and ω_i (frequency of signals)

上図) と同程度である。したがって、このような環境においては旧手法のオフセット制御は有効ではないことがわかる。また本論文で提案したオフセット制御法 ((16) 式) を用い、周波数は固定した場合では、スプリット制御のみの場合や旧手法の場合に比べて若干の改善がみられた。オフセット制御法の変更自体が効率改善につながっていることがわかる。

提案手法で周波数を制御させた場合の周波数の時間変化を Fig. 11 に示す。 Fig. 11 では、ループの周波数 Ω_{l^*} と信号の周波数 ω_i それぞれについてシステム内の全要素で平均をとったものを示している。まず ω_i が Ω_{l^*} をよく追従していること、そして ω_i と Ω_{l^*} いずれも安定な挙動を示していることがわかる。システムの周波数は初期値 $2\pi/120 = 0.524$ でスタートし、 $t = 600$ (s) 付近でおおよそ 0.0764 (rad/s) の値に安定している。 $t = 3000$ (s) で交通状況が変化することを受けて周波数も変化し、 $t = 3700$ (s) 付近で約 0.102 (rad/s) に安定している。

提案手法で周波数制御を行なう場合と行なわない場合の交通効率を比較すると、 $t < 3000$ ではあまり効率に差がないことがわかる。これは、 $t < 3000$ の交通状況 (Fig. 9(a)) では、主要交通流が渦を形成するループの数は少なく、 $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ の帯域内に解をもたないループの個数が多いためである。このような場合、周波数を変化させても交通効率を大幅に改善することはできない。一方で $t \geq 3000$ (s) では大きな差が出ているが、これは多くのループ上で主要交通流の渦が発生し、それらのループでは領域 $[\Omega_{\min}, \Omega_{\max}]$ 内に閉合条件を満たす解をもつためである。

5. 結論と展望

本論文では、非線型結合振動子系で交通信号網をモデル化し、グラフ上の反応拡散方程式に従う隣接相互作用によって信号網を自律分散的に制御することを試み、従来の成果であるオフセットとスプリットの制御手法に加えてサイクル長の制御を実現した。

まずサイクル長制御が必要な理由として、広域制御におけるオフセット閉合条件の問題を挙げ、オフセットを適切に制御できるか否かは信号の周波数の値に依存することを説明

し、閉合条件を満たす解へと周波数を収束させる手法を提案した。グラフの有限窓に対応するループ管理エージェントを導入し、それらループ管理エージェントが双対グラフ上での反応拡散方程式に従って協調することにより、システム全体の周波数を現在の値より好ましい値へと変化させるダイナミクスを実現した。これにより、サイクル長、スプリット、オフセットの3つのパラメータを独立に制御することを実現した。提案手法の有効性を検証するために行なったシミュレーションでは、交通網の周波数が状況に応じて変化し、その結果高い交通効率が実現されていることが確認できた。

今後は実際の交通データへの適用を試み、提案手法のさらなる検証を行なう。その際、十字路以外の交差点形状や右左折交通流に対応できるようモデルを拡張する必要がある。本論文ではモデル化においてグラフの次数（隣接ノードの数）に制限を設けていないため、次数が4でないノード、すなわちT字路や5叉路などに対応することも可能である。なおオフセット制御の拡張に関してはすでに西川ら⁵⁾が実現している。その結果を参考にしつつ、残り2つのパラメータの制御手法の拡張を進める予定である。

また本論文では2現示方式の信号を用いたが、右左折交通流を考慮し、大規模な交差点を扱う場合、しばしば3つ以上の現示が必要となる。このとき、スプリットはスカラーではなくベクトルとなるが、ベクトル量のダイナミクスを扱うためにはハミルトン系が必要となる。ハミルトン系の導入も今後の重要な課題である。

謝辞 大学評価・学位授与機構 喜多一先生、立命館大学 西川郁子先生には、有益なご助言をいただきました。ここに深く感謝いたします。

参 考 文 献

- 1) 宇佐美, 榎原: 道路網の信号制御システム, 計測と制御, **41**-3, 205/210 (2002)
- 2) 河上, 松井: 交通工学, 森北出版 (1987)
- 3) 杉, 湯浅, 新井: グラフ上の反応拡散方程式による交通信号網の自律分散型制御, 計測自動制御学会論文集, **39**-1, 51/58 (2003)
- 4) 関山, 中西, 高川, 東, 福田: 信号交通網におけるオフセットパターンの自己組織化, 計測自動制御学会第13回自律分散システムシンポジウム, 45/50 (2001)
- 5) 西川, 中澤, 喜多: 位相モデルによる信号機広域制御ダイナミクスの提案, 計測自動制御学会論文集, **39**-2, 199/208 (2003)
- 6) 三井達郎: 交通信号の制御, 自動車技術, **54**-7, 67/72 (2000)
- 7) 三上, 嘉数: マルチエージェント強化学習による交通信号機群の制御, 日本機械学会第71期通常総会講演論文集 (I), 126/128 (1994)
- 8) 参沢, 木村, 広瀬, 大里: 強化学習型マルチエージェントによる交通信号制御, 電子情報通信学会論文誌 D-I, **J83-D-I-5**, 478/486 (2000)
- 9) 湯浅, 伊藤: グラフ上の反応拡散方程式と自律分散システム, 計測自動制御学会論文集, **35**-11, 1447/1453 (1999)
- 10) Jee-Hyong Lee and Hyoung Lee-Kwang: Distributed and Cooperative Fuzzy Controllers for Traffic Intersections Group, *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics C*, **29**-2, 263/271 (1999)

[著 者 紹 介]

杉 正 夫

1998年東京大学工学部計数工学科卒業, 2000年同大学大学院工学系研究科修士課程修了(精密機械工学専攻), 2003年同研究科博士課程修了(精密機械工学専攻), 博士(工学)。現在は東京大学大学院情報理工学系研究科 COE 特任助手。自律分散型交通信号制御・自律分散型生産システムの研究に従事。IEEE, 日本ロボット学会などの会員。

故 湯 浅 秀 男 (正会員)

1986年名古屋大学大学院博士前期課程修了(情報工学専攻)。同年名古屋大学工学部情報工学科助手, 92年同電子機械工学科講師。93年理化学研究所バイオ・ミメティックコントロール研究センターフロンティア研究員を併任(非常勤)。99年東京大学大学院工学系研究科助教授。2002年9月逝去。93年度日本機械学会 ROBOMECH 受賞。

太 田 順 (正会員)

1989年東京大学大学院工学系研究科精密機械工学専攻修士課程修了。同年新日本製鐵(株)入社。91年東京大学工学部助手。94年同講師。96年より東京大学大学院工学系研究科精密機械工学専攻助教授。この間96~97年Stanford大学 Center for Design Research 客員研究員。複数台の移動ロボットの計画, 大規模搬送システム, ロボットの環境設計の研究に従事。博士(工学)。

新 井 民 夫 (正会員)

1977年東京大学工学系大学院精密機械工学課程博士課程修了。同年同大学工学部講師。79年同助教授。79~81年英国エディンバラ大学人工知能学科客員研究員, 83~86年東京大学総合試験所機械方面研究室助教授。87より同大学工学系研究科精密機械工学専攻教授, 現在に至る。自動組立, 複数移動ロボットの動作計画, ロボットの環境設計などの研究に従事。工学博士。IEEE, CIRP, 精密工学会, 日本ロボット学会などの会員。