



ОПТИМАЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ ФАЗОВЫХ ДРОЖАНИЙ

Матюхин А.Ю.

СПб ГУТ

им. проф. М.А.Бонч-Бруевича

В данной статье рассматривается один из подобных методов, а именно алгоритм компенсации фазовых дрожаний, возникающих в процессе передачи сигнала с использованием ЦСП плездохронной цифровой иерархии (PDH). Следует заметить, что построение таких алгоритмов и создание на их основе эффективных устройств преобразования сигналов требуют наличия математической модели, которая бы адекватно отражала условия передачи сигнала. Поэтому, прежде чем перейти непосредственно к анализу алгоритма компенсации, в статье будут кратко рассмотрены основные источники фазовых дрожаний и приведены соответствующие математические модели. При этом необходимо подчеркнуть, что, так как флуктуации фазы во многом определяются структурой построения цифровой системы передачи, в частности, ее системой тактовой синхронизации, наличием либо отсутствием ступеней группообразования, то при моделировании, как правило, ориентируются на конкретную технологию, сужая тем самым область применимости разрабатываемых моделей. В данном случае модели флуктуаций фазы, которые будут приведены ниже, могут быть использованы при анализе не только систем плездохронной цифровой иерархии, но и сетей синхронной цифровой иерархии (SDH). Такая универсальность обусловлена в первую очередь тем, что в большинстве случаев в качестве компонентных сигналов в SDH используются плездохронные потоки, а, следовательно, фазовые дрожания, имеющие место во входном сигнале, приводят к возникновению флуктуаций и в агрегатном потоке. Кроме того, процессы мультиплексирования в PDH и SDH имеют много общего, а именно - и в том, и в другом случае применяется один из вариантов цифровой коррекции. Таким образом, результаты анализа дрожаний фазы, вызываемых группообразованием в PDH, могут быть распространены и на сети SDH.

Модель фазовых дрожаний

Возникновение фазовых флуктуаций обусловлено принципами обработки и передачи цифровой информации, которые лежат в основе построения аппаратуры PDH. Это регенерация цифровых сигналов

Как известно, качество функционирования цифровых систем передачи (ЦСП) напрямую связано с проблемой тактовой синхронизации работы оборудования. Задача состоит в том, чтобы обеспечить качественную синхронизацию при наличии различных дестабилизирующих факторов, таких как сдвиг частот, фазовые дрожания и др. Решение может быть найдено в применении методов оптимальной обработки сигналов.

методом самохронирования (получение тактовой частоты путем нелинейной обработки и узкополосной фильтрации принимаемого сигнала), а также группообразование с использованием метода асинхронного сопряжения. Таким образом, основными видами оборудования, ответственными за появление фазовых дрожаний, являются цифровой линейный тракт и аппаратура временного группообразования.

Получить как качественные, так и количественные оценки фазовых флуктуаций, вносимых линейным трактом, можно, анализируя работу выделителя тактовой частоты (ВТЧ). Необходимо определить спектральный состав сигнала на входе фильтра ВТЧ, найти реакцию фильтра и учесть возможность последующего устранения дрожаний амплитуды тактового колебания с помощью двухстороннего ограничителя амплитуд и контура ударного возбуждения [1]. Как показано в [2,3], спектр сигнала на входе фильтра содержит дискретный компонент тактовой частоты, а также шумовые составляющие, обусловленные статистикой цифрового сигнала и наличием помех. Возникающие при этом фазовые дрожания представляют собой винеровский процесс, а, следовательно, в качестве модели можно использовать компонент одномерного марковского процесса, получаемого путем пропускания "белого" гауссовского шума через фильтр низких частот [2-5].

$$\psi(i+1) = \psi(i) \exp(-\alpha_\psi) + n_\psi(i) \quad (1)$$

где $\alpha_\psi = \Delta t / \tau_\psi$;

τ_ψ - постоянная времени формирующего фильтра;

$n_\psi(i)$ - дискретный дельтакоррелированный гауссовский шум с характеристиками

$$\langle n_\psi(i) \rangle = 0, \quad \langle n_\psi(i) n_\psi(j) \rangle = \sigma_\psi^2 \delta_{ij}$$

δ_{ij} - символ Кронекера.



Вторым источником фазовых флуктуаций, как было сказано выше, является аппаратура временного группообразования, осуществляющая асинхронное сопряжение цифровых потоков. При выполнении асинхронного объединения, как известно, используются операции согласования скоростей. Необходимость осуществления цифрового выравнивания обусловлена наличием разности частот записи и считывания. Механизм реализации цифровой коррекции со вставками хорошо известен [1,6,7], поэтому, не останавливаясь на подробном его рассмотрении, следует лишь отметить, что именно согласование скоростей и приводит к возникновению фазовых флуктуаций. При этом фазовые дрожания могут быть представлены в виде двух составляющих: одна обусловлена наличием разности частот записи и считывания, а другая - временем ожидания. Появление дрожаний времени ожидания связано с тем, что операция цифрового выравнивания производится не в момент возникновения потребности, а в строго определенный, фиксированный момент времени. Это приводит к задержке между принятием решения о выполнении согласования скоростей и его осуществлением, то есть имеет место время ожидания, что, в конечном итоге, и порождает фазовые дрожания времени ожидания.

Как следует из [1,3], основным дестабилизирующим фактором, вызывающим сдвиг частот задающих генераторов в ЦСП, является изменение температуры. Исходя из этого, с учетом связи между сдвигом частоты генератора и изменением температуры, фазовые флуктуации, обусловленные разностью частот записи и считывания, целесообразно моделировать компонентой двумерного марковского процесса, получаемого на выходе двух априорно связанных RC-фильтров нижних частот [3-5].

$$\begin{aligned} \varphi(i+1) &= \varphi(i) \exp(-\alpha_\varphi) + \Delta\varphi(i) \\ \Delta\varphi(i+1) &= \Delta\varphi(i) \exp(-\alpha_{\Delta\varphi}) + n_{\Delta\varphi}(i) \end{aligned} \quad (2)$$

где $n_{\Delta\varphi}(i)$ - дискретный белый гауссовский шум с параметрами

$$\begin{aligned} \langle n_{\Delta\varphi}(i) \rangle &= 0, \quad \langle n_{\Delta\varphi}(i) n_{\Delta\varphi}(k) \rangle = \sigma_{\Delta\varphi}^2 \delta_{ik}, \\ \alpha_\varphi &= \Delta t / R_\varphi C_\varphi, \quad \alpha_{\Delta\varphi} = \Delta t / R_{\Delta\varphi} C_{\Delta\varphi}. \end{aligned}$$

Фазовые дрожания времени ожидания носят характер квазигармонического колебания с неизвестными амплитудой и частотой. Тогда в качестве модели этой составляющей следует взять компонент двумерного марковского процесса, получаемого на выходе узкополосного RLC-фильтра с априорно неизвестной центральной частотой, возбуждаемого дискретным гауссовским шумом [2-5].

$$q(i+1) = [q(i) \cos \gamma - v(i) \sin \gamma] \exp(-\alpha_\gamma), \quad (3)$$

$$v(i+1) = [q(i) \sin \gamma + v(i) \cos \gamma] \exp(-\alpha_\gamma) + n_\gamma(i),$$

где $\gamma = \Delta\Omega\Delta t$ - набег фазы квазигармонического колебания за один тактовый интервал;

$$\alpha_\gamma = \Delta t / \tau_\gamma; \quad \langle n_\gamma(i) \rangle = 0; \quad \langle n_\gamma(i) n_\gamma(j) \rangle = \sigma_\gamma^2 \delta_{ij};$$

τ_γ - постоянная времени формирующего фильтра.

Используя полученные модели, сигнал, наблюдаемый на выходе фильтра ВТЧ, можно представить в следующем виде:

$$r(i) = U(i) \cos(\omega_0 i \Delta t + \psi(i) + \varphi(i) + q(i)) + n(i) \quad (4)$$

где компоненты $\psi(i)$, $\varphi(i)$, $q(i)$ - определяются согласно (1), (2) и (3);

$n(i)$ - "белый" гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией.

Алгоритм компенсации фазовых дрожаний

Компенсатор фазовых дрожаний может быть построен на основе управляемой линии задержки, которая в зависимости от величины и знака фазовой ошибки на каждом тактовом интервале будет увеличивать или уменьшать задержку каждого единичного элемента, компенсируя тем самым флуктуации фазы. При этом для формирования управляющего сигнала необходимо наличие информации о величине фазовых флуктуаций на каждом тактовом интервале. Таким образом, возникает задача формирования оценки фазовых дрожаний на каждом такте, причем оценка должна быть предсказана. В связи с этим алгоритм будем искать в форме одношагового экстраполятора, минимизирующего средний квадрат ошибки. Для этого объединим все компоненты фазы тактового колебания из (1), (2) и (3) в один вектор. Тогда динамика вектора синхропараметров будет описываться уравнением состояния

$$S(i+1) = FS(i) + GN(i) \quad (5)$$

$$\text{где } S(i) = \begin{bmatrix} \psi(i) \\ \varphi(i) \\ \Delta\varphi(i) \\ q(i) \\ v(i) \end{bmatrix}$$

F инвариантная во времени матрица состояния:

$$F = \begin{bmatrix} \exp(-\alpha_\psi) & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \exp(-\alpha_\varphi) & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \exp(-\alpha_{\Delta\varphi}) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \exp(-\alpha_\gamma) \cos \gamma & -\exp(-\alpha_\gamma) \sin \gamma \\ 0 & 0 & 0 & \exp(-\alpha_\gamma) \sin \gamma & \exp(-\alpha_\gamma) \cos \gamma \end{bmatrix} \quad (6)$$



$N(i)$ - вектор формирующих процессов:

$$N(i) = \begin{bmatrix} n_{\psi}(i) \\ n_{\Delta\varphi}(i) \\ n_{\gamma}(i) \end{bmatrix}$$

G инвариантная во времени матрица возбуждения:

$$G = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

В соответствии с введенными обозначениями перепишем уравнение наблюдения (4) в следующем виде:

$$y(i) = r(S(i)) + n(i) \quad (7)$$

где $r(\bullet)$ нелинейная непрерывно дифференцируемая функция аргумента.

Так как уравнение наблюдения нелинейно относительно вектора параметров $S(i)$, то и структура экстраполятора может быть найдена в форме нелинейного преобразователя, формирующего оценку $\hat{S}(i+1/i)$ для $(i+1)$ -го момента времени на основе обработки i -наблюдений.

Используя в качестве базового механизма работы экстраполятора универсальный алгоритм из [4], получим алгоритм экстраполяции

$$\hat{S}(i+1/i) = F \hat{S}(i/i-1) + K \left[y(i) - r(\hat{S}(i/i-1)) \right] \quad (8)$$

где,

$$K \left(\hat{S}(i/i-1) \right) = FV(i/i-1)F^T \frac{dr}{d\hat{S}(i/i-1)} P^{-1} \quad (9)$$

$$P = \frac{dr^T}{d\hat{S}(i/i-1)} V(i/i-1) \frac{dr}{d\hat{S}(i/i-1)} + \sigma^2 \quad (10)$$

$$V(i+1/i) = FV(i/i-1)F^T + GV_N G^T - FV(i/i-1) \frac{dr}{d\hat{S}(i/i-1)} \cdot \frac{dr^T}{d\hat{S}(i/i-1)} V(i/i-1) F^T / P \quad (11)$$

Совокупность уравнений (8), (9), (10) и (11) полностью определяет алгоритм экстраполяции синхропараметров. Так как дисперсионное матричное уравнение (11) связано с вектором оцениваемых параметров, то оно должно решаться совместно с (8). Однако большая размерность дисперсионной матрицы $V(i)$ приводит к тому, что реализация алгоритма в масштабе реального времени становится чрезвычайно сложной и громоздкой с точки зрения коли-

чества вычислений. На практике наиболее часто подобные проблемы решают путем упрощения алгоритма, опираясь при этом на физический смысл задачи. Такой подход дает положительные результаты и позволяет получить аппроксимацию оптимального решения. Но при этом приходится жертвовать оптимальностью пути и, кроме того, накладывать ограничения на модель, сужая тем самым область устойчивой работы алгоритма, что может оказаться неприемлемым. Однако, осуществляя предварительное преобразование наблюдаемого сигнала, а также выбирая оптимальную систему координат, можно упростить уравнение экстраполяции без ухудшения потенциальных возможностей алгоритма, что позволит реализовать компенсатор фазовых дрожаний в масштабе реального времени. Окончательное уравнение экстраполяции имеет вид

$$\hat{S}(i+1/i) = F \hat{S}(i/i-1) + \frac{\alpha_m(i)\beta_m}{\alpha_m(i) + \sigma^2} \times \begin{bmatrix} \delta_{1m} \\ \delta_{2m} \\ \delta_{3m} \\ \delta_{4m} \\ \delta_{5m} \end{bmatrix} \left[y(i) - r(\hat{S}(i/i-1)) \right] \quad (12)$$

где $\alpha_m, m=1...5$ - собственные значения дисперсионной матрицы, вычисляемые рекуррентно;

β_m - собственные значения матрицы состояния.

Экспериментальная проверка синтезированного алгоритма проводилась с использованием полной программной модели аппаратуры вторичного временного группообразования, соответствующей отечественной системе передачи ИКМ-120. В качестве примера на рис. 1, 2 представлены результаты, полученные в ходе экспериментальных исследований.

Заключение

Предложен алгоритм экстраполяции флуктуаций фазы, на основе которого может быть построен компенсатор фазовых дрожаний и решена одна из основных проблем в ЦСП.

Результаты проведенных экспериментов подтвердили корректность используемых моделей, а также позволили убедиться в высокой эффективности применения предложенного алгоритма.

Литература

1. Аппаратура ИКМ-120/Голубев А.Н., Иванов Ю.П., Левин Л.С. и др.; Под ред. Л.С. Левина. - М.: Радио и связь, 1989.
2. Курицын С.А., Матюхин А.Ю. Модель фазовых дрожаний // Труды учебных заведений связи. - 1999. - Вып. 165.



3. Курицын С.А., Матюхин А.Ю. *Оптимальная обработка цифровых сигналов в условиях фазовых дрожаний: Доклад на V Международном форуме по информатизации, Международной конференции по информационным сетям и системам ICINAS 98. - СПб, 1998. - 7-12 сентября.*

4. Курицын С.А. *Методы адаптивной обработки сигналов передачи данных. - М.: Радио и связь, 1988.*

5. Ярлыков М.С. *Применение марковской теории нелинейной фильтрации в радиотехнике. - М.: Советское радио, 1980.*

6. Зингеренко А.М., Баева Н.Н., Тверецкий М.С. *Системы многоканальной связи. - М.: Связь, 1980.*

7. Беллами Дж. *Цифровая телефония. - М.: Радио и связь, 1986.*

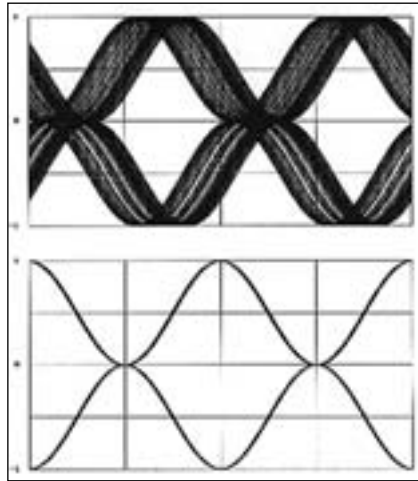


Рис. 1. Регенерированный сигнал 2048 кбит/с на входе/выходе при использовании импульсов полутактовой длительности

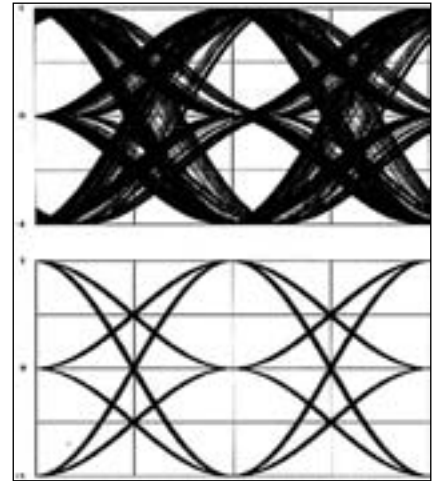


Рис. 2. Регенерированный сигнал 2048 кбит/с на входе/выходе при использовании импульсов тактовой длительности

многоуровневый подход

мы стараемся, чтобы каждый наш клиент чувствовал себя комфортно

точность, измеренная опытом

НОСТ
ИНФОРМОСТ
тел./fax: (095) 160-98-92, 160-99-92
тел./fax: (812) 327-76-97, 327-99-49
http://www.informost.ru