

А. М. Гончаренко¹, С. В. Бугров², В. А. Жмудь^{1,2}

¹ Институт лазерной физики СО РАН
пр. Акад. Лаврентьева, 13/3, Новосибирск, 630090, Россия

² Новосибирский государственный университет
ул. Пирогова, 2, Новосибирск, 630090, Россия
E-mail: Vadim@laser.nsc.ru

МОНИТОРИНГ ФАЗОВЫХ ПРИРАЩЕНИЙ ПРЕРЫВИСТОГО СИГНАЛА

Описан принцип действия и основные технические решения, использованные при создании программно-аппаратного фазометра, используемого для мониторинга фазовых приращений в дифференциальном сигнале, получаемом в лазерном интерферометре перемещений.

Введение

Многие области лазерной измерительной техники основаны на преобразовании оптического пути когерентного света в приращение фазы этого света на фотоприемнике. В этом случае для получения информации об исследуемых объектах или процессах необходима дальнейшая обработка полученного электрического сигнала для измерения фазовых или частотных приращений сформированных сигналов в реальном времени.

В частности, в лазерном интерферометре перемещения измеряются разности приращения длин порядка долей микрон на общей длине порядка 0,5–1,5 км [1]. Необходимость этих измерений связана с поиском и мониторингом аномальных проявлений лунно-солнечных приливно-отливных колебаний скальных пород, используемых в качестве предвестников землетрясений.

Для решения задачи измерения и мониторинга фазовых приращений (связанных с перемещениями скальных пород) необходимы специальные методы обработки сигналов, исключающие скачки фаз при случайном пропадании сигнала. Эти пропадания связаны с кратковременным перекрытием зондирующих пучков света атмосферными или иными неподдающимися учету явлениями.

Если за время пропадания сигнала разность фаз парных сигналов не превысила π , то пропавшая информация об изменении фазы в этот промежуток времени может быть восстановлена интерполяцией без возникновения ошибки. Такая интерполяция

обеспечивается не при каждом способе обработки сигналов, а лишь в том случае, если обрабатывающая аппаратура защищена от скачков фазы при указанных изменениях. Наиболее эффективно с прерываниями сигнала справляются программно-аппаратные фазометры, разработанные на основе методов обработки парного сигнала (когерентного и квадратурного) [2].

Принцип действия фазометра

Сигнал на входе фазометра гармонический или прямоугольный. Разность фаз $\Delta\varphi(t)$ изменяется во времени и содержит низкочастотную компоненту $\varphi_{нч}(t)$ и высокочастотную компоненту $\delta\varphi$. Необходимо измерение компоненты $\varphi_{нч}(t)$ без потерь информации и без разрыва непрерывности в условиях значительных аддитивных и мультипликативных помех и при кратковременном прерывании сигнала.

Недостаток большинства фазометров состоит в том, что при прерывании сигнала результат измерения разности фаз может претерпеть скачок на 2π , что видно из эпюры сигналов, показанной на рис. 1. Это вызывает необходимость удаления таких скачков при вторичной обработке данных, что в настоящее время выполняется в полуавтоматическом режиме. При аналитическом представлении сигнала, как показано на рис. 2, неоднозначность восстановления фазы не возникает. Амплитудная модуляция порождает изменение длины представленного вектора, а фазовая модуляция изменяет угол его поворота. Прерывание сигнала порождает крат-

ковременное укорочение вектора до нулевых или шумовых размеров с последующим его восстановлением. Интерполяция изменения фазы на время укорочения вектора осуществляется по принципу наименьшего его поворота. Если поворот был менее чем на π , этот алгоритм даст верный результат. Разрыва фазы не будет, если после прерывания вектор сигнала попадает в некоторую Θ -окрестность, которая в данном случае лежит в диапазоне $\Delta\varphi_0 \pm |\pi - \varepsilon|$, где $\Delta\varphi_0$ – разность фаз до прерывания сигнала, $\varepsilon \approx 0$ – небольшой угол, выбранный из соображения повышения достоверности восстановления. При $\varepsilon = 0$ в эту Θ -окрестность попал бы и вектор, отличающийся от предыдущего на π , а в этом случае восстановление значения новой фазы неоднозначно.

Наиболее эффективный способ обработки сигнала для определения его фазы состоит в переносе спектра обрабатываемых сигналов на низкую несущую частоту с получением аналитического (парного) сигнала – пары когерентной $V(t)$ и квадратурной $W(t)$ компонент. В этом случае, пользуясь определением фазы как угла поворота вектора, проекции которого заданы аналитическим сигналом, нетрудно вычислить изменения фазы во времени по простым соотношениям,

если учесть дополнительно условия, при которых предпочтительней вычислять угол через арктангенс или через арккотангенс:

$$|V/W| \leq 1 \Rightarrow \varphi = \arctg(V/W) \pm n\pi,$$

$$|W/V| < 1 \Rightarrow \varphi = \operatorname{arcctg}(V/W) \pm n\pi.$$

Поправки на $\pm n\pi$ легко определяются в зависимости от квадранта, в котором расположен вектор, т. е. от знаков величин V и W .

Кроме того, используются следующие технические решения.

1. В качестве АЦП применяется звуковая карта ПЭВМ с оригинальным программным обеспечением, обеспечивающим синхронность действия ее каналов и дальнейшую обработку сигналов.

2. Сигналы разностной частоты в окончателном виде получают методом, описанным в патенте [2], что позволяет устранить влияние сдвига нуля и дрейфа этой величины в АЦП и повысить точность и помехозащищенность метода обработки.

3. При необходимости сужения спектра отображаемых изменений фазы во времени

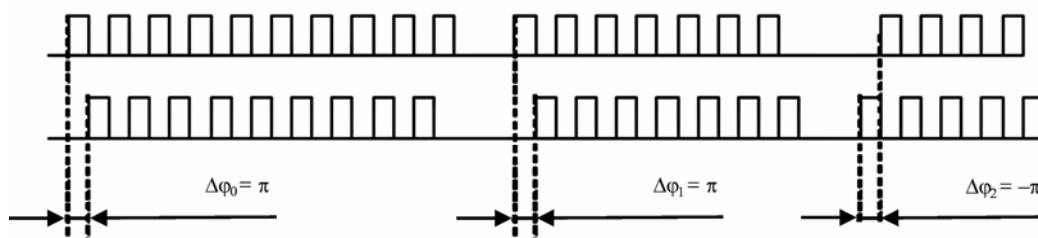


Рис. 1. Неоднозначность трактовки «разность фаз» после кратковременного прерывания последовательностей импульсов

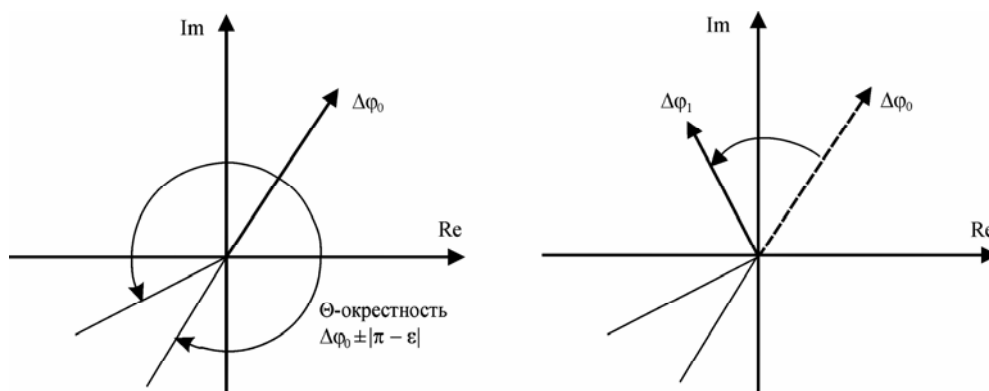


Рис. 2. Однозначность трактовки «фаза» аналитического сигнала, выраженного в векторном виде, после его кратковременного прерывания

или сжатия информации применяется цифровая фильтрация.

4. Количество сигналов, фазы которых измеряются, определяется количеством каналов звуковой карты (два или четыре канала).

Аппаратная часть

Схема устройства показана на рис. 3. Оно содержит 1) каскад понижения частоты, 2) компьютер для сбора и обработки данных, 3) звуковую карту и часы этого компьютера в роли двух идентичных АЦП и времязадающего устройства.

Входные сигналы поступают на высокой несущей частоте ω_1 , которая зависит от задачи (0,1–20 МГц). Первый каскад понижает несущую частоту входного сигнала до требуемого значения $\omega_n \approx \omega_2/k$, оптимального для дальнейшей обработки. Принцип действия остальной части устройства основан на стробоскопическом эффекте [2]. Частота ω_2 получения отсчетов аналогового сигнала с помощью АЦП точно известна и с некоторой точностью в заданное целое число k раз превышает частоту этого сигнала. В случае применения звуковой карты, работающей на частоте 48 кГц, выбиралась $\omega_2 = 16$ кГц, но можно брать и $\omega_2 = 12$ кГц. Это позволяет получить отсчеты разностной частоты, не применяя гетеродинный генератор, смесители и избирательные усилители.

Каскад понижения частоты реализован на микросхеме МС3361.

Программная часть

Программная часть позволяет вычислить и устранить дрейф АЦП, а также вычислить и устранить амплитудную модуляцию сигнала. Получаемый аналитический сигнал разностной частоты обрабатывается для вычисления фазы этого сигнала, как функции времени, при необходимости применяется цифровая фильтрация.

Пусть входные сигналы имеют вид

$$U_1(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_1),$$

$$U_2(t) = A \cdot \cos(\omega_1 t + \varphi_2),$$

а отсчеты следуют с интервалом $\tau = 2\pi/\omega_2$, где частота получения отсчетов равна $\omega_2 = k\omega_1 + \Delta\omega$. Рассмотрим, как преобразуется сигнал U_1 .

Если $t_0 = 0$, время получения текущего отсчета равно $t_i = i \cdot 2\pi/\omega_2$, значение этого отсчета в этот момент имеет вид

$$U_1(t_i) = A \cdot \cos(\omega_1 \cdot i \cdot 2\pi/\omega_2 + \varphi_1).$$

Подставив $\omega_1 = k^{-1}(\omega_2 - \Delta\omega)$, с учетом $t_i = i \cdot 2\pi/\omega_2$ получаем

$$U_1(t_i) = A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{k} \cdot t_i + \frac{i}{k} \cdot 2\pi + \varphi_1\right).$$

В предположении, что темпы изменения амплитуды и фазы существенно ниже несущей периода частоты, можно утверждать,

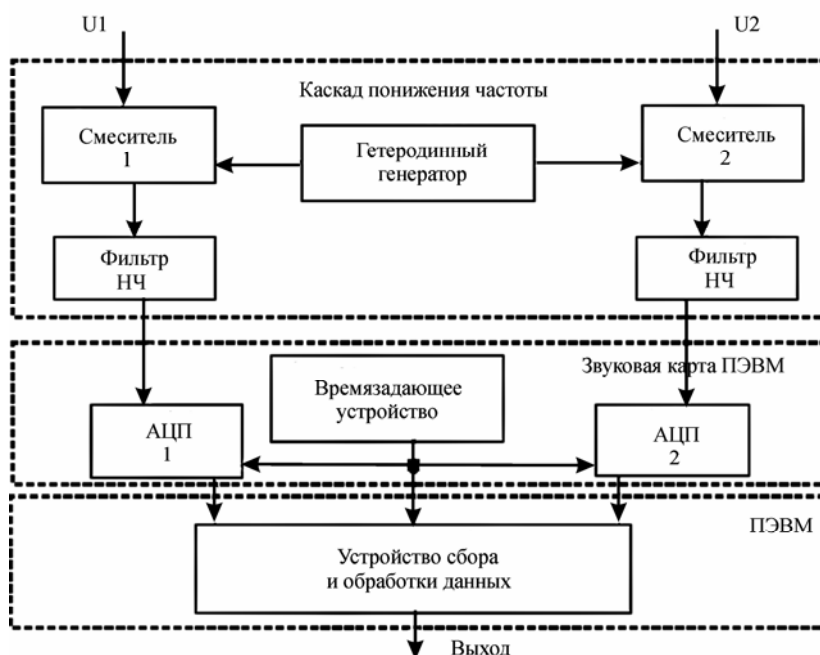


Рис. 3. Аппаратная часть фазометра с гетеродинным преобразованием частоты

что вид сигнала незначительно меняется за время, соизмеримое с несколькими периодами. Тогда при $k = 1$ вторым слагаемым под аргументом косинуса можно пренебречь, поскольку оно дает сдвиг фазы каждого последующего отсчета ровно на один период по сравнению с фазой предыдущего отсчета.

Таким образом, мы сразу получаем цифровые отсчеты сигнала разностной частоты $\Delta\omega$ со сдвигом фазы φ_1 , который необходимо измерить.

При $k > 1$ мы получаем за один период k отсчетов разностной частоты.

Если k – четное число, то одна половина этих отсчетов сдвинута относительно другой половины на половину периода, и мы можем, инвертируя их значения, осуществить тем самым обратный сдвиг на половину периода, а результаты отсчетов усреднить попарно с первой половиной отсчетов. Если в сигнале присутствует постоянное смещение, оно, таким образом, устраняется.

Пусть, например, $k = 2$. Тогда, введя обозначения для четных и нечетных значений аргумента $i_x = 2n; i_{i_x} = 2n + 1$, получим

$$\begin{aligned} U_1(t_0) &= A \cdot \cos(\varphi_1). \\ U_1(t_1) &= A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_1 + \pi + \varphi_1\right) = \\ &= -A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_1 + \varphi_1\right); \\ U_1(t_2) &= A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_2 + 2\pi + \varphi_1\right) = \\ &= A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_1 + \varphi_1\right); \\ &= A \cdot \cos\left(\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_1 + \varphi_1\right); \\ &\dots \\ U_1(t_{2n}) &= A \cdot \cos\left[\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_{2n} + \varphi_1(t_{2n})\right]; \\ U_1(t_{2n+1}) &= -A \cdot \cos\left[\frac{\Delta\omega}{2} \cdot t_{2n+1} + \right. \\ &\quad \left. + \varphi_1(t_{2n+1})\right]. \end{aligned}$$

Иначе говоря, мы получаем две различные последовательности отсчетов, которые взяты вдвое реже и имеют постоянный фазовый сдвиг между собой на половину периода, а значит, вторая последовательность меняет знак на противоположный в сравнении с первой последовательностью. Простым инвертированием нечетных результатов отсчета мы можем получить одну последовательность отсчетов на разностной частоте $\frac{\Delta\omega}{2}$, при этом отсчеты будут следовать

вдвое чаще, т. е. с изначальной частотой взятия отсчетов.

При $k = 4$ получим четыре последовательности со сдвигом фаз на четверть периода, а инвертированием каждого третьего и четвертого отсчета получим две последовательности со сдвигом на четверть периода.

Кроме того, применяется уточненная привязка всех получаемых отсчетов к единым тактам времени, для чего осуществляется интерполяция (поскольку иначе получаемые отсчеты разностной частоты сдвинуты во времени друг относительно друга на величину $\Delta t = 2\pi/\omega_2$).

Получаемые в результате обработки отсчеты фазы по ходу их накопления отображаются на экране монитора в режиме самописца, допускающем как автоматическую настройку масштаба по осям, так и ручную. Предусмотрена возможность считывания выбранного значения фазы. Накопленные данные сохраняются в файл, в автоматически сформированном названии которого содержатся сведения о дате и времени получения данных. Эти файлы далее могут быть закодированы и посланы для дальнейшей обработки в систему сбора данных верхнего уровня.

Заключение

Описанный фазометр позволяет с высокой точностью измерять и фиксировать долговременные изменения разности фаз парных сигналов. Данное устройство предназначено для непрерывного мониторинга разности фаз сигналов большебазового лазерного дифференциального интерферометра перемещений [1] и его модификаций, а также может быть успешно применено в аналогичных задачах.

Список литературы

1. Багаев С. Н., Курин Ю. М., Кузнецов С. Ю. и др. Исследование динамических характеристик деформаций земной коры в БРЗ с помощью высокочувствительной лазерной аппаратуры // Развитие методов и средств в экспериментальной геофизике. 1993. Вып. 1. С. 38–51.
2. Васильев В. А., Жмудь В. А., Гончаренко А. М. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты. Патент РФ № 2225012 (приоритет от 19.04.02). Опубл.: Гос. реестр изобретений РФ. Бюл. № 6, 27.02.04.