

Обработка сигналов по технологии PRISM для самоконтроля и самокоррекции датчиков

М. ГЕНРИ

Оксфордский университет
Оксфорд, Великобритания, e-mail: manus.henry@eng.ox.ac.uk

Представлена новая технология обработки сигналов (PRISM), которая основана на применении полностью рекурсивного фильтра с конечной импульсной характеристикой и двумя выходными сигналами. Показано, что данную технологию можно использовать для автономного обнаружения, отслеживания и компенсации нежелательного компонента погрешности датчиков с частотным выходом в процессе их эксплуатации, т. е. для самоконтроля и самокоррекции датчиков.

Ключевые слова: обработка сигнала, фильтр с конечной импульсной характеристикой, режим реального времени, датчик с частотным выходом, самоконтроль, самокоррекция.

The PRISM, a new type of signal processing technology, providing a fully recursive, dual output FIR filter is introduced. A simulation example demonstrates that PRISM signal processing can be used to autonomous detection, tracking, and compensation of an undesired frequency component in a frequency-based sensor in real time, i.e. to carry out its self-check and self-correction.

Key words: signal processing, FIR filter, real time mode, frequency-based sensor, self-check, self-correction.

Наступающая эра характеризуется внедрением в нашу жизнь Интернета вещей – глобальной инфраструктуры, обеспечивающей современные услуги путём присоединения объектов с помощью информационно-коммуникационных технологий. Необходимым условием работы Интернета вещей является получение измерительной информации от множества датчиков. Датчики Интернета вещей должны быть сравнительно недорогими, экономически эффективными и обеспечивать достоверную информацию в период эксплуатации.

В настоящей статье представлена новая технология обработки сигналов, названная PRISM [1]. С её помощью мож-

но успешно решать многие актуальные задачи измерительной техники и метрологии, в том числе, организацию самоконтроля и самокоррекции метрологических характеристик [2], что позволяет увеличить длительность межповерочных и межкалибровочных интервалов. Технология PRISM основана на применении полностью рекурсивного фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтр) и двумя выходными сигналами, так как вычислительная нагрузка низкая и не зависит от длины окна данных.

На рис. 1 представлена структурная схема обработки дискретного входного сигнала $s(t)$, выполняемой по технологии PRISM. Сигнал $s(t)$ преобразуется в один или чаще всего

два дискретных выходных сигнала $G_s(t)$ и (или) $G_c(t)$. Структурная схема состоит из двух модулей интегрирования, в которых каждый входной сигнал умножается на модулирующую синусоидальную или косинусоидальную функцию характеристической частоты m и гармоническое число h (небольшое целое число, обычно равное 1). Далее каждое полученное произведение интегрируется на интервале времени, длительность которого соответствует $1/m$. На выходах отображается результат суммы и разности интегралов. Данную структуру можно рассматривать как пару КИХ-фильтров, работающих с окном входных данных $s(t)$ общей продолжительностью $2/m$. Иногда вычисления в

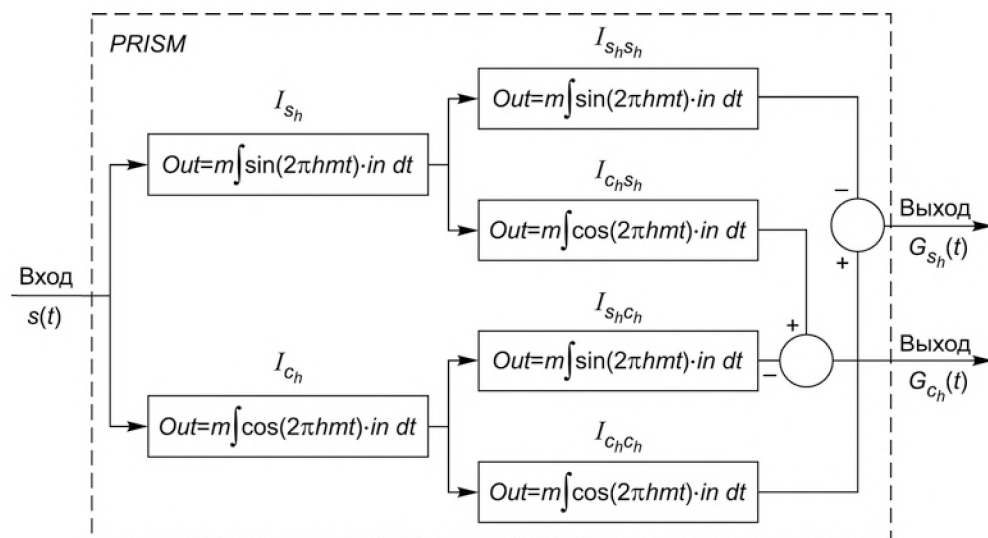


Рис. 1. Структурная схема программы обработки дискретного входного сигнала, выполняемой по технологии PRISM

такой структуре можно выполнить рекурсивно. В этом случае вычислительные затраты, необходимые для каждого образца, незначительны и не зависят от длины окна. Это улучшает пропускную способность при данной вычислительной мощности. Значительным преимуществом технологии PRISM является и то, что «коэффициенты» фильтра – это линейно разнесённые синусоидальные и косинусоидальные значения функций модуляции. Следовательно, требования к вычислениям для проектирования структуры с желаемыми значениями m , h крайне низкие, и можно создавать новые схемы обработки сигнала в режиме реального времени на устройствах с ограниченными ресурсами по элементарным правилам.

Структура модулей на основе технологии PRISM очень проста и позволяет объединять их в сети как на стадии проектирования, так и автономно в режиме реального времени, что удобно при выполнении ряда метрологических задач. С помощью программ слежения за параметрами сигнала (трекеров), основанных на технологии PRISM, можно получать последовательные оценки частоты, фазы и (или) амплитуды синусоиды для каждого нового отсчёта сигнала.

Для синусоидального входного сигнала амплитудой A , частотой f и начальной фазой φ , можно записать следующее выражение:

$$s(t) = A \sin(2\pi ft + \varphi).$$

Выходы $G_s(t)$, $G_c(t)$ задаются как

$$G_s(t) = A \operatorname{sinc}^2(r) \frac{r^2}{r^2 - h^2} \sin[\varphi(t) - 2\pi r],$$

$$G_c(t) = A \operatorname{sinc}^2(r) \frac{hr}{r^2 - h^2} \cos[\varphi(t) - 2\pi r],$$

где $\varphi(t) = 2\pi ft + \varphi$ – истинная мгновенная фаза; $r = f/m$ – частотное отношение; $\operatorname{sinc}(x)$ – нормированная функция, причём оба выхода имеют линейную задержку по фазе $2\pi r$.

Выходы $G_s(t)$, $G_c(t)$ ортогональны, т. е. соответствуют паре синус – косинус. Вместо коэффициента масштабирования h/r эти выходы образуют аналитическую функцию, из которой можно получить оценки частоты, амплитуды и фазы на каждом новом отсчёте. Другими словами, для входного сигнала с неизвестными синусоидальными свойствами параметры синусоиды можно оценить на основе значений $G_s(t)$, $G_c(t)$. Одним из способов отслеживания одиночной синусоиды является рекурсивный модуль отслеживания сигнала (РМО), использующий один модуль на основе технологии PRISM и предыдущие значения $G_s(t)$, $G_c(t)$.

Расчёт характеристик РМО и его применение для самоконтроля датчиков давления описан в [1]. Механическая целостность датчика давления проверяется регулярным возбуждением ультразвуковыми импульсами. Отклик на каждый импульс принимает вид нескольких экспоненциально затухающих синусоид, объединённых в один сигнал. Параметры (частота, начальная амплитуда, коэффициент затухания) каждой синусоиды используются для обнаружения загрязнения чувствительной мембраны.

Разнообразные методы, основанные на технологии PRISM, применяют для выделения отдельных частотных

компонентов с целью слежения за их параметрами. Они включают в себя низкочастотную полосовую фильтрацию, традиционную статическую узкополосную фильтрацию, а также новый способ, называемый динамической узкополосной фильтрацией. Этот способ позволяет удалить из сигнала один или несколько частотных компонентов и выделить из него вырезанные частоты в режиме реального времени. Следовательно, формируются линейные комбинации выходных сигналов, сформированных по технологии PRISM, причём модули имеют общую характеристическую частоту m , но используют разные значения h [1]. Линейные комбинации одних и тех же выходных сигналов модулей с разным набором весовых коэффициентов обладают эффектом «вырезания» различных компонентов частоты. Поэтому многокомпонентный сигнал можно разбить на отдельные сигналы, каждый из которых будет иметь только один частотный компонент, который затем можно выборочно отследить с низкими вычислительными затратами.

Таким образом, технология PRISM даёт полезный инструмент для осуществления обработки сигналов в случаях, когда требования к объёму вычислений низкие, а алгоритмы обработки сравнительно несложные.

Пример самоконтроля и самокоррекции датчика. Рассмотрим методы, основанные на применении PRISM, для выполнения следующих задач:

отслеживание сигнала, состоящего из одного частотного компонента;

обнаружение в сигнале аномальной частотной составляющей;

дополнительная обработка сигнала на основе PRISM для выделения и отслеживания как основного частотного компонента, так и аномальной частотной составляющей.

Как отмечалось выше, требования к ресурсам для создания схемы самоконтроля (включая разработку) и её функционирования достаточно низкие, что позволяет создавать недорогие автономные датчики, отвечающие требованиям к компонентам Интернета вещей.

На рис. 2 приведена последовательность этапов обработки сигнала по технологии PRISM, которые обеспечивают отслеживание синусоидального сигнала, а также обнаружение и коррекцию его нежелательного компонента, связанного с помехой. На этапе 1 показаны первичные операции обработки входного сигнала $s(t)$ (например, от резонансного преобразователя) в модуле $M1$, который формирует последовательные оценки частоты $\hat{f}(t)$, амплитуды $\hat{A}(t)$ и (или) фазы $\hat{\varphi}(t)$ в каждой новой выборке. При этом допускается, что сигнал имеет только один частотный компонент для отслеживания. Эти параметры могут быть внесены в соответствующие инженерные модули для расчёта искомых физических величин (давления, температуры, расхода и т. д.). На этом этапе моделирования основная сенсорная технология не важна. Это общий упрощённый вариант, применимый к ряду конкретных измерительных технологий.

При последующем моделировании частота дискретизации сигнала $f_s = 51,2$ кГц, причём для построения рекурсивных модулей отслеживания сигнала используется значение ха-

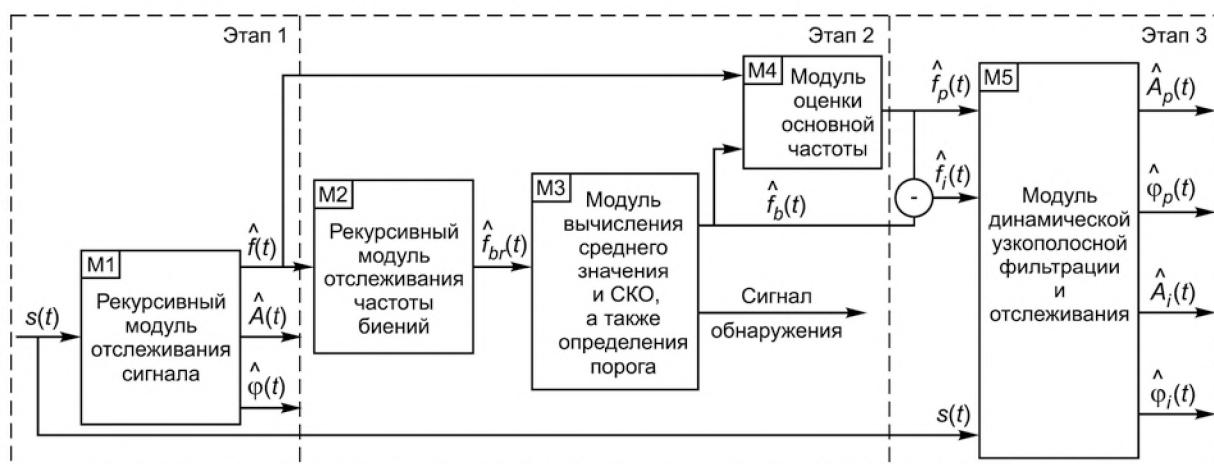


Рис. 2. Схема обработки сигнала для отслеживания и коррекции сигнала помехи:
 $s(t)$ – входной сигнал; $\hat{f}(t)$ – нескорректированная оценка частоты; $\hat{A}(t)$ – нескорректированная оценка амплитуды; $\hat{\phi}(t)$ – нескорректированная оценка фазы; $\hat{f}_{br}(t)$ – оценка частоты биений до обработки; $\hat{f}_b(t)$ – окончательная оценка частоты биений; $\hat{f}_p(t)$ – оценка частоты основного компонента; $\hat{f}_i(t)$ – оценка частоты помехи; $\hat{A}_p(t)$ – оценка амплитуды основной частоты; $\hat{A}_i(t)$ – оценка амплитуды помехи; $\hat{\phi}_p(t)$ – оценка фазы основной частоты; $\hat{\phi}_i(t)$ – оценка фазы помехи

рактической частоты $m=200$ Гц. В течение первых 100 с моделирования присутствует только одна частотная составляющая, обозначенная как основная. Она имеет частоту $f=81$ Гц и амплитуду $A=0,5$ В. Входной сигнал содержит белый шум со стандартным отклонением $\sigma=10^{-5}$ В. Через 100 с добавляется дополнительная частотная составляющая, обозначенная как помеха, имитирующая возникновение неожиданной аномалии, что может быть вызвано внутренней неисправностью

или некоторыми внешними факторами. Дополнительная частотная составляющая имеет постоянную частоту $f=53$ Гц и амплитуду $A=1$ мВ. Следует отметить, что технология обработки сигнала является общей и не настроена на какие-либо конкретные значения параметров.

Появление помехи приводит к погрешностям в оценке частоты и других выходных параметров РМО. До появления помехи погрешность частоты находится в диапазоне примерно $\pm 10^{-4}$ Гц, но после появления помехи диапазон погрешности частоты увеличивается приблизительно до $\pm 0,05$ Гц. Аналогичные изменения наблюдаются в погрешностях при отслеживании амплитуды и фазы.

Более подробный анализ показывает, что влияние помехи на рассчитанные значения частоты представляет собой циклическую погрешность. Если выходная частота РМО обрабатывается как отдельный сигнал, анализ спектра мощности показывает, что выходная частота РМО характеризуется большим вкладом постоянного тока, соответствующим истинному значению параметра 81 Гц, но, кроме того, присутствуют два пика – приблизительно 28 и 134 Гц. Это так называемые частоты биений, полученные нахождением разности и суммы двух исходных частот соответственно: $(81-53=28$ Гц, $81+53=134$ Гц). Существование биений – признак проблемы, связанной с влиянием помех. Основываясь на параметрах частот биений, можно обнаружить и в конечном счёте компенсировать влияние помех.

На этапе 2 (см. рис. 2) вводится дополнительная обработка сигнала для обнаружения любой составляющей, связанной с помехой во

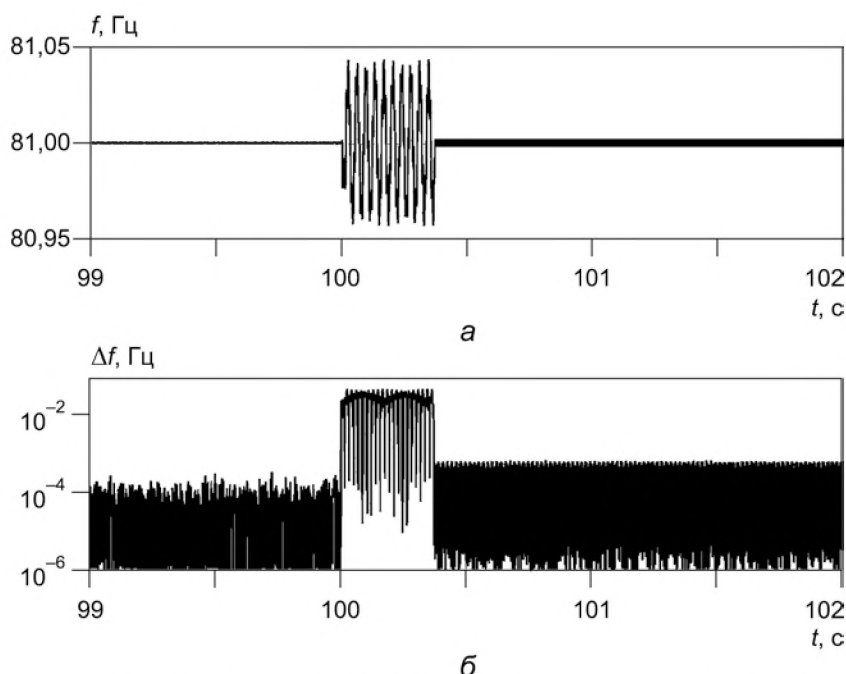


Рис. 3. Скорректированная частота, сгенерированная схемой для обработки приведённого на рис. 2 сигнала (а), и соответствующая абсолютная частотная погрешность Δf (б) до и после появления помехи (помеха действует в интервале времени $t=100 \dots 102$ с)

входном сигнале $s(t)$. Эта обработка включает в себя второй рекурсивный блок отслеживания частоты $M2$, который принимает оценку частоты модуля $M1$ в качестве входного сигнала и оценивает частоту изменения этого параметра. Фактически, он используется для отслеживания нижней частоты биений. Эта «необработанная» частота биений $\hat{f}_{br}(t)$ поступает в модуль обработки сигнала $M3$, в котором путём использования скользящего окна вычисляется оценка его среднего значения и среднего квадратического отклонения (СКО). Низкое СКО, скорее всего, указывает на стабильную (в противоположность случайно изменяющейся) частоту биений и, следовательно, наличие в сигнале составляющей, обусловленной помехой. Для последующих корректировочных вычислений применяется не исходное «необработанное» значение, а средняя частота биений $\hat{f}_b(t)$, так как в этом случае уровень шума понижается. Для расчётного СКО определяется пороговое значение, при котором низкое значение указывает на наличие частоты помехи.

Следует отметить, что дополнительное тестирование может включать в себя оценку амплитуды частотной модуляции, чтобы гарантировать, что сигнал обнаружения не спровоцирован незначительными изменениями. В то же время расчётная средняя частота биений $\hat{f}_b(t)$ передаётся на дополнительный модуль обработки сигнала $M4$ вместе с выходной частотой модуля $M1$ для обеспечения улучшенной оценки частоты основного компонента $\hat{f}_p(t)$. Это может быть достигнуто вычислением скользящего среднего, которое рассчитывается за период средней частоты биений для минимизации изменений, вызванных частотой биений. Когда помеха обнаружена, дополнительные модули могут быть созданы или активированы, чтобы оценить параметры помехи и обеспечить коррекцию.

На этапе 3 (см. рис. 2) представлено дальнейшее расширение. Здесь вводится модуль динамической узкополосной фильтрации и отслеживания $M5$, который выделяет и отслеживает амплитуду $\hat{A}_p(t)$ и фазу $\hat{\Phi}_p(t)$ основного компонента, а также амплитуду $\hat{A}_i(t)$ и фазу $\hat{\Phi}_i(t)$ помехи [1]. Для его работы необходимы входной сигнал $s(t)$ и расчётные значения частот двух компонентов. Оценка основной частоты $\hat{f}_p(t)$ уже вычислена на этапе 2, а частота помехи $\hat{f}_i(t)$ вычисляется на этапе 3 как разность между частотами основного компонента и биений — $\hat{f}_p(t)$, $\hat{f}_i(t)$, соответственно.

На рис. 3 показана расчётная оценка частоты основного компонента, сгенерированного по схеме полной обработки сигнала (см. рис. 2) с использованием всех этапов. На рис. 3, а представлена временная последовательность: ступенчатое изменение в поведении происходит при $t=100$ с, когда появляется помеха, и приблизительно при $t=100,4$ с, когда возможна коррекция. На рис. 3, б приведено значение частотной погрешности Δf в логарифмическом масштабе. До появления помехи частотная погрешность $\Delta f \approx \pm 10^{-4}$ Гц, а после появления помехи диапазон частотной погрешности увеличивается примерно до $\pm 0,05$ Гц. После коррекции помехи диапазон частотной погрешности уменьшается примерно до $\pm 0,0005$ Гц, что демонстрирует эффективность коррекции, проведённой путём динамической узкополосной фильтрации. Аналогично эффективная коррекция может быть сделана для частоты и фазы. Точные результаты

отслеживания для амплитуды и фазы помехи также можно получить с помощью динамической узкополосной фильтрации и соответствующего расчёта.

Как только все этапы обработки сигнала (см. рис. 2) задействованы, обработка может продолжаться до тех пор, пока заметна помеха. Если амплитуда помехи падает ниже определённого порога или СКО частоты биений возрастает выше другого порога, программа может перестать отслеживать помеху, а соответствующие этапы обработки сигнала могут быть остановлены. Кроме того, если выясняется, что текущая схема обработки сигнала или соответствующие параметры больше не подходят для отслеживания данного набора компонентов сигнала, то могут быть запущены новые модули обработки, более соответствующие свойствам данного сигнала. Такой запуск и настройка фильтра могут происходить параллельно с работой текущей схемы обработки сигнала во избежание прерывания функции отслеживания перед переключением на новую схему обработки сигнала.

Заключение. Поскольку технология PRISM, достаточно проста, при обработке сигнала могут быть сформированы дополнительные программные модули в качестве реакции на новые условия, что продемонстрировано на примере самоконтроля и самокоррекции датчика. Кроме того, возможность создавать модули динамической узкополосной фильтрации в качестве инструмента компенсации эффектов, обусловленных нежелательными компонентами, и (или) отслеживания таких компонентов для дальнейшего диагностического анализа, представляет собой мощный набор стратегий, подходящих для внедрения в автоматические системы. Так как усилия, необходимые для разработки новых модулей обработки сигналов на основе технологии PRISM, незначительные (по сравнению с конструированием КИХ-фильтров в общепринятом смысле), то можно создавать новые модули в режиме реального времени, выбирая параметры проектирования (например, m) в соответствии со свойствами наблюдаемого сигнала.

Технология PRISM — это новый инструмент обработки сигналов, обладающий оптимальными свойствами рекурсивного вычисления и простой структурой. Такая технология способствует решению актуальных задач, обусловленных внедрением Интернета вещей и связанных с колоссальным ростом числа используемых устройств, которые постоянно взаимодействуют друг с другом и подстраиваются под меняющиеся условия.

Л и т е р а т у р а

1. Henry M., Bushuev O., Ibryaeva O. PRISM Signal Processing for Sensor Condition Monitoring // IEEE Int. Symp. Industrial Electronics. Edinburgh, U. K., 2017.
2. Sapozhnikova K. V., Henry M., Taymanov R. E. The need for standards for self-diagnosable and self-certifiable instrumentation // Datchiki & Sistemi (Sensors & Systems). 2006. No. 6. P. 51–57.

Дата принятия: 03.10.2017.