

Современные методы измерения частоты и фазы в реальном времени

Д.О. Терешкин, В.М. Семибаламут

Сибирское отделение геофизической службы СО РАН, Новосибирск Россия

Аннотация: Измерениями частоты и фазы занимаются многие научно-исследовательские коллективы и инженерные группы. Взгляд на эти вопросы развивается с некоторым отставанием от современных научно-технических потребностей. Существует множество коллективов, которые используют устаревшие представления о таких измерениях. Продолжает выпускаться большими партиями аппаратура, которая не отвечает потребностям, и которая с легкостью могла бы быть модифицирована до современных научно-технических средств измерений. Ошибочная трактовка некоторых свойств частотных и фазовых измерений приводит к неэффективной организации исследований, к непроизводительному расходованию средств и времени научно-исследовательских коллективов, к финансированию разработок, которые не отвечают поставленным задачам. Данная статья направлена на корректировку таких понятий как «точность», «погрешность», «стабильность», «воспроизводимость», «невоспроизводимость», «нестабильность», и некоторых других.

Ключевые слова: Частота, фаза, точность, погрешность, воспроизводимость, нестабильность, параметр Аллана, дисперсия, стабильность, невоспроизводимость, частотные измерения, фазовые измерения

ВВЕДЕНИЕ

Измерения частот с наивысшей точностью в настоящее время является одной из важнейших технических задач наряду с генерацией опорной частоты также с наивысшей точностью. Успехи в этой области значительны. Например, сообщается о том, что достигнута точность стабилизации частоты с показателями порядка $1 \cdot 10^{-18}$ (за 1000 с) [1, 2], имеются публикации и еще более высокими показателями, в этой же работе сказано: «Параметр Аллана составил $\sim 2,6 \cdot 10^{-19}$ за 1000 сек для компоненты коротковолнового края».

Вместе с тем, надо признать, что зачастую заказчики и исполнители не понимают друг друга, поскольку говорят на разных языках в отношении терминологии, связанной с точностью стабилизации и измерения частоты. Терминология же в этой области позволяет совершенно честно заявлять о столь высоких характеристиках, которые почти не реальны, но при этом может оказаться, что характеристики на несколько порядков ниже при настоящем уровне техники, к сожалению, пока еще не достижимы. Отсюда следует актуальность согласования терминологии, классификации методов измерений и достижение единства в оценках погрешности (точности) частотных и фазовых измерений.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

При сопоставлении достижений различных коллективов в расчет принимаются, как правило, лишь называемые численные показатели, без уточнения того, что это за показатели, к какому интервалу времени они

относятся. Получается, что тот, кто обосновал в публикации меньшее значение показателя, тот и достиг лучших результатов, безотносительно того, о каких, собственно, показателях идет речь. Работает магия чисел. Кто-то заявляет о семнадцати порядках, кто-то другой – о восемнадцати, третий о девятнадцати, двадцати, и так далее. В каких-то публикациях при желании можно найти и двадцать семь порядков. Можно ли сравнивать эти показатели между собой, об этом уже не задумываются.

Так, например, в диссертации и автореферате Н.А. Коляды [1, 2] погрешность фазовой системы автоподстройки частоты измеряется в единицах погрешности частоты, а именно, сказано: Полученный с помощью фотодиода радиочастотный сигнал биений стабилизируется путем фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) с помощью подстройки длины резонатора (посредством пьезоэлектрических трансляторов). При этом измеренная вносимая синтезатором частотная нестабильность составила $\sim 4 \cdot 10^{-18}$ (за 1000 с)» [1, с. 11].

Одна из проблем современного планирования исследований в области частотных и фазовых измерений состоит в том, что представители разных этапов процесса исследования, разработки, испытаний и применения измерителей и стандартов зачастую не достаточно верно понимают друг друга вследствие недостаточно согласованной терминологии в этой области. В частности, в терминах пользователей, в особенности, в стратегических направлениях технологий, погрешность формирования частоты понимается только как максимально возможное (допустимое) отклонение сформированной величины от его требуемого значения.

Соответственно, погрешность измерения в такой терминологии – это максимально возможное отклонение результата измерений истинного значения этой величины.

В науке такая величина называется предельно возможной или максимальным отклонением.

Но при оценке стандартов частоты этой величиной не пользуются, а используют совершенно иные величины, статистические оценки стабильности, которые могут быть на несколько порядков меньше. Отсюда может возникнуть непонимание, которое может даже привести к катастрофе при выполнении важнейших работ, где подобные ошибки недопустимы принципиально.

Данная статья исследует источники разночтений в терминологии и предлагает единую терминологию в этой области.

2. ПОНЯТИЕ СРЕДНЕЙ ЧАСТОТЫ

Понятие частота как таковая нелегально, оно не имеет смысла, если не привязано к интервалу времени, на котором эта частота измеряется (или формируется, или обсуждается).

Исторически это понятие произошло от понятия средней частоты, то есть величины, о которой идет речь, осредненной на некотором интервале времени. Исходно понятия текущей частоты или мгновенной частоты не существовало, пока она не была введена в соответствующей литературе.

Частота f или обратная ей величина – период T – являются основными параметрами любого периодического процесса. В общем случае частота характеризует число идентичных событий, происходящих в единицу времени. Для чисто периодических (не обязательно гармонических сигналов) строго справедливо лишь понятие периода, однако в этом случае широко пользуются понятием частоты, понимая под этим величину, обратную периоду. Для идеального гармонического сигнала (т.е. существующего бесконечное время с неизменными амплитудой и частотой) понятие частоты может быть строго определено, и эта величина не меняется во времени. Для любого другого сигнала корректно говорить лишь о средней за некоторое время частоте.

В радиотехнике обычно понятие “частота электрического сигнала” тесно связано с методом ее измерения, а именно: это цифровое значение, получаемое в результате измерения количества полных периодов данного сигнала, укладываемых в единицу времени.

Измерение частоты f_x и периода T_x синусоидального напряжения состоит в преобразовании исследуемого сигнала в последовательность кратковременных “счетных” импульсов той же частоты f_x и в подсчете числа этих импульсов за известный, строго определенный интервал времени T_C . Первая

операция выполняется так называемыми формирователями, вторая – счетчиками.

Интервал времени T_C формируют из высокостабильных колебаний, формируемых образцовым генератором с кварцевой или иной стабилизацией. Частоту колебаний f_R обычно выбирают из соотношения

$$f_R = m \cdot 10^k \text{ Гц},$$

где m - целое число, k - целое число (обычно 5, 6 или 7).

Входное устройство содержит схемы автоматической регулировки усиления и подавления внешних помех. При недостаточном уровне сигнала (ниже нескольких милливольт) измерения прекращаются, и показания счетчика сбрасываются.

Формирующее устройство создает последовательность кратковременных или прямоугольных импульсов, фронт которых совпадает с прохождением входных колебаний через нулевые фазы. Если в устройстве содержится компаратор, то вблизи нулевого уровня сигнала помехи могут вызвать ложное срабатывание, в результате частота будет измерена с завышением. Если формирователем служит триггер Шмидта, то в результате гистерезиса фаза сигнала измеряется с ошибкой, которая тем выше, чем меньше амплитуда входного сигнала по отношению к величине порога гистерезиса. Если амплитуда сигнала становится меньше этого порога, триггер не сработает, произойдет потеря импульса, результат измерения будет занижен. Для преодоления этих недостатков служат устройства автоматической регулировки уровня (АРУ), ждущие мультивибраторы, ограничивающие минимальный период следования счетных импульсов, полосовые фильтры и иные частотно-зависимые и нелинейные схемы, располагающиеся во входном устройстве. Поскольку подобные устройства могут эффективно работать лишь в ограниченных частотных интервалах, в частотомерах применяется переключение диапазонов измерения, при которых меняются частотно-зависимые цепи входного устройства.

Делитель частоты следования импульсов служит для уменьшения частоты импульсов в целое число раз. Для этих целей используют цифровые счетчики.

Устройство управления формирует прямоугольный строб-импульс, длительность которого T_C равна целому числу периодов опорной частоты. Эта длительность определяет время счета. По окончании счета устройство управления обеспечивает индикацию накопленного результата на время, достаточное для ее визуального считывания (обычно это время доступно для регулирования).

Так как прибор измеряет усредненное значение частоты, то точность измерения растёт с увеличением T_C

Селекторный каскад управляет строб-импульсом. При его поступлении на время T_C открывается путь счетным импульсам на вход счетчика. Общее число импульсов N_X , прошедших через селекторный каскад, равно

$$N_X = f_R \cdot T_C.$$

Декадные счетчики осуществляют счет поступающих импульсов. Результат измерения представлен по окончании цикла в виде накопленного двоично-десятичного кода.

Дешифратор совместно с цифровым индикатором осуществляет преобразование кода счетчиков в визуально наблюдаемые числа десятичной системы счисления.

Типовая базовая схема содержит все перечисленные элементы, соединенные таким образом, чтобы в автоматическом режиме осуществлялся подсчет количества импульсов за интервал, сформированный из импульсов образцовой частоты [3, 4]. Эта схема может быть изменена с учетом некоторых дополнительных замечаний [5, 6].

Селекторный каскад может не присутствовать в чистом виде, а формируемый строб при этом поступает непосредственно на управляемые входы счетчиков [5, 6]. Если применены синхронные счетчики, то такой способ позволяет исключить систематическую погрешность, порождаемую тем, что длительность счетных импульсов конечна.

На выходе счетчика, подсчитывающего импульсы измеряемой частоты, целесообразно установить регистр, в который осуществляется перезапись результата измерения. В этом случае по окончании одного цикла измерения частотомер с минимальной временной задержкой, требуемой для перезаписи, перезапускается на следующий цикл, а на индикацию постоянно поступает результат последнего завершенного измерения. В ряде случаев это более удобно для оператора, и, кроме того, наличие регистра упрощает обмен с другими устройствами, например, выдачу результата на компьютер, осуществляющий вторичную обработку данных.

При рассмотренном принципе действия схеме длительность строб-импульса строго фиксирована и не зависит от периода измеряемой частоты. Как правило, в единицу времени укладывается не строго целое число периодов измеряемой частоты. Неучтенная часть периода порождает погрешность измерения, которая тем выше, чем ниже частота в сравнении с образцовой частотой f_R . Для повышения точности измерения следует увеличить время измерения до некоторого числа единиц времени, так например, если время измерения составляет 10 с, то погрешность измерения равна 0,1 Гц. За 100 с мы получим измерение с погрешностью 0,01 Гц и так далее. Увеличение T_C приводит к снижению

быстродействия прибора. Нестабильность T_C (за счет нестабильности f_R) не может быть скомпенсирована увеличением времени измерения. Этот метод повышения точности недостаточно эффективен, однако дает наиболее простой алгоритм и поэтому применяется в серийных частотомерах.

Если измеряемая частота невелика, для измерения ее значения с некоторой относительной точностью требуемое для этого время осреднения может оказаться слишком большим. В этом случае измеряется не частота, а период, т.е. длительность между двумя последовательными пересечениями сигналом нулевого уровня. Указанный временной интервал измеряется в единицах периодов высокой частоты, которые укладываются на его протяжении. При фиксированной частоте опорного сигнала точность этого метода тем выше, чем больше длительность измеряемого периода. Точность измерения также может быть повышена, если измерять суммарную длительность некоторого целого числа периодов с последующим пересчетом.

С развитием вычислительной техники стало возможным применение более сложных, но и более эффективных методов измерения частоты. Рассмотрим один из них. Алгоритм измерения за N секунд может быть следующим:

Сигнал измеряемой частоты f_X преобразуется в импульсный. С первым фронтом полученного импульсного сигнала запускается отсчет времени: с помощью импульсов сигнала опорной частоты f_R , подаваемых на счетчик, отмеряется интервал N секунд, одновременно другим счетчиком подсчитывается количество импульсов, сформированных от измеряемого сигнала.

По истечении N секунд (т.е. после накопления $N \cdot f_R$ импульсов) срабатывает триггер, подготавливающий срабатывание защелки, которое происходит от ближайшего очередного импульса частоты f_X . При этом продолжается подсчет опорных импульсов.

После срабатывания защелки определяются количество M_X целых периодов частоты f_X и соответствующая им суммарная длительность $t_{\Sigma} = N_X / f_R$, где N_X - число периодов опорной частоты, $1/f_R$ - длительность одного периода.

Измеряемая частота определяется из соотношения

$$f_X = f_R \cdot M_X / N_X.$$

Полученный отсчет частоты приписывается середине полученного суммарного временного интервала.

Абсолютная погрешность измерения временного интервала за счет метода измерения в этом случае фиксирована и тем меньше, чем выше опорная частота f_R и чем больше время осреднения N .

Данная методика дает удовлетворительные результаты, если выполняются следующие условия:

1. Изменения измеряемой частоты за время осреднения незначительны в сравнении с требуемой точностью измерения.

2. Нестабильность опорной частоты незначительна.

3. ПОНЯТИЕ ТЕКУЩЕЙ ЧАСТОТЫ

Указанные методы измерения частоты дают лишь осредненный за некоторое время результат, при этом отсутствует информация о том, как ведет себя частота на коротких временных отрезках. В данном случае частота определена как количество выбросов данного сигнала за фиксированный (как правило, нулевой) уровень. Это понятие не совсем соответствует тому, что принято понимать под частотой сигнала. К примеру, если представить гармонический сигнал частоты F_1 , на который накладывается импульсная помеха в виде случайного числа коротких импульсов некоторой амплитуды, то количество выбросов за нулевой порог в единицу времени увеличится, однако, как правило, нас интересует значение самой частоты F_1 , а не получаемая интегральная оценка. При этом все мешающие измерению факторы рассматриваются как помехи и для устранения их влияния предусматриваются специальные меры: фильтрация, введение порогов срабатывания, частотно-зависимых цепей, устраняющих многократное срабатывание и т.д. В спектре сигнала наличие помехи может быть различимо по частотному диапазону (в этом случае фильтрация является достаточной мерой) либо неразличимо. В последнем случае никакими методами нельзя отличить сигнал от шума, поэтому приходится измерять результат их суперпозиции и учитывать расхождение результата с реальным значением в виде погрешности измерения.

В радиотехнике узкополосный сигнал часто представляют в виде проекции на действительную ось вращающегося с некоторой скоростью вектора:

$$U(t) = A(t)e^{j(\omega t + \phi)} = A(t)e^{j\phi(t)}, \quad (1)$$

где $\phi(t)$ - фаза, $A(t)$ - амплитуда сигнала.

Это представление позволяет ввести понятие "текущей частоты" как производной фазы по времени, то есть непрерывной функции от времени, которую можно представить как изменение значения скорости вращения указанного вектора во времени. При этом аддитивную помеху, накладываемую на сигнал, можно трактовать как некоторый добавочный шумовой вектор, а мультипликативную – как модуляцию длины $A(t)$ этого вектора.

При фиксированном значении $A(t) = A = const$ фаза может быть строго определена. Оказывается, что если ширина спектра сигнала много меньше его среднего значения, то и в этом случае можно достаточно строго разграничить девиации амплитуды и девиации фазы.

В частности, можно трактовать узкополосный сигнал как текущее значение одной из координат в прямоугольной системе, а также указать на имеющееся ограничение (узкая полоса огибающей), позволяющее восстановить недостающую координату. Далее следует осуществить переход из прямоугольной системы координат для вектора $U(t)$ в полярную, то есть определить длину этого вектора и угол его поворота.

Для сигнала вида:

$$U(t) = A(t)e^{j(\omega t + \phi)} = X(t) + jY(t), \quad (2)$$

$$X(t) = \operatorname{Re}\{U(t)\} = A(t) \cos(\omega t + \phi), \quad (3)$$

$$Y(t) = \operatorname{Im}\{U(t)\} = A(t) \sin(\omega t + \phi). \quad (4)$$

Это означает, что недостающую координату разложения в прямоугольной системе можно получить применением фазовращателя. Такая операция возможна, если фазовращатель не вносит существенного искажения в вид временной функции $A(t)$, для чего и требовалось указанное ограничение. Для полной системы координат $X(t)$, $Y(t)$ имеют место очевидные тригонометрические соотношения:

$$A^2(t) = X^2(t) + Y^2(t), \quad (5)$$

$$\phi(t) = \omega t + \phi = \operatorname{arctg} \frac{X(t)}{Y(t)}. \quad (6)$$

Кроме того, имеет место менее очевидное, но легко проверяемое соотношение, справедливое и в том случае, если частота медленно меняется во времени:

$$\omega(t) = A^{-2}(t) \left[X(t) \frac{dY(t)}{dt} - Y(t) \frac{dX(t)}{dt} \right]. \quad (7)$$

Действительно,

$$dX(t) / dt = \omega(t) A(t) \cos(\omega t + \phi),$$

$$dY(t) / dt = \omega(t) A(t) \sin(\omega t + \phi),$$

и подстановкой этих значений в предыдущее соотношение получаем тождество.

4. МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕКУЩЕЙ ЧАСТОТЫ: ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ

Измерения текущей частоты осуществляются со следующими целями:

1. Для формирования сигнала, пропорционального первой производной по времени от изменения фазы принятого по оптическому каналу высокочастотного сигнала (в дальнейшем – информационного сигнала) относительно сигнала опорной частоты (в дальнейшем – гетеродинного сигнала). В случае, когда

постоянная составляющая значения фазы и ее знак не имеют значения, разделение сигналов на информационный и гетеродинный носит условный характер.

2. Для измерения величины фазового сдвига между информационным и гетеродинным сигналами.

Трудности обработки состоят в большом диапазоне девиаций фазы. Характерные технические требования к устройству предполагают диапазон изменения фазы – кратковременный (в области звуковых частот) менее 2π , долговременный (на частоте 1 Гц и ниже) до $2\pi/c$ без ограничения динамического диапазона. Рабочая полоса (полоса равномерного пропускания разностной частоты $\omega = d\varphi/dt$) обычно соответствует звуковому диапазону частот: от 20 Гц до 3 кГц .

Принцип действия измерительной аппаратуры основан на технике обработки узкополосных случайных процессов с помощью преобразований Фурье и Гильберта.

Под понятием узкополосного сигнала понимают сигнал, преобразование Фурье которого концентрируется около частоты, удаленной от начала координат [7].

Если узкополосный сигнал имеет вид:

$$x(t) = u(t) \cos(2\pi f_0 t + \theta), \quad (8)$$

причем $u(t)$ – низкочастотная огибающая, то этот сигнал можно представить, как проекцию на ось абсцисс вектора в комплексной плоскости, длина которого равна $u(t)$, а скорость вращения против часовой стрелки равна $\bar{\omega}_0 = 2\pi f_0$.

В обработке сигналов широко применяется понятие аналитического сигнала [7], соответствующего вещественному узкополосному сигналу $x(t)$. Аналитический сигнал – это комплексный сигнал, который образуется, если к вещественному сигналу $x(t)$ добавить в качестве мнимой части его преобразование Гильберта:

$$\psi(t) = x(t) + j\chi(t). \quad (9)$$

Здесь Гильбертово преобразование определено парой преобразований (10) и (11):

$$x(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\chi(s)}{s-t} ds, \quad (10)$$

$$\chi(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{x(s)}{s-t} ds. \quad (11)$$

Для сигнала вида (9) под огибающей понимается модуль аналитического сигнала, равный корню квадратному из суммы квадратов, что совпадает с понятием огибающей узкополосного сигнала в радиотехнике. Фаза сигнала (9) характеризует текущее значение угла поворота вектора $\psi(t)$ на комплексной плоскости. Более широко используется производная фазы по времени, называемая

мгновенной частотой, и определяемая следующим образом:

$$f_i(t) = \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left[\frac{d}{dt} \ln \psi(t) \right] = \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left[\frac{d\psi(t)/dt}{\psi(t)} \right] = \frac{1}{2\pi} \text{Im} \left[\frac{d\chi(t)}{dt} x(t) - \frac{dx(t)/dt}{dt} \chi(t) \right]. \quad (12)$$

Для получения эквивалентного низкочастотного представления сигнала, осуществляется простое сдвигание преобразования Фурье от $\psi(t)$ так, чтобы оно оказалось сцентрированным около нулевой частоты и представляло собой низкочастотный сигнал.

При этом по определению полагают

$$\Gamma(f) = \psi(f + f_0), \quad (13)$$

так что

$$\gamma(t) = \psi(t) \exp(-j2\pi f_0 t). \quad (14)$$

Комплексное представление является прямым развитием символического метода, позволяющего представить синусоидальные колебания комплексными числами. Сигнал $\gamma(t)$ называется комплексной огибающей сигнала $x(t)$. Согласно (14) узкополосный сигнал следующим образом выражается через вещественную и мнимую части $\gamma(t)$:

$$x(t) = u(t) \cos(2\pi f_0 t) - v(t) \sin(2\pi f_0 t), \quad (15)$$

где $\gamma(t) = u(t) + jv(t)$. Вещественные низкочастотные сигналы u и v называются соответственно синфазной и квадратурной компонентами узкополосного сигнала. Очевидно, огибающая этого сигнала есть просто модуль комплексного числа и не зависит от выбора частоты f_0 :

$$|\gamma(t)| = \sqrt{u^2(t) + v^2(t)}. \quad (16)$$

Частотный демодулятор, таким образом, содержит высокочастотный (ВЧ) и низкочастотный (НЧ) узлы. Перенос спектра из ВЧ на нулевые частоты выполняется в два этапа – ВЧ узел служит для переноса сигнала на промежуточную частоту и для одного из сигналов при этом получается также квадратурная компонента, НЧ узел переносит спектр на нулевые частоты с получением синфазной и квадратурной компонент сигнала разностной частоты.

ВЧ узел содержит два канала, преобразующих сигнал из вида (8) в два сигнала вида:

$$x_1(t) = u(t) \cos(2\pi f_1 t), \quad (17)$$

$$x_2(t) = v(t) \sin(2\pi f_1 t). \quad (18)$$

При этом осуществляет перенос спектра сигнала из ВЧ f_n на промежуточную частоту f_1 с одновременным разложением на синфазную $x_1(t)$ и квадратурную компоненты $x_2(t)$. Для

второго канала получение квадратурной компоненты не требуется.

5. ПРАКТИЧЕСКОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕКУЩЕЙ ЧАСТОТЫ

Высокочастотный узел (Рис. 1) содержит умножители с усиливающими фильтрами НЧ на выходах, а также генератор для получения когерентной и квадратурной компонент гетеродинного сигнала. Для снижения зависимости чувствительности системы от уровня сигнала на входе применены усилители AD603AR с автоматической регулировкой уровня (в двухкаскадном включении).

НЧ узел определяет мгновенную частоту аналитического сигнала в соответствии с уравнением (12). Низкочастотный узел (Рис. 2) переносит спектр сигнала на нулевую несущую и реализует уравнение (12), с допущением:

$$x(t) = x_1(t); \chi(t) = x_2(t) \quad (19)$$

Выходной фильтр НЧ устраняет продукты за пределами интересующей нас полосы частот (например, 3 кГц). Далее сигнал поступает в компьютер, где сигнал интегрируется для восстановления спектра в терминах фазового шума.

Переходы фазы через кратные значения $\varphi_i = \pm 2\pi \cdot i$ или иные точки в такой системе не вызывают скачков выходного сигнала (что подтверждено экспериментально).

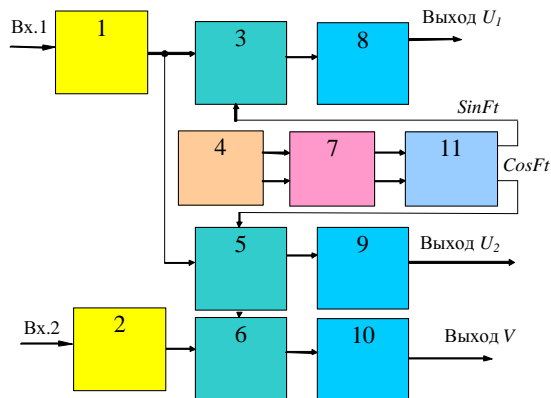


Рис. 1. ВЧ узел формирования гильбертовых пар: 1, 2 – усилитель с АРУ, 3, 5, 6 – умножитель на AD835JN, 4 – генератор 10 МГц, 7 – регулировка уровня, 8, 9, 10 – фильтр НЧ, 11 – двухканальный фильтр промежуточной частоты (ПЧ)

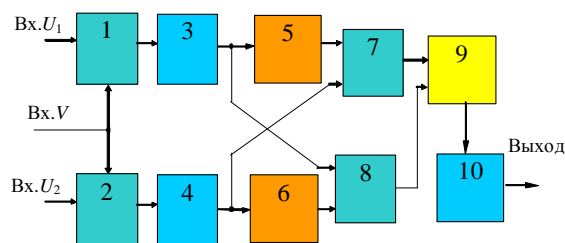


Рис. 2. Детектор мгновенной разностной частоты: 1, 2 – умножитель, 3, 4 – фильтр НЧ (активный, $F < 10$ кГц), 5, 6 – дифференцирующий усилитель, 7, 8 – умножитель, 9 – дифференциальный усилитель, 10 – фильтр НЧ (активный, $F < 3$ кГц)

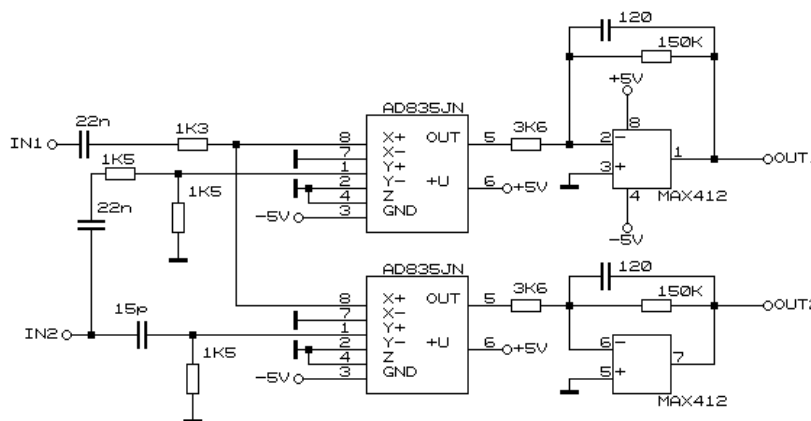


Рис. 3. Входная часть детектора мгновенной разностной частоты на основе аналоговых умножителей

6. АППАРАТУРА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ТЕКУЩЕЙ ЧАСТОТЫ И РАЗНОСТИ ФАЗ

Рассмотрим задачу фазовой демодуляции, т.е. формирования сигнала, пропорционального разности фаз двух сигналов равной частоты. Эта задача смыкается с задачей частотной демодуляции, поскольку частота может быть определена как производная фазы по времени.

Частотный демодулятор (Рис. 1), таким образом, содержит высокочастотный узел,

который осуществляет перенос спектра сигнала из высоких частот в нулевые с одновременным восстановлением квадратурной компоненты, и низкочастотный узел, определяющий мгновенную частоту аналитического сигнала в соответствии с уравнением (15).

Высокочастотный узел содержит два умножителя с усиливающими фильтрами НЧ на выходах, а также фазовращатель, служащий для получения квадратурной компоненты гетеродинного сигнала. С этой целью фазовращатель должен обеспечить фазовый

сдвиг 90° на частоте сигнала. Коэффициент преобразования пассивного RC фазовращателя при этом равен 0,5. Коэффициенты усиления обоих трактов должны быть строго одинаковы, поэтому во втором канале применяется выравнивающий делитель [10].

Низкочастотная часть схемы представляет собой частотный детектор, который применяется в системах автоподстройки частоты, например, в доплеровском измерителе скорости [4, 5, 7]. Его входными сигналами являются когерентная и квадратурная компоненты гильбертова сигнала разностной частоты, а выходной сигнал в этом случае пропорционален мгновенной частоте, умноженной на произведение амплитуд входных сигналов (если они имеют одинаковую амплитуду, в качестве множителя получаем квадрат этой величины). Это имеет глубокий смысл для доплеровских измерений, поскольку по своей природе доплеровский сигнал состоит из случайных импульсов (вспышек), огибающая которых повторяет форму пучка, а частота заполнения несет информацию о скоростях отдельных частиц. При этом величина квадрата амплитуды характеризует энергию сигнала, и, таким образом, вводится критерий правдоподобия для зашумленного сигнала. Поскольку для получения гильбертовой пары также применены линейные перемножители, выходной сигнал пропорционален амплитуде в четвертой степени, что существенно сужает динамический диапазон устройства и затрудняет работу с ним. Тем не менее, такой прибор может успешно использоваться при медленных изменениях амплитуды. Для этого достаточно ввести систему АРУ (автоматической регулировки уровня), или ручную регулировку.

В других применениях, например, в большебазовом интерферометре, внесение квадратичного амплитудного критерия может быть нежелательно. Интуитивное желание разработчика подсказывает простейший выход: введение усилителя-ограничителя на входах устройства. Такой решение, однако, следует признать неверным. Действительно: если сигнал ограничивается существенно, например, в K раз (это означает, что неограниченный сигнал имел бы амплитуду в K раз большую, чем ограниченный), то эффективная величина шума (отношение действующего значения шума к действующему значению первой гармоники сигнала) возрастает в K раз (в предположении, что отношение сигнала к шуму превышает K , и поэтому шум не ограничивается). Если сигнал не доходит до ограничения, действие ограничителя нивелируется.

Правильным было бы стремиться к достижению линейности операции выделения мгновенной частоты по отношению к амплитуде входного сигнала. То есть желательно, чтобы

выходной сигнал был пропорционален мгновенной частоте, умноженной на амплитуду входного сигнала (корректнее – на корень квадратный из произведения амплитуд входных сигналов).

Устройство на *Рис. 2* отличается введением ограничителя только в одно (опорное) плечо обрабатываемого тракта по каждому сигналу. С целью достижения равнозначности входов применены два фазовращателя на 45° . Выходной сигнал такой системы пропорционален мгновенной частоте, умноженной на произведение амплитуд входных сигналов.

На *Рис. 1–2*, таким образом, показана универсальная система для частотных и фазовых измерений. В ней формируются сигналы когерентной и квадратурной составляющей гильбертовой пары сигналов на промежуточной частоте, это позволяет восстановить мгновенную частоту в виде аналогового сигнала, а интеграл от нее является фазой.

Указанные принципы целесообразно реализовать на цифровой технике. Современные АЦП обладают быстрым действием свыше 200 МГц при разрядности не менее 14. Это позволяет обрабатывать сигналы в полосе до 10 МГц, получая не менее 20 отсчетов на период, что более чем достаточно для частотных и фазовых измерений [10–33].

7. МОДЕЛЬ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ГЕНЕРАТОРА: ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Входной сигнал идеального (без шумов и дрейфов) сигнала можно моделировать синусоидой:

$$V(t) = V_0 \cdot \sin 2\pi\nu_0 t, \quad (20)$$

где V_0 и ν_0 – номинальные значения соответственно амплитуды и частоты ($\omega = 2\pi\nu_0$). Для реальных генераторов модель должна учитывать существующие отклонения V_0 от ν_0 . Можно воспользоваться следующим выражением:

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin[2\pi \cdot \nu_0 t + \Phi(t)], \quad (21)$$

в котором $\varepsilon(t)$ – случайный процесс, описывающий флуктуации амплитуды относительно V_0 и называемый также амплитудным шумом. Аргументом гармонической части является величина, которую можно назвать обобщенной фазой случайного сигнала $V(t)$, эта величина содержит детерминированную часть, линейно нарастающую со временем $\omega t = 2\pi\nu_0 t$, и случайную составляющую $\Phi(t)$, описывающую фазовую модуляцию, которую можно связать с отклонениями частоты, поскольку частота и фаза взаимно определены следующим образом: мгновенное значение частоты равно скорости изменения фазы во времени, поделенной на 2π .

Предполагая амплитудный шум пренебрежимо малым, для исследования случайных флуктуаций фазы и частоты можно воспользоваться следующей упрощенной моделью:

$$V(t) = V_0 \sin[2\pi \cdot v_0 t + \varphi(t)]. \quad (22)$$

По определению мгновенное значение частоты равно

$$v(t) = \frac{d}{2\pi \cdot dt} [2\pi \cdot v_0 t + \varphi(t)] = v_0 + \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (23)$$

Это соотношение можно переписать в виде

$$v(t) = v_0 + \Delta v(t), \quad (24)$$

причем

$$\Delta v(t) = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{d\varphi(t)}{dt} \quad (25)$$

описывает случайный процесс, моделирующий частотный шум. Для высокочастотных генераторов, конечно,

$$|\Delta v(t)| \ll v_0 \quad (26)$$

на протяжении всего рассматриваемого промежутка времени t .

Полезным параметром служит мгновенное относительное (или нормированное) отклонение частоты $y(t)$, определяемое в виде

$$y(t) = \Delta v(t) / v_0. \quad (27)$$

Интерес к такой безразмерной величине связан с тем, что она остается неизменной при операциях умножения и деления частоты, выполняемых во многих практических системах (в предположении отсутствия шумов в умножителях и делителях). Кроме того, она облегчает сравнение источников с разными номинальными значениями частот. Иногда целесообразно ввести другой параметр, который описывает фазу в единицах времени и иногда называется «фазовым временем»:

$$x(t) = \frac{\varphi(t)}{2\pi \cdot v_0}. \quad (28)$$

Величина $x(t)$ выражает мгновенное отклонение по времени сигнала часов, синхронизируемых генератором с частотой $v(t)$. Справедливо следующее выражение:

$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt}. \quad (29)$$

8. ОПИСАНИЕ СТАБИЛЬНОСТИ ЧАСТОТЫ ВО ВРЕМЕННОЙ ОБЛАСТИ

Поскольку нестабильности генераторов представляют собой изменения во времени рассматриваемых величин (фазы и частоты), нестабильность можно охарактеризовать определенной мерой этих изменений на заданном интервале времени τ . Поскольку речь идет о случайных явлениях, применяемые показатели выражаются через статистические параметры. Эти величины обычно

представляются в виде зависимости от интервала усреднения τ , который может изменяться в широких пределах, скажем, от миллисекунд до нескольких суток, месяцев, лет.

Мгновенная частота генератора $v(t)$, определяемая выражением (23), не доступна для наблюдения, так как любой метод измерения частоты обязательно связан с конечным интервалом времени, на протяжении которого производится измерение. Так, например, цифровой частотомер отсчитывает число периодов n_k входного сигнала, начиная от t_k на протяжении интервала времени τ , который задается его хронометрирующим устройством, работающим от опорного генератора.

Поэтому более полезной величиной, непосредственно связанной с экспериментальным результатом, служит среднее значение $v(t)$ на временном интервале τ , начинающемся в момент t_k , т.е.

$$\langle v(t) \rangle_{t(k), \tau} = v_0 + \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} \Delta v(\theta) d\theta = \frac{n_k}{\tau}. \quad (30)$$

Широко используется нормированная величина \bar{y}_k , определяемая следующим образом:

$$\bar{y}_k = \frac{1}{\tau} \int_{t_k}^{t_k + \tau} y(\theta) d\theta, \quad (31)$$

с помощью которой находится

$$\langle v(t) \rangle_{t(k), \tau} = v_0 (1 + \bar{y}_k) = n_k / \tau. \quad (32)$$

Используя уравнения (25) и (27), можно показать, что

$$\bar{y}_k = \frac{\varphi(t_k + \tau) - \varphi(t_k)}{2\pi \cdot v_0 \tau}. \quad (33)$$

Числитель представляет собой набег по фазе, накопленный за время от t_k до $t_k + \tau$ и называемый также первым приращением фазы или разностью фазы первого порядка.

Поскольку \bar{y}_k легко связать с экспериментальными результатами, получаемыми с помощью счетных методов, эта величина используется для определения параметром нестабильности во временной области. Точнее, каждое отдельное измерение длительностью τ дает одну выборку \bar{y}_k ; для того, чтобы статистическая обработка могла дать имеющий смысл показатель нестабильности на интервале τ , необходимы многократные изменения \bar{y}_k .

9. ИСТИННАЯ ДИСПЕРСИЯ

Из-за случайных флуктуаций $y(t)$ в реальных генераторах повторные измерения \bar{y}_k дают численные значения со случайным разбросом, т.е. получаются выборки некоторой случайной величины. Статистическая характеристика рассеяния \bar{y}_k , соответствующая каждому значению τ , дает некоторый показатель нестабильности частоты во временной области на интервале τ . Для оценки меры рассеяния в статистике используется дисперсия σ^2 или стандартное отклонение σ . В предположении, что $y(t)$, а следовательно и \bar{y}_k , имеет нулевое среднее, дисперсия будет равна среднему квадрату \bar{y}_k :

$$\sigma^2[\langle y_k \rangle] = \langle \bar{y}_k^2 \rangle. \quad (34)$$

Угловые скобки $\langle \cdot \rangle$ означают либо статистическое среднее, вычисляемое по бесконечному числу выборок в заданный момент времени t_k , либо среднее по бесконечному временному интервалу, вычисляемое по одной выборке $y(t)$. При этом предполагается эргодичность $y(t)$, т.е. принимается гипотеза, что осреднение по времени эквивалентно осреднению по ансамблю. Так как это предусматривает бесконечное число выборок или бесконечную длительность, такая дисперсия представляет собой идеализацию и часто называется истинной дисперсией. Она будет обозначаться $I^2(\tau)$, чтобы подчеркнуть, что это показатель нестабильности на временном интервале τ .

Для стационарных частотных флуктуаций справедливы следующие предельные соотношения:

$$\lim_{\tau \rightarrow 0} I^2(\tau) = \sqrt{\langle y(t) \rangle}, \quad (35)$$

$$\lim_{\tau \rightarrow \infty} I^2(\tau) = 0, \quad (36)$$

Первый предел соответствует идеальным измерениям мгновенной частоты при $\tau \rightarrow 0$ и, следовательно, равен среднеквадратическому значению (т.е. стандартному отклонению) $y(t)$. Второе предельное соотношение показывает, что при $\tau \rightarrow \infty$ стационарные флуктуации полностью усредняются до нуля и разброс результатов должен равняться нулю. Ясно, что ни один из результатов не доступен для наблюдения. Убывание $I^2(\tau)$ по мере увеличения τ свидетельствует лишь о лучшем усреднении стационарных случайных флуктуаций.

10. ДВУХВЫБОРОЧНАЯ ДИСПЕРСИЯ

Основываясь на работе Аллена [8], подкомитет ИИЭИР по стабильности частоты предложил следующий показатель нестабильности во временной области:

Используется среднее значение выборочной дисперсии при числе выборок $N = 2$, при этом свободный промежуток принимается равным нулю. Получающийся показатель записывается:

$$\langle \sigma_y^2(2, \tau, \tau) \rangle = \left\langle \sum_{i=1}^2 \left(\bar{y}_i - 0,5 \sum_{j=1}^2 \bar{y}_j \right)^2 \right\rangle. \quad (37)$$

Для этой величины широко используется сокращенное обозначение $\sigma_y^2(\tau)$:

$$\sigma_y^2(\tau) = 0,5 \left\langle \left(\bar{y}_2 - \bar{y}_1 \right)^2 \right\rangle. \quad (38)$$

Она известна как дисперсия Аллена или парная дисперсия. Выражение (38) прямо следует из выражения (37):

$$\begin{aligned} \sigma_y^2(2, \tau, \tau) &= \left\langle \sum_{i=1}^2 \left(\bar{y}_i - 0,5(\bar{y}_1 + \bar{y}_2) \right)^2 \right\rangle = \\ &= \left\langle \left(0,5\bar{y}_1 - 0,5\bar{y}_2 \right)^2 + \left(0,5\bar{y}_2 - 0,5\bar{y}_1 \right)^2 \right\rangle = 0,5 \left\langle \left(\bar{y}_2 - \bar{y}_1 \right)^2 \right\rangle \end{aligned}$$

На практике, например, в Институте Лазерной физики СО РАН, для получения объективной характеристики нестабильности частоты лазера используется следующий порядок измерения дисперсии Аллена.

1. Изготавливаются две одинаковые лазерные системы, частота излучения лазеров в которых соответственно $\nu_1(t)$ и $\nu_2(t)$.

2. С помощью системы ФАПЧ к одному из лазеров (например, второму) привязывается третий лазер, который излучает на частоте $\nu_3(t)$, отличающейся от $\nu_2(t)$ на частоту $f_0(t)$, служащую опорной для системы ФАПЧ: $\nu_3(t) = \nu_2(t) + f_0(t)$.

3. Излучения первого и третьего лазеров сбиваются, частота биений равна $f_B(t) = \nu_3(t) - \nu_1(t) = \nu_2(t) - \nu_1(t) + f_0(t)$.

4. Частота $f_B(t)$ может быть измерена цифровым частотомером, абсолютные значения ее нестабильности равны статистической сумме абсолютных значений нестабильности частот обоих лазеров.

Если достоверно известно, что нестабильность одного лазера (например, первого) существенно (на порядок и более) выше, чем нестабильность другого (второго), то последней можно пренебречь. Если оба лазера абсолютно идентичны, можно считать обоснованной гипотезу о равном вкладе нестабильностей частот обоих лазеров в суммарную нестабильность, которая получается по правилу суммирования независимых случайных величин - т.е. результат суммиро-

вания равен корню квадратному из суммы квадратов составляющих (и в корень из двух больше каждой составляющей). В этом случае для вычисления нестабильности одного из лазеров результат измерения следует разделить на корень из двух.

Кроме того, используется гипотеза об эргодичности процесса флуктуации частоты, а следовательно, о возможности замены осреднения по множестве осреднением по времени.

Пусть мы имеем $2N$ выборки $\bar{y}_k(t_i, \tau)$ осредненных за время τ значений частоты на этом интервале, начинающемся в момент t_i и оканчивающемся в момент $t_i + \tau$. Мы можем получить N отсчетов отклонения частоты на двух следующих друг за другом интервалах $[t_i, t_i + \tau]$ и $[t_i, t_i + 2\tau]$. Квадрат этой величины даст отсчет среднеквадратического отклонения:

$$\Delta \bar{y}^2(t_i, \tau) = [\bar{y}(t_i + \tau, \tau) - \bar{y}(t_i, \tau)]^2,$$

зависящий от времени осреднения τ , времени начала первого измерения t_i . Для получения характеристики эргодического процесса абсолютное значение величины t_i , к которой относят полученную величину, не имеет значения, важно лишь, чтобы эти отсчеты были независимыми, а для этого достаточно, чтобы используемые временные интервалы не пересекались. Для замены операции статистического осреднения в уравнении (38) на осреднение во времени следует выделить непересекающиеся интервалы длительностью 2τ , после чего дисперсия Аллена находится в соответствии с уравнением статистической несмещенной оценки среднего значения:

$$\langle \sigma_y^2(\tau, N) \rangle = \sum_{i=1}^N \Delta \bar{y}^2(t_i, \tau) / (N - 1). \quad (39)$$

Таким образом, аппаратная часть задачи сводится к получению $2N$ отсчетов $\bar{y}_i(\tau)$ частоты $F_B(t)$, которые позволяют вычислить значение $\sigma_y^2(\tau, N)$.

Строго говоря, для получения k значений параметров Аллена от различных величин τ следует выполнить k экспериментов. Минимальное время, необходимое для получения каждого значения $\sigma_y^2(\tau, N)$ равно $2\tau_i N$. Суммарное время оказывается весьма значительным.

На практике поступают следующим образом:

1. Получают столько M последовательных независимых отсчетов $\bar{y}_k(\tau)$ на интервалах осреднения длительностью τ , сколько возможно, при этом задержка

между следующими друг за другом временными интервалами должна быть строго нулевой.

2. Для величины τ можно получить $M/2$ значений функции $\Delta \bar{y}_k^2(t_i, \tau)$ которые позволяют вычислить значение дисперсии Аллена по $M/2$ выборкам - $\sigma_y^2(\tau, M/2)$.
3. Для величины $n\tau$ можно получить $M/2n$ значений функции $\Delta \bar{y}_k^2(t_i, \tau)$ и вычислить значение дисперсии Аллена по $M/2n$ выборкам - $\sigma_y^2(\tau, M/2n)$. С этой целью каждые n отсчетов частоты усредняются, результат приписывается интервалу длительностью $n\tau$:

$$\bar{y}(t_i, n\tau) = \sum_{i=1+jn-n}^{jn} \bar{y}(t_i + \tau, \tau) / n, j = 1, \dots, M/n \quad (40)$$

Если M не делится на n без остатка, то остаточные отсчеты $\bar{y}(t_i, \tau)$ отбрасываются. Оценка дисперсии Аллена за время $n\tau$ вычисляется, если строго корректно заменять усреднение по множеству на усреднение по времени, следующим образом:

$$\langle \sigma_y^2(n\tau, M/2n) \rangle = \sum_{j=1}^{M/2n} \Delta \bar{y}^2(t_j, n\tau) / (M/2n - 1) \quad (41)$$

При этом берутся не пересекающиеся интервалы, следующие один за другим, на которых измеряется средняя частота. В статье Рютмана [9] предлагается иной способ, а именно: вычисляются и используются приращения $\Delta \bar{y}(t_i, \tau)$ на каждом интервале длительностью τ относительно предыдущего. Тогда при M отсчетах значения $\bar{y}(t_i, n\tau)$ будем иметь $M - 1$ отсчет разностей $\Delta \bar{y}(t_j, \tau)$, а дисперсия Аллена определяется в соответствии с выражением:

$$\langle \sigma_y^2(n\tau, m) \rangle = 0,5 \sum_{i=1}^{m-1} (\bar{y}_{i+1} - \bar{y}_i)^2 / (m - 1) \quad (42)$$

Эта величина сама является случайной, и ее дисперсия (т.е. дисперсия дисперсии) может быть использована для вычисления границ ошибки на графике зависимости σ_y^2 от τ .

11. О ТЕРМИНАХ ТОЧНОСТИ И ПОГРЕШНОСТИ ЧАСТОТЫ

Для характеристики стабильности частоты в научных исследованиях используется терминология, связанная с отклонением формируемого значения частоты от самого себя. Если генератор изначально формирует требуемую частоту с ошибкой, но это значение будет воспроизводиться сколь угодно долго со сколь угодно высокой точностью,

нестабильность частоты такого идеального генератора равна нулю, хотя погрешность формирования частоты не равна нулю по определению, т.е. по условию, сформулированному нами в отношении этого генератора.

Если частота генератора линейно нарастает или линейно убывает с постоянной скоростью изменения, то уход частоты за равные интервалы времени будет одинаковым. Дисперсия этого ухода частоты будет равна нулю. Следовательно, параметр Аллена будет также равен нулю. Показатель стабильности (правильнее его называть показателем нестабильности) этой частоты будет равен нулю, т.е. это говорит о высшей и недостижимой на практике стабильности.

Если параметр Аллена равен $1 \cdot 10^{-18}$ (за 1000 с) [1, 2], это говорит лишь о том, что среднеквадратичный разброс изменения частоты за 1000 с не превышает указанную величину. Иными словами, допустим, что измеренное значение частоты составляет изначально 10^{-14} Гц, и через каждые 1000 с это значение увеличивается на 0,01 Гц. Само значение этого приращения не стабильно, оно может изменяться даже, например, в 2 раза в обе стороны, т.е. от 0,005 Гц до 0,02 Гц. Но среднеквадратичная нестабильность этого регулярного приращения равна 0,0001 Гц. Это даст указанную величину нестабильности, т.е. стандартное отклонение (корень из дисперсии) приращения частоты за 1000 с составит указанную долю, выражаемую единицей, деленной на десять в восемнадцатой степени. Из этого вовсе не следует, что погрешность формирования частоты составляет эту величину. На самом деле при указанных характеристиках среднее значение частоты, сформированной за первую тысячу секунд будет отличаться от среднего значения, сформированного за следующую тысячу секунд на величину, равную $1 \cdot 10^{-16}$, т.е. на два порядка больше. За десять тысяч секунд это значение уйдет на величину, равную $1 \cdot 10^{-15}$, т.е. на три порядка больше, за 100 000 с – на величину, на четыре порядка больше, и так далее. Кроме того, выбранное значение дрейфа частоты в данном случае для примера взято совершенно случайно. Наши рассуждения не изменились бы, если бы мы приняли, что уход частоты за тысячу секунд равен не 0,01 Гц, а 1 Гц или даже 10 Гц. В характеристику, называемую параметром Аллена, входит не сама величина ухода частоты, а ее статистический разброс, поэтому если даже уход был бы равен 100 Гц за 1000 с, но значение этого ухода воспроизводилось бы с указанной выше точностью, то все равно указанный параметр был бы равен $1 \cdot 10^{-18}$ (за 1000 с). При этом нестабильность частоты за 1000 с на самом деле была бы в равна единице, деленной на десять в

двенадцатой степени, т.е. на шесть порядков хуже, чем формальный показатель.

На самом деле, разумеется, эта ситуация несколько надуманная. Невозможно представить, чтобы уход частоты был настолько стабилен, что разброс этой линейной характеристики был на шесть порядков меньше, чем собственно значение. Здесь лишь демонстрируется неидентичность используемых терминов, их относительно слабая связь между собой.

ОБСУЖДЕНИЕ И ВЫВОДЫ

В статье даны основные формулировки, используемые для описания стабильности частоты, объяснены методы соответствующих измерений, обоснованы выводы о сопоставимости различных показателей стабильности и точности формирования и измерения частоты, что также важно для фазовых измерений.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Коляда Н.А. Волоконный фемтосекундный эрбиевый синтезатор частот стабилизированный по Nd:YAG/I2 оптическому стандарту частоты для мобильных метрологических систем. Автореферат дисс. на соис. уч. степ. к. ф.-м. н. по спец. «01.04.21 – Лазерная физика», Новосибирск, ИЛФ СО РАН, 2018 г. <http://www.laser.nsc.ru/download/Diss/Kolyada/%D0%90%D0%B2%D1%82%D0%BE%D1%80%D0%B5%D1%84%D0%B5%D1%80%D0%B0%D1%82%20%D0%9A%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D0%B4%D0%B0%20%D0%9D.A.%20.pdf>
- [2] Коляда Н.А. Волоконный фемтосекундный эрбиевый синтезатор частот стабилизированный по Nd:YAG/I2 оптическому стандарту частоты для мобильных метрологических систем. Дисс. на соис. уч. степ. к. ф.-м. н. по спец. «01.04.21 – Лазерная физика», Новосибирск, ИЛФ СО РАН, 2018 г. <http://www.laser.nsc.ru/download/Diss/Kolyada/%D0%94%D0%B8%D1%81%D1%81%D0%B5%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F%20%D0%9A%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D0%B4%D0%B0%20%D0%9D.%D0%90.pdf>
- [3] Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц. М.: Мир, 1983. Т 1, 2.
- [4] Винокуров В.И., Каплин С.И., Петелин И.Г. Электрорадиоизмерения: Учеб. пособие для радиотехнич. спец. вузов. Под ред. В.И. Винокурова. - 2-е изд., перераб. и доп. - М.: Высш. шк., 1986. - 351 с.: ил.
- [5] Жмудь В.А., Уткин Е.Н. Универсальный доплеровский частотомер. Приборы и техника эксперимента, 1989, № 4, с.100 - 102.
- [6] Zhmud V.A., Utkin E.N. General-Purpose Doppler Frequency Meter. Instruments and Experimental Techniques. 1990. Т. 32. № 4 РТ 1. Р. 844–847.
- [7] Френкс Л. Теория сигналов. Нью-Джерси, 1969 г. Пер. с англ., под ред. Д.Е. Вакмана - М., “Сов. радио”, 1974, 344 с.
- [8] Аллен Д.У. Статистические характеристики атомных стандартов частоты. Стабильность частоты: тематический выпуск ТИИЭИР, 1966, т.54, №2, с.132–142.

- [9] Рютман Ж. Характеристики нестабильности фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов: итоги развития за пятнадцать лет. ТИИЭИР, т.66, №9, 1978, с.70–102.
- [10] Жмудь В.А. Следящий процессор для обработки сигналов ЛДИС в режиме обратного рассеяния. Автометрия, 1986, №6, с.28–33.
- [11] Vasil'ev V.A., Zhmud' V.A., Il'yanovich Yu.N., Semibalamut V.M., Fomin Yu.N. Detection of the Increment of an Instantaneous Phase in a Long-Base Laser Meter of Small Vibrations. Приборы и техника эксперимента. 2002. Т. 45. № 4. С. 97–100.
- [12] Гончаренко А.М., Васильев В.А., Жмудь В.А. Метод повышения чувствительности лазерных виброметров. Автометрия. 2003. Т. 39. № 2. С. 43–47.
- [13] Воевода А.А., Жмудь В.А., Гончаренко А.М. Фазометры для радиочастотных и лазерных измерителей перемещений и вибраций. Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2010. № 1. С. 35–40.
- [14] Воевода А.А., Жмудь В.А., Гончаренко А.М. Фазометры для радиочастотных и лазерных измерителей перемещений и вибраций. Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2009. № 4. С. 25–32.
- [15] Бугров С.В., Жмудь В.А., Прохоренко Е.В., Гончаренко А.М. Методы и средства нановиброметрии. В сборнике: Актуальные проблемы электронного приборостроения материалы X Международная конференция: в 7 т.. 2010. С. 119–123.
- [16] Zhmud V., Liapidevskiy A. Real Time Digital Super-High Accuracy Vibrations Measurements: Methods, Devices and Mathematical Modeling for The Metrology. В сборнике: Proceedings of the IASTED International Conference on Modelling, Identification and Control 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control, AsiaMIC 2010. Сер. "Proceedings of the 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control, AsiaMIC 2010" Phuket, 2010. С. 343–347.
- [17] Жмудь В.А., Воевода А.А., Гончаренко А.М. Многоканальный прецизионный быстродействующий частотомер. Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2005. № 1. С. 73–82.
- [18] Borisov B.D., Goncharenko A.M., Vasiliev V.A., Zhmud V.A. Precise Measurements of High-Stable Lasers Radiation Frequency and Phase. В сборнике: Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering Seventh International Symposium on Laser Metrology Applied to Science, Industry, and Everyday Life. Novosibirsk, 2002. P. 162–166.
- [19] Borisov B.D., Vasil'ev V.A., Goncharenko A.M., Zhmud' V.A. Stability Estimation Technique of Frequency Standards. Автометрия. 2002. № 3. P. 104–112.
- [20] Жмудь В.А., Гончаренко А.М., Воевода А.А. Аттестация трехканального прецизионного быстродействующего частотомера. Научный вестник Новосибирского государственного технического университета. 2005. № 2. С. 175–179.
- [21] Гончаренко А.М., Васильев В.А., Жмудь В.А. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты. патент на изобретение RUS 2225012 19.04.2002
- [22] Гончаренко А.М., Жмудь В.А. Прецизионный высокочастотный фазометр для измерений нановибраций. Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. 2009. № 1 (55). С. 92–98.
- [23] Гончаренко А.М., Бугров С.В., Воевода А.А., Жмудь В.А. Метрологические испытания цифрового прецизионного фазометра. Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. 2009. № 2 (56). С. 109–114.
- [24] Zhmud V.A., Prokhorenko E.V., Liapidevskiy A.V. The Problem Of Precision Fault-Tolerance Phase Measurements And Its Decision. В сборнике: Proceedings RFBR and DST Sponsored "The 2-nd Russian-Indian Joint Workshop on Computational Intelligence and Modern Heuristics in Automation and Robotics" 2011. С. 34–38.
- [25] Гончаренко А.М., Бугров С.В., Жмудь В.А. Мониторинг фазовых приращений прерывистого сигнала. Вестник Новосибирского государственного университета. Серия: Физика. 2007. Т. 2. № 1. С. 61–64.
- [26] Гончаренко А.М., Жмудь В.А., Воевода А.А., Авлилов С.А. Микропроцессорный прецизионный трехканальный высокоскоростной частотомер без "мертвого времени". Приборы и техника эксперимента. 2007. № 2. С. 78–83.
- [27] Жмудь В.А., Семибаламут В.М., Димитров Л.В. Повышение точности и надежности измерения разности фаз. Автоматика и программная инженерия. 2017. № 1 (19). С. 83–96.
- [28] Zhmud V.A., Goncharenko A.M. Modern Problems of High-Precision Measurements of the Phase Differences. В сборнике: 2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE 2016 - Proceedings 13. 2016. С. 314–318.
- [29] Жмудь В.А., Воевода А.А., Семибаламут В.М., Гончаренко А.М., Бугров С.В. Фазометр с гетеродинным преобразованием частоты. патент на изобретение RUS 2470312 28.09.2010.
- [30] Гончаренко А.М., Васильев В.А., Жмудь В.А. Цифровой частотомер. Патент на изобретение RUS 2210785 13.07.2001
- [31] Жмудь В.А., Гончаренко А.М. Современные проблемы высокоточного измерения разностей фаз. В сборнике: Актуальные проблемы электронного приборостроения труды XII международной конференции: АПЭИ-2014. 2014. С. 221–225.
- [32] Жмудь В.А., Терешкин Д.О., Ляпидевский А.В., Захаров А.В., Гололобов В.И. Повышение быстродействия цифрового прецизионного фазометра. Сборник научных трудов Новосибирского государственного технического университета. 2011. № 4 (66). С. 23–34.
- [33] Жмудь В.А., Гончаренко А.М. Прецизионный частотомер для фундаментальной метрологии. Автоматика и программная инженерия. 2014. № 2 (8). С. 74–81.
- [34] Zhmud V., Goncharenko A., Liapidevskiy A.V. Precision Frequency Meter for Basic Metrology and Displacement Measurements. В сборнике: Testing and Measurement: Techniques and Applications - Proceedings of the 2015 International Conference on

Testing and Measurement: Techniques and Applications, TMTA 2015 2015. P. 125–130.



Денис Олегович Терешкин, аспирант кафедры Автоматики НГТУ, автор 15 научных статей. Область научных интересов и компетенций – теория автоматического управления, лазерная физика, программные системы.
E-mail: todin.dirihle@gmail.com



Владимир Михайлович Семибаламут – директор сибирского филиала Геофизической Службы СО РАН, кандидат физико-математических наук, автор более 100 научных статей и более 10 патентов..
E-mail: vladim28@yandex.ru

Статья поступила 3 мая 2018 г.

Modern Methods of Measuring Frequency and Phase in Real Time

D.O. Tereshkin, V.M. Semibalmut

Siberian Branch of Geophysical Survey SB RAS, Novosibirsk Russia
V.M. Semibalmut

Abstract: Many research groups and engineering groups are engaged in frequency and phase measurements. The view on these issues is developing with some lag behind modern scientific and technical needs. There are many teams that use outdated ideas about such measurements; equipment that does not respond to needs continues to be produced in large batches, and which could easily be modified to modern scientific and technical measuring instruments. The erroneous interpretation of certain properties of frequency and phase measurements leads to ineffective organization of research, to unproductive expenditure of funds and time of research teams, to financing of developments that do not meet the goals set. This article is aimed at correcting such concepts as "accuracy", "error", "stability", "reproducibility", "non-reproducibility", "instability", and some others.

Key words: Frequency, phase, accuracy, error, reproducibility, instability, Allan parameter, dispersion, stability, non-reproducibility, frequency measurements, phase measurements

REFERENCES

- [1] Kolyada N.A. Volokonnyy femtosekundnyy erbiyevyy sintezator chastot stabilizirovanny po Nd:YAG/12 opticheskomu standartu chastoty dlya mobil'nykh metrologicheskikh sistem. Avtoreferat diss. na sois. uch. step. k. f.-m. n. po spets. «01.04.21 – Lazernaya fizika», Novosibirsk, ILF SO RAN, 2018 g. <http://www.laser.nsc.ru/download/Diss/Kolyada/%D0%90%D0%B2%D1%82%D0%BE%D1%80%D0%B5%D1%84%D0%B5%D1%80%D0%B0%D1%82%20%D0%9A%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D0%B4%D0%B0%20%D0%9D.A.%20.pdf>
- [2] Kolyada N.A. Volokonnyy femtosekundnyy erbiyevyy sintezator chastot stabilizirovanny po Nd:YAG/12 opticheskomu standartu chastoty dlya mobil'nykh metrologicheskikh sistem. Diss. na sois. uch. step. k. f.-m. n. po spets. «01.04.21 – Lazernaya fizika», Novosibirsk, ILF SO RAN, 2018 g. <http://www.laser.nsc.ru/download/Diss/Kolyada/%D0%94%D0%B8%D1%81%D1%81%D0%B5%D1%80%D1%82%D0%B0%D1%86%D0%B8%D1%8F%20%D0%9A%D0%BE%D0%BB%D1%8F%D0%B4%D0%B0%20%D0%9D.%D0%90.pdf>
- [3] Maks Zh. Metody i tekhnika obrabotki signalov pri fizicheskikh izmereniyakh: V 2-kh tomakh. Per. s frants. M.: Mir, 1983. T 1, 2.
- [4] Vinokurov V.I., Kaplin S.I., Petelin I.G. Elektroradioizmereniya: Ucheb. posobiye dlya radiotekhnich. spets. vuzov. Pod red. V.I. Vinokurova. - 2-ye izd., pererab. i dop. - M.: Vyssh. shk., 1986. - 351 s.: il.
- [5] Zhmud V.A., Utkin Ye.N. Universal'nyy doplerovskiy chastotomer. Pribory i tekhnika eksperimenta, 1989, № 4, s.100 - 102.
- [6] Zhmud V.A., Utkin E.N. General-Purpose Doppler Frequency Meter. Instruments and Experimental Techniques. 1990. T. 32. № 4 PT 1. P. 844–847.
- [7] Frenks L. Teoriya signalov. N'yu-Dzhersi, 1969 g. Per. s angl., pod red. D.Ye. Vakmana - M., "Sov. radio", 1974, 344 s.
- [8] Allen D.U. Statisticheskiye kharakteristiki atomnykh standartov chastoty. Stabil'nost' chastoty: tematicheskiy vypusk TIEIR, 1966, t.54, №2, s.132–142.
- [9] Ryutman ZH. Kharakteristiki nestabil'nosti fazy i chastoty signalov vysokostabil'nykh generatorov: itogi razvitiya za pyatnadtsat' let. TIEIR, t.66, №9, 1978, s.70–102.
- [10] Zhmud V.A. Sledyashchiy protsessor dlya obrabotki signalov LDIS v rezhime obratnogo rassseyaniya. Avtometriya, 1986, N6, s.28–33.
- [11] Vasil'ev V.A., Zhmud' V.A., Il'yanovich Yu.N., Semibalmut V.M., Fomin Yu.N. Detection of the Increment of an Instantaneous Phase in a Long-Base Laser Meter of Small Vibrations. Pribory i tekhnika eksperimenta. 2002. T. 45. № 4. S. 97–100.
- [12] Goncharenko A.M., Vasil'yev V.A., Zhmud' V.A. Metod povysheniya chuvstvitel'nosti lazernykh vibrometrov. Avtometriya. 2003. T. 39. № 2. S. 43–47.
- [13] Voyevoda A.A., Zhmud' V.A., Goncharenko A.M. Fazometry dlya radiochastotnykh i lazernykh izmeriteley peremeshcheniy i vibratsiy. Nauchnyy

- vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2010. № 1. S. 35–40.
- [14] Voyevoda A.A., Zhmud' V.A., Goncharenko A.M. Fazometry dlya radiochastotnykh i lazernykh izmeriteley peremeshcheniy i vibratsiy. Nauchnyy vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2009. № 4. S. 25–32.
- [15] Bugrov S.V., Zhmud' V.A., Prokhorenko Ye.V., Goncharenko A.M. Metody i sredstva nanovibrometrii. V sbornike: Aktual'nyye problemy elektronnoy priborostroyeniya materialy X Mezhdunarodnaya konferentsiya: v 7 t. 2010. S. 119–123.
- [16] Zhmud V., Liapidevskiy A. Real Time Digital Super-High Accuracy Vibrations Measurements: Methods, Devices and Mathematical Modeling for The Metrology. V sbornike: Proceedings of the IASTED International Conference on Modelling, Identification and Control 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control, AsiaMIC 2010. Ser. "Proceedings of the 30th IASTED Conference on Modelling, Identification, and Control, AsiaMIC 2010" Phuket, 2010. S. 343–347.
- [17] Zhmud' V.A., Voyevoda A.A., Goncharenko A.M. Mnogokanal'nyy pretsizionnyy bystrodeystvuyushchiy chastotomer. Nauchnyy vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2005. № 1. S. 73–82.
- [18] Borisov B.D., Goncharenko A.M., Vasiliev V.A., Zhmud V.A. Precise Measurements of High-Stable Lasers Radiation Frequency and Phase. V sbornike: Proceedings of SPIE - The International Society for Optical Engineering Seventh International Symposium on Laser Metrology Applied to Science, Industry, and Everyday Life. Novosibirsk, 2002. P. 162–166.
- [19] Borisov B.D., Vasil'ev V.A., Goncharenko A.M., Zhmud' V.A. Stability Estimation Technique of Frequency Standards. Avtometriya. 2002. № 3. P. 104–112.
- [20] Zhmud' V.A., Goncharenko A.M., Voyevoda A.A. Attestatsiya trekhkanal'nogo pretsizionnogo bystrodeystvuyushchego chastotomera. Nauchnyy vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2005. № 2. S. 175–179.
- [21] Goncharenko A.M., Vasil'yev V.A., Zhmud' V.A. Fazometr s geterodinnym preobrazovaniyem chastoty. patent na izobreteniyе RUS 2225012 19.04.2002
- [22] Goncharenko A.M., Zhmud' V.A. Pretsizionnyy vysokochastotnyy fazometr dlya izmereniy nanovibratsiy. Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2009. № 1 (55). S. 92–98.
- [23] Goncharenko A.M., Bugrov S.V., Voyevoda A.A., Zhmud' V.A. Metrologicheskiye ispytaniya tsifrovogo pretsizionnogo fazometra. Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2009. № 2 (56). S. 109–114.
- [24] Zhmud V.A., Prokhorenko E.V., Liapidevskiy A.V. The Problem Of Precision Fault-Tolerance Phase Measurements And Its Decision. V sbornike: Proceedings RFBR and DST Sponsored "The 2-nd Russian-Indian Joint Workshop on Computational Intelligence and Modern Heuristics in Automation and Robotics" 2011. S. 34–38.
- [25] Goncharenko A.M., Bugrov S.V., Zhmud' V.A. Monitoring fazovykh prirashcheniy preryvistogo signala. Vestnik Novosibirskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Fizika. 2007. T. 2. № 1. S. 61–64.
- [26] Goncharenko A.M., Zhmud' V.A., Voyevoda A.A., Avilov S.A. Mikroprotsessornyy pretsizionnyy trekhkanal'nyy vysokoskorostnoy chastotomer bez "mertvogo vremeni". Pribory i tekhnika eksperimenta. 2007. № 2. S. 78–83.
- [27] Zhmud' V.A., Semibalamut V.M., Dimitrov L.V. Povysheniye tochnosti i nadezhnosti izmereniya raznosti faz. Avtomatika i programmaya inzheneriya. 2017. № 1 (19). S. 83–96.
- [28] Zhmud V.A., Goncharenko A.M. Modern Problems of High-Precision Measurements of the Phase Differences. V sbornike: 2016 13th International Scientific-Technical Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering, APEIE 2016 - Proceedings 13. 2016. S. 314–318.
- [29] Zhmud' V.A., Voyevoda A.A., Semibalamut V.M., Goncharenko A.M., Bugrov S.V. Fazometr s geterodinnym preobrazovaniyem chastoty. patent na izobreteniyе RUS 2470312 28.09.2010.
- [30] Goncharenko A.M., Vasil'yev V.A., Zhmud' V.A. Tsifrovoy chastotomer. Patent na izobreteniyе RUS 2210785 13.07.2001
- [31] Zhmud' V.A., Goncharenko A.M. Sovremennyye problemy vysokotochnogo izmereniya raznostey faz. V sbornike: Aktual'nyye problemy elektronnoy priborostroyeniya trudy XII mezhdunarodnoy konferentsii: APEP-2014. 2014. S. 221-225.
- [32] Zhmud' V.A., Tereshkin D.O., Lyapidevskiy A.V., Zakharov A.V., Gololobov V.I. Povysheniye bystrodeystviya tsifrovogo pretsizionnogo fazometra. Sbornik nauchnykh trudov Novosibirskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta. 2011. № 4 (66). S. 23–34.
- [33] Zhmud' V.A., Goncharenko A.M. Pretsizionnyy chastotomer dlya fundamental'noy metrologii. Avtomatika i programmaya inzheneriya. 2014. № 2 (8). S. 74–81.
- [34] Zhmud V., Goncharenko A., Liapidevskiy A.V. Precision Frequency Meter for Basic Metrology and Displacement Measurements. V sbornike: Testing and Measurement: Techniques and Applications - Proceedings of the 2015 International Conference on Testing and Measurement: Techniques and Applications, TMTA 2015 2015. P. 125–130.



Denis O. Tereshkin, post-graduate student of Automatics Department of Novosibirsk State Technical University.

E-mail: todin.dirhle@gmail.com



Vladimir M. Semibalamut is the director of the Siberian branch of the Geophysical Service of the SB RAS, Candidate of Physical and Mathematical Sciences.

E-mail: wladim28@yandex.ru

The paper was received on May 3, 2018.