

ВЗАИМНАЯ ЦИФРОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СЕТЯХ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

Кочкин М.И., Сырцов С.Л., Твердохлеб В.И.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

61166, Харьков, пр. Ленина, 14, каф. «Сети связи», тел. (057) 702-14-29,

E-mail: tkvt_mz@kture.kharkov.ua; факс (057) 702-11-13

The procedures of synthesis of algorithms of digital processing of information signals in net points of mobile link for solution of the task of mutual synchronization are considered. On the basis of discrete model of an information signal the algorithm of synthesis of orthogonal components of a received signal for selection of the phase information is developed. With usage of the least squares method the algorithm of linear processing for calculation of a phase of a transmitted signal in each communication network node is developed. For support of statistical convergence of a phase equalization the procedure of adaptive kill of sequential sampling of a phase signal is developed. The designed algorithms can be used for construction of perspective systems of signal processing in networks of mobile link.

Одной из важнейших проблем, ограничивающих потенциал сетей мобильной связи, является обеспечение устойчивой синхронизации. Особенно актуальным это становится при реализации информационных сетей мобильной связи и передачи данных для подвижных абонентов. Применение методов и аппаратных средств цифровой обработки сигналов для решения этой проблемы становится в настоящее время одним из перспективных направлений в теории и технике современных сетей мобильной связи.

Предположим, что сеть мобильной связи состоит из M узлов, соединенных друг с другом каналами передачи с физической задержкой $\tau_{kl}(t)$, где $(k, l = 1, 2, \dots, M, k \neq l)$. Предположим, что в k -ом узле сети связи в момент времени t генерируется опорная частота с начальной фазой $\varphi_k(t)$. Тогда фаза принятого в l -ом узле связи сигнала k -го узла связи после преобразования в промежуточную частоту f_{0l} может быть представлена соотношением:

$$\varphi_{kl}(t) = \{2\pi[\Delta f_{kl}(t)]t + \varphi_k(t) - \varphi_{0l}, \quad (1)$$

$$\text{где} \quad \Delta f_{kl}(t) = f_{0l} - f_{0k}(t), \quad (2)$$

$f_{0k}(t)$ - опорная частота k -го узла связи,

$$\varphi_k(t) = \varphi_{0k} - 2\pi f_{0k} \tau_{kl}(t), \quad (3)$$

φ_{0k} - начальная фаза опорного генератора k -го узла связи, φ_{0l} - начальная фаза опорного генератора l -го узла связи.

С помощью фазовых моделей (1) – (3) адекватно могут быть описаны процессы взаимной синхронизации не только в сетях мобильной связи. Однако функционирование последних в реальных условиях имеют ряд отличительных особенностей. Они сводятся к следующим факторам:

- абоненты каждого из узлов связи могут перемещаться со значительной скоростью, что приводит, в общем случае, к переменному во времени доплеровскому смещению частоты передаваемого от каждого абонента информационного сигнала;
- при наличии нескольких абонентов, взаимодействующих с данным узлом сети мобильной связи, они, в общем случае, будут иметь различные по значению смещения частоты и фазы передаваемого информационного сигнала.

Отмеченные выше особенности сетей мобильной связи накладывают определенные ограничения, связанные с основными параметрами синтезируемых алгоритмов взаимной синхронизации, таких как период изменения во времени смещения частоты данного абонента $T_{см}$, постоянная времени установления следящего фильтра системы автоматической подстройки частоты излучаемого данным абонентом информационного сигнала T_{ϕ} , период одного информационного бита в данной сети мобильной связи T_{θ} .

Очевидно, что для устойчивого функционирования сети мобильной связи эти параметры в каждом узле сети должны удовлетворять соотношению:

$$T_b < T_\phi < T_\phi. \quad (4)$$

Кроме этого, основополагающей особенностью функционирования сети мобильной связи является тот факт, что при одновременном взаимодействии данного узла связи с несколькими абонентами, перемещающимися с различными скоростями, период автоматической подстройки опорной частоты излучаемого данным узлом сигнала $T_{оп}$ должен быть значительно меньше наименьшего периода изменения во времени смещения частоты абонента $T_{см}$ из заданной совокупности взаимодействующих в данный момент абонентов с данным узлом связи.

С теоретической точки зрения проблема устойчивости взаимной синхронизации узлов связи может быть представлена тремя формально самостоятельными задачами:

- синхронизация на уровне высокой и промчастоты принимаемых сигналов (синхронизация до выделения модулирующих сигналов);
- синхронизация на этапе выделения информационных бит (битовая синхронизация);
- синхронизация на этапе выделения полезной информации (так называемая «кадровая» синхронизация).

Естественно, что основным критерием эффективности решения данной проблемы, особенно для сетей связи с подвижными объектами, является минимизация времени входа в режим устойчивой синхронизации (T_{yc}) при заданной скорости перемещения абонента сети мобильной связи. Очевидно, что этот параметр должен удовлетворять ограничивающим неравенствам:

$$T_b \leq T_{yc} < T_k, \quad (5)$$

где T_b - период информационного бита; T_k - длительность информационного кадра.

С другой стороны, время для обработки и принятия решения ($T_{обр}$) связано с максимальной скоростью перемещения абонента сети мобильной связи соотношением:

$$T_{обр} < \frac{c}{2\pi v_a F_k}, \quad (6)$$

где v_a - скорость перемещения абонента; F_k - центральная частота обслуживаемого канала для данного абонента; c - скорость света.

Рассмотрим возможности синтеза алгоритмов обработки сигналов в k -ом узле сети связи для обеспечения статистически устойчивой синхронизации всей сети в целом. Представим временные модели принимаемого сигнала от k -го узла в l -ом узле связи $x_k^l(t)$ и сигнала, передаваемого l -м узлом связи в k -й узел $y_l^k(t)$ в виде следующих соотношений:

$$x_k^l(t) = q_k(t) \cos\{2\pi[f_{0l} - \Delta f_{kl}(t)]t - \lambda_k(t) - \varphi_k(t) + \varphi_{0l}\}, \quad (7)$$

$$y_l^k(t) = q_k(t) \cos\{2\pi f_{0l}t - \lambda_k(t) + \varphi_l\}, \quad (8)$$

где $q_k(t)$ и $\lambda_k(t)$ - временные модели амплитудной и фазовой модуляции, описывающие информационный сигнал; φ_l - фаза передаваемого сигнала.

Известно, что при преобразовании принятого информационного сигнала с помощью сигнала гетеродина приемника, имеющего начальную фазу, неравную начальной фазе принимаемого сигнала, амплитуда и фаза преобразованного сигнала изменяются, ухудшая тем самым полезный сигнал. Для преодоления этого недостатка широкое применение находят методы квадратурной обработки информационных сигналов при пре-

образовании частоты в приемном устройстве. Однако для построения классической схемы квадратурной обработки необходимо наличие двух независимых ортогональных компонент принимаемого информационного сигнала со сдвигом начальной фазы $\pi/2$. В рассматриваемой ситуации присутствует только одна ортогональная компонента.

Рассмотрим возможности формирования необходимых квадратурных компонент при дискретизации сигналов методом повышенной частоты дискретизации. Процедура дискретизации принимаемого информационного сигнала, описываемого временной моделью вида (7) определяется следующим выражением:

$$x_k^l(i\Delta t) = \sum_t \{q_k(t) \cos\{[2\pi f_{0l} - \Delta f_{kl}(t)]t - \lambda_k(t) - \varphi_k(t) + \varphi_{0l}\}\} \delta(t - i\Delta t), \quad (9)$$

где $\delta(t - i\Delta t)$ - символ Кронекера, определяющийся соотношениями:

$$\delta(t - i\Delta t) = 1, \text{ при } t = i\Delta t; \quad \delta(t - i\Delta t) = 0, \text{ при } t \neq i\Delta t; \quad (10)$$

Δt - период дискретизации сигнала, определяющийся для заданной частоты дискретизации F_d соотношением:

$$\Delta t = \frac{1}{F_d}. \quad (11)$$

Выберем частоту дискретизации равной $F_d = 4f_{0l}$. Очевидно, что при практическом построении приемного устройства для сети мобильной связи период промежуточной частоты при преобразовании информационного сигнала всегда значительно меньше периода информационного бита. В этом случае дискретная модель (9) может быть в установившемся состоянии приближенно описана следующим выражением:

$$x_k^l(i) \cong q_k \cos\left(\frac{2\pi f_{0l} i}{4f_{0l}} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right). \quad (12)$$

Нетрудно показать, что для элемента выборки $x_k^l(i-1)$ справедливо соотношение:

$$x_k^l(i-1) \cong q_k \cos\left\{\frac{\pi(i-1)}{2} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right\} = q_k \sin\left\{\frac{\pi i}{2} - \lambda_k - \varphi_k + \varphi_{0l}\right\}, \quad (13)$$

т.е. данный элемент дискретной выборки информационного сигнала фактически описывает синусную ортогональную компоненту принятого сигнала.

Дискретные модели формирования ортогональных компонент $s_k^l(n)$ и $r_k^l(n)$ принятого информационного сигнала с помощью данной процедуры могут быть описаны следующими уравнениями:

$$s_k^l(n) = \sum_i x_k^l(i) \delta(4n - i), \quad (15)$$

$$r_k^l(n) = \sum_i x_k^l(i) \delta(4n - i + 1), \quad (16)$$

где $\delta(\eta)$ - символ Кронекера, определяемый соотношениями (10).

Легко показать, что для выделения фазовой информации $\psi_k^l(n)$ должна быть реализована процедура выделения путем обработки ортогональных компонент (15-16) согласно алгоритма:

$$\psi_k^l(n) = \arctg\left\{\frac{r_k^l(n)}{s_k^l(n)}\right\}. \quad (17)$$

Очевидно, что процедура обработки фазовой информации в l -м узле связи для решения задачи взаимной синхронизации в данной сети мобильной связи может быть организована путем оптимальной обработки вектора:

$$\tilde{\Psi}^l(n) = \{\psi_0^l(n), \psi_1^l(n), \dots, \psi_k^l(n), \dots, \psi_M^l(n)\}, \quad (18)$$

созданного путем обработки принятых информационных сигналов от каждого узла связи путем реализации алгоритмов (9) и (15 – 17).

В данной работе рассматривается двухэтапная процедура оптимальной обработки вектора фазовой информации $\tilde{\Psi}^l(n)$ на l -м узле связи для решения задачи взаимной синхронизации в данной сети мобильной связи. На первом этапе, для временного интервала, определяемого периодом информационного бита, обрабатывается вектор фазовой информации (18). Поскольку в реальных условиях этот вектор содержит случайную составляющую, то для его обработки воспользуемся методом оптимальной весовой статистической обработки, т.е.

$$[\tilde{\theta}_\Sigma^l(n)]^T = [\tilde{\Psi}^l(n)]^T [\tilde{A}^l(n)]^T, \quad (19)$$

где знак $[\]^T$ означает операцию транспонирования вектора или матрицы, $\tilde{A}^l$ - диагональная матрица весовых коэффициентов обработки на l -м узле связи.

Из теории метода наименьших квадратов следует, что оптимальное значение весовой матрицы минимизацией квадратичной формы $[\tilde{\theta}_\Sigma^l(n)]^T [\tilde{\theta}_\Sigma^l(n)]$. При этом оптимальное значение матрицы весовых коэффициентов определяется соотношением:

$$\tilde{A}_{opt}^l = m_1 \left\{ \left[[\tilde{\Psi}^l(n)] [\tilde{\Psi}^l(n)]^T \right]^{-1} \right\}, \quad (20)$$

где знак $m_1 \{ \}$ - означает операцию математического усреднения.

На втором этапе вычисленные оптимальные значения вектора фазовой информации для каждого временного интервала информационного бита подвергаются адаптивной фильтрации согласно уравнений:

$$\zeta^l(n) = \tilde{H}^l(n) \tilde{\theta}_\Sigma^l(n), \quad (21)$$

$$\varepsilon^l(n) = \tilde{\Psi}_\Sigma^l(n) - \zeta^l(n), \quad (22)$$

$$\tilde{H}^l(n+1) = \tilde{H}^l(n) + \mu \varepsilon^l(n), \quad (23)$$

где μ - параметр сходимости адаптивного фильтра.

Исследования показывают, что параметр адаптивной фильтрации μ определяется статистическими свойствами вычисленных векторов фазовой информации на каждом узле связи. Используя адекватные вероятностные модели таких векторов можно найти оптимальное значение параметра μ , обеспечивающего устойчивый режим синхронизации данной сети связи.

Таким образом, практическая реализация цифровой обработки на каждом узле данной сети связи совокупности информационных сигналов от всех узлов сети по приведенным выше алгоритмам (9), (11), (16-23) позволяет оптимально решить задачу взаимной фазовой синхронизации в данной сети.