ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (продолжение)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
ОНЧ вещательные передачи (продолжение)	Навигационная Система Omega – одна из ОНЧ систем, которая пригодна для применений в области частоты-и-времени. Она имеет по всему миру 8 передатчиков мощностью 10 киловатт, обеспечивающих постоянный и избыточный глобальный охват. Каждая станция передает 4 навигационные частоты 10,2, 11,05, 11,33 и 13,6 кГц последовательно в режиме временного разделения. Другие "уникальные" частоты в диапазоне 10–13 кГц также передаются каждой станцией. В некоторых странах также эксплуатируются ОНЧ станции связи, которые особенно пригодны для калибровки частоты. По крайней мере несколько этих станций действуют в режиме MSK (кодирование с минимальным сдвигом), требующим использования специального приемного оборудования и способов для восстановления фазостабильной несущей частоты.	Эффекты распространения часто ограничивают практическую точность ОНЧ сигналов, особенно для очень больших расстояний. Существуют, например, преобладающие суточные и годовые колебания, вызываемые изменениями в ионосфере. На результаты также могут влиять непредсказуемые внезапные возмущения в ионосфере (SID), которые обычно меняют ионосферу на 20–30 минут, и случаи поглощения полярной шапкой (PCA), которые меняют ионосферу в районе полюса на период до недели. Дополнительно к суточным и годовым изменениям в задержках распространения на ОНЧ, наблюдаются другие изменения с периодами 27, 29,53 и 14, 765 дней благодаря различным воздействиям солнца и луны В последние годы использование ОНЧ вещательных передач для сравнения сигналов частоты и времени уменьшилось благодаря появлению других систем и методов.
Телевизионные вещательные передачи (наземные линии)	Ряд различных методов был испытан для распространения и сравнения сигналов времени-и-частоты с применением сигналов ТВ вещательных передач. В этих методах используется включение в ТВ сигнал информации о времени-и-частоте, стабилизация несущих ТВ частот и синхроимпульсов и одновременный прием одной ТВ передачи в нескольких точках в пределах местной зоны. Первые два метода все еще используются в ограниченных географических зонах, но прием общего источника – наиболее широко используемый ТВ метод. Метод приема сигналов общего источника позволяет сравнивать точное время в разных местах внутри зоны охвата одной ТВ станции. В каждой точке одновременно измеряют разницу во времени между конкретным синхроимпульсом в ТВ сигнале и местными часами. Вычитание результатов измерений в двух разных точках указывает разницу между местными часами плюс фиксированное дифференциальное время задержки распространения. Сравнение местных часов имеет неопределенность около 10 нс.	Типичное оборудование – ТВ приемники, антенны, счетчики, устройства записи данных. ТВ приемники должны быть модифицированы, чтобы выделить нужный импульс синхронизации из принимаемого ТВ сигнала. В каждой измерительной точке организуется импульс для местных часов с целью запуска счетчика и принимаемый ТВ сигнал с целью остановки счетчик. Около 10 таких измерений один раз в секунду обычно достаточно для достижения отдельных результатов. Так как измерения должны производиться одновременно в каждой точке, а результирующие данные должны обмениваться, необходимо активное сотрудничество между этими точками. Проводя такие сравнения каждый день в какой-либо период времени, возможно получить очень точные сравнения частоты, которые основаны на наблюдаемых ежедневных изменениях разницы во времени. Это предполагает, что дифференциальное время задержки на трассе распространения остается стабильным или калибруется каждый раз независимо. Данный метод имеет особенное преимущество для ограниченного локального региона из-за его простоты , относительно низкой стоимости и высокой точности.

ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (продолжение)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
Навигационный спутник, вещательные передачи	С 1995 г. используются две основных навигационных системы, которые предоставляют очень большие возможности по распространению сигналов времени-и-частоты. Это – GPS Глобальная Система определения местоположения США (GPS) и Российская Глобальная Навигационная Спутниковая Система ГЛОНАСС. Система США Transit предлагает третий выбор, но он не будет обсуждаться далее из-за ее низкой точности, дороговизны и ожидаемым ограниченным сроком службы. В то время, как имеются некоторые различия между этими двумя системами в структуре и содержании сигналов, использовании частотного спектра, спутниковых орбит и их конфигурации, их схожесть гораздо более важна для пользователей. Обе системы GPS и ГЛОНАСС имеют на борту дополнительные атомные часы, постоянный глобальный охват от 21–24 действующих спутников, точно установленные по времени передачи, которые могут быть отнесены к UTC (USNO) и UTC (SU), соответственно с точностью в пределах 100 нс, а также информацию о положении спутника, включенную в передачи, которая может быть использована для точной компенсации времени задержки приемником потребителя. По крайней мере 4 спутника всегда видимы из любого места (что требуется для навигации), хотя для сравнения сигналов времени-и-частоты достаточно приема только от одного спутника. Обе системы (и GPS, и ГЛОНАСС) в основном полностью задействованы с 1995 г. и вместе предоставляют более 30 спутников для применений в области времени-и-частоты. Коммерческая разработка приемников быстро продвигается вместе с быстрым снижением стоимости для пользователя.	В продаже имеются различные приемники, особенно для передач GPS. Выпускаются несколько вариантов приемников, которые могут принимать сигналы и GPS и ГЛОНАСС. К приемникам обычно поставляются небольшие всенаправленные антенны. Стоимость резко упала с увеличением спроса и на начало 1995 г. – комплект приемника сигналов времени доступен за $ 3000–15 000. Большинство приемников в высокой степени автоматизированы. При первоначальной установке их можно программировать на автоматическое сопровождение достаточного количества спутников для определения координат приемника со значительной точностью, чтобы обеспечить отсчет времени в долях мкс. Определенное внимание нужно проявлять при размещении антенн, чтобы свести к минимуму эффекты многолучевости. После установки приемники могут захватывать и сопровождать все выбранные спутники в полностью автоматическом режиме. Многие приемники могут легко управляться пользователем, с тем чтобы следить только за определенными спутниками в определенные периоды времени. Разница во времени между принимаемым сигналом GPS и местными часами часто может сохраняться в памяти приемника для последующего анализа. Хотя время отдельных часов GPS и ГЛОНАСС отличается от общего времени спутниковой системы, которое, в свою очередь, отличается от UTC, в форматы спутниковой вещательной передачи включается значительное количество дополнительных сведений, которые позволяют приемнику в принципе отрегулировать выходной временной сигнал так, чтобы он был в рамках 100 нс от UTC (USNO) или UTC (SU). Действительное показываемое и выходное время и их соотношение с соответствующими шкалами времени UTC может изменяться от приемника к приемнику в зависимости от конкретного производителя и модели. Типичная точность отсчета времени 20–500 нс и точность по частоте от 10^{-10} до 10^{-13} делают эти навигационные спутниковые системы наилучшим в настоящее время вещательным источником сигналов времени и частоты высокой точности для использования с промышленно изготавливаемыми приемниками.
Навигационный спутник (режим одновременного наблюдения за общим источником)	Относительно общих сведений о системах GPS и ГЛОНАСС см. ранее в этой таблице. В режиме работы с наблюдением за общим источником и при нахождении пользователей GPS и ГЛОНАСС в 2 отдельных точках каждый пользователь получает сигнал от одного и того же спутника в то же самое время. Вычисляя разность данных (спутник – местные часы) от двух точек, получим разницу во времени между местными часами. Преимущество в этом процессе то, что колебания или ошибки в спутниковых часах общие для обоих путей и поэтому они исключаются. Если осуществляется процесс SA ухудшения для GPS так, что это вызывает изменения показаний спутниковых часов, то такие изменения не влияют на точность измерения при наблюдении за общим источником. С другой стороны, если SA вызывает ошибки в положении	Каждая точка, участвующая в измерении в режиме наблюдения за общим источником нуждается в соответствующем приемнике GPS или ГЛОНАСС и антенне, устройствах записи данных и линиях связи с другими точками, принимающими участие в измерении. Требуется также точная информация о месторасположении приемника, но ее часто можно получить автоматически самим приемником, задействованным в навигационном режиме. Необходимо обратить внимание на то, чтобы измерения происходили точно в одно и то же время в каждой точке. Приемник должен быть запрограммирован для отслеживания соответствующего спутника, который работает в режиме наблюдения за общим источником с другими точками. Типичная продолжительность слежения – около 13 минут. Подкомиссия Консультативного комитета по определению секунды рекомендовала стандартные форматы данных и другие процедуры для облегчения использования этого метода на регулярной основе.

ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (продолжение)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
Навигационный спутник (режим одновременного наблюдения за общим источником) (продолжение)	спутника, которые должны передаваться по радио, то такие ошибки не будут полностью компенсироваться при измерении в режиме наблюдения за общим источником, так как в каждой точке сигнал принимается несколько разными путями. Метод наблюдения за общим источником позволяет получить точность сравнения времени 5–20 нс на межконтинентальных расстояниях, даже в присутствии SA (внедрено в начале 1995 г.). Сравнение частоты можно извлечь из таких данных с точностью от 10^{-13} до 10^{-15}. Чтобы облегчить сравнение времени между лабораториями по отсчету времени по всему миру методом наблюдения за общим источником бюро BIPM в Париже создает и распространяет соответствующие расписания слежения за спутниками при работе в режиме наблюдения за общим источником, которые показывают, какие спутники подходят для таких измерений в различное время.	Этот метод применим для базовых расстояний между точками до примерно 8000 км. Использование многоканальных приемников в режиме наблюдения за общим источником может обеспечить удобную возможность передачи частоты на уровне 10^{-14}. Существует возможность, например, при использования фазы несущей GPS, для улучшения этой характеристики до 10^{-15} при усреднении за несколько дней или недель. Результаты многих регулярных сравнений времени в режиме наблюдения за общим источником между национальными и международными центрами отсчета времени публикуются и архивируются BIPM. Время задержки в приемной системе следует калибровать по самому высокому возможному уровню точности сравнения, а координаты антенны должны быть известны в пределах менее 1 м.
Метеорологический спутник, вещательные передачи	С 1974 г. Геостационарный эксплуатационный Спутник по исследованию окружающей среды США (GOES) передает код времени, относимый к шкале времени UTC (NIST). Этот временной код распространяется постоянно двумя геостационарными спутниками, расположенными на 75° и на 135° з. д. Данные о положении спутников также передаются пользователям с тем, чтобы соответствующие автоматические приемники могли рассчитать время задержки при прохождении сигнала и, соответственно, скорректировать свои выходные сигналы частотой 1 Гц. Установленная точность временного кода при получении пользователем составляет 100 мкс. Обычная зона охвата сигналами временного кода включает большую часть Северной и Южной Америки. В настоящее время, с начала 1994 г. характеристики временного кода, передаваемого спутником GOES/West, ухудшились из-за использования старого, временного спутника. Кроме того, в настоящее время действует спутник GOES/East в точке орбиты 112° з.д. вместо 75°. Нормальные позиции спутников и полные заявленные характеристики точности будут восстановлены, как ожидается, после запуска в 1994 г. нового спутника. Временной код GOES включает информацию о текущем годе, дне, часе, минуте, секунде, коррекции UT1, точности системы а также индикатор перехода на летнее время и дополнительных секунд.	В продаже имеются приемники с малыми антеннами от нескольких производителей. В последних версиях используется информация о положении передающего спутника для корректировки времени задержки прохождения сигнала и уточнения ее каждую минуту. Первоначальная установка требует, чтобы оператор ввел координаты положения приемника. Временной код GOES передается на 2 частотах около 469 МГц. Так как эти частоты также распределены для сухопутной подвижной службы США, то можно ожидать некоторых помех, особенно вблизи больших городов. В такие периоды действия помех приемники более эффективно работают в режиме ручной настройки. В районах с низким уровнем поля сигнала или частотных помех использование простой спиральной антенны или антенны типа "волновой канал" может улучшить прием. Принимаемый временной код обычно показывает суточные изменения с размахом амплитуды 10–70 мкс, в первую очередь, из-за несовершенства программного обеспечения, используемого для расчета прогнозируемых позиций спутника. Европейская система Metesat и Японская геостационарная метеорологическая система (GMS) в основе похожи на систему GOES, но не передают в настоящее время временной код.

ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (продолжение)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
Геостационарный спутник, многоцелевые вещательные передачи	Индийские геостационарные спутники INSAT также передают временной код с привязкой к UTC в качестве одной из возможностей этой многоцелевой системы. Как и в случае GOES, сигнал временного кода также несет информацию о положении спутника, что позволяет пользователю рассчитывать и компенсировать время задержки прохождения сигнала. Зона обслуживания спутника ограничивает охват в основном регионом Индийского субконтинента. В этом регионе точность отсчета времени составляет около 20 мкс, а возможная точность частоты – около 5×10^{-10}.	Выпускаемые промышленностью приемники, доступные на 1993 г., стоят около $4000. Требования к антенне умеренные.
ТВ вещание (спутниковые линии связи)	Метод измерения тот же, что в случае с наземными линиями, но сигналы принимаются от спутника непосредственного вещания (СНВ), расширяющего зону охвата до почти континентальных размеров при работе в режиме наблюдения за общим источником. Основной источник ошибки при определении разницы в показаниях часов возникает от изменений позиции используемого геостационарного спутника Этот недостаток можно исправить различными способами, обеспечивающими диапазоны значений точности, отмеченные в таблице 1. Возможно исключить путем усреднения периодические 12- и 24- часовые изменения а также, что более важно, устранить наблюдаемый дрейф спутника по долготе при сравнениях времени разными методами.	Необходимое оборудование включает небольшую параболическую антенну, изготовленный промышленностью спутниковый ТВ приемник и устройство выделения ТВ синхроимпульсов. Счетчик временных интервалов в каждой точке измеряет разницу по времени между импульсами местных часов и ТВ сигналами, принимаемыми со спутника. Необходимо ежедневно производить две серии из по крайней мере 10 таких измерений, с интервалом в 12 часов. Также необходима система получения и обработки данных для сохранения и обмена ими с другими станциями для обработки результатов. Поправку на дрейф спутников по долготе, который ухудшает результаты, можно получить несколькими способами: (1) из параметров позиции спутника, предоставленных станцией слежения за спутниками; (2) из измерений псевдо-расстояний, выполненных одной станцией; (3) из спутниковых измерений системы GPS, выполненных, по крайней мере, 3 станциями; (4) из измерений времени, выполненных 3 земными станциями, которые наблюдают за 2 спутниками.
Спутник связи (двусторонняя связь)	В настоящее время наиболее точный способ для сравнений времени между удаленными точками – одновременный, двусторонний обмен сигналами времени через каналы спутниковой связи. Достигаемая высокая точность получается благодаря использованию двустороннего обмена сигналами, который эффективно устраняет необходимость точного знания позиций спутника, высокой степени обратимости трассы в обоих направлениях и большой ширине полосы спутникового канала, что позволяет разработать эффективный сигнал.	Оборудование наземной станции, необходимое для каждой точки нахождения пользователя, должно быть совместимо с конкретными спутниками, выбранными для передачи времени. Обычная стоимость, включая необходимые модемы, может достигать $ 50 000 на станцию. Требуемая квалификация оператора для правильной работы, вероятно, должна быть более высокой, чем для большинства других обсуждаемых методов. Так как метод двусторонней связи – это в основном система связи пункта с пунктом, ее не следует рассматривать как основной метод распространения.

ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (продолжение)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
Спутник связи (двусторонняя связь) (продолжение)	Один из недостатков этого метода – необходимость в каждой точке передавать и принимать сигналы и затем обмениваться данными для последующей обработки. Оборудование земной станции в каждой точке, как правило, довольно дорогостоящее, особенно, если система высоко автоматизирована. Участники этих передач времени должны осуществлять координацию друг с другом и с оператором спутниковой системы. Из-за потенциальной точности около 1 нс и прецизионности 0,1–0,5 нс многие лаборатории отсчета времени в различных районах мира разрабатывают возможность двусторонней передачи сигналов времени. Разрабатываются специальные модемы, которые оптимизированы для достижения высокой точности и долговременной стабильности. По всему миру появляются соответствующие спутниковые каналы, доступные за приемлемую плату.	При типичном применении – две или несколько станций обмениваются сигналами времени на регулярной основе, один или два раза в неделю. Из-за присущей этому методу точности и стабильности обычно необходимо производить обмен только в течение несколько минут за сеанс. Процесс измерения состоит из измерения разности между временем прихода сигнала со спутника и местными часами. Такие измерения часто делаются один раз в секунду за период в несколько минут. Результат вычитания полученных данных при одновременных измерениях в каждой точке, поделенный на 2, представляет разницу между показаниями часов в этих точках. Для самой высокой возможной точности в 1–10 нс важно откалибровать время задержки сигнала при прохождении через оборудование земной станции. Это может быть трудной проблемой, так как необходимой соответствующей величиной является разница между временем задержки при прохождении сигнала через передающую и приемную части системы. Для этой цели разработано несколько специальных методов. В зависимости от того, какая конкретная спутниковая система используется, и каково местоположение станций, могут потребоваться масштабные административные процедуры для сертификации оборудования земных станций и получить доступ к спутникам.
Телефонный код времени (двусторонняя связь)	Ряд центров отсчета времени в Европе и Северной Америке создали службы, предназначенные для распространения кодированной информации о времени UTC по телефонным линиям в автоматическом режиме. Обычно компьютеры или другие автоматические системы программируются пользователем, что позволяет дозваниваться до таких служб при необходимости, принимать код времени ASCII из центра отсчета времени, устанавливать местные часы на правильное время, и, в некоторых случаях, автоматически компенсировать время задержки при прохождении сигнала через телефонную линию. В зависимости от конкретной службы, компенсация времени задержки может быть произведена либо оборудованием в центре отсчета времени, либо самим пользователем. Компенсация задержки основана на измерениях времени задержки при распространении в оба конца и предполагает, что данная трасса является обратимой. Возможна точность передачи времени 1–10 мс, даже когда могут быть вовлечены спутниковые линии связи. Дополнительно к времени дня UTC, большинство служб на сегодня предоставляют информацию о годе, дне года, поправках UT1, предупреждения о дополнительных секундах и указатель перехода на летнее время.	Требования к оборудованию по использованию таких услуг минимальные. Помимо компьютера или другого оборудования, содержащего часы, которые нужно установить, необходимы только соответствующий модем, доступ к телефонной линии, программное обеспечение по установке часов. Для компенсации времени задержки прохождения сигнала пользователю возможно также потребуется отразить принятый сигнал назад в центр отсчета времени. Для того чтобы произвести удовлетворительную передачу сигналов времени обычно необходимо время телефонного соединения в течение всего лишь доли минуты. Программное обеспечение для использования таких услуг сравнительно простое и оно может быть разработано пользователями, хотя часто имеются несколько версий примерных программ из компьютерных досок объявлений, из центров отсчета времени, или из коммерческих источников за приемлемую плату. Большинство имеющихся телефонных служб могут также использоваться в режиме односторонней связи, когда либо нет компенсации времени задержки на трассе, либо используется фиксированное, усредненное время задержки. Точность для такого режима может быть в диапазоне 0,1–0,5 сек. Производя периодические измерения местных часов с использованием одной из телефонных служб, можно определить среднюю частоту. При этом возможна точность около 10^{-8} при усреднении за 1 день.

ТАБЛИЦА 2.5

Дополнительная информация по практическому использованию различных альтернативных источников сигналов времени-и-частоты (окончание)

Система/метод	Основная информация	Комментарии по оборудованию и использованию
Волоконно-оптическая линия связи	Волоконно-оптические линии связи представляют превосходную возможность для передачи сигналов времени-и-частоты с очень высокой точностью как на коротких (<50 км), так и на длинных расстояниях. Хотя в настоящее время не существует специальных служб распространения UTC с использованием оптических волокон, этот метод включен в данный обзор ввиду признания ее потенциальных возможностей в будущем. В настоящее время используются 2 вида оптического волокна: многомодовое и одномодовое. Многомодовое волокно в основном используется для передачи данных в цифровом виде и низких частот на относительно короткое расстояние (например, 1 км). Одномодовое волокно лучше всего подходит для более протяженных расстояний (например, 50 км) и обеспечивает широкую полосу частот (от 5 МГц до 100 ГГц). Чтобы выполнить характеристики, данные в таблице 1 для небольших расстояний, требуется одномодовый оптико-волоконный кабель с лазером на 1300 нм. Точность, указанная в таблице 1 для длинных волоконно-оптических линий связи, достигнута в цифровых системах связи, придерживающихся Рекомендаций МККТТ G.707, 708 и 709 на расстоянии 2400 км. Эта конкретная система была разработана, чтобы удовлетворить требования МСЭ-Т, а также выполнить эксперименты по передаче времени-и-частоты.	При практическом применении волоконно-оптической линии связи для передачи времени-и-частоты с максимально возможным уровнем точности важно стабилизировать температуру кабеля. Нормальный коэффициент задержки при изменении температуры составляет 7 PPM/°C. Чтобы выполнить указанные в таблице 1 характеристики для линий более 50 км, кабель следует уложить в землю на глубину, по крайней мере, в 1,5 м. Для выделенной волоконно-оптической линии связи с целью передачи времени-и-частоты расходы составят около $ 30 000 на станцию за передатчики и приемники, плюс стоимость кабеля и его прокладки под землей. Вносимые потери 0,5 дБ/км. Потенциальные пользователи и поставщики сигналов UTC должны быть в курсе происходящего развития региональных, национальных и международных цифровых синхронных сетей связи. Такие сети могут представлять собой превосходные, удобные средства по распространению в будущем сигналов времени и частоты UTC с высокой точностью.
Микроволновая линия связи	Использование микроволновых (СВЧ) линий связи для распространения времени-и-частоты в пределах локальных зон может обеспечить точность порядка 1–10 нс для отсчета времени и 10^{-14}–10^{-15} по частоте при использовании режима двусторонней связи.	Оборудование относительно дорогое ($ 50 000–$ 75 000). Результаты чувствительны к атмосферным условиям и эффектам многолучевого распространения. Для наибольшей точности требуется двусторонняя эксплуатация с постоянно действующей цепью обратной связи для устранения фазовых изменений.
Коаксиальный кабель	Коаксиальные кабели представляют собой удобное средство по передаче информации о времени на расстояния менее нескольких сотен метров. Для достижения характеристик точности, данных в таблице 1, нужно уделить внимание температуре окружающей среды, температурной стабильности, типу и длине кабеля. Хорошая температурная стабильность может быть достигнута при укладке кабеля в землю не менее, чем на 1,5 м.	Стоимость кабеля $ 5–$ 30 за 1 метр. Вносимые потери зависят от длины кабеля, его типа и используемой частоты. Кабель со сплошным диэлектриком имеет коэффициент задержки 250 PPM (или даже больше при температуре 25°C). Кабель с воздушным диэлектриком – 15 PPM, но он должен быть заполнен сухим азотом под давлением с помощью двуступенчатого регулятора давления в среде при контроле температуры в пределах 1°C.

Литература

AUDOIN C. [1992] Caesium Beam Frequency Standards: Classical and Optically Pumped. *Metrologia,* Vol. 29, pp. 113-134.

BAUCH A., DE BOER H., FISCHER B. HEINDORFF T., SCHRODER R. [1988] Performance of the PTB's Primary Clocks CS2 and CS1. Proc. 42nd Annual Frequency Control Symposium. IEEE Cat. CH2588-2/88, pp. 490-495.

BAUCH A. and SCHRÖDER R. [1993] Frequency Shifts in a Cesium Atomic Clock due to Majorana Transitions. *Annalen der Physik 2,* pp. 421-449.

BESSON R.J. [1977] A New Electrodeless Resonator Design. Proc. 31st Ann.Symp.Frequ.Control, pp. 147-152.

CUTLER L.S., FLORY C.A., GIFFARD R.P., DE MARCHI A. [1991] Frequency Pulling by Hyperfine a Transitions in Cesium Beam Atomic Frequency Standards. *J.Appl. Phys.* Vol. 69, pp**.** 2780-2792.

DE CLERCQ E., ROVERA G.D., BOUZID S., CLAIRON A. [1993] The LPTF Optically Pumped Primary Frequency Standard. *IEEE Trans. Instr. Meas,* IM-42, pp. 457-461.

DE MARCHI A. [1987] New Insights into Causes and Cures of Frequency Instability (Drift and Long Term Noise) in Cesium Beam Frequency Standards. Proc. 41st Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, USA, pp. 53-58.

DE MARCHI A., ROVERA G.D., PREMOLI A. [1984] Pulling by Neighboring Transitions and its Effects on the Performance of Caesium-Beam Frequency Standards. *Metrologia,* Vol. 20, 37-47.

DE MARCHI A., ROVERA G.D. and PREMOLI A. [1987] Effects of Servo-Loop Modulation in Atomic Beam Frequency Standards Employing a Ramsey Cavity. *IEEE Trans. on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control,* Vol. 34, 582-591.

DEMIDOV N.A., EZHOV E.M., SAKHAROV B.A., ULJANOV B.A., BAUCH A., FISCHER B. [1992] Investigations of the Frequency Instability of the CH1-75 Hydrogen Maser. Proc. 6th European Frequency and Time Forum, esa SP-340, pp. 409-414.

DRULLINGER R.E., SHIRLEY J.H., LOWE J.P., GLAZE D.J. [1993] Error Analysis of the NIST Optically Pumped Primary Frequency Standard. *IEEE Trans. Instr. Meas.* IM-42, pp. 453-456.

GUINOT, B. and AZOUBIB J. [1989] Comparison of Primary Frequency Standards, De Marchi A. (Ed.). Frequency Standards and Metrology, Berlin, Heidelberg, Springer-Verlag, pp. 37-43.

KLEPPNER D., BERG H.C., CRAMPTON S.B., RAMSEY N.F., VESSOT R.F.C., PETERS H.E. and VANIER J. [1965] Hydrogen-Maser Principles and Techniques. *Physical Review,* Vol. 138, pp. A972-A983.

KLEPPNER, D., GOLDENBERG H.M. and RAMSEY N.F. [1962] Theory of the Hydrogen Maser. *Physical Review,* Vol. 126, pp. 603-615.

OWINGS H.B., KOPPANG P.A., MACMILLAN C.C., PETERS H.E. [1992] Experimental Frequency and Phase Stability of the Hydrogen Maser Standard Output as Affected by Cavity Auto-Tuning,. *Proc. IEEE Frequency Control Symposium.* IEEE Cat.No. 92CH3083-3, pp. 92-103.

PETIT P., GIORDANO V., DMARCQ N., CEREZ P., AUDOIN C., THEOBALD G. [1992] Miniature Optically Pumped Cesium Beam Resonator. Proc. 6th European Frequency and Time Forum, ESA SP-340, pp. 83-86.

RAMSEY N.F. [1950] Molecular Beam Resonance Method with Separated Oscillating Fields. *Physical Review,* Vol. 78, 695-699.

RAMSEY N.F. [1990] Experiments with separated oscillatory fields and hydrogen masers. *Reviews of Modern Physics,* Vol. 62, 541-552.

VANIER J. and AUDOIN C. [1989] The Quantum Physics of Atomic Frequency Standards. Bristol and Philadelphia, Adam Hilger.

Библиография

ALLAN D. W. [1990] Remote time and frequency comparisons now and in the future. Proc. 4th European Frequency and Time Forum, p. 619.

BEEHLER R. [1982] GOES satellite time code dissemination. Proc. 14th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, Washington, DC, USA, December, pp. 57-87.

CORDARA F., PETTITI V., QUASSO R. and RUBIOLA E. [1992] Performances of a date dissemination code on telephone lines using commercial modems. Proc. 24th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, McLean, VA, USA, December, pp. 243-253.

CUBBAGE R. W. [1992] SONET synchronization: what's happening. Proc. 24th Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, McLean, VA, USA, December, pp. 337-343.

DALY P., KOSHELYAEVSKY N. B., LEWANDOWSKI W., PETIT G. and THOMAS C. [1993] Comparison of GLONASS and GPS time transfers. *Metrologia,* Vol. 30, 2, 89-94.

DAVIS J. A., PEARCE P. R., KIRCHNER D., RESSLER H., HETZEL P., SOERING A., DE JONG G., GRUDLER P., BAUMONT F. and VEENSTRA L. [1994] Two-way satellite time transfer experiments between six European laboratories using the INTELSAT (VA-F13) satellite. Proc. 8th European Frequency and Time Forum, p. 297.

DAVIS J. A., PEARCE P. R., MENARY P., HUTCHINS M. and SAGIN M. [1991] Time transfer by passive use of direct broadcasting satellite signals. Proc. 5th European Time and Frequency Forum, p. 74.

DE JONG G. [1992] Prospects of two-way international time scale comparisons. Proc. 6th European Frequency and Time Forum, p. 69.

GAEDE H. J. [1988] Precise determination of UTC in remote regions using OMEGA signals with reference to monitoring performance of a hydrogen maser. Proc. 2nd European Frequency and Time Forum, p. 365.

GUINOT B., LEWANDOWSKI W. and THOMAS C. [1990] A review of recent advances in GPS time comparisons. Proc. 4th European Frequency and Time Forum, p. 307.

HETZEL P. [1988] Time dissemination via the LF transmitter DCF 77 using a pseudo-random phase-shift keying of the carrier. Proc. 2nd European Frequency and Time Forum,. p. 351.

ITU-R Recommendations [1994] TF Series Volume, Time signals and frequency standards emissions.

ITU-R Recommendations [1995] TF Series Fasicle, Time signals and frequency standards emissions.

JESPERSEN J. L., BLAIR B. E. and GATTERER L. E. [1972] Characterization and concepts of time frequency dissemination. *Proc. IEEE,* Vol. 60, 5, 502-521.

KALLIOMAKI K. and MANSTEN T. [1993] TV-frequency standard as a traceability source in accredited calibration laboratories. Proc. 7th European Frequency and Time Forum, p. 383.

KIHARA M. and MAOKA A. [1992] Timing and time signal distribution in digital communication networks. Proc. 6th European Frequency and Time Forum, p. 489.

KIRCHNER D. [1uly, 1991] Two-way time transfer via communication satellites. *Proc. IEEE,* Vol. 79, 7, 983-991.

KIRCHNER D., RESSLER H., GRUDLER P., BAUMONT F., VEILLET CH., LEWANDOWSKI W., HANSON W., KLEPCZYNSKI W. and ULRICH P. [1993] Comparison of GPS common-view and two-way satellite time transfer over a baseline of 800 km. *Metrologia,* Vol. 30, 183-192.

KITCHING I. D. and DALY P. [1989] Time references from GLONASS satellites. Proc. 3rd European Frequency and Time Forum, p. 121.

LEVINE J., WEISS M., DAVIS D. D., ALLAN D. W. and SULLIVAN D. B. [1989] The NIST Automated Computer Time Service. J. Res. NIST, Vol. 94, 5, 311-321.

LEWANDOWSKI W. and THOMAS C. [1991] GPS time transfer. *Proc. IEEE,* Vol. 79, 7, 991-1001.

MEYER M., GRANVEAUD M., LAPORTE B., VERNOTTE F. and VINCENT M. [1993] Improved time transfer using geostationary direct TV satellites. Proc. 7th European Time and Frequency Forum, p. 129.

NIST [1990] Time and frequency users manual. National Institute of Standards and Technology Special Publication 559, available from the Superintendent of Documents, U.S. Government Printing Office, Washington, DC 20402 (Note: This publication contains information at a tutorial level on how to use many of the techniques and services mentioned in this chapter).

POTTS C. E. and WIEDER B. [1972] Precise time and frequency dissemination via the LORAN-C system. *Proc. IEEE,* Vol. 60, 5, 530-539.

PUSHKIN S. B. [1993] GLONASS common-view time transfer. Proc. 7th European Frequency and Time Forum, p. 147.

SEN GUPTA A., HANJURA A. K. and MATHUR B. S. [1991] Satellite broadcasting of time and frequency signals. *Proc. IEEE,* Vol. 79, 7, 973-983.

SENNEDOT D., MINGUY Y. and THOMAS B. [1993] Use of Loran-C signals for time/frequency transfer. Proc. 7th European Frequency and Time Forum, p. 423.

STARKER S. [1994] Time transfer via satellites — a survey. Proc. 8th European Frequency and Time Forum, p. 275.

STEBBINS S., GIFFORD A. and BEARD R. L. [1989] A comparison of time transfer techniques. Proc. 21st Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, Redondo Beach, CA, USA, November, pp. 215-222.

SYDNOR R. L. and CALHOUN M. [1993] Precise frequency distribution using fiber optics. Proc. 7th European Frequency and Time Forum, p. 399.

Глава 3
Описание: частотная область, временная область

Содержание

3.1 Введение ... 51
3.2 Модель генератора ... 51
3.2.1 Векторная модель фазора и аналитический сигнал ... 51
3.2.2 Малошумящий генератор ... 51
3.2.3 Спектр малошумящего генератора ... 52
3.2.4 Генератор с высоким уровнем шума ... 53
3.2.5 Спектр генератора с высоким уровнем шума ... 53
3.2.6 Эффект умножения частоты ... 53
3.2.7 Демодуляция шумовых процессов ... 54
3.2.8 Стандартное определение шумовых процессов ... 54
3.2.8.1 Процессы амплитудного и фазового шума ... 54
3.2.8.2 Процесс ошибок по времени ... 54
3.2.8.3 Мгновенный частотный процесс ... 54
3.2.9 Мультипликативный и аддитивный шум ... 55
3.2.9.1 Мультипликативный шум ... 55
3.2.9.2 Аддитивный шум ... 55
3.2.10 Полиномиальная модель ... 56
3.3 Описание: определения и методы ... 57
3.3.1 Спектральная область ... 57
3.3.1.1 Основные определения ... 57
3.3.1.2 Концепции спектральной чистоты ... 58
3.3.2 Временная область ... 58
3.3.2.1 Введение ... 58
3.3.2.2 Основные концепции ... 59
3.3.2.2.1 Модель счетчика частоты ... 59
3.3.2.2.2 Оператор скользящего усреднения ... 59
3.3.2.2.3 Оператор приращений ... 60
3.3.2.3 Основные измерения во временной области ... 60
3.3.2.3.1 Действительная дисперсия ... 60
3.3.2.3.2 Дисперсия Аллана ... 61

3.3.2.3.3 Модифицированная дисперсия Аллана ... 62
3.3.2.3.4 Ошибка временного интервала ... 64
3.3.2.3.5 Дисперсия времени ... 65
3.3.2.3.6 Другие измерения во временной области ... 65
3.3.2.3.7 Мультидисперсный анализ ... 66
3.3.2.4 Ловушки ... 66
3.3.2.4.1 Эффект обнаружения переходов через нуль ... 66
3.3.2.4.2 Влияние мертвого времени ... 67
3.3.2.4.3 Влияние полосы пропускания системы ... 67
3.3.2.4.4 Эффекты усечения ... 68
3.3.2.5 Алгоритмы ... 68
3.3.2.5.1 Усреднение частоты при выборке фазы ... 68
3.3.2.5.2 Вычисление классической дисперсии Аллана ... 69
3.3.2.5.3 Вычисление модифицированной дисперсии Аллана ... 70
3.3.2.5.4 Резюме ... 71
3.3.2.6 Применения ... 72
3.3.2.7 Преобразование между временной и частотной областями ... 73
3.3.3 Окружающая среда ... 74
3.4 Переход к следующей главе ... 74
3.5 Приложение: случайные процессы ... 75
3.5.1 Введение ... 75
3.5.2 Определение случайного процесса ... 75
3.5.3 Стационарные случайные процессы ... 75
3.5.4 Нестационарные случайные процессы ... 75
3.5.5 Автокорреляционная функция ... 75
3.5.6 Спектральная плотность мощности ... 75
3.5.7 Линейная фильтрация случайных процессов ... 76
Литература ... 77

3.1 Введение

Эта глава представляет собой введение в методы, используемые для описания случайных нестабильностей частоты и фазы генераторов как в частотной, так и во временной областях.

Описание фазовой и частотной нестабильностей в прецизионных генераторах уже имеется в Рекомендации МСЭ-R TF.538 и в обширной литературе. Например, все ссылки [Allan, 1987; Allan и др., 1988; IEEE, 1988; Lesage и др., 1979; Rutman, 1978 и Stein, 1985] являются обзорными статьями, касающимися тех же вопросов, что и настоящая Глава.

Новизна именно этой публикации — в том, что различные разделы представляются в унифицированном подходе с использованием понятий электронной техники таких, как аналитический сигнал, случайные процессы, линейные операторы, передаточные функции, теорема дискретизации и т. д., вместо следования общепринятому подходу, происходящему из исторического развития понятий, характеризующих время и частоту.

Особые усилия были предприняты для того, чтобы дать читателю необходимые сведения о теоретических аспектах методов описания частотного и фазового шума и в то же время дать практические советы и алгоритмы для их применения. Следующая Глава рассматривает подобные темы, но с более экспериментальным уклоном.

3.2 Модель генератора

3.2.1 Векторная модель фазора и аналитический сигнал

Сигнал синусоидального генератора — узкополосный, полосовой сигнал, с центром около несущей частоты ν_0. Его можно смоделировать фазором, т. е. вектором, вращающимся в комплексной плоскости с несущей частотой:

$$Y(t) = A \cdot \gamma(t) \cdot \exp(j2\pi\nu_0 \cdot t). \tag{3.1}$$

A — номинальная амплитуда, $\gamma(t)$ — комплексная огибающая, и $\exp(j2\pi\nu_0 t)$ — вектор. Реальный сигнал $s(t)$ представляет собой вещественную часть векторного сигнала $\Psi(t)$:

$$Y(t) = s(t) + j \cdot \bar{s}(t), \tag{3.2}$$

где $s(t)$ — преобразование Гилберта от $\bar{s}(t)$, т. е. проекция вектора на вещественную ось.

Можно показать, что представление вектором полосового сигнала является специфическим случаем аналитического сигнала [Bedrosian, 1962; Bernier и др., 1985].

Комплексная огибающая $\gamma(t)$ аналитического сигнала представляет собой низкочастотный комплексный случайный процесс, который представляет информацию в виде модуляции несущей частоты. В случае связного полосового сигнала низкочастотный сигнал сообщения целенаправленно переносится на несущую частоту путем модуляции. С другой стороны, в случае сигнала генератора, комплексная огибающая — это характеристика случайного процесса для определенного вида генератора: кварцевого генератора, атомного стандарта частоты и т. д. Сведения о случайной модуляции можно найти в ссылке [Papoulis, 1983].

Комплексная огибающая может быть разложена либо в синфазный $p(t)$ и квадратурный $q(t)$ низкочастотные процессы, либо в единичную несущую частоту, процесс амплитудного низкочастотного шума $\varepsilon(t)$ и фазовый процесс низкочастотного шума $\phi(t)$:

$$\gamma(t) = p(t) + j \cdot q(t) = [1 + \varepsilon(t)] \cdot \exp(j\phi(t)). \tag{3.3}$$

3.2.2 Малошумящий генератор

В случае прецизионного или малошумящего генератора среднеквадратичное значение фазового шума намного ниже единицы, а также среднеквадратичное значение амплитудного шума намного ниже единицы,

$$E\{\phi^2(t)\} << 1$$

$$E\{\varepsilon^2(t)\} << 1,$$

где E{ } — оператор математического ожидания, и показательное выражение фазового шума может быть линеаризовано:

$$\exp(j\phi(t)) \approx 1 + j \cdot \phi(t),$$

приводя к более низкому порядку:

$$\Psi(t) = A[1 + \varepsilon(t) + j\phi(t)] \cdot \exp(j2\pi\nu_0 t). \tag{3.4}$$

При этих условиях синфазная составляющая, p(t), может быть определена как единичная несущая плюс амплитудный шум, в то время как квадратурная составляющая, q (t), определяется как фазовый шум.

$$\begin{aligned} p(t) &= 1 + \varepsilon(t) \\ q(t) &= \phi(t). \end{aligned} \tag{3.5}$$

Фазовый шум и амплитудный шум — ортогональны, если комплексную огибающую представить в комплексной плоскости. Это свойство дает возможность независимо демодулировать процессы фазового и амплитудного шумов путем синхронного детектирования, как это объясняется ниже, но это свойство остается справедливым только для случая малошумящих генераторов.

3.2.3 Спектр малошумящего генератора

Отметим, что определения автокорреляционных функций и спектральных плотностей мощности даются в приложении по случайным процессам и следуют обозначениям, используемым в [Wozencraft и др., 1965]. В частности $S_{\phi\phi}(f)$ относится к двусторонней спектральной плотности мощности случайного процесса $\phi(t)$, $S^{+}_{\phi\phi}(f)$ относится к односторонней спектральной плотности мощности случайного процесса $\phi(t)$, в то время как $R_{\phi\phi}(\tau)$ относится к автокорреляционной функции случайного процесса $\phi(t)$. Более того, отметим, что за пределами данной главы настоящего справочника автокорреляционная функция от $\phi(t)$ записывается как $R_{\phi}(\tau)$ и соответствующая спектральная плотность $S_{\phi}(f)$. Стандарт МСЭ и ИИЭР (Института инженеров по электротехнике и радиотехнике) использует односторонние спектральные плотности. Автокорреляционная функция составной огибающей, связанной с сигналом малошумящего генератора, определяется выражением (3.5) в [Bernier и др., 1985]:

$$R_{\gamma\gamma}(\tau) = 1 + R_{\varepsilon\varepsilon}(\tau) + R_{\phi\phi}(\tau). \tag{3.6}$$

Спектральная плотность мощности сигнала генератора $s(t)$ — это преобразование Фурье от низкочастотной автокорреляционной функции (3.6), транслируемой на несущую частоту, следуя (3.1) и (3.2), что ведет к:

$$S^{+}_{ss} = \frac{A^2}{2}\left(\delta(f - \nu_0) + S_{\varepsilon\varepsilon}(f - \nu_0) + S_{\phi\phi}(f - \nu_0)\right), \tag{3.7}$$

где $\delta(f - \nu_0)$ — функция Дирака, представляющая несущую частоту, и где $S_{\varepsilon\varepsilon}(f - \nu_0)$ и $S_{\phi\phi}(f - \nu_0)$ — двусторонние спектральные плотности мощности амплитудного и фазового шумов.

Малошумящий генератор, поэтому, проявляется в спектральном анализаторе как несущая частота с номинальным значением ν_0, с наложенными двусторонними спектральными плотностями мощности амплитуды и фазы, перенесенными на несущую частоту. В терминах электросвязи этот спектр — спектр несущей частоты, модулированной по амплитуде и одновременно по фазе (с низким индексом модуляции) при помощи характеристик амплитудных и фазовых случайных процессов генератора.

Уравнения этого раздела верны только в том случае, когда спектр сигнала симметричен относительно ν_0. Если же нет, то (3.6) содержит тогда член векторного перемножения, и (3.7) может быть написано как (3.7′). {[Bernier 1985, уравнение 14}. Для $|\nu| < \nu_0$;

$$\frac{1}{2}[S^{+}_{ss}(\nu_0 + f) + S^{+}_{ss}(\nu_0 - f)] = \frac{A^2}{4}[S_{\gamma\gamma}(f) + S_{\gamma\gamma}(-f)] = \frac{A^2}{2}[\delta(f) + S_{\varepsilon\varepsilon}(f) + S_{\phi\phi}(f)], \tag{3.7′}$$

которое говорит, что средний уровень боковой полосы = уровень АМ + уровень ФМ. Отметим, что $S_{\phi\phi}(f) = £(f)$, см. (3.24).

3.2.4 Генератор с высоким уровнем шума

В случае генератора с высоким уровнем шума среднеквадратичное значение процесса фазового шума велико

$$E\{\phi^2(t)\} \geq 1,$$

и показательное выражение комплексной огибающей невозможно линеаризовать. В этом случае процесс фазового шума вносит вклад в синфазную и квадратурную составляющие комплексной огибающей, давая на выходе:

$$p(t) = (1 + \varepsilon(t)) \cos \phi(t) \quad \text{и}$$
$$q(t) = \sin \phi(t). \tag{3.8}$$

В этом случае процессы амплитудного и фазового шумов больше не ортогональны в комплексной плоскости. Отсутствие ортогональности усложняет проблему независимой демодуляции этих процессов. Проблема демодуляции рассматривается в Главе 4.

3.2.5 Спектр генератора с высоким уровнем шума

Предполагая, что амплитудный шум незначителен, а фазовый шум высок, можно показать, что автокорреляционная функция комплексной огибающей может быть разделена на три члена, описывающие, соответственно, несущую, синфазную и квадратурную составляющие [Bernier и т. д., 1985]:

$$R_{\gamma\gamma}(\tau) = \exp\left(-R_{\phi\phi}(0)\right) + r_p(\tau) + r_q(\tau), \tag{3.9}$$

где

$$r_p(\tau) = \left[\exp\left(-R_{\phi\phi}(0)\right)\cosh\left(R_{\phi\phi}(\tau)\right) - 1\right], \quad \text{и}$$
$$r_q(\tau) = \left[\exp\left(R_{\phi\phi}(0)\right)\right] \sinh\left(R_{\phi\phi}(\tau)\right). \tag{3.10}$$

Поэтому односторонняя спектральная плотность мощности полосового сигнала $s(t)$ равна [Bernier, и др., 1985]:

$$S_{ss}^{+}(f) = \frac{A^2}{2}\left(\exp(-R_{\phi\phi}(0))\delta(f - \nu_0) + G_p(f - \nu_0) + G_q(f - \nu_0)\right), \tag{3.11}$$

где G_p и G_q — преобразования Фурье от r_p и r_q.

Когда среднее квадратичное значение $R_{\phi\phi}(0) = E\{\phi^2(t)\}$ фазового шума превышает единицу, несущая спадает по экспоненте, т. е. сигнал становится некогерентным, а синфазная и квадратурная спектральные составляющие стремятся принять форму кривой Гаусса независимо от первоначальной формы спектральной плотности мощности фазового шума. В теории электросвязи это известно как теорема Вудворда [Bernier и др., 1985; Blachman и др., 1969; Papoulis, 1983]. В случае низкочастотного процесса белого фазового шума несущая исчезает полностью и спектр становится Гауссовым, когда среднее квадратичное значение фазового шума превышает примерно 8 рад^2 [Bernier и др., 1985]. Вышесказанное является простым стационарным случаем. В любом практическом генераторе, тем не менее, фазовый шум также и нестационарный. Нестационарный случай рассматривается в [Walls и др., 1975].

3.2.6 Эффект умножения частоты

Когда несущая умножается на n в умножителе частоты, амплитудный шум $\varepsilon(t)$ может поддерживаться очень низким путем использования ограничителей, но фазовый шум $\phi(t)$ умножается на n. Среднее квадратичное значение процесса фазового шума поэтому умножается на n^2 в идеальном случае. На практике уровень фазового шума может быть выше, чем этот основной более низкий предел, а уровень амплитудного шума зависит от действительных характеристик умножителя. Если коэффициент умножения n достаточно высок, среднее квадратичное значение процесса фазового шума с течением времени достигает и превышает единицу. Если это так, то исходный сигнал малошумящего генератора становится сигналом сильно шумящего генератора, т. е. становится более или менее некогерентным, как описывалось выше. См. Главу 4 для большей детализации, а также для информации о демодуляции шумовых процессов.

3.2.7 Демодуляция шумовых процессов

Применение методов описания характеристик во временной и частотной областях, рассматриваемых в следующих разделах, подразумевает, что низкочастотный фазовый шумовой процесс $\phi(t)$ исследуемого генератора может быть выделен демодуляцией. Выделение фазового шума проще в случае генератора с низким фазовым шумом.

Для описания характеристик генераторов во временной области, метод демодуляции — это гетеродинное преобразование с понижением частоты до сравнительно низкой промежуточной частоты (ПЧ) с последующим детектированием по пересечению нулевого уровня. Далее пересечения нулевого уровня являются "маркируемыми по времени" или период ПЧ усредняется и дискретизируется с использованием цифрового счетчика периода/частоты или счетчика меток времени.

В случае использования методов описания спектральной области демодуляция — это синхронное детектирование. Синхронное детектирование полосового сигнала местного генератора в фазе с несущей дает на выходе синфазную составляющую комплексной огибающей, т. е. $p(t)$.И наоборот, синхронное детектирование полосового сигнала местного генератора в квадратуре с несущей дает на выходе квадратурную (сдвинутую на 90 градусов) составляющую комплексной огибающей, т. е. $q(t)$.

Как показано выше, процессы амплитудного и фазового шумов — ортогональны на комплексной плоскости, и потому могут быть легко разделены синхронным детектированием в случае процесса фазового шума с небольшим среднеквадратичным значением.

Более того, при низких частотах Фурье фазовый шум любого реального генератора обычно моделируется нестационарным процессом типа "степенной зависимости", см. ниже разделы о многочленной модели и о нестационарных процессах, среднее значение которых может определяться только локально. Поэтому единственный путь для поддержания местного генератора в квадратуре с несущей в целях синхронного детектирования фазового шума — использование приемов фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ). Фаза местного генератора должна корректироваться постоянно для отслеживания медленного случайного фазового дрейфа исследуемого генератора по отношению к эталонному генератору.

3.2.8 Стандартное определение шумовых процессов

3.2.8.1 Процессы амплитудного и фазового шума

Основные шумовые процессы в генераторе — процессы амплитудного и фазового шума $\varepsilon(t)$ и $\phi(t)$, определенные выше в векторной модели генератора. Эти шумовые процессы в малошумящем генераторе ортогональны в комплексной плоскости и могут быть детектированы независимо с очень хорошим подавлением друг друга. Поэтому для целей анализа стабильности частоты можно пренебречь амплитудным шумом и учитывать только процесс фазового шума. Здесь следует быть осмотрительным. В некоторых приборах может иметь место преобразование АМ в ФМ. Даже линейная полосовая фильтрация производит преобразование АМ в ФМ, если передаточная функция не точно симметрична по отношению к несущей частоте [Bernier и др., 1985]. За более детальным обсуждением обращайтесь к Главе 4.

3.2.8.2 Процесс ошибок по времени

Процесс ошибок по времени может быть определен как нормализованная разница фаз, накопленная между генератором, используемым как часы, и эталонным генератором, рассматриваемым как эталонные часы. Он связан с процессом фазового шума соотношением:

$$x(t) = \frac{\phi(t)}{2\pi\nu_0}, \tag{3.12}$$

где номинальная частота ν_0 выражается в [Гц], а ошибка по времени в [с].

3.2.8.3 Мгновенный частотный процесс

Нормализованная мгновенная девиация частоты $y(t)$ определяется как производная процесса ошибки по времени $x(t)$:

$$y(t) = \frac{dx(t)}{dt} = \frac{1}{2\pi\nu_0} \cdot \frac{d\phi(t)}{dt}, \tag{3.13}$$

$y(t)$ не имеет единиц. Это “девиация” частоты в том смысле, что она, будучи ассоциированной с комплексной огибающей, описывает не мгновенную частоту сигнала генератора $s(t)$, а девиацию частоты по отношению к номинальной несущей частоте ν_0.

Мгновенная частота $\nu_0(t)$ в [Гц] относится к $y(t)$, как:

$$y(t) = \frac{\nu(t) - \nu_0}{\nu_0}. \tag{3.14}$$

Именно нормализованная девиация частоты $y(t)$ является наиболее подходящей величиной для целей анализа стабильности частоты. Нормализованная девиация частоты сохраняется после умножения или деления частоты, а также позволяет непосредственно сравнивать уровни нестабильности частоты двух генераторов с различными номиналами несущей частоты.

3.2.9 Мультипликативный и аддитивный шум

3.2.9.1 Мультипликативный шум

Когда сигнал генератора усиливается, передается, умножается или подвергается другому виду обработки, он может ухудшаться как мультипликативными шумами, так и аддитивными, или теми и другими.

Мультипликативный шум — это фактически процесс случайной модуляции, который может быть представлен в форме, подобной комплексной огибающей самого сигнала генератора.

Предположим, что сигнал генератора усиливается и что усилитель вводит случайные АМ и ФМ модуляции сигнала. Механизмом случайной модуляции может быть, например, шум мерцания в токах поляризации транзисторов, который модулируют усиление и фазовый сдвиг на несущей частоте. Функция модуляции, связанная с шумовым процессом при умножении, имеет форму:

$$M(t) = 1 + \varepsilon_m(t) + j\phi_m(t). \tag{3.15}$$

Комплексная огибающая сигнала генератора на выходе усилителя — это комплексная огибающая на входе, умноженная на функцию модуляции. Предполагая, что фазовые шумовые процессы исходного сигнала и усилителя являются малошумящими,

$$\mathrm{E}\{(\phi_i(t))^2\} << 1 \text{ и } \mathrm{E}\{(\phi_m(t))^2\} << 1,$$

комплексная огибающая малошумящего генератора на входе:

$$\gamma_i(t) = 1 + \varepsilon_i(t) + j\,\phi_i(t) \tag{3.16}$$

и, пренебрегая квадратичными членами, комплексная огибающая сигнала генератора на выходе равна

$$\gamma_0(t) = M(t)\,\gamma_i(t) = 1 + \varepsilon_i(t) + \varepsilon_m(t) + j\,(\phi_i(t) + \phi_m(t)). \tag{3.17}$$

Отсюда видно, что в случае низкого фазового шума, когда процессы амплитудного и фазового шумов ортогональны, мультипликативные процессы амплитудных и фазовых шумов просто прибавляются к первоначальным процессам амплитудного и фазового шума.

3.2.9.2 Аддитивный шум

Случай аддитивного шума можно рассматривать следующим образом: представим процесс белого шума $n(t)$ в ограниченной полосе частот с односторонней спектральной плотностью мощности шума N_0. Согласно теореме представления Райса [Papoulis, 1983; Wozencraft и др., 1965], любой полосовой случайный процесс может быть разложен на синфазную и квадратурную составляющие по отношению к произвольной несущей частоте ν_0:

$$n(t) = \sqrt{2}(n_p(t) + jn_q(t))\ \exp(j2\pi\nu_0 t). \tag{3.18}$$

Предполагая, что полосовой процесс является процессом белого шума в ограниченной полосе частот с шириной 2B и односторонней спектральной плотностью N_0, и предполагая, кроме того, что эта спектральная плотность мощности симметрична по отношению к произвольной несущей частоте ν_0, можно показать, что $n_p(t)$ и $n_q(t)$ — это статистически независимые низкочастотные процессы белого шума при односторонней спектральной плотности мощности N_0 и ширине полосы частот B [Wozencraft и др., 1965].

Разложение по Райсу является фактически аналитическим представлением сигнала. Нормализуя по пиковому значению амплитуды A несущей сигнала генератора, получаем:

$$n(t) = A\left(\frac{\sqrt{2}}{A}n_p(t) + j\frac{\sqrt{2}}{A}n_q(t)\right)\exp(j2\pi\nu_0 t). \tag{3.19}$$

Сравнивая каждый член с аналитическим сигналом (3.4) малошумящего генератора, находим, что вклады в амплитудный и фазовый шумы со стороны аддитивного шума — это два идентичных процесса низкочастотного белого шума с шириной полосы частот B.

$$S^+_{\varepsilon\varepsilon}(f)\,|_{\text{additive}} = S^+_{\phi\phi}(f)\,|_{\text{additive}} = \frac{N_0}{\frac{1}{2}A^2} = \frac{1}{S/N(1\,\text{Гц})}. \tag{3.20}$$

Односторонняя спектральная плотность мощности обоих процессов равна обратному значению соотношения сигнал/шум в полосе частот шириной 1 Гц. Здесь мощность шума в ширине полосы частот определяется как спектральная плотность мощности N_0 аддитивного шума $n(t)$, а мощность сигнала определяется как мощность синусоидальной несущей с пиковой амплитудой A.

3.2.10 Полиномиальная модель

Обычный путь моделирования шума генератора — это использование полиномиальной модели для $S^+_{yy}(f)$.

$$S^+_{yy}(f) = \sum_{a=-2}^{a=2} h_a\ f^a\ . \tag{3.21}$$

Поскольку фазово-временной процесс $x(t)$ является интегралом от частотного процесса $y(t)$, имеется прямое соответствие между спектральными плотностями мощности процессов $x(t)$ и $y(t)$:

$$S^+_{xx}(f) = \frac{S^+_{yy}(f)}{(2\pi f)^2} = \frac{1}{(2\pi)^2}\sum_{\beta=-4}^{0} h_a f^{\beta}, \quad \text{где } \beta = \alpha - 2. \tag{3.22}$$

В таблице 3.1 суммированы различные виды шумовых процессов, встречающихся в полиномиальной модели генераторов. Эта модель удобна для классификации различных видов процессов шума и для перевода одного вида измерения стабильности частоты в другой.

Отметим, что, вообще говоря, для процесса по степенному закону $z(t)$ при спектральной плотности мощности $S^+zz(f) = kf^{\theta}$, этот процесс нестационарный, если $\theta \le -1$ в том смысле, что среднеквадратичное значение этого процесса дается выражением:

$$E\{z^2(t)\} = R_{xx}(0) = \int_0^{\infty} S^+_{xx}(f)\,df, \tag{3.23}$$

которое не определяется, когда интеграл расходится с самого начала. Отметим, что здесь мы используем общий процесс $z(t)$ и показатель степени θ для того, чтобы указать основные характеристики, которые одинаково хорошо применимы к фазово-временным процессам $x(t)$ и к частотным процессам $y(t)$ с их соответствующими показателями степени β и α.

Интеграл (3.23) не сходится на высоких частотах Фурье для $\theta \geq -1$, поскольку процессы по чистому степенному закону не являются ограниченными по полосе частот. Эта проблема — только артефакт этой модели, так как действительные процессы фазового и частотного шума в генераторах всегда ограничены полосой частот.

ТАБЛИЦА 3.1

Классификация процессов по степенному закону в полиномиальной модели

	Показатель α для $S^{+}_{yy}(f)$	Показатель β для $S^{+}_{xx}(f)$
Белый шум ФМ	2	0
Шум мерцания ФМ	1	–1
Белый шум ЧМ	0	–2
Шум мерцания ЧМ	–1	–3
Случайные блуждания ЧМ	–2	–4

Если шум f^{-1} часто называется “шумом мерцания”, то первый интеграл процесса белого шума дает выходной процесс по степенному закону f^{-2}, который называется “случайным блужданием” или процессом одномерного Броуновского движения.

[Greenhall, 1983] показал, что случайные процессы по степенному закону, обнаруженные в генераторах, могут характеризоваться значениями спектральной плотности мощности, даже когда они не стационарны ($\theta \leq -1$).

3.3 Описание: определения и методы

3.3.1 Спектральная область

3.3.1.1 Основные определения

В спектральной области обычно используются четыре критерия для описания генератора: спектральная плотность мощности от $y(t)$, спектральная плотность мощности от $x(t)$, спектральная плотность мощности от $\phi(t)$ и $\pounds(f)$ — измерение спектра, относящееся к понятию спектральной чистоты.

Основные спектры приведены в таблице 3.2. Вопрос, какую из характеристик $y(t)$, $x(t)$ или $\phi(t)$ использовать, зависит от конкретного применения. Тем не менее, наиболее часто спектральные измерения используются для оценки спектральной чистоты генератора, поэтому обычно дается спектральная плотность от $\phi(t)$.

ТАБЛИЦА 3.2

Основные измерения в спектральной области

Измерение	Символ
PSD от $y(t)$	$S^{+}_{yy}(f)$ [Гц$^{-1}$]
PSD от $x(t)$	$S^{+}_{xx}(f)$ [с^{2}Гц$^{-1}$]
PSD от $\phi(t)$	$S^{+}_{ff}(f)$ [рад^{2}Гц$^{-1}$]
Запись L(f)	$\pounds(f)$ [Гц$^{-1}$]

Мера спектральной чистоты £(f) определяется как:

$$£(f) \equiv \frac{1}{2} S^{+}_{\phi\phi}(f). \tag{3.24}$$

Соотношение между этими двумя измерениями определяется ниже.

3.3.1.2 Концепции спектральной чистоты

Спектральная чистота генератора относится к шуму, определенному с каждой стороны несущей, когда сигнал генератора непосредственно измеряется анализатором спектра.

Вспомнив, что спектральная плотность мощности сигнала $s(t)$ генератора при низком фазовом шуме задается (3.7), предположим, что спектральная плотность мощности сигнала генератора измеряется, нормализуется по средней мощности несущей $^1/_2 A^2$ и переносится из ν_0 в начало низкочастотного спектра.

$$£(f) \equiv \frac{S^{+}_{\phi\phi}(f+\nu_0)}{^1/_2 A^2} = \delta(f) + S^{+}_{\varepsilon\varepsilon}(f) + S^{+}_{\phi\phi}(f). \tag{3.25}$$

Этим удовлетворяется определение меры спектральной чистоты £ (f), если амплитудный шум $\varepsilon(t)$ может быть сделан пренебрежимо малым по отношению к фазовому шуму $\phi(t)$. Тогда мера спектральной чистоты становится идентичной мере фазового шума для всех частот Фурье, за исключением нулевой. Это часто не соответствует истине для синтезаторов частоты и других приборов, где сигнал генератора прошел через ряд каскадов усиления.

Отметим, тем не менее, что анализаторы спектра промышленного производства не имеют ни необходимой разрешающей способности, ни динамического диапазона для определения свойств фазового шума при прямом измерении полосового сигнала s(t). Более того, амплитудным шумом зачастую нельзя пренебрегать. Другими словами, реальные измерения £(f) на практике не осуществимы. Поэтому, хотя для генераторов промышленного производства почти всегда указывают £(f), действительные измерения включают в себя демодуляцию $\phi(t)$ путем применения метода фазовой автоподстройки частоты и определения спектральной плотности мощности с использованием цифрового низкочастотного спектрального анализатора. Измеренное $S^{+}_{ff}(f)$ затем делится на два и обозначается как £(f).

3.3.2 Временная область

3.3.2.1 Введение

Временная область, в отличие от частотной, имеет дело с результатами усреднения за различные отрезки времени τ. Для измерения во временной области существуют преобразования Фурье между частотой Фурье, f, и параметром временной области, τ. Наблюдение за зависимостью какого-либо отклонения от изменения τ часто очень полезно для понимания характеристик генератора.

Характеристики временной области используют статистические данные, рассчитанные из дискретных временных серий измерений средней частоты, полученных из цифрового счетчика, который используется для измерения частоты биений между проверяемым генератором и эталонным генератором. Те же серии дискретного времени могут, конечно же, использоваться, например в БПФ (быстрое преобразование Фурье), для расчета спектра в частотной области.

Подход этого представления, с другой стороны, состоит в определении дисперсий во временной области, исходя из среднего квадратичного значения непрерывного стационарного случайного процесса, полученного путем применения линейного оператора, конкретно для рассматриваемой дисперсии во временной области, к мгновенному частотному процессу $y(t)$. Так как $y(t)$, усредненное за τ, составляет $(x(t) - x(t-\tau)) / \tau$, то эти дисперсии также могут быть выведены через $x(t)$.

Такой подход дает возможность установить различные дисперсии в более простой и более интуитивной форме, чем прежде. Тот факт, что на практике эти дисперсии оцениваются через ограниченное число измерений основного постоянного процесса, отражает только неопределенность оценки. Проблема неопределенности практической

оценки дисперсий может решаться отдельно от определения самой дисперсии и она уже широко исследуется в литературе.

3.3.2.2 Основные концепции

3.3.2.2.1 Модель счетчика частоты

Представим, что проверяемый генератор (OUT) должен быть охарактеризован во временной области. Обычный прием — применить гетеродин для переноса исходного полосового сигнала до произвольной низкой частоты биений ν_0 путем смешивания сигнала проверяемого генератора с сигналом эталонного генератора, намного более стабильного, чем проверяемый генератор. Этот НЧ сигнал биений достоверно воспроизводит флуктуации исходной частоты проверяемого генератора, которые обычно измеряются цифровым счетчиком частоты.

Обычный цифровой счетчик измеряет сигнал биений частоты путем подсчета переходов сигнала через нуль. Пересечение нуля, как правило, означает точку времени, где напряжение сигнала пересекает нуль вольт, переходя в положительные значения. Для каждого периода, T выборки, счетчик представляет выборку ν_k, которая является мгновенной частотой $\nu_b(t)$ [Гц], усредненную за время, τ, открытия стробирующей схемы.

В большинстве счетчиков частоты период, T, выборки больше, чем время усреднения, τ. Поэтому имеется мертвое время, $T - \tau$, во время которого счетчик усредняет частоту, устанавливает в состояние “0” внутренние счетчики/регистры и ожидает следующего перехода сигнала через нуль. Следующий подсчет может начаться только при следующем переходе сигнала через нуль, поэтому в счетчике частоты мертвое время — это по крайней мере один период сигнала.

Как будет объяснено ниже, мертвое время может быть важным показателем, потому что оно отклоняет статистические данные, когда для измерений во временной области используются выборки.

Если номинальная средняя частота ν_b вычитается из выборок ν, и если они нормализуются по отношению к средней частоте ν_0 проверяемого генератора, то получаем нормализованные выборки y_k

$$y_k = \frac{\nu_k - \nu_b}{\nu_0}. \tag{3.26}$$

Дискретный случайный процесс или временные серии $y_0, y_1, y_2, \ldots y_k$, поступающие из счетчика частоты, эквивалентны поэтому постоянному случайному процессу y (t, τ), т. е. скользящему среднему значению $y(t)$ за время τ, как определяется в следующем разделе, при выборке с периодом T.

Методы описания стабильности частоты во временной области обычно определяются исходя из статистических данных, полученных для дискретного процесса $y_0, y_1, y_2, \ldots, y_k$, поступающих из счетчика частот. Мы покажем, однако, что эти методы легче понять, когда они также определены с точки зрения непрерывных случайных процессов, лежащих в их основе.

3.3.2.2.2 Оператор скользящего усреднения

Как уже упоминалось, дисперсии во временной области традиционно определялись исходя из статистических данных, полученных для временных дискретных серий $y_0, y_1, y_2, \ldots, y_k$ поступающих из счетчика частоты. Выборки, получаемые из счетчика, это — периодические выборки мгновенной частоты, усредненные за интервал времени, τ, открытия стробирующей схемы.

Выборки частоты из счетчика могут рассматриваться как дискретные выборки скользящего среднего значения от $y(t)$:

$$y_0, y_1, y_2, \ldots y_k = y(t_0, \tau),\ y(t_0+T, \tau),\ y(t_0+2T, \tau)\ldots, y(t_0+kT, \tau),$$

где T — период взятия выборок и где:

$$ma(\tau)\{y(t)\} = y(t, \tau) = \frac{1}{\tau}\int_{t-\tau}^{t} y(\alpha)d\alpha. \tag{3.27}$$

определяет причинный оператор скользящего усреднения. Отметил, что “причинный” — это отражение того факта, что оператор, применяемый в момент времени t, определяется только исходя из настоящих и прошедших значений данного процесса. Импульсный отклик оператора скользящего усреднения ma(τ){} — это положительная импульсная функция продолжительности и амплитуды 1/τ. Квадратичный модуль его передаточной функции равен:

$$\left|H_{ma}(f)\right|^2 = \frac{\sin^2(\pi f\tau)}{(\pi f\tau)^2}. \tag{3.28}$$

Оператор скользящего усреднения описывает процесс усреднения, имеющий место внутри счетчика частоты, и будет использован ниже для анализа дисперсий во временной области.

3.3.2.2.3 Оператор приращений

Оператор приращений Δ(τ){} определяется как:

$$\Delta(\tau)\{x(t)\} = x(t) - x(t-\tau). \tag{3.29}$$

Он может применяться рекурсивно. Когда он применяется впервые, результат называется “первая разность”. При применении дважды:

$$\Delta^{(2)}(\tau)\{x(t)\} = \Delta(\tau)\{\Delta(\tau)\{x(t)\}\} = x(t) - 2x(t-\tau) + x(t-2\tau) \tag{3.30}$$

результат называется “вторая разность” и т. д.

Квадрат модуля передаточной функции, ассоциируемой с оператором приращений Δ(τ){}, равен:

$$\left|H_{\Delta}(f)\right|^2 = 4\sin^2(\pi f\tau). \tag{3.31}$$

Отметим, что передаточная функция оператора приращений эквивалентна взятию первой производной для низких частот Фурье, близких к нулю:

$$\left|H_{\Delta}(f)\right|^2 = 4\sin^2(\pi f\tau) = 4(\pi f\tau)^2 \quad \text{для } f \ll \frac{1}{\pi\tau}. \tag{3.32}$$

Как следствие, первая разность $\Delta(\tau)\{z(t)\}$ процесса по степенному закону $z(t)$, со спектральной плотностью мощности $S^{+}_{zz}(f) = k f^{\theta}$, дает на выходе процесс со спектральной плотностью мощности $4k \sin^2(\pi f\tau) f^{\theta}$, который ведет себя как степенной процесс с показателем степени θ + 2 в области низких частот Фурье, близких к нулю.

Поэтому, например, оператор приращений будет трансформировать нестационарный процесс мерцания с показателем θ = –1 в стационарный процесс с показателем степени θ = +1 в районе низких частот Фурье.

Полученный процесс не является более процессом “по степенному закону”, так как оператор приращений не эквивалентен оператору первой производной для всех частот Фурье, но, тем не менее, он является стационарным.

Способность оператора приращений, применяемого однажды или несколько раз, трансформировать нестационарный процесс по степенному закону в стационарный путем фильтрации верхних частот является основополагающей для определения измерений стабильности частоты во временной области.

3.3.2.3 Основные измерения во временной области

3.3.2.3.1 Действительная дисперсия

На первый взгляд логично характеризовать стабильность частоты проверяемого генератора путем определения действительной дисперсии выборок частоты:

$$I^2(\tau) = E\{y_k^2\}. \tag{3.33}$$

Временные серии y_k — это выборки постоянного скользящего процесса усреднения $y(t, \tau)$; поэтому среднеквадратичное значение временных серий равно среднему квадратичному значению $y(t, \tau)$. Используя (3.23), (3.28) и (3.A4), сразу же получаем:

$$I^2(\tau) = \int_0^\infty S_{yy}^+(f) \frac{\sin^2(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df, \tag{3.34}$$

что связывает действительную дисперсию со спектральной плотностью мощности процесса y(t).

К сожалению, интеграл (3.34) имеет бесконечный предел для нестационарных шумовых процессов по степенному закону, т. е. для $\alpha \leq -1$.

Другими словами, временные серии y_k, поступающие из счетчика, не стационарны, так как лежащий в основе постоянный процесс $y(t, \tau)$ является нестационарным. Среднеквадратичное значение от $y(t, \tau)$, которое определяет действительную дисперсию, расходится, т. е. становится бесконечным, если оно усредняется за бесконечно большое время из-за нестационарности моделей, представляющих рассматриваемые генераторы.

Это наблюдение, сделанное в самом начале эры атомных стандартов частоты, привело к определению других, более приемлемых мер стабильности частоты во временной области.

3.3.2.3.2 Дисперсия Аллана

Традиционная или классическая дисперсия Аллана определяется как усредненная дисперсия двух выборок частоты y_k, измеренных без мертвого времени, т. е. при T = τ.

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} E\{(y_k - y_{k-1})^2\}. \tag{3.35}$$

Отмечая, что действие определения разности двух соседних выборок, измеренных без мертвого времени, эквивалентно применению оператора первой разности за время τ, приходим к выводу, что дисперсия Аллана может быть определена как среднеквадратичное значение непрерывного процесса $\Delta(\tau)\{y(t, \tau)\}$.

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} E\{(\Delta(\tau)\{y(t, \tau)\})^2\}. \tag{3.36}$$

С помощью линейных операторов оригинальный процесс $y(t)$ фильтруется путем применения оператора скользящего среднего, моделирующего работу счетчика, с последующим оператором первой разности. Используя (3.23), (3.28), (3.31) и (3.A4), сразу же получаем:

$$\sigma_y^2(\tau) = 2\int_0^\infty S_{yy}^+(f) \frac{\sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df. \tag{3.37}$$

Этот интеграл определяется и имеет конечное значение для всех процессов по степенному закону из таблицы 3.2. Процесс $\Delta(\tau)\{y(t, \tau)\}$, чье среднеквадратичное значение определяет классическую дисперсию Аллана, является действительно стационарным, хотя первоначальный не отфильтрованный процесс $y(t)$ был нестационарным. Это получается в результате работы фильтра верхних частот оператора первой разности.

Если счетчик, производящий выборки y_k, имеет мертвое время, тогда операция скользящего среднего берется за интервал τ открытия схемы стробирования, а операция получения первой разности берется за интервал T взятия выборок. Поэтому, то же определение (3.35), применяемое к выборкам частоты y_k, теперь дает другой результат, так как при повторном применении (3.23), (3.28), (3.31) и (3.A4), как и раньше, мы получим:

$$\sigma_y^2(\tau, T) = 2\int_0^\infty S_{yy}^+(f) \frac{\sin^2(\pi f T)\sin^2(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df \tag{3.38}$$

вместо (3.37).

Наличие мертвого времени при получении выборок усредненной частоты приводит к сдвигу в статистических данных и больше не дает действительную дисперсию Аллана, когда определение (3.35) применяется к выборкам.

В некоторых случаях этот сдвиг может быть малым. В случае белого шума при ЧМ он равен нулю. В общем случае, если такой сдвиг присущ системе измерения и его нельзя избежать, то необходимо это учитывать.

3.3.2.3.3 Модифицированная дисперсия Аллана

Модифицированная дисперсия Аллана изначально была определена через выборки x_k фазово-временного процесса $x(t)$ [Allan и др., 1981]:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2}\frac{1}{(n\tau_0)^2} E\left\{\left(\frac{1}{n}\sum(x_{i+2n} - 2x_{i+n} + x_i)\right)^2\right\}. \tag{3.39}$$

Чтобы облегчить сравнение с классической дисперсией Аллана, выражение (3.39) может быть переписано через выборки частоты:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2} E\left\{\left[\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} y_{i+k+n} - \frac{1}{n}\sum_{k=1}^{n} y_{i+k}\right)\right]^2\right\}, \tag{3.40}$$

где y_k — выборки частот, измеряемые без мертвого времени и усредненные за интервал τ_0 выборки.

Эта новая формула (3.40) может интерпретироваться следующим образом. Внутренние суммирования группируют элементарные выборки n по n в супервыборки, усредненные за период $n\tau_0 = \tau$. Внешнее суммирование, с другой стороны, является операцией дискретного скользящего среднего (dma), выполняемой на интервале усреднения $n\tau_0 = \tau$ и примененной к первой разности супервыборок.

Поэтому модифицированная дисперсия Аллана может быть очень просто определена через непрерывные процессы, лежащие в ее основе:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} E\left\{\left[dma(n,\tau_0)\{\Delta(\tau)\{y(t,\tau)\}\}\right]^2\right\}, \tag{3.41}$$

где дискретный оператор скользящего среднего, применяемый на интервале усреднения $n\tau_0 = \tau$, определяется как:

$$dma(n,\tau_0)\{z(t)\} = \frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1} z(t - i\tau_0). \tag{3.42}$$

Квадрат модуля передаточной функции, связанной с дискретным оператором скользящего среднего, равен:

$$\left|H_{dma}(f)\right|^2 = \frac{\sin^2(\pi f\tau)}{n^2\sin^2(\frac{\pi f\tau}{n})}, \tag{3.43}$$

где интервал усреднения τ представляет собой n элементарных интервалов выборки τ_0.

Последний результат показывает, что модифицированная дисперсия Аллана идентична классической дисперсии Аллана, за исключением дополнительной операции дискретного скользящего среднего.

Используя передаточные функции (3.23), (3.28), (3.31) и (3.A4), сразу же получаем:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n,\tau) = 2\int S_{yy}^{+}(f)\frac{\sin^2(\pi f\tau)}{(n\pi f\tau)^2\sin^2\left(\frac{(\pi f\tau)}{n}\right)}df. \tag{3.44}$$

Это выражение постоянно встречается в литературе. Преимущество модифицированной дисперсии Аллана над классической в том, что она создает отчетливый наклон в функции от τ для каждого шумового процесса по степен-

ному закону, определенного в полиномиальной модели. Недостаток, с другой стороны, в том, что модифицированная дисперсия Аллана зависит не только от времени усреднения τ, но также и от числа n элементарных выборок, используемых для построения интервала τ, и косвенно также от интервала выборок τ_0.

Все это происходит просто благодаря тому факту, что, как и при любых операциях цифровой обработки, если частота выборок не удовлетворяет условиям теоремы дискретизации, или другими словами, когда частота выборок меньше, чем частота Найквиста, которая определяется как удвоенная ширина полосы частот сигнала, то проявляется эффект наложения спектров.

Предполагая, с другой стороны, что частота выборок $1/\tau_0$ выше, чем удвоенная ширина полосы частот B процесса $y(t)$, тогда теорема дискретизации удовлетворяется и дискретный оператор скользящего среднего дает примерно тот же результат, что и непрерывный оператор скользящего среднего.

Можно проверить, что когда $n \to \infty$ при постоянном τ, что эквивалентно разрешению для скорости выборки $1/\tau_0$ стремиться к ∞, то дискретная передаточная функция (3.43) приближается к постоянной передаточной функции (3.34).

Поэтому, применяя условие теоремы дискретизации, т. е. для $1/\tau_0 > 2B$, где B — ширина полосы частот $y(t)$, можно установить аналог модифицированной дисперсии Аллана с использованием непрерывного оператора скользящего среднего (3.27) вместо дискретного оператора скользящего среднего (3.42), что дает:

$$\mathrm{c\,mod}\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2} E\left\{\left[\Delta(\tau)\{ma^{(2)}(\tau)\{y(t)\}\}\right]^2\right\} \tag{3.45}$$

вместо (3.41). Подобным же образом модифицированная дисперсия Аллана может быть установлена в спектральный области с использованием передаточной функции непрерывного оператора скользящего среднего (3.28) вместо передаточной функции дискретного оператора скользящего среднего (3.43), что дает:

$$\mathrm{c\,mod}\sigma_y^2(\tau) = 2\int_0^\infty S_{yy}^+(f)\frac{\sin^6(\pi f\tau)}{(\pi f\tau)^4}\,df. \tag{3.46}$$

вместо (3.44).

“Непрерывная” модифицированная дисперсия Аллана, обозначаемая *c*mod, является пределом модифицированной дисперсии Аллана, измеренной без усечения (см. раздел об усечениях, ниже) и в соответствии с теоремой дискретизации.

Результаты по cmod дисперсии Аллана, суммированные в таблицах 3.5—3.7, были рассчитаны аналитически из (3.46) и было установлено, что cmod дисперсия имеет различные наклоны для различных процессов по степенному закону и, в то же время, не зависит от n, от τ_0 и от ширины полосы частот B, как показано и проверено в [Bernier, 1987].

Таким образом, cmod дисперсия корректирует два недостатка классической дисперсии Аллана: то, что наклон классической дисперсии одинаковый как для ФМ с белым шумом, так и для ФМ с мерцающим шумом; а также зависимость от полосы пропускания системы.

Более того, результаты в таблицах 3.5—3.7 также показывают, что даже, если условие теоремы дискретизации не удовлетворяется, обычные модифицированные дисперсии Аллана имеют те же характеристики, что и cmod дисперсия Аллана для всех шумовых процессов, за исключением белого шума ФМ при условии, что $n >> 1$. В случае ФМ с белым шумом зависимость модифицированной дисперсии Аллана от ширины полосы пропускания системы та же, что и для классической дисперсии Аллана.

После этого важного заключения давайте определим еще одну формулировку модифицированной дисперсии Аллана, которая не вносит нового понимания, но очень удобна для эффективной практической оценки модифицированной дисперсии Аллана.

Определим $w(t)$ как интеграл от $x(t)$

$$w(t) = \int_{t_0}^{t} x(\alpha)d\alpha. \tag{3.47}$$

Теперь, используя (3.47), скользящее среднее от $x(t)$ может быть выражено как

$$x(t,\tau) = \frac{1}{\tau}\Delta(\tau)\{w(t)\}. \tag{3.48}$$

Применив (3.47) второй раз и взяв первую разность, получим непрерывную модифицированную (cmod) дисперсию Аллана, т. е. модифицированную дисперсию Аллана, в которой дополнительный оператор скользящего среднего является непрерывным оператором, что дает:

$$\mathrm{c\,mod}\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2}E\left\{\left[\frac{1}{\tau^2}\Delta^{(3)}(\tau)\{w(t)\}\right]^2\right\}. \qquad 3.49$$

Это — непрерывный случай. В дискретном случае, с другой стороны, когда выборки поступают из счетчика с интервалом выборки τ_0, если определить w_k как дискретную сумму всех последних x выборок,

$$w_k = \sum_{i=0}^{k} x_i, \tag{3.50}$$

тогда дискретное скользящее среднее, требуемое для вычисления дискретной модифицированной дисперсии Аллана, дается формулой:

$$\frac{1}{n}\sum_{i=0}^{n-1} x_{k-i} = \frac{1}{n}(w_k - w_{k-n}). \tag{3.51}$$

Как следствие, дискретная модифицированная дисперсия Аллана может быть определена через третью разность $w(t)$:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2}\frac{1}{(n^4\tau_0^2)}E\{(w_k - 3w_{k-n} + 3w_{k-2n} - w_{k-3n})^2\}. \tag{3.52}$$

Этот последний результат может использоваться для эффективной оценки модифицированной дисперсии Аллана, как показано ниже, в разделе об алгоритмах. См. Главу 4 и таблицу 4.7 относительно доверительных интервалов для $\sigma_y(\tau)$ и mod $\sigma_y(\tau)$.

3.3.2.3.4 Ошибка временного интервала

Ошибка временного интервала (TIE) — понятие, используемое при прогнозировании шкал времени, а также в электросвязи для синхронизации цифровых сетей [Kartaschoff, 1987]. Она представляет собой хороший пример прямого применения дисперсии Аллана.

Предположим, что в момент времени t оба генератора синхронизированы (разность по времени равна 0) и их частоты совпадают (смещение по частоте = 0). Ошибка временного интервала TIE (t, τ) есть ошибка времени $x(t)$, аккумулированная между двумя генераторами, рассматриваемыми как часы, в момент времени t + τ в будущем.

Существуют различные возможные пути определения TIE, в зависимости от которых выбирается формула оценки начального смещения частоты. И, соответственно, статистические характеристики процесса TIE (t, τ) также зависят от того, какая формула оценки выбирается.

Предположим, смещение частоты оценивается путем усреднения мгновенной частоты $y(t)$ за время интервала τ, предшествующего моменту t. Формулой оценки частоты в момент времени t является поэтому $y(t, \tau)$ и TIE становится равной:

$$\mathrm{TIE}\,(t,\tau) = x(t+\tau) - x(t) - \tau y(t,\tau). \tag{3.53}$$

Первый член в (3.53) — это свободно текущий нестационарный случайный процесс ошибки по времени $x(t)$ в момент времени $t + \tau$ в будущем. Второй член — это исходная разность во времени $x(t)$. Вычитание его эквивалентно синхронизации генераторов во время t. Третий член — это разность во времени, накопленная после интервала τ из-за смещения первоначальной частоты $y\,(t, \tau)$. Вычитание его эквивалентно совпадению частот генераторов в момент времени t.

Можно показать, что TIE, определяемая по (3.53), идентична второй разности от $x(t)$:

$$\mathrm{TIE}\,(t,\tau) = x(t+\tau) - x(t) - \Delta(\tau)\{x(t)\} = \Delta^{(2)}(\tau)\{x(t+\tau)\}, \tag{3.54}$$

которое стационарно для всех процессов по степенному закону, установленных для полиномиальной модели. Поэтому, хотя точное поведение TIE нельзя прогнозировать, так как это случайный процесс, ее среднеквадратичное значение может быть рассчитано.

Среднеквадратичное значение TIE равно среднеквадратичному значению второй разности $x(t)$, которая может быть выражена в виде простой функции классической дисперсии Аллана:

$$E\{TIE^2(t,\tau)\} = 2\tau^2\sigma^2_y(\tau). \tag{3.55}$$

Среднеквадратичное значение второй разности $x(t)$ — это фактически вторая структурная функция x(t). Структурные функции рассматриваются ниже, в разделе о других дисперсиях временной области.

Уравнение 3.55 не означает, что использованы оптимальные процедуры прогнозирования — только конкретная процедура. Если часы работают с белым ЧМ шумом и используется оптимальное прогнозирование, тогда TIE определяется через $\tau\sigma_y(\tau)$. В этом случае оптимальная оценка частоты является средней частотой из бесконечного прошедшего времени.

В публикации [Bernier, 1988], содержащей обобщение TIE, определяется прогнозирующий параметр порядка n от $x(t)$, для которого среднеквадратичное значение ошибки по этому прогнозу дается при помощи структурной функции порядка $n + 1$. Например, если TIE корректирует только влияние первоначального смещения частоты, как в (3.54), порядок прогнозирующего параметра равен 1 и ошибка на прогноз — это структурная функция порядка 2, определяемая по (3.55). Если прогнозирующий параметр корректирует не только начальное смещение частоты, но также начальный сдвиг частоты, то тогда прогнозирующий параметр — 2 порядка, а ошибка на прогноз — это структурная функция 3 порядка и т. д. Создание моделей прогнозирования шкал времени является важной темой и широко обсуждается в литературе [Tavella и др., 1991; Allan, 1987].

3.3.2.3.5 Дисперсия времени

Дисперсия времени $\sigma^2_x(\tau)$ [Allan и др., 1991] определяется как:

$$\sigma^2_x(\tau) = \frac{1}{3}\tau^2\,\mathrm{mod}\sigma^2_y(\tau) = \frac{1}{6}E\{\Delta^{(2)}(\tau)\{\bar{x}(t)\}\}^2, \tag{3.56}$$

где $\bar{x}(t)$ средняя ошибка по времени за интервал τ, заканчивающийся в момент t.

Дисперсия времени $\sigma^2_y(\tau)$ сейчас используется как стандарт в промышленности электросвязи для указания характеристик сетей, и т. д. Это вид формулы среднеквадратичного значения TIE, похожий на тот, что определен нами в предыдущем разделе. Более подробное описание свойств дисперсии времени можно найти в [NIST, 1990].

3.3.2.3.6 Другие измерения во временной области

Другие измерения во временной области описываются в литературе: структурные функции [Lindsey и др.,1976; Greenhall,1983], дисперсия Адамара [Rutman,1978], дисперсия верхних частот [Rutman,1978] и т. д.

Как показано выше для дисперсии Аллана, принцип дисперсий во временной области всегда один и тот же: дисперсия определяется как среднеквадратичное значение стационарного процесса, произведенного действием линейного оператора, примененного к исходному нестационарному низко-частотному процессу $y(t)$ или к фазовому процессу $x(t)$.

В частности, структурная функция порядка n процесса $z(t)$ определяется, как среднеквадратичное значение приращения порядка n от этого процесса [Lindsey и др., 1976]:

$$D^{(n)}_z(t,\tau) = E\{(\Delta^{(n)}(\tau)\{z(t)\})^2\}. \tag{3.57}$$

Например, представим процесс ЧМ шума случайных блужданий. Спектральная плотность мощности частоты $y(t)$ — это степенная зависимость частоты Фурье f с показателем степени –2, а спектральная плотность мощности временной функции $x(t)$ — это степенной закон с показателем –4. Как показано в уравнении (3.32), каждое применение оператора приращений увеличивает показатель на +2 при частотах Фурье, близких к нулю. Поэтому первое приращение $y(t)$ стационарно и второе приращение $x(t)$ тоже стационарно. Структурные функции $D^{(1)}_y(t,\tau)$ и

$D_x^{(2)}(t, \tau)$, поэтому, независимы от t и составляют дисперсии временной области, т. е. среднеквадратичные значения, зависящие от параметра разности времени τ, подобно классической дисперсии Аллана. Фактически дисперсия Аллана прямо зависит от второй структурной функции $x(t)$:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2\tau^2} D_x^{(2)}(\tau), \tag{3.58}$$

что объясняет результат (3.55).

3.3.2.3.7 Мультидисперсный анализ

Мультидисперсный анализ необходимо рассматривать, как алгоритм оценки спектральной плотности потока мощности $y(t)$, в большей степени, чем классическое измерение дисперсии. Так как спектральную плотности мощности $y(t)$ можно представить как сумму степенных членов (частотные шумы от f^{-2} до f^{+2}), то цель этого метода — измерение уровня каждого шума. Принцип состоит в том, что используется несколько дисперсий одного и того же сигнала. Эти различные дисперсии должны быть выбраны для того, чтобы получить точное измерение для НЧ шумов (дисперсия Аллана, дисперсия Пичинбоно), а также для ВЧ шумов (модифицированная дисперсия Аллана, дисперсия времени). Более того, уходы частоты также могут быть измерены этим методом.

Соответствующие параметры (уровни шумов и коэффициенты ухода частоты) определяются весовым методом наименьших квадратов: зная отклик каждой дисперсии для каждого вида шума (см. таблицы 3.8 и 3.9) и определяя весовые коэффициенты каждого измерения дисперсии по обратному значению доверительного интервала, уровни шумов и коэффициенты ухода частоты рассчитываются, как наиболее вероятные параметры в смысле наименьших квадратов.

Этот метод более чувствителен, чем единичное измерение дисперсии, так как точность этого измерения по крайней мере так же хороша, как и наиболее точная дисперсия из ряда дисперсий. Выбор дисперсии, таким образом, определяет чувствительность мультидисперсного анализа: наилучшим набором дисперсий будет набор, содержащий дисперсии, разработанные специально для каждого соответствующего параметра. Но этот выбор может быть приспособлен к каждому случаю [Vernotte и др., 1995].

Второе улучшение этого метода касается динамики. Динамика может определяться как диапазон, в котором уровень шума или коэффициент ухода частоты может изменяться без сглаживания его другими уровнями (коэффициентами) или при сглаживании другими уровнями (коэффициентами). Динамика зависит от числа и вида выбранных дисперсий, но она всегда больше, чем динамика каждой дисперсии из набора.

Основное преимущество мультидисперсного анализа — определение области неопределенности по каждому измерению параметра. Доверительные интервалы рассчитываются из разброса результатов дисперсий при использовании разложения по особым значениям. Более того, так как оценка точности ведет к тому, чтобы собственный вектор соответствовал каждому уровню шума или коэффициенту ухода частоты, то возможно рассчитать угол между каждым собственным вектором. Небольшой угол между двумя собственными векторами означает, что параметры, соответствующие этим векторам, дают похожие результаты по характеристикам дисперсий. В этой связи разделимость может определяться как способность дисперсии или набора дисперсий определять различие между двумя видами шумов. Таким образом, определение углов между собственными векторами, соответствующими параметрам, дает количественную оценку разделимости при мультидисперсном анализе и служит критерием оценки надежности измерения. Измеряются только те виды шумов и ухода частоты, которые действительно существуют в сигнале. Полное описание и результаты измерения с мультидисперсным анализом см. [Vernotte и др., 1993] и [Walter, 1992].

3.3.2.4 Ловушки

3.3.2.4.1 Эффект обнаружения переходов через нуль

Результаты измерений во временной области оцениваются с использованием либо частотных, либо фазовых выборок, поступающих из цифрового счетчика. Счетчик обнаруживает переходы через нуль сигнала, которым обычно является частота биений между проверяемым гендером и эталонным генератором.

Для измерения прецизионных генераторов обычно необходимо использовать специальный детектор пересечения нуля между сигналом и входом счетчика.

Причина этого в том, что если скорость нарастания сигнала на входе счетчика недостаточно высока, шум триггерной схемы счетчика будет вноситься в измеряемую дисперсию Аллана. Отметим в качестве парадокса, что чем выше разрешающая способность счетчика по времени, тем шире полоса пропускания триггерной схемы и тем выше среднеквадратичная амплитуда дополнительного шума в триггерном каскаде счетчика.

Схема специального детектора пересечения нуля должна быть приспособлена к характеристикам сигнала, который должен измеряться (ширина полосы амплитуды, значение частоты биений и т. д.). Если переходы на выходе детектора пересечения нуля достаточно резкие, тогда шум триггерной цепи становится незначительным.

Однако, в таком случае существует шумовой вклад самого детектора пересечения нуля, который определяет шумовой порог системы измерения. Шум из-за обнаружения пересечения нуля является широкополосным аддитивным шумом. Поэтому он проявляется, как ограниченный в полосе частот белый фазовый шум при измерении дисперсии Аллана и характеризуется поведением типа τ^{-1} девиации $\sigma_y(t)$ Аллана.

3.3.2.4.2 Влияние мертвого времени

Как указывалось выше, дисперсия Аллана может определяться по (3.35) через выборки частоты, если только в последовательности измерений нет мертвого времени.

Смещение в измерениях дисперсии Аллана, вносимое мертвым временем, широко изучалось, и в литературе можно найти специальные таблицы его значений [Barnes и др., 1989; Lesage и др., 1979, NIST, 1990]. Тем не менее, как упоминалось выше в разделе о дисперсии Аллана, доступность современных счетчиков с временными метками, которые могут производить выборку $x(t)$, а также возможность трансформирования обычного счетчика интервалов времени в счетчик с временными метками при помощи программы последующей обработки и дополнительного опорного сигнала в виде “частокола” (импульсов привязки) позволяют легко избежать мертвого времени в измерениях.

Кроме того, объединение соседних выборок частоты, усредненных за интервал τ_0, эквивалентно получению одной выборки, усредненной за интервал $n\tau_0$, если только нет мертвого времени в последовательности измерений. Смещение, вызываемое объединением выборок в присутствии мертвого времени, анализируется в работе [Lessage, 1983]. Тем не менее, применимо то же замечание, что и раньше: современные методы позволяют легко избегать мертвого времени.

3.3.2.4.3 Влияние полосы пропускания системы

Передаточная функция дисперсии Аллана в интеграле (3.37) стремится к нулю как f^{-2} для $f \to \infty$. Поэтому для чистого частотного процесса по степенному закону $y(t)$ с показателем степени $\alpha \geq 1$ интеграл не сходится на высоких частотах Фурье. Отметим, что это происходит только, если процесс $y(t)$ является чистым процессом по степенному закону, т. е. его ширина полосы частот бесконечна.

В реальном генераторе ширина полосы частот процесса $y(t)$ ограничена, потому что сигнал ограничен по ширине полосы и действительный верхний предел интеграла (3.37) это полоса пропускания B для $y(t)$. Поэтому этот интеграл всегда ограничен со стороны высоких частот.

Для $\alpha < 1$, срезание высокочастотной области передаточной функции по закону f^{-2} самодостаточно для ограничения полосы частот и сходимости интеграла. Поэтому дисперсия Аллана независима от ширины полосы частотного процесса $y(t)$.

Для $\alpha \geq 1$, с другой стороны, срезание высокочастотной области ядра по закону f^{-2} недостаточно для ограничения полосы частот и сходимости интеграла. Поэтому здесь дисперсия Аллана является функцией верхнего предела интеграла, т. е. ширины полосы пропускания B для $y(t)$.

Реальные процессы по степенному закону, происходящие в генераторах, всегда происходят через фильтр нижних частот и хорошо моделируются степенным законом только на низких частотах Фурье. Поэтому, для $\alpha \geq 1$ дисперсия Аллана является функцией не только полосы пропускания B, но и функцией конкретной формы частотной характеристики фильтра нижних частот, используемого для ограничения ширины полосы пропускания. Это необходимо принимать во внимание в таблицах, опубликованных в литературе [NIST, 1990].

Более того, отметим, что ширина полосы B, как это проявляется в измерении дисперсии Аллана, обычно больше ограничивается шириной полосы нижних частот измерительной системы, используемой после модуляции, чем шириной полосы исходного сигнала генератора.

Тот факт, что дисперсия Аллана процесса белого фазового шума является функцией не только спектральной плотности мощности белого фазового шума, но также функцией ширины полосы пропускания измерительной системы, является слабой стороной классической дисперсии Аллана.

С другой стороны, передаточная функция непрерывной модифицированной дисперсии Аллана, как определено в (3.46), срезает ВЧ часть характеристики по закону f^{-4}, потому что существуют два последовательно включенных оператора скользящего усреднения в ее определении. Тогда, в этом случае, передаточная функция достаточна для ограничения ширины полосы пропускания для всех процессов по степенному закону в полиномиальной модели. Поэтому модифицированная дисперсия Аллана независима от ширины полосы пропускания для всех процессов по степенному закону в полиномиальной модели, если удовлетворяется условие теоремы дискретизации.

Если, однако, условие теоремы дискретизации не удовлетворяется, эффекты наложения делают модифицированную дисперсию Аллана зависящей от ширины полосы частот в случае белого фазового шума. Для других процессов по степенному закону, включая мерцание фазы, высокочастотный срез передаточной функции, определяемый по (3.44), достаточен для сходимости.

3.3.2.4.4 Эффекты усечения

Основная часть передаточных функций как классической, так и модифицированной дисперсии Аллана сконцентрирована около частоты Фурье:

$$\frac{1}{2\tau}.$$

Поэтому, при попытке вычислить классическую или модифицированную дисперсию Аллана для очень малых промежутков времени усреднения, т. е. для

$$\tau < \frac{1}{2B}$$

получится, что полосовая передаточная функция дисперсии концентрируется на частоте Фурье, превышающей ширину полосы нижних частот сигнала $y(t)$.

Поэтому результирующая дисперсия Аллана быстро стремится к нулю при дальнейшем уменьшении τ. В этом районе усечения дисперсия сильно зависит от конфигурации фильтра нижних частот, используемого для ограничения ширины полосы частот сигнала, и величина дисперсии будет смещена вниз.

Отметим также, что в случае модифицированной дисперсии Аллана, если сигнал стробируется в соответствии с теоремой дискретизации, мы имеем:

$$\tau_0 < \frac{1}{2B}.$$

Поэтому усечение происходит для малых значений n и исчезает только для $n >> 1$, так как $\tau = n\tau_0$ [Bernier, 1987].

3.3.2.5 Алгоритмы

3.3.2.5.1 Усреднение частоты при выборке фазы

Как классическая, так и модифицированная дисперсии Аллана могут определяться либо через выборки частоты, либо через выборки фазы.

Так как $y(t)$ это просто производная от $x(t)$, то очень легко преобразовать любое определение, которое использует одну величину, в эквивалентное определение в терминах другой величины.

Следующие два тождества очень полезны для расчета дисперсий временной области:

$$ma(\tau)\{y(t)\} = \frac{1}{\tau}\Delta(\tau)\{x(t)\}. \tag{3.59}$$

$$\Delta(\tau)\{y(t)\} = \frac{1}{\tau}\Delta^{(2)}(\tau)\{x(t)\}. \tag{3.60}$$

Представим, что фазовая/временная функция $x(t)$ стробируется с периодом выборки τ, тогда временные серии

$$x_1, x_2, x_3 \ldots x_n$$

дают возможность рассчитать серии выборок частоты, усредненных за τ, используя первую разность от выборок x:

$$y_1, y_2, \ldots y_n$$

где

$$y_n = \frac{1}{\tau}\left(x_n - x_{n-1}\right). \tag{3.61}$$

Вторая разность от $x(t)$ дает первую разность частоты, необходимую для вычисления дисперсии Аллана,

$$\Delta y_1, \Delta y_2, \Delta y_3 \ldots \Delta y_n,$$

где

$$\Delta y_n = y_n - y_{n-1} = \frac{1}{\tau}\left(x_n - 2x_{n+1} + x_{n-2}\right). \tag{3.62}$$

Что касается аппаратуры, усреднение частоты непосредственно в цифровом счетчике неизбежно создает мертвое время, так как, после доставки выборки, счетчик должен ждать по крайней мере один период сигнала, ожидая следующего пересечения нуля перед тем, как начнется следующий подсчет.

С другой стороны, если стробируется функция ошибки времени $x(t)$, то вышеупомянутые результаты показывают, что выборки частоты, усредняемые за τ без мертвого времени, могут быть легко рассчитаны, а значение τ может быть выбрано в компьютерной программе, с единственным ограничением $\tau = n\tau_0$, где n —целое число.

На практике функция ошибки времени $x(t)$ может стробироваться, используя счетчик “меток времени” для меток моментов пересечения сигналом нуля. Если нет в наличии счетчика меток времени, то [Greenhall, 1989] опубликовал алгоритм, названный алгоритмом “частокола”, для вычисления напрямую выборок $x(t)$, используя обычный счетчик интервалов времени.

3.3.2.5.2 Вычисление классической дисперсии Аллана

Классическая дисперсия Аллана может быть оценена из N последовsательных выборок $x(t)$ с интервалом выборки τ_0, используя следующую формулу:

$$\sigma_y^2 = \frac{1}{2\tau^2(N-2n+1)}\sum_{i=0}^{N-2n}(x_{k-i} - 2x_{k-i-n} + x_{k-i-2n})^2, \quad \text{где } \tau = n\tau_0. \tag{3.63}$$

Это — “перекрывающая” оценка за N выборок из (3.35), вычисленная с использованием преобразования (3.61). Эта формула причинная и поэтому применима в расчетах реального времени. Представим, что x_k — последняя полученная выборка, определяющая настоящее время, тогда формула (3.63) для вычисления использует только последние выборки.

Неопределенность истинного среднеквадратичного значения из-за вычисления оценки из конечного числа выборок была определена в [Lesage и др., 1973] и в [Lesage и др., 1976]. Результаты Лесажа и Андо собраны в [Allan и др., 1988] и [IEEE, 1988].

Отметим, однако, что причиной того, почему эта дисперсия вычисляется из дискретных выборок, является артефакт, создаваемый из-за использования цифрового счетчика для сбора данных. В принципе, дисперсия Аллана может быть определена как среднеквадратичное значение непрерывного процесса $\Delta(t)\{y(t,\tau)\}$ и она может также оцениваться путем получения среднего квадратичного значения непрерывного процесса, наблюдаемого за конеч-

ное время наблюдения. Неопределенность оценки дисперсии Аллана по среднеквадратичному значению $\Delta(t)\{y(t,\tau)\}$, взятому за конечный временной интервал, описывается в [Greenhall, 1983]. Эффект стробирования непрерывного процесса $\Delta(t)\{y(t,\tau)\}$ для оценки дисперсии Аллана описывается в [Walter, 1994]. Это дает большую достоверность оценки.

Алгоритм оценки (3.63) имеет также ту особенность, что для каждого значения τ требуются только 5 регистров в компьютере для того, чтобы непрерывно обновлять значение дисперсии Аллана (см. таблицу 3.3)

ТАБЛИЦА 3.3

Распределение регистров при вычислении классической дисперсии Аллана

Регистр 1	x_i
Регистр 2	x_{i+n}
Регистр 3	x_{i+2n}
Регистр 4	Сумма дисперсий
Регистр 5	Количество дисперсий

Представим, что период выборки $x(t)$ равен τ_0. Для каждого значения $\tau = n\tau_0$, для которого кто-либо захочет произвести вычисление дисперсии Аллана, необходимо зарезервировать 5 регистров компьютера.

Из потока выборок $x(t)$, поступающих из счетчика за каждый период времени τ_0, можно выбирать одну через каждые n выборок. Поэтому интервал между выборками $\tau = n\tau_0$. Из трех значений, разделенных интервалами $n\tau_0$, вычисляется квадратичная вторая разность. Регистры 4 и 5 обновляются. Содержимое регистра 1 заменяется при следующем x_i, через интервал τ_0, и т. д. для регистров 2 и 3, затем регистры 4 и 5 обновляются опять и т. д.

Отметим, в заключение, что на практике всегда указывается стандартная девиация, т. е. квадратный корень из дисперсии, что не является самой дисперсией. Практическое следствие — то, что на графике в логарифмическом масштабе по осям наклоны кривых, связанных со стандартной девиацией, — это половина наклонов, связанных с дисперсией.

3.3.2.5.3 Вычисление модифицированной дисперсии Аллана

На первый взгляд, вычислительная нагрузка при расчете модифицированной дисперсии Аллана, намного больше, особенно для больших значений n, из-за сложения по n в определении (3.39). Фактически, однако, вычислительная нагрузка точно такая же, как и для классической дисперсии, за исключением резервирования еще одного дополнительного регистра.

Из формулировки (3.52) перекрывающуюся оценку модифицированной дисперсии Аллана для N выборок можно определить:

$$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2}\frac{1}{(n^4\tau_0^2)}\frac{1}{N-3n+1}\sum_{i=1}^{N-3n+1}(w_{k-i} - 3w_{k-i-n} + 3w_{k-i-2n} - w_{k-i-3n})^2, \qquad (3.64)$$

где время усреднения τ — это единичный интервал выборки τ_0, взятый n раз.

Этот последний результат показывает, что для каждого значения τ требуются только шесть компьютерных регистров для того, чтобы обновлять модифицированную дисперсию Аллана постоянно (см. таблицу 3.4)

Один общий регистр требуется для хранения w_k, т. е. суммы всех предыдущих x_k, поступающих из счетчика, как определяется по (3.50).

ТАБЛИЦА 3.4

Распределение регистров для вычисления модифицированной дисперсии Аллана

Регистр 1	w_i
Регистр 2	w_{i+n}
Регистр 3	w_{i+2n}
Регистр 4	w_{i+3n}
Регистр 5	Сумма дисперсий
Регистр 6	Число дисперсий

Из потока выборок w_k, обновляемых каждый τ_0 в общем регистре, выбирается одна через каждые n выборок. Как и ранее, промежуток между выборками $\tau = n\tau_0$. Далее следует та же процедура, что и при вычислении (3.63), только вместо второй используется квадратичная третья разность [Greenhall, 1992].

В заключение, мы видим, что определив временную серию w_i, которая является просто суммой всех предыдущих x_k, вычислительная нагрузка для получения модифицированной дисперсии Аллана точно такая же, как для классической дисперсии Аллана. Программное обеспечение для вычисления этих дисперсий имеется в NIST.

3.3.2.5.4 Резюме

Для вычислительных целей в таблицах 3.5 и 3.6 даются симметричные формулы для оценки классической и модифицированной дисперсий Аллана на основе элементарных выборок либо частоты, либо фазы. Также даны спектральные формулы на основе спектральных плотностей мощности либо фазового шума, либо частотного.

ТАБЛИЦА 3.5

Симметричные формулы для классической дисперсии Аллана

$$\sigma_y^2(t) = 2\int_0^\infty S_{yy}^+(f)\frac{\sin^4(\pi f\tau)}{(\pi f\tau)^2}\,df$$
$$\sigma_y^2(t) = \frac{2}{\nu_0^2}\int_0^\infty S_{\phi\phi}^+(f)\frac{f^2\sin^4(\pi f\tau)}{(\pi f\tau)^2}\,df$$
$$\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2}\frac{1}{(n^4\tau_0^2)}\frac{1}{(N-2n+1)}\sum_{i=0}^{N-2n}(x_{k-i} - 2x_{k-i-n} + x_{k-i-2n})^2$$
$$\sigma_y^2(n\tau_0) = \frac{1}{2}\frac{1}{(N-2n+1)}\sum_{i=0}^{N-2n}\left[\frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}y_{k-i-j} - \frac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}y_{k-i-j-n})\right]^2$$

ТАБЛИЦА 3.6

Симметричные формулы для модифицированной дисперсии Аллана

$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n,\tau) = 2\int_0^\infty S_{yy}^+(f)\dfrac{\sin^6(\pi f\tau)}{(n\pi f\tau)^2\sin^2\left(\dfrac{\pi f\tau}{n}\right)}$
$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n,\tau) = \dfrac{2}{\nu_0^2}\int_0^\infty S_{\phi\phi}^+(f)\dfrac{f^2\sin^6(\pi f\tau)}{(n\pi f\tau)^2\sin^2\left(\dfrac{\pi f\tau}{n}\right)}$
$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{(n^4\tau_0^2)}\dfrac{1}{(N-3n+1)}\sum_{i=0}^{N-3n}(w_{k-i} - 3w_{k-i-n} + 3w_{k-i-2n} - w_{k-i-3n})^2$
$\mathrm{mod}\sigma_y^2(n\tau_0) = \dfrac{1}{2}\dfrac{1}{(N-3n+1)}\sum_{i=0}^{N-3n}\left[\dfrac{1}{n}\sum_{l=0}^{n-1}\left(\dfrac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}y_{k-i-j-l} - \dfrac{1}{n}\sum_{j=0}^{n-1}y_{k-i-j-l-n}\right)\right]^2$

Соотношение $S_{yy}^+ = \dfrac{f^2}{\nu_0^2}S_{\phi\phi}^+$ используемое в преобразовании, объясняется просто тем фактом, что $y(t)$ является производной от $x(t)$.

Формулы в таблицах 3.5 и 3.6, выведены из (3.37), (3.44), (3.57) и (3.58). К ним относятся те же ограничения и уточнения. Хотя дисперсии могут быть оценены из элементарных выборок частоты, усредненных без мертвого времени за τ_0, важно отметить, что оценки дисперсий, использующие фазовые выборки, требуют меньших затрат на вычисления, как это объясняется в тексте.

3.3.2.6 Применения

Первоначально классическая дисперсия Аллана была введена как средство для описания источников точной частоты в то время, когда спектральный анализ на очень низких частотах Фурье не был возможен. Сейчас технически возможно стробировать выборку $x(t)$ при частоте дискретизации более высокой, чем частота Найквиста и в цифровом виде из выборок производить вычисления спектральной плотности мощности $x(t)$ или $y(t)$ на всех частотах Фурье. При данной спектральной плотности мощности возможно идентифицировать шумовые процессы и вычислить каждый вид дисперсии во временной области.

Тем не менее, дисперсии во временной области все еще остаются полезным инструментом для описания генераторов и идентификации шумовых процессов. Одна из причин — это требуемое время получения и обработки для данной степени достоверности. С одной стороны, дисперсии во временной области могут обновляться постоянно, с поступлением новых данных. С другой стороны, спектральный анализ требует стробирования многих отрезков данных, при длительности каждого отрезка, равной обратной величине от требуемой разрешающей способности перед тем, как получить оценку спектральной плотности мощности.

Другая причина — это то, что большинство реальных систем измерения производят стробирование $x(t)$ или $y(t)$, не принимая во внимание теорему дискретизации. В таком случае спектральный анализ данных будет лишен смысла из-за эффекта наложения, в то время как классическая дисперсия Аллана все еще будет иметь смысл.

Для целей идентификации шумовых процессов, определяемых в полиномиальной модели, модифицированная дисперсия Аллана превосходит классическую дисперсию Аллана, потому что она дает различные наклоны для всех используемых моделей шумовых процессов. Это можно сравнить с классической дисперсией Аллана, которая дает такую же τ^{-2} зависимость как для белого шума ФМ, так и для мерцающего шума ФМ. Более того, при условии, что теорема дискретизации удовлетворяется, модифицированная дисперсия Аллана не зависит от ширины полосы частот измерения B для всех процессов по степенному закону, в то время как классическая дисперсия Аллана является функцией ширины полосы пропускания B как для белого шума ФМ, так и для мерцающего шума ФМ. В частном случае мерцающего шума ФМ модифицированная дисперсия Аллана не зависит от ширины полосы пропускания системы, даже если теорема дискретизации не удовлетворяется.

3.3.2.7 Преобразования между временной и частотной областями

Таблица 3.7 показывает соответствие между наклонами характеристик в логарифмическом масштабе, связанными с измерениями процессов по степенному закону в спектральной и временной областях.

ТАБЛИЦА 3.7

Соответствие наклонов характеристик в логарифмическом масштабе между спектральными и временными областями для шумовых процессов по степенному закону

	Наклоны кривых в логарифмическом масштабе			
	Спектральная область		Временная область	
	$S^{+}_{yy}(f)$	$S^{+}_{\phi\phi}(f)$	$\sigma^2_y(\tau)$	$\mathrm{mod}\sigma^2_y(\tau)$
Наклон	a	b = a – 2	m	m'
Случайные блуждания ЧМ	–2	–4	1	1
Мерцающий шум ЧМ	–1	–3	0	0
Белый шум ЧМ	0	–2	–1	–1
Мерцающий шум ФМ	1	–1	–2	–2
Белый шум ФМ	2	0	–2	–3

Как упоминалось выше, модифицированная дисперсия Аллана дает различные наклоны характеристик для различных шумовых процессов. Это свойство облегчает идентификацию процессов. Этот тип дисперсии следует сравнивать с классической дисперсией Аллана, которая дает одинаковый наклон в τ^{-2} для белого и мерцающего шумов при ФМ.

С другой стороны, классическая дисперсия Аллана — это функция от ширины полосы частот B для белого и мерцающего шумов ФМ. (Причины этой зависимости объяснены выше.) Как следствие, дисперсия Аллана для процесса белого шума ФМ допускает определение среднеквадратичного значения $N_0 B$ процесса и не допускает определение спектральной плотности N_0, если ширина полосы B системы не точно откалибрована. С другой стороны, дисперсия Аллана независима от ширины полосы частот измерений B для всех процессов по степенному закону при условии, что удовлетворяется теорема дискретизации. Модифицированная дисперсия Аллана, измеряемая при этих условиях, отмечается “cmod” в таблице 3.8, а коэффициенты от Ac до Ec необходимо использовать для преобразования (см. таблицу 3.9)

ТАБЛИЦА 3.8

Показатели преобразований для перевода процессов по степенному закону

	$S^{+}_{yy}(f)$	$\sigma^2_y(\tau)$	$\mathrm{mod}\sigma^2_y(\tau)$	$c\,\mathrm{mod}\sigma^2_y(\tau)$
Случайные блуждания ЧМ	$h_{-2}f^{-2}$	$Ah_{-2}t$	$A_m h_{-2}t$	$A_c h_{-2}t$
Мерцающий шум ЧМ	$h_{-1}f^{-1}$	Bh_{-1}	$B_m h_{-1}$	$B_c h_{-1}$
Белый шум ЧМ	h_0	Ch_0t^{-1}	$C_m h_0 t^{-1}$	$C_c h_0 t^{-1}$
Мерцающий шум ФМ	$h_1 f$	Dh_1t^{-2}	$D_m h_1 t^{-2}$	$D_c h_1 t^{-2}$
Белый шум ФМ	$h_2 f^2$	Eh_2t^{-3}	$E_m h_2 t^{-3}$	$E_c h_2 t^{-3}$

ТАБЛИЦА 3.9

Коэффициенты для Таблицы 3.8

$A = \frac{2}{3}\pi^2$	$A_m = A_C$	$A_C = \frac{11}{20}\pi^2$
B = 2 ln (2)	$B_m = B_C$	$B_C = \frac{1}{8}(27\ln(3) - 32\ln(2))$
$C = \frac{1}{2}$	$C_m = C_C$ c	$C_c = \frac{1}{4}$
$D = \frac{1{,}038 + 3\ln(2\pi B\tau)}{4\pi^2}$	$D_m = \begin{Bmatrix} D \text{ малые} n \\ D_m \text{ большие} n \end{Bmatrix}$	$D_C = \frac{3}{8\pi^2}(8\ln(2) - 3\ln(3))$
$E = \frac{3B}{4\pi^2}$	$E_m = E\tau_0$	$E_C = \frac{1}{8\pi^2}$

Если модифицированная дисперсия Аллана измеряется без выполнения условия теоремы дискретизации, тогда происходит эффект наложения спектров. Модифицированная дисперсия, измеряемая при этих условиях, отмечается “mod” в таблице 3.8 и коэффициенты от A_m до E_m должны использоваться для преобразования (см. таблицу 3.9). В отличие от всех других коэффициентов этой таблицы, они не являются точными аналитическими величинами. Точная модифицированная дисперсия Аллана зависит от периода дискретизации τ_0 и от числа выборок n через уравнение (3.44). Приведенные здесь коэффициенты являются асимптотическими величинами, основанными на предположении, что для случайных блужданий ЧМ, мерцающего шума ЧМ и белого шума ЧМ эффект наложения незначителен и что дискретная модифицированная дисперсия равна непрерывной дисперсии, данной в (3.46). Для мерцающего шума ФМ было подтверждено в [Berner,1987] путем числового интегрирования, что дискретная модифицированная дисперсия ведет себя как классическая дисперсия для малых значений *n* и как непрерывная модифицированная дисперсия для больших значений n. В случае белого шума ФМ было подтверждено в [Berner, 1987] путем числового интегрирования, что дискретная модифицированная дисперсия равна классической дисперсии Аллана для *n* = 1 и следует наклону –3 непрерывной модифицированной дисперсии Аллана даже при малых значениях n. Показатели преобразования для процессов по степенной зависимости с показателем в виде нецелого числа вычисляются теоретически в [Walter, 1994] и полностью подтверждают коэффициенты, представленные здесь для целых экспонент.

Процесс перехода из частотной области во временную область является точным. Однако, обратный процесс перехода из временной области в частотную область, является только приблизительным, если только не имеется единственный процесс по степенному закону [Vernotte, 1993].

3.3.3 Окружающая среда

Приведенные выше меры могут использоваться для описания окружающей среды и, следовательно, влияния конкретных параметров окружающей среды на генератор. В последние годы применение прецизионных генераторов очень быстро расширилось и вопрос описания влияния окружающей среды становится все более важным. Физические процессы воздействия окружающей среды на стандарты частоты рассматриваются в [Audoin и др.,1990; Mattison и др., 1976; Papoulis, 1983; Walls,1990]. Описание и характеристики чувствительности к окружающей среде рассматриваются в [Berd и др.,1989; Breakiron, 1989; Brendel и др.,1989; Dragonette и др., 1991; Gagnepain, 1989; Garvey, 1989; Sydnor, 1989; Walls,1990 и IEEE, 1994].

3.4 Переход к следующей главе

Большинство формальных выражений и обозначений, используемых в этой Главе, заимствованы в области электронной технологии и теории электросвязи. Данная глава, поэтому, не следует условностям, обычно используемые специалистами по времени и частоте, которые разработали свои собственные концепции и обозначения. Этот раздел является мостиком для перехода от обозначений, используемых в настоящей главе, и стандартных обозначений ИИЭР и МСЭ-Р заимствованными из специализированных формальных терминов времени и частоты, которые используются в других главах.

Например, в стандартных обозначениях времени и частоты автокорреляционная функция $\phi(t)$ обозначается $R_\phi(\tau)$ и нет различия между односторонней и двусторонней спектральной плотностями мощности. Обе они отмечаются $S_\phi(f)$.

Вместо (3.3) и (3.5) стандартная модель шума генератора прямо использует проекцию модели вектора на реальную ось, т. е. реальный сигнал вместо аналитического:

$$u(t) = U_0(1+\varepsilon(t))\sin(2\pi\nu_0 t + \phi(t)), \tag{3.59}$$

где $u(t)$ — выходное напряжение генератора и U_0 — номинальная амплитуда.

3.5 Приложение: случайные процессы

3.5.1 Введение

В области описания частотной стабильности рассматриваемые параметры являются существенно ограниченными по полосе частот, низкочастотными и полосовыми случайными процессами, такими как $x(t)$, $y(t)$ и $n(t)$, определенные выше.

3.5.2 Определение случайного процесса

Случайный процесс $x(t)$ — это статистический ансамбль $\{\Omega\}$ всех возможных функций выборки $x(\omega, t)$, имеющий статистические свойства, определяющие случайный процесс $x(t)$. Случайный процесс соотносится с функцией дискретизации как случайная переменная соотносится со случайным числом. Хорошее введение в случайные процессы можно найти в [Wazencraft и др., 1965].

Процессы $\varepsilon(t)$, $\phi(t)$, $x(t)$, $y(t)$, $n(t)$ и др., определенные в предыдущих разделах, все являются случайными процессами.

3.5.3 Стационарные случайные процессы

Случайный процесс стационарен, если его статистические свойства инвариантны ко сдвигу во времени и имеют конечное среднее значение. Это также означает, что его статистические свойства не зависят от момента начала отсчета времени. Стационарный процесс в широком понимании имеет конечное среднее значение для статистических свойств, но не является инвариантным ко сдвигу времени.

3.5.4 Нестационарные случайные процессы

Случайный процесс нестационарен, если его статистические свойства являются функцией времени. Фазовый шум $\phi(t)$ и частотный шум $y(t)$ генераторов обычно содержит нестационарные составляющие. Например, процесс фазового шума $\phi(t)$ обычно содержит составляющие мерцаний или случайных блужданий, что не дает возможности определить его среднее и среднеквадратичное значение. Могут быть определены только локальные усреднения, являющиеся случайной функцией времени.

Именно нестационарность шумовых процессов генераторов заставила отказаться от использования методов классической статистики для их описания во временной области и привела к разработке специальных методов, таких как дисперсия Аллана. Но при всем при этом, следует иметь в виду, что стационарность или нестационарность является свойством моделей, а не самих генераторов.

3.5.5 Автокорреляционная функция

Автокорреляционная функция реального стационарного случайного процесса x(t) определяется как

$$R_{xx}(\tau) = E\{x(t)x(t+\tau)\}, \tag{3.60}$$

где $E\{\}$ — оператор математического ожидания. В случае нестационарного или стационарного в широком смысле, реального процесса автокорреляционная функция также является функцией времени t, а не только разницы во времени τ.

3.5.6 Спектральная плотность мощности

Двусторонняя спектральная плотность мощности процесса $x(t)$ определяется как преобразование Фурье его автокорреляционной функции.

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau)\exp(-j2\pi f\tau)d\tau = 2\int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau)\cos(2\pi f\tau)d\tau. \tag{3.61}$$

Односторонняя спектральная плотность мощности $S^{+}_{xx}(f)$ — это двусторонняя спектральная плотность, “перегнутая” через ноль, так, что используются только положительные частоты Фурье.

$$S^{+}_{xx}(f) = \begin{matrix} 2S_{xx}(f) & \text{для } f \geq 0 \\ 0 & \text{для } f < 0 \end{matrix}. \tag{3.62}$$

3.5.7 Линейная фильтрация случайных процессов

Согласно определению, если случайный процесс $z(t)$ фильтруется линейным оператором импульсного отклика $h(t)$, то выход $w(t)$ является сверткой импульсного отклика $h(t)$ и входного процесса $z(t)$. Можно показать, что спектральная плотность мощности выхода $w(t)$ записывается как [Wozencraft и др., 1965]

$$S^{+}_{ww}(f) = S^{+}_{xx}(f)\left|H(f)\right|^2, \qquad (3.A4),$$

где $|H(f)|^2$ — квадрат модуля переходной функции $H(f)$, которая определяется как преобразование Фурье импульсного отклика $h(t)$ линейного оператора.

Литература

ALLAN D.W. [1966) Statistics of Atomic Frequency Standards. *Proceedings IEEE,* Vol. 54, 221-230.

ALLAN D.W. [1987] Time and Frequency (Time-Domain) Characterization. Estimation, and Prediction of Precision Clocks and Oscillators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control,* Vol. UFFC-34, no. 6, 647-654.

ALLAN D.W., BARNES J.A. [1981] A Modified "Allan Variance" with Increased Oscillator Characterization Ability. Proceedings 35th Annual Frequency Control Symposium. Ft. Monmouth NJ, pp. 470-475.

ALLAN D.W., HELWIG H., KARTASCHOFF P., VANIER J., VIG J., WINKLER G.M.R., YANNONI N.F. [1988] Standard Terminology for Fundamental Frequency and Time Metrology. Proceedings 42nd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 419-425.

ALLAN D.W., WEISS M.A., JESPERSEN J.L. [1991] A Frequency-Domain View of Time-Domain Characterization of Clocks and Time and Frequency Distribution Systems. Proceedings 45th Annual Symposium on Frequency Control, pp. 667-678.

AUDOIN C., DMARCQ N., GIORDANO V., VIENNET J. [1990] Physical Origin of the Frequency Shifts in Cesium Beam Frequency Standards: related Environmental Sensitivities. Proceedings 22nd PTTI Meeting, Vienna (Virginia), pp. 419-440.

BARNES J.A., ALLAN D.W. [1989] Variances Based on Data with Dead-Time Between the Measurements: Theory and Tables. Technical Note 1318, National Bureau of Standards.

BEARD R., DANZY F., POWERS E., WHITE J. [1989] Test and Evaluation Methods at the NRL Clock Test Facility. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 275-288.

BEDROSIAN E. [1962] The Analytic Signal Representation of Modulated Waveforms. *Proceedings IRE,* Vol. 50, 2071-2076.

BERNIER L.G. [1987] Theoretical Analysis of the Modified Allan Variance. Proceedings 41st Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, pp. 116-121.

BERNIER L.G. [1988] Linear Prediction of the Non-Stationary Clock Error Function. Proceedings 2nd European Time and Frequency Forum, Neuchatel CH, pp. 125-137.

BERNIER L.G., GARDIOL F.E. [1985] The Analytic Signal Representation of Oscillators with Application to Frequency Stability Analysis. Proceedings 39th Annual Frequency Control Symposium, Philadelphia, pp.127-131.

BLACHMAN N.M., MCALPINE G.A. [1969] The Spectrum of a High-Index FM Waveform: Woodward's Theorem Revisited. *IEEE Transactions on Communication Technology,* Vol. COM-17, no. 2, 201-208.

BREAKIRON L. [1989] Measurement of the Frequency Response of Cesium Clocks to Temperature Fluctuations. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 296-297.

BRENDEL R., EL HASSANI C., BRUNET M., ROBERT E. [1989] Influence of Magnetic Field on Quartz Crystal Oscillators. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 268-274.

DRAGONETTE R.A., SUTER J.J. [1991] Barometric Pressure-Induced Frequency Offsets in Hydrogen Masers. Proceedings 45th Annual Symposium on Frequency Control, pp. 586-590.

GAGNEPAIN J. [1989] Characterization Methods for the Sensitivity of Quartz Oscillators to the Environment. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 242-247.

GARVEY R. [1989] Testing and Specification of Environmental Sensitivities in Cesium and Precision Quartz Signal Sources. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 263-267.

GREENHALL C.A. [1983] A Structure Function Representation Theorem with Applications to Frequency Stability Estimation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. IM-32, no. 2, 364-370.

GREENHALL C.A. [1989] A Method for Using a Time Interval Counter to Measure Frequency Stability. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control,* Vol. UFFC-36, no. 5, 478-480

GREENHALL C.A. [1992] A Shortcut for Computing the Modified Allan Variance. *IEEE Frequency Control Symposium,* pp. 262-264

IEEE [1988] Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology. IEEE Std 1139-1988.

IEEE [1994] Guide for Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators. IEEE Std 1193-1994.

KARTASCHOFF P. [1987] Reference Clock Parameters for Digital Communications Systems Applications. Proceedings 19th PTTI Meeting, pp. 515-549.

LESAGE P. [1983] Characterization of Frequency Stability: Bias due to the Juxtaposition of Time-Interval Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. IM-32., no. 1, 204-207.

LESAGE P., AUDOIN C. [1973] Characterization of Frequency Stability: Uncertainty due to the Finite Number of Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. IM-22, 157-161.

LESAGE P., AUDOIN C. [1976] Corrections to: Characterization of Frequency Stability: Uncertainty due to the Finite Number of Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. IM-25, 270.

LESAGE P., AUDOIN C. [1979] Effect of Dead Time on the Estimation of the Two-Sample Variance. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. M-28., no. 1, 6-10.

LESAGE P., AUDOIN C. [1979] Characterization and Measurement of Time and Frequency Stability. *Radio Science,* Vol. 14, no. 4, 521-539.

LINDSEY W.C., CHIE C.M. [1976] Theory of Oscillator Instability Based Upon Structure Functions. *IEEE Proceedings,* Vol. 64, 1662-1666.

MATTISON E.M. [1990] Physics of Systematic Frequency Variations in Hydrogen Masers. Proceedings 22nd PTTI Meeting, Vienna (Virginia), pp. 453-464.

NIST [1990] Characterization of Clocks and Oscillators. NIST Technical Note 1337.

PAGNELLI C.J., CASHIN W.F. [1991] Measurement of Precision Oscillator Phase Noise Using the Two-Oscillator Coherent Down-Conversion Technique. Proceedings 23rd PTTI Meeting, Pasadena CA, NASA Conference Publication N° 3159, pp. 189-207.

PAPOULIS A. [1983] Random Modulation: A Review. IEEE Transactions Acoustics, Speech and Signal Processing, Vol. ASSP-31, no. 1, pp. 96-105.

RILEY W.J. [1990] The Physics of the Environmental Sensitivity of Rubidium Gas Cell Atomic Frequency Standards. Proceedings 22nd PTTI Meeting, Vienna (Virginia), pp. 441-452.

RUTMAN J. [1978] Characterization of Phase and Frequency Instabilities in Precision Frequency Sources: Fifteen Years of Progress. *Proceedings IEEE,* Vol. 66, no. 9, 1048-1075.

STEIN S.R. [1985] Frequency and Time - Their Measurement and Characterization. *Precision Frequency Control,* Vol. 2, edited by E.A. Gerber and A. Ballato, Academic Press, New- York, 1985, pp. 191-416.

SYDNOR R. [1989] Environmental Testing at the Jet Propulsion Laboratory's Frequency Standards Laboratory. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 242-247.

TAVELLA P., PREMOLI [1991] Characterization of Frequency Standard Instability by Estimation of their Covariance Matrix. Proceedings PT7I Meeting.

VERNOTTE F., LANTZ E., GROSLAMBERT J., GAGNEPAIN J.J. [1993] Oscillator noise analysis: multi-variance measurement. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. M-42, no. 2, 342-350.

VERNOTTE F., MCHUGH M., ZALAMANSKY G. [1995] Cut-off frequencies and noise power law model of spectral density: adaptation of the multi-variance method using the structure function approach. Proceedings EFTF 95, Besanqon, France, pp. 373-376.

WALLS F.L. [1990] Environmental Sensitivities of Quartz Crystal Oscillators. Proceedings 22nd PTTI Meeting, Vienna (Virginia), pp. 465-486.

WALLS F.L. and DEMARCHI A. [1975] RF Spectrum of a Signal After Frequency Multiplication; Measurement and Comparison with a Simple Calculation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* IM-24, pp. 210-217.

WALTER T. [1992] A multi-variance analysis in the time domain. Proceedings 24th PTTI.

WALTER T. [1994] Characterizing Frequency Stability: A Continuous Power-Law Model with Discrete Sampling. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. IM-43, no. 1, 69-79.

WOZENCRAFT J.M., JACOBS I.M. [1965] Principles of Communication Engineering, Wiley 2, Sons, New-York.

Глава 4
Методы измерения (Метрология)

Содержание

Введение 81
4.1 Прямые измерения времени (фазы) и частоты 90
4.1.1 Прямые измерения времени (фазы) 90
4.1.2 Прямые измерения частоты 91
4.2 Гетеродинные измерения частоты и фазы (времени) 92
4.2.1 Гетеродинные измерения фазы (времени) 94
4.2.2 Гетеродинные измерения частоты 94
4.2.3 Гетеродинные измерения шума ФМ. 95
4.2.4 Системы измерения времени со сдвоенным смесителем 101
4.2.5 Системы измерения, основанные на импульсах привязки 102
4.2.6 Цифровые методы для измерений частоты и ФМ 104
4.2.7 Измерения при помощи трех источников 104
4.2.8 Системы измерения с взаимной корреляцией 104
4.3 Измерения частоты и ФМ шума одиночного генератора 105
4.3.1 Измерения частоты и ФМ шума с применением линии задержки 106
4.4 Измерения шума АМ 107
Ссылки 108

Введение

Существует много методов измерений для описания характеристик источников точной частоты. Эти методы значительно отличаются по конструкции схемы, типу доступной информации, неопределенности и разрешающей способности. В таблице 4.1, переделанной из работы [Sullivan и др., 1990], приводится сравнение приблизительной неопределенности и разрешающей способности для многих таких методов измерения нестабильности времени и частоты наряду с их преимуществами и недостатками. Так как таблица 4.1 очень проста, то она не может перечислить все факторы, влияющие на измерения, и поэтому должна рассматриваться только как первый шаг в выборе метода измерения. Дополнительные детали даются в следующих разделах. Эти методы, сгруппированные по архитектуре измерения, перечислены ниже.

Для того чтобы лучше понять ограничения для измерения времени, частоты и спектральной чистоты, необходимо кратко обсудить определения и концепции измерения. Намного более длительные обсуждения определений и соотношений между ними даются в Главе 3. Модель для напряжения сигнала, которая включает влияние шума, дается в уравнении (4.1) [Sullivan и др.,1990; Barnes и др., 1971; Allan и др., 1988].

$$V(t) = (V_0 + \varepsilon(t))\cos(2\pi\nu_0 t + \phi(t)), \tag{4.1}$$

где V_0 — средняя амплитуда сигнала, а ν_0 — средняя частота сигнала. Шум амплитудной модуляции (АМ) входит в параметр $\varepsilon(t)$, а шум фазовой модуляции (ФМ) заключается в члене $\phi(t)$. Хотя мгновенная частота (d/dt от фазы) математически определяема, в реальном мире требуется конечный период времени для измерения наклона фазовой характеристики. Поэтому все измерения частоты дают значение частоты, усредненное за интервал времени измерения τ.

Уравнения (4.2) и (4.3) являются рабочими определениями для описания спектральной чистоты сигналов, которые легко соотнести с методами измерений. Обычно больше всего интересует $S_\phi(f)$, однако, во многих применениях шумовой порог или разрешающая способность определяются существующим шумом АМ.

Во многих системах характеристики ФМ определяются преобразованием АМ в ФМ. Поэтому никакое определение шума ФМ не будет полным без оценки шума АМ и его вклада в кажущийся шум ФМ.

$$S_\phi(f) = \frac{(\delta\phi(f))^2}{BW}, \tag{4.2}$$

где BW — ширина полосы частот измерений в Гц. $S_\phi(f)$ — среднеквадратичное отклонение фазы, при отклонении на частоту f от несущей частоты, измеряемое в rad^2 на Гц ширины полосы частот измерений.

ТАБЛИЦА 4.1

Руководство по выбору методов измерений

Метод измерений	Точность времени [a]	Стабильность времени (1 день)	Точность частоты [a]	Стабильность частоты [b] $\sigma_y(\tau)$	Преимущества	Недостатки
I. Прямые измерения						
1. На основной частоте	См. Примечание[a]	Ограничивается стабильностью временной развертки	Ограничивается точностью временной развертки	Ограничивается стабильностью временной развертки	Очень просто выполнить	Крайне ограниченная разрешающая способность не подходит для высокостабильных генераторов [d]
2. После умножения/деления	См. Примечание[c]	Ограничивается стабильностью временной развертки	Ограничивается точностью временной развертки	Ограничивается стабильностью временной развертки	Очень просто выполнить; для коэффициента N умножения частоты, шум возрастает как 20 Log(N)	Обеспечивает только небольшое улучшение вышеприведенного метода и поэтому имеет те же недостатки [d]
II. Гетеродинные измерения						
1. Методы однократного преобразования 2. Методы многократного преобразования	-----	См. Greenhall [e]	$\approx 10^{-16}$ на 10 МГц	$\approx 10^{-7}/(\nu_0\tau)$, что на 10 МГц равно $10^{-14}/\tau$	Обычно шум измерения можно сделать меньше нестабильности генератора для τ + 1с и более	Минимальное τ, определяемое периодом частоты биений, обычно не регулируется; нельзя сравнивать генераторы около нулевых биений; необходима дополнительная информация, чтобы сказать, какой из генераторов выше/ниже по частоте; мертвое время часто ассоциируется с измерениями
3. Метод разницы во времени	~ 100 пс	~ 20 пс на 10 МГц	~ 10^{-16} равно $10^{-14}/\tau$	$\approx 10^{-7}/(\nu_0\tau)$, что на 10 МГц равно $10^{-14}/\tau$	Широкополосный вход допускает разнообразие сигналов; прост в использовании, неоднозначность циклов почти никогда не является проблемой; измеряет время, стабильность времени, частоту и стабильность частоты	При использовании наилучшего доступного оборудования шум измерения обычно больше, чем нестабильности генератора для τ менее, чем несколько секунд, следовательно, он часто ограничивается долговременными измерениями
3а. Метод разницы во времени с использованием двух смесителей	~ 100 пс	~ 5 пс	~ 10^{-16} на 10 МГц	$\approx 10^{-7}/(\nu_0\tau)$, что на 10 МГц равно $10^{-14}/\tau$	Нет мертвого времени ; можно выбрать время выборки (1мс и больше); генераторы могут быть при нулевых биениях или различные; ширину полосы частот измерений легко изменять; измеряет время, стабильность времени, частоту и стабильность частоты	Более сложный, чем другие методы, и, следовательно, более восприимчив к посторонним наводкам, например, паразитным контурам заземления; разница во времени — модуль периода биений, например, 200 нс на 5 МГц

[a] – Точность измерения не может быть лучше, чем стабильность измерения. Точность ограничивается точностью эталонного генератора.
[b] – Это для ширины полосы частот измерений 10^4 Гц; ν_0 = частота; τ = время измерения.
[d] – Это предполагает использование простого счетчика частоты.
[e] – См. [GREENHALL 1987].
Черточки (- - - - -) означают, что этот метод обычно не подходит для данного параметра.

ТАБЛИЦА 4.1

Руководство по выбору методов измерений (продолжение)

Метод измерений	Точность времени [a]	Стабильность времени (1 день)	Точность частоты [a]	Стабильность частоты [b] $\sigma_y(\tau)$	Преимущества	Недостатки
III. Гомодинные методы					Особенно пригодны для измерения фазового шума	Обычно не используются для измерений времени
1. Методы фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ)					Обеспечивают постоянную квадратуру (сдвиг по фазе на 90 градусов) сигнала и эталона	Необходимо обеспечить, чтобы рассматриваемый шум был вне полосы пропускания ФАПЧ
a. Разомкнутая система ФАПЧ	——	——	Зависит от калибровки варикапа	$\approx 10^{-7}/(\nu_0\tau)$, что на 10 МГц равно ~ $10^{-14}/\tau$	Пригодна для анализа кратковременной стабильности и для спектрального анализа, обнаружения периодичности в шуме в виде спектральных линий; очень высокая чувствительность	Нецелесообразно применять при измерениях фазы для длительных периодов (свыше нескольких секунд)
b. Замкнутая система ФАПЧ	——	——	Зависит от калибровки варикапа	$\approx 10^{-7}/(\nu_0\tau)$, что на 10 МГц равно ~ $10^{-14}/\tau$	Шум измерения обычно меньше, чем нестабильность генератора для $\tau = 1$ с и более; хороший контроль полосы пропускания системы измерения; мертвое время может быть сделано небольшим или пренебрежимо малым	Нужен эталонный генератор, управляемый напряжением; частотная чувствительность является функцией рабочей характеристики варикапа, поэтому не следует применять для измерений абсолютных разностей частот
2. Методы с использованием дискриминатора					Не требуют эталонного генератора	Значительно меньшая ширина полосы пропускания, чем для методов с двумя генераторами, гомодинных методов, низкая чувствительность на низкой частоте Фурье
a. Резонаторный дискриминатор	——	——	Зависит от характеристик дискриминатора	Зависит от характеристик дискриминатора	Не требуется эталонный генератор; очень легко настраивается, имеет высокую чувствительности; может работать на СВЧ частотах	Требует более сложной калибровки для получения точности даже в пределах неширокого диапазона частот Фурье; точен только для частот Фурье менее 0,1 от ширины полосы
b. Линия задержки	——	——	——	Зависит от характеристик линии задержки	Не требует эталонного генератора; динамический диапазон устанавливается характеристиками линии задержки; может работать на СВЧ частотах	Значительно менее точен, чем для методов с двумя генераторами, гомодинных методов; громоздкие наборы линий задержки, необходимых для охвата большого динамического диапазона; значительная задержка, требуемая для измерений ниже 100 кГц от несущей.

[a] Точность измерения не может быть лучше, чем стабильность измерения. Точность ограничивается точностью эталонного генератора.

[b] Это для ширины полосы частот измерений 10^4 Гц; ν_0 = частота; τ = время измерения.

Линия (——) означает, что этот метод обычно не подходит для данного параметра.

Примечание 2 Приложения.

В таблице 4.2 перечисляются параметры, которые обычно влияют на неопределенность при измерениях шума ФМ.

ТАБЛИЦА 4.2

Источники ошибок при измерениях ФМ [WALLS и др., 1988]

1.	Определение k
2.	Определение коэффициента усиления G(*f*) усилителя
3.	Влияние ФАПЧ (если такая имеется)
4.	Воздействие шума АМ
5.	Гармонические искажения
6.	Воздействие шумового порога системы
7.	Воздействие шума эталонного источника
8.	Статистическая достоверность данных
9.	Линейность анализаторов спектра
10.	Неопределенность функции PSD

$$S_a(f) = \left(\frac{\delta\varepsilon(f)}{\nu_0}\right)^2 \frac{1}{BW}. \tag{4.3}$$

$S_a(f)$ — парциальная среднеквадратичная амплитудная флуктуация на 1 Гц полосы пропускания, при отклонении на частоту f от несущей частоты. В таблице 4.3 перечисляются параметры, которые обычно воздействуют на неопределенность при измерениях шума АМ.

ТАБЛИЦА 4.3

Источники ошибок при измерениях АМ [WALLS и др., 1988]

1.	Определение k
2.	Определение коэффициента усиления G(*f*) усилителя
3.	Воздействие шумового порога системы
4.	Статистическая достоверность данных
5.	Линейность анализаторов спектра
6.	Неопределенность функции PSD

В таблице 4.4 даны доверительные интервалы для измерений спектральной плотности.

ТАБЛИЦА 4.4

Доверительные интервалы для измерений спектральной плотности

Статистическая неопределенность измерений спектральной плотности как функция от $k\sqrt{\frac{\alpha}{N}}$, где k определяет доверительный интервал, α — это отношение полосы частот видеосигнала к полосе частот сигнала четкости для панорамных анализаторов спектра и α = 1 для анализаторов спектра БПФ, N — число усреднений, Чтобы избежать смещений, ширина полосы пропускания должна быть очень малой по сравнению с частотой f [WALLS и др,, 1989; PERCIVAL и др., 1993; TAYLOR и др.,1993].

$\frac{N}{\alpha}$	k = 1 (прибл, 68%) $S_m = S[1 \pm д]$, $S_m \frac{-г}{+в}$ дБ			k = 1,9 (прибл, 90%) $S_m = S[1 \pm д]$, $S_m \frac{-г}{+в}$ дБ		
	δ	γ	β	δ	γ	β
4	0,54	-2	+3,3	2,5	-3	+6
6	0,42	-1,5	+2,3	1,4	-2,5	+5
10	0,32	-1,2	+1,7	0,61	-2,1	+4
30	0,18	-0,72	+0,86	0,35	-1,3	+1,8
100	0,1	-0,41	+0,46	0,19	-0,76	+0,92
200	0,058	-0,24	+0,25	0,14	-0,46	+0,51
1000	0,032	-0,13	+0,13	0,06	-0,26	+0,28
3000	0,018	-0,08	+0,08	0,035	-0,15	+0,15
10000	0,01	-0,04	+0,04	0,019	-0,08	+0,08

Парциальная стабильность частоты обычно характеризуется дисперсией Аллана или дисперсией двух выборок, определяемых как:

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(N-2)\tau^2} \sum_{i=1}^{N-2} (x_{i+2} - 2x_{i+1} + x_i)^2 \tag{4.4a}$$

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{1}{2(M-1)} \sum_{i=1}^{M-1} (y_{i+1} - y_i)^2 \tag{4.4b}$$

$$\sigma_y^2(\tau) = \frac{2}{(\pi \nu_0 \tau)^2} \int_0^\infty S_\phi(f) \sin^4(\pi f \tau)\, df, \tag{4.4c}$$

где N — число выборок, x_i — девиация времени в точке i, M — число выборок девиации частоты, y_i, усредненных за τ и τ — промежуток между измерениями девиации времени [Barnes и др., 1971; Allan и др., 1988]. Уравнение (4.4a) используется для данных по времени, (4.4b) — для данных по частоте и (4.4c) — для данных по ФМ шуму. Если доминирующий вид шума в короткие промежутки времени — это мерцающая фазовая модуляция (ФМ) или белый шум ФМ, то может использоваться модифицированная дисперсия Аллана, заданная в уравнениях (3.39), (3.40) или (3.44) Главы 3, для улучшения оценки стабильности частоты источников [Barnes и др., 1971; Allan и др., 1988; CCIR, 1986; Walls и др., 1975; Stein, 1985; Rutman и др., 1991; Allan и др., 1981; Lesage и др., 1984; Walls и др., 1990; Bernier,1987; Weiss, 1995]. См. также ссылки [Stein, 1985; Rutman и др., 1991] для дальнейшего обсуждения.

На рис. 4.1 показан вид $\sigma_y(\tau)$ для различных видов шумов по степенному закону.

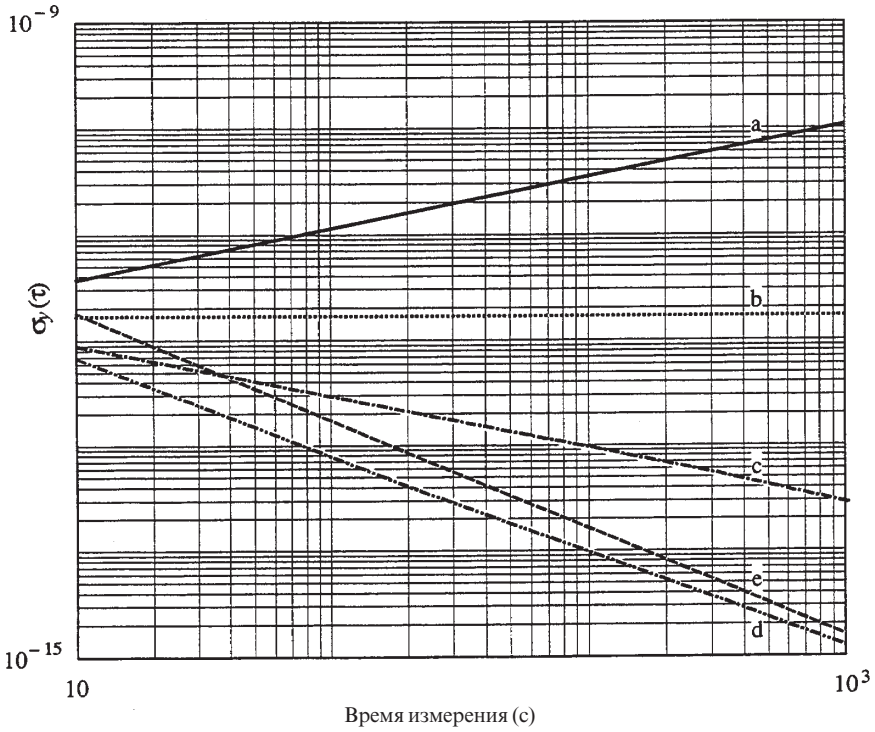


РИСУНОК 4.1

$\sigma_y(\tau)$ от (τ) для пяти обычных видов шума по степенному закону

На рис. 4.2 показано отношение $mod\,\sigma_y^2(n\tau_0)$ к $\sigma_y^2(n\tau_0)$ для пяти обычных видов шумов при ограничении, что $2\pi f_h\tau_0 >> 1$.

$$R(n) = \frac{Mod\sigma_y^2(\tau)}{\sigma_y^2(\tau)} \quad \text{от} \quad \tau = n\tau_0$$

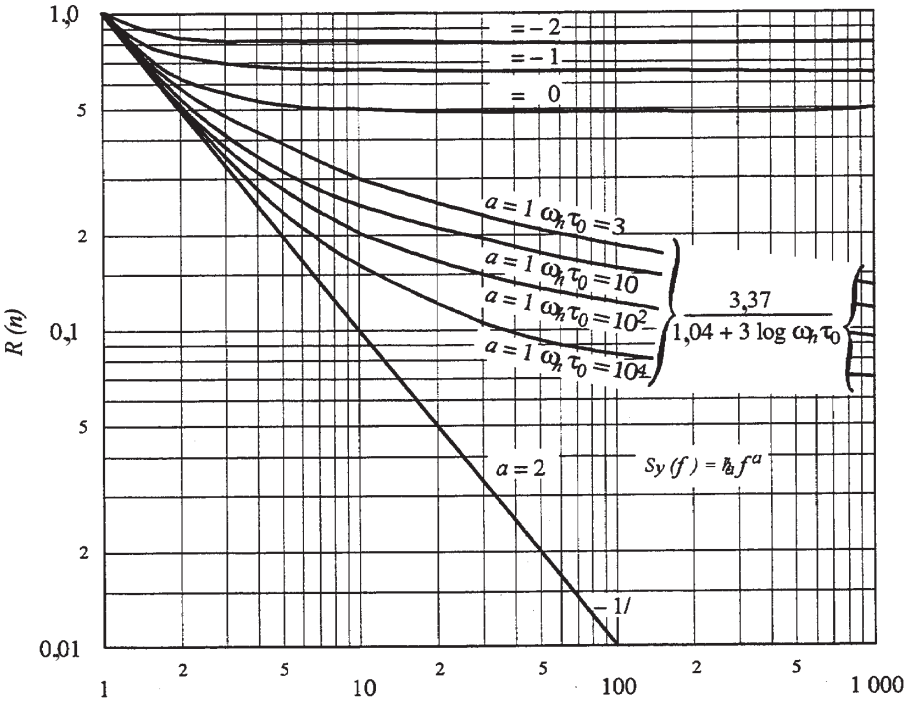


РИСУНОК 4.2

Отношение mod $\sigma_y^2(n\tau_0)$ к $\sigma_y^2(n\tau_0)$ как функция от n

В таблице 4.5 перечислены параметры, которые обычно влияют на неопределенность измерений $\sigma_y(n\tau_0)$ и $\mathrm{mod}\,\sigma_y(n\tau_0)$.

ТАБЛИЦА 4.5

Источники ошибок при измерениях $\sigma_y(n\tau_0)$ и $\mathrm{mod}\,\sigma_y(n\tau_0)$

1	Мертвое время
2	Ширина полосы частот измерений
3	Воздействие эталонного источника или базы времени
4	Шум детектора нулевого перехода (временная область)
5	Шум в измерительной системе ФМ (частотная область)
6	Уход частоты в источниках
7	Влияние окружающей среды, например, изменений смещения смесителя из-за изменений температуры, влажности и нагрузки
8	Затягивание фазы от других источников

В таблице 4.6 перечислены 68% доверительные интервалы для $\sigma_y(\tau_0)$ и $\mathrm{mod}\,\sigma_y(n\tau_0)$ для полного перекрытия данных. Относительно дополнительных подробностей см. [Walter, 1994 и Weiss и др.,1993]. [Howe, 1995] разработал новый метод анализа данных для расчета $\sigma_y(n\tau_0)$ и $\mathrm{mod}\,\sigma_y(n\tau_0)$, который устраняет смещение, вводимое при устранении смещения средней частоты из данных. Это значительно улучшает доверительный интервал, когда время измерения больше, чем 20% от массива данных.

ТАБЛИЦА 4.6

Одна сигма (68%) доверительные интервалы для измерений во временной области

Одна сигма (68%) доверительные интервалы для измерений во временной области с 1025 выборками через интервал τ_0. Периоды времени измерений даются как $\tau = m\tau_0$. Столбцы 2 и 5 дают приблизительные степени свободы для $\sigma_y(\tau)$ и mod $\sigma_y(\tau)$ соответственно [Stein, 1985; Walter, 1995 и Weiss и др., 1995]. Столбцы 3 и 4 дают одна сигма доверительные интервалы для $\sigma_y(\tau)$ с полным перекрытием данных, рассчитанных из [Stein,1985 и Howe и др., 1981].Столбцы 6 и 7 дают доверительные интервалы для mod $\sigma_y(\tau)$ с полным перекрытием данных [Weiss и др., 1995]. Работа [Howe, 1995] устраняет долговременное смещение и улучшает доверительные интервалы, когда время измерения больше, чем 20% от общей длины данных.

n=1025	$\sigma_y(\tau)$ Степ. Свободы Белый шум ФМ	Полное перекрытие – для 68% $\sigma_y(\tau)$ Белый шум ФМ	Полное перекрытие + для 68% $\sigma_y(\tau)$ Белый шум ФМ	mod $\sigma_y(\tau)$ Степ. Свободы Белый шум ФМ	Полное перекрытие – для 68% mod$\sigma_y(\tau)$ Белый шум ФМ	Полное перекрытие + для 68% mod$\sigma_y(\tau)$ Белый шум ФМ
m=1	526	2.9%	3.2%	526	2.9%	3.2%
m=2	526	2.9%	3.2%	477	3.1%	3.4%
m=4	524	2.9%	3.2%	299	3.8%	4.3%
m=8	521	2.9%	3.2%	158	5.2%	6.1%
m=16	515	3.0%	3.3%	78.9	7.1%	9.0%
m=32	503	3.0%	3.4%	38.2	9.7%	14%
m=64	479	3.0%	3.5%	17.6	13%	22%
m=128	432	3.1%	3.6%	7.40	18%	41%
m=256	355	3.4%	4.0%	2.85	24%	94%
n=1025	Мерцающий шум ФМ	Мерцающий шум ФМ	Мерцающий шум ФМ	Мерцающий шум ФМ	Мерцающий шум ФМ	Мерцающий шум ФМ
m=1	590	2.8%	3.0%	590	2.8%	3.0%
m=2	554	2.9%	3.1%	497	3.0%	3.3%
m=4	453	3.2%	3.5%	263	4.1%	4.6%
m=8	336	3.6%	4.0%	128	5.7%	6.8%
m=16	232	4.3%	5.0%	62.3	7.8%	10%
m=32	151	5.2%	6.1%	29.8	11%	16%
m=64	92,3	6.7%	8.4%	13.7	15%	26%
m=128	52,1	8.4%	11%	5.74	20%	50%
m=256	26,2	11%	16%	2.07	26%	134%
N=1025	Белый шум ЧМ	Белый шум ЧМ	Белый шум ЧМ	Белый шум ЧМ	Белый шум ЧМ	Белый шум ЧМ
m=1	682	2.6%	2.8%	682	2.6%	2.8%
m=2	584	2.8%	3.0%	516	3.0%	3.2%
m=4	354	3.5%	4.0%	252	4.1%	4.7%
m=8	186	4.8%	5.6%	123	5.8%	7.0%
m=16	93.5	6.4%	8.1%	59.8	8.0%	10%
m=32	45.9	8.8%	12%	28.7	11%	16%
m=64	22.0	12%	19%	13.2	15%	27%
m=128	10.0	16%	32%	5.50	20%	51%
m=256	4.0	22%	65%	1.81	27%	158%
n=1025	Мерцающий шум ЧМ	Мерцающий шум ЧМ	Мерцающий шум ЧМ	Мерцающий шум ЧМ	Мерцающий шум ЧМ	Мерцающий шум ЧМ
m=1	829	2.4%	2.5%	829	2.4%	2.5%
m=2	606	2.6%	3.0%	524	2.9%	3.2%
m=4	307	3.8%	4.3%	246	4.2%	4.8%
m=8	150	5.1%	6.0%	120	5.8%	7.1%
m=16	73.5	7.1%	9.0%	58.5	8.0%	11%
m=32	35.8	9.9%	14%	28.0	11%	16%
m=64	17.0	13%	22%	12.9	15%	27%
m=128	7.62	18%	41%	5.31	20%	53%
m=256	3.01	24%	90%	1.56	27%	192%
n=1025	Случайные блуждания ЧМ	Случайные блуждания ЧМ	Случайные блуждания ЧМ	Случайные блуждания ЧМ	Случайные блуждания ЧМ	Случайные блуждания ЧМ
m=1	1023	2.1%	2.2%	1023	2.1%	2.2%
m=2	511	3.0%	3.3%	442	3.2%	3.5%
m=4	254	4.1%	4.8%	200	4.6%	5.4%
m=8	125	5.7%	7.0%	97.2	6.4%	8.0%
m=16	61,2	7.8%	10.0%	47.3	8.8%	12%
m=32	29.2	11%	16%	22.6	12%	19%
m=64	13.3	15%	26%	10.3	16%	32%
m=128	5.51	20%	51%	4.19	22%	65%
m=256	2.0	26%	134%	1.29	28%	256%

4.1 Прямые измерения времени (фазы) и частоты

Этот метод характеризуется прямым сравнением фазы проверяемого сигнала с фазой эталона без использования смесителей. Временная диаграмма измерения показана на рис. 4.3а.

4.1.1 Прямые измерения времени (фазы)

Неопределенность и стабильность времени существенно ограничены точностью и стабильностью эталонного сигнала и технически ограничены разрешающей способностью счетчика по времени. Типичная разрешающая способность для счетчиков интервалов времени колеблется от пикосекунд до микросекунд. Измерение времени требует большой осторожности для обеспечения коэффициента стоячей волны по напряжению (КСВН) настолько малым, чтобы фаза сигнала и эталона была значимой и воспроизводимой [Nelson и др., 1992]. Для синусоидальных сигналов время обычно отмечается от положительного нарастания сигнала при пересечении нуля. (Для цифровых сигналов время обычно отмечается средним значением состояний 0 и 1.) Счетчик может запускаться измеряемым сигналом или эталонным сигналом. Обычно мы стартуем от сигнала, в этом случае набегающее время (или фаза) соответствует частоте, которая выше эталонной частоты. Разрешающая способность ограничивается 1/n, где n — частота генератора временной развертки счетчика. См. рис.4.3а. В некоторых случаях эталон может обеспечить эту временную развертку, а также, например, стоп- сигнал. Методы интерполяции в более сложных и совершенных счетчиках могут увеличить разрешающую способность в 100 раз.

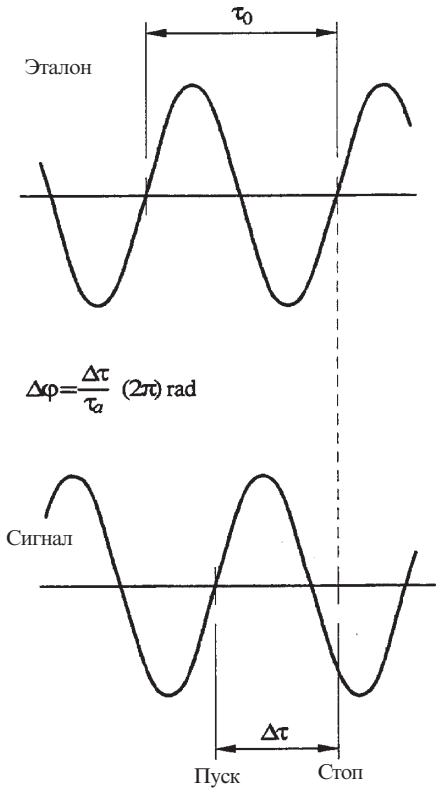


РИСУНОК 4.3а

Диаграмма отсчета времени в системе прямого измерения времени (фазы)

Временная парциальная стабильность частоты пары эталон-сигнал может быть подсчитана из данных времени с использованием уравнения (4.4а).Так как кратковременная разрешающая способность этого подхода обычно ограничена разрешающей способностью счетчика, использование mod$\sigma_y(\tau)$ (уравнение 4.39) Главы 3 часто полезно для получения лучшей оценки нестабильности часов. Такие измерения обычно имеют мертвое время между измерениями, которое вызывает смещения в оценках парциальной стабильности частоты [Barnes и др., 1990]. См.

обсуждение в Главе 3. Рис. 4.3b иллюстрирует прямое измерение интервалов времени между двумя сигналами по одному импульсу в секунду (1 ИВС). Важно понимать, что сигналы 1 ИВС получаются из сигнала генератора (например, 5 МГц) при помощи определенной счетной схемы и/или схемы деления. Например, после 5 миллионов пересечений нуля положительными переходами сигналов из схемы генератора на 5 МГц выделяется импульс. Такая цепь часто ухудшает стабильность сигналов времени. Кроме того, произведенный сигнал 1 ИВС обычно имеет очень короткое время нарастания. Это требует соответствующего ВЧ входного блока для счетчика интервалов времени.

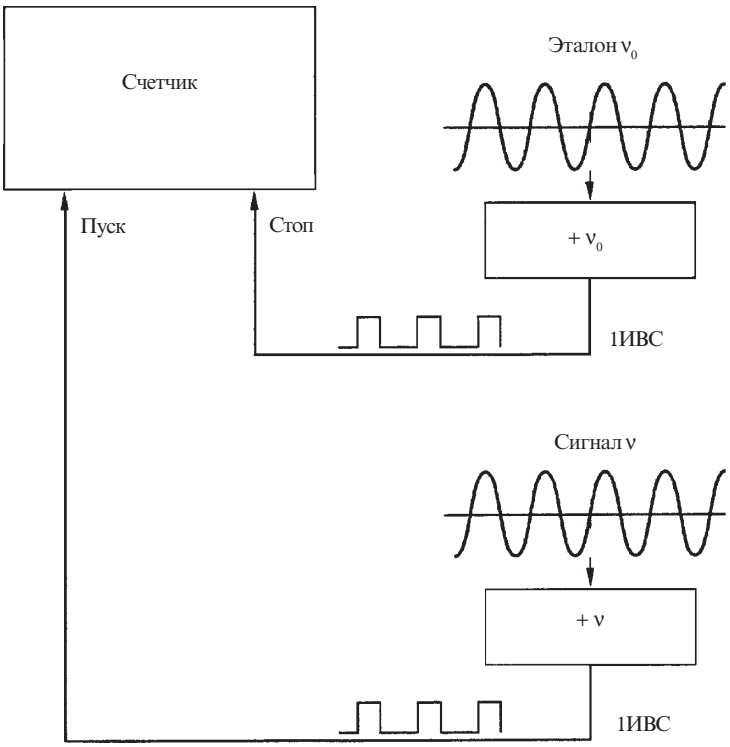


РИСУНОК 4.3b

Диаграмма отсчета времени для систем 1 импульс-в-секунду

4.1.2 Прямые измерения частоты

При самой простейшей реализации такого подхода эталон используется как генератор развертки счетчика. Этот прибор сообщает число полных периодов, которые произошли за время установленного числа периодов (пересечений нуля) эталона, как показано на рис. 4.4. Этот прибор обычно считает число пересечений нуля измеряемым сигналом за заданный эталоном интервал времени. Разрешающая способность такого измерения ограничивается одним периодом эталона. Например, если эталон имел частоту 10 МГц, то нормализованная разрешающая способность временной развертки будет 1/(10 МГц $\cdot\ \tau$), где τ — это время, на которое открывается вход счетчика. Измерение также ограничивается одним циклом измеряемого сигнала. В более сложных счетчиках используются методы интерполяции для оценки количества полных циклов и их долей. Для частот ниже эталонной частоты сигнал иногда используется в качестве временной развертки счетчика при подсчете импульсов эталона. Затем результаты инвертируются для получения частоты испытуемого сигнала. Неопределенность для длительных периодов измерения, при использовании такого подхода, ограничивается относительной стандартной составной неопределенностью, вызванной неточностью эталона. Кратковременная разрешающая способность ограничивается как стабильностью эталона, так и периодом эталона или сигнала.

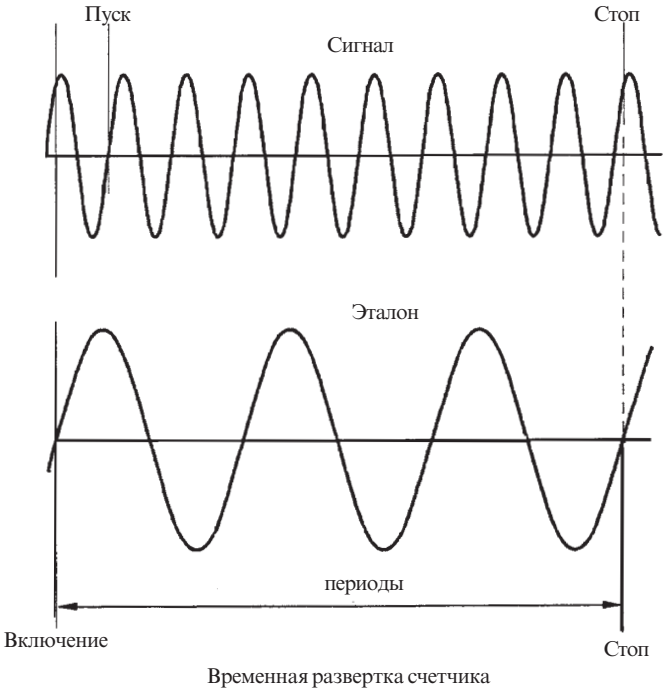


РИСУНОК 4.4

Временная диаграмма системы прямого измерения частоты

Парциальная стабильность частоты сигнала и эталона во временной области может оцениваться из данных по частоте, использующих уравнение (4.4b). Так как кратковременная разрешающая способность при таком подходе ограничивается обычно разрешающей способностью счетчика, использование уравнения (3.40) Главы 3 часто помогает в получении лучшей оценки нестабильности источников. Такие измерения обычно имеют мертвое время между измерениями. Смещение результатов из-за мертвого времени зависит от типа шума [Barnes и др., 1990].

4.2 Гетеродинные измерения частоты и фазы (времени)

Гетеродинные методы дают значительно лучшую кратковременную разрешающую способность, чем методы прямого измерения времени и частоты, и часто используются для измерения шума ФМ или представления стабильности частоты в частотной области. При гетеродином методе испытуемый сигнал ν смешивается с эталонным сигналом ν_0 и измеряется разностный сигнал или сигнал биений ν_b. Различные сигналы показаны на рис. 4.5. Разрешающая способность по частоте улучшается на коэффициент ν_0/ν_b по сравнению с прямыми измерениями, где $\nu_b = \nu_{сигнал} - \nu_0$.

Сигнал биений обычно получается при подсоединении двух сигналов к нелинейному элементу, такому как сдвоенный балансный смеситель. На выходе этого смесителя получается суммарная и разностная частота плюс гармоники. Разностная частота выделяется фильтром нижних частот и измеряется. Шум смесителя может в принципе ограничить кратковременную разрешающую способность, но обычно он перекрывается шумом в имеющихся источниках. Когда шум ФМ измеряется аналоговыми методами, частота биений обычно устанавливается на нуль. Когда используются цифровые методы, частота биений регулируется так, чтобы быть по крайней мере вдвое выше, чем наивысшая частота Фурье для шума ФМ или АМ. Цифровой подход имеет то преимущество, что ФМ, АМ и стабильность частоты могут быть измерены одним и тем же устройством. Однако разрешающая способность обычно хуже, чем в случае наилучших аналоговых подходов.

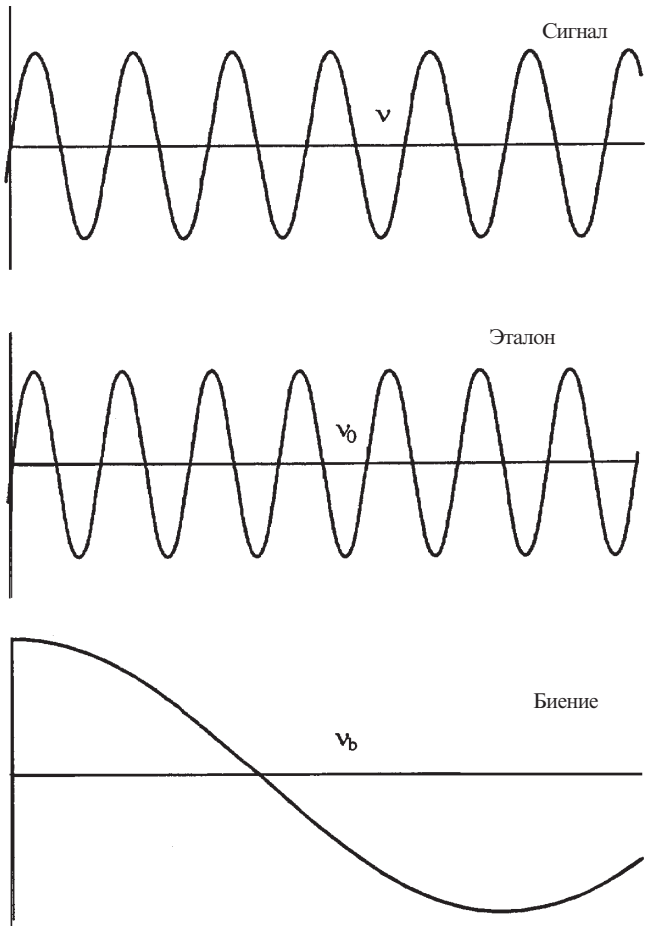


РИСУНОК 4.5

Временная диаграмма системы гетеродинного измерения времени

Гетеродинные измерения должны выполняться тщательно, с тем чтобы никакой источник не нарушал фазу другого. Обычно проблема решается использованием усилителя — распределителя с высокой развязкой на выходе каждого источника. Максимальные возмущения для уровня развязки γ в децибелах:

$$\delta\phi_{max} = 10^{-\gamma/20} \quad \text{рад.} \tag{4.5}$$

Если смещение частоты между источниками меньше, чем $\phi_{max}/2Q_1$, где Q_1 — это добротность нагруженного источника, то фазы будут следовать за “внешней синхронизацией”, фактически не дающей накапливаемого опережения по фазе за большие отрезки времени. Существует хорошая практика преднамеренно выбирать выходные частоты

тактовых генераторов настолько разными, чтобы, если внешняя синхронизация является значительной проблемой, то фазовое накопление будет проявляться в виде серии дискретных значений, сопровождаемых скачком уровня.

Значительным преимуществом системы измерения с двумя генераторами является то, что порог шума может проверяться худшим генератором, как объясняется в разделе 4.2.3 [Walls и др., 1988].

4.2.1 Гетеродинные измерения фазы (времени)

Разрешающая способность для гетеродинных измерений времени или фазы возрастает до:

$$\delta\tau = (\nu_0 / \nu_b)\, \delta t, \tag{4.6}$$

где δt — разрешающая способность счетчика, как обсуждалось в разделе 4.1.1. Чтобы избежать неоднозначности, ν_b следует сравнить с максимальными вариациями частоты между эталоном и испытуемым источником. Требуются дополнительные измерения, чтобы определить: частота источника выше или ниже эталона. Фаза сигнала биений проходит через ноль, когда разность фаз между двумя сигналами равна $\pm$ (2n +1)90°, где n = 0, 1, 2, 3.... См. рис.4.5. Время перехода нуля смещается или из-за ошибки $\delta\phi$ за счет несовершенной симметрии смесителя и/или из-за КСВН в трактах распространения эталона и сигнала [Nelson и др., 1992]. Ошибки в отсчете времени из-за влияния КСВН и типичные температурные коэффициенты для смещений в смесителе даются в [Nelson и др., 1992] для частот 5 и 100 МГц. Эти ошибки обычно даются в масштабе $1/\nu$.

Показание время испытуемого источника составляет:

$$t_{DUT} = T_{ref} \pm n\nu_0 \pm \delta\phi, \tag{4.7}$$

где n — число периодов биений, которые прошли со времени начальной синхронизации. Минимальное время между выборками данных равно $1/\nu_0$. Для часов, работающих почти на одной и той же частоте, это ограничение может быть очень значительным.

Данные по разности времени могут использоваться для описания парциальной стабильности частоты источников с использованием уравнения (4.4а) или уравнения (3.39) в Главе 3. Разрешающая способность для кратковременной стабильности частоты во временной области (τ меньше 0,1 с) обычно намного хуже, чем получаемая при интегрировании шума фазы с использованием уравнения (4.5с) [Walls и др.,1990]

4.2.2 Гетеродинные измерения частоты

При использовании гетеродинного метода частота испытуемого источника (DUT):

$$\nu_{DUT} = \nu_0 \pm \nu_b\,. \tag{4.8}$$

Требуются дополнительные измерения, чтобы определить знак разности частот. Одним из методов является изменение частоты эталона или DUT на известную величину и определение, станет ли частота биений меньше или больше. Другой способ — это добавление или вычитание фазового (или временного) сдвига к эталону или к DUT и наблюдение за направлением смещения частоты биений. Разрешающая способность для гетеродинного измерения частоты дается формулой:

$$\delta\nu = \delta t \frac{\nu_b^2}{\nu_0}, \tag{4.9}$$

где δt — разрешающая способность отсчета времени для $\tau = 1/\nu_0$. См. обсуждение в разделе 4.1.1. Обычно неопределенность ограничивается стабильностью частоты эталона, фазовыми изменениями фазового детектора и другими факторами, перечисленными в таблицах 4.2 и 4.4.

После окончания подсчета типовой счетчик сбросится и будет ожидать следующего пересечения нуля, чтобы начать следующий подсчет. Следовательно, в ситуации с низкой частотой биений, половину времени счетчик не собирает данные (ожидая следующего пересечения нуля). Это пропавшее зря время, так называемое “мертвое время” [Barnes и др.,1990], смещает расчетные значения $\sigma_y(t)$ и $\mathrm{mod}\sigma_y(t)$ на величину, которая зависит от вида

шума и продолжительности мертвого времени. Таблицы смещений в функции от вида шума и процента мертвого времени даются в [Barnes и др.,1990]. Ограничения из-за мертвого время могут быть обойдены за счет использования двух счетчиков, включаемых в разные периоды, или за счет использования одного из методов, обсуждаемых в разделах 4.2.4.—4.2.6. Для часов, работающих примерно на одной и той же частоте, это является серьезным ограничением.

4.2.3 Гетеродинные измерения шума ФМ

Рис. 4.6 показывает блок-схему типичной аналоговой измерительной системы, используемой для измерения шума ФМ источника в сравнении с эталонным генератором. Смеситель используется как фазовый детектор для преобразования малых фазовых изменений в малые флуктуации напряжения, которые затем измеряются спектральным анализатором. Таблицы 4.2 и 4.4 показывают параметр, который в основном воздействует на неопределенность измерений. Рис. 4.5 показывает типичный выходной сигнал смесителя в зависимости от разности фаз между источником и эталоном. Чувствительность смесителя k_d и номинальный коэффициент усиления усилителя $G(f)$, предполагая, что измерения производятся после усилителя сигнала, определяются из уравнения (4.10), из измерения крутизны сигнала биений при пересечении нуля и периода биений.

$$k_d G(f) = \frac{dV}{dt}\Big|_{V=0} \frac{T_b}{2\pi}. \tag{4.10}$$

Для получения линейной передаточной функции смесителя в основном необходимо поддерживать флуктуации фазы около 90° (квадратура), когда выходное напряжение приблизительно равно 0. Поддержание фазовых отклонений менее 0,1 радиана от квадратуры в общем снижает погрешности до уровня ниже 0,2 дБ. Это обычно достигается использованием автоподстройки по фазе (ФАПЧ), которая понижает фазовые флуктуации на низких частотах Фурье и пропускает частоты Фурье выше полосы пропускания ФАПЧ [Walls и др., 1988; Howe и др., 1981; Walls и др., 1976]. Обычно для минимизации фазовой погрешности используется ФАПЧ второго порядка (с интегратором) [Walls и др., 1976]. См. рис. 4.6

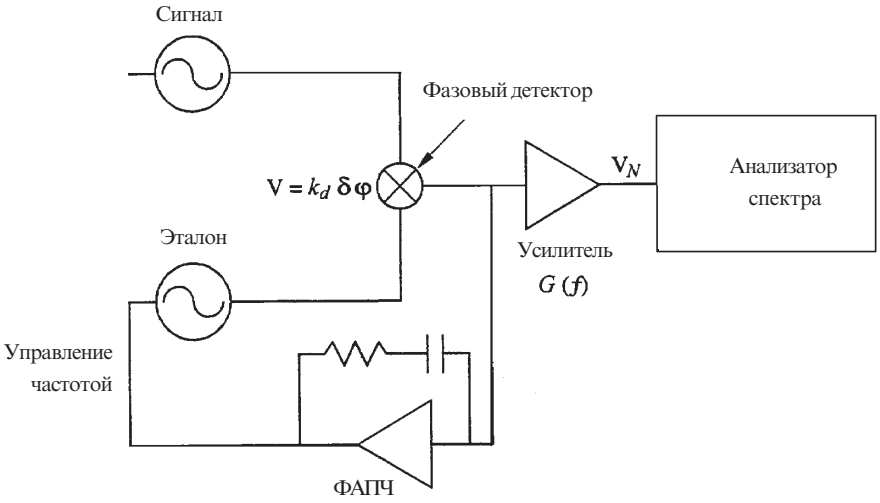


РИСУНОК 4.6

Блок-схема для измерения шума ФМ измерительной системой с использованием фазовой автоподстройки частоты

Серьезные ошибки возникают от частотной зависимости смесителя и следующего за ним усилителя [Walls и др., 1988]. Шум смесителя и последующего усилителя определяют разрешающую способность или минимальный уровень шума такой конфигурации. Реактивные согласованные нагрузки улучшают чувствительность смесителя, тем самым улучшая минимальный уровень шума, однако, амплитудно-частотная характеристика не является плоской и погрешности фазы возрастают по сравнению с теми, которые получаются с нагрузками в 50 Ом [Nelson и др., 1992; Walls и др., 1988]. Рис. 4.7 показывает типичную зависимость чувствительности для смесителя низкого уровня на 5 МГц от мощности и емкостной нагрузки.

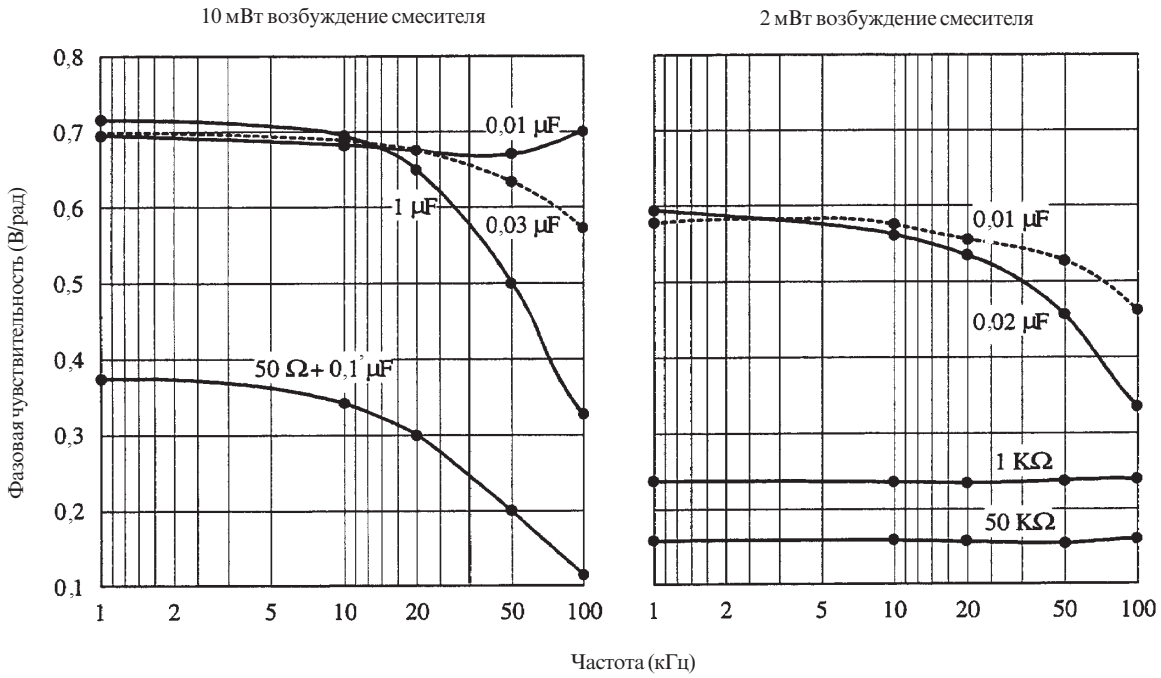


РИСУНОК 4.7

Типичная зависимость чувствительности кольцевого балансного смесителя низкого уровня на 5 МГц как функция нагрузки ПЧ для уровней возбуждения +2 и +10 дБм

Погрешности и неопределенности из-за этих эффектов могут быть значительно снижены путем использования одного из следующих методов калибровки. Самый универсальный метод показан на рис. 4.8 [Walls и др., 1988; Walls, 1992; Walls и др., 1991].

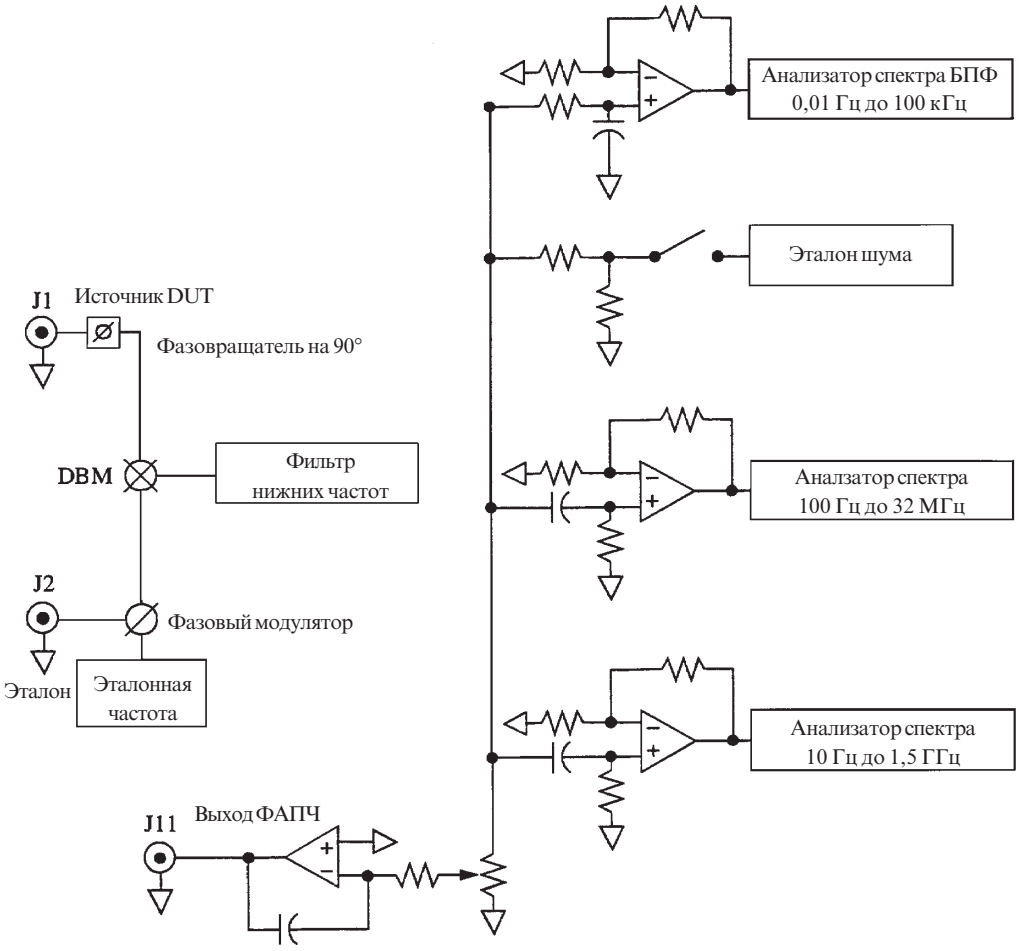


РИСУНОК 4.8

Блок-схема расширенной системы измерения ФМ NIST, использующей внутренний фазовый модулятор для калибровки чувствительности смесителя и чувствительности усилителя по частоте

В этом методе боковые полосы фазовой модуляции, амплитуда которых примерно постоянна с изменением частоты *f*, кодируются сигналом при помощи модулятора. Частота источника модуляции развертывается по соответствующим частотам смещения Фурье. Так как амплитуда боковых полос фазовой модуляции постоянна в области частот смещения Фурье, то амплитуда демодулированного сигнала в анализаторе спектра может использоваться для корректировки всех частотно зависимых погрешностей [Walls и др., 1988]. Чувствительность смесителя и коэффициент усиления для низких частот определяется на частоте биений путем измерения крутизны сигнала биений после усилителя на рис. 4.8. Этот подход согласно рис. 4.8 значительно повышает точность для широкополосных систем измерения. Сообщалось об измерениях со стандартной достоверностью менее 2 дБ для частот Фурье до 1ГГц от несущей [Walls и др., 1988; Walls, 1992; Walls и др., 1991].

Новый метод калибровки погрешностей в зависимости от частоты, хорошо приспособленный к системам, в которых производится много измерений на одной и той же частоте, показан на рис. 4.9. В этом методе небольшое количество гауссова шума, сконцентрированного около несущей, добавляется к эталону в малошумящем сумматоре мощности. Это приводит в результате к равному количеству ФМ и АМ шума, который может добавляться, по желанию, к эталону [Walls, 1993-1; Walls, 1993-2; Walls и др., 1994]. Когда добавленный шум выключается, снижение эталонного ФМ шума фактически нельзя померить [Walls, 1993-2]. Измеряемый источник привязан по фазе к эталону, используя ФАПЧ, как описывалось выше. При использовании такого метода не требуется никаких данных о частоте биений.

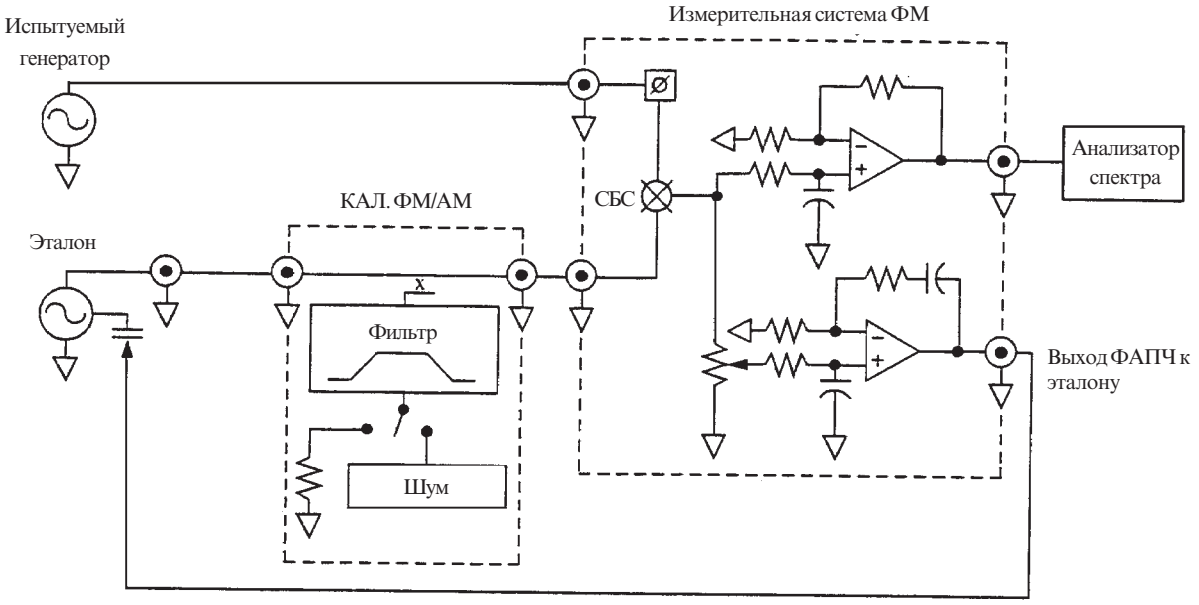


РИСУНОК 4.9

Блок-схема применения стандарта шума NIST PM/AM CAL (КАЛ. ФМ/АМ) для определения ФМ шума генератора

Добавляемый ФМ/АМ шум можно сделать практически постоянным в области частот Фурье, как показывается в таблице 4.7. Спектральная плотность мощности (PSD) напряжения шума V_n измеряется при включенном и выключенном шуме. PSD с включенным шумом равна калиброванному уровню шума, умноженному на коэффициент усиления смесителя и усилителей. Мы предполагаем здесь, что при таком измерении шум генератора и шум системы может не приниматься во внимание, и что фазовый детектор имеет значительное подавление АМ шума, а потому можно пренебречь его вкладом. Измерения, где системный шум значительный, обсуждаются в разделе 4.2.8. PSD напряжения V_n с выключенным шумом равна шуму испытуемых генераторов плюс системный шум, умноженный на коэффициент усиления по мощности системы смесителя и усилителя. Если уровни PSD выражаются в дБ, то

$$S_\phi(f)_{DUT} = S_\phi(f)_{калиб} - \text{разность}, \tag{4.11}$$

как показано на рис. 4.10. Изменения в уровнях PM/AM CAL отражают изменения в общей чувствительности из-за эффектов частотной зависимости, таких как действие ФАПЧ и коэффициент усиления усилителя. *L (f)* испытуемого устройства (DUT) получается из уравнения (4.11) [Walls, 1990; Walls и др., 1991; Walls, 1993-1; Walls, 1993-2]. Такой подход значительно снижает неопределенность измерения, так как он автоматически учитывает все источники погрешностей, даже учитываются погрешности, зависимые от частоты, за исключением преобразования АМ в ФМ. Этот подход также уменьшает затраты времени, необходимые для рутинных измерений ФМ шума, по сравнению с традиционными методами, так как это измерение сейчас сведено до измерения отношения при включенном шуме и при выключенном шуме [Walls, 1993-2].

ТАБЛИЦА 4.7

Характеристики шума для Стандартов шума ФМ/АМ на 5 МГц, 10 МГц, 100 МГц и 10,6 ГГц

Номинальный фазовый шум источника на канал, ±3 дБс/Гц								
Частота Фурье								
Частота источника	1 Гц	10 Гц	100 Гц	1 кГц	10 кГц	100 кГц	1 МГц	10 МГц
5 МГц	-121	-151	-163	-171	-174	-174	-174	
10 МГц	-115	-145	-157	-165	-168	-168	-168	
100 МГц	-70	-100	-130	-156	-170	-170	-173	-173
10,6 ГГц	+30	0	-30	-60	-85	-110	-140	-169
Максимальный остаточный шум между каналами, дБс/Гц								
5 МГц	-162	-172	-182	-190	-194	≤-175	≤-175	
10 МГц	-161	-176	-183	-191	-197	≤-175	≤-175	
100 МГц	-152	-162	-172	-182	-193	-193	-194	
10,6 ГГц		-153	-163	-173	-181	-181	-196	-198
Дифференциальный ФМ/АМ шум, ±0,2 дБс/Гц								
5 МГц	-127,3	-127,3	-127,3	-127,3	-127,3	-127,3		
10 МГц	-128,4	-128,4	-128,4	-128,4	-128,4	-128,4	-128,4	
100 МГц	-129,5	-129,5	-129,5	-129,5	-129,5	-129,5	-129,5	-129,8
10,6 ГГц	-138,9	-138,9	-138,9	-138,9	-138,9	-138,9	-138,9	-138,9

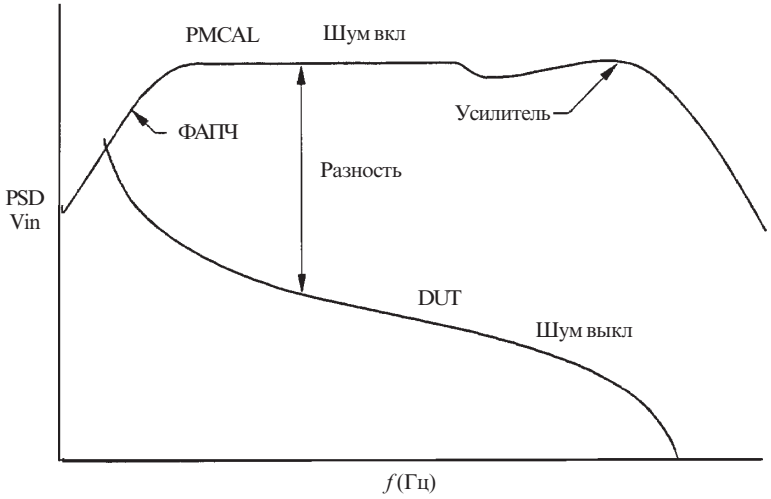


РИСУНОК 4.10

Калибровка с использованием PM/AM CAL из рисунка 4.9

Минимальный уровень шума системы измерения с двумя генераторами может определяться с использованием схемы, показанной на рис. 4.11. Для обеспечения эталонного сигнала для обоих портов системы измерения ФМ используется реактивный делитель мощности. Так как фаза между двумя сигналами сейчас зафиксирована, необ-

ходим третий сигнал для калибровки чувствительности смесителя и коэффициента усиления усилителя. Один из подходов заключается в установке фазы ϕ так, чтобы выходной сигнал смесителя имел приблизительно нулевой уровень.

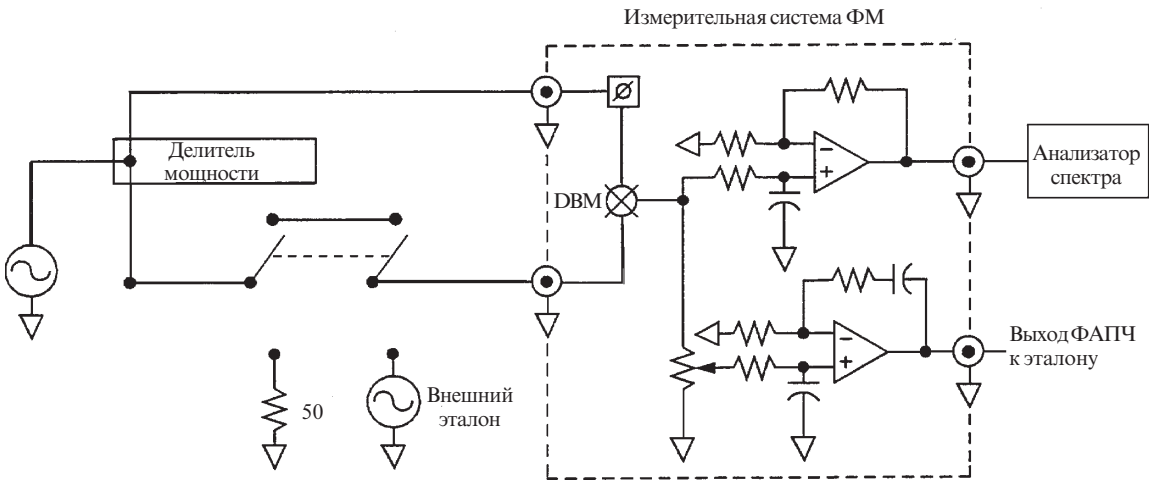


РИСУНОК 4.11

Блок-схема стандартной конфигурации для измерения минимального уровня шума в системах измерения ФМ шума

Один порт делителя мощности затем нагружается резистором 50 Ом и кабелем, подключенным к другому источнику с таким же полным выходным сопротивлением и мощностью, как и выход делителя мощности. Внешний источник смещается от эталона для получения нужного сигнала биений для калибровки чувствительности смесителя и коэффициента усиления усилителя по уравнению 4.10. После калибровки $k_d G(f)$ кабель вновь соединяется с первоначальным источником и минимальный уровень шума определяется из

$$\frac{PSDV_N}{[k_d G(f)]^2} = S_{\phi\ \text{измер.сист.}} + 2\beta^2 S_{a1}(f) + \frac{\pi f}{\nu_0} S_{\phi 1}(f), \tag{4.12}$$

где $S_{\phi 1}(f)$ — ФМ шум эталона, β^2 — преобразование АМ в ФМ в смесителе, $S_{a1}(f)$ — АМ шум эталона. Мы предположили минимальный фазовый сдвиг, что необходимо для получения фазовой квадратуры в смесителе.

Основное ограничение этого подхода для широкополосных измерительных систем заключается в том, что калибровка не измеряет изменения k_d или $G(f)$ с частотой или вклад шума эталона [Walls и др., 1988]. Обсуждение см. в разделах 4.2.7 и 4.2.8.

Новый метод показан на рис. 4.12, который, в общем, имеет более высокую точность, так как не нужно измерять частоту биений или не нужен заменяющий источник, а также автоматически учитывается частотная зависимость k_d и $G(f)$. В этом подходе чувствительность смесителя и коэффициент усиления усилителя калибруются путем измерения PSD (спектральная плотность мощности) V_n при помощи стандарта шума PM/AM CAL. Источник шума выключается и измеряется PSD V_n из-за остаточного шума. Шумовой порог дается уравнением (4.11). См. рис. 4.10. Как видно, минимальный уровень шума при этом подходе чрезвычайно низкий, достигая в некоторых случаях –195 дБс/Гц. Таблица 4.7 показывает пример минимальных уровней ФМ шумов, достигнутых с использованием такого метода для несущей частоты от 5 МГц до 10,6 ГГц [Walls, 1993-2].

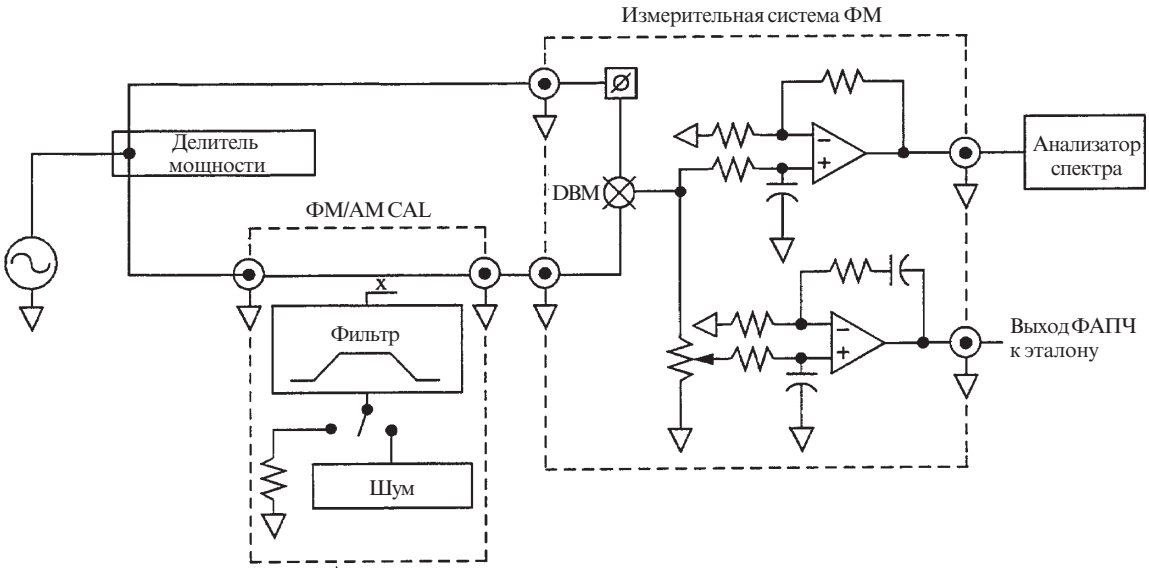


РИСУНОК 4.12

Блок-схема измерения минимального уровня шума в системах измерения ФМ шума

Типичные кольцевые балансные смесители, которые используются для фазового детектирования, имеют значительные гармонические искажения, особенно при значительных возбуждающих сигналах. Это свойство может использоваться для измерений ФМ шума на нечетных гармониках местного генератора или эталонной частоты. Чувствительность составляет обычно –9 дБ для обнаружения на 3-й гармонике и –16 дБ для обнаружения на 5-й гармонике [Walls и др., 1988]. Разработано несколько специализированных смесителей для работы на еще более высоких гармониках, особенно в СВЧ и миллиметровом диапазонах. Это гармоническое искажение может вызывать искажения при основных измерениях ФМ, потому что выходной сигнал смесителя содержит дополнительные компоненты из-за биений между гармониками одного сигнала и шумом другого. Искажения могут достигать 2—6 дБ, если один из сигналов имеет форму меандра. Для устранения этой проблемы может применяться малошумящий фильтр нижних частот или полосовой фильтр [Walls и др., 1988; Walls и др., 1994].

Другая важная проблема при прецизионных ФМ измерениях — присутствие АМ шума в источниках и системах измерения. Большинство приборов, включая усилители и смесители, преобразуют шум АМ в кажущийся шум ФМ. Обычные коэффициенты преобразования находятся в пределах от –3 до –30 дБ. Поэтому, чтобы измерить минимальный уровень шума системы измерения, часто необходимо использовать источник с относительно низким шумом АМ [Walls и др., 1988; Nelson и др., 1994; Ascarrunz и др., 1993; Parker, 1989]. Минимальный уровень шума для многих приборов фактически определяется преобразованием АМ в ФМ, а не присущим внутренним ФМ шумом. Ссылки [Walls и др., 1988; Ascarrunz и др., 1993; Parker, 1989] дают наиболее исчерпывающую информацию по этому вопросу. Методы измерения АМ шумов обсуждаются в разделе 4.4.

4.2.4 Системы измерения времени со сдвоенным смесителем

Рис. 4.13 показывает упрощенную блок-схему системы измерения времени с помощью сдвоенного смесителя [Stein и др., 1982; Stein и др., 1983]. Система позволяет измерять фазу между эталонным генератором и одним или многими источниками и, в основном, используется в системе управления набором часов. Обычно генераторы в наборе работают на очень близко расположенных частотах. Часто смещения парциальной частоты составляют величину менее 10^{-11}. Стандартная система на одном гетеродине не может измерять часы при таких малых смеще-

ниях частоты, потому что данные берутся только при пересечении нуля, а это может происходить реже 2 раз в день. Система сдвоенного смесителя обходит эту проблему, образуя биения каждого источника с общим генератором смещения, который иногда привязан по фазе к эталону. Регулируя частоту смещения, можно подобрать скорость передачи данных для сравнения фазы между различными часами.

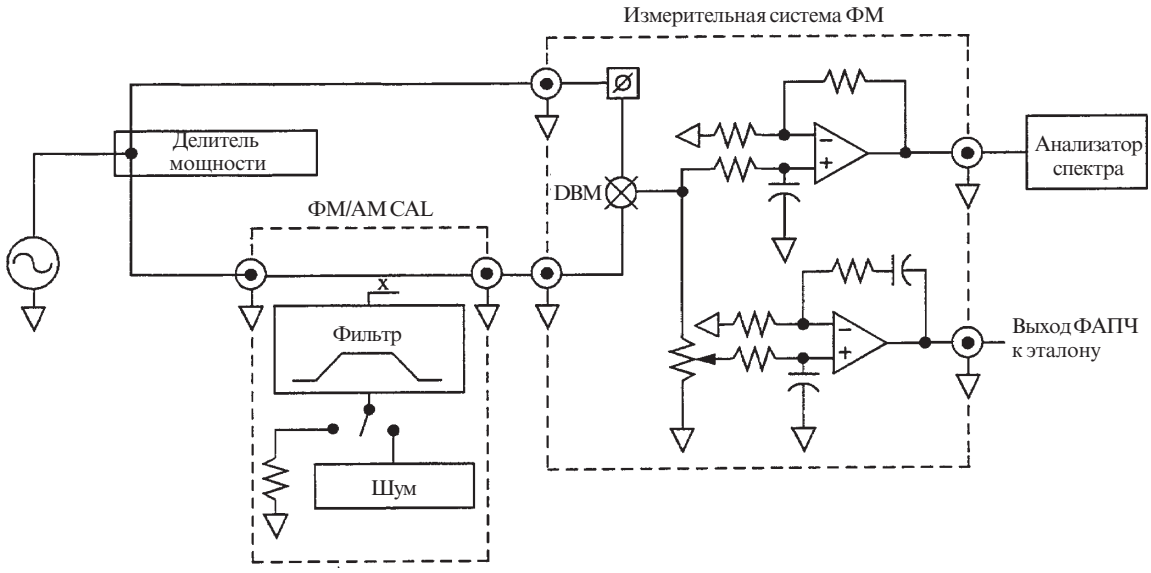


РИСУНОК 4.13

Блок-схема системы измерения разности времени на сдвоенном смесителе

Этот подход более сложный, по сравнению с одноканальными системами, но имеет малый шум, нулевое мертвое время, регулируемую разрешающую способность и может измерять фазу, время, частоту и стабильность частоты [Stein и др., 1982; Stein и др., 1983]. Разрешающая способность парциальной частоты при этом подходе обычно составляет от 10^{-12} до 10^{-14} на несущей частоте 5 МГц. Эта характеристика масштабироваться как 1/ν. Минимальный уровень шума может быть значительно улучшен за счет использования методов взаимной корреляции [Lepek и др., 1993; Groslambert и др., 1981]. Дискуссия по общим аспектам метода приведена в разделе 4.2.8.

4.2.5 Системы измерения, основанные на импульсах привязки

На рис. 4.14 и 4.15 показан другой метод измерения стабильности частоты точных часов, который также не имеет мертвого времени [Greenhall, 1989]. Эталонная частота делится до некоторой удобной частоты, обычно порядка 10 Гц. Сигнал запускает счетчик интервалов времени, а импульс из поделенной эталонной частоты (импульсы привязки) останавливает счетчик. Этот подход будет действовать без мертвого времени настолько долго, пока период сигнала биений будет больше времени сброса счетчика в исходное состояние. Подробности извлечения данных для восстановления фазы часов легко реализуются и описываются в [Greenhall,1989]. Этот подход более сложный, чем системы с одним каналом, но имеет малый шум, нулевое мертвое время, регулируемую разрешающую способность, и способен измерять фазу, время, частоту и стабильность частоты. Этот подход требует смещения эталонного сигнала относительно испытуемого источника для образования биений, что похоже на систему разности времени со сдвоенным смесителем.

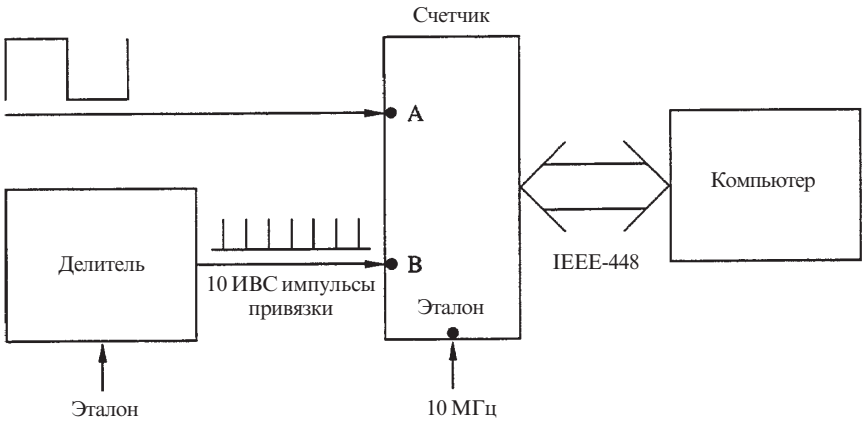


РИСУНОК 4.14

Блок-схема системы измерения с импульсами привязки

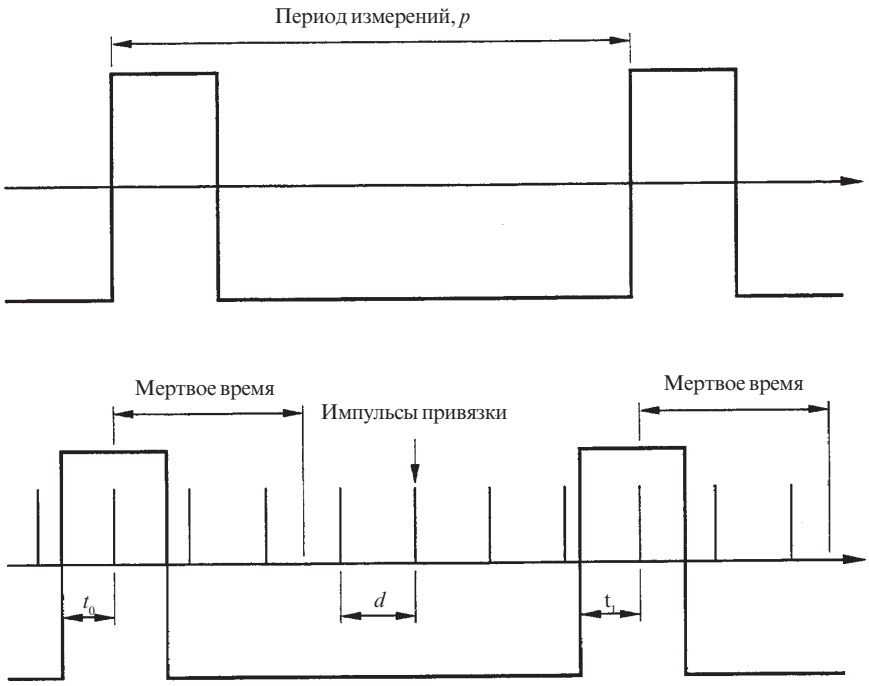


РИСУНОК 4.15

Диаграмма отсчета времени системы измерения с импульсами привязки

4.2.6 Цифровые методы для измерений частоты и ФМ

Если сигнал биений между двумя источниками, см. рис. 4.5, преобразуется в цифровую форму с достаточной точностью, то возможно восстановление временных изменений амплитуды и фазы [Blair, 1994]. Временные изменения фазы можно проанализировать для получения времени и частоты, как указывалось выше. Преобразование Фурье пересечений нуля пропорционально шуму ФМ. Сигнал не должен насыщать смеситель, если нужно получить выходной сигнал, пропорциональный амплитудным флуктуациям испытуемого сигнала. Однако, часто наилучшим условием для малошумящих ФМ измерений является насыщение эталонного и сигнального портов.

4.2.7 Измерения при помощи трех источников

Простые одноканальные аналоговые измерения, как описано выше, содержат ФМ шумы сигнала, эталонного сигнала и системы измерения. Так как шумы различных источников не коррелированы, выходной сигнал смесителя пропорционален простому сложению мощности шума всех источников, что означает, что компоненты различных шумов можно выделить. См. уравнение (4.13) [Walls и др., 1988; Walls и др., 1991]. Здесь β^2 — коэффициент преобразования АМ в ФМ смесителе.

$$S_{\phi 1,2}(f) = S_{\phi 1}(f) + S_{\phi 2}(f) + S_{\phi\ \text{изм.сист.}}(f) + \beta^2 S_{a1}(f) + \beta^2 S_{a2}(f) \tag{4.13}$$

$$S_{\phi 1}(f) = \frac{1}{2}[S_{\phi 1,2}(f) + S_{\phi 1,3}(f) - S_{\phi 2,3} - S_{\phi\ \text{изм.сист.}}(f) + \beta^2 S_{a1}(f)]\,. \tag{4.14}$$

Шум испытуемого источника можно иногда оценивать лучше, если измерять ФМ шум между тремя разными генераторами. Шум ФМ одного генератора затем оценивается из уравнения (4.14). Для этого метода необходимо иметь оценки минимального уровня ФМ шума системы измерения и вклад амплитудного шума. Если шум АМ источника выше, чем шум ФМ, это может, в зависимости от значения β, ограничить минимальный уровень шума измерения. Типичные значения β^2 составляют от –5 до –30 дБ. Шум от измерительной системы можно оценить, используя методы, обсужденные в разделе 4.3.2. $S_a(f)$ может измеряться с помощью методов из раздела 4.4.

В оптимальных случаях вклад в $S_{\phi 1}(f)$ благодаря шуму ФМ из источников 2, 3 и измерительной системы может быть снижен на коэффициент 10. Успех этого подхода зависит от тщательности согласования уровней сигналов в смесителе и определении $k_d G(f)$ и V_n для каждого измерения.

4.2.8 Системы измерения с взаимной корреляцией

Рис. 4.16 показывает двухканальную систему для измерения шума ФМ одиночного источника [Walls и др., 1988; Nelson и др., 1994; Ascarrunz и др., 1993; Lance и др., 1984; Walls, 1992]. Каждая система измерения содержит шум ФМ от испытуемого источника плюс шум ФМ присоединяемого эталонного сигнала и системы измерения, как описано выше. В идеале, средний уровень PDS для $(V_{N_1} \times V_{N_2})$ должен содержать только шум ФМ общего источника. Шумы двух эталонных сигналов и двух систем измерения не коррелируются и должны при усреднении сводиться к нулю, как квадратный корень из числа измерений N. На практике минимальный уровень шума часто определяется величиной β^2 и АМ шумом источников.

$$\frac{PSD(V_{N_1}\ V_{N_2})}{K_{d1}K_{d2}G_1(f)G_2(f)} = S_{\phi 1}(f) + \beta^2(S_{a1}(f) + S_{a2}(f) + S_{a3}(f)) + \\ + \frac{S_\phi(f)_2 + S_\phi(f)_3 + S_\phi(f)_{\text{изм.сист.}}}{\sqrt{N}}\,. \tag{4.15}$$

Обычно вклад ФМ шума от источников и систем измерения может быть снижен в 100 раз путем 10^4 усреднений. Это дает возможность измерить шум ФМ в источнике, что намного лучше, чем любые другие имеющиеся эталоны. Этот метод работает от радиочастотного диапазона до миллиметрового диапазона [Walls и др., 1988; Nelson и др., 1994; Ascarrunz и др.,1993; Lance и др., 1984; Walls, 1992]. Типичные минимальные уровни шума при таком подходе для несущих частот от 5 МГц до 10,6 ГГц показаны в среднем разделе таблицы 4.7. Такой подход с взаим-

ной корреляцией к измерениям с тремя источниками дает более низкий шум, чем тот, который описан в разделе 4.2.7, так как данные берутся одновременно, что дает лучшее подавление шума, а результаты зависят линейно от $(k_d G(f))^2$ в каждом канале вместо разницы между ними. См. рис. 4.17 для сравнения типичных минимальных уровней шума для различных методов измерения ФМ источника [Walls и др., 1988].

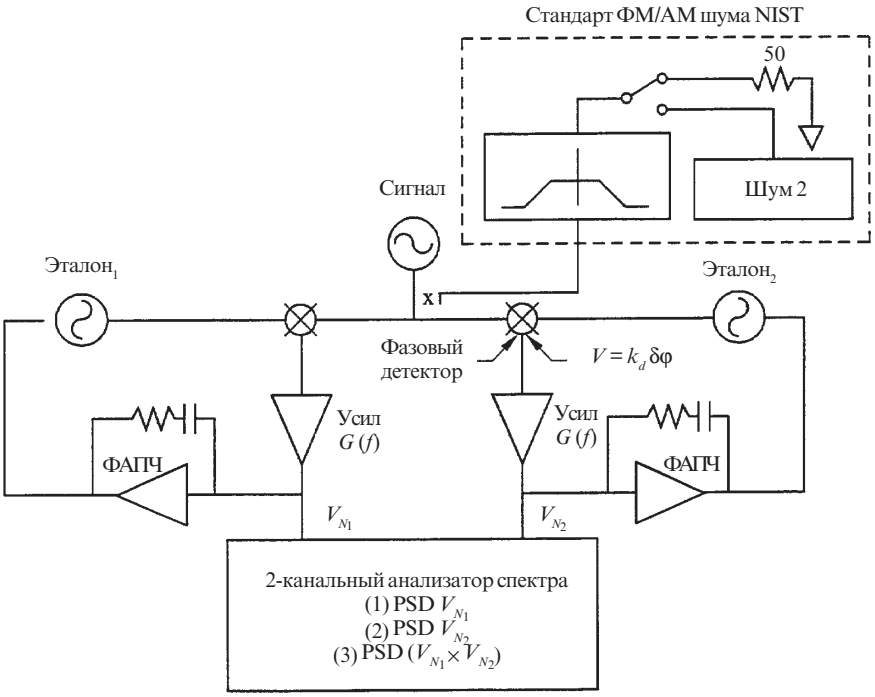


РИСУНОК 4.16

Блок-схема двухканальной измерительной системы, использующей метод взаимной корреляции для определения ФМ шума одиночного генератора

Взаимная корреляция может использоваться в большинстве одноканальных методов для улучшения разрешающей способности. В работе [Lance и др.,1984] также показывается использование взаимной корреляции для снижения минимального уровня ФМ шума при измерениях, основанных на использовании линии задержки. В работах [Lepek и др., 1993; Groslambert и др., 1981] показано использование методов взаимной корреляции для снижения минимального уровня шума в системах измерения во временной области.

4.3 Измерения частоты и ФМ шума одиночного генератора

Существует ряд методов, которые могут использоваться для измерения характеристики одиночного источника. Все эти методы характеризуются использованием линии задержки или стабильного резонатора в качестве частотного дискриминатора. В таких системах выходной сигнал пропорционален разности частоты от номинала, вместо фазовой разницы между двумя источниками, как описано в разделах от 4.2.0 до 4.2.6. В зоне, близкой к несущей частоте, минимальный уровень шума для измерений ФМ обычно на много порядков хуже, чем в методах с двумя генераторами, описанными выше в разделах от 4.2.0.до 4.2.8 [Lance и др., 1984; Ashley, 1968]. См. рис. 4.17 для сравнения минимальных уровней шума одиночного генератора с уровнями шумов, полученными методами с двумя генераторами. Методы двухканальной взаимной корреляции могут использоваться для улучшения минимального уровня шума измерений в одиночном канале, показанных на рис. 4.17. Другим недостатком всех методов измерения с одиночным генератором является то, что трудно проверить минимальный уровень шума, который лучше, чем у испытуемого источника.

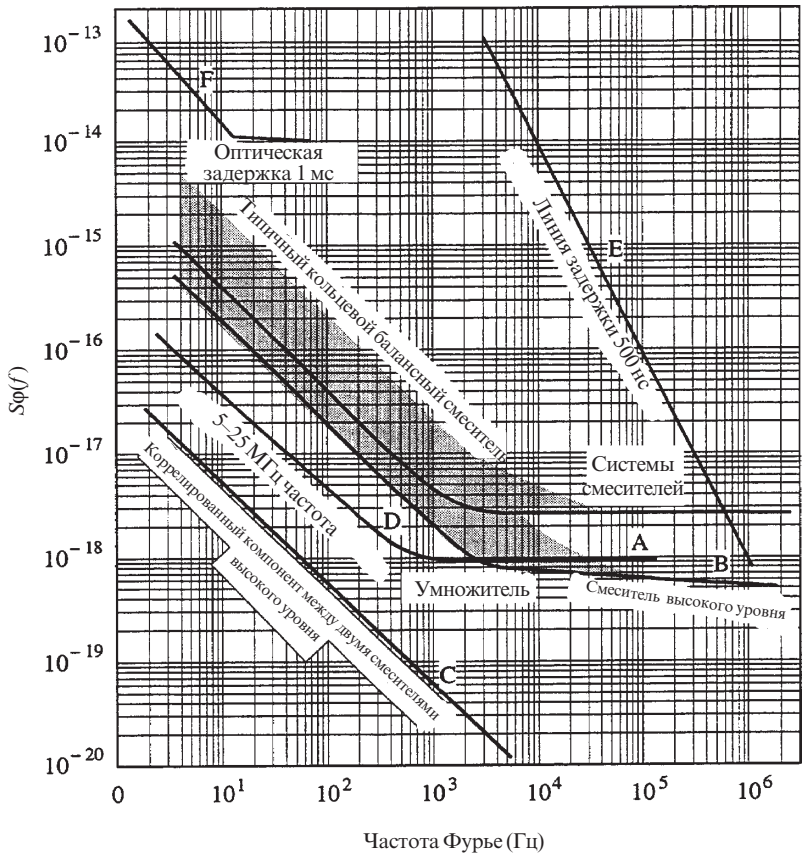


РИСУНОК 4.17

Сравнение минимального уровня шума или разрешающей способности различных конфигураций измерения ФМ

4.3.1 Измерения частоты и ФМ шума с применением линии задержки

На рис. 4.18 показана блок-схема простой системы для измерения частоты и ФМ шума источника, используя частотный дискриминатор с линией задержки [Walls и др., 1988]. Более совершенные версии обсуждаются в [Lance и др., 1984; Ashley, 1968; Avramov и др., 1994]. Смеситель обеспечивает выходное напряжение, пропорциональное разности фаз прямого сигнала и сигнала из линии задержки. Сдвиг фазы ϕ регулируется, чтобы получить на выходе примерно 0 вольт на данной частоте. Небольшие изменения в фазе вокруг этой исходной рабочей точки в этом случае пропорциональны небольшим изменениям частоты. Погрешность определения частоты при таком подходе довольно высока, однако, он часто очень полезен для измерения изменений частоты. Простой метод калибровки значения $k_V G(f)$ состоит в измерении dV, изменения постоянного выходного напряжении при отклонении частоты входного сигнала на шаг $d\nu$, который больше по сравнению с шумом, но меньше, чем примерно 1/50τ. См. уравнение 4.16. Эти данные могут далее анализироваться для получения ФМ шума с использованием уравнения 4.17.

Чувствительность этого подхода равна нулю всякий раз, когда задержка фазы приближается к (2n+1)90° [Ashley, 1968]. Большие значения времени задержки, которые необходимы для достижения высокой чувствительности при смещениях на низких частотах Фурье, ведут к сильному ослаблению сигналов радиочастотного и микроволнового диапазонов. В работе [Avramov и др., 1994] сообщается о приближении минимального уровня шума к –190 дБс/Гц при отклонении на несколько МГц от несущей в 1 ГГц для двухканальной системы с задержкой и с взаимной корреляцией. Эта проблема может быть смягчена до какой-то степени переносом РЧ или микроволнового сигнала

на оптический сигнал, который подключен к волоконно-оптической линии задержки с малыми потерями. Это улучшает чувствительность вблизи несущей за счет минимального уровня широкополосного шума, который относительно слабый благодаря шуму в системах оптический модулятор/демодулятор. Рис. 4.18 из [Lance и др., 1984] сравнивает данные для нескольких различных линий задержки с результатами из метода с двумя генераторами [Avramov и др., 1994].

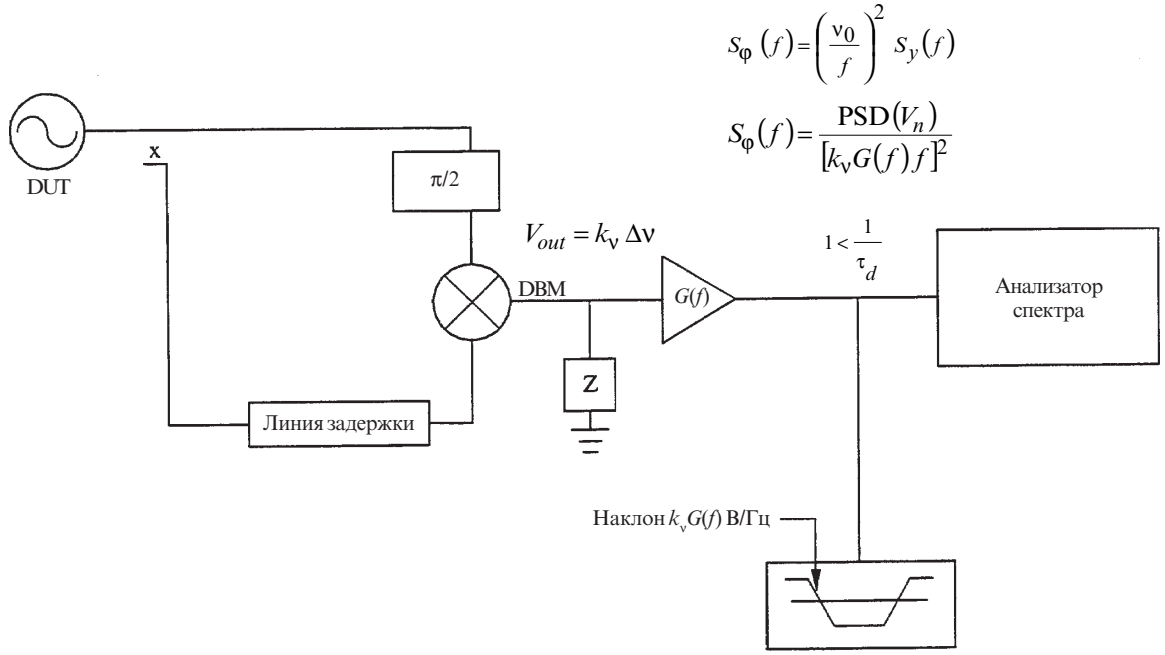


РИСУНОК 4.18

Блок-схема дискриминатора с линией задержки для измерения ФМ

$$dV = k_v\ G(f)\, dv \tag{4.16}$$

$$S_\phi(f) = \frac{V_N^2}{(f\, k_v\, G(f))^2\, BW}. \tag{4.17}$$

4.4 Измерения шума АМ

Шум АМ в источниках и приборах и преобразование АМ в ФМ часто ограничивают характеристики практических систем. Измерение ФМ нельзя считать завершенным без измерения уровня шума АМ. Измерение шума АМ может быть произведено без эталона, поэтому все методы измерения являются измерениями с одиночным генератором.

На рис. 4.19 показана простая система измерения с одиночным каналом для измерения АМ [Walls и др., 1998]. Чувствительность в зависимости от частот Фурье может калиброваться с использованием источника, который может быть амплитудно-модулированным [Nelson и др., 1992]. Чувствительность АМ систем можно также калибровать с использованием стандарта шума АМ [Walls, 1993-2]. Преимущество этой схемы в том, что она может обычно обеспечить более низкую погрешность в более широком диапазоне частот Фурье. Измерения, использующие стандарт шума АМ в [Walls, 1993-2] обеспечивают калибровку $K_a G(f)$ для f от почти постоянного тока (0 Гц) до 10% несущей частоты или 1 ГГц, в зависимости от того, какая из них имеет более низкое значение.

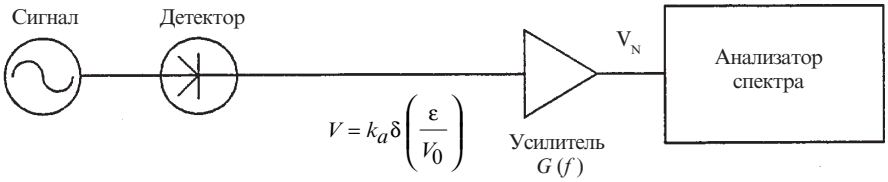


РИСУНОК 4.19

Блок-схема простой системы измерения шума АМ

Для ослабления шума, который вносит в общий измеряемый шум система измерения, может использоваться двухканальная система измерения АМ шума, которая использует методы взаимной корреляции для значительного улучшения минимального уровня шума [Walls, 1993-1;Walls, 1993-2; Walls и др., 1994; Nelson и др.,1994; Ascarrunz и др., 1993]. Приведенная здесь система откалибрована по описанному выше методу.

В таблицах 4.3 и 4.4 приводятся параметры, влияющие, обычно, на погрешность измерений АМ шума.

Ссылки

ALLAN D.W. and BARNES J.A. [1981] A Modified Allan Variance with Increased Oscillator Characterization Ability. Proceedings 35th Annual Symposium on Frequency Control.

ALLAN D.W., HELLWIG H., KARTASCHOFF P., VANIER J., VIG J., WINKLER G.M. R. and YANNONI N. [1988] Standard Terminology for Fundamental Frequency and Time Metrology. Proceedings 42nd Annual Symposium on Frequency Control.

ASCARRUNZ F.G., FERRE E.S. and WALLS F.L. [1993] Investigations of AM and PM Noise in X-Band Devices. Proceedings 1993 Frequency Control Symposium, Salt Lake City, UT, pp. 303-311.

ASHLEY J.R., SEARLES C.B. and PALKA F.M. [1968] IEEE Transactions Microwave Theory Tech. MTT-16, pp. 753-760.

AVRAMOV I.D., WALLS F.L. and PARKER T.E. [1994] Extremely low thermal Noise Floor Power Oscillator Using Surface Transverse Waves. Proceedings IEEE Frequency Control Symposium.

BARNES J.A. and ALLAN D.W. [1990] Variances Based on Data with Dead Time Between the Measurements. NIST Technical Note 1318.

BARNES J.A., CHI A.R., CUTLER L.S., HEALEY D. J., LEESON D.B., McGUNIGAL T.E., MULLEN J.A. Jr., SMITH W.L., SYDNOR R.L., VESSOT R.F.C. and WINKLER G.M.R. [1971] Characterization of Frequency Stability. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.*

BERNIER L.G. [1987] Theoretical Analysis of the Modified Allan Variance. Proceedings 41st Annual Frequency Control Symposium, pp. 116-121.

BLAIR D. [1994] Cryogenic Sapphire Dielectric Resonator Microwave Oscillator with Improved Stability. Proceedings 8th European and Time Forum, Weihenstephan, Germany.

GREENHALL C.A. [1989] A Method for Using a Time Interval Counter to Measure Frequency Stability. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control*, Vol. UFFC-36, no. 5, pp. 478-480

GROSLAMBERT J., FEST D., OLIVIER M. and GAGNEPAIN J.J. [1981] Characterization of Frequency Fluctuations by Cross-Correlation and by using 3 or more Oscillators. Proceedings 35th Annual Frequency Control Symposium, pp. 113-118.

HOWE D.A., ALLAN D.W. and BARNES J.A. [1981] Properties of Signal Sources and Measurement Methods. Proceedings 35th Annual Symposium on Frequency Control.

HQWE D. [1995] An Extension of the Allan Variance which Removes a Bias at Long Term. Proceedings International IEEE Frequency Control Symposium.

LANCE A.L., SEAL W.D. and LABAAR F. [1984] Infrared and Millimetre Waves, Vol. 11, pp. 239-289.

LEPEK A. and WALLS F. L. [1993] Cross Correlation Analysis Improves Time-Domain Measurements. Proceedings IEEE Frequency Control Symposium, Salt Lake City, UT, pp. 312-320.

LESAGE P. and AUDOIN A. [1973] Characterization of Frequency Stability: Uncertainty due to the Finite Number of Measurements. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, IM-22, pp. 157-161.

LESAGE P. and AYI T. [1984] Characterization of Frequency Stability: Analysis of the Modified Allan Variance and Properties of Its Estimate. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement.*

NELSQN L.M. and WALLS F.L. [1992] Environmental Effects in Mixers and Frequency Distribution Systems. Proceedings IEEE Frequency Control Symposium, Hershey, PA., pp. 831-837.

NELSON L.M., NELSON C.W. and WALLS F.L. [1994] Relationship of AM to PM Noise in Selected RF Oscillators. *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics and Frequency Control.*

PARKER T. E. [1989] Residual Noise in Components. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 349-359.

PERCIVAL D. B. and WALDEN A.T. [1993] Spectral Analysis for Physical Application, Cambridge University Press.

RUTMAN J. and WALLS F.L. [1991] Characterization of Frequency Stability in Precision Frequency Sources. *Proceedings IEEE,* Vol. 79, pp. 952-960.

STEIN S., GLAZE D., LEVINE J., GRAY J., HILLIARD D. and HOWE D. [1982] Performance of an Automated High Accuracy Phase Measurement System. Proceedings 36th Annual Symposium on Frequency Control, pp. 314-320.

STEIN S., GLAZE D., LEVINE J., HILLIARD D., HOWE D. and ERB L. [1983] Automated High Accuracy Phase Measurement System. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* M-32, pp. 227-231.

STEIN S.R. [1992, 1985] Frequency and Time - Their Measurement and Characterization. *Precision Frequency Control,* Volume 2, Nelson et al.

STEIN S.R. and TURNEEAURE J.P. [1973] The Development of the Superconducting Cavity Stabilized Oscillator. Proceedings 27th Annual Symposium on Frequency Control, pp. 414-420.

SULLIVAN D.B., ALLAN D.W., HOWE D.A. and WALLS F. L. [1990] Characterization of Clocks and Oscillators. NIST Technical Note 1337, pp. 1-342.

TAYLOR B.N. and KUYATT C.E. [1993] NIST Technical Note TN 1297.

WALLS F.L. [1990] Method and Apparatus for Wide Band Phase Modulation, United States Patent - No.4, pp. 968, 908.

WALLS F.L. [1992] Frequency Calibration Standard Using a Wide Band Phase Modulator, United States Patent – No. 5, pp. 101, 506.

WALLS F.L. [1993] Reducing Errors. Complexity and Measurement Time for PM Noise Measurements. Proceedings Frequency Control Symposium, Salt Lake City, UT, pp. 81-86.

WALLS F.L. [1993] Secondary Standard for PM and AM Noise at 5, 10 and 100 MHz. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* IM-42, pp. 136-143.

WALLS F.L., BARILLET R., BESSON R., GROSLAMBERT J., SCHUMACHER P., RUFENACHT J. and HILTY K. [1994] International Comparison of Phase Noise. Proceedings 8th European Frequency and Time Forum, Weihenstephan, Germany.

WALLS F.L., CLEMENTS A.J.D., FELTON C.M., LOMBARDI M.A. and VANEK M.D. [1988] Extending the Range and Accuracy of Phase Noise Measurements. Proceedings 42nd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 432-441.

WALLS F.L., CLEMENTS A.J.D., FELTON C.M. and MARTIN T.D. [1991] Precision Phase Noise Metrology. Proceedings National Conference of Standards Laboratories (NCSL), Albuquerque, NM, August, pp. 257-275.

WALLS F. L. and DEMARCHI A. [1975] RF Spectrum of a Signal After Frequency Multiplication, Measurement and Comparison with a Simple Calculation. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* IM-24, pp. 210-217.

WALLS F. L., GARY J., O'GALLAGHER A., SWEET L. and SWEET R. [1990] Time-Domain Frequency Stability Calculated from the Frequency Domain: an Update. Proceedings 4th European Frequency and Time Forum, Neuchatel, Switzerland, pp. 197-204.

WALLS F.L., PERCIVAL. D.B. and IRELAN W.R. [1989] Biases and Variances of Several FFT Spectral Estimators as a Function of Noise Type and Number of Samples. Proceedings 43rd Annual Symposium on Frequency Control, pp. 336-341.

WALLS F.L. and STEIN S.R. [1976] Servo Techniques in Oscillators and Measurement Systems. NBS Technical Note 692, pp. 1-20.

WALLS W.F. [1992] Cross-correlation Phase Noise Measurements. Proceedings 1992 Frequency Control Symposium, pp. 257-261.

WALTER T. [1994] Characterizing Frequency Stability: A Continuous Power-Law Model with Discrete Sampling. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement,* Vol. 43, pp. 69-79.

WEISS M.A., WALLS F.L., GREENHALL C.A., WALTER T. [1995] Confidence on the Modified Allan Variance. Proceedings 9th European Frequency and Time Forum, Besançon, France.

Глава 5
Характеристики различных стандартов частоты

Содержание

5.1 Определения и обсуждение: критерии и применение 112

5.1.1 Описание случайных процессов 112

5.1.1.1 £(f), $S_\phi(f)$ 112

5.1.1.2 $\sigma_y(\tau)$, mod$\sigma_y(\tau)$, $\sigma_x(\tau)$ 112

5.1.2 Систематические воздействия 112

5.1.2.1 Влияние окружающей среды 112

5.1.2.1.1 Температура 112

5.1.2.1.2 Влажность 113

5.1.2.1.3 Барометрическое давление 113

5.1.2.1.4 Магнитное поле 113

5.1.2.1.5 Напряжение в электросети, помехи и перерывы в подаче питания 113

5.1.2.1.6 Ускорение, вибрация и ударные воздействия 114

5.1.2.1.7 Старение 114

5.1.2.1.8 Уход частоты 114

5.2 Характеристика различных источников частоты 114

Литература 118

5.1 Определения и обсуждение: критерии и применение

5.1.1 Описание случайных процессов

5.1.1.1 £(f), $S_\phi(f)$

$S_\phi(f)$ — это спектральная плотность мощности фазы [см. Главы 2 (Часть А), 3, 4]. Это то, что можно наблюдать на анализаторе спектра, измеряющем только фазовый шум. Это важно в применениях, где необходима кратковременная стабильность, таких, как ВЧ связь, и там, где шумы при отсчете временных сигналов должны быть очень малыми. £(f) определяется как 1/2 $S_\phi(f)$ или, в дБ, на 3 дБ ниже, чем $S_\phi(f)$. Смысл этих двух определений — это то, что £(f) — односторонняя плотность, а $S_\phi(f)$ — двухсторонняя плотность (это не совсем справедливо для частот генератора, расположенных очень близко к несущей). Единицы измерения обоих — дБс/Гц, то есть величина плотности мощности фазового шума в полосе пропускания 1 Гц по отношению к ее мощности в несущей. Фазовый шум сигнала увеличивается с умножением частоты на 20 logN, где N — коэффициент умножения частоты. Таким образом, для использования источника частоты при более высоких частотах, например, при 30 ГГц, $S_\phi(f)$ должна быть очень малой на базовой частоте для того, чтобы поддерживать низкий уровень шумов в передаваемом или принимаемом сигнале. Например, если требуется такой уровень фазового шума, чтобы £(f) была меньше, чем –50 дБс при 30 ГГц, тогда базовый сигнал, например, на 5 МГц, должен иметь £(f) порядка –50—20 log $(30 \times 10^9/5 \times 10^6)$ или –40 —20 log (6×10^3) = –50—75,6 = –125,6 дБс/Гц. Это значение требует высококачественного прецизионного кварцевого генератора и обычно не может быть получено от других прецизионных источников частоты. Подобно этому, при проведении точных измерений времени, низкая величина £(f) позволяет измерять интервалы времени с лучшей точностью. В случае, когда задаются £(f) и S, должна задаваться несущая частота, иначе характеристики определяются не полностью.

5.1.1.2 $\sigma_y(\tau)$, mod$\sigma_y(\tau)$, $\sigma_x(\tau)$

Эти критерии похожи на те значения и определяются из тех значений, которые будет измерять счетчик частоты. Девиация Аллана, $\sigma_y(\tau)$, определяется из разности значений, полученных из соседних серий измерения источника частоты (см. Главы 2 и 4). Поскольку $\sigma_y(\tau)$ не может выявить разницу между мерцанием фазы и белым фазовым шумом, был разработан критерий mod$\sigma_y(\tau)$ для того, чтобы более полно описать шумовые процессы в источнике частоты. Эти критерии пригодны для описания технических характеристик источника частоты, когда он используется как генератор отсчета времени или как часы. Критерий $\sigma_y(\tau)$ был разработан для описания стабильности показаний времени. Он определяется в Главе 4. Этот критерий очень полезен при описании случайных вариаций в системах измерения, системах распределения сигналов времени и в сетях. Индустрия связи одобрила его в качестве критерия. Его истолкование соотносится с толкованием mod$\sigma_y(\tau)$, отметим, что $\sigma_y(\tau) = \tau(\text{mod}\sigma_y(\tau)/\sqrt{3})$ и обычно определяется из разностей времени или фазы, а не из разностей частот, как описано в Главе 3.

5.1.2 Систематические воздействия

5.1.2.1 Влияние окружающей среды

5.1.2.1.1 Температура [IEEE, 1995]

Все источники частоты в большей или меньшей степени чувствительны к температуре. В зависимости от этой чувствительности и требований к техническим характеристикам могут потребоваться специальные меры предосторожности для того, чтобы контролировать температуру местной окружающей среды. Например, если чувствительность к температуре источника частоты равна 1×10^{-12}/°C, а помещение, где должен быть установлен источник частоты, характеризуется изменением температуры с размахом порядка 2°C при работе кондиционирующего оборудования с периодом 5 минут, то вариация частоты будет примерно 2×10^{-12} с тем же периодом. (Отметим, что действительная амплитуда вариации будет испытывать воздействие температурной постоянной времени источника частоты и эта вариация может быть уменьшена увеличением постоянной времени.) Если требуется, чтобы этот источник частоты был стабильным до 1×10^{-13} в течение 300 секунд, стабильность комнаты (или отдельной камеры) должна быть улучшена на коэффициент 20, до 0,1°C в размахе. Высококачественная система кондиционирования

помещения может обеспечить стабильность температуры порядка 2°C в размахе, поэтому в этом примере может быть необходим какой-либо дополнительный контроль температуры. Отметим, что можно разработать на заказ прецизионную систему кондиционирования, чтобы обеспечить изменение температуры не более чем ± 0,05°C для обычного помещения.

5.1.2.1.2 Влажность [IEEE, 1995]

Изменение влажности воздуха может повлиять на источник частоты несколькими способами. Теплоемкость и теплопроводность влажного воздуха отличаются от тех же характеристик сухого воздуха. Это может повлиять на внутреннее термосостояние источника частоты и градиенты температуры, так же как и на изменение сопротивления печатных плат в цепях с высоким импедансом. Все эти эффекты могут изменять частоту источника частоты. Некоторые старые цезиевые источники частоты были очень сильно подвержены влиянию влажности, но оно было в значительной мере снижено в современных источниках. Обычно зависимость от влажности проявляется как сезонное изменение частоты источника или изменение за период примерно 4,5 суток, средний период двигающихся через территорию фронтов погоды по всему миру.

5.1.2.1.3 Барометрическое давление [IEEE, 1995]

Так как плотность воздуха меняется с изменением барометрического давления, то тепловые характеристики источника частоты подвергаются его влиянию, подобно воздействию влажности. Кроме этого, прогиб различных частей источника частоты, например, резонатора водородного мазера, может вызвать изменение частоты. Обычно эти изменения относятся к движению фронтов погоды через территорию с тем же средним периодом 4,5 суток по всему миру.

5.1.2.1.4 Магнитное поле [IEEE, 1995]

Все источники частоты в какой-то степени чувствительны к магнитным полям. Следует применять похожие соображения, как и в случае с температурными изменениями. Часто требуется магнитное экранирование. Значительный эффект может дать правильное размещение источника частоты в стойках с электронной аппаратурой относительно других проницаемых блоков. Обычно в типовых стойках присутствуют магнитные поля до 5 мкТ (50 мгаусс) при частоте сети (50 или 60 Гц). Статические или медленно меняющиеся поля из-за движения автомобилей или других больших металлических объектов могут влиять на источник частоты, так же как и изменения поля Земли из-за температурных изменений арматурной стали в здании, которые влияют на проницаемость стали и, таким образом, на магнитное поле вблизи источника частоты. Размещение источника частоты очень важно для снижения этих эффектов до приемлемого уровня. Ухудшение технических характеристик из-за полей, связанных с электросетью, можно легко установить с помощью качественного анализатора спектра, как описано в Главе 3. Медленные изменения могут быть обнаружены только постоянным наблюдением за частотой источника по сравнению с внешним эталоном, как например GPS (Глобальная система определения местоположения), или национальной лабораторией, как описано в Главах 2 (Часть B) и 6. Внутренние магнитные экраны в стандартах частоты также не являются линейными, то есть они имеют различный коэффициент экранирования для различных уровней магнитных полей. Они также имеют определенное число гистерезисов, сохраняя память о прошлых событиях с точки зрения их коэффициентов экранирования. Сам стандарт частоты имеет различную восприимчивость к магнитным полям, приложенным в различных направлениях, так что его размещение и ориентация очень важны.

5.1.2.1.5 Напряжение в электросети, помехи и перерывы в подаче питания [IEEE, 1995]

Изменения напряжения в электросети могут воздействовать на частоту источника частоты. Помехи в электросети могут модулировать источник частоты или добавляться к выходному сигналу. Перерывы в подаче напряжения питания из-за штормов или повреждений не только останавливают работу источника, но и могут привести к длительным периодам времени, когда источник не соответствует своим техническим характеристикам, пока работа снова входит в стабильный режим (месяц или более для некоторых источников частоты). Хорошей практикой является работа источников частоты от бесперебойной системы питания (UPS). Во многих случаях вполне подходят батареи, по крайней мере, для кратковременных выходов из строя. Могут понадобиться генераторы для поддержания работы источника частоты на самый длительный период ожидаемого отказа. Стабильные малошумящие источники питания (предпочтительно резервные) необходимы для снижения или устранения воздействия помех в сети, выбросов тока, пропадания напряжения и его понижения.

5.1.2.1.6 Ускорение, вибрация и ударные воздействия [IEEE, 1995]

Любое ускорение источника частоты вызывает напряжения на внутренних частях источника. Полученный в результате этого прогиб может вызвать изменение частоты. Некоторые детали могут также проявлять магнитострикционные свойства, что может повлиять на работу источника и изменить частоту. Кварцевые генераторы особенно чувствительны к этим воздействиям. Так как все источники частоты включают в себя кварцевый генератор, необходимо быть очень внимательным, чтобы предотвратить появление слишком большой вибрации, которая могла бы промодулировать выходную частоту источника. Обычный офис или лаборатория имеют уровень вибраций примерно 0,2 м/с^2 из-за кондиционера и т.д. Так как чувствительность кварцевого генератора к вибрации лежит в области от 10^{-10} до 10^{-11} на g, следует провести оценку необходимого уровня снижения вибрации. В атомных источниках частоты кварцевый генератор отвечает за кратковременную точность. Атомный резонатор или генератор контролирует средневременные и долговременные технические характеристики. Действительная взаимосвязь между кварцевым генератором и атомным резонатором зависит от вида стандарта. Для водородного мазера это примерно 0,5 Гц, в то время как для стандарта на цезиевом пучке — порядка 0,01 Гц.

Ударные воздействия могут быть достаточно велики, чтобы вызвать долговременное воздействие на частоту источника из-за сдвига элементов в кварцевом резонаторе или в атомном устройстве. Во время транспортировки и обслуживания с этими источниками частоты необходимо обращаться как с хрупкими приборами.

5.1.2.1.7 Старение [IEEE, 1995]

Многие источники частоты вырабатывают частоту, которая при фиксированных условиях окружающей среды изменяется со временем, обычно квазилинейным образом. Это явление называется старением. Оно вызывается релаксацией напряжений в резонаторе или в элементе, который жестко соединен с элементами резонатора. Источниками частоты, обычно проявляющими такое поведение, являются: кварцевые генераторы из-за изменений в самом кристалле кварца, а также в связанных с ним схемах; водородные мазеры из-за изменений в резонаторе и, возможно, изменений в покрытии стенок. Цезиевый стандарт обычно не проявляет старения на заметном уровне, пока не подходит окончание срока эксплуатации трубки. Рубидиевые стандарты могут проявлять старение, например, из-за взаимодействия газа рубидия со стеклом лампы и газовой ячейкой.

5.1.2.1.8 Уход частоты [IEEE, 1995]

Значения терминов "старение" и "уход частоты" часто путают. Принятое определение ухода частоты—долговременное изменение в частоте из-за всех возможных причин, включая систематические и случайные, в том числе и старение. Старение, как объяснено выше,—это изменение частоты из-за внутренних эффектов в стандарте, работающем в фиксированной окружающей среде.

5.2 Характеристика различных источников частоты [CCIR, 1990]

На рис. 5.1 и 5.2 и в таблице 5.1 показаны характеристики различных источников частоты в условиях постоянной окружающей среды. Отметим, в частности, что цезиевый стандарт имеет наилучшую долговременную стабильность, которая определяет его выбор для определения секунды. Хотя все стандарты, показанные на этих рисунках, являются промышленными, большинство постоянно действующих национальных и метрологических лабораторий используют их как действительно первичные стандарты (в случае национальных лабораторий) только для калибровочных целей или для поверки длины секунды UTC для BIPM.

На рис. 5.1 показана спектральная плотность мощности фазы для кварцевого стандарта частоты, рубидиевого стандарта частоты, цезиевого стандарта частоты и стандарта частоты на водородном мазере. Отметим, что для более высоких частот Фурье (удаленных от несущей), все они приближаются к значению для кварцевого стандарта частоты. Это происходит потому, что все они включают в себя кварцевый генератор как часть данного стандарта и как выходной прибор, см. Главы 1 и 2 (Часть А). Наилучший промышленный стандарт для низких частот Фурье — это водородный мазер, следующий по порядку — стандарт частоты на пучке цезия, рубидиевый стандарт и кварцевый генератор.

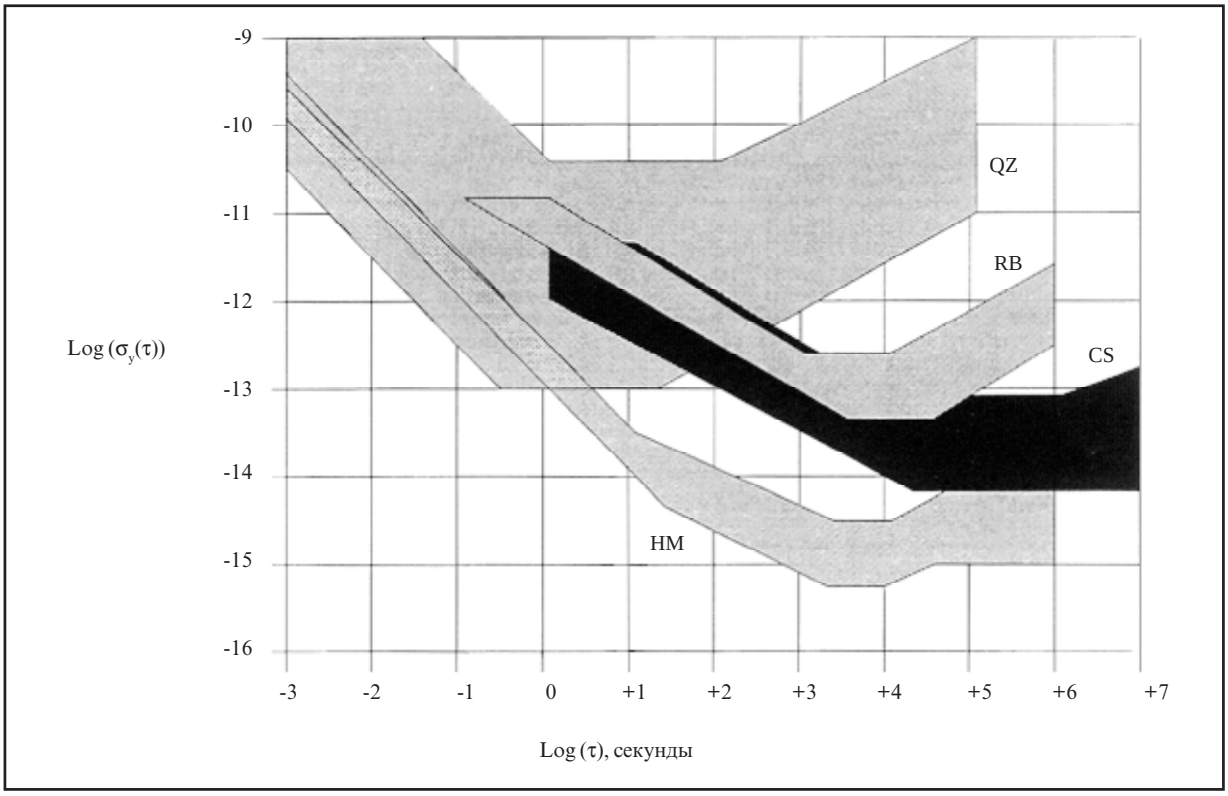


РИСУНОК 5.1

Области стабильности различных источников частоты для 1 кГц

На рис. 5.2 показана девиация Аллана для некоторых стандартов частоты. Опять же, для более коротких периодов усреднения все они приближаются к характеристике кварцевого генератора, который является общей частью их систем. Для очень длительного периода цезиевый стандарт является наилучшим (водородный мазер с автоподстройкой приближается к характеристике цезия, но он не является первичным стандартом). Стандарты на кварце, рубидии и водороде — все они показывают случайные блуждания частоты в длительные периоды времени. Наилучшие цезиевые стандарты не проявляют такого поведения до конца срока службы цезиевой трубки.

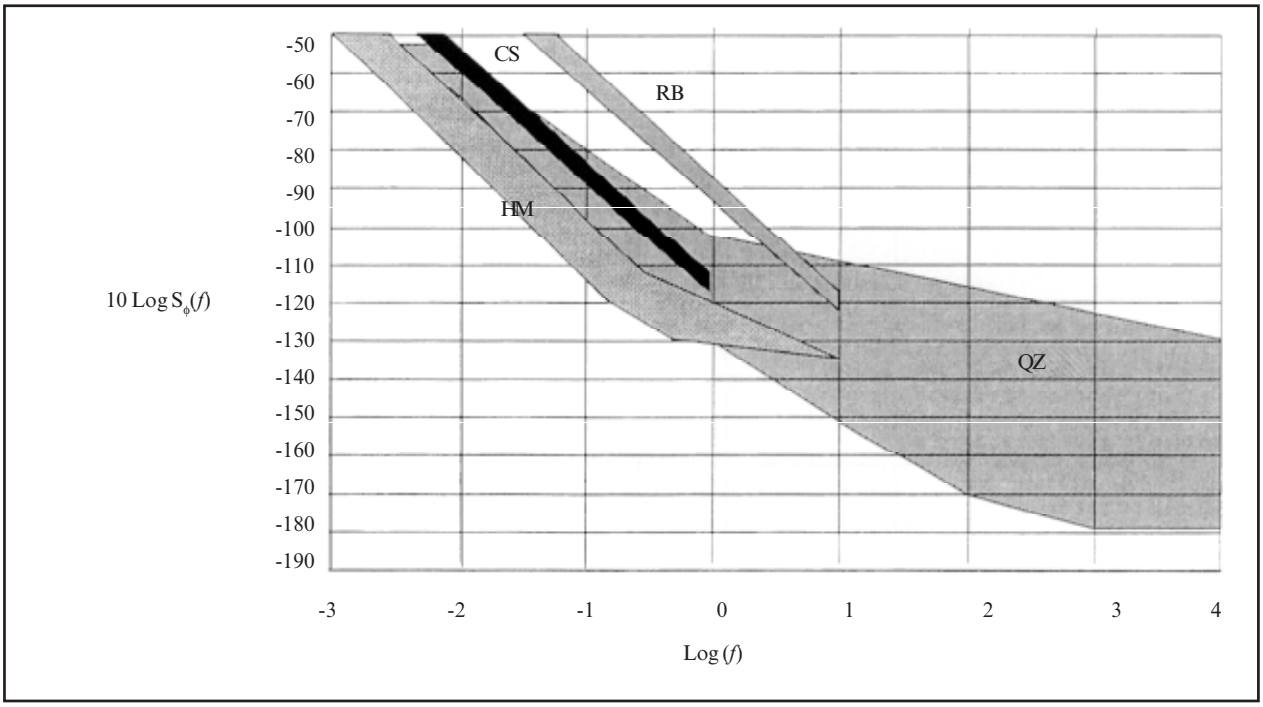


РИСУНОК 5.2

Номинальная спектральная плотность мощности фазы для различных стандартов на 5 МГц

В таблице 5.1 перечисляются важные физические параметры различных стандартов. Они включают в себя неточность частоты, краткие технические характеристики, объем, вес, требования к электропитанию и оценочную стоимость. Быстрый просмотр этого списка показывает наличие компромисса между стоимостью, объемом, весом и техническими характеристиками.

В таблице 5.2 перечисляются типичные уровни чувствительности к окружающей среде кварцевых стандартов, водородного мазера, стандартов на цезии и рубидии.

На рис. 5.1 показан интервал характеристик девиации Аллана, подходящий для различных источников частоты [CCIR, 1990]. Разница в технических характеристиках от максимума одной из полос до ее минимума зависит от нескольких факторов, включая совершенство конструкции, стоимость стандарта и стабильность окружающей среды.

На рис. 5.2 показан интервал спектральной плотности мощности фазы $S_\phi(f)$, для различных стандартов [CCIR, 1990]. Используется тот же самый смысл значения ширины полосы, что и на рис. 5.1.

ТАБЛИЦА 5.1

Характеристики источника частоты в контролируемой окружающей среде

Стандарт частоты	Неопределенность	Стабильность			Объем ($дм^3$)	Масса (кг)	Требования к сети	Сметная стоимость, 1987 г. (USK)
		Кратковременная (100 с)	Минимальный уровень	Старение, в год				
Точный кварцевый	(1)	от 10^{-10} до 10^{-13} (2)	от 10^{-10} до 10^{-13}	от 10^{-6} до 10^{-10}	от 1 до 10	от 0,1 до 10	от 0,1 до 20	от 0,5 до 20
Водородный мазер	10^{-12}	$2 \rightarrow 6\times10^{-15}$	от 8 до 20×10^{-16}	от 10^{-12} до 10^{-14}	1000	250	100	от 200 до 450
Промышленный цезиевый (3) (4)	 2×10^{-12} 1×10^{-12}	 10^{-12} $8{,}5 \times 10^{-13}$	 $2 \rightarrow 5 \times 10^{-14}$ $3 \rightarrow 5 \times 10^{-15}$	 $<3 \times 10^{-13}$ $<3 \times 10^{-13}$	 45 45	 30 30	 30 30	 от 40 до75 от 67 до 75
Высококачественный рубидиевый	(1)	7×10^{-15}	4×10^{-14}	10^{-10}	26	15	35	20

(1) Спецификация не указывается.
(2) Стабильность за 1 секунду.
(3) “Прибор с высокими техническими характеристиками”, старые приборы [SYDNOR, 1989]
(4) “Прибор с высокими техническими характеристиками”, новые приборы [KUSTERS, 1992]

ТАБЛИЦА 5.2

Чувствительность к окружающей среде различных источников частоты

Тип стандарта частоты	Температура, в К	Ускорение в $м/с^2$*	Магнитное поле, в Тесла	Атмосферное давление, в Па	Старение, в год
Точный кварцевый с термостабилизатором	10^{-12}	10^{-11}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-8}
Водородный мазер	10^{-14}	10^{-14}	10^{-10}	10^{-12}	10^{-12}
Цезиевый пучок					
(3) (4)	10^{-14} $\leq 1 \times 10^{-15}$	10^{-14} 10^{-14}	10^{-9} $\leq 1 \times 10^{-14}$	10^{-13} $\leq 1 \times 10^{-15}$	10^{-12} $< 2 \times 10^{-14}$
Рубидиевая ячейка	10^{-12}	10^{-13}	10^{-13}	10^{-15}	10^{-10}

* Для частот внутри вспомогательной полосы пропускания. Вне этой полосы чувствительность будет чувствительностью кварцевого генератора.
(3) “Прибор с высокими техническими характеристиками”, старые приборы [SYDNOR, 1989]
(4) “Прибор с высокими техническими характеристиками”, новые приборы [KUSTERS, 1992]

Литература

МККР [1990] Отчеты. Приложение к Тому VII, Отчет 346-6. Характеристики генераторов стандартных частот, стр. 129—149.

IEEE STANDARD 1193 [1995] IEEE Guide for Measurement of Environmental Sensitivities of Standard Frequency Generators.

KUSTERS J.A. and JOHNSON J.L. [1992] A New Cæsium Beam Frequency Standard Performance Data. Proceedings 1992 IEEE Frequency Control Symposium, pp. 143-150.

SYDNOR R.L., TUCKER T.K., GREENHALL G.A., DIENER W.A. and MALEKI L. [1989] Proceedings Twenty-first Annual Precise Time and Time Interval (PTTI) Applications and Planning Meeting, pp. 409-419.

Глава 6
Шкалы времени

Содержание

6.1 Введение 121
6.1.1 Универсальное Время 121
6.1.2 Эфемерное Время 121
6.1.3 Международное Атомное Время 122
6.1.4 Всемирное Координированное Время 123
6.2 Шкалы времени в общей теории относительности 124
6.2.1 Системы координат в общей системе относительности 124
6.2.2 Резолюция A4 IAU 1991 года 124
6.2.2.1 Рекомендация I 124
6.2.2.2 Рекомендация II 125
6.2.2.3 Рекомендация III 125
6.2.2.4 Рекомендация IV 125
6.2.3 Международное Атомное Время 125
6.2.4 Другие шкалы координатного времени 125
6.3 Создание шкал времени 126
6.3.1 Ожидаемое качество 126
6.3.1.1 Надежность 126
6.3.1.2 Стабильность 126
6.3.1.3 Точность 127
6.3.1.4 Задержка доступа 127
6.3.2 Данные отсчета времени 128
6.3.2.1 Общая форма данных отсчета времени 128
6.3.2.2 Сверка часов, расположенных на одной станции 128
6.3.2.3 Сверка часов, расположенных на удаленных станциях 129
6.3.2.4 Сглаживание шума измерения данных. 131
6.3.3 Алгоритм стабильности 133
6.3.3.1 Определение шкалы среднего времени 134

6.3.3.2 Длительность базового интервала для расчетов 135

6.3.3.2.1 Обновление TA в каждом интервале длительностью T 136

6.3.3.2.2 Обновление TA в конце интервала длительностью nT 136

6.3.3.3 Процедура определения весовых коэффициентов 137

6.3.3.3.1 Основные идеи 137

6.3.3.3.2 Процедура определения весовых коэффициентов в AT1 (NIST) 138

6.3.3.3.3 Процедура определения весовых коэффициентов в ALGOS (BIPM) 138

6.3.3.4 Прогноз частоты 139

6.3.3.4.1 Основные идеи 139

6.3.3.4.2 Прогноз частоты в AT1 (NIST) 139

6.3.3.4.3 Прогноз частоты в ALGOS (BIPM) 140

6.3.4 Точность интервала в шкале времени 140

6.3.5 Примеры 140

6.3.5.1 Стабильность некоторых независимых шкал времени 140

6.3.5.2 Корректировка некоторых местных представлений UTC 142

6.4 Распространение шкал времени 142

6.5 Выводы 146

Ссылки 147

6.1 Введение

Истинная сущность времени не имеет рационального объяснения; мы просто чувствуем, что время никогда не останавливается и не возвращается назад. Но, помимо философских размышлений, опыт показывает, что любое событие может быть определено указанием трех пространственных координат и одной временной координаты, обычно обозначаемых (*x, y, z, t*). До сих пор ни один эксперимент не потребовал большего числа независимых параметров. Интуитивно шкала времени определяется как ось времени в системе координат. Рекомендация МСЭ-R TF.686 определяет шкалу времени как *упорядоченный набор отметок шкалы с соответствующей нумерацией.*

На первый взгляд, установление временной шкалы кажется простой задачей, так как любая развивающаяся система разрешает трансформацию меры изменения времени в меру величины с размерностью. Но ученым требуются метрологические характеристики и необходимы надежные, стабильные и точные шкалы эталонного времени. Кроме того, не существует абсолютного времени, как представлял себе Ньютон в классической механике. В реальности все временные явления подвергаются воздействию гравитационных полей и скорости по отношению к наблюдателю. Таким образом, шкалы времени должны определяться в рамках общей теории относительности, как объясняется в разделе 6.2.

Обычно различают два разных типа шкал времени: интегрированная временная шкала и динамическая временная шкала:

- Для интегрированных временных шкал первичными данными является единица продолжительности, то есть интервал времени, определяемый из физического явления. Шкала времени строится путем фиксирования условного начала и накопления единиц продолжительности без мертвого времени и без прерывания. Эта концепция для построения оси времени была применена к продолжительности дня, приведя к определению Среднего Солнечного Времени (Mean Solar Time). Существующая всемирная эталонная шкала времени, Международное Атомное Время, TAI, является шкалой интегрированного времени; оно получается путем накопления атомных секунд, определяемых как число периодов излучения, соответствующих данному переходу атома цезия.

- Для шкал динамического времени первичные данные появляются в результате наблюдения динамической физической системы, описанной математической моделью, в которой время — это параметр, который однозначно определяет конфигурацию системы. Таким образом, измерение времени становится измерением положения и единица времени определяется как удельная продолжительность. Универсальное Время, UT1, и Эфемерное Время, ET, — это шкалы динамического времени, основанные на отношении к вращению Земли вокруг своей оси и вокруг Солнца, соответственно.

В прошлом был определен ряд шкал, как динамических, так и интегрированных. Затем использовалась соответствующая единица продолжительности для определения секунды Международной Системы Единиц (СИ). Переход от одного определения к другому мотивировался желанием улучшить точность. Краткие сведения даются в следующих разделах.

6.1.1 Универсальное Время

Универсальное время, UT1 — динамическое время, определяемое из наблюдения за вращением Земли: оно пропорционально углу вращения Земли на ее оси. Коэффициент пропорциональности выбирается так, что 24 часа UT1 близки к средней продолжительности дня, а фаза выбирается так, что 0 часов UT1 соответствует, в среднем, полночи в Гринвиче.

Соответствующей единицей времени в UT1 является секунда среднего солнечного времени. Ее определение не очень точное: это *1/86400 часть среднего солнечного дня.* Это была секунда в системе СИ до 1960 года. Астрономы подсчитали, что она может приниматься с неопределенностью порядка 10^{-9}, причем такой уровень точности достигнут после десятилетия астрономических наблюдений, анализа и усреднения.

UT1 было эталонной шкалой времени и, таким образом, основой законного времени до 1972 года. Оно все еще обеспечивает запись вращения Земли для географии, астрономии и т. д.

6.1.2 Эфемерное Время (ET)

Эфемерное Время, ET, — динамическое время, определенное из теории вращения Земли вокруг Солнца (включая вращение Луны вокруг Земли и т.д.): оно задается через выражение значения средней долготы Солнца. Это выра-

жение и начальная фаза ET были выбраны так, чтобы ET и UT1 приблизительно совпали в 1900 году. С того времени они медленно разошлись (ET — UT1 ≈ 56 с в 1988 г.).

Соответствующая единица времени в ET — эфемерная секунда, определяемая как *1/31556925,9747 часть тропического года для 1900 года на 0 января в 12 часов эфемерного времени.* Она была секундой в системе СИ с 1960 по 1967 год.

Из наблюдений за планетами и луной было возможно получить разницу во времени между ET и UT1 с 1630 года с точностью до нескольких десятков секунд в XVII столетии и нескольких секунд в XIX столетии; ET, таким образом, представляет собой эталон для изучения вращения Земли в прошлом.

6.1.3 Международное Атомное Время (TAI)

Международное Атомное Время (TAI) - интегрированное время, появившееся в 1955 г. Единицей времени является атомная секунда, которая стала секундой в СИ в 1967 г. и используется по настоящее время. Ее определение, одобренное 13-й Генеральной Конференцией Мер и Весов в 1967 г., следующее:

> *Секунда есть продолжительность 9 192 631 770 периодов излучения, соответствующих переходу между 2-мя сверхтонкими уровнями основного состояния атома цезия 133.*

Атомная секунда может быть получена в лаборатории. Наилучшие промышленные цезиевые часы, которые сейчас широко используются в центрах времени, воспроизводят ее с зафиксированной точностью порядка 1×10^{-12}. Некоторые лаборатории содержат ряд первичных частотных стандартов; они дают предельную точность реализации порядка 1×10^{-14} (см. Главу 1).

Функция часов — обеспечить постоянный, упорядоченный набор маркеров с соответствующей нумерацией. Это набор образует шкалу времени. Номер, связанный с данным маркером, определяется как “показание часов”. Так как физические приборы могут выходить из строя, лаборатории вынуждены содержать несколько часов. Данные с часов собираются и обрабатываются вместе через объединение их показаний для того, чтобы создать составное время. По международной шкале такое составное время и есть Международное Атомное Время (TAI).

Определение TAI было одобрено Международной Палатой Мер и Весов в 1970 г. и было признано Генеральной Конференцией Мер и Весов в 1971 г. Оно читается так:

> *Международное Атомное Время (TAI) представляет собой эталон координатного времени, установленный Международным Бюро Времени на основе показаний атомных часов, действующих в различных учреждениях в соответствии с определением секунды, единицы времени в Международной Системе Единиц.* [В 1988 г. ответственность за TAI была возложена на Секцию Времени Международной Палаты Мер и Весов, BIPM].

Начало отсчета времени TAI было официально согласовано таким образом, чтобы оно совпало с UT1 на 1 января 1958 года.

Важным результатом улучшений точности при реализации атомной секунды является то, что в данном случае наблюдаются значительные релятивистские воздействия. В этом контексте определение секунды должно пониматься как определение истинного времени, т.е., строго говоря, пользователь должен находиться вблизи часов и в состоянии покоя по отношению к ним. При сравнении двух понятий секунды СИ разница в несколько долей на 10^{-13} может появиться благодаря различным гравитационным полям, воздействию которых подвергнуты эти часы. Определение TAI, таким образом, было завершено следующим образом в декларации Консультативного Комитета по Определению Секунды (CCDS Отчет, 1980 г.) во время его 9-й Сессии в 1980 г.:

> *TAI — это координатная шкала времени, определяемая в геоцентрической эталонной системе координат (начало системы координат находится в центре Земли) с секундой СИ, которая определена на вращающемся геоиде, в качестве единицы шкалы.*

Следовательно, возникла новая ситуация (в отличие от UT1 и ET), в которой соотношение между единицей шкалы TAI и данной реализацией секунды СИ зависит от положения часов, которые ее определяют. Для всех часов, зафиксированных на Земле и расположенных на уровне моря, единица шкалы TAI равна единице локального времени; но единица шкалы TAI окажется длиннее на $1{,}1\times10^{-13}$ с, при сверке с часами на высоте 1000 м, благодаря гравитационному красному смещению частоты [Misner *и др.*, 1973]. Полное теоретическое определение TAI в рамках общей теории относительности было дано впервые в 1991 году Международным Астрономическим Союзом, IAU (см. раздел 6.2).

6.1.4 Всемирное Координированное Время

Всемирное Координированное Время, UTC, было определено в 1972 г. Оно представляет комбинацию двух шкал времени — TAI и UT1 — и определяется следующей системой уравнений, действительной для любой даты t :

$$UTC(t) - TAI(t) = n \text{ секунд } (n \text{ — целое число}) \tag{6.1}$$

и

$$| UTC(t) - UT1(t) | < 0{,}9 \text{ с.}$$

Величины $UTC(t)$ и $TAI(t)$ отличаются, для любой даты t, на целое число секунд, равное 29 с 1 июля 1994 года. Международная Служба Вращения Земли, МСВЗ, которая отвечает за публикацию UT1, принимает решение о регулировке секунд по эталону к прогнозируемому расхождению между шкалами времени UT1 и TAI. Дополнительные секунды вводятся в конце месяца, обычно в конце июня или декабря.

Согласно определению, UTC имеет те же метрологические характеристики, что и TAI, которое является атомным временем. Кроме того, оно следует за вращением Земли с точностью в пределах 1 секунды. Это важно для целей астрономической навигации, где UT1 требуется в реальном времени.

UTC служит общей основой распределения сигналов времени по всему миру. Показания местного времени определяются из UTC путем сдвига на целое число получасов (которое может изменяться от зимнего времени к летнему), о чем выносит решение администрация в каждой стране или в региональных группах. Все сигналы времени, на любом уровне, включая сигналы, распространяемые телевидением, радио, говорящими часами, синхронизируются по этому местному времени, и таким образом, по UTC.

Шкалы эталонного времени TAI и UTC высчитываются и распространяются Секцией Времени BIPM. Они являются отсроченными шкалами времени, для которых требуются месяцы сбора и обработки данных, с тем чтобы получить определенный уровень метрологического качества. Национальные лаборатории времени поэтому применяют другие шкалы времени для более оперативного использования, которые тщательно сверяются *позднее* с TAI и UTC при каждом новом выпуске. Это независимые шкалы местного времени, TA(k), и местные представления шкал UTC, UTC(k), где k обозначает аббревиатуру названия данной лаборатории.

В 1994 г. эксплуатировалось 17 независимых шкал TA(k). Они генерировались из набора часов, тщательно поддерживаемых на одной станции, такой как Американская A.1 (MEAN) из USNO и AT1 из NIST, или на нескольких различных станциях внутри страны, как это сделано для Франции TA(F) и Швейцарии TA(CH). Основной цикл измерения намного короче, чыем для TAI (от 1 часа до 1 дня вместо 10 дней), шкала времени обновляется гораздо чаще (каждый день или неделю вместо каждых 2 месяцев), и это обновление может рассчитываться *позднее* или почти в реальном времени. Эти шкалы времени являются несинхронизированными и не имеют физического представления. Они узнаются через величины разницы во времени по отношению к физическим часам, которые также содержатся в данной лаборатории. Их научной целью является обеспечение стабильного местного эталона.

В 1994 г. в мире было 45 работающих UTC(k). В основном, они были связаны с выходом часов, с коррекцией частоты или без таковой, и, таким образом, соответствовали физическому сигналу, доступному в реальном времени. Они не являются несинхронизированными, а контролируются, чтобы близко следовать за UTC. В соответствии с Рекомендацией МСЭ-R NF.536 рекомендуемая максимальная разница во времени между шкалами времени UTC и UTC(k) равна ± 1 мкс и целью является достижение ± 100 нс [CCDS Report, 1993]. UTC(k) обеспечивает синхронизацию в реальном времени, в частности, время UTC(k) используется как эталон для радиовещательной передачи сигналов времени.

Другие шкалы времени применяются в навигации и отсчете времени через спутниковые глобальные навигационные системы. Есть 2 основных шкалы — время GPS, для Американской Глобальной Системы определения местоположения, и время ГЛОНАСС, для Российской Глобальной Навигационной Спутниковой Системы. Обе генерируются с высокой частотой обновления (порядка нескольких минут) от группы часов, находящихся в главной контрольной станции системы, и управляются от местного представления UTC: UTC(USNO) для времени в GPS и UTC(СССР) для времени в ГЛОНАСС.

Для большинства требуемых применений, таких как отсчет времени миллисекундными пульсарами, BIPM выпускает ретроспективные шкалы атомного времени. Они обозначаются TT(BIPMxx), где 1900 + xx — год вычисления [Guinot, 1988]. Последующими версиями TT(BIPMxx) являются их обновления и пересмотры: они могут отличаться для общих дат.

Перед тем, как на практике производить вычисления и распространение шкал времени, таких как TAI, UTC, TA(k), UTC(k), время GPS, время ГЛОНАСС и TT(BIPMxx) в разделах 6.3 и 6.4, вернемся к теоретическим определениям шкал времени в общей теории относительности.

6.2 Шкалы времени в общей теории относительности

6.2.1 Системы координат в общей системе относительности

В общей теории относительности шкалы времени рассматриваются как одна из координат в четырехмерной пространственно-временной системе.

Из-за кривизны пространства—времени единицы шкал этих координат не имеют в общем глобально постоянной связи с измеряемыми на месте (истинными) значениями [Misner и др., 1973; Brumberg, 1991]. В рамках механики Ньютона всегда можно определить координаты таким образом, чтобы единицы их шкал везде равнялись измеряемым расстояниям и интервалам времени. Это невозможно в общей теории относительности, где отношение между измеряемыми величинами и единицами шкалы координат зависит от положения в пространстве—времени наблюдателя, производящего измерения. Для шкал времени это значит, что отношение между интервалом координатного времени и локально определяемой секундой с использованием, например, атомных часов зависит от местоположения часов.

В принципе, каждый имеет право использовать любой набор координат для описания пространства—времени. Однако оказывается, что при определении нескольких перекрывающихся систем координат, каждая из которых действует в ограниченной области, решение практических проблем и соотношения между координатами и измеряемыми величинами могут быть значительно упрощены [IAU, 1992]. Такие определения соответствуют нескольким координатам времени, каждая из которых действительна в конкретной области пространства-времени, с соотношениями между ними, определяемыми релятивистскими преобразованиями координат.

Система координат в общей теории относительности определяется ее метрическим тензором $g_{\alpha\beta}(x^{\lambda})$ (греческие индексы от 0 до 3), который зависит от местоположения и времени и должен быть известен для всей области пространства-времени, внутри которой используется данная система координат.

Необходимость определения нескольких релятивистских систем пространственно-временных координат, в частности, барицентрическая и геоцентрическая, была признана Международным Астрономическим Союзом (IAU) в 1991 г. в его Резолюции A4 [IAU, 1991, 1992]. Эта Резолюция включает в себя определения барицентрической и геоцентрической координатных шкал времени и, таким образом, обеспечивает теоретическую базу для определения TAI.

6.2.2 Резолюция A4 IAU 1991 года

Международный Астрономический Союз одобрил Резолюцию A4 на своей Генеральной Ассамблее в Буэнос-Айресе в августе 1991 г. Полный текст этой Резолюции приведен в Информационном бюллетене № 67 IAU от 1992 г. Она содержит несколько Рекомендаций, важных для определения и реализации координатных шкал времени. Пояснения даются в следующих разделах.

6.2.2.1 Рекомендация I

В Рекомендации 1 подробно представляется общая теория относительности в качестве теоретической основы для определения систем отсчета пространства—времени. Она обеспечивает метрическую форму, которая должна использоваться для систем координат, с центром в барицентре ансамбля масс:

$$ds^2 = -c^2 d\text{ф}^2 = g_{\text{бв}}(x^{\text{л}})dx^{\text{б}}dx^{\text{в}}, \tag{6.2}$$

$$ds^2 = -\left(1 - 2\frac{U}{c^2}\right)(dx^0)^2 + \left(1 + 2\frac{U}{c^2}\right)\left[(dx^1)^2 + (dx^2)^2 + (dx^3)^2\right], \tag{6.3}$$

где ds — бесконечно малая величина линейного элемента пространства—времени, τ — истинное время, определяемое идеальными часами, c — скорость света в вакууме, U — сумма гравитационных потенциалов ансамбля масс и притягивающего потенциала, созданного массами, внешними по отношению к ансамблю, причем последний потенциал исчезает в барицентре. Четыре координаты пространства—времени определяются как ($x^0=ct, x^1, x^2, x^3$). Применяется условное сложение Эйнштейна, подразумевающее суммирование через повторяющиеся индексы.

Следует отметить, что (6.3) дает только первые члены рядов, что достаточно для существующего уровня точности наблюдения. Члены более высокого порядка могут быть добавлены по необходимости. Для применений времени и частоты это будет в случае, когда стабильность показаний часов достигнет несколько долей на 10^{19}.

6.2.2.2 Рекомендация II

В Рекомендации II указывается, что пространственная координатная сетка с ее началом в центре массы Земли не должна показывать глобального вращения по отношению к ряду далеких внегалактических объектов, что координаты времени для всех систем координат должны определяться из шкалы времени, реализованной атомными часами, действующими на Земле, и что основными физическими единицами пространства—времени является секунда Международной Системы Единиц (СИ) для истинного времени и метр СИ для истинной длины. Эту Рекомендацию также следует применять к часам на борту спутников Земли.

6.2.2.3 Рекомендация III

Рекомендация III определяет единицы шкалы и точки начала всех координат времени и обозначает барицентрическую шкалу времени и геоцентрическую координатную шкалу времени Солнечной системы как Барицентрическое Координатное Время, TCB, и Геоцентрическое Координатное Время, TCG, соответственно. Следует отметить, что эти координаты времени проявляют вековые различия между собой и по отношению к TAI.

6.2.2.4 Рекомендация IV

Рекомендация IV определяет Земное Время (TT) как геоцентрическую координатную шкалу времени, отличающуюся от TCG на постоянную величину, причем единица шкалы TT выбирается так, чтобы она согласовалась с секундой СИ на вращающемся геоиде. Эта постоянная величина в настоящее время оценивается в $6{,}9692904 \times 10^{-10}$ с неопределенностью 1×10^{-17} (1σ).

Так как теоретические шкалы времени TCB, TCG и TT полностью определяются Резолюцией A4 IAU, имеется прямой путь к реализуемым шкалам времени.

6.2.3 Международное Атомное Время

Согласно определению, Международное Атомное время (TAI) является простой реализацией TT, не считая смещения в 32,184 с, введенного по историческим причинам. Оно получается путем объединения данных от группы из примерно 200 атомных часов, размещенных по всему миру. Для достижения этой цели необходимо сверить эти часы с использованием соглашения о координатной синхронизации [Allan and Ashby, 1986]. Оно определяется следующим образом:

> *Два события, зафиксированные в какой-либо системе отсчета значениями их координат (t_1, x_1, y_1, z_1) и (t_2, x_2, y_2, z_2), считаются одновременными по отношению к этой системе координат, если эти значения соответствующих координат времени равны: $t_1 = t_2$. Двое часов считаются синхронизированными по отношению к какой-либо системе отсчета, если они одновременно (в упомянутом выше смысле) производят отметки одного и того же времени.*

Вблизи Земли для синхронизации часов и, в частности, для вычисления и распространения TAI используется геоцентрическая, не вращающаяся система отсчета, как определено в Резолюции A4, Рекомендации II MAC.

Чтобы соответствовать определению TT, единица шкалы TAI определяется равной секунде СИ, которая реализуется на вращающемся геоиде [BIPM, 1991]. Чтобы это сделать, данные от наиболее точных первичных стандартов индивидуально корректируются по гравитационному сдвигу частоты, возникающему от подъема лаборатории над геоидом, и затем объединяются для создания единицы шкалы TAI.

6.2.4 Другие шкалы координатного времени

Шкалы атомного координатного времени, такие как TA(k), UTC, UTC(k), время GPS, время ГЛОНАСС, TT (BIPMxx)... и т. д., являются координатами времени, тесно связанными с TAI и предусмотренными для различных целей. Шкалы TCG и TCB связаны с TT и, следовательно, с TAI посредством релятивистских преобразований [примечания к Рекомендациям III и IV, Резолюции A4 TAU, IAU, 1992 г.].

6.3 Создание шкал времени

Практической задачей является создание шкалы времени из группы атомных часов, эксплуатирующихся в одной или нескольких лабораториях. Для эффективного объединения показаний задействованных часов требуется [Tavella и Thomas, 1990a]:

- определение ожидаемого качества шкалы времени,
- описание имеющихся данных по отсчету времени,
- проект алгоритма для обработки данных.

6.3.1 Ожидаемое качество

В целом, требование состоит в создании шкалы времени, которая была бы как можно ближе к идеальной шкале времени. Отклонение от накопления идеальных секунд СИ на вращающемся геоиде может оцениваться через вычисление ее "нормализованного отклонения частоты" на дату t, обычно упоминаемого как "частота", определяемая как:

$$y(t) = \frac{\nu(t) - \nu_0}{\nu_0}, \tag{6.4}$$

где ν_0 =1 Гц и $\nu(t)$ — величина, обратная единице шкалы, выраженная в секундах СИ, по шкале времени для даты t.

Реальные физические часы имеют погрешности, которые минимизируются путем объединения их данных для получения надежной, стабильной и точной шкалы времени. Отдельный, но важный пункт - это задержка доступа к шкале. Для некоторых целей доступ должен быть немедленным, для других может допускаться значительное задержка.

6.3.1.1 Надежность

Отдельные физические часы могут выйти из строя, и сразу же прерывается шкала времени, которую они обеспечивают. Надежность, таким образом, предусматривает наличие запасных часов и, в конечном счете, национальное и международное сотрудничество между лабораториями, содержащими атомные часы.

Простейшее решение этой проблемы — заменить сломавшиеся часы другими. Это обычно и делается в лабораториях времени, которые генерируют UTC(k). Обычно UTC(k) напрямую связано с выходом физических часов, как правило, наилучших часов из группы в этом месте, которые называются "задающими часами". Их выход контролируется заранее определенными малыми шагами частоты и времени, часто через микрофазовый шагомер, таким образом, чтобы привязать UTC(k) к UTC. Замена задающих часов, таким образом, не повлияет на шкалу времени на выходе, если микрофазовый шагомер запрограммирован соответствующим образом, чтобы произвести замену.

Гораздо чаще надежность обеспечивается использованием группы часов и вычислением времени этой группы. Такое время редко имеет физическое воплощение. При вычислении времени группы необходимо минимизировать возмущения, которые возникают при введении и выведении часов из группы. Понятно, что чем больше часов размещается в группе, тем меньше эффект при вводе и выводе одних часов. По этой причине произошло общее увеличение числа часов в данной группе. Например, число часов, учитываемых в TAI, было около 180 в течение около 10 лет. Однако, начиная с 1993 г., промышленное изготовление новых часов HP 5071A от фирмы Хьюлит-Паккард привело к устойчивому увеличению количества часов, которое достигло 237 в марте 1994 г. Главным следствием этого является выигрыш в надежности для TAI.

6.3.1.2 Стабильность

Стабильность шкалы времени может быть определена как ее способность поддерживать постоянный интервал шкалы, даже если он отличается от идеального. Мера стабильности, таким образом, состоит в оценке дисперсии значений частоты $y(t)$ со временем. Были разработаны некоторые статистические инструменты для оценки стабильности (см. Главу 4). Они эффективны для описания обычных видов случайного шума, которые влияют на сигналы часов.

Наиболее общим инструментом для оценки стабильности является дисперсия по двум выборкам или дисперсия Аллана $\sigma_y^2(\tau)$, которая зависит от времени τ наблюдения или времени выборки.

Стабильность шкалы времени группы зависит от стабильности задействованных часов и схемы алгоритма, используемого для ее генерации. Алгоритм должен, в частности, правильно учитывать любые изменения в режиме работы часов. Общие соображения подробно рассматриваются в 6.3.3, но основной идеей является создание шкалы времени более стабильной, чем любые из задействованных часов. Эта идея может быть реализована, но обычно только для данного диапазона усредненных периодов времени τ.

В принципе, концепция стабильности применяется только к несинхронизированным шкалам времени. UTC(k) же, по определению, управляется, поэтому на нее оказывают влияние преднамеренные перепады частоты и ее кратковременная и средневременная стабильность неизбежно ухудшается. Дополнительная критическая проблема возникает из-за того, что значения частоты шкалы времени всегда оцениваются или измеряются по отношению к частоте другой шкалы времени или физических часов. Анализ стабильности таких сравнительных измерений приводит к оценке объединенной стабильности двух шкал времени. Могут возникнуть два случая:

- Частота проверяемой шкалы времени оценивается путем сверки со шкалой времени лучшего качества, такой же, как те, которые реализуются стандартами первичной частоты. Наблюдаемая нестабильность затем может быть полностью приписана к проверяемой шкале времени.
- Предположим, что две шкалы времени, которые сверяются, имеют одинаковое качество. Тогда необходим метод развязки по шумам. Если шкалы времени, взятые для сверки, могут рассматриваться как совершенно независимые, методом N источников [Barnes, 1982; Allan, 1987] производится оценка внутренней стабильности каждого элемента. Если независимость не подтверждается, следует совместно обрабатывать дисперсии и кодисперсии для полного анализа [Tavella и Premoli, 1994].

6.3.1.3 Точность

Точность шкалы времени может быть определена как ее способность поддерживать средний интервал шкалы, как можно ближе к его определению. Для шкалы времени, которая реализует ТТ, средний интервал шкалы должен быть как можно ближе к секунде СИ на вращающемся геоиде.

Для стандартов первичной частоты точность задается запасом погрешности, полученным оценкой физических воздействий, изменяющих выходную частоту по отношению к ее определению. Когда невозможно определить такой запас погрешности, точность оценивается путем сравнения продолжительности интервала шкалы с наилучшей реализацией секунды СИ, обеспеченной стандартами первичной частоты. Конечно же, необходимо принимать во внимание влияние гравитационного красного смещения на частоту первичного стандарта для того, чтобы преобразовать его реализуемую секунду СИ в применении к геоиду (нулевая высота). Точность шкалы времени, в основном, задается при помощи разности частот между шкалой времени и первичным стандартом частоты, оцениваемой для усредненных периодов времени, соответствующих наилучшей стабильности шкалы времени, и учитывая погрешности первичного стандарта частоты.

Улучшение точности шкалы времени осуществляется, в основном, за пределами основного алгоритма, который работает только в условиях оптимизации стабильности. Это может быть выполнено управлением частоты шкалы времени по частоте первичного стандарта или по шкале более стабильного эталонного времени. Для того, чтобы это было эффективным, коррекция частоты должна быть меньше, чем флуктуации частоты шкалы времени, во избежание ухудшения ее стабильности.

6.3.1.4 Задержка доступа

Задержка доступа к шкале времени связана с качеством исходных данных отсчета времени и с научными целями, которые, как предполагается, должна выполнять шкала времени.

Исходные данные отсчета времени собираются в соответствии с основным циклом измерения, продолжительность которого изменяется от нескольких минут до нескольких часов и испытывают воздействие шумов измерения. В зависимости от уровня этого шума может возникнуть необходимость сглаживания исходных данных при помощи накопления данных в течение нескольких последовательных основных выборок измерения (см. раздел 6.3.2.). Это задерживает доступ к получаемой шкале времени. Кроме того, полезно наблюдать за режимом

работы задействованных часов в течение длительного периода, как до, так и после момента, в котором использовались эти данные, с тем чтобы лучше использовать эти данные. Это также задерживает доступ.

Причины, которые создают приемлемую задержку в доступе к шкале времени, зависят от ее использования. Для эталонной шкалы времени, такой как TAI, требованием является очень высокая надежность и долговременная стабильность. Чтобы соответствовать этой цели, шкала эталонного времени опирается на большое число часов различных типов, расположенных в различных странах мира. Поэтому данные должны быть собраны и правильно обработаны, что требует времени. При этом возникает значительная, но приемлемая задержка, так как обеспечивается максимальное качество. Однако для научных исследований внутри лаборатории может быть необходимо создавать шкалу времени, почти в реальном масштабе времени, сразу же после измерений времени, даже если это ухудшает качество шкалы на долговременный период.

6.3.2 Данные отсчета времени

6.3.2.1 Общая форма данных отсчета времени

Данные отсчета принимают форму разницы во времени между часами. Атомные часы генерируют серии физических электрических импульсов, отделенных один от другого интервалом в 1 секунду, часто обозначаемых как “1 секундные серии”. Каждый импульс является событием с присвоенным ему номером, чем-то вроде обозначения, которое прикрепляется к нему. Этот присвоенный номер является показанием часов для данного конкретного события: например, он может быть прочитан как 1994 июнь 13 11 час. 27 мин. 13 с. Он может быть также обозначен как момент времени этого события; его начало является произвольным и выбирается из соображений удобства, но он увеличивается на 1 секунду с каждым новым импульсом. Показания часов меняются постоянно и быстро, поэтому их можно только “хватать на лету”. Однако существуют счетчики, которые могут запускаться от данного импульса, поступающего от одних часов, и останавливаться от импульса с тем же обозначением, поступившего от других часов. Таким образом, счетчик измеряет значения разницы во времени, которые являются истинными величинами. Они измеряются и выражаются в единицах СИ.

Определим через $h_i(t)$ и $h_j(t)$ координаты времени импульса, обозначенного как t, поступившего от часов H_i, и импульса с тем же обозначением, поступившего от часов H_j, в данной системе отсчета. Интервал координат времени:

$$x_{ij}(t) = h_j(t) - h_i(t), \tag{6.5}$$

необходим для создания и распространения шкал координатного времени.

При существующем уровне точности сверки часов координатная величина $x_{ij}(t)$ может быть аппроксимирована с использованием интервала истинного времени, полученного от счетчика, и принимая во внимание задержки в распространении сигнала от часов, разнесенных на большие расстояния [Petit и Wolf, 1994] и поэтому может выражаться в единицах СИ. Кроме того, при существующей практике не указывается система отсчета, и координата времени $h_i(t)$ обозначается как “показание часов H_i в момент t”, что, строго говоря, неправильно. В соответствии с существующей литературой мы используем то же самое обозначение в данном тексте. Однако не следует забывать действительное значение (6.5), которое включает только координатные значения.

Значения $x_{ij}(t)$ являются базовыми измерениями, используемыми для создания шкалы времени. Они получаются методами переноса времени, выполняемыми между часами, расположенными на одном месте или в удаленных местах. В общем, используется ограниченная сеть линий передачи сигналов времени, причем данные часы сверяются только один раз со всеми остальными на каждый момент времени.

6.3.2.2 Сверка часов, расположенных на одной станции

При вычислении некоторого TA(k), применяемого национальными центрами отсчета времени, все используемые часы располагаются на одной и той же станции. Это правомерно для NIST (около 10 цезиевых часов и 1 водородный мазер) SU (от 4 до 6 водородных мазеров), и USNO (около 50 цезиевых часов и 14 водородных мазеров). На каждой станции одни часы служат как задающие. Их выходной сигнал обычно генерирует UTC(k), локальную реализацию UTC. Они также служат эталонными часами, с которыми другие часы сверяются по схеме звезды, как показано на рис. 6.1.

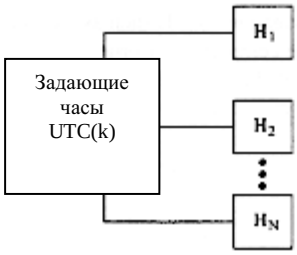


РИСУНОК 6.1

Сверка часов, расположенных на одной станции

Полученные измерения имеют форму :

$$x_{ik}(t) = UTC(k)(t) - h_i(t), \text{ при } i = 1, \ldots, N \tag{6.6}$$

в момент времени t, N — число часов.

Счетчики или измерители интервалов времени, обычно используемые в лабораториях отсчета времени, проводят измерения каждую секунду или даже чаще с точностью от 0,1 пс до 100 пс (1σ) для одного индивидуального измерения (было показано, что может быть получен шум измерения порядка 0,1 пс при использовании метода разницы во времени с двойным смесителем [Allan и Daams, 1975; Stein и др., 1982]). Если используется счетчик интервалов времени, усредняя несколько показаний и полагая, что фоновый шум измерения белый, можно понизить шумы измерения до пренебрежимо малого уровня. Такой процесс усреднения повторяется с базовым циклом τ_0 измерения порядка нескольких часов; например, τ_0= 2 часа для создания TAI в NIST. Тем не менее, необходимо подчеркнуть, что влияние температуры на задержки времени может свести на нет некоторые преимущества усреднения.

6.3.2.3 Сверка часов, расположенных на удаленных станциях

Для вычисления некоторых независимых шкал времени TA(k) задействованные часы располагаются в нескольких лабораториях. Это происходит в случае с французской шкалой TA(F), вычисляемой по 24 цезиевым часам, содержащимся в 11 лабораториях во Франции, со шкалой TA(CH), которая включает данные от 13 часов, содержащихся в 3 лабораториях Швейцарии, а также в случае шкалы TAI — рассчитываемой по данным из 45 национальных центров времени, содержащих около 230 атомных часов [BIPM, 1993].

Дополнительно к схеме на рис.6.1, используемой в пределах задействованных лабораторий, требуются также более совершенные линии связи между удаленными лабораториями шкал времени UTC(k). Это соответствует рис. 6.2 и ведет к измерениям, выраженными в виде:

$$\begin{aligned} x_{ik_1}(t) &= UTC(k_1)(t) - h_i(t), \text{ при } i = 1, \ldots, N_1 \\ x_{ik_2}(t) &= UTC(k_2)(t) - h_j(t), \text{ при } j = 1, \ldots, N_2 \\ x_{k_1k_2}(t) &= UTC(k_2)(t) - UTC(k_1)(t), \end{aligned} \tag{6.7}$$

где t — время, k_1 и k_2 — аббревиатуры двух сравниваемых лабораторий, N_1 и N_2 — число часов в каждой лаборатории. Основные величины $x_{ij}(t)$, определяемые в (6.5), получаются линейной комбинацией разностей в (6.7).

Существует несколько методов для проведения сверки удаленного времени. Наименее точный среди них тот, который базируется на приеме сигналов времени, излучаемых на радиочастотах из Германии, например DCF77, на 77,5 кГц [BIPM, 1993]. Сигналы земной навигации, такие как Loran-C, также широко использовались примерно

до 1985 г. Они имели точность одиночной сверки порядка 0,5 мкс. Дополнительно к этому шуму наблюдались сильные сезонные изменения. Калибровка оборудования, приемников и передатчиков была очень затруднена, и полученная точность характеризовалась неопределенностью (1σ) порядка нескольких микросекунд.

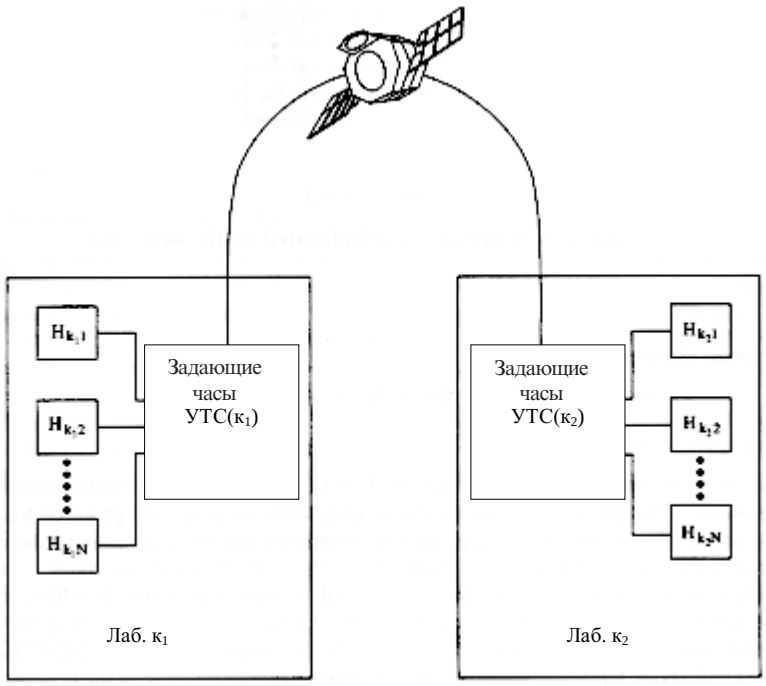


РИСУНОК 6.2

Сверка часов, размещенных на двух разных станциях

Введение методов переноса времени с использованием спутниковых систем привело к значительному улучшению точности и распространенности метрологии времени по всему миру. Все они имеют потенциальную точность порядка нескольких нс (1σ) или даже лучше. В начале 1994 г. использовались или были на продвинутом этапе планирования четыре метода:

- Глобальная Система определения местоположения, GPS [Lewandowski и Thomas, 1991]. GPS — это американская военная навигационная система, основанная на измерении дальности действия при работе со спутника с использованием бортовых атомных часов. С тех пор, как система GPS была объявлена действующей в декабре 1993 г., она показала способность мгновенно и постоянно определять местоположение, частоту и время в любой точке на поверхности и в атмосфере Земли. В частности, наблюдение любого спутника GPS дает доступ к шкале времени, известной как время GPS, которое тесно связано с UTC (USNO). Для применений в отсчете времени система GPS используется в соответствии с методом наблюдения за общим источником [Allan и Weiss, 1980], который делает возможным частично преодолеть преднамеренное ухудшение, привносимое спутниковым сигналом. В 1994 г. этот метод широко использовался большинством национальных лабораторий отсчета времени в мире, приводя к погрешностям сверки времени порядка нескольких наносекунд.

- ГЛОбальная НАвигационная Спутниковая Система, ГЛОНАСС [Daly и др., 1992; Lewandowski и др., 1993]. ГЛОНАСС — это русский эквивалент системы GPS, но без умышленного ухудшения сигнала. Промышленно производимых приемников времени еще не имеется, поэтому эта система не используется широко.

- Двусторонняя спутниковая передача сигналов времени через геостационарный спутник, TWSTT [Kirchner и др., 1991; De Jong, 1993]. Метод TWSTT требует наличия местной станции для передачи и приема СВЧ сигналов в полосе связи и спутникового канала для ретрансляции сигнала на борту.

- ЛАзерная Синхронизация со Спутниковой Орбиты, LASSO [Baumont и др., 1993]. Метод LASSO требует наличия лазерной передающей станции и спутника, оборудованного стабильными генераторами, счетчиками и легкими уголковыми отражателями.

6.3.2.4 Сглаживание шума измерения данных

Данные сверки между удаленными часами показывают шум измерения, который является результатом использования метода передачи сигналов времени. Необходимо устранить этот шум, чтобы:

- использовать все преимущества точности часов, задействованных в сверке, и

- избежать введения шума измерения в саму шкалу времени, что ухудшит ее кратковременную стабильность.

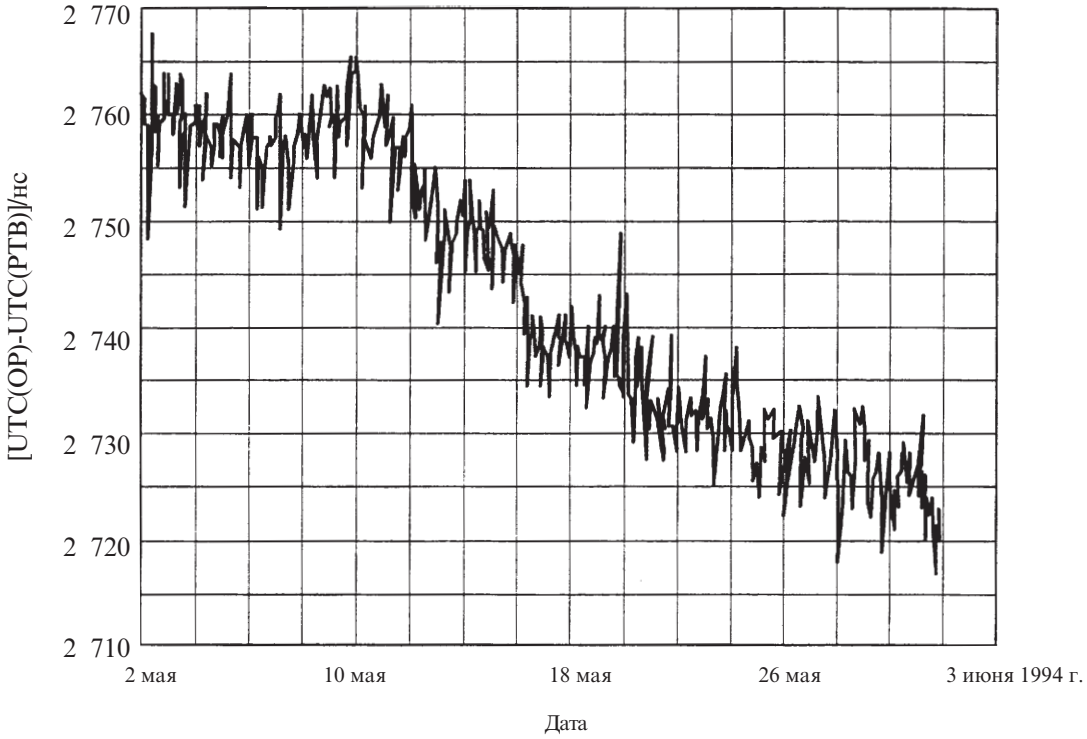
Эффективное сглаживание шума измерения требует ее статистического анализа. Здесь мы показываем это сглаживание для часто повторяющегося случая передачи времени между двумя лабораториями в режиме наблюдения за общим источником GPS. Пример, выбранный в этом случае, соответствует линии связи по передаче Европейского времени между OP, Париж, Франция, и PTB, Брауншвейг, Германия. Рис. 6.3.a показывает исходные значения в режиме наблюдения за общим источником, полученные за 30-дневный период в мае 1994 г. Они соответствуют приблизительно 24 ежедневным записям международного расписания № 22 в режиме наблюдения за общим источником GPS. Эти данные сначала обрабатывались вычислением стандартного отклонения Аллана (см. Главу 4) в предположении о равномерно расположенных данных с интервалом τ_0=1/24 дня. На графике рисунка 6.3.b с двойным логарифмическим масштабом значения стандартного отклонения Аллана $\sigma_y(\tau)$ лежат на прямой линии с наклоном –1 для усредненных интервалов времени $\tau_0 \le \tau \le 1$ день. Это является свидетельством присутствия фазового шума для τ, меньшего, чем один день. Реальные технические характеристики задающих часов в OP и PTB не подавляются фазовым шумом для таких усредненных интервалов времени и, таким образом, становятся доступными, как только сглаживается фазовый шум, возникающий вследствие применения метода сверки времени. Для этой цели достаточно получить средние значения для последовательных исходных данных $x_{\alpha OP\,PTB}(t)$, за период в один день. Это приводит к значениям $x_{OP\,PTB}(t')$ на линии передачи сигналов времени, сообщаемых к моменты времени t', соответствующим середине последовательности дней со сглаженным случайным шумом, возникшим в результате применения метода наблюдения за общим источником GPS. Уровень белого фазового шума оценивается исходя из модифицированного стандартного отклонения Аллана, $Mod.\sigma_y(\tau_0)$, используя выражение (см. Главу 4):

$$\sigma_x = \tau_0 \frac{\mathrm{mod}\sigma_y(\tau_0)}{\sqrt{3}}, \tag{6.8}$$

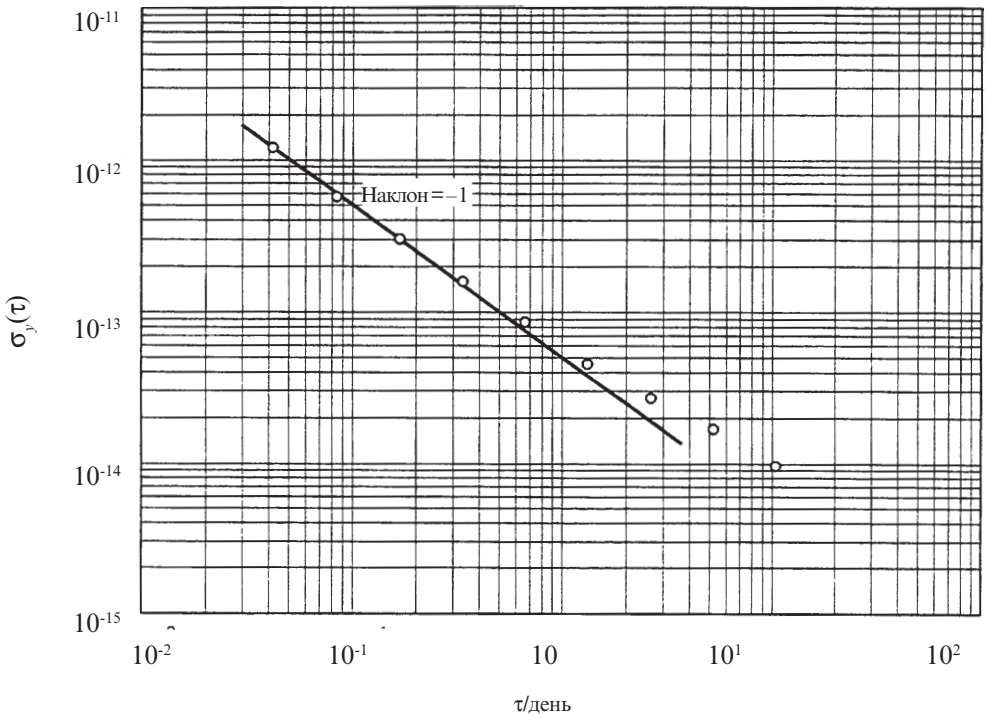
которое дает σ_x = 2,6 нс для этого примера. Остаточное среднее суточное значение белого шума будет порядка $y_x / \sqrt{24}$, которое ниже 1 нс, если 24 наблюдения давали независимые оценки разницы во времени, что не совсем верно для этого случая. В любом случае, остаточный шум после усреднения является незначительным по сравнению с суточными характеристиками часов.

Вышеупомянутый пример показывает, что хотя данные времени GPS берутся с довольно коротким циклом измерения, равным 1 часу в этом конкретном случае, измерения, представляющие интерес, то есть те, которые действительно характеризуют точность самих часов, доступны только с основным периодом T_0 порядка 1 дня. Для дальних линий GPS T_0 колеблется от 2 до 3 дней в самых лучших случаях, при использовании измеренных ионосферных задержек и точных эфемерид спутников. До внедрения системы GPS были необходимы периоды времени T_0 порядка 50 дней для снижения шума измерений методом Loran-C до приемлемых уровней.

Во всех случаях шумы измерения, влияющие на данные по отсчету времени, сглаживались перед применением основного алгоритма для расчета шкалы времени.



a) Исходные данные по отсчету времени за май 1994 г.



b) Соответствующее отклонение Аллана

РИСУНОК 6.3

Передача времени между OP и PTB в режиме наблюдения за общим источником GPS

6.3.3 Алгоритм стабильности

Представим себе группу из N часов: в момент времени t соответствующими данными отсчета времени являются (N-1) измерений $x_{ij}(t)$ по отношению к часам H_j, выбранными так, чтобы не быть избыточными, и заданными согласно (6.5):

$$x_{ij}(t) = h_j(t) - h_i(t),\ i = 1, \ldots, N,\ i \neq j.$$

Пусть ТА является результирующей компьютерной шкалой времени; ее следует рассчитывать для момента времени t из оптимальной комбинации $x_{ij}(t)$. N значений разницы во времени:

$$x_i(t) = \mathrm{TA}(t) - h_i(t),\ i = 1, \ldots, N, \tag{6.9}$$

позволяют получить доступ к ТА в момент времени t. Значения $x_i(t)$ являются неизвестными.

Предположим, что ТА известно для данного времени t_0, когда имеются обработанные измерения $x_{ij}(t)$. Измерения $x_{ij}(t)$ берутся сейчас для следующего момента времени t, $t > t_0$. Эти моменты времени t и t_0 обычно отделены интервалом времени T, большим, чем T_0. Задача состоит в разработке алгоритма, пригодного для обработки данных отсчета времени $x_{ij}(t)$ для генерации ТА в момент времени t.

Алгоритм шкалы времени обычно разрабатывается для обеспечения наилучшей стабильности шкалы времени, причем точность поддерживается внешними средствами, как объясняется в 6.3.1.3. Важно подчеркнуть, что не существует какого-то общего наилучшего решения для разработки алгоритмов шкалы времени. В какой-то степени хорошим методом представляется серия альтернатив, соответствующих цели, для которой должна использоваться шкала времени. Алгоритм, разработанный для обеспечения стандарта эталона времени, вряд ли удовлетворит требования тех, чьи интересы — обеспечение услуг для научных исследований. Одним из критериев выбора является, к примеру, необходимость обеспечения этим алгоритмом шкалы времени в реальном или почти реальном времени или же приемлемость шкалы с задержкой. Однако во всех случаях статистическая обработка данных показаний часов требует, по крайней мере, следующего [Tavella и Thomas, 1991a]:

- определение средней шкалы времени,
- выбор интервала между двумя обновлениями шкалы времени,
- определение процедуры для оптимизации вклада каждых часов, и
- введение фильтра для каждой тактовой частоты с целью обеспечения средств прогнозирования частоты с соответствующей компенсацией, если присутствует уход частоты.

Алгоритмы шкалы времени, которые используются в центрах отсчета времени, основываются на двух основных предположениях:

- На результаты измерений $x_{ij}(t)$, данные в (6.5), влияет собственный шум, который незначителен по сравнению с шумом часов;
- Часы независимы и соответствующие серии данных не коррелируются. Это предположение концептуально верное, так как каждые часы представляют независимый корпус, в котором атомы двигаются и “запирают” внутри генерируемую частоту. Но в 1989 году Консультативный Комитет по Определению Секунды рекомендовал провести исследования по возможным корреляциям между часами. При обзоре характеристик часов, задействованных в TAI [Tavella и Thomas, 1990b, 1991b], были обнаружены некоторые корреляции между тактовыми частотами. Эти корреляции, в основном, представляют собой отклики на изменения в условиях окружающей среды, которые встречаются при работе часов. Спустя несколько лет были предприняты усилия для улучшения независимости часов либо посредством лучшего контроля окружающей среды, либо посредством реализации менее чувствительных атомных часов [De Marchi, 1988].

Далее мы отсылаем к примерам, для которых можно найти обширную документацию. Это, в частности, алгоритм ALGOS (BIPM) [Guinot и Thomas, 1988; Tavella and Thomas, 1991a], который производит международный эталон TAI в BIPM, и алгоритм AT1 (NIST) [Varnum и др., 1987; Weiss и др.,1989], который производит шкалу времени AT1 в реальном времени в NIST. ALGOS (BIPM) обрабатывает данные, полученные от большого количества часов со всего мира. Он разработан для максимальной долговременной стабильности, и задержка доступа на несколько недель приемлема для предоставления TAI. AT1 (NIST) обрабатывает данные примерно от 10 часов, содержащихся на одной станции. Он разработан для научных экспериментов, требующих доступа к AT1в реальном времени.

6.3.3.1 Определение шкалы среднего времени

Чтобы соответствовать определениям шкалы времени, данной во введении и в разделе 6.2, показания шкалы атомного времени TA могут быть теоретически записаны в момент времени t, как средневзвешенная величина показаний задействованных часов:

$$\mathrm{TA}(t) = \sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) h_i(t). \tag{6.10}$$

Основное математическое определение, данное в (6.10), играет фундаментальную роль в разработке алгоритмов шкал времени, как подробно описывается далее. Некоторые группы шкал времени, такие как старая TA(NIST) [Jones и Tryon, 1983, 1987], прекратившая свое существование в 1993, или время GPS [Feese и др., 1991], не используют подобное определение среднего. Эти случаи здесь не рассматриваются.

Относительные весовые коэффициенты $\omega(t)$, $i = 1, ..., N$, вводятся для того, чтобы производить различие между часами в соответствии с присущими им качествами. Они удовлетворяют следующему соотношению:

$$\sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) = 1. \tag{6.11}$$

Показание времени на часах обычно имеет погрешность относительно некоторой определенной шкалы времени из-за систематических и случайных отклонений. Весовая функция в (6.10) обычно выбирается, чтобы оптимизировать стабильность и не зависеть от систематических отклонений (таких как смещение частоты, уход частоты), а зависеть только от случайных отклонений. Следовательно, если весовой коэффициент часов изменяется или если часы вводятся или выводятся, результирующее вычисление шкалы времени будет подвергнуто неблагоприятному воздействию, так как весовая функция в (6.10) применяется также к систематическим отклонениям [Allan и др., 1974; Guinot, 1987]. Отсюда следует, что (6.10) не подходит для реальных групп часов, для которых изменения весовых коэффициентов неизбежны. Уравнение (6.10) должно, таким образом, быть дополнено следующим образом:

$$\mathrm{TA}(t) = \sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) \left[h_i(t) + h_i'(t) \right], \tag{6.12}$$

где $h_i'(t)$ — поправка времени, добавленная в момент времени t к показаниям часов H_i и предназначенная для обеспечения непрерывности времени и частоты TA в предыдущий момент времени t_0, когда весовые коэффициенты были другими [Guinot и Thomas, 1988]. Эта поправка $h_i'(t)$ записывается как :

$$h_i'(t) = x_i(t_0) + y_{ip}(t).(t - t_0)\,, \tag{6.13}$$

где $x_i(t_0) = TA(t_0) - h_i(t_0)$ известно, так как получено из вычислений TA в момент времени t_0 и где $y_{ip}(t)$ — прогнозированная частота часов H_i по отношению к TA, в интервале $[t_0, t]$. Частота $y_i(t)$ часов H_i, по отношению к TA, в интервале $[t_0, t]$ может быть оценена из:

$$y_i(t) = \frac{\left[\mathrm{TA}(t) - h_i(t)\right] - \left[\mathrm{TA}(t_0) - h_i(t_0)\right]}{t - t_0}. \tag{6.14}$$

Пока TA не рассчитано для момента времени t, $y_i(t)$ не известны. Таким образом, необходимо прогнозировать ее в соответствии с режимом работы часов H_i в прошлом. Эта прогнозируемая частота обозначается $y_{ip}(t)$ и появляется в (6.13).

Уравнения (6.5), (6.9) и (6.12) приводят к следующей системе уравнений, в предположении отсутствия шума измерений:

$$\begin{aligned} &\sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) x_i(t) = \sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) x_i(t_0) + \sum_{i=1}^{N} \omega_i(t) y_{ip}(t).(t - t_0), \\ &x_i(t) - x_j(t) = x_{ij}(t). \end{aligned} \tag{6.15}$$

Система (6.15) является детерминированной с N уравнениями и N неизвестными. Решение является единственным и результатом являются значения разницы во времени $x_i(t)$, $i=1,..., N$, что обеспечивает доступ к ТА в момент времени t. Разница между часами H_j и ТА задается в явном виде выражением:

$$x_j(t) = \sum_{i=1}^{N} \omega_i(t)\left[h_i'(t) - x_{ij}(t)\right]. \tag{6.16}$$

Система (6.15) может быть обнаружена в большинстве алгоритмов, используемых по всему миру, например в алгоритмах для расчета AT1 в NIST [Varnum и др., 1987; Tavella и Thomas, 1991a], TA(F) [Granveaud, 1986] в OP, TAI [Guinot и Thomas, 1988] в BIPM, TA(AUS) в ORR [Luck, 1979], TA(CRL) в CRL [Yoshimura, 1980] и A.1(MEAN) в USNO [Percival, 1978].

Были продемонстрированы преимущества оптимизации кратковременной и долговременной стабильности [Allan и др., 1974], а в последнее время были предложены новые разработки алгоритмов временной шкалы, которые ориентированы на возможность использования кратковременных и долговременных процедур взвешивания [Wei Gu, 1992; Stein, 1992]. В USNO используется новый алгоритм, в котором время группы часов перерассчитывается каждый час из данных за последние 75 дней. Весовые коэффициенты модифицируются в соответствии с квадратичной вариацией по времени, чтобы привести в соответствие долговременные и кратковременные параметры часов различного типа (цезиевые стандарты и водородные мазеры). Обновленное значение за последний час используется для подстройки задающих часов [Breakiron, 1991].

В некоторых алгоритмах определение шкалы времени используется совместно со специальными фильтрами, которые действуют на исходные данные замеров времени, которые до этого не сглаживались. Это имеет место для KAS-1 [Stein, 1988; Stein и др., 1989], где применяется фильтр Кальмана. В других случаях формализм Кальмана используется для решения (6.16), чтобы улучшить стабильность шкалы времени, как это происходит в KAS-2 [Stein, 1992], или для оценки неопределенности и обнаружения нестандартных режимов работы, как это происходит в TA2(NIST) [Weiss и Weissert, 1994]. Далее мы ограничим наше обсуждение “классическими” и хорошо обоснованными алгоритмами групп, которые основаны на (6.15), отсылая заинтересованного читателя к соответствующей литературе для дальнейших разработок.

Поскольку определение шкалы времени и, таким образом, результатирующей системы уравнений, практически всегда принимает одну и ту же форму, особенности конкретного алгоритма определяются выбором следующих параметров:

- продолжительность интервала времени $[t_0, t]$,
- весовые коэффициенты, отнесенные к часам,
- методы прогнозирования тактовых частот и учета ухода частоты.

Эти разновидности выбора тесно связаны с целями, для которых предназначена шкала времени.

6.3.3.2 Длительность базового интервала для расчетов

В предыдущих разделах были определены два основных вида интервалов времени:

- τ_0, длительность основного цикла измерения
- T_0, минимальный интервал времени, в котором должны усредняться исходные данные для сглаживания шума измерения, достаточный для достижения характерных параметров сверяемых часов. Порядок величины T_0 — от нескольких минут до нескольких часов внутри лаборатории, от 12 часов до 1 суток между двумя лабораториями, связанными посредством системы наблюдения на коротких расстояниях за общим источником GPS, и несколько дней между двумя лабораториями, связанными посредством системы наблюдения на больших расстояниях за общим источником GPS.

Также были определены два вида моментов времени:

- t_0, момент времени, для которого известно ТА,
- t, следующий момент времени, $(t > t_0)$, для которого существуют сглаженные замеры времени и для которого требуется рассчитывать ТА путем решения (6.15).

Интервал обновления, $T = t - t_0$, в общем случае имеет тот же порядок величины и несколько продолжительнее T_0, Таким образом, его продолжительность непосредственно связана с качеством данных по замерам времени. Она равна, например:

- T = 2 часа для AT1(NIST), где используются только данные замеров времени, полученные на месте,
- T = 1 день для TA(F), где используются данные замеров времени со всей Франции, максимальное расстояние по прямой примерно 1000 км,
- T = 10 дней для TAI, где используются данные замеров времени со всего мира, причем максимальное расстояние по прямой между лабораториями равно примерно 6000 км.

Другим требованием является рациональное описание характеристик задействованных часов, чтобы правильно определить их весовые коэффициенты и эффективно прогнозировать их частоты по отношению к TA (см. последующие разделы). Именно поэтому необходимо часто наблюдать за часами в течение времени, большего, чем T. В этом случае имеются две возможности.

Рассмотрим целое число n, большее 1.

6.3.3.2.1 Обновление TA в каждом интервале длительностью *T*

В памяти сохраняются последние n интервалов продолжительностью T. Шкала времени генерируется практически в реальном времени, с запаздыванием, не превышающим T, но оно основано только на последнем по времени режиме работы задействованных часов. Повторная обработка и последующая обработка отсутствуют. Весовые коэффициенты и прогноз частоты верны для интервала длительностью T.

Преимуществом этого подхода является доступность шкалы времени в реальном времени. Недостаток заключается в том, что нет возможности учитывать нестандартный режим работы одних часов до того, как появляется отметка на шкале времени. Стабильные часы, частота которых неожиданно резко изменилась, могут, таким образом, воздействовать на всю шкалу времени, до того как нестабильность будет обнаружена.

Этот подход используется для AT1, где T = 2 часа и nT = 10 дней (n = 120). Проблема обнаружения аномального режима работы частично решена в обновленном алгоритме AT2, задуманного и проверенного в NIST [Weiss и Weissert, 1991].

6.3.3.2.2 Обновление TA в конце интервала длительностью *nT*

В интервал включено (n+1) моментов времени, которые обрабатываются как единое целое. Это дает отсроченную шкалу времени, рассчитываемую при последующей обработке. Весовой коэффициент и прогноз частоты данных часов верны для интервала длительностью nT. Они изменяются для следующего интервала длительностью nT, но равны для всех моментов времени, включенных в данный интервал длительностью nT. Учитывается режим работы часов, наблюдавшийся на протяжении всего интервала расчета. Конечный алгоритм является динамическим и адаптирован к интервалам длительностью nT после их завершения.

Преимуществом является возможность учитывать любой нестандартный режим работы часов, имевший место в этот период. Недостатком является доступ к шкале времени в режиме отсроченного времени для (n + 1) моментов времени, включенных в этот интервал расчета.

Это происходит в случае TA(F), где T = 1 день и nT = 30 дней (n = 30). TAI рассчитывается таким же образом с T = 10 дней и nT = 60 дней (n = 6).

Другой алгоритм, в NIST, использует оба этих процесса. Это TA2, основанный на алгоритме AT2 (AT1 плюс обнаружение нестандартного режима работы), работающий с T = 2 часа и $nT \approx 10$ дней, запускаемом в прямом и обратном направлении на период порядка месяца [Weiss и Weissert, 1994]. Из этого следует, что присутствует итерационная повторная обработка данных за весь месяц. NIST, таким образом, имеет в своем распоряжении две шкалы времени, AT1 в реальном времени и TA2 отсроченного времени, причем расчет предыдущей шкалы TA(NIST), основанной на фильтре Кальмана [Barnes, 1982], прекращен с середины 1993 года.

Большинство алгоритмов, используемых в национальных лабораториях, следует первому выбору, обновляя TA(k) в реальном или почти реальном времени без последующей обработки. Кроме этого, некоторые алгоритмы, такие как TAI в BIPM, A.1(MEAN) в USNO или TA2 в NIST, используют процедуру итераций для оценки весовых коэффициентов и прогнозов частоты: это принимает вид последовательных перерасчетов TA через равные интервалы, с детектированием выбросов на каждом этапе, до тех пор, пока результаты не сойдутся [Tavella и Thomas, 1991a].

6.3.3.3 Процедура определения весовых коэффициентов

6.3.3.3.1 Основные идеи

Так как алгоритмы шкалы времени разработаны для оптимизации стабильности частоты, весовые коэффициенты каждых часов следует определять согласно их собственной стабильности частоты. Весовой коэффициент, приписываемый к данным часам, в основном выбирается так, чтобы быть обратно пропорциональным их дисперсии частоты y_i^2.

$$щ_i = \frac{1/y_i^2}{\sum_{k=1}^{N} 1/y_k^2}, i = 1, \ldots, N. \tag{6.17}$$

Причиной этого является то, что если задействованные часы независимы и если весовые коэффициенты не ограничиваются искусственно, дисперсия частоты результатирующей шкалы времени может быть записана как :

$$\frac{1}{y_{TA}^2} = \sum_{i=1}^{N} \frac{1}{y_i^2}, \tag{6.18}$$

которая означает, что шкала времени является, в принципе, более стабильной, чем любой задействованный элемент. Выбор вида дисперсии (классическая, фильтрованная или Аллана) зависит от целей, для которых создается шкала времени, и, таким образом, может отличаться согласно рассматриваемому алгоритму. Однако существуют два ограничивающих фактора, которые указаны ниже.

Частоты часов H_i, используемые для вычисления их дисперсии частоты, оцениваются через интервал продолжительностью τ. Согласно (6.18), стабильность результатирующей шкалы времени оптимизируется для усредненных интервалов времени, близких к τ. Таким образом, чрезвычайно важно определить, для каких значений τ задействованные часы проявляют свою наилучшую стабильность, и установить, каким целям стабильности должна удовлетворять шкала времени. Другими словами, для оптимизации и кратковременной и долговременной стабильности может потребоваться задействование различных видов часов, обрабатываемых согласно различным процедурам в алгоритме. Именно так происходит в случае для программного обеспечения в времени UTC(USNO), рассчитываемого в USNO [Breakiron, 1991], а также для алгоритмов KAS [Stein, 1992].

Частоты часов H_i, используемые для вычисления их дисперсии частоты, оцениваются их сверкой с эталоном. Очень часто этим эталоном является сама шкала времени, потому что предполагается, что ее стабильность лучше, чем у задействованных часов. Отсюда следует, что вычисленная дисперсия имеет характерную систематическую ошибку [Yoshimura, 1980] и перестает представлять реальную точность часов. Это так называемый эффект “корреляции группы часов”. Подход к выводу формулы для этого эффекта был опубликован [Tavella и др., 1991] и выражается как:

$$y_{i,bias}^2 = y_{i,true}^2 (1 - щ_i), \tag{6.19}$$

где $y_{i,bias}^2$ и $y_{i,true}^2$ являются дисперсией частоты часов H_i “с систематической ошибкой” и “истинных”.

Эффект корреляции группы часов пропорционален относительному вкладу часов в пределах группы. Если не принимать это во внимание, то очень стабильные часы обладают прогрессивно более высоким весовым коэффициентом, что угрожает надежности шкалы времени. Коэффициент поправки (6.19) появляется в большинстве алгоритмов, используемых в национальных лабораториях, иногда с коэффициентом пропорциональности, близким к 1 [Tavella и Thomas, 1991a]. Однако он не является помехой алгоритму TAI, так как число задействованных часов и выполнение условия верхнего предела весового коэффициента ведет к максимальному вкладу, ω_i данных часов, который менее 1% с начала 1993 г., и, таким образом, пренебрежимо мал по сравнению с 1.

Кроме этих фундаментальных аспектов, которые только что обсуждались, процедура определения весовых коэффициентов должна подчиняться некоторым другим правилам. Наиболее важное — выполнение условия верхнего предела весового коэффициента, необходимого на практике для создания шкалы времени, которая полагается на наилучшие часы и пока еще избегает приписывания преобладающей роли каким-либо одним из них. Другим является объективный критерий для защиты шкалы времени против возможного нестандартного режима работы некоторых часов. Важно подчеркнуть, что существование верхнего предела весового коэффициента обеспечивает надежность, но делает недействительным (6.18). Поэтому это может привести к шкале времени TA, которая не лучше, чем самые лучшие одиночные задействованные часы.

Чтобы проиллюстрировать это, мы взяли примеры алгоритмов AT1(NIST) и ALGOS(BIPM), для которых имеется полное сравнение [Tavella и Thomas, 1991a].

6.3.3.3.2 Процедура определения весовых коэффициентов в AT1 (NIST)

Для AT1(NIST), весовые коэффициенты, используемые для вычисления AT1 на момент времени t, определяются из результатов вычислений AT1 на момент t_0 $(t - t_0 = T)$. Весовой коэффициент $\omega_i(t)$ часов H_i получается из (21), где $y^2_i(t)$ получается из экспоненциального фильтра, записываемого как:

$$y_i^2(t) = \frac{1}{A+1}\left[д_i^2 + A.y_i^2(t_0)\right], \tag{6.20}$$

с

$$д_i = \left|(t_0) - y_{ip}(t_0)\right| + K_i/T. \tag{6.21}$$

Экспоненциальный фильтр используется, чтобы исключить вклад самого последнего режима работы часов. Их постоянная времени A обычно устанавливается на значение от 20 до 30 дней. Член δ_i содержит сдвиг между действительной частотой часов H_i и ее прогнозируемой величиной, давая, таким образом, оценку прогнозируемости часов за время T. Член K_i, добавленный в (6.21), учитывает корреляцию между временем группы и часами H_i. Это совершенно необходимо в алгоритме AT1(NIST), который разработан для обработки малого количества часов (≈ 10) и где максимальный вклад данных часов может достигнуть 20%. Совсем недавно член K_i был выбран согласно (6.19) в алгоритмах AT1 и TA2 [Weiss и Weissert, 1994].

Определение веса в AT1(NIST) не сохраняет память об абсолютных значениях прошлых частот, но в большей степени полагается на дисперсии частот. Это напоминает разницу между дисперсией Аллана и классической дисперсией. Хотя нестабильность тактовой частоты проверяется, следует отметить, что некоторая информация о долговременных систематических дисперсиях может быть утеряна.

Использование экспоненциального фильтра для определения весового коэффициента достаточно эффективна, так как при этом исключаются прошлые весовые коэффициенты: если в часах происходит “авария” с частотой и таким образом намеренно исключаются весовые коэффициенты, подобное исключение коэффициентов впоследствии устраняется через интервал в несколько периодов интегрирования. В AT2(NIST) и TA2(NIST) в явном виде введено обнаружение шага частоты [Weiss и Weissert, 1994]: основная идея — это обнаружить разность частот, превышающую более чем в 4 раза уровень шума частоты, наблюдаемый для этих часов. Кроме того, в AT1(NIST) для надежности вводится верхний предел весового коэффициента.

6.3.3.3.3 Процедура определения весовых коэффициентов в ALGOS (BIPM)

Как уже отмечалось, ALGOS(BIPM) действует в режиме последующей обработки, обрабатывая как единое целое измерения, полученные за основной период $nT = 60$ дней. Измерения проводятся каждые $T = 10$ дней при MJD, оканчивающимся числом 9. Шкала времени обновляется для каждых шести моментов времени t, включенных в двухмесячный рассматриваемый период: $t = t_0 + mT$, с $m = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. Момент времени t_0 является последним в предыдущем двухмесячном интервале, для которого шкала времени поддерживалась и не обновлялась. Интервал между обновлениями, таким образом, составляет 10 дней, но промежуток между расчетами равен 60 дням.

В ALGOS(BIPM) весовой коэффициент $\omega_i(t)$ часов H_i является постоянным в двухмесячном интервале I вычисления: он, таким образом, действителен для семи моментов времени $t = t_0 + mT$, с $m = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$, причем непрерывность в момент времени t_0 обеспечивается прогнозом тактовой частоты. Можно записать $\omega_i(I)$, которое подчиняется (6.17), где $y_i^2(I)$ — индивидуальные классические дисперсии, вычисленные из шести последовательных двухмесячных частот часов H_i. Это частоты, вычисленные в интервале I и пяти предыдущих двухмесячных интервалах. Так как частота в интервале I еще не известна, используется итерационный процесс [Tavella и Thomas, 1991a], который начинается с весовыми коэффициентами, полученными при вычислении за предыдущие двухмесячные расчеты, заканчивающиеся в момент времени t_0; это указывает режим работы каждых часов в течение интервала I и, таким образом, позволяет уточнить весовые коэффициенты в предыдущих итерациях.

Определение весовых коэффициентов в ALGOS(BIPM) использует измерения часов за весь год, поэтому ежегодные дисперсии частоты и долговременный уход частоты могут привести к исключению весовых коэффициентов. Это помогло снизить сезонную дисперсию TAI, наблюдаемую в 70-х и 80-х годах. Кроме того,

выбор 60 дней, первоначально отобранных для сглаживания данных Loran-C, соответствует хорошему времени усреднения для обнаружения частотных аномалий. Таким образом, выборка в течение 60 дней позволяет оптимизировать стабильность TAI за длительный период. При увеличенном использовании линий в режиме наблюдения за общим источником GPS и часов, недавно разработанных фирмой Хьюлит-Паккард, nT может быть снижено до 30 дней. В этом случае весовые коэффициенты могут быть определены в 12 одномесячных выборках.

В ALGOS(BIPM) член уравнения (6.19) для корреляции группы часов является незначительным и поэтому не вводится [Tavella и др., 1991]. Существует верхний предел весовых коэффициентов, который соответствует минимальной дисперсии y_i^2 (I) от $3{,}66 \times 10^{-14}$, который может изменяться, если требуется улучшение в технических характеристиках часов. Также реализуется алгоритм для обнаружения аномального режима работы: он проверяет изменения частоты [Tavella и Thomas, 1991a].

И в заключение, весовые коэффициенты, используемые в AT1(NIST) и ALGOS(BIPM), подчиняются тем же правилам, в частности: оптимизации стабильности, обнаружению аномального режима, минимизации корреляции группы часов. Специально сделанный выбор приводит в соответствие имеющиеся данные отсчета времени и выполняет фундаментальное требование доступа к шкале времени в реальном или отсроченном режиме.

6.3.3.4 Прогноз частоты

6.3.3.4.1 Основные идеи

Способ, согласно которому прогнозируется частота часов H_i, зависит от их статистических характеристик и длительности времени, для которого прогноз должен быть правильным. Есть несколько отдельных случаев:

- Преобладающим шумом является белый шум частоты: это относится к промышленным цезиевым часам для периодов времени усреднения τ от 1 до 10 дней. Тогда наиболее вероятная частота, оцениваемая в интервале с длительностью τ, для следующего интервала τ задается как среднее из значений частоты, наблюдаемых в течение ряда предыдущих интервалов с длительностью τ.
- Преобладающим шумом является модуляция частоты случайными блужданиями: это относится к большинству промышленных цезиевых часов для периодов времени усреднения τ от 20 до 70 дней. Тогда наиболее вероятным значением частоты для следующего интервала τ является последнее значение частоты, оцениваемое за предыдущий интервал протяженностью τ.
- Преобладающим отклонением частоты является линейный уход частоты: это относится к некоторым водородным мазерам для значений времени усреднения τ, превышающих несколько дней. Тогда наиболее вероятная частота для последующего интервала τ — это последняя частота, рассчитанная за предыдущий период протяженностью τ, скорректированная членом уравнения, выведенным из вычисленного ухода частоты.

Чтобы оптимизировать группу, необходимо располагать хорошим знанием режима работы задействованных часов и точно подобрать удобный метод прогноза частоты для различных видов часов.

Чтобы проиллюстрировать это, рассмотрим алгоритмы AT1(NIST) и ALGOS(BIPM). Также существует сравнение, проведенное в работе [Tavella и др., 1991a].

6.3.3.4.2 Прогноз частоты в AT1 (NIST)

В случае AT1(NIST) прогнозируемая частота $y_{ip}(t)$ часов H_i для вычисления AT1 на момент времени t выводится из результатов вычисления AT1 в момент времени t_0, с $t - t_0 = T$. Это получается из экспоненциального фильтра, записанного как:

$$y_{ip}(t) = \frac{1}{B_i + 1}\left[y_i(t_0) + B_i \cdot y_{ip}(t_0)\right]. \tag{6.22}$$

Прогнозируемая частота часов H_i является усреднением частот часов H_i за прошедшие периоды времени с экспоненциальным определением весовых коэффициентов. Постоянная времени B_i экспоненциального фильтра зависит от статистических характеристик часов H_i и может, таким образом, отличаться от одних часов к другим. Она позво-

ляет провести оптимальную оценку долговременного режима работы часов, так как она соответствует времени усреднения, за которое часы достигают своего минимального значения шумов мерцания или для которого можно провести хорошую оценку компоненты случайных блужданий.

6.3.3.4.3 Прогноз частоты в ALGOS (BIPM)

Как уже было отмечено, ALGOS(BIPM) действует в режиме последующей обработки, обрабатывая как единое целое измерения, взятые за базовый период $nT =$ 60 дней. Как и в случае с ее весовым коэффициентом, прогнозируемая частота часов H_i является постоянной за двухмесячный интервал I вычисления, таким образом она пригодна для 7 моментов времени $t = t_0 + mT$, с $m = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6$, и может быть описана $y_{ip}(I)$.

В ALGOS(BIPM) прогнозируемая частота, используемая для данного двухмесячного интервала, равна частоте, полученной за предыдущий двухмесячный интервал, в качестве одноступенчатого линейного прогноза. Это — оптимальный прогноз для времени усреднения в два месяца, для которого преобладающим шумом является модуляция частоты случайными блужданиями. Все часы, задействованные в TAI, подвергаются такому же виду прогнозирования частоты; однако в настоящее время обсуждаются изменения в процедуре, в особенности введение оценки ухода частоты для прогнозирования частот водородных мазеров.

В заключение можно сказать, что режимы прогноза частоты в AT1(NIST) и ALGOS(BIPM) различаются, так как каждый привязан к длине своего собственного базового интервала расчета и, таким образом, к статистическим характеристикам часов за такие значения времени усреднения.

6.3.4 Точность интервала в шкале времени

Улучшение точности шкалы времени в основном выполняется за пределами основного алгоритма, который работает только с оптимизацией стабильности.

Для TAI это осуществляется путем частотной регулировки несинхронизированной шкалы времени, полученной с помощью алгоритма стабильности ALGOS(BIPM). Эти коррекции частоты меньше, чем флуктуации частоты шкалы времени, чтобы избежать ухудшения ее стабильности. Они определяются после сверки частоты рассчитанной шкалы времени с комбинацией частот от первичных стандартов частот по всему миру, постоянно действующих или оцениваемых время от времени [Azoubib и др., 1977]. При этой операции принимается во внимание влияние гравитационного красного смещения на частоты первичных стандартов. В 1993 г. применялась только одна такая управляющая коррекция частоты: она была равна $0{,}5 \times 10^{-15}$. Точность TAI выражается через среднюю длительность единицы шкалы, вычисленной для двухмесячных интервалов, в секундах СИ на вращающемся геоиде. Она публикуется в периодических изданиях *Ежегодного Доклада Сектора Времени BIPM*. Например, средняя длительность единицы шкалы TAI составляла $(1 + 0{,}2 \times 10^{-14})$ секунды СИ на вращающемся геоиде для промежутка времени май—июнь 1993 г. с погрешностью ($1\,\sigma$), равной $1{,}3 \times 10^{-14}$.

Для атомной шкалы времени NIST точность обеспечивается сверкой со стандартами первичной частоты NBS-6 и NIST-7.

6.3.5 Примеры

6.3.5.1 Стабильность некоторых независимых шкал времени

Стандартные отклонения Аллана были вычислены с использованием значений сверки времени между TAI и, соответственно, TA(F), AT1, TA(PTB) и A.1(MEAN), собранными в [BIPM, 1993].

Шкала TA(F) вычисляется по 23 цезиевым часам из лабораторий, размещенных по всей Франции, с алгоритмом, похожим на ALGOS(BIPM). Минимальное значение стандартного отклонения Аллана равно:

$$\sigma_y(\tau \approx 40 \text{ дней}) \approx 8 \times 10^{-15}. \tag{6.23}$$

AT1 вычисляется примерно по 10 цезиевым часам, установленным на одной станции, с использованием алгоритма AT1(NIST). Минимальное значение стандартного отклонения Аллана составляет:

$$\sigma_y(20 \text{ дней} \le \tau \le 40 \text{ дней}) \approx 5 \times 10^{-15}. \tag{6.24}$$

TA(PTB) определяется не из алгоритма шкалы времени. Это просто выход стандарта первичной частоты PTB CS2, который постоянно действует как часы. Минимальное значение стандартного отклонения Аллана составляет:

$$\sigma_y(80 \text{ дней} \leq \tau) \approx 6 \times 10^{-15}. \tag{6.25}$$

TA(USNO) является шкалой времени A.1(MEAN), вычисляемой приблизительно по 50 цезиевым часам (36 из них — приборы HP 5071A) и по 14 водородным мазерам, на локальном уровне, с алгоритмом, который использует двойную процедуру определения весовых коэффициентов для оптимизации как кратковременной, так и долговременной стабильности. Минимальное значение стандартного отклонения Аллана составляет:

$$\sigma_y(\tau \approx 80 \text{ дней}) \approx 5 \times 10^{-15}. \tag{6.26}$$

Поскольку значения стандартных отклонений Аллана, приведенные здесь, описывают разницу во времени между TAI и независимыми шкалами времени, часть нестабильности, вызываемой TAI, не отделяется от той, которая вызывается индивидуальными TA. Применение метода с N источниками позволяет провести это разделение при условии, что шкалы времени, включенные в расчеты, являются статистически независимыми. Рис. 6.4 показывает значения стандартных отклонений Аллана для TAI, полученные методом N источников, с использованием данных сверки между TAI и AT1, TAI и TA(SU) а также TAI и TA(PTB) за период времени январь 1993 г. — апрель 1994 г. Все полученные значения всегда меньше 6×10^{-15}.

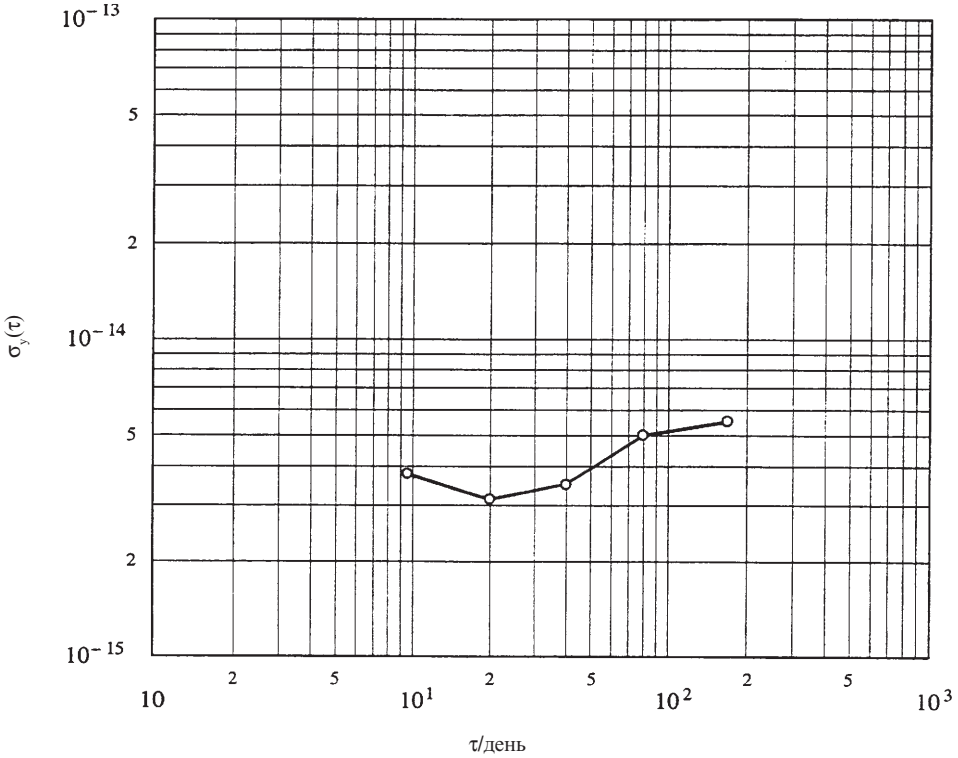


РИСУНОК 6.4.

Значения стандартного отклонения Аллана для TAI

Важно отметить, что публикуемые значения стандартных отклонений Аллана значительно уменьшились для большинства независимых шкал времени за несколько прошедших лет. Для TAI, благодаря введению новых часов HP 5071A и использованию активных водородных мазеров с автоподстройкой, эти значения также значительно упали. Остается возможность, что водородные мазеры, хотя и имеющие отличные показатели кратковременной и средневременной стабильности, привносят в TAI некоторый долговременный уход частоты.

6.3.5.2 Корректировка некоторых местных представлений UTC

Рис.6.5 показывает два примера дисперсии времени при сверке между UTC и UTC(k) в течение одного года, заканчивающегося в мае 1994 года.

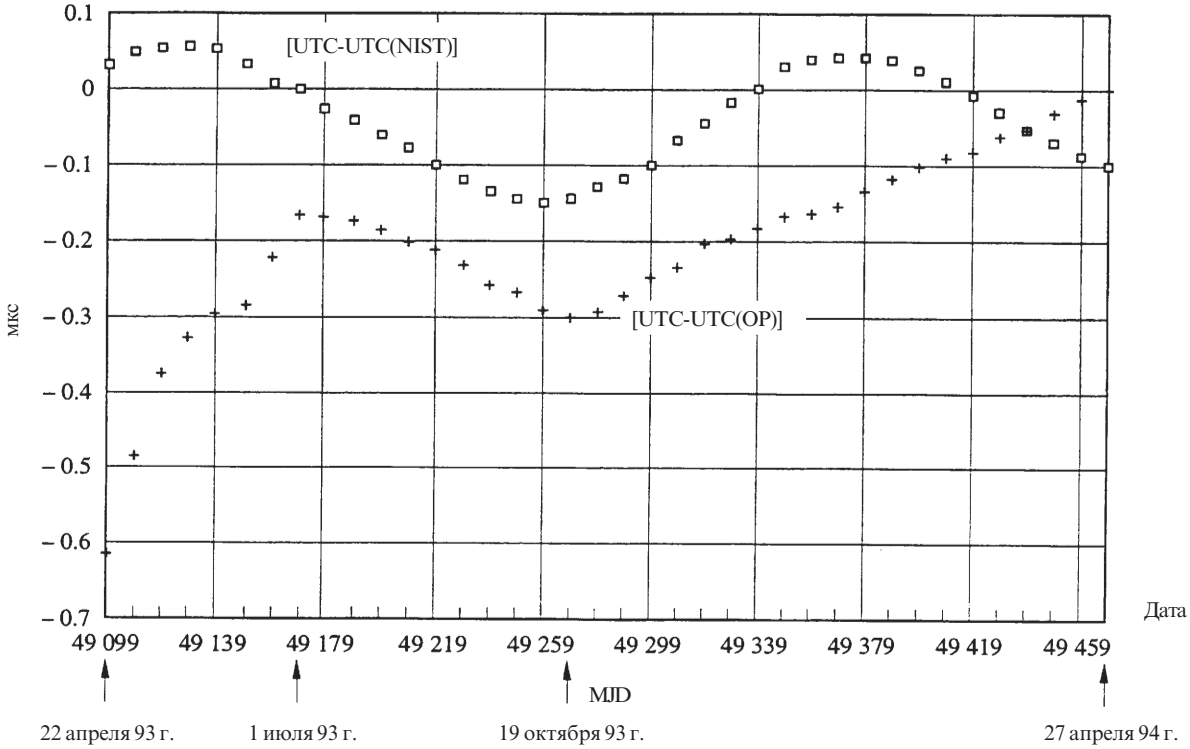


РИСУНОК 6.5

Данные отсчета времени, полученные из сверки между UTC и UTC(OP), UTC и UTC(NIST)

UTC(OP), в Париже, является аппаратурной шкалой времени UTC, определяемой по одиночным физическим часам, регулируемым с помощью микрофазового шагомера. Замена в 1993 г. задающих часов HP старой конструкции на HP 5071A легко заметна: стабильность моментально улучшилась. Команда регулировки частоты была отдана в 1993 г., чтобы привести UTC(OP) ближе к UTC.

Шкала UTC(NIST), содержащаяся в NIST, является программной шкалой времени UTC, определяемой по группе физических часов и регулируемой по UTC с помощью программного обеспечения. Эта местная шкала UTC имеет несколько физических представлений, получаемых от аппаратурных часов, все они регулируются каждые 6 минут с помощью микрофазового шагомера. UTC(NIST) совершает медленные и систематические колебания вокруг UTC.

6.4 Распространение шкал времени

Как уже было описано выше, шкала времени может быть определена только в случае, если известна разница во времени между этой временной шкалой и какой-либо другой или по показаниям физических часов в данный момент времени. Доступ к шкалам времени зависит, таким образом, от публикаций значений разницы во времени. Неопределенность этих значений обычно лучше, чем 10 наносекунд (1 σ).

Перед тем, как рассматривать конкретные примеры, полезно отметить, что групповая шкала времени может распространяться посредством сверки с любыми другими работающими часами, даже если эти часы не задействованы в формировании шкалы времени, для этого достаточно иметь линию связи по передаче сигналов времени. Таким образом, важно различать генерацию и распространение шкалы времени. В крайнем случае TAI можно

выбрать в качестве среднего для нескольких часов высокой стабильности, поддерживаемых в небольшом числе лабораторий, но работы, проводящиеся по его распространению, т. е. установление международной сети GPS, будут точно такими же.

Распространение большинства шкал времени осуществляется публикацией официального документа, обычно в печатном виде, а также с помощью электронной почты.

Рис. 6.6 воспроизводит первую страницу выпуска ежемесячного *Бюллетеня H* (*Bulletin H*), выпускаемого LPTF, главной французской лабораторией по времени и частоте. Он содержит несколько таблиц, одна из них, в частности, дает сверку времени между UTC(OP) и временем GSP, а также между UTC(OP) и тремя европейскими станциями Loran-C. Она охватывает период в один месяц.

OBSERVATOIRE DE PARIS — Bulletin H 317

LABORATOIRE PRIMAIRE DU TEMPS ET DES FREQUENCES

Laboratoire primaire désigné par le Bureau National de Métrologie

TABLEAU 1 - MESURES DE TEMPS RAPPORTEES A UTC(OP)

Date 1994 Mai	Date MJD	MESURES DE PHASE DES CHAINES DE LORAN-C UTC(OP) - SIGNAL À 10h UT: SYLT 7970-W µs	ESTARTIT 7990-Z µs	LESSAY 8940-M µs	MESURES DU TEMPS GPS À 24h UT: UTC(OP)-GPS -9 s - µs
1	49473	3.35	1.73	-0.27	0.070
2	49474	3.38	1.76	-0.28	0.074
3	49475	3.46	1.82	-0.29	0.072
4	49476	3.42	1.72	-0.25	0.077
5	49477	3.44	1.72	-0.27	0.062
6	49478	3.52	1.76	-0.21	0.084
7	49479	3.51	1.83	-0.23	0.088
8	49480	3.47	1.78	-0.23	0.092
9	49481	3.48	1.74	-0.21	0.114
10	49482	3.49 (1)	1.74	-0.16	0.111
11	49483	3.34	1.81	-0.17	0.090
12	49484	3.33	1.81	-0.17	0.087
13	49485	3.33	1.77	-0.17	0.087
14	49486	3.38	1.93	-0.17	0.099
15	49487	3.34	1.87	-0.11	0.096
16	49488	3.41	1.95	-0.18	0.099
17	49489	3.33	1.87	-0.11	0.074
18	49490	3.33	1.79	-0.11	0.087
19	49491	3.35	1.82	-0.10	0.072
20	49492	3.35	1.92	-0.06	0.082
21	49493	3.40	1.88	-0.07	0.084
22	49494	3.43	1.91	-0.11	0.078
23	49495	3.44	1.88	-0.10	0.072
24	49496	3.51	1.84	-0.09	0.061
25	49497	3.46	1.81	-0.05	0.063
26	49498	3.52	1.82	-0.07	0.067
27	49499	3.50	1.81	-0.08	0.073
28	49500	3.52	1.79	-0.06	0.074
29	49501	3.50	1.76	-0.03	0.087
30	49502	3.52	1.77	-0.05	0.070
31	49503	3.52	1.80	0.01	0.075

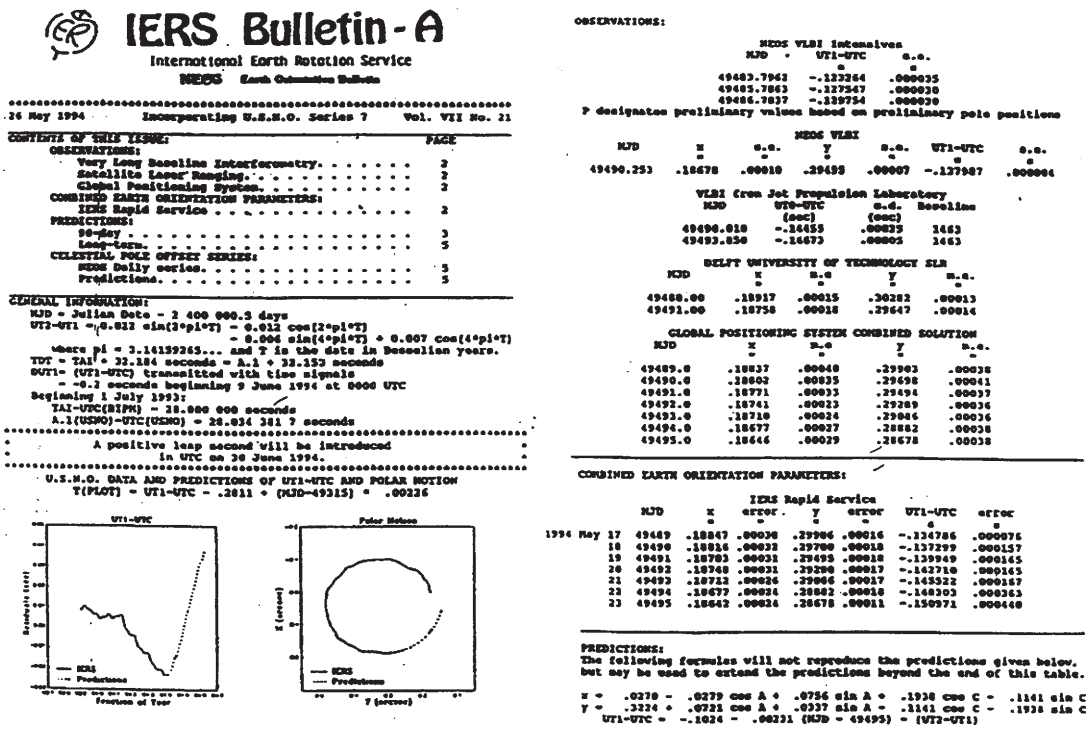
L P T F, Observatoire de PARIS, 61 Avenue de l'Observatoire, 75014 PARIS, FRANCE
Téléphone : (33-1) 40-51-22-21 - Télex : 270 776 - Téléfax : (33-1) 43-25-55-42
Internet: lptfop@epdaf1.obspm.fr - Span : epdaf1::lptfop

BIPM
- 9. JUIN 1994
Répondu le :

РИСУНОК 6.6

Первая страница *Бюллетеня H* (*Bulletin H*) (выпуск № 317), ежемесячно выпускаемого в LPTF, Париж, Франция

Рис 6.7 воспроизводит две первых страницы одного из еженедельных выпусков IERS *Бюллетеня-A* (IERS *Bulletin-A*). Он содержит таблицы значений сверок между UT1 и UTC и информацию о движении полюсов.



IERS Bulletin - A

International Earth Rotation Service

26 May 1994 Incorporating U.S.N.O. Series 7 Vol. VII No. 21

CONTENTS OF THIS ISSUE: PAGE

OBSERVATIONS:
Very Long Baseline Interferometry 2
Satellite Laser Ranging 2
Global Positioning System 2
COMBINED EARTH ORIENTATION PARAMETERS:
IERS Rapid Service 2
PREDICTIONS:
90-day 3
Long-term 5
CELESTIAL POLE OFFSET SERIES:
NEOS Daily series 5
Predictions 5

GENERAL INFORMATION:
MJD = Julian Date - 2 400 000.5 days
UT2-UT1 = -0.022 sin(2*pi*T) - 0.012 cos(2*pi*T) - 0.006 sin(4*pi*T) + 0.007 cos(4*pi*T)
where pi = 3.14159265... and T is the date in Besselian years.
TDT = TAI + 32.184 seconds = A.1 + 32.152 seconds
DUT1= (UT1-UTC) transmitted with time signals = -0.2 seconds beginning 9 June 1994 at 0000 UTC
Beginning 1 July 1993:
TAI-UTC(BIPM) = 28.000 000 seconds
A.1(USNO)-UTC(USNO) = 28.014 381 7 seconds

A positive leap second will be introduced in UTC on 30 June 1994.

U.S.N.O. DATA AND PREDICTIONS OF UT1-UTC AND POLAR MOTION
Y(PLOT) = UT1-UTC - .2811 + (MJD-49315) * .00236

UT1-UTC
Seconds (sec)
Fraction of Year
NOS
Predictions

Polar Motion
X (arcsec)
Y (arcsec)
NOS
Predictions

OBSERVATIONS:

NEOS VLBI Intensives

MJD *	UT1-UTC s	s.e. s
49483.7963	-.123264	.000035
49485.7863	-.127547	.000030
49486.7837	-.129754	.000030

P designates preliminary values based on preliminary pole positions

NEOS VLBI

MJD	X s	s.e. s	Y s	s.e. s	UT1-UTC s	s.e. s
49490.253	.18678	.00010	.29493	.00007	-.127987	.000004

VLBI from Jet Propulsion Laboratory

MJD	UT0-UTC (sec)	s.e. (sec)	Baseline
49490.010	-.14455	.00025	1463
49493.030	-.14673	.00005	1463

DELFT UNIVERSITY OF TECHNOLOGY SLR

MJD	X s	s.e s	Y s	s.e. s
49488.00	.18917	.00015	.30282	.00013
49491.00	.18756	.00018	.29647	.00014

GLOBAL POSITIONING SYSTEM COMBINED SOLUTION

MJD	X s	s.e s	Y s	s.e. s
49489.0	.18837	.00040	.29903	.00038
49490.0	.18802	.00035	.29698	.00041
49491.0	.18771	.00033	.29494	.00037
49492.0	.18741	.00023	.29289	.00036
49493.0	.18710	.00024	.29086	.00036
49494.0	.18677	.00027	.28882	.00038
49495.0	.18646	.00029	.28678	.00038

COMBINED EARTH ORIENTATION PARAMETERS:

IERS Rapid Service

	MJD	X s	error s	Y s	error s	UT1-UTC s	error s
1994 May 17	49489	.18847	.00038	.29906	.00016	-.124786	.000076
18	49490	.18816	.00032	.29700	.00018	-.127299	.000157
19	49491	.18783	.00032	.29493	.00018	-.129949	.000145
20	49492	.18748	.00031	.29290	.00017	-.142710	.000145
21	49493	.18712	.00026	.29086	.00017	-.145322	.000167
22	49494	.18677	.00026	.28882	.00018	-.148303	.000263
23	49495	.18642	.00026	.28678	.00011	-.150971	.000440

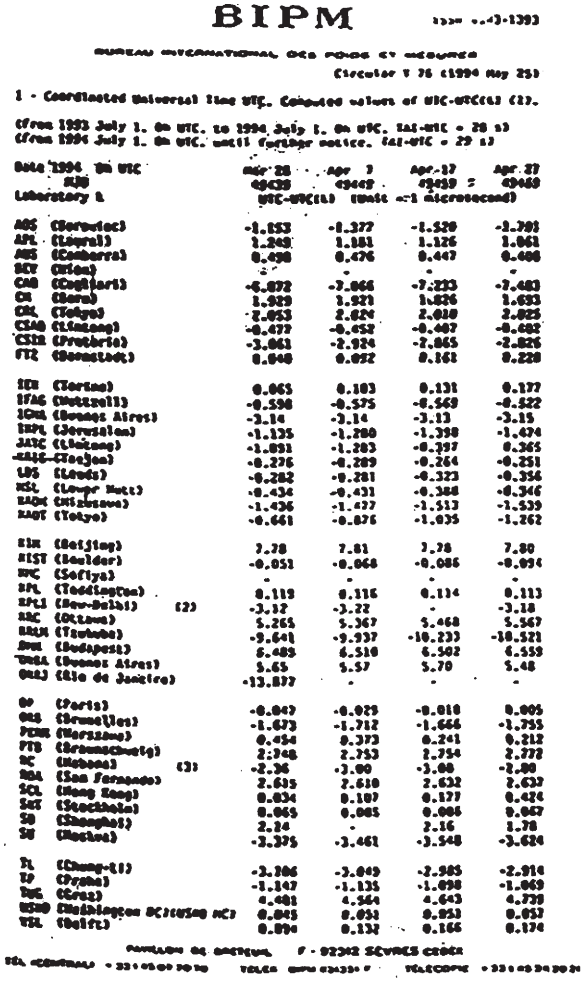
PREDICTIONS:
The following formulas will not reproduce the predictions given below, but may be used to extend the predictions beyond the end of this table.

x = .0278 - .0279 cos A + .0756 sin A + .1938 cos C - .1141 sin C
y = .3224 + .0721 cos A + .0337 sin A - .1141 cos C - .1938 sin C
UT1-UTC = -.1024 - .00231 (MJD - 49495) - (UT2-UT1)

РИСУНОК 6.7

Две первые страницы *IERS Бюллетеня-А* (*IERS Bulletin-A*) (выпуск от 26 мая 1994 года), еженедельно издаваемого в IERS, Париж, Франция

Рис. 6.8 воспроизводит первые три раздела одного из ежемесячных выпусков *Циркуляра T* (*Circular T*), выпускаемого BIPM. Он содержит таблицы со значениями сверок между UTC и UTC(k) для 45 местных представлений UTC и между TAI и TA(k) для 17 независимых атомных шкал времени, рассчитываемых по всему миру. BIPM дает также ежедневную оценку сверок между UTC и временем GPS, а также между UTC и временем ГЛОНАСС.



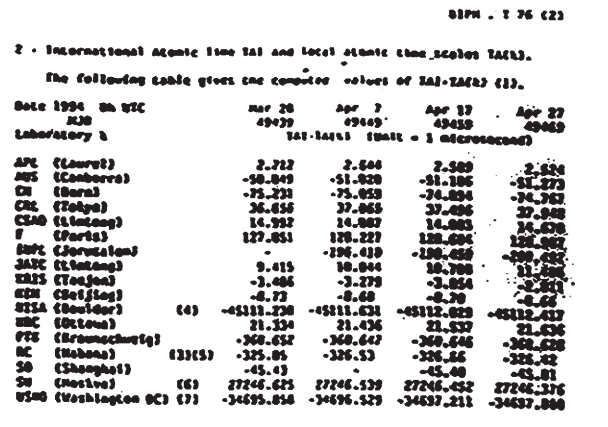
BIPM

Circular T 76 (1994 May 25)

1 - Coordinated Universal Time UTC. Computed values of UTC-UTC(k) (1).

(from 1993 July 1. 0h UTC. to 1994 July 1. 0h UTC. TAI-UTC = 28 s)
(from 1994 July 1. 0h UTC. until further notice. TAI-UTC = 29 s)

Date 1994 0h UTC	Mar 28	Apr 7	Apr 17	Apr 27
MJD	49439	49449	49459	49469
Laboratory k	UTC-UTC(k) (Unit = 1 microsecond)			
AOS (Borowiec)	-1.853	-1.377	-1.520	-1.701
APL (Laurel)	1.248	1.181	1.126	1.061
ARS (Canberra)	0.438	0.476	0.447	0.408
BEV (Wien)	-	-	-	-
CAO (Cagliari)	-6.872	-7.066	-7.233	-7.483
CH (Bern)	1.929	1.921	1.826	1.633
CRL (Tokyo)	2.053	2.824	2.810	2.825
CSAO (Lintong)	-0.472	-0.452	-0.407	-0.482
CSIR (Pretoria)	-3.061	-2.924	-2.865	-2.825
FTZ (Braunschweig)	0.040	0.072	0.161	0.228
IEN (Torino)	0.065	0.103	0.131	0.177
IFAG (Wettzell)	-0.598	-0.575	-0.569	-0.522
IGMA (Buenos Aires)	-3.14	-3.14	-3.13	-3.15
IMPL (Jerusalem)	-1.135	-1.280	-1.398	-1.474
JATC (Lintong)	-1.031	-1.283	-0.397	0.365
KASI (Taejon)	-0.276	-0.289	-0.264	-0.251
LPS (Leeds)	-0.282	-0.281	-0.323	-0.356
NSL (Lower Hutt)	-0.434	-0.431	-0.388	-0.346
NAOM (Mizusawa)	-1.436	-1.477	-1.513	-1.539
NAOT (Tokyo)	-0.661	-0.876	-1.035	-1.262
NIM (Beijing)	7.78	7.81	7.78	7.80
NIST (Boulder)	-0.051	-0.068	-0.086	-0.094
NMC (Sofiya)	-	-	-	-
NPL (Teddington)	0.119	0.116	0.114	0.113
NPLI (New-Delhi) (2)	-3.12	-3.22	-	-3.18
NRC (Ottawa)	5.265	5.367	5.468	5.567
NRLM (Tsukuba)	-9.641	-9.937	-10.233	-10.521
OMH (Budapest)	6.489	6.510	6.502	6.559
ONSA (Buenos Aires)	5.65	5.57	5.70	5.48
ORLA (Rio de Janeiro)	-13.877	-	-	-
OP (Paris)	-0.047	-0.025	-0.010	0.005
ORB (Bruxelles)	-1.673	-1.712	-1.666	-1.755
PTBW (Warszawa)	0.454	0.373	0.241	0.212
PTB (Braunschweig)	2.248	2.753	2.754	2.772
RC (Mahoe) (3)	-2.36	-3.00	-3.00	-2.80
ROA (San Fernando)	2.635	2.610	2.632	2.632
SCL (Hong Kong)	0.034	0.107	0.177	0.424
SMT (Stockholm)	0.065	0.085	0.086	0.047
SO (Shanghai)	2.24	-	2.16	1.78
SU (Moskva)	-3.375	-3.461	-3.548	-3.624
TL (Chung-Li)	-3.206	-3.049	-2.985	-2.914
TP (Prague)	-1.147	-1.135	-1.098	-1.069
TUC (Cruz)	4.481	4.544	4.643	4.738
USNO (Washington DC)(USNO MC)	0.045	0.051	0.053	0.057
VSL (Delft)	0.094	0.132	0.166	0.174



BIPM - T 76 (2)

2 - International Atomic Time TAI and local atomic time scales TA(k).

The following table gives the computed values of TAI-TA(k) (1).

Date 1994 0h UTC	Mar 28	Apr 7	Apr 17	Apr 27
MJD	49439	49449	49459	49469
Laboratory k	TAI-TA(k) (Unit = 1 microsecond)			
APL (Laurel)	2.712	2.644	2.589	2.524
ARS (Canberra)	-50.049	-51.020	-51.106	-51.273
CH (Bern)	-75.231	-75.053	-74.894	-74.767
CRL (Tokyo)	36.856	37.065	37.406	37.948
CSAO (Lintong)	14.957	14.887	14.885	14.878
F (Paris)	127.851	128.227	128.604	128.987
IMPL (Jerusalem)	-	-196.410	-198.450	-200.452
JATC (Lintong)	9.415	10.044	10.708	11.[illegible]
KASI (Taejon)	-3.406	-3.279	-3.054	-2.811
NIM (Beijing)	-8.73	-8.68	-8.70	-8.66
NIST (Boulder) (4)	-45111.230	-45111.631	-45112.029	-45112.417
NRC (Ottawa)	21.334	21.436	21.537	21.636
PTB (Braunschweig)	-360.652	-360.647	-360.646	-360.638
RC (Mahoe) (3)(5)	-325.85	-326.53	-326.86	-326.82
SO (Shanghai)	-45.43	-	-45.40	-45.01
SU (Moskva) (6)	27246.625	27246.539	27246.452	27246.376
USNO (Washington DC) (7)	-34695.858	-34696.529	-34697.211	-34697.880

3 - Notes on sections 1 and 2.

(1) Values UTC-UTC(k) and TAI-TA(k) are published within 1 ns except for laboratories which are not linked through GPS common views.

(2) NPLI. MJD UTC-UTC(NPLI)

MJD	UTC-UTC(NPLI)
49419	-3.29
49429	-3.03

(3) RC . MJD UTC-UTC(RC) TAI-TA(RC) - 18 s

MJD	UTC-UTC(RC)	TAI-TA(RC) - 18 s
49419	-2.78	-326.18
49429	-2.54	-325.99

(4) NIST. TA(NISTA) designates the scale AT1 of NIST.

(5) RC . Listed values are TAI-TA(RC) - 18 seconds.

(6) SU . Listed values are TAI-TA(SU) - 2.00 seconds.

(7) USNO. TA(USNO) designates the scale AT1(AR) of USNO.

РИСУНОК 6.8

Первые две страницы *Циркуляра T* (*Circular T*) (выпуск от 25 мая 1994 года), ежемесячно издаваемого BIPM, Севр, Франция

Для других шкал времени, таких как время UTC и время ГЛОНАСС, распространение осуществляется в реальном времени с помощью наблюдения за спутниками, которые его передают. Может возникнуть необходимость фильтровать измерения, чтобы устранить шумы от наблюдения и от преднамеренного ухудшения. Доступ к отсроченному времени обеспечивается специальными публикациями, производимыми USNO [Серия 4] (см. рис. 6.9), BIPM (*Circular T*), а также временем NIST и службами частоты.

DAILY TIME DIFFERENCES. SERIES 4. NO. 1426 (CONTINUED)

GLOBAL POSITIONING SYSTEM (GPS)
BLOCK I AND BLOCK II SATELLITES

VALUES PRESENTED BELOW FOR NAVSTAR GPS SATELLITES ARE THE RESULT OF A LINEAR FIT THROUGH APPROXIMATELY 130 DATA POINTS REFERRED TO THE BEGINNING OF THE TRACKING PERIOD. TRACKING PERIODS START ON THE MINUTE AND RANGE FROM TWO TO THIRTEEN MINUTES.

GPS TIME IS AHEAD OF UTC BY NINE SECONDS. UNIT = ONE NANOSECOND

		NAVSTAR 10 PRN12		NAVSTAR 13 PRN02		NAVSTAR 14 PRN14		NAVSTAR 15 PRN15		NAVSTAR 16 PRN16	
	MJD	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME
MAY 22	49494	0	(2102)	-96	(2005)	-40	(2135)	-7	(1901)	41	(0254)
23	49495	-13	(2058)	-17	(2001)	-87	(2135)	-16	(1857)	-53	(0251)
24	49496	-6	(2054)	-52	(1957)	67	(2123)	-9	(1853)	-34	(0247)
25	49497	-5	(2050)	-8	(1953)	-49	(2119)	-15	(1849)	61	(0243)
26	49498	2	(2046)	-137	(1949)	-29	(2115)	-20	(1845)	17	(0239)
27	49499	-1	(2042)	-34	(1945)	-27	(2111)	-8	(1841)	-71	(0235)
28	49500	9	(2038)	-7	(1941)	-42	(2107)	-5	(1837)	27	(0231)
29	49501	-3	(2034)	38	(1937)	-79	(2103)	-5	(1833)	88	(0227)
30	49502	0	(2030)	249	(1933)	-12	(2059)	-2	(1829)	10	(0223)
31	49503	8	(2026)	0	(1930)	148	(2055)	4	(1825)	-109	(0219)

		NAVSTAR 17 PRN17		NAVSTAR 18 PRN18		NAVSTAR 19 PRN19		NAVSTAR 20 PRN20		NAVSTAR 21 PRN21	
	MJD	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME	MC-GPS	GPS TIME
MAY 22	49494	73	(0607)	-9	(2327)	67	(1717)	18	(0954)	37	(0818)
23	49495	-6	(0603)	-11	(2323)	29	(1713)	-10	(2351)	44	(0814)
24	49496	-28	(0559)	119	(2319)	81	(1709)	-17	(2347)	4	(0810)
25	49497	-2	(0555)	141	(2315)	97	(1705)	22	(2356)	6	(0806)
26	49498	-51	(0551)	1	(2311)	-55	(1701)	-5	(2339)	176	(0802)
27	49499	20	(0547)	216	(2307)	70	(1657)	0	(2335)	-85	(0758)
28	49500	12	(0543)	-5	(2303)	11	(1653)	16	(2331)	32	(0754)
29	49501	26	(0540)	-71	(2259)	-61	(1649)	13	(2327)	69	(0750)
30	49502	-59	(0540)	190	(2358)	-25	(1645)	14	(2323)	91	(0746)
31	49503	138	(0541)	-30	(2354)	101	(1641)	29	(2332)	62	(0742)

РИСУНОК 6.9

Вторая страница *Серии 4, USNO* (*USNO Series 4*) (выпуск № 1426), еженедельно издаваемой в USNO, Вашингтон, округ Колумбия, США

6.5 Выводы

В 1991 г. Международный Астрономический Союз четко сформулировал в рамках общей теории относительности те пределы, в которых следует определять шкалу времени. Реализацией Земного Времени, как прямо сказано в Резолюции IAU, является Международное Атомное Время, TAI, которое получается объединением показаний атомных часов, содержащихся на Земле.

В то время как TAI является международным эталоном отсчета времени, многие другие шкалы времени регулярно рассчитываются и используются для научных целей. Кроме поддержания местных представлений UTC, лаборатории, которые рассчитывают эти шкалы времени, должны разрабатывать алгоритмы для генерации несинхронизованных и независимых шкал времени, основанных на данных, полученных на месте. Разработка алгоритмов неизбежно приводит к потребности записи определяющего уравнения, в виде взвешенного среднего, а также установления процедуры для определения весового коэффициента часов и прогноза тактовой частоты. Здесь есть много тонкостей, но реальный выбор определяется целями, для которых служит шкала времени, и шумом, влияющим на данные отсчета времени.

В 1993 г. наиболее стабильные всемирные шкалы времени достигли стабильности, лучшей чем 1×10^{-14} для времени усреднения порядка нескольких недель. Достигнутая точность ограничена точностью самых лучших первичных стандартов частоты и в настоящее время характеризуется неопределенностью (1 σ) порядка 1×10^{-14}. Улучшение технических характеристик происходит быстро: возможно, что в 2000 г. будут доступны точности порядка нескольких долей в 10^{16}, для реализации секунды СИ и нескольких сотен пикосекунд для сверки времени.

Хотя секунда определяется в атомных терминах и шкалы времени генерируются атомными часами, время сохраняет тесные отношения с астрономией: международной эталонной шкалой времени является исключительно атомная TAI, но согласование с вращением Земли поддерживается формированием UTC. В XXI столетии связь с астрономией может вновь увеличиться за счет использования миллисекундных пульсаров для мониторинга долговременной стабильности TAI [Petit и др., 1992].

Примечание. — Сокращенные наименования лабораторий и их расположение можно найти в таблице 3, стр. 20 и 21 Ежегодного Отчета Секции Времени BIPM, том 6, предоставляемого по запросу в BIPM, Pavillon de Breteuil, 92312 Sèvres Cedex, France.

Ссылки

ALLAN D.W. [1987] Time and frequency (time domain) characterization, estimation, and prediction of precision clocks and oscillators. *IEEE Trans. U1tr. Ferr. Freq. Conlrol,* UFFC-34, 647-654.

ALLAN D.W. and ASHBY N. [1986] *Relativity in Celestial Mechanics and Astrometry.* Ed. Kovalevsky J. and Brumberg V.A., Reidel Dordrecht, 299-313.

ALLAN D.W. and DAAMS H. [1975] Picosecond Time Difference Measurement System. *Proc. 29th FCS,* 404-411.

ALLAN D.W. and WEISS M.A. [1980] Accurate Time and Frequency Transfer during Common-View of a GPS Satellite. *Proc. 34th FCS,* 334-346.

ALLAN D.W. *et al.* [1974] The National Bureau of Standards Atomic Time Scale: Generation, Stability, Accuracy and Accessibility. *NBS Monograph 140,* ed. Byron Blair, Chapter 9.

AZOUBIB J., GRANVEAUD M. and GUINOT B. [1977] Estimation of the scale unit duration of time scales. *Metrologia,* Vol. 13, 87-93.

BARNES J.A. [1982] Time Scales Algorithms Using Kalman Filters - Insights from Simulation. *Proc. 2nd Symposium on Atomic Time Scales Algorithms,* Sect. 15, 42.

BAUMONT F., GRUDLER P., VEILLET C., WIANT J., LEWANDOWSKI W. and PETIT G. [1993] A preliminary report on the comparison of LASSO and GPS time transfer. *Proc .7th EFTF,* 641-646.

BIPM [1991] Le Système International d'Unités, SI, 6e Edition. Bureau International des Poids et Mesures.

BIPM [1993] Annual Report of the BIPM Time Section, Vol. 6, 129 pages.

BREAKIRON L.A. [1991] Timescale algorithms combining cesium clocks and hydrogen masers. *Proc. 23th PTTI Meeting,* 297-305.

BRUMBERG V.A. [1991] *Essential Relativistic Celestial Mechanics.* Adam Hilger, Bristol.

CCDS Report [1980] BIPM Com. Cons. Déf. Seconde, Vol. 9, p S 15.

CCDS Report [1993] BIPM Com. Cons. Déf. Seconde, Vol. 12, p S 69.

DALY P., KOSHELYAEVSKY N.B., LEWANDOWSKI W., PETIT G. and THOMAS C. [1992] Comparison of GLONASS and GPS Time Transfers. *Proc. 6th EFTF,* 249-252.

DE JONG G. [1993] Two-Way Satellite Time Transfer: Overview and Recent Developments. *Proc. 25th PTTI Meeting,* 101-117.

DE MARCHI A. [1988] The Accuracy of Commercial Cesium Beam Frequency Standards. *Frequency Standards and Metrology,* ed. A. De Marchi, Springer-Verlag, Berlin, 52-56.

FEESS W.A., HOLTZ H., SATIN A.L. and YINGER C.H. [1991] Evaluation of GPS/UTC steering performance. *Proc. 23th PTTI Meeting,* 35-46.

GRANVEAUD M. [1986] Echelles de temps atomique, Monographie du Bureau National de Métrologie. Ed. Chiron.

GUINOT B. [1986] Some properties of algorithms for atomic time scales. *Metrologia,* 1987, Vol. M, 195-198.

GUINOT B. [1988] Atomic time scales for pulsar studies and other demanding applications. *Astronomy and Astrophysics,* Vol. 192, 370-373.

GUINOT B. and THOMAS C. [1988] Establishment of International Atomic Time. *Annual Report of the BIPM Time Section,* Vol. 1, Dl-D22.

IAU [1991] IAU transactions Vol. XXIB. *Proc. 21st Gen. Assembly Buenos Aires,* Kluwer Acad. Publ., Dordrecht, Boston, London.

IAU [1992] Information Bulletin 67, p. 7.

JONES R.H. and TRYON P.V. [1983] Estimating time from atomic clocks. *Journal of Research of the NBS,* Vol. 88, I, 17-M.

JONES R.H. and TRYON P.V. [1987] Continuous Time Series Models for unequally Spaces Data Applied to Modeling Atomic Clocks. *SL4M J. Sci. Stat. Comput.,* Vol. 8, 71-81.

KIRCHNER D., THYR U., RESSLER H., ROBNIK R., GRUDLER P., BAUMONT F., VEILLET C., LEWANDOWSKI W., HANSON W., CLEMENTS A., JESPERSEN J., HOWE D., LOMBARDI M., KLEPCZYNSKI W., WHEELER P., POWELL W., DAVIS A., UHRICH P., TOURDE R. and GRANVEAUD M. [1991] Comparison of Two-Way Satellite Time Transfer and GPS Common-View Time Transfer Between OCA and TUG. *Proc. 23rd PTTI,* 71-88.

LEWANDOWSKI W. and THOMAS C. [1991] GPS Time Transfer. *Proc. IEEE Special Issue on Time,* Vol. 79, 991-1000.

LEWANDOWSKI W., MOUSSAY P., CHERENKOV G.T., KOSHELYAEVSKY N.B. and PUSHKIN S.B. [1993] GLONASS common-view time transfer, *Proc. 7th EFTF,* 147-151.

LUCK J.M. [1979] Comparison and coordination of time scales. *Proc. Astronomical Society of Australia,* Vol. 3, 5-6, 357-363.

MISNER C.W., THORNE K.S. and WHEELER J.A. [1973] *Gravitation.* W.H. Freeman and Company, San Francisco.

PETIT G., TAVELLA P. and THOMAS C. [1992] How can Millisecond Pulsars improve the Long-Term - Stability of Atomic Time Scales?. *Proc. 6th EFTF,* 57-60.

PETIT G. and WOLF P. [1994] Relativistic theory for picosecond time transfer in the vicinity of the Earth. *Astronomy and Astrophysics,* Vol. 286, 971-977.

PERCIVAL D.B. [1978] The U.S. Naval Observatory Time Scales. *IEEE Trans. Instrum. Meas.,* IM-27, 376-385.

STEIN S.R. [1988] Kalman Ensembling Algorithm: Aiding Sources Approach. *Proc. 3rd International Time Scale Algorithm Symposium,* 345-358.

STEIN S.R. [1992] Advances in time-scale algorithms. *Proc. 24th PTTI Meeting,* pp. 289-302.

STEIN S.R., GIFFORD G.A. and BREAKIRON L.A. [1989] Report on the Timescale Algorithm Test Bed at USNO. *Proc. 21st PTTI Meeting,* 269-288.

STEIN S.R., GLAZE D., LEVINE J., GRAY J., HILLIARD D. and HOWE D. [1982] Performance of an Automated High Accuracy Phase Measurement System. *Proc. 38th FCS.*

AVELLA P., AZOUBIB J. and THOMAS C. [1991] Study of the Clock-Ensemble Correlation in ALGOS Using Real Data. *Proc. 5th EFTF,* 435-441.

TAVELLA P. and PREMOLI A. [1994] Estimating the instabilities of N clocks by measuring differences of their readings. *Metrologia,* Vol. 30, 479-486.

TAVELLA P. and THOMAS C. [1990a] Time Scale Algorithm: Definition of Ensemble Time and Possible Uses of the Kalman Filter. *Proc. 22nd P7TI Meeting,* 157-170.

TAVELLA P. and THOMAS C. [1990b] Study of the correlations among the frequency changes of the contributing clocks to TAI. *Proc. 4th EFTF,* 527-541.

TAVELLA P. and THOMAS C. [1991a] Comparative Study of Time Scale Algorithms. *Metrologia,* Vol. 28, 57-63.

TAVELLA P. and THOMAS C. [1991b] Report on correlations in frequency changes among the clocks contributing to TAI. Rapport BIPM-91/4, 50 pages.

VARNUM F.B., BROWN D.R., ALLAN D.W. and PEPPLER T.K. [1987] Comparison of time scales generated with the NBS ensembling algorithm. *Proc. 19th PTTI Meeting,* 13-24.

WEI GUO [1992] A study of atomic time scale stability. *Proc. 46th FCS,* 151-156.

WEISS M.A., ALLAN D.W. and PEPPLER T.K. [1989] A Study of the NBS Time Scale Algorithm. *IEEE Trans. Instr. Meas.,* M-38, 631-635.

WEISS M.A. and WEISSERT T. [1991] AT2, A new time scale algorithm: AT1 plus frequency variance. *Metrologia,* Vol. 28, 65-74.

WEISS M.A. and WEISSERT T. [1994] Sifting through Nine Years of NIST Clock Data with TA2. *Metrologia,* Vol. 31, 9-19.

YOSHIMURA K. [1980] Calculation of unbiased clock-variances in uncalibrated atomic time scale algorithms. *Metrologia,* Vol. 16, 133-139.

Глава 7
Использование источников частоты

Содержание

7.1 Использование источников частоты в науке и технике ... 151
7.2 Метрология ... 151
7.2.1 Сравнение точности между стандартами времени и стандартами других основных величин ... 151
7.2.2 Связь между единицей времени и другими единицами ... 152
7.3 Фундаментальная и прикладная физика ... 153
7.3.1 g, Ускорение силы тяжести ... 153
7.3.2 GM, произведение гравитационной постоянной на массу Земли ... 153
7.3.3 Гравитационное поле Земли ... 154
7.3.4 Интерферометрия со сверхдлинной базой (VLBI) и квази-VLBI ... 154
7.4 Определение местоположения и навигация ... 154
7.4.1 Навигация по конусу ... 155
7.4.2 Навигация по окружности или сфере ... 156
7.4.3 Навигация по гиперболе ... 159
7.4.4 Гипербола, гиперболоид и их свойства ... 159
7.4.5 Требования к точности стандартов частоты, используемых в навигационных системах ... 160
7.5 Электросвязь ... 160
7.5.1 Аналоговые системы ... 161
7.5.2 Цифровые системы ... 161
7.6 Другие применения ... 162
7.6.1 Применения в автомобилях ... 163
7.6.2 Электросиловые системы и подача сжатого газа ... 163
7.6.3 Измерительная аппаратура ... 163
7.6.4 Доплеровский радар ... 165
Ссылки ... 165
Литература ... 165

7.1 Использование источников частоты в науке и технике

Здесь и далее аббревиатура ИЧ означает Источник частоты или же Стандарт частоты, т. е. устройство, описанное в Главах 1 и 2 (Часть А), которое способно производить электрический сигнал, выходная частота которого может считаться удовлетворяющей потребностям интересующего применения. Такими требованиями могут быть точность, стабильность, нечувствительность к влиянию окружающей среды, спектральная чистота и т. д., как рассматривалось в Главах 4 и 5. В данный момент не делается никаких предположений о типе ИЧ, поскольку выбор определяется конкретным применением и другими требованиями.

Среди всех промышленных устройств ИЧ являются уникальными в том смысле, что ИЧ обычно представляют наилучший компромисс между точностью, надежностью, стоимостью и т. д. Это утверждение требует некоторых объяснений и примеров. Для заданного уровня точности, например 10^{-7}, ИЧ или прибор для измерения частоты имеет стоимость менее чем 1/100 стоимости приборов такой же точности для определения длины или массы. В технических применениях сроки эксплуатации промышленных приборов ИЧ колеблются от 5 до 20 лет , в зависимости от типа. Требования по питанию также могут быть очень малыми; ИЧ, используемые в кварцевых наручных часах или подобных устройствах, работают с мощностью, меньшей одного микроватта. Электросвязь всех типов в основном основана на ИЧ; сотовые мобильные телефоны смонтированы на 4—5 ИЧ, в то время как любой телевизор или компьютер имеет внутри по крайней мере один ИЧ.

В технологии проведения измерений обычно удобно производить конвертирование с помощью преобразователя интересующее значение, независимо от его природы — напряжение, давление, влажность, скорость и т. д. — в частоту или во временные интервалы, которые в конечном счете измеряются с использованием ИЧ. Эта процедура дает соответствующие выгоды в том, что касается точности, стоимости и простоты использования, потому что наилучшую точность можно получить с помощью ИЧ при наименьшей стоимости. И, наконец, стандарты частоты единственны в своем роде для решения множества проблем, таких как измерение массы, скорости, ускорения и положения удаленного космического аппарата.

7.2 Метрология

Целью этого раздела является описание современных и прогнозируемых будущих отношений между метрологией частоты и времени, другими видами метрологии и фундаментальными константами. Международная система единиц, называемая СИ, основана на семи основных величинах, каждая из которых имеет стандартную единицу, описанную определением. К этим основным единицам привязан несчетный набор производных единиц (скорость, сопротивление, скорость теплопередачи, удельный вес и т. д.) используемый в науке и технике. В том, что касается времени, его единица — секунда — и ее определение были введены в Главах 1 и 2.

7.2.1 Сравнение точности между стандартами времени и стандартами других основных величин

Как следует из Глав 1 и 2, стандарт времени определяется непосредственно, с минимумом предположений, из фундаментальных констант и некоторых свойств материи. Из Глав 1 и 2 также видно, что всегда существуют источники ошибок, но, используя соответствующие методы, можно воспроизвести секунду в каждой метрологической лаборатории с неопределенностью от 1×10^{-13} до 1×10^{-14}. По разным причинам, не рассматриваемым здесь, точность, доступная для секунды, многократно превосходит точности, достигаемые экспериментально для других единиц. Таблица 7.1 и рис. 7.1 отображают текущее положение дел.

ТАБЛИЦА 7.1

Относительные значения неопределенности при реализации единиц СИ

Основная единица	м	кг	с	А	К	моль	кд
Относительная неопределенность	10^{-11}	10^{-8}	10^{-14}	10^{-7}	10^{-6}	10^{-6}	10^{-3}

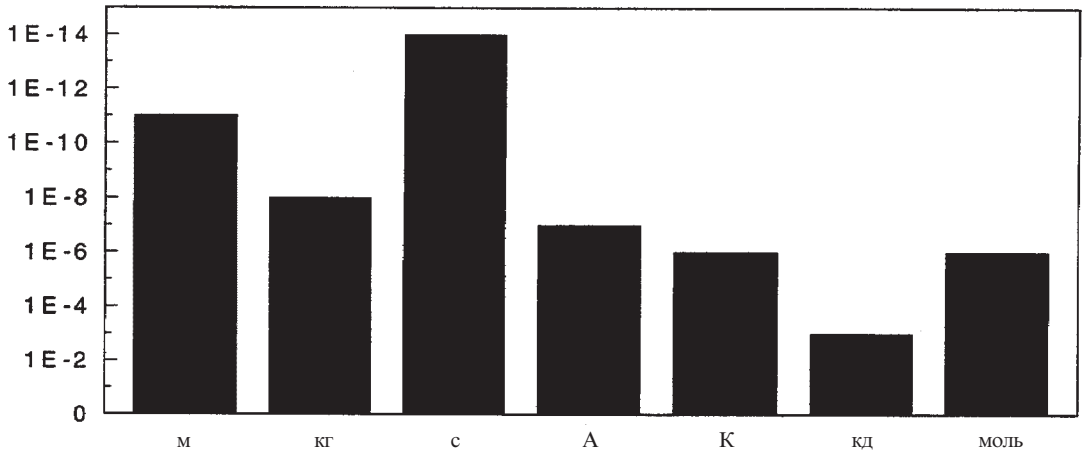


РИСУНОК 7.1

Относительные значения неопределенности при реализации единиц СИ

Тот факт, что ИЧ, при заданном уровне точности, может быть значительно проще и дешевле, чем другие стандарты, частично объясняет то, что было отмечено в предыдущем разделе касательно преимущества первого преобразования любой величины в частоту или во временной интервал, чтобы затем измерить ее методами, рассмотренными, например в Главах 3 и 4 или изложенными в разделе 7.6.3.

7.2.2 Связь между единицей времени и другими единицами

Метрическая система в прошлом основывалась также на определенном числе артефактов, таких как стержень, представляющий метр, батарейка в отношении вольта или металлический резистор в отношении ома и т. д. В настоящее время одна единица — единица массы — все еще реализуется посредством такого артефакта, а некоторые другие единицы, фундаментальные или производные, находятся в процессе установления определений, привязанных к природе (к фундаментальным константам, законам физики), обеспечивающих стабильность и неизменность определений. Такие исследования уже увенчались успехом для многих основных стандартов.

Важным шагом стало изменение определения метра в 1983 году, получаемого теперь непосредственно из секунды с помощью измерения и из определения значения скорости света.

Определение метра

В 1983 году Международная Палата Мер и Весов приняла следующее определение метра: *"метром является длина пути, проходимого лучом света в вакууме за интервал времени в 1/299 792 458 секунды"*.

Единица длины теперь следовательно привязана к определению секунды и, поскольку "точное" значение для c принято, точность, доступная для единицы времени ($10^{-13} \rightarrow 10^{-14}$) теперь, в принципе, может быть перенесена на единицу длины.

Поддержание базовой электрической единицы, ампера, основывается на представлениях вольта и ома, задаваемых значением двух фундаментальных констант — константы Джозефсона $K_j = 2e/h$ и константы Вон Клицинга $R_k = h/e^2$ — плюс, для единицы напряжения, измерение частоты СВЧ сигнала. В результате эта электрическая величина непосредственно связана со стандартным ИЧ. Экспериментами, используемыми для вольта и ома, являются эффект Джозефсона и квантовый эффект Холла, соответственно.

Также были представлены теории установления квантового стандарта тока, непосредственно связанного с частотой и зарядом электрона. Подробности об этих новых стандартах можно найти в [Popel, 1992; Hartland, 1992].

Эффект Джозефсона

Эффект Джозефсона непосредственно связывает частоту с напряжением посредством соотношения между *e*, зарядом электрона, и *h*, постоянной Планка. Это криогенное явление, теоретически предсказанное в 1962 году, фундаментально изменило метрологию электричества; напряжение можно измерить с точностью около 10^{-10}, используя счетчик частоты. И наоборот, если точно известно напряжение по отношению к фундаментальным единицам СИ, отношение *e/h* можно измерить с исключительной точностью.

Единица силы света, кандела, отошла от артефакта в 1979 году и теперь определяется измерением электрической мощности, частоты лазера и геометрическими измерениями. Следовательно, кандела привязана, хотя и косвенно, к ИЧ.

Что касается массы, проводятся исследования, чтобы связать ее с электрическими величинами, пространством, скоростью и временем. Это смелое предприятие основано на концепции, что мощность, в данной системе, должна быть одной и той же, рассчитана ли она из механических величин (сила и скорость) или же из электрических (напряжение и ток).

Конечным следствием этого может быть то, что все основные единицы, за исключением количества вещества, моля, и термодинамической температуры, Кельвин, могут быть непосредственно привязаны к Метрологии Времени и Частоты и то, что ИЧ станут основной составной частью для реализации некоторых фундаментальных и производных единиц. [Petley, 1988].

7.3 Фундаментальная и прикладная физика

Большая часть исследовательских работ по фундаментальной и прикладной физике основана в настоящее время на устройствах или методах ИЧ. Область применений очень широка и включает в себя: физические законы, прикладную физику, астрономию, подтверждение пост-Ньютоновских теорий, обоснование и применение специальной и общей теории относительности, геодезию, геопотенциал и геофизику. Устройства и методы ИЧ играют также фундаментальную роль в космической науке о Земле, такой как океанография, климатология, словом ,в дистанционном зондировании. Далее будут описаны только некоторые из этих применений ИЧ.

7.3.1 g, Ускорение силы тяжести

Значение **g** получается в лабораторных условиях и в полевых условиях, измерением свободного падения тела. Телом является кубический уголковый отражатель, падающий в вакууме; его траектория отслеживается с использованием лазерного интерферометра, поскольку падающий обратный отражатель образует переменное плечо интерферометра Михельсона. Лазер может быть стабилизирован по отношению к ИЧ, а определение времени падения осуществляется с использованием атомных часов. Локальное значение **g** может быть получено с точностью 10^{-9}.

7.3.2 GM, произведение гравитационной постоянной на массу Земли

При расчете орбит спутников, величиной, представляющей интерес, является произведение **GM**, а не отдельные значения гравитационной постоянной **G** и массы Земли **M**. Точное значение произведения **GM** получают из третьего закона Кеплера, запуская спутник вокруг Земли и измеряя параметры орбиты. Третий закон Кеплера может быть записан, как:

$$G(M_1 + M_2) = k \cdot a^3/P^2,$$

где P является периодом орбиты, a — полуосью орбиты, а M_1 и M_2 — являются массами Земли и спутника, соответственно.

Массой M_2 можно, очевидно, пренебречь, полуось а может быть измерена посредством измерения интервала времени (лазерное определение дальности) с точностью около 10^{-9}, период P может быть рассчитан с точностью порядка $10^{-8} \rightarrow 10^{-9}$ с использованием Доплеровской или лазерной орбитографии, атомных часов и TAI. Значение

произведения **GM** может быть получено с точностью порядка 10^{-9}. Представляющим интерес является тот факт, что и **G** и **M** отдельно известны с погрешностью $10^{-4} \rightarrow 10^{-5}$.

7.3.3 Гравитационное поле Земли

Значение и распределение геопотенциала вокруг Земли отражает распределение масс внутри самой Земли. Эти значения в настоящее время известны из наблюдения аномалий в орбитах некоторых специальных спутников, запущенных на хорошо известные круговые орбиты. Мгновенные положения этих спутников определяются измерением интервалов времени или дисперсий частоты, т. е. лазерным измерением дальности или измерениями доплеровского эффекта.

Таким образом, известна реальная форма геоида; очень мощным оборудованием некоторых геодезических спутников является наличие бортовых радарных высотомеров, дающих мелкомасштабную топографию материков и морей. При соответствующей обработке эхосигналов радара, можно получить информацию о силе ветра, высоте волн, текущем местоположении и т. д.

7.3.4 Интерферометрия со сверхдлинной базой (VLBI) и квази-VLBI

Научным применением, требующим от ИЧ предельной кратковременной стабильности является VLBI, где на двух удаленных станциях измеряется время прибытия импульсов от радиозвезды. Эти измерения впоследствии сравниваются и коррелируются. В этих применениях должны использоваться часы с нестабильностью частоты порядка 10^{-14} в течение времени измерения, обычно меняющегося от 10 минут до нескольких часов. Наилучшими ИЧ для этих целей являются водородные мазеры; они способны обеспечивать стабильность частоты порядка 10^{-15} в течение одного часа. Данные VLBI являются инструментальными при определении континентальных уходов частоты, положения и формы внегалактических источников радиосигналов, с точностью около 10 нанорадиан, блуждания полюса, мелкомасштабных вариаций скорости вращения Земли и других астрономических и геофизических данных.

Похожий метод, называемый квази-VLBI, использует, вместо естественного источника радиосигналов, такого, как радиозвезда, когерентные радиосигналы, приходящие с искусственного спутника. Последний метод применяется в геодезии, в топографической съемке и в точной космической навигации.

7.4 Определение местоположения и навигация

Когда кто-нибудь садится на самолет, он должен быть уверен, что самолет оснащен множеством устройств, обеспечивающих связь, определение положения, навигацию, аварийное предупреждение и т. д., которые основаны на часах или на ИЧ. Рис. 7.2 показывает типичный случай со списком оборудования. Для каждой системы приводится также точность, требуемая на борту, на спутнике или на наземной станции.

В среднем требования не очень строги, хотя в некоторых случаях указывается кварцевый генератор с температурной компенсацией и с кварцевой стабилизацией, за исключением навигационных систем. В этой очень важной системе, точность, необходимая для часов, в очень редких случаях для часов на борту, но во всех случаях в наземных структурах или на спутниках, должна достигать технических характеристик ИЧ, которые используются в метрологических лабораториях.

Поскольку такое применение систем и методов ИЧ очень критично для эффективности и безопасности путешествий, оно заслуживает специальной обработки и поэтому только немногие пассажиры знают, что используемый метод основан на часах. Далее кратко характеризуются фундаментальные методы радионавигации и перечисляются, а в некоторых случаях и описываются используемые методы измерения времени и частоты.

Цель этого раздела — дать примеры и факты, ведущие к пониманию, почему точные ИЧ необходимы для навигации.

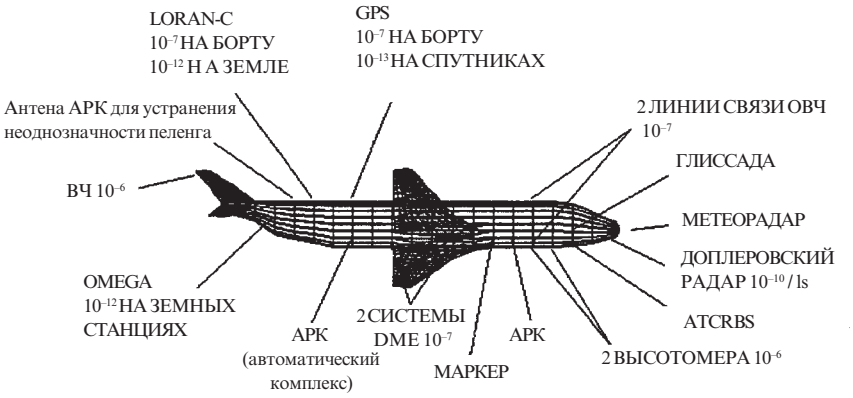


РИСУНОК 7.2

Приборы самолета, использующие источники времени и частоты

Процедура определения местоположения и навигация, среди самых древних умений человечества, в последнее время претерпела коренные изменения. В течение тысячелетий навигация основывалась на угловых измерениях, а теперь, в результате появления ИЧ, большинство методов зависит от измерения расстояния или относительной скорости. Расстояния получают из времени прохождения электромагнитного импульса. Местоположение определяют из пересечения линий или плоскостей местоположения, форма и расположение которых, выраженные в некоторой выбранной системе отсчета, задается измерениями:

- абсолютного времени,
- времени полета,
- разницы во времени прихода,
- разницы фаз,
- вариаций частоты.

Все эти измерения проводятся с использованием частотного и временного оборудования.

Используются такие геометрические фигуры, как линии, конусы, окружности, сферы, гиперболы или гиперболоиды. Удобно изучать различные методы и, следовательно, различные применения ИЧ устройств, используя в качестве ориентира рассмотренные геометрические фигуры, называемые местоположением.

7.4.1 Навигация по конусу

Со ссылкой на рис. 7.3, все точки, принимающие сигнал с тем же самым эффектом Доплера (см. вставку), лежат на поверхности конуса со следующими параметрами:

- его вершина V находится в положении спутника в данное мгновение,
- его ось является касательной к траектории в вершине,
- угол α его полуапертуры задается выражением $\cos(\alpha) = V_r/V_s$, где V_r и V_s являются, соответственно, относительной скоростью, измеренной в точке P и скоростью спутника на его орбите.

Спутник передает данные о своем положении и все параметры орбиты, следовательно, положение вершины известно, V_s и ее ориентация известны в течение всего времени, когда спутник находится на вершине конуса.

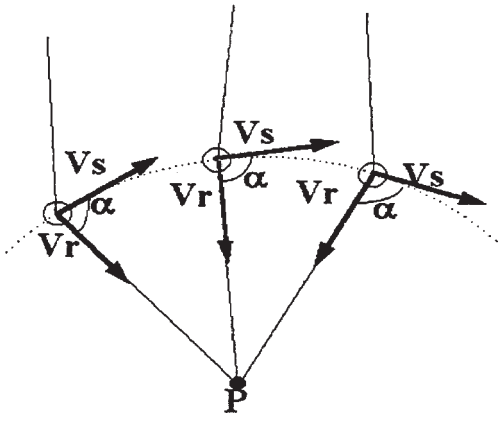


РИСУНОК 7.3

Принцип навигации по конусу

Значение V_r измеряется в точке при неподвижном P, посредством измерения частоты с помощью счетчика частоты, управляемого соответствующим ИЧ. Необходимо отметить, что все точки на линии между V и P измеряют один и тот же Доплеровский эффект и, следовательно, то же самое применимо для всех точек на поверхности конуса.

Та же самая процедура повторяется позднее, используя тот же самый спутник, в результате получается набор пересечений конусов, как правило в точке P. Таким образом, при осуществлении метода конуса, требуется два ИЧ, первый на космическом аппарате, второй в неизвестной точке, а также система измерения частоты для измерения эффекта Доплера в точке P.

Эффект Доплера — это систематическое изменение частоты любой волны (акустической, электромагнитной), распространяющейся между двумя точками, движущимися относительно друг друга. Со ссылкой на рис. 7.3, пусть	
V_s =	скорость спутника по орбите
F_s =	частота электромагнитной волны, излучаемой спутником
λ =	соответствующая длина волны
V_a =	относительная скорость между спутником S и точкой на Земле, находящейся, по предположению, в состоянии покоя
F_r =	частота, принимаемая в точке P. В качестве первого приближения, $F_r = F_s \pm V_a/\lambda$, где знак "+" сохраняется, если V_r положительна (S приближается к P) и "—" если V_r отрицательна.

Поскольку пользователи только принимают сигналы, их число неограниченно.

Обратим внимание на то, что устройства ИЧ, используемые на спутниках и на земных станциях, являются полностью независимыми приборами, т. е. они не объединяются и не синхронизируются другими методами и не находятся внутри сети. Следовательно, все измерения являются абсолютными и индивидуальные ИЧ могут быть независимо привязаны или прокалиброваны по отношению к секунде СИ. Навигация по конусу осуществляется некоторыми спутниковыми системами определения местоположения, такими как ARGOS.

7.4.2 Навигация по окружности или сфере

Навигация по окружности или сфере следует в основном одному и тому же принципу, на плоскости и в пространстве, соответственно. Для простоты представим простейший случай навигации по окружности на плоскости.

Со ссылкой на рис. 7.4, пусть A и B — две точки в состоянии покоя или движущиеся, но с известными позициями. В точке P измеряются эти расстояния (радиусы окружностей) посредством определения времени прохождения электромагнитного импульса, используя предположение, что сигнал распространяется со скоростью света.

Существует некоторая неопределенность, так как две окружности пересекаются в двух точках, но она может быть устранена другими методами или же измерением относительно третьей точки С.

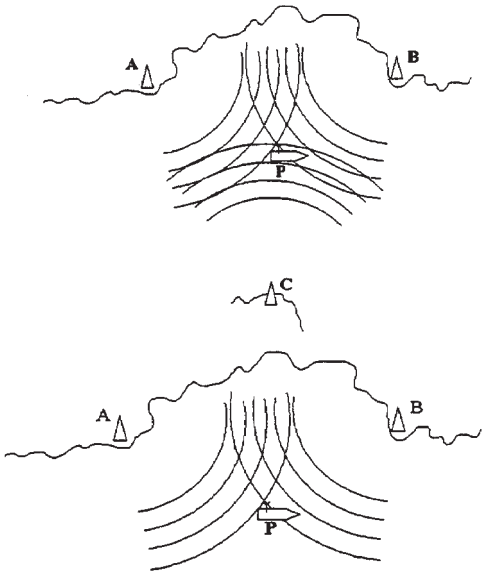


РИСУНОК 7.4

Навигация по окружности на плоскости

В случае навигации в пространстве, местоположение определяется соответствующим пересечением по меньшей мере трех сфер, центры и радиусы которых известны.

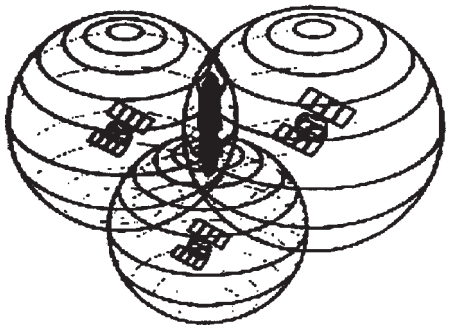


РИСУНОК 7.5

Пример навигации по сфере

Навигация по сфере может быть двух видов, называемых односторонним и двусторонним. В односторонней системе:

- все станции и пользователи имеют точные взаимосинхронизованные часы,
- время прихода непосредственно определяет время распространения и, следовательно, расстояние,
- число пользователей неограниченно (пользователи только принимают сигналы).

Следовательно, осуществление одностороннего сферического метода, в принципе, должно требовать четырех ИЧ, трех на космическом аппарате, четвертого в неизвестной точке, плюс системы измерения интервалов времени и системы синхронизации по времени.

Снова необходимо подчеркнуть, что все четверо часов (три на космическом аппарате, четвертый на корабле пользователя) должны быть одного и того же качества и точности и что они должны быть взаимно синхронизованы. Такое использование не может быть предложено по соображениям стоимости и сложности.

Самое заметное исключение из вышеуказанных требований обеспечивают спутниковые навигационные системы, GPS и ГЛОНАСС, в которых, за счет использования четвертого спутника, оснащенного точным и синхронизированным ИЧ, требования к часам на корабле пользователя могут быть снижены на 5—6 порядков величины. При этом достаточно, чтобы приемник содержал простой кварцевый генератор со стабильностью порядка 10^{-6} в течение цикла измерения, который обычно составляет несколько секунд.

Система NAVSTAR/GPS (Глобальная система определения местоположения) является космической бортовой спутниковой системой навигации и отсчета времени, работающей в Министерстве обороны США. Космический сегмент системы состоит из созвездия 24 спутников на высоте 20 000 км, размещенных на 6 орбитальных плоскостях и совершающие два витка за звездные сутки. Система была сконструирована так, чтобы обеспечить по крайней мере шесть спутников в поле зрения в любой точке Земли. Радиосигналы передаются со спутников двух частотах L-диапазона: L1 = 1575,42 МГц и L2 = 1227,6 МГц, а сигналами модуляции являются широкополосные сигналы с кодом прямой последовательности (DSSS). Они передают два кода: код “P”, обеспечивающий доступ к Системе Точного Определения местоположения (PPS) и код C/A грубое определение, используемый для доступа к Службе Стандартного Определения местоположения (SPS), которая быстрее захватывает цель, но менее точная.

Требуется четыре спутника для решения задачи навигации; псевдо-расстояния до спутников рассчитываются приемником пользователя, исходя из измерения времени прихода сигналов, передающих навигационное сообщение. Это сообщение содержит, кроме всего прочего, эфемериду спутника и ошибку его часов относительно времени системы GPS. Основным используемым уравнением является $R = c \cdot T$, где R является расстоянием между каждым спутником и приемником, c — определенным значением скорости света, а T — разницей во времени между часами спутника (все они идеально взаимно синхронизированы) и временем прихода GPS сигналов, считываемых по шкале времени пользователя. Поскольку измерение расстояний до спутников осуществляется внутренними часами приемника GPS, которые не точны, но сохраняют стабильность в течение времени измерения, определяемая величина является псевдо-расстоянием, потому что содержит смещение благодаря погрешности часов пользователя. При условии, что измеряются псевдо-расстояния от четырех спутников в соответствующем положении, пользователь получает единственно возможную пространственную привязку. Для целей навигации, одна наносекунда ошибки по времени эквивалентна ошибке в расстоянии на 0,3 метра, поэтому точная синхронизация бортовых часов чрезвычайно важна для системы GPS. По этой причине информация о времени системы GPS относительно шкалы времени UTC(USNO) поддерживается в пределах 100 наносекунд и для пользователя, требующего предельной точности, возможно проведение коррекции.

Географические координаты и высота, определяемые из привязки в пространстве, задаются приемником в геодезической системе отсчета WGS-84. Точность полученного местоположения может изменяться от десятков метров до нескольких сантиметров, в зависимости от сложности приемника. Подробное описание системы см. в ссылке [Institute of Navigation, 1980].

Улучшенное средство для точной навигации в реальном времени на настоящий момент представлено Дифференциальной GPS (DGPS), обеспечивающей получение, с помощью вспомогательного канала связи, информации о ошибках в расстоянии, обнаруженных в передающей эфемериде видимых спутников, вычисленной на приемнике, находящемся на известной позиции. Движущийся приемник может, таким образом, скорректировать проведенные измерения и улучшить определение местоположения.

Система ГЛОНАСС, эксплуатируемая Россией, после завершения будет основана на 24 спутниках с несколько отличающимися характеристиками. Подробное сравнение этих двух навигационных систем дано в [Ponsonby, 1995].

В двусторонних системах:

- не требуется синхронизированных часов, пользователь определяет расстояние до эталонных станций, посылая туда-обратно электромагнитный импульс, общее время прохождения, деленное на 2, умноженное на скорость света, непосредственно дает радиус окружности сферы,

- число пользователей ограничено (насыщение телекоммуникационных каналов).

Вследствие этого для реализации двустороннего сферического метода требуется только один ИЧ на месте пользователя в качестве эталонного для его системы измерения интервалов времени. Двусторонняя круговая навигация осуществляется некоторыми точными земными системами определения местоположения, такими как Motorola Minitrack и в космосе для дальней космической навигации.

Односторонний круговой метод, в его версии с четырьмя спутниками, доступен в любой точке на поверхности земли, в любой момент времени и в предсказуемом будущем будет наиболее важным и широко распространенным.

7.4.3 Навигация по гиперболе

Предположим, что при помощи соответствующих измерений, проведенных на отдельном спутнике в фиксированной земной станции с неизвестным местоположением, получается набор расстояний r1, r2, r3, ... для разных моментов времени, например, каждые две минуты в период прохождения спутника, в моменты времени UTC t1, t2, t3, и т. д. Спутник передает время UTC и свои параметры орбиты. Объединяя эту информацию, можно рассчитать положения спутника P1, P2 и т. д. в заданные моменты времени UTC t1, t2 и т. д. Беря разности (r2–r1), (r3–r2) и т. д., получаем набор гиперболоидов, имеющих фокусы в местах нахождения космического аппарата, и параметры, задаваемые разностями расстояний.

7.4.4 Гипербола, гиперболоид и их свойства

Напоминаем, что на плоскости гипербола является кривой, точки которой имеют постоянную разницу между расстояниями от двух фиксированных точек, называемых фокусами (рис. 7.6). При навигации по гиперболе на плоскости, приемник на борту измеряет разницу во времени распространения сигналов от двух станций, расположенных в фокусах,

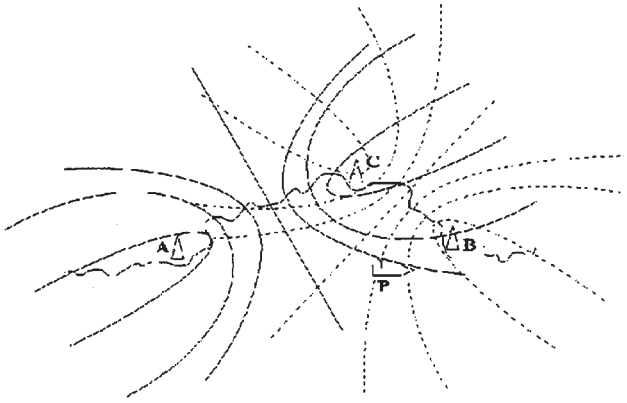


РИСУНОК 7.6

Навигация по гиперболе на плоскости

и их текущее положение. Время распространения, умноженное на скорость света, является расстоянием, при последующих измерениях получаются разности расстояний (положение передающей станции минус положение приемной станции). Таким образом, определяется одна гипербола (непрерывная линия на рис. 7.6). Повторяя измерения с двумя другими станциями, получают другую гиперболу (пунктирная линия) и местоположение определяется пересечением двух кривых. Измерения разницы во времени в пространстве (см. рис. 7.7) приводят к гиперболоидам.

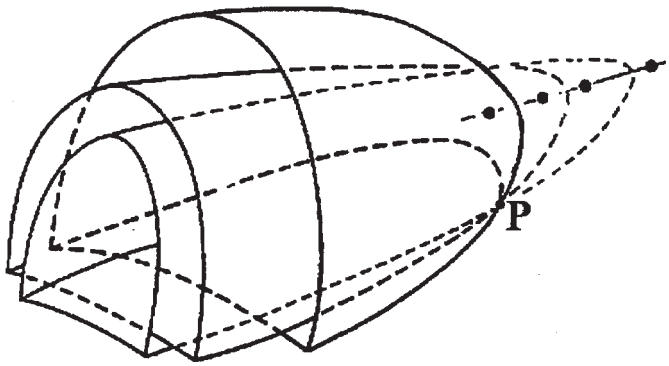


РИСУНОК 7.7

Навигация по гиперболам в пространстве

Навигация по гиперболам в пространстве может осуществляться с использованием сигналов, создаваемых спутниковыми навигационными системами TRANSIT и TSIKADA.

На поверхности земли навигация по гиперболам обеспечивается разнообразными системами, наиболее важными являются Loran-C и OMEGA. При реализации метода гипербол каждый спутник или земная станция должны быть обеспечены атомным ИЧ. В некоторых случаях достаточно иметь источник частоты, в других случаях необходимы также синхронизированные часы. В месте нахождения пользователя достаточно простого ИЧ. Число пользователей не ограничено (используется только прием).

7.4.5 Требования к точности стандартов частоты, используемых в навигационных системах

Технические характеристики часов и/или источников частоты, используемых на станциях или спутниках, обеспечивающих данную инфраструктуру, как правило являются наилучшими из данного вида приборов, т. е. должны использоваться атомные стандарты.

На подвижной платформе точность часов, а также ошибка частоты и нестабильность стандарта частоты, зависят от выбранного метода и требуемой точности определения местоположения. Сделаны следующие некоторые оценки; в чистой односторонней круговой навигации (на борту находятся точные часы), если ошибка в определении местоположения после одного дня навигации должна поддерживаться в пределах 0,5 км, установочная погрешность бортовых часов в начале путешествия должна быть менее одной микросекунды, а максимальная относительная разность частоты между всеми задействованными часами, бортовыми часами и часами этой инфраструктуры, должна быть меньше 2×10^{-11}.

В двустороннем методе не требуется наличия точных часов на борту или на станции; в одном из терминалов линии связи требуется простой ретранслятор, а счетчик интервалов времени и радиооборудование используются на другом терминале. Тип счетчика опять же зависит от требуемой точности при определении расстояния. Точность колеблется от 10^{-5} для земных применений до 10^{-10} для космических применений, таких как измерение дальности лазерами спутников. Читателю, которого интересуют подробности о различных системах навигации, следует обратиться к стандартным книгам в разделе “Ссылки”.

7.5 Электросвязь

Электросвязь в момент своего зарождения (приблизительно 1850 г.) была, в принципе, низкоскоростной цифровой системой (телеграф использует код Морзе, наличие или отсутствие тока), но множество методов электросвязи быстро стали аналоговыми, с телефоном, фонографом, радиовещанием, радио и СВЧ линиями связи, магнитной записью, телевидением и т. д., по крайней мере на столетие.

После 1970 г. наблюдается сильная тенденция к цифровым методам; в новых телефонных системах три основные функции – *кодирование и декодирование* сообщений, *сигнализация* (соединение вызывающего абонента с желае-

мым абонентом) и *передача* осуществляются с использованием цифровых методов. У цифровой связи обычно есть требования касательно используемых ИЧ, которые значительно строже, чем для аналоговых систем. Последние все еще широко используются и, следовательно, нужно проанализировать эти два случая.

7.5.1 Аналоговые системы

В высокочастотной связи требования не очень высоки, причем требуемая точность находится в интервале между 10^{-5} и 10^{-7}. Особым случаем являются цепи транспонирования частоты, используемые в СВЧ линиях связи, когда базовый-бортовой звуковой канал (300—3400 Гц) переносится в прямом и обратном направлении, в 6—8 этапов, на несущие СВЧ, на которых осуществляется связь с ретрансляторами. Правила МСЭ-Т (бывшего МККТТ) требуют, чтобы для гипотетической линии связи длиной 2500 км, общая ошибка частоты базовой полосы оставалась меньше 2 Гц. В этих цепях транспонирования частоты основными выполняемыми операциями обычно является *суммирование* на передающей стороне и *вычитание* на приемной стороне. Хорошо известно, что в операциях сложения и вычитания неопределенность результата представляет из себя сумму неопределенностей двух членов. Общая ошибка в 2 Гц является, следовательно, предельной суммой относительных разностей частот дюжины и более отдельных генераторов.

Этот предел требует, чтобы в цепочке из 6—8 кварцевых генераторов, требуемых для вышеупомянутого транспонирования частоты, неопределенность составляла от 10^{-6} для первых этапов до $10^{-8} \rightarrow 10^{-9}$ для последних этапов транспонирования частоты. Для достижения этой цели используются простые, но эффективные средства.

7.5.2 Цифровые системы

В случае с цифровой связью отличия довольно существенны, поскольку три упомянутые выше функции, кодирование и декодирование, сигнализация и передача, осуществляются упорядоченными по времени импульсами. В цифровой системе *положение* каждого отдельного импульса в потоке подобных импульсов, определяет значение передаваемого символа. Положение по времени требует первого использования методов ИЧ (то есть стандартов частоты, счетчиков и т. д.). Положение внутри потока, называемое циклом, в свою очередь требует, чтобы начало каждого потока было однозначно определено. Такая идентификация требуется для второго использования методов ИЧ (то есть стандартов частоты, часов, счетчиков и систем синхронизации).

Очевидно, что если существует разность частот между часами в режиме кодирования и декодирования, разность фаз между этими двумя часами увеличивается. Когда эта разность достигает значения длины цикла (по времени), порядок импульса внутри цикла больше не может быть идентифицирован, имеет место ошибка декодирования и значение цикла теряется. Цифровая связь, следовательно, глубоко внедряется в устройства и методы ИЧ. Множество различных подходов использовалось ранее или используются сейчас, два наиболее важных из них рассматривается далее.

В первом подходе, используемом в большинстве развитых стран, сети основаны на иерархии часов, распределенных на некоторое количество уровней, называемых слоями. Начиная с верхнего уровня, в котором используются точные задающие часы, мы обнаруживаем, спускаясь по иерархической пирамиде, часы все меньшего и меньшего качества. Линии синхронизации между одним из слоев и последующим имеет характер взаимоотношений задающий—ведомый. Эта линия связи ВЕРХ-НИЗ имеет признанные достоинства, но иногда возникают проблемы в функции сигнализации. Внутри больших с точки зрения географии стран, где можно найти и другие независимые сети, а также в случае сетей в различных странах, каждая сеть управляется отдельными задающими часами или группой задающих часов (все они атомные), образующих верхний слой.

Этот подход, основанный на независимых часах, находящихся почти в синхронизме, называется Плезиохронной Цифровой Иерархией (ПЦИ) и является существующей инфраструктурой передач, используемой в международных линиях связи. Плезиохронный означает “близко” (Плезио) — часы (хронос)”, т. е. часы с близкой или схожей частотой, т. е. почти синхронные.

Новый подход, находящийся в данное время на этапе усиленного изучения и начинающий применяться, использует более гибкую структуру часов, и называется Синхронной Цифровой Иерархией (СЦИ) и в будущем заменит ПЦИ. В СЦИ цепочка пространственно удаленных часов низкого качества вставляется между двумя высококачественными часами, ведомыми друг относительно друга. Система, таким образом, является полностью синхронной. СЦИ обеспечивает более простое уплотнение сигналов, сигнализацию и перекрестные соединения. Улучшаются эффективность и помехоустойчивость сети. Для обеспечения более плавного перехода от ПЦИ к СЦИ, новый стандарт должен предоставлять полную совместимость с ПЦИ. Менее развитые страны стремятся пропустить

этап стандарта ПЦИ и непосредственно перейти к СЦИ. Технические подробности внедрения двух этих стандартов можно найти в 13-й Исследовательской комиссии МСЭ-Т (бывшей МККТТ), публикациях ANSI и ETSI; здесь рассматриваются только требования к частоте и времени.

Для плезиохронных систем и учитывая верхний уровень, используемый в международных линиях связи, МСЭ допускает (Рекомендации G811—G823) одну ошибку декодирования каждые 15 дней; соотношение, задающее общую объединенную ошибку TIE (ошибка фазы, накопленная между двумя рассматриваемыми часами), равно:

$$TIE < (10 \cdot s + 2500) \text{ нс},$$

где s является продолжительностью периода времени, в секундах, в котором не допускается ошибок декодирования. Длительность, s, зависит от конкретной службы (голосовая, телетайп, факс, передача данных) и от коэффициента ошибок, принятого для данной линии связи. Коэффициент ошибок в битах (BER), является, несомненно, одним из наиболее важных параметров при проектировании сети.

Для $s = 8{,}64 \cdot 10^5$ с (десять дней), оказывается, что TIE < 11140 нс. Преобразовывая это накопление фазы в термины относительной разности частот между двумя часами, находим $\Delta f / f = 1{,}29 \times 10^{-11}$. Эта цифра предусматривает использования атомных стандартов частоты плюс очень сложную сеть синхронизации внутри иерархии стандартов частоты, расположенных в центрах электросвязи национальной сети. Эта синхронизация может обеспечиваться внешними средствами (Loran-C, GPS и т. д.), или проводиться внутри самой сети.

Для описания технических характеристик сети в системах СЦИ, используются два параметра, Максимальный Интервал Времени Ошибки (MTIE) (τ) и TIErms(τ), причем оба они являются функциями времени измерения τ. Стандарты определяют для них следующие пределы:

$$MTIE(\tau) < 18\,000 \text{ нс, с } \tau < 100\,000 \text{ с и}$$
$$TIErms(\tau) < 300 \text{ нс, с } \tau > 100 \text{ с.}$$

Требуемая долговременная стабильность может быть получена с помощью атомных часов (рубидиевых, цезиевых), или за счет методов синхронизации, используя конфигурации задающий-ведомый. Кратковременная стабильность обеспечивается кварцевыми часами, синхронизованными с помощью специальных методов.

Наиболее приемлемый баланс между атомными часами (высокая стоимость, низкий уход частоты, упрощенные процедуры синхронизации, малое число ошибок декодирования) и сетью, сформированной, главным образом, из кварцевых генераторов (более низкая стоимость, длительная и подтвержденная надежность, более высокий уход частоты, сложные процедуры синхронизации, более высокий коэффициент ошибок), является предметом дискуссий. Тем не менее, можно с уверенностью сказать, что проблема лежит в эффективности и пропускной способности сети; если коэффициент ошибок велик, компьютеры, анализирующие поток в трафике будут запрашивать повторения конкретного сообщения снова и снова, пока не будут получены удовлетворительные результаты. Эта процедура, при частом повторении, несомненно снижает эффективность использования канала. Была сделана оценка, что увеличение на 1% всей стоимости сети, благодаря применению лучших часов и дополнительных схем, может приблизительно на 10% увеличить пропускную способность.

Развитие цифровых средств связи, по крайней мере с точки зрения ИЧ, потребует некоторых усовершенствований в устройствах ИЧ, таких как:

- улучшение надежности атомных стандартов частоты, с целью обеспечения приблизительно 10^5 часов непрерывной службы,
- производство недорогих стандартов небольших габаритов с точностью 10^{-10}—10^{-11} в течение срока их жизни, для использования в небольших автономных системах,
- улучшения спектральной чистоты стандартов частоты, поскольку высокие скорости передачи информации потребуют высокого уровня когерентности фазы, в том числе в оптической области.
- и, наконец, обязательно будет лучшее понимание между производителями и пользователями ИЧ в электросвязи, в том что касается использования различных терминов, спецификаций и символов, а также в стандартизации статистических данных.

7.6 Другие применения

Низкая стоимость и высокий уровень точности, легко достижимый с помощью приборов ИЧ, открывает новые и широкие области применения, но использование точных эталонов времени и частоты в настоящее время проника-

ет в науку и технологию в такой степени, что любой обзор будет далеко не полным и необходимо проводить какой то отбор. В нашем случае будут приведены только некоторые примеры применений.

7.6.1 Применения в автомобилях

В зависимости от класса автомобиля или грузовика, число кварцевых генераторов внутри транспортного средства колеблется от нескольких штук до нескольких дюжин. Далее перечислены некоторые из их применений; кроме того, нужно помнить, что каждый микропроцессор, используемый в машине, содержит стабилизированный кварцевый генератор.

Кварцевые элементы, применяемые в автомобилях:

- радиоприемник с часами, обычно снабженный косвенным синтезатором частоты,
- двигатель,
- контроль эмиссии,
- коробка передач,
- микропроцессоры антиблокировки,
- источники отсчета времени,
- интерфейсные шины, используемые для распределения электропитания,
- “интеллектуальный” круиз-контроль,
- контроль за соединительной полосой,
- антистолкновение,
- автоматическая запись в дебет,
- информация о дорожном движении и т. д.

7.6.2 Электросиловые системы и подача сжатого газа

Когда большие количества энергии передаются по электрическим линиям или трубопроводам, для обеспечения регулярного потока энергии по сетям необходимо проводить периодические измерения. Целью является обеспечение эффективного потока энергии с помощью соответствующего перераспределения энергии. В случае с электросиловыми системами в континентальных областях, чтобы оказать помощь в анализе работы системы, регистрация происходящих возмущений должна осуществляться с обозначением времени и с погрешностью менее 1 мс.

Более того, плавное управление генераторами большой мощности, такими как большие газовые или паровые турбины, требует точного отсчета времени. Электроэнергия (переменный ток) не может запасаться и, в случае сбоя в работе, соответствующие выбросы тока или напряжения распространяются по всем линиям. Эти выбросы иногда достаточно велики, чтобы вызвать пагубное воздействие на оборудование линии и, в результате этого, долговременные перебои в обслуживании. При отслеживании первопричины этой проблемы и поиске надлежащих мер, совершенно необходима регистрация точного времени отдельных событий. Если временная синхронизация осуществляется на микросекундном уровне, что является задачей на настоящий момент, неисправность на линии может быть обнаружена с неточностью 300 метров, примерное расстояние между опорами линий электропередач.

За эти годы был разработан ряд методов решения проблемы, основанных на распространении сигналов времени и стандартной частоты, передающихся по выделенным или радиовещательным сетям и, в последнее время, на использовании спутниковых навигационных систем космического базирования, таких как GOES и GPS [Wilson, 1991].

7.6.3 Измерительная аппаратура

Большое число электронных измерительных приборов основано на ИЧ. Несколько примеров будет дано ниже.

В первом случае непосредственно используется сам ИЧ, являющийся обязательным атрибутом. Наиболее уместным примером является прибор, называемый “электронным счетчиком”, который существует в двух основных вариантах: счетчик частоты и счетчик интервалов времени (или периодов). В первом случае, рис.7.8, импульсы от ИЧ используются для генерации интервала времени известной длины, T_s, например, в одну секунду, который открывает схему стробирования.

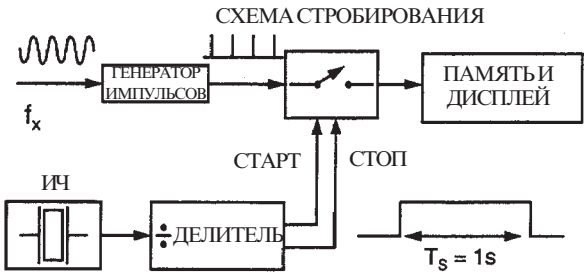


РИСУНОК 7.8

Принцип устройства счетчика частоты

Импульсы внешнего сигнала F_x, частота которого неизвестна, необходимые в промежуток времени T_s, подсчитываются; в результате этой операции получается частота, F_x, в герцах.

Во втором случае, рис. 7.9, число импульсов ИЧ, попадающее в временной интервал, определяется двумя событиями, происходящими на входах, называемых “старт” и “стоп”, задавая длительность этого интервала, выраженную в единицах периода частоты, генерируемой ИЧ. Этот интервал может быть определен двумя последовательными пересечениями нуля входного сигнала в одном и том же направлении; в этом последнем примере прибор называется счетчиком периодов.

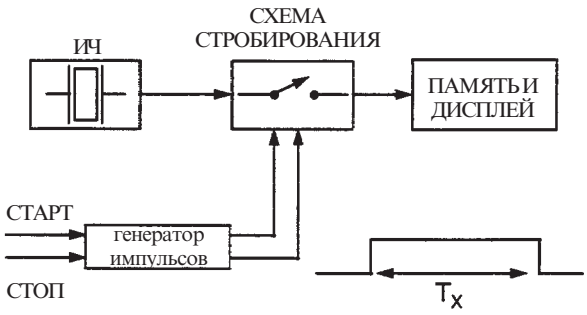


РИСУНОК 7.9

Принцип устройства счетчика интервалов времени

Предположим, что номинальная частота ИЧ равна 100 МГц, и, например, “разница во времени” между импульсами “старт” и “стоп” равно точно 1,450 мс; в этом случае конечное содержание памяти равно 145 000, в единицах 10 нс, т. е. 1450,00 микросекунд или 0,001 450 00 секунд, прибор позволяет непосредственно выбирать используемую единицу (с, мс, мкс...), следовательно результат представляется в наиболее приемлемом для пользователя виде.

У двух этих методов за прошедшие годы обнаружился ряд различных применений. В нашем втором примере ИЧ, используемый как эталон частоты, которым задается выходной сигнал, приводит к значительному улучшению возможностей прибора. Прибор является синтезатором, устройством, управляемым одним ИЧ и производящим огромное число сигналов в широкой полосе частот, причем каждый из них подается с точностью данного ИЧ. Один промышленный прибор, например, может производить 5×10^{10} отдельных сигналов в диапазоне от 1 Гц до 50 МГц, с минимальным шагом от одного сигнала к другому, порядка 0,001 Гц. Синтезаторы частоты широко используются в исследованиях и электросвязи.

В третьем случае ИЧ используется в приборах, которые измеряют любую величину, отличную от частоты или времени, потому что его использование обеспечивает преимущества в точности или простоту разработки и изготовления, или же, возможно, простоту использования. Это направление, в частности, отмечается в приборах, обеспечивающих цифровой выходной сигнал. В качестве примеров, многие цифровые вольтметры преобразуют неизвестное напряжение в частоту или во временной интервал, которые затем измеряются электронным счетчиком.

7.6.4 Доплеровский радар

Во многих случаях величиной, представляющей интерес, является относительная скорость между двумя движущимися телами, или между движущимся и покоящимся телом. Измерения обычно проводятся посредством эффекта Доплера, ранее рассмотренного в разделе 7.4, касающегося некоторых методов навигации. Доплеровские радары широко используются в аэронавтике и предлагаются для систем по предотвращению столкновения автомобилей. В этих устройствах относительная скорость преобразуется в изменение частот, которое в конечном счете измеряется электронным счетчиком. Доплеровские радары также находят другие неожиданные применения, такие как охранная сигнализация или швартовка больших сухогрузов или супертанкеров. Эти суда достигают веса в 5×10^8 кг и должны подходить к доку с контролируемой скоростью около одного миллиметра в секунду. Измерение этих скоростей Доплеровским радаром, когда время прохождения сигнала в обе стороны менее 100 нс, выдвигает, несомненно, очень строгие требования по отношению к кратковременной нестабильности генератора берегового радара.

Ссылки

PETLEY B.W. [1988] The Fundamental Physical Constants and the Frontier of Measurement. Adam Hilger, London.

POPEL R. [1992) The Josephson Effect and the Voltage standard. *Metrologia,* n.29, pp. 153—174.

HARTLAND A. [1992) The Quantum Hall effect and Resistance standard. *Metrologia,* n.29, pp. 175-190.

INSTITUTE OF NAVIGATION [1980) Global Positioning System. Navigation, Vol. I, Washington D.C. (USA).

PONSONBY J.E.E. [1995) Global Satellite Navigation Systems – Uses of Space – Time fixes from Geodesy to Sailing. U.R.S.I. Space and Radio Science Symposium, Brussels (Belgium).

WILSON R.E. [1991] Uses of precise time and frequency in power systems. *Proc. of the IEEE,* Vol.79, n.7, 1009-1018.

Литература

METROLOGIA [1995] Special Issue on physical units, Vol.31, n.6, February.

FORSSELL B. [1991] Radionavigation Systems, Prentice Hall International Ltd.

KARTASCHOFF P. [1991] Synchronisation in Digital Communication networks. *Proc. of IEEE,* Vol.79, n.7, 1019-1028.

Глава 8
Опыт эксплуатации, проблемы, ловушки

Содержание

8.1 Средства измерения частоты и времени 167
8.1.1 Выбор эталона 167
8.1.1.1 Необходимая оценка 167
8.1.1.2 Привязка к несинхронизированным часам 168
8.1.2 Методы для использования при эксплуатации 168
8.1.2.1 Стабильность систем частоты и времени 169
8.1.2.1.1 Шум измерений 169
8.1.2.1.2 Измерение технических характеристик часов 170
8.1.2.2 Надежность системы 170
8.1.2.2.1 Интенсивность отказов 170
8.1.2.2.2 Проблемы, возникающие при обработке ошибок 171
8.1.2.3 Точность системы 171
8.1.2.4 Практические проблемы аппаратурного обеспечения 171
8.2 Данные и примеры из практики эксплуатации 173
8.2.1 Стандарты частоты и времени 173
8.2.2 Примеры возникающих проблем 175
8.2.3 Сверка частоты и времени 175
8.2.3.1 Является ли наилучшей линейная регрессия? 176
8.2.3.2 Проблемы с неопределенностью периода 176
8.2.4 Другие данные, системная организация, идеи и проблемы, связанные с обработкой 176
8.2.4.1 Модели по сравнению с реальностью 176
8.2.4.2 Форматы данных 177
8.2.4.3 Восстановление и хранение данных 177
8.2.4.4 Проблемы, связанные с установкой 177
8.2.4.5 Профилактика и замена деталей 177
8.3 Выводы 177
Ссылки 178

8.1 Средства измерения частоты и времени

Системы частоты и/или времени обычно состоят из нескольких компонентов в зависимости от потребностей системы. Основной частью системы является источник частоты (см. Главы 1 и 2). Циклы этого источника подсчитываются для поддержания времени, что превращает его в часы. Часто используется группа устройств для повышения надежности, обнаружения ошибок или сбоев и возможности оценки технических характеристик каждого эталона частоты и/или часов. Сразу возникает вопрос, насколько можно доверять техническим характеристикам источника. Внутренние и внешние сверки дают ответ на этот вопрос, который требует должного толкования. Возможности памяти самих устройств частоты и/или времени, так же, как и данные, которые они генерируют, необходимы для анализа этих данных, времени конкретных событий, а также для обнаружения ошибок и улучшения характеристик источника частоты/времени. Часто, когда требуется непрерывная работа, необходимо использовать бесперебойные источники питания. Как же сигналы будут распространяться при использовании? Каковы будут габариты всего этого оборудования?

Разумный выбор временного/частотного оборудования для конкретного применения является нетривиальной проблемой. Национальные и международные центры времени и организации электросвязи являются теми местами, где пользователь может получить начальную помощь в своей работе; в частности, они имеют большой практический опыт, который может быть интересен.

В этом разделе мы рассмотрим такие вопросы, как надежность, точность, стабильность, возможность слежения и методы описания систем частоты и времени (Ч/В). В следующем разделе представлены данные и примеры.

Основным требованием пользователей систем частоты и времени является наличие корректно работающих источников, т. е. работающих согласно официальным определениям и известными действующим национальным и международным эталонам. Как только требуемые характеристики (стабильность, точность) выходят за рамки требований, гарантированных производителем, у пользователя возникают различные вопросы, такие как: Как удостовериться, что источник частоты и времени работает корректно? Каковы его метрологические характеристики? Как избежать любого нарушения непрерывности отсчета времени? Как управлять системой экономически выгодным образом? Как поддерживать и обеспечивать технические характеристики источников частоты и времени?

8.1.1 Выбор эталона

Учитывая широкий спектр использования устройств и оборудования частоты и времени, выбор очень непрост. Во-первых, перед приобретением оборудования лучше всего согласовать потребности и требования с имеющимися ресурсами. Как упоминалось ранее, неплохо также проконсультироваться с теми, кто уже имеет опыт в данной области. Следует также учитывать значительный прогресс, достигнутый за последнее время в источниках и оборудовании частоты и времени. Появление точных спутниковых сигналов частоты и времени очень сильно повлияло на выбор эталонных источников частоты и времени. Высокая точность частоты и времени на сегодняшний день может быть достигнута при очень малых затратах.

В прошлом системы частоты и времени в основном были сложными системами, зависящими от имевшихся технологий. В настоящее время существует потребность в больших прецизионных системах частоты и времени, и эти потребности определяют проектирование систем. Благодаря необходимости в большом количестве систем цены в последнее время существенно упали. Сейчас существует значительно больший выбор отличных источников частоты и времени, чем это было прежде.

8.1.1.1 Необходимая оценка

Какова потребность в эталонах частоты и/или времени? Должны ли они синхронизироваться с секундой СИ и/или с UTC? Должны ли они поддерживаться в каких-то частотных или временных пределах, как часть сети? Нужно ли сравнивать их с другим источником частоты и времени, и если да, то каковы должны быть характеристики точности и стабильности этого источника и линия связи с ним для сравнения? Каждому из этих требований может понадобиться самое различное оборудование и ресурсы. Продуманная конструкция эталона, удовлетворяющая этим потребностям и требованиям, будет одной из самых важных мер повышения экономической эффективности, которую вы можете осуществить. Множество систем были сконструированы неправильно только потому, что эти вопросы не были заданы и должным образом рассмотрены, и большие суммы денег были растрачены без необходимости.

Например, характеристика стабильности частоты для электросвязи МСЭ-Т порядка 1×10^{-11} не требует синхронизации по времени, а только по частоте (синтонизация – совпадение частот). Эта характеристика возникла в то время, когда совпадение частот можно было обеспечить гораздо проще, чем синхронизацию. С введением спутниковых систем отсчета времени получить синхронизацию стало намного легче, чем раньше. Множество новых устройств частоты и времени используют это достижение: правильно сконструированный эталонный генератор, совмещенный с синхронизированной системой, также обеспечивает синтонизацию. С развитием систем SONET и SDH, а также для эффективности и поиска неисправностей в силовых энергетических сетях, некоторые из этих новых недорогих возможностей приобретают все более важное значение.

Для лабораторий стандартов выбор эталона является вопросом первостепенной важности в метрологии времени и частоты. Так как невозможно измерить время часов, а можно измерить только разницу времени между двумя источниками отсчета времени, запоминаются только данные о разнице во времени. Эти данные являются показателя-

ми разницы времени (или фазы) между двумя часами или между часами и воображаемой шкалой времени (как описывалось в Главе 6), или между двумя шкалами времени. Данные разницы во времени могут рассматриваться как измерения, характеризующие объединенную нестабильность двух часов или шкал времени. Иногда эталонные часы или шкала времени считаются идеальными и вся нестабильность приписывается другим часам или шкале времени, что, конечно же, неверно.

Данные по частоте, с другой стороны, могут быть приведены к фундаментальной физике через определение секунды СИ. Часто, однако, частотные измерения выражаются через относительные величины между двумя стандартами или между стандартом и согласованным эталоном. В противоположность этому, официальное время должно быть согласовано со стандартом артефакта, UTC.

8.1.1.2 Привязка к несинхронизированным часам

Когда в лаборатории имеется несколько источников частоты и времени со схожими характеристиками (например, несколько цезиевых стандартов одного типа), как правило, необходимо, с практической точки зрения, выбрать один из них в качестве эталона или задающих часов. Этот выбор будет учитывать официальные метрологические характеристики, экспериментально определенный режим работы по сравнению с другими часами и вероятность того, что они будут работать без сбоев. Определение наилучших часов с точки зрения их технических характеристик может быть сделано с использованием процедуры n-источников или сравнительно новой и более эффективной процедуры, разработанной Лепеком [Lepek и Walls, 1993].

В долговременном плане эталонные часы, несмотря на их качество, всегда будут стремиться к случайному блужданию частоты — если они являются несинхронизированными — от любой другой определенной шкалы времени. Следовательно, возможными вариантами являются настройка часов (регулировка их частоты для контроля времени) или наличие синтезатора (управляемого независимо) на выходе часов. Первый вариант сразу же приводит к невозможности использования часов, как независимого участника группы часов, и не рекомендуется. Некоторые из новых стандартов встроены в синтезаторы, так что пользователь может располагать и независимыми часами, и управляемым выходом от одного и того же устройства.

Кроме практичного местного эталона также по возможности, удобно иметь линии связи с другими эталонами, национальными и международными. Есть два основных преимущества: первое, они являются внешними источниками, которые обычно рассматриваются как независимые по отношению к местному; второе, они имеют признанные и определенные количественно метрологические характеристики стабильности и точности. Результаты, относящиеся к таким внешним эталонам, обычно становятся известными только с запозданием. В случае с UTC, запоздание не больше одного месяца.

Специфической особенностью метрологии частоты и времени является то, что, располагая соответствующим оборудованием, любой пользователь может легко связаться с национальными эталонами и, следовательно, с международными. Таким образом, в принципе, нет никаких трудностей в поддержании связи с несколькими эталонами, которые могут вносить свой вклад в качественные и количественные параметры источника. В случае изолированных систем (подводные лодки, космические аппараты...) осуществить связь более сложно, и это может происходить время от времени. Хорошей практикой является наличие более чем одной линии связи для сравнения, работающих одновременно. В таком случае линии связи могут сравниваться так же, как и часы.

Короче говоря, для пользователя важно работать с данными частоты и времени, имея в виду концепцию избыточности (для источников и эталонов), концепцию независимости между источником и эталоном и необходимость проведения сверок.

8.1.2 Методы для использования при эксплуатации

Среди методов, которые используются для описания оборудования частоты и времени, есть два, представляющих основной интерес с точки зрения эксплуатации. Один из них направлен на измерение способности источника частоты и времени (или шкалы времени) передавать один и тот же временной интервал, т. е. измерять его стабильность частоты. Обычно использовалась конкретная дисперсия (дисперсия двух выборок или дисперсия Аллана); она подробно описана в Главе 3. Мы приведем здесь несколько замечаний, связанных с эксплуатационными аспектами этой дисперсии.

Второй метод относится к понятию надежности. Около двух лет назад был проведен углубленный опрос в рамках исследований МСЭ-R (бывший МККР) [CCIR, 1990]; основные данные включены в эту главу вместе с некоторыми новыми материалами, особенно по отношению к приемникам GPS. Такая информация отсутствует в большинстве современных стандартов. Пользователю необходимо будет искать помощь в центрах и лабораториях частоты и времени.

Часто используется третий метод, такой как точность частоты. Как объяснялось в Главе 1 и в Глоссарии, он может относиться конкретно к определению секунды СИ, обеспечивающему фундаментальную эталонную частоту для всех часов или, в более общем смысле, относящемуся к другим используемым стандартам частоты. К сожалению, несмотря на важность этого метода для метрологии частоты и времени, может возникнуть некоторое недопонимание, поэтому при его применении необходимо предпринимать некоторые предосторожности.

8.1.2.1 Стабильность систем частоты и времени

Стабильность системы частоты и времени будет ограничиваться четырьмя причинами: шумом измерений, нестабильностью задействованных часов, шумом обработки данных и/или алгоритмов, используемых для объединения показаний, а также нестабильностью распределения частоты и времени. Конечный результат будет зависеть от всех четырех составляющих. Обычно предпринимается попытка сделать шум измерений меньшим, чем шум часов. Это может быть осуществлено в хорошо спроектированной системе и будет рассмотрено ниже.

Как правило, нестабильность (или стабильность) частоты определяется по Рекомендации МСЭ-R TF.686 (см. также Глоссарий) как “самопроизвольное и/или вызванное воздействием окружающей среды изменение частоты за заданный промежуток времени” и делает различие между систематическими эффектами и случайными флуктуациями. Эти флуктуации за несколько лет были описаны и пользователями и производителями стандартов посредством дисперсии двух выборок (или дисперсии Аллана). Эта дисперсия стала эксплуатационным методом, обладающим многими преимуществами.

- Прежде всего, она является сходящейся для обычных шумов пользовательских стандартов.
- Во-вторых, она является однозначным показателем типа преобладающих шумов в данных стандарта частоты, за исключением белых и фазовых шумов мерцания, которые не отделяются (см. Главу 3). На практике эта проблема неоднозначности обычно возникает только при измерении кратковременной стабильности кварцевых генераторов и водородных мазеров.
- В третьих, она рассматривает составляющие, относящиеся к уходу частоты (квадратичные фазовые данные), так же, как и составляющие случайных процессов.
- В-четвертых, она имеет характерный признак, соответствующий периодическим фазовым изменениям.
- В-пятых, она легко вычисляется из данных, полученных при выборке. Простейший метод — брать смежные пары данных. Было показано [Stein, 1985], что использование перекрывающихся пар приводит к лучшим оценкам дисперсии, чем использование смежных пар [NIST, 1990].
- В-шестых, при использовании метода трех источников, примененного к дисперсии пар от трех независимых источников частоты, сравниваемых в один и тот же момент времени, можно оценить стабильность каждого отдельного устройства [NIST, 1990]. Можно также использовать новый подход, с любой сходящейся дисперсией (включая дисперсию Аллана), и получить даже более хорошую оценку стабильности отдельных часов, чем с помощью метода трех источников [Lepek и Walls, 1993].

С эксплуатационной точки зрения потребность в периодических данных для расчета дисперсии может быть трудноосуществимой. Сглаживание непериодических данных для получения периодических может вызывать скрытые ошибки.

В последнее время была разработана модифицированная дисперсия Аллана, которая начала использоваться метрологическим сообществом. Она имеет преимущества по отделению белого шума и фазового шума мерцания. Пользователь должен быть осторожен, так как значения модифицированной дисперсии двух выборок отличаются от значений дисперсии двух выборок; первые значения обычно меньше, чем последние, и соотношение зависит от типа шума и длительности выборки.

Совсем недавно была разработана дисперсия по времени (TVAR). Она была быстро принята обществом электросвязи США и особенно полезна для описания случайных дисперсий в системах измерения, системах и сетях распределения сигналов частоты и времени. Она обладает большинством желательных свойств дисперсии Аллана, но работает непосредственно со значениями разницы времени (или фазы) (см. Главу 3).

8.1.2.1.1 Шум измерений

Идеальная система измерения разницы времени (или фазы) будет работать с достаточными значениями белого шума ФМ. При оптимальной обработке (с использованием mod.$\sigma_y(\tau)$) они будут усредняться, как $\tau^{-3/2}$ (см. Главы 3 и 4). Систематические изменения времени задержки заставляют измерительную систему отклоняться от идеала, и разностные значения могут быть смоделированы лучше с помощью процесса ФМ мерцаний. В этом случае они усредняются как τ^{-1}. Большинство часов (см. Главу 5) усредняются как $\tau^{-1/2}$; следовательно, для достаточно больших периодов времени усреднения шум измерений обычно может быть сделан меньше шума часов. Однако с нерациональной конструкцией системы и использованием часов современной конструкции это время усреднения может быть порядка нескольких дней. Это совсем не обязательно; при рациональной конструкции можно сделать шум измерений меньше шума часов для большинства значений τ (см. Главу 4).

Большинство центров времени используют 1 PPS (ИВС) от каждых часов для измерения разницы во времени между ними и другими часами в системе. Это один из примеров нерационального проектирования, упомянутого

выше. 1 ИВС является таковым импульсом с крутым фронтом, поступающим в высокочастотный входной счетчик интервалов времени. Эта конструкция требует очень высокочастотной измерительной полосы пропускания, f_h, которая может неблагоприятно повлиять на измерения. Сложность исполнения счетчика интервалов времени и генерации 1 ИВС должны быть на современном уровне, чтобы снизить эффективный шум измерений. Даже в этом случае требуются длительные периоды времени усреднения и стоимость оборудования высока.

Был разработан метод двойного гетеродина, который обходит многие из упомянутых проблем. Одна из его разновидностей относится к методу разницы времени с двойным смесителем. В нем отсутствует шум делителя 1 ИВС за счет измерения фазы РЧ сигнала часов и легко получить хорошо контролируемые желательные узкие полосы пропускания измерений, например, много меньше 1 кГц. Шум измерений может быть сделан меньше шума часов в большинстве случаев, для коротких периодов времени усреднения, например, равных одной секунде (см. Главу 4).

8.1.2.1.2 Измерение технических характеристик часов

Невозможно определить технические характеристики отдельных часов только по данным измерений относительно других часов сравнимого качества. Если одни часы значительно лучше, тогда мы можем аппроксимировать технические характеристики более плохих, но сами характеристики нельзя определить при наличии измерений между двумя часами.

По крайней мере трое или более часов требуются для правильной оценки характеристик каждых из часов в наборе. Если используется метод N-источников, время от времени будут возникать отрицательные отклонения, и всегда существует вопрос, что с ними делать [NIST, 1990]. Сравнительно новая методика обходит эту проблему, получая при этом лучшую оценку технических характеристик [Lepek и др., 1993].

Использование часов в группе открывает возможность оценки индивидуальных технических характеристик каждого из задействованных элементов. Даже если каждые часы будут в какой-то мере скоррелированы с групповым временем, поскольку они дают вклад в это значение, эта корреляция может быть учтена и получена правильная оценка технических характеристик каждых из задействованных часов (см. Главу 6).

8.1.2.2 Надежность системы

Во многих современных применениях надежность является наиболее важным параметром. Система должна быть спроектирована так, чтобы избежать случаев единичных отказов или сделать почти нулевой вероятность катастрофического отказа. Избыточность группы или системы является методом повышения надежности, если использованы надлежащие критерии проектирования. Осторожность очень важна в этом случае, потому что более сложные системы могут быть менее надежными.

8.1.2.2.1 Интенсивность отказов

Традиционный метод измерения надежности устройства основан на статистике среднего времени между отказами (MTBF). Она оценивается делением периода работы группы сходных приборов (в соответствии с указанными характеристиками) на число отказов в течение определенного периода времени; единицами измерения могут быть годы, месяцы и т. д. Полученная оценка имеет смысл, если надежность прибора может считаться постоянной во времени. Измерение MTBF имеет значительный недостаток, поскольку требуется ждать, пока каждый из приборов не сделает ошибку, прежде чем можно будет вычислить среднее.

Лучшей статистикой для определения надежности является вероятность того, что прибор, проработав время t, даст отказ за время $t+\Delta t$. Надежность определяется как условная интенсивность отказов $Z(t) = -\Delta N(t) / N(t)\,\Delta t$, где $N(t)$ является количеством приборов, работающих в момент времени t, $\Delta N(t)$ — изменение этого количества от t до $t + \Delta t$.

Оценки величины $Z(t)$ получаются при делении количества приборов, которые имели отказы за конкретный период времени (например, один год), на общее время работы (например, несколько лет) приборов.

Оценка $Z(t)$ была проведена в январе 1970 г. в Морской Лаборатории США для группы цезиевых часов и это привело к $Z(t) = kt$, с $k = 0{,}1$ за $t > 1$ года.

Из модели $Z(t)$ можно рассчитать половину срока службы (HL) [Percival, 1975]; вероятность того, что часы доработают до половины срока службы, равна 50%, и можно оценить HL после того, как половина испытуемого набора часов имела отказы.

8.1.2.2.2 Проблемы, возникающие при обработке ошибок

Часто возникает значительная путаница при рассмотрении характеристик ошибок. Какой вид дисперсии используется для измерения ошибок? Сформулирована ли ошибка как значение 1σ, 2σ или 3σ или же она основана на максимальных значениях в течение какого-то времени работы. Является ли распределение ошибок нормальным (гауссовым)?

Очень важно следовать правильной процедуре и ясно определить, что же было измерено. Распределения ошибок часов, как обнаружено, обычно близки к гауссовому, но часто крайние области распределения выше, чем для нормального.

8.1.2.3 Точность системы

Точность частоты определяется по отношению к секунде СИ. Точность по времени определяется по отношению к UTC. С точки зрения системы, самосогласованность времени и/или частоты может быть достаточной для успешной работы.

Если вы покупаете источник частоты, который, как предполагается, после нормального периода прогрева будет генерировать сигнал 5 МГц, и сравниваете его в течение определенного интервала (часы, дни) с эталоном частоты, то получаете 4,95 МГц; вы говорите о точности (или неточности), равной 1% (т. е. номинальное смещение, измеренное относительно номинального значения). В обычном смысле формулировка звучит правильно. В метрологическом смысле — это неверно. То, что было выражено как 1%, является одним нормализованным отклонением частоты или разностью частот, измеренной в течение одного определенного интервала времени в какой-то момент времени. Есть три потенциальные проблемы: как точен используемый эталон по отношению к СИ; какая неопределенность привносится измерениями; и, поскольку это всего лишь одно измерение, сделанное в определенное время, уверены ли вы, что оно не изменится со временем.

Вышесказанное не выражает точность так, как это определяется в Рекомендации МСЭ-R TF.686, “степень согласованности измеренного или рассчитанного значения его определению” (см. неопределенность) и неопределенности, “пределы доверительного интервала измеренной или вычисленной величины”.

Понятно, что концепция метрологической точности должна отделяться от общего подхода к точности с точки зрения здравого смысла. Любое измерение направлено на то, чтобы связать величину, представляющую интерес, с соответствующей единицей, эта связь выражается числом и единицей величины. Обычно желательно, чтобы число, количественно выражающее измерение, было по возможности корректным и отражало, насколько это возможно, истинное значение. Другими словами, любое измерение в общем отвечает принципу точности.

В метрологии времени и частоты концепция точности частоты относится к характеристикам обычного режима работы стандарта, таким образом, она верна в течение очень длительного периода: для срока жизни цезиевой трубки в промышленных стандартах, для периода, в течение которого лабораторный стандарт (и процедуры измерений) сохраняется неизменным. Более того, в соответствии с определением МСЭ-R, значение точности выражает соответствие между измерениями величины и его определением. Строгое применение этого ограничивает использование понятия точности к цезиевым стандартам, работающим в соответствии с определением секунды, или, в какой-то мере, обеспечивающим возможность следовать определению секунды. В конечном счете, точность выражается через значение неопределенности. В лабораторных цезиевых стандартах учитываются все возможные источники неопределенности, привязанные к работе стандарта, и конечная оценка получается из анализа случайных составляющих и из статистического анализа возможных детерминированных составляющих (Глава 1).

В метрологии частоты и времени является общепринятой практикой распространять использование концепции точности к не-цезиевым стандартам, таким как Н-мазеры, рубидиевые лазеры, а также к системам, используемым для сверки часов, таким как Loran-C, GPS... В последнем случае точность времени также может быть важным вопросом.

8.1.2.4 Практические проблемы аппаратурного обеспечения

Этот раздел, несомненно, мог бы представлять собой очень длинный список. Из-за ограниченного места мы перечислим здесь только некоторые из наиболее общих проблем, которые часто упускаются из виду.

Значительные несоответствия часто возникают, когда имеют дело с точностью времени. При работе на наносекундном уровне требуется знать все запаздывания с большей точностью, чем та, которую нужно достигнуть. Электрические длины кабелей, подводы антенн, время задержки в усилителях и т. д., все это требуется знать. Когда используются симметричные кабели, например во входном каскаде счетчика интервалов времени, их электрические длины должны быть одинаковы в пределах дециметра и нагружены соответствующим образом. Время нарастания

1 ИВС и точки запуска становятся очень важными, а соответствующая стандартизация отсутствует. Некоторые лаборатории запускают при 0,4 В, некоторые при 0,5 В, а некоторые при 1 В. При определении шкалы времени существует потребность в определенной фазовой плоскости, в которой время такой точки, согласующее полное сопротивление и тип соединительного разъема, например, должны быть указаны.

- **Контуры заземления**

  Когда большое число приборов связано между собой, существует проблема наличия большого числа соединений заземления, через которые могут протекать большие токи из-за низкого сопротивления контуров. Эти токи вызывают посторонние напряжения на входах и выходах различных приборов. Эти напряжения могут ухудшить технические характеристики Источника Частоты, системы распределения и измерительных приборов. Лучшим решением этой проблемы является соединение всех заземлений в одной точке. Это может потребовать развязывающих трансформаторов. Любой учебник по использованию малошумящих операционных усилителей может предоставить полезные советы по устранению этой проблемы.

- **Магнитные поля, связанные с силовыми линиями**

  Электронные приборы содержат источники питания, которые часто вызывают паразитные магнитные поля с частотой сети (50 или 60 Гц). В зависимости от качества источников питания и размещения в электронной стойке, измеренное значение этого поля было равно 50 мкТ (50 миллигаусс). Надлежащее размещение различных приборов или магнитное экранирование могут оказаться необходимы для уменьшения этого поля таким образом, чтобы оно не ухудшало технические характеристики источника частоты (см. Главу 5).

- **Контроль температуры**

  Ординарный контроль комнатной температуры может оказаться недостаточным для того, чтобы позволить источнику частоты проявить свои возможности. Изменения температуры составляют обычно $\pm 3^{o}$ С или больше, и с использованием регуляторов типа “включено-выключено” (bang-bang) они имеют периодичность от 2 до 20 мин. Если источник частоты достаточно чувствителен, это может вызвать периодическое изменение выходной частоты и ухудшение спектральной плотности мощности фазы на частоте, соответствующей периоду системы кондиционирования воздуха. Высококачественное кондиционирование воздуха с пропорциональным управлением может уменьшить изменение температуры в комнате до $\pm 0{,}05^{o}$ С. Если требуется менее дорогостоящее решение, существуют небольшие коробки с контролируемой температурой. Очень хорошо могут работать куриные инкубаторы.

- **Вибрация**

  В лабораториях обычно имеет место вибрация, вызванная системами кондиционирования воздуха и вентиляторами приборов. Их уровни составляют обычно 0,2 м/с^2 на частоте, зависящей от периода вращения вентиляторов и моторов. Их частоты достаточно высоки для того, чтобы какие-либо вибрационные вентили могли уменьшить эффект. Может оказаться необходимым монтировать источник частоты на основании, которое изолирует его от вибраций здания. Эффекты вибрации можно увидеть на низкочастотном (быстрое преобразование Фурье) анализаторе спектра.

- **Стабильность силовой линии**

  Некоторые источники частоты обычно чувствительны к изменениям напряжения силовой линии. Кроме этого, после перерыва в подаче питания источнику частоты может потребоваться несколько дней или более, чтобы снова достигнуть стабильной и точной частоты. По этим причинам рекомендуется запитывать источник частоты от источника бесперебойного питания (UPS). Существует большое количество хороших промышленных источников. Важно, чтобы размер батареи в UPS был достаточно большим, чтобы выдержать наибольший ожидаемый перерыв в подаче питания и эти батареи периодически заменялись, поскольку они имеют ограниченный срок жизни. Для источников частоты, которые предназначены для работы от резервной системы батарей, может потребоваться только один UPS.

- **КСВН, кабели, соединительные устройства**

  Используемые обычно BNC соединительные устройства печально известны из-за рассогласования, изменения времени задержки и ступенчатых изменений. В качестве примера проблемы с длиной кабеля, длина волны при 5 МГц равна около 60 метров. Ненагруженные кабели с электрической длиной 1/4 λ (15 м), которые часто используются, могут работать, как короткие. Сами кабели могут вызывать проблемы из-за изменений и прыжков фазы, они двигаются или изменяется температура. Такие кабели, как RG-58, причиняют больше всего проблем, за ними идут RG-223, затем любые из фазовых настольных кабелей, таких как Flesco, и, в последнюю очередь, большие диэлектрические полужесткие кабели. Подобным же образом, в порядке возрастания качества, распределены соединительные устройства: BNC, TNC, SMA и точные N. Важно, чтобы КСВН в кабелях был сведен к минимуму использованием соответствующего сопротивления нагрузки. Высокий КСВН отражает импеданс реактивности на выходе источника частоты и может вызвать изменение частоты. Небольшие изменения электрической длины могут, в свою очередь, вызвать изменения частоты, которые отсутствовали бы при надлежащей нагрузке кабелей (см. параграф по изоляции). Необходимо отметить, что наиболее стабильными

кабелями являются волоконно-оптические, но волоконно-оптическая система для распределения сигналов частоты и/или времени должна быть тщательно сконструирована, чтобы работать правильно.

- **Изоляция выходных усилителей**

Если выход стандарта частоты подсоединен к другому прибору с плохим КСВН или у которого есть внутренняя утечка сигнала, это может воздействовать на частоту. Изоляция выходных усилителей очень важна для защиты внешних устройств от изменения частоты источника частоты. Некоторые из источников частоты не имеют соответствующей изоляции, поэтому могут быть необходимы хорошо изолированные внешние усилители. Они обычно включаются в распределительную систему, у которой один вход и несколько выходов. Изоляция порядка 100—130 дБ отвечает требованиям даже самых лучших источников частоты.

8.2 Данные и примеры из практики эксплуатации

8.2.1 Стандарты частоты и времени

Данные по стабильности и точности атомных стандартов частоты (рубидиевых, цезиевых, водородных мазеров) представлены в Главах 1, 2 и 5. Они могут использоваться как базовый материал для выбора подходящего источника времени/частоты, удовлетворяющего потребностям пользователя.

Для многих применений подходят кварцевые стандарты (см. Главу 1), особенно если требуется кратковременная стабильность (периоды времени меньше 1—10 с). Более того, последние разработки кварцевых генераторов (или рубидиевых), управляемых по сигналу GPS, привели к появлению устройств частоты/времени, которые проявляют и кратковременную стабильность кварцевых генераторов и долговременную стабильность, определяемую из цезиевых стандартов GPS. Труды Европейского Форума Частоты и Времени, Международного ИИЭЭ Симпозиума Контроля Частоты и собраний по Планированию и Применению Точного Времени и Интервалов Времени являются превосходными источниками информации о таких разработках.

Данные о надежности очень важны, особенно для тех, кто отвечает за планирование поддержания устройств частоты и для поддержания надежных долговременных технических характеристик и безопасности систем. Были сделаны оценки MTBF для цезиевых, рубидиевых и кварцевых часов. Также были упомянуты результаты, относящиеся к среднему времени ремонта неисправного прибора (MTTR), включая время транспортировки. Эти значения MTBF и MTTR даны в таблицах 8.1, 8.2 и 8.3.

ТАБЛИЦА 8.1

Значения MTBF и MTTR цезиевых часов

Модель (год)	∑U	∑F	MTBF (годы)	MTTR (дней)	Число обследованных приборов
Отчет пользователей					
HP5061A (1968)	3347	823	$4{,}07^{+0.69}_{-0.52}$	90	492
OSA 3200 (1975/76)	96	32	$3{,}0^{+0.6}_{-0.4}$	90	25
HP5061A-004 (1973)	118	44	$2{,}68^{+0.41}_{-0.31}$	90	24
HP5060A([1]) (1965)	133	42	3,17	90	21
OSA 3000 (1976)	29	10	$2{,}9^{+0.9}_{-0.6}$	90	14
HP5062 (1973)	1648	319([2])	$5{,}2^{+1.0}_{-0.7}$	90	408
Отчет производителей (см. комментарии к § 3.3)					
OSA 3000 (1976)	285	30	9,6	35	97
OSA 3200 (1975)	679	161	4,22	50	149

([1]) Устаревшая модель, больше не производится.

([2]) Для этого конкретного типа часов включены только неисправности цезиевых трубок и другие неисправности, связанные с лучевыми трубками.

ТАБЛИЦА 8.2

Значения MTBF и MTTR для рубидиевых часов

Модель	∑U	∑F	MTBF	MTTR	Число обследованных приборов
HP5065A (1970)	159	21	7,6	120	
FRT/FRK (1973)	584	52	11,2	90	159
XSRM (1972)	71	13	5,5	90	15
POI (1976)	44	41	1,08	-----	20

ТАБЛИЦА 8.3

Значения MTBF для кварцевых часов

Модель	1-й год	∑U	∑F	MTBF (годы)	Число обследованных приборов	Примечания
Отчет пользователей						
B5400	1974	48	1	48	11	
B1250	1973	8	1	8	1	([1])
B1010	1965	926	25	37	132	([1])
HP104/105	1970	46	4	11,5	5	([2])
R&S XSC/D/S	1970	136	13	10,5	15	([2])
C60MCS	1972	223	1	200	52	
CP12MCS	1970	6316	33	191	1288	
MT	1975	834	13	64	139	
K	1975	1353	2	200	235	
Отчет производителей						
OSA B5400	1974	1352	27	50	318	
OSA B1250	1970	2314	3	71	20	([1])
HCD HCD50	1970	4383	104	42	587	

([1]) Устаревшие, больше не производятся.
([2]) Приборы объединены в одно обследование из-за большой схожести в конструкциях и отсутствия явных отличий.

$$MTBF = \sum U / \sum F, \text{ где}$$

∑U является суммой по всем приборам за годы работы для каждого прибора, и
∑F является общим числом отказов в работе, наблюдавшихся для этих приборов.

Подробный анализ распределения отказов в работе для различных подгрупп был проведен для цезиевых стандартов: как оказалось, атомный резонатор (цезиевая трубка) отказывает в 27—40% случаев. Это очень важный момент, поскольку стоимость цезиевой трубки составляет около половины цены стандарта. Стоит отметить, что гарантийный период цезиевых стандартов был увеличен производителями в течение последних лет, доходя, в некоторых случаях, до 5 лет (и более).

8.2.2 Примеры возникающих проблем

Метрологи частоты и времени пытаются получить наилучшие результаты от промышленных стандартов, работающих в их лабораториях (особенно от цезиевых стандартов и водородных мазеров), и они следят за ними с огромным вниманием. Далее приведены примеры проблем, с которыми они сталкиваются.

- Были сообщения о корреляциях между фазами сигналов цезиевых часов, работающих рядом друг с другом.
- Условия окружающей среды (температура, влажность, магнитные поля), в которых работают часы, считаются важным фактором для поддержания хорошей стабильности сигналов. В частности, на влажность часто ссылаются как на возможную причину нестабильности. Стоит отметить, что в своих ежегодных опросах BIPM запрашивает данные по изменениям условий окружающей среды для часов.
- Загрязнение воздуха, как было отмечено [Freon, 1990], является причиной износа переключателей на цезиевых стандартах, а также небольших прыжков фазы. В той же самой работе было ясно показано, что регулировки и настройки электронной аппаратуры являются источниками прыжков частоты (порядка 10^{-13}) и прыжков фазы (до десятков наносекунд) в цезиевых стандартах. Эти проблемы должны быть существенно уменьшены за счет введения систем обработки данных и цифровых методов в большинстве современных цезиевых стандартов 90-х годов.
- Необходима полная система мониторинга для поддержания целостности источников частоты. Необходимостью является архивация данных в том виде, который позволит исследовать долговременные изменения.
- Должна быть создана концепция ремонта/замены, устанавливающая критерии, которые позволят принять рациональное решение в отношении того, является ли своевременным ремонт или замена источника частоты, или нет.

Некоторые лаборатории (ВНИИФТРИИ в России, USNO в США и т. д.) располагают обширным опытом с большими группами постоянно работающих водородных мазеров. Блоки автонастройки резонаторов являются критическими для этих приборов, что может быть причиной перерывов в работе и ухудшения спектральной мощности фазы [Audoin, 1992].

8.2.3 Сверка частоты и времени

Как упоминалось выше, сверка устройств частоты и времени необходима для достижения технических характеристик и надежности работы систем частоты и времени. Национальные и международные сверки осуществляются с использованием преимуществ и больших возможностей, доступных благодаря спутникам; возможности GPS широко используются метрологическим сообществом (BIPM) с 1983 года. Несколько позднее была исследована система ГЛОНАСС (см. Главу 2B).

Калибровка результатов сверки является важной и трудной задачей, особенно в метрологии времени, где она непосредственно влияет на качественные характеристики эталонов времени. Она может осуществляться двумя способами: первый, глобальный подход, осуществляемый перевозкой часов (метод, использованный до 80-х гг.), или GPS (или ГЛОНАСС) приемника. Неопределенность результатов калибровки может быть порядка нескольких наносекунд, что сильно зависит от тщательности эксперимента.

Второй подход [Lewandowski и Thomas, 1991] исследует бюджет неопределенностей, учитывая, насколько это возможно, все источники неопределенности (необходимо рассматривать и случайные, и систематические аспекты). В этот список включаются пункты, относящиеся к:

- антенне (координаты, окружающая среда, кабель ...);
- приемнику (временная задержка, программное обеспечение ...);
- спутникам (эфемериды, поправки);
- статистической обработке данных (число прогонов, систематические ошибки, шумы).

Калибровки времени и исследования возможностей GPS показали наличие корреляций между результатами GPS и температурой [Lewandowski и Tourde, 1990] с несколькими типами приемников. Прыжки фазы до нескольких десятков наносекунд, появляющиеся в приемниках GPS, также наблюдались в нескольких случаях. Понятно, что для

получения наилучших результатов в метрологии времени необходимо иметь избыточность в приемниках GPS и в сверках GPS. Эта проблема, в принципе, не так критична при сверке частоты. Тем не менее, сверка частоты на уровне 10^{-15} или 10^{-16} с разумными задержками по времени требует более стабильных приемников, чем существующие в настоящее время.

8.2.3.1 Является ли наилучшей линейная регрессия?

Если разности вокруг линии регрессии имеют спектр белого шума, тогда подгонка является наилучшей. Это обычно имеет место, например, между двумя цезиевыми стандартами: поскольку случайные флуктуации моделируются белым ЧМ спектром, оптимум приращения частоты является простым средним. Вычитание первого значения разницы времени из последнего и деление на истекшее время эквивалентно этому среднему — где среднее является нормализованным приращением частоты между двумя часами. Если используется этот метод конечных точек, необходимо принимать меры предосторожности, поскольку или одна или обе из этих двух точек могут быть статистическими выбросами.

Если установлен уход частоты между двумя цезиевыми стандартами, тогда оптимумом является линия регрессии к частоте. Если линия линейной регрессии подогнана к значениям разницы времени, тогда наклон этой линии далек от оптимальной оценки, потому что разности обычно будут случайно блуждающими. Неэффективный метод получения подгонки линейной регрессии к значениям разницы времени (или фазы) для определения значений разницы времени и частоты слишком распространен среди специалистов, связанных с временем и частотой. Если долговременные флуктуации между двумя часами могут быть хорошо смоделированы случайно блуждающим ЧМ, тогда второе значение разницы является оптимумом оценки ухода частоты. Эту оценку можно успешно получить из первой, средней и последней точки разностного времени [NIST, 1990].

Смещение частоты иногда рассматривается как временной уход частоты. Это плохое определение, поскольку смещение частоты всегда существует между любыми двумя часами, т. е. смещения частот являются нормальным явлением, в то время как уход частоты относится к неблагоприятным факторам.

8.2.3.2 Проблемы с неопределенностью периода

Часто рационально и удобно использовать в качестве маркера времени, например, нулевое пересечение РЧ фазы. Основной проблемой этого метода является точность, с которой измеряется каждый период. Например, при 5 МГц время завершения одного цикла — 200 наносекунд. Если время известно в пределах менее одного радиана от этой фазы, тогда, как правило, цикл может быть измерен. Поскольку среднеквадратичное отклонение день ото дня между двумя цезиевыми часами обычно менее 10 нс, разрешение периода обычно не является проблемой для этих часов. Однако в системе Loran-C, где период равен 10 мкс, время от времени происходит проскальзывание цикла. При длинных базах с использованием НЧ и ОНЧ систем идентификация циклов иногда может быть проблемой из-за взаимных помех и ионосферных возмущений.

8.2.4 Другие данные, системная организация, идеи и проблемы, связанные с обработкой

Использование и сохранение данных часового времени хорошо упорядоченным образом является жизненно важным для метрологии частоты и времени. Помимо этого, использование этих данных оптимальным образом может сберечь время и повышать действенность и эффективность выходных данных. В качестве примеров, алгоритм NIST AT1 отбирает данные каждые два часа, и в этих точках рассчитывается шкала времени для метрологических целей, приближенных к реальному времени. В принципе, такие алгоритмы могут давать выходные данные, которые могут быть более стабильны, чем данные лучших задействованных часов из группы часов. Есть некоторый риск в одновременном обнаружении неблагоприятных замеров времени и частоты при таких коротких нормах выборки, но, тем не менее, эта шкала непрерывно работает с небольшими нарушениями с 1968 г. и в настоящий момент имеет нижний порог мерцания порядка 5×10^{-15}. Более консервативный подход принят в BIPM и USNO. USNO рассчитывает свое официальное время UTC(USNO) через месяц после события, тщательно учитывая любой неблагоприятный режим работы любых из задействованных часов. Действующими задающими часами в USNO является собранный вручную водородный мазер с великолепной кратковременной и средневременной стабильностью. На выходе несинхронизированного мазера находится современный синтезатор, который плавно регулируется по наилучшей оценке UTC. Это обеспечивает работу физических часов в реальном времени с очень высокой стабильностью, которая, как видно после события, почти всегда находится в пределах 100 нс от UTC. См. Главу 6 в отношении подробностей расчета UTC и TAI.

8.2.4.1 Модели по сравнению с реальностью

В течение ряда лет разрабатывались модели режима работы часов. Они очень полезны, например, для моделирования, для оценки алгоритмов и разработки процедур обнаружения ошибок. Стохастические модели могут быть стационарными или нестационарными (например, шумы мерцания ЧМ), но это не означает, что мы можем сказать,

что реальные данные часов являются нестационарными. В реальности данные являются всего лишь смесью внутренних процессов в часах, объединенных с внешними воздействиями и условиями окружающей среды. Нестационарность является свойством моделей, а не часов. Целью должно быть получение экономичных моделей, которые, по возможности, объясняются физическими процессами, лежащими в основе часов, и их взаимодействием с реальным миром.

8.2.4.2 Форматы данных

Так как часы часто сверяются в международном масштабе, бюро BIPM установило стандартную процедуру для предоставления входных данных в UTC. Кроме того, чтобы получить наилучшую точность переноса времени от GPS, используемого в режиме наблюдения за общим источником, в журнале Metrologia был только что опубликован новый стандарт. Те центры отсчета времени, которые желают вносить свой вклад, должны связаться с BIPM и действовать в соответствии с этими стандартами. В прошлом возникала некоторая путаница, например при использовании данных GPS, где собирались данные на базе 1 нс или 0,1 нс. Новый формат составляет 0,1 нс.

8.2.4.3 Восстановление и хранение данных

В метрологии частоты и времени данные часто собираются непрерывно. Если скорости передачи данных велики, а длина слов данных большая, файлы становятся огромными — даже для современных возможностей хранения больших файлов данных. Архитектура системы должна быть тщательно продумана с позиций шума измерений, потребностей в реальном отсчете времени, скорости вычислений и размера памяти, обнаружения ошибок частоты и времени, помехоустойчивости и надежности, целей в отношении точности и стабильности. Лучшие системы шкал времени требуют доступа к прошлым данным. Например, шумы измерений могут быть настолько высоки, что будет необходимо и достаточно собирать данные только один раз в день для большей части необходимой работы шкалы времени. Взаимодействие между текущими данными и прошлой историей задействованных часов является важной частью метрологии времени и частоты. Мы предлагаем перед тем, как проектировать систему, вступить в контакт с теми, у кого уже есть достаточный опыт в этой области.

8.2.4.4 Проблемы, связанные с установкой

Следующие проблемы должны быть рассмотрены при установке системы частоты и времени. Доведите до минимума условия работы паразитных контуров с замыканием через землю, когда подводите электропитание к различным частям системы, что особенно критично между малошумящей системой измерения и часами. Магнитные поля должны быть сведены к минимуму — переменный ток (например, 60 Гц или 50 Гц) и изменения в уровнях постоянного тока. Может помочь некоторое количество экономно используемого материала, экранирующего от магнитных полей. Наличие температурной камеры для часов является практикой, которой следуют во многих лучших центрах отсчета времени, очень полезен контроль в пределах ±0,1°С. Необходимо избегать зон с вибрацией. Очень полезно устройство согласования по мощности для контроля электропитания и необходим источник бесперебойного питания (UPS). Очень важны вопросы, связанные с КСВН, для всех критических РЧ кабелей. Кабели между часами и выходными усилителями должны иметь уровень изоляции более 110 дБ. Некоторые из современных часов имеют отличные показатели нечувствительности к воздействию окружающей среды.

8.2.4.5 Профилактика и замена деталей

Отслеживание критических параметров часов очень важно для системы, работающей длительное время. Это помогает в оценке процедуры ремонта и в процессе принятия решения о замене деталей. Большинство часов имеют очень ограниченный срок жизни, и рабочий бюджет должен включать в себя приемлемый график замены деталей.

8.3 Выводы

Устройства частоты и времени предлагают хорошие возможности для различных применений. Уверенность в результатах измерений существенно возрастает, если пользователь применяет несколько общих разумных правил: избыточность, тщательность в процедурах и измерениях, оценки всех неопределенностей и советы от метрологических центров.

Ссылки

AUDOIN C. and DIENER W.A. [1992] Frequency, Phase and Amplitude Changes of the Hydrogen Maser Oscillation. Proceedings of IEEE Freq. Control Symp., p. 86.

BIPM [1993] Annual Report of the BIPM Time Section.

МККР [1990 г.] Отчет 898-2: Рабочие испытания эталонных часов в системах времени. Отчеты МККР. Приложение к Тому VII, Стандарты частот и сигналы времени, Дюссельдорф, стр. 179—188.

FREON G. [1990] Preventive Maintenance and Stability of Commercial Caesium Clocks. Proceedings of 4th EFTF, p. 549.

LEPEK A. and WALLS F.L. [1993] Cross Correlation Analysis Improves Time Domain Measurements. Proceedings of Freq. Control Symp., pp. 313-320.

LEWANDOWSKI W. and THOMAS C. [1991] GPS Time Transfer. Proceedings of IEEE, Special Issue on Time, Vol. 79, p. 991.

LEWANDOWSKI W. and TOURDE R. [1990] Sensitivity to the External Temperature of some GPS Time Receivers, Proceedings of 22nd PTTI, p. 307.

NIST [1990] Characterization of clocks and oscillators. NIST Technical Note 1337, March.

PERCIVAL D.B. and WINKLER G.M.R. [1975] Timekeeping and the Reliability Problem. Proceedings of 29th Freq. Control Symp.

STEIN S.R. [1985] Frequency and Time, Their Measurement and Characterization. Precision Frequency Control, Vol. 2, p. 191, edited by E.A. Gerber and A. Ballato, Academic Press, New-York.

Глава 9
Перспективы

Содержание

9.1 Введение 180
9.2 Общий обзор 180
9.3 Устройства на газовых ячейках 180
9.4 Стандарты на цезиевых пучках 181
9.5 Водородные мазеры 182
9.6 Стандарты на ионных ловушках 183
9.7 Цезиевые источники 184
9.8 Кварцевые генераторы 184
9.9 Генераторы, стабилизированные по GPS 185
9.10 Стабилизированный генератор с охлажденным сапфировым резонатором 186
9.11 Оптические стандарты частоты 186
9.12 Заключение 186

9.1 Введение

В Главах 1 и 2 настоящего справочника уже были представлены описания, принципы работы и технические характеристики хорошо известных существующих атомных стандартов частоты: пучки цезия, газовые ячейки рубидия и водородные мазеры; поэтому описания, приведенные в этой главе, будут очень краткими. В данной главе описываются перспективы развития этих стандартов в будущем, а также некоторые новейшие стандарты, находящиеся в стадии разработки, которые, вероятно, станут доступными в будущем. Будут даны описания новых устройств и оценки их технических характеристик. Эти новые стандарты включают устройства на ионных ловушках, стандарты на источниках цезия, генераторы, стабилизированные по GPS (Глобальная система определения местоположения), и устройства, работающие в оптическом диапазоне частот. Кроме того, будут рассмотрены кварцевые генераторы высокой точности, поскольку они являются неотъемлемым элементом атомных, ионных и стабилизированных по GPS стандартов. Также будут описаны стабилизированные генераторы на криогенных диэлектрических резонаторах. Они имеют исключительно хорошую кратковременную стабильность и могут стать важным элементом в будущих стандартах с самыми высокими техническими характеристиками.

9.2 Общий обзор

В последнее время был достигнут большой прогресс во многих областях, связанных с частотными стандартами, и перспективы на будущее достаточно многообещающи как для лабораторных, так и для промышленных стандартов. Связь и передача данных становятся очень важными и определяют многие аспекты в области промышленных частотных стандартов. Кварцевые генераторы и стандарты на газовых ячейках, стабилизированные по GPS, будут широко использоваться в применениях с умеренными требованиями. В лабораторных условиях продолжаются поиски устройств, которые позволят получить большую точность и стабильность.

Основные требования для будущих промышленных стандартов включают в себя снижение цены, уменьшение размеров, улучшение технических характеристик и улучшение надежности. В частности, снижение цены и уменьшение габаритов исключительно важны, особенно в широко используемых применениях, и, таким образом, продолжающийся прогресс в микроминиатюризации и повышение интеграции электроники имеют исключительно важное значение. Лучшие технические характеристики по стабильности и точности будут необходимы всегда, и в этой области наблюдается значительный прогресс.

Исследования лабораторных стандартов направлены на уменьшение систематических воздействий для улучшения потенциальной точности и долговременной стабильности. Также важна улучшенная кратковременная стабильность, так как она необходима для сверки точности и стабильности в сравнительно коротких временных интервалах, так же, как и хорошая чистота спектра.

9.3 Устройства на газовых ячейках

Как упоминалось в Главах 1 и 2, принцип действия стандартов частоты на газовых ячейках основан на прохождении светового луча накачки через газовую ячейку, содержащую пары атомов (обычно рубидий или цезий), с добавкой буферного газа в возбужденном микроволновом резонаторе. Система спроектирована таким образом, что интенсивность светового луча накачки, проходящего через ячейку, минимальна, когда частота микроволнового возбуждения находится на частоте атомного резонанса.

Количество проданных рубидиевых стандартов значительно превышает количество любых других атомных стандартов частоты, в основном из-за стоимости и габаритов. Они становятся важным элементом в электросвязи. Их технические характеристики находятся между кварцевыми стандартами и стандартами на пучках цезия. Правильно сконструированные приборы могут иметь значительно более высокие ударные и вибрационные технические характеристики, чем кварцевые приборы. То же самое касается сдвигов, вызванных изменениями в ориентации земного гравитационного (g) поля. Стоимость и габариты этих приборов имеют первостепенное значение и постоянно уменьшаются.

Большинство современных рубидиевых устройств оптически накачиваются с помощью возбуждаемой РЧ лампы. Типичные технические характеристики показаны в таблице 9.1. Тенденция будущего развития направлена на замену РЧ возбуждаемой лампы на подходящий твердотельный лазер. Использование лазерной накачки может привести к уменьшению размера и, возможно, к техническим характеристикам, приведенным в таблице 9.1.

ТАБЛИЦА 9.1

Технические характеристики малогабаритных рубидиевых стандартов

Параметр	Характеристики (малогабаритные рубидиевые стандарты с ламповой накачкой)	Характеристики (малогабаритные рубидиевые стандарты с лазерной накачкой)
Скорость старения (10^{-11}/месяц)	1—2	1—2
Гравитационная чувствительность (10^{-11}/g)	< 1	< 0,2
Нижний порог шумов мерцания (10^{-13})	3—5	1
Температурная чувствительность (10^{-13}/C)	< 6 (но нелинейная зависимость)	< 1
Спектральная чистота, дБс на 1 Гц полосы частот на:		
1 Гц	–80	–80
10 кГц	–145	–145
Кратковременная стабильность:		
10^{-12} (время усреднения 1 с)	3	< 1
10^{-13} (время усреднения 100 с)	3	< 1
Объем		
дюйм^3	16	6
см^3	260	100

Используя лазер для накачки ячейки рубидия и разрабатывая систему с оптимальными техническими характеристиками, а не с уменьшенными размерами, можно получить кратковременную стабильность порядка $2\times10^{-14}\times\tau^{-1/2}$, где τ — время усреднения. При этом можно также достичь очень низкого уровня нижнего порога шумов мерцания. Этот тип устройств является хорошим кандидатом для опорного источника в случае усовершенствованных атомных стандартов очень высокой стабильности и поэтому потенциально очень важен.

В настоящее время проводятся работы по устройствам на газовых цезиевых ячейках с лазерной накачкой. Этот тип стандарта может иметь несколько меньшие габариты, чем рубидиевые устройства с накачкой на РЧ лампах, в основном за счет меньшей длины волны спектральной линии цезия – 3,26 см против 4,39 см у рубидия, а также меньшими размерами лазера по сравнению с РЧ лампой для возбуждения. Технические характеристики должны быть сравнимы с рубидиевым стандартом, но старение может быть хуже из-за сравнительно большого соотношения площади поверхности к объему в маленькой ячейке. Высокая степень интеграции электроники в сочетании с малыми физическими габаритами устройств может уменьшить размеры до 10 см^3 и менее и, возможно, приведет к уменьшению стоимости при большом объеме производства. В будущем эти устройства могут получить широкое распространение.

Довольно большой рынок промышленных устройств на газовых ячейках имеет потенциал к дальнейшему росту при уменьшении стоимости и габаритов. Лазерная накачка важна как для уменьшения размеров, так и для улучшения качественных показателей. Это может даже привести к снижению стоимости по сравнению с РЧ лампами при умеренной цене лазера. Доступность лазера и его стоимость являются определяющими факторами и в определенной мере зависят от его габаритов, поэтому развитие всей этой ситуации в будущем пока не совсем ясно. Хотя есть сведения, что по крайней мере один из производителей лазеров заинтересован в определенной степени в бизнесе стандартов частоты с использованием лазерной накачки. Лазерная накачка может привести к резкому улучшению кратковременной стабильности по сравнению с обычными стандартами на рубидиевых газовых ячейках.

9.4 Стандарты на цезиевых пучках

Как описывалось в Главах 1 и 2, цезиевые стандарты основаны на прохождении пучка атомов цезия определенного энергетического уровня через возбужденный СВЧ резонатор. При выходе из резонатора происходит дальнейшая селекция уровней атомов для выбора атомов, совершивших СВЧ переход, и, в конечном счете, получается сигнал, который максимален при равенстве СВЧ частоты возбуждения с резонансной частотой атомов. Чтобы определить точное положение центра линии, используются некоторые формы частотной или фазовой модуляции СВЧ возбуждения.

Цезиевые стандарты частоты важны в случаях, когда требуется высокая точность, воспроизводимость и пренебрежимо малый уход частоты. Современные промышленные приборы с наилучшими техническими характеристиками имеют величину точности лучше чем 1×10^{-12}, величину ухода частоты много меньше 1×10^{-15} в сутки, нижний порог шумов мерцания лучше чем 1×10^{-14}, кратковременную стабильность лучше чем $8 \times 10^{-12} \times \tau^{-1/2}$ и величину температурного коэффициента менее 1×10^{-15} на градус Цельсия. Высококачественные стандарты на цезиевых пучках сравнительно дороги.

Оптическая накачка в цезиевых приборах с использованием лазеров для достижения разделения по энергетическим уровням и обнаружения атомов в настоящее время осуществляется во многих лабораториях. Новый стандарт лазерной накачки находится в эксплуатации в лаборатории NIST (NIST-7) и отличается высочайшими техническими характеристиками. Несколько других лабораторий в настоящее время работают на цезиевых трубках с оптической накачкой, включая работу на малогабаритных трубках для промышленного применения. Использование лазерной накачки в прикладных промышленных стандартах улучшит их точность, возможно, в 3—5 раз, а кратковременную стабильность более чем в 10 раз. Улучшение точности достигается благодаря нескольким факторам. Затягивание частоты Раби и Рамсея может быть значительно снижено, и однородность поля С будет лучше. Это достигается благодаря отсутствию отклоняющих магнитов в трубке оптической накачки, а также улучшению симметрии СВЧ переходов, близких к главному переходу, если используется правильный тип накачки. Кроме того, достигается лучшая коррекция частотных сдвигов, благодаря фазовому сдвигу резонатора и принципу относительности (Доплеровский сдвиг второго порядка). Улучшенная кратковременная стабильность достигается благодаря значительно более полному использованию цезия в пучке. Улучшение кратковременной стабильности особенно важно, т. к. именно она является самым слабым звеном в характеристиках существующих промышленных цезиевых стандартов. Улучшение кратковременной стабильности в 10 раз уменьшает время измерения при заданной точности в 100 раз — потребовался бы набор из 100 обычных неулучшенных стандартов для достижения той же точности за то же время! Доступность высоконадежных лазеров в этом случае также очень важна.

Рынок недорогих, а следовательно, с худшими техническими характеристиками, стандартов на цезиевых пучках может расти из-за постоянного роста требований к измерению и синхронизации времени, по мере ускорения развития связи. Однако стабилизированные по GPS кварцевые генераторы, описанные ниже в настоящей главе, могут занять значительную долю этого рынка.

9.5 Водородные мазеры

Активные водородные мазеры, описанные в Главах 1 и 2, используют индуцированное излучение атомов водорода в резонаторе для получения реальных колебаний на частоте перехода, обусловленной сверхтонким расщеплением водорода, 1420 МГц, в отличие от пассивных стандартов, рассмотренных выше. Они обеспечивают наилучшую на сегодняшний день кратковременную стабильность для атомных стандартов в СВЧ диапазоне. Типичная характеристика, при использовании выражения mod $\sigma_y(\tau)$ в качестве меры стабильности, приблизительно равна $1 \times 10^{-13} \times \tau^{-3/2}$ для периодов времени, меньших примерно 20 секунд и $2{,}2 \times 10^{-14} \times \tau^{-1/2}$ до тех пор, пока не достигнут нижний порог шумов мерцания или уход частоты. Лучшая достигнутая стабильность обычно несколько лучше чем 1×10^{-15}. Активные водородные мазеры являются стандартами, которые следует выбирать, когда требуется максимально хорошая кратковременная стабильность, например для интерферометрии со сверхдлинной базой (VLBI) и для других радиоастронометрических применений.

Существует затягивание частоты мазера, возникающее из-за расстройки резонатора, что приводит к уходу частоты по мере ухода частоты резонатора во времени. Однако существует несколько методов автоподстройки резонатора, которые эффективно устраняют этот источник ухода частоты. Величина скорости ухода частоты резонатора без автоподстройки обычно изменяется в пределах от 1×10^{-15} до 1×10^{-14} в день.

Также существует сдвиг частоты, возникающий из-за столкновений атомов водорода со стенками сосуда, порядка 2×10^{-11} для типичных мазеров. Ввиду неточного знания величины этого сдвига частоты из-за влияния стенки абсолютная величина точности водородных мазеров ограничена величиной порядка 1×10^{-12}.

Стоимость активных водородных мазеров относительно высока, и их рынок невелик в настоящее время.

Пассивные водородные мазеры схожи с устройствами на газовых ячейках и стандартами на цезиевых пучках, рассмотренными ранее. Их кратковременная стабильность значительно хуже, чем у активных водородных мазеров, но несколько лучше, чем у современных высококачественных промышленных цезиевых стандартов. Пассивные мазеры имеют ту же величину неопределенности сдвига за счет влияния стенки, что и активные мазеры, но затягивание частоты резонатора гораздо меньшее, как и в других пассивных стандартах. В США некоторое время

проводились исследования пассивных мазеров, но на рынке так и нет промышленных приборов, произведенных в США. Тем не менее, в настоящее время продаются промышленные приборы, произведенные российскими компаниями. В любом случае рынок для этих стандартов невелик.

Кое-где проводятся работы по холодным (криогенным) активным водородным мазерам. Как ожидается, они будут иметь очень высокую кратковременную стабильность, достигающую значений лучше 1×10^{-18} за примерно 1000 секунд, и очень хорошую стабильность по отношению к изменениям температуры окружающей среды. Требуемая система охлаждения достаточно сложна, и, таким образом, эти мазеры будут сравнительно дороги. Они также могут использоваться в качестве высококачественных опорных генераторов для некоторых пассивных усовершенствованных стандартов.

9.6 Стандарты на ионных ловушках

Стандарты на ионных ловушках — это пассивные устройства, использующие РЧ квадрупольную структуру (ловушка Поля) для захвата от одного до порядка 1×10^7 ионов. Используется два типа ловушек: первый — с электродами в виде кольца и крышки, а другой — с четырьмя симметрично расположенными стержневыми и оконечными электродами. Единичный ион с определенным соотношением заряда к массе в комбинированном постоянном и переменном полях в обоих типах ловушек подвергается воздействию усредненной силы, направленной к геометрическому центру структуры. Если этот ион тормозится за счет сил “вязкости”, то он останавливается там практически в состоянии покоя. Если захватывается множество ионов, комбинированные поля квадруполя и пространственного заряда ионов приводят к формированию ионного облака при наличии определенного охлаждения или «вязкого» торможения. Структура с кольцом и крышкой может поддерживать сферическое облако, а стержневая структура поддерживает удлиненное облако. В любом случае ионы, захваченные таким образом, могут опрашиваться в течение очень длительных периодов времени, что позволяет получить очень узкие резонансные линии.

Один из методов вязкого охлаждения заключается во введении гелия в ловушку при низком давлении (1×10^{-6} торр). Тяжелые ионы, колеблющиеся в РЧ поле ловушки, могут терять тепловую энергию из-за столкновения с легкими атомами гелия. Лазерное охлаждение является другим методом, который был исследован и были достигнуты хорошие результаты.

В стандарте на ионных ловушках с использованием ртути 199 для достижения необходимых энергетических уровней и наблюдения СВЧ резонанса на 40 ГГц используется оптическая накачка с помощью РЧ лампы возбуждения или лазерного источника. Были получены значения ширины линии, значительно ниже 0,1 Гц. Наибольшее систематическое смещение частоты при большом количестве ионов в ловушке возникает из-за релятивистского эффекта скорости (сдвиг Доплера второго порядка), вызванного вынужденным движением ионов в РЧ поле ловушки. Значение сдвига для сферического облака, содержащего около 2×10^6 ионов, составляет около 2×10^{-12}. Этот эффект значительно уменьшается при использовании вытянутого облака в стержневом типе ловушек и практически устраняется при использовании единичного иона или цепочки единичных ионов. При использовании гелиевого охлаждения наблюдается также столкновение, вызванное сдвигом частоты порядка 1×10^{-13}, фактический размер которого может определяться экспериментально посредством экстраполяции к нулевому давлению гелия.

Было построено несколько стандартов на ионных ловушках с использованием ртути 199 на лампах РЧ возбуждения для оптической накачки. В настоящее время по крайней мере две группы активно работают в данном направлении. Была продемонстрирована отличная кратковременная стабильность порядка $1 \times 10^{-13} \times \tau^{-1/2}$, с использованием РЧ лампы накачки, удлиненного облака ионов ртути, пойманных в двухмерной квадрупольной ловушке стержневого типа.

Молекулы фонового газа, такие как тяжелые углеводороды, могут вызывать довольно большие частотные сдвиги, что вызывает необходимость использования криогенных операций для максимальной стабильности. Расчеты показывают, что единичный захваченный ион при использовании лазерного охлаждения и криогенной накачки для удаления фонового газа мог бы иметь смещения от собственной резонансной частоты иона до 1×10^{-17}.

Стандарты на ионных ловушках без криогенного охлаждения или оптической лазерной накачки лишь ненамного дороже высококачественных цезиевых стандартов. Добавление лазерной накачки для ионов ртути остается дорогостоящим и громоздким при современном развитии технологии.

На рынке в настоящее время нет подобных устройств. Вариант с использованием удлиненного облака ртути 199 с РЧ лампой накачки и охлаждением газом гелия при низком давлении мог бы использоваться в коммерческих целях и имел бы технические характеристики, превосходящие высококачественные стандарты на цезиевых пучках при умеренных ценах.

9.7 Цезиевые источники

Цезиевые источники являются пассивными стандартами, использующими лазерное охлаждение и процедуру, выглядящую как бросок шарика из сверхохлажденных (порядка микрокельвин) атомов цезия с выбранными энергетическими уровнями вверх через возбужденный СВЧ резонатор. Потом они падают обратно в тот же резонатор под влиянием сил гравитации, и их состояние оценивается, чтобы проверить, произошел ли СВЧ переход. Атомы подвергаются воздействию двойного СВЧ импульса, что является обычным возбуждением Рамсея. Были достигнуты периоды времени перехода до 1 секунды между двумя взаимодействиями с резонатором, что дает толщину линии порядка 0,5 Гц с хорошим соотношением сигнал/шум. Несколько групп работают в настоящее время над такими приборами и прогресс достаточно заметен.

Ожидаемая точность оценивается величиной 1×10^{-15} или лучше. Главным ограничением является частотный сдвиг, зависящий от плотности, возникающий при столкновениях для обмена спинами. Этот сдвиг может быть довольно заметным при низких температурах и при средних значениях используемых плотностей. Экстраполяция к нулевой плотности может производиться посредством серии экспериментов и значение точности, приведенное выше, предполагает, что эта процедура была проделана. Кратковременная стабильность частоты $3 \times 10^{-14} \times \tau^{-1/2}$ получается при уже достигнутом соотношении сигнала к шуму. Влияние ускорения и ориентации прибора будет велико для таких медленных атомов. Таким образом, стандарт на цезиевых источниках будет работать только при мягких условиях окружающей среды. В настоящее время промышленных установок не существует.

9.8 Кварцевые генераторы

Технические характеристики современных высококачественных кварцевых генераторов ограничены конструкцией резонатора, влиянием на резонатор окружающей среды и соответствующими критическими схемами. Кристаллы BVA, полностью сделанные из кварца, с электродами, удаленными от поверхности кристалла, на сегодняшний день являются лучшими доступными резонаторами с точки зрения стабильности и ухода частоты. К сожалению, стоимость их производства выше, чем у обычных резонаторов с электродами, сформированными на самой поверхности кристалла.

Точные кварцевые генераторы важны не только для отдельных применений, но также и в качестве неотъемлемых выходных элементов большинства атомных стандартов. В пассивных стандартах они представляют собой базовое устройство для СВЧ запросного сигнала. Они являются неотъемлемой частью активных водородных мазеров, т. к. реальный уровень мощности колебаний водорода очень низок. В любом случае, поведение стандарта частоты в течение длительного времени определяется атомным резонансом или осцилляцией, в то время как в области коротких периодов времени поведение целиком определяется опорным кварцевым генератором. Постоянная времени, при котором происходит пересечение, зависит от шумов атомного эталона и кварцевого генератора и выбирается с целью оптимизации технических характеристик. Чем лучше генератор, тем лучше будут технические характеристики в целом.

В пассивных стандартах шум на второй гармонике частоты, используемой при преднамеренной частотной или фазовой модуляции для нахождения центра линии, вызывает дополнительные шумы, которые неотличимы от шумов атомного резонатора. Это является существенным ограничением для высококачественных стандартов. Один из методов уменьшения этого явления был недавно разработан в лаборатории NIST. Два узкополосных режекторных фильтра, по одному на каждой стороне частоты генератора, расположенные на расстоянии двойной преднамеренной частоты модуляции, очень эффективно ослабляют шумовую модуляцию. Эффект побочных шумов может быть затем уменьшен соответствующей обработкой сигнала атомного резонатора, как показано группой из Франции.

Технические характеристики нескольких генераторов показаны на таблице 9.2. Лучшие характеристики в целом имеет сверхточный 5 МГц BVA генератор. Следующий — 10 МГц BVA генератор. Третий генератор использует 10 МГц обычный SC резонатор. Величина скорости старения лучших генераторов обычно не превышает 2×10^{-12} в день, но более типичны значения от 10 до 50×10^{-12} в день. Иногда наблюдаются нижние уровни шумов мерцания, не превышающие 4×10^{-14}. Эти результаты определяются в основном резонатором при условии, что электронные схемы были хорошо спроектированы.

Величины полной температурной чувствительности генератора колеблются от 0,2 до 40×10^{-12} на градус Цельсия. Очевидно, что температурные показатели варьируются в зависимости от схемы и конструкции генератора и необходимого термостата, в котором помещается кристалл и часть электронной схемы.

ТАБЛИЦА 9.2

Технические характеристики кварцевых генераторов

Параметр	5 МГц Сверхточный	10 МГц Сверхточный	10 МГц Точный	Сверхточные в перспективе
Скорость старения (10^{-12}/день)	2—50	5—50	< 100	1
Гравитационная чувствительность (g) (10^{-10}/g)	1	0,5	< 10	< 1
Нижний порог шумов мерцания (10^{-13})	0,4—2	1—3	10	0,1—0,5
Температурная чувствительность (10^{-13}/C)	2—5	< 50	< 400	< 1
Спектральная чистота, дБ на 1 Гц полосы частот при:				
1 Гц	–130	–120	–105	–145
100 кГц	–180	–155	–162	–165

Тот факт, что время от времени можно достигнуть очень хороших показателей по старению и шумам мерцания, свидетельствует о возможности значительного улучшения резонаторов, но в настоящее время обработка и/или материалы не могут контролироваться в достаточной степени.

Улучшения, необходимые для кварцевых резонаторов, включают: материалы для резонаторов более высокого качества, возможно с более высоким значением Q; лучшее понимание и улучшенную технологию границы раздела кварц-электрод; лучшую конструкцию термостата и герметических швов для уменьшения влияния внешней среды. И, наконец, необходимо усовершенствование электроники. Подход в отношении большой серии резонаторов, недавно запатентованный Вестингаузом, может обеспечить лучшие технические характеристики в целом и может использоваться в наиболее критичных применениях.

Таблица 9.2 показывает также, чего можно ожидать от будущих сверхточных генераторов.

9.9 Генераторы, стабилизированные по GPS

Если генератор достаточно стабилен, он может использоваться в системе фазовой автоподстройки частоты с GPS приемником и может усреднять колебания частоты, т. е. использовать избирательную готовность, заложенную в сигналах GPS. Если генератор синхронизирован по средней частоте GPS с соответствующими алгоритмами фильтрации, может быть достигнута отличная долговременная стабильность по отношению к GPS. Может использоваться любой высококачественный генератор или стандарт: кварцевый, рубидиевая ячейка, стандарт на пучке цезия, водородный и т. д.

Можно достигнуть среднеквадратичной временной неопределенности порядка 2 нс по отношению к GPS при помощи высококачественного цезия и хорошего приемника. Ожидаемая неопределенность для высококачественного кварцевого генератора будет порядка 20 нс. Ограничивающим фактором является стабильность частоты самой GPS. По современным замерам, GPS имеет девиацию Аллана порядка 2×10^{-14} за одни сутки усреднения. Также важна временная стабильность GPS. По современным правилам, среднеквадратичное смещение не должно превышать 340 нс, но измерения дают значения около одной десятой этой величины.

Этот метод относительно недорог при использовании кварцевого генератора или стандарта на газовой ячейке. Он как раз становится доступным в промышленности и может заменить более дорогие атомные стандарты в ряде применений. Цезиевый стандарт или группа цезиевых стандартов, синхронизированных по GPS с соответствующей долговременной константой, могут иметь исключительно хорошие технические характеристики.

9.10 Стабилизированный генератор с охлажденным сапфировым резонатором

Охлажденный сапфир имеет исключительно низкие диэлектрические потери в СВЧ диапазоне частот, и, следовательно, диэлектрический сапфировый СВЧ резонатор может иметь очень высокий Q. Были измерены величины, превышающие 2×10^{-7} в X-диапазоне. В настоящее время несколько групп работают на генераторах, стабилизированных подобными резонаторами, и достигнуты отличные результаты на частотах в X-диапазоне при температурах 77 К и ниже.

Достигнутая спектральная чистота в X-диапазоне составляет величину около –50 дБс, отнесенную к 1 Гц полосы при смещении от несущей в 1 Гц. Нижний уровень шумов в настоящее время равен –162 дБс и достигается примерно на 3 кГц. Эти параметры, в частности нижний уровень шумов, значительно лучше, чем параметры, которые могут быть достигнуты с использованием высококачественных 10 МГц кварцевых генераторов с умножением частоты до X-диапазона. Эта стабильность в X-диапазоне была превышена только генератором, стабилизированным сверхпроводящим ниобиевым резонатором при температурах около 2 К. Источник с такой спектральной чистотой необходим для очень высококачественных Доплеровских радаров. Также он может использоваться в качестве высококачественного опорного генератора для усовершенствованных СВЧ и оптических атомных стандартов. Чтобы избежать нежелательной модуляции акустическими шумами и вибрацией, необходимы очень тщательные расчет и конструирование. В настоящее время существует только один промышленный прибор.

9.11 Оптические стандарты частоты

Оптические атомные стандарты частоты имеют потенциально высокие точность и стабильность. Стабилизированные гелий-неоновые 633 нм лазеры, использующие провал Лэмба и другие методы, появились в промышленности более 25 лет назад. Их воспроизводимость и точность — порядка 1×10^{-7}. Гораздо лучшие показатели были получены с лазерами, стабилизированными по линиям поглощения йода. Лазеры, стабилизированные метаном, в ближней инфракрасной полосе частот показали повторяемость порядка нескольких долей от 10^{12}. Большое количество исследований по метану было проведено в США в NBS (в данное время NIST), а также в СССР (в настоящее время Россия). Несколько малогабаритных метановых стандартов было построено и использовалось в СССР.

Существуют очень хорошие кандидаты среди атомов и ионов с очень узкими оптическими спектральными линиями.

Ионы ртути являются хорошим примером. Точность стандартов, созданных на использовании данных линий, должна быть значительно лучше, чем 1×10^{-15}.

Хотя эти стандарты имеют отличные показатели в оптическом диапазоне, все еще трудно, сложно и дорого перенести их частоты в область РЧ и СВЧ без потерь в точности. В настоящее время в ряде мест проводятся исследования в этой интересной и проблематичной области и уже найдены некоторые перспективные идеи, которые в конечном итоге могут привести к практическому решению проблемы переноса частоты.

9.12 Заключение

Постоянно улучшаются качественные характеристики, габариты, цены и надежность многих существующих стандартов. Большой спрос будет у недорогих малогабаритных устройств на газовых ячейках. Электросвязь и передача данных являются быстро развивающимися областями и их требования к синхронизации постоянно ужесточаются. Это является мощной движущей силой для рынка стандартов частоты. Также будут широко использоваться генераторы, стабилизированные по GPS.

В области более высококачественных стандартов происходит следующее. Промышленные цезиевые стандарты с оптической накачкой предложат значительное улучшение стабильности и точности. Устройства на ионных ловушках с ртутью имеют очень хорошие возможности. Хорошие опорные генераторы всегда будут необходимы, и требования к их качественным характеристикам достаточно жесткие для будущих усовершенствованных атомных стандартов. Самые высококачественные стандарты, такие как цезиевые источники и устройства на единичных ионах, активно развиваются и в будущем могут быть запущены в промышленное производство. Оптические стандарты обещают многое, но для этого необходимо решить проблему легкого и точного переноса в РЧ и СВЧ области спектра. Самые высококачественные стандарты всегда будут необходимы для специальных применений и научных разработок, но рынок для них невелик.

Глава 10
Выводы

Содержание

10.1 Общий обзор 188

10.2 Часы и генераторы 188

10.3 Методы измерения и их описание 189

10.4 Шкалы времени, согласование и распространение 190

10.5 Современное состояние 191

10.1 Общий обзор

Темы глав настоящего справочника связаны между собой. Затруднительно описывать одну тему, не ссылаясь на информацию из другой. В то время, как автор каждой главы часто не ссылается на другие главы в явном виде, читатель, несомненно, сочтет нужным это делать. Ключевым выводом является то, что исследование одной темы, вероятно, потребует понимания других. Рассмотрим следующие примеры взаимосвязи.

Усовершенствованные часы и генераторы не могут быть легко поняты без понимания устаревших часов и генераторов, а работа с современными или усовершенствованными устройствами, несомненно, также потребует понимания основ статистики для определения параметров и методов измерения.

Чтобы оценить применения систем времени и частоты, может потребоваться понимание нескольких тем. Они включают описание часов и генераторов, построение надежных шкал времени, распространение сигналов времени и частоты, описание сигналов, передаваемых через подобные системы распространения, и практические проблемы, связанные с этой деятельностью. Например, технические характеристики принимаемых сигналов часто зависят от характеристик местного источника вещательной передачи, шкалы времени, по которой настраивается источник, и самого процесса распространения.

10.2 Часы и генераторы

Ассортимент часов и генераторов, доступных для применения, очень широк. Например, промышленные часы и генераторы частоты включают в себя кварцевые, рубидиевые, цезиевые и водородные устройства. Это приблизительный порядок возрастания стоимости этих приборов отсчета времени. Их основные принципы действия (описанные в Главе 1) и их технические характеристики (описанные в Главе 2) значительно отличаются. Специфические требования области применения (стабильность частоты, уход частоты, чувствительность к окружающей среде, габариты, стоимость, вес, потребляемая мощность и т. д.) могут подсказать выбор одного из этих устройств. За этими существующими, промышленно изготовляемыми приборами, отвечающими целям применения, лежат успешные исследования (описанные в Главе 9), которые в будущем сделают доступными еще более совершенные устройства. В следующих параграфах даются ключевые выводы в этой области.

Кварцевые генераторы образуют основу технологий времени и частоты. Пассивные атомные стандарты в большой степени зависят от кварцевых генераторов. На самом деле, длительность фронта импульса вспомогательных систем в этих стандартах достаточно велика. Это означает, что кратковременная стабильность пассивных атомных стандартов гораздо существеннее, чем кварцевого генератора, используемого для управления СВЧ генератора, зондирующего атомный резонанс. Число кварцевых генераторов, используемых даже в самых высокотехнологичных применениях, очень велико. Их число явно превосходит число атомных стандартов на несколько порядков. В то время, как их долговременная стабильность и уход частоты гораздо более низкие по сравнению с аналогичными параметрами атомных стандартов, кварцевые приборы остаются подходящим решением из-за их низкой стоимости, малого веса и небольших размеров, высокой надежности и малой потребляемой мощности.

Рубидиевые стандарты частоты занимают следующую ступень по качественным показателям. Их стабильность обычно превосходит стабильность кварцевых осцилляторов для периодов времени, превышающих 10^4 с, но даже близко не сравнима со стандартами на пучках. Они обычно менее чувствительны к изменениям окружающей среды, чем кварцевые. В то время как упакованный рубидиевый стандарт обычно больше, чем упакованный кварцевый генератор, он гораздо меньше, чем существующие цезиевые стандарты. Рубидиевые стандарты частоты находят все больше применений, в частности, в системах электросвязи, и хорошо зарекомендовали себя в качестве бортовых часов в спутниках GPS.

Стандарты частоты на пучках цезия занимают уникальное место, потому что они основаны на резонансе, служащем определением секунды. Следовательно, цезиевые стандарты являются единственным выбором для национальных первичных стандартов частоты. Первичные стандарты частоты отличаются от обычных промышленных стандартов тщательной оценкой систематических ошибок для достижения наилучшей реализации секунды. На практике большое число систематических воздействий находится под тщательным контролем в промышленных стандартах на цезиевых пучках, так что и они могут обеспечивать точность, но с уровнем ниже первичных стандартов. Вследствие того, что систематические воздействия лучше контролируются, стандарты на цезиевых пучках, как правило, проявляют меньший уход частоты по сравнению с другими стандартами, и пользователь может быть более уверен в том, что выходная частота точно соответствует частоте, оговариваемой производителем. Таким образом, стандарты на цезиевых пучках являются предпочтительным выбором для систем, где точная частота должна поддерживаться автономно в течение длительного времени. Цезиевые стандарты играют главную роль в

земных станциях управления GPS, а также используются на борту спутников GPS (наряду с рубидиевыми стандартами). В настоящее время (1995 г.) большинство часов, обеспечивающих время и частоту на спутниках GPS, представляют собой цезиевые.

При более высокой стоимости, чем другие стандарты частоты, водородные мазеры обеспечивают гораздо лучшую стабильность в короткие и средние периоды времени. Они уступают только цезиевым в длительные периоды времени, и то далеко не всегда. Если резонанс микроволновых резонаторов контролируется вспомогательными устройствами, водородный мазер может быть более стабильным, чем промышленный цезиевый стандарт для периодов времени порядка одного года. Проблема долговременной стабильности обусловлена трудностью контроля систематических воздействий. Одна из наибольших трудностей — это сдвиг, связанный со столкновениями атомов водорода со стенками резервуара. Другая — связана с накачкой водородного частотного резонатора, вызывающей ошибку в выходной частоте. Кратковременная стабильность водородных мазеров особенно полезна в таких применениях, как интерферометрия со сверхдлинной базой (VLBI), где временные отметки близко расположенных наблюдений особенно критичны. Мазеры также очень полезны для описания параметров других высококачественных частотных стандартов, так как время, необходимое для проведения данного измерения, становится меньше с уменьшением шума в эталонном устройстве. Обычный водородный мазер является активным, т. е. он генерирует частоту самопроизвольно, но также были сконструированы и пассивные водородные мазеры. Пассивные мазеры по качественным показателям находятся между активными водородными мазерами и цезиевыми стандартами.

Проводятся исследования по всем этим стандартам. Кварцевые устройства со временем постепенно улучшались, и постепенное улучшение в будущем скорее всего последует за лучшим пониманием материалов и природы шумов, а также за развитием новых методов контроля чувствительности к окружающей среде. С другой стороны, исследования в атомной физике позволили создать новые приборы, которые обещают улучшение в качественных характеристиках атомных стандартов на несколько порядков величины. Лазеры могут теперь использоваться для контроля атомных состояний и движения атомов, в значительной степени уменьшая ограничения, связанные с движением атомов (Доплеровские сдвиги) и временем наблюдения. Ионные стандарты частоты и цезиевые источники возглавляют список усовершенствованных пассивных стандартов. Рубидиевые стандарты, скорее всего, улучшат свои характеристики при использовании методов лазерной накачки, которая могла бы заменить накачку разрядными лампами, поскольку ограничения технических характеристик связаны с традиционным методом накачки. Водородные мазеры должны выиграть от этого благодаря исследованиям в области криогенных покрытий стенок, что обещает значительно улучшить их и без того впечатляющую кратковременную стабильность. В заключение следует отметить, что исследование охлажденных сапфировых резонаторов и сверхпроводящих СВЧ резонаторов, которые показывают очень высокую добротность Q, ведет, в результате, к обеспечению кратковременной стабильности, далеко превосходящей стабильность водородного мазера.

10.3 Методы измерения и их описание

Методы измерения в этой области определяются природой шумов, встречающихся в часах, генераторах и системах передачи сигналов. Понимание того, что низкочастотный шум обычно не является белым, а изменяется обратно пропорционально некоторым более высоким степеням частоты, требует нестандартной статистической обработки шума. Поскольку хранение времени является долговременной деятельностью, требующей рассмотрения самых долговременных режимов работы, статистическая обработка этих процессов, связанных с не белым шумом, становится особенно важной. Случайные шумы, без сомнения, очень важны, но и систематические воздействия также должны быть поняты, описаны и проконтролированы. За последние несколько десятилетий по этим вопросам (подробно описанным в Главах 3, 4, 5) достигнут значительный прогресс.

Существуют два важных метода описания параметров во временной и в частотной областях. Критерии во временной области (рассмотренные в Главе 3) особенно полезны при описании долговременных процессов, а критерии в частотной области более удобны для описания кратковременного (с высокой частотой) режима работы. Метод дисперсии Аллана по двум выборкам и его разновидности с успехом заменили метод стандартных дисперсий, который не может использоваться потому, что он расходится для некоторых не белых шумов. Метод дисперсий по двум выборкам зависит от времени усреднения, поэтому данный подход к описанию включает построение графика зависимости $\sigma - \tau$, а не просто дисперсии, выражающейся одной цифрой.. Критерии, связанные с дисперсией, хорошо вписываются в технологию, так как для сбора данных могут использоваться повторяющиеся измерения со счетчиком. Затем время усреднения τ регулируется при обработке данных с помощью программного обеспечения. Зависимость от τ связана с имеющимися частотами Фурье, следовательно, график зависимости $\sigma - \tau$ может дать быстрый признак наличия в данных частотных составляющих.

Кратковременные шумы чаще всего описываются с использованием критериев спектральной чистоты, таких как спектральная плотность мощности. Фазомодулированные шумы (ФМ) обычно являются предметом наибольшей заботы, но не следует полностью пренебрегать и амплитудно-модулированными (АМ) шумами. В Главах 3 и 4

даются как концепции описания, так и методы проведения физических измерений. Непосредственные измерения анализатором спектра могут быть полезны, но высокие технические характеристики многих систем требуют более высокого разрешения, которое обычно достигается с использованием метода гетеродина для перенесения шумов из высокочастотного в основной диапазон.

Часы и генераторы подвержены систематическим воздействиям, вызванным изменениями в таких стандартных параметрах окружающей среды, как температура, влажность, барометрическое давление и магнитное поле (см. Главу 5). Ускорение, вибрация, ударные воздействия и старение также требуют внимания. Физическая природа реакции различных типов стандартов на изменения этих параметров окружающей среды, очевидно, будет различной. Понимание относительных величин этих воздействий на различные устройства может помочь при выборе часов/генераторов для определенного применения или при принятии необходимых мер для уменьшения влияния изменений окружающей среды. Это полезно также для понимания природы этих систематических воздействий. Это требует изучения их физических принципов (Главы 1 и 2).

Описание часов и генераторов имеет много аспектов, и ошибки делаются очень часто. Детальное понимание статистических критериев и методов измерения является необходимым для хорошей метрологии. Ошибки могут вызываться неточностями в определении пересечений нулевого уровня, усечения данных, неправильным учетом влияния диапазона частот и неверной оценкой мертвого времени счетчика. Измерения могут математически преобразовываться между временной и частотной областями, но при этом следует предпринимать значительные предосторожности, особенно при переходе из временной в частотную область. Неверное понимание основных принципов описания вызвало столько проблем, что некоторые организации выработали стандартный перечень терминов и стандартную методологию проведения измерений.

10.4 Шкалы времени, согласование и распространение

Для многих применений польза выхода частоты с генератора или выхода временных показаний от часов несущественна, если только сигнал надежно не поддерживается, не сравнивается с другими генераторами/часами и не распространяется в другие места (применения сетевого типа). Многие применения требуют постоянной доступности сигналов частоты и/или времени, относимых к центральному источнику. Обычно возникают вопросы, касающиеся методов надежного поддержания таких источников и оптимальных средств распространения сигналов от этих источников.

В последние годы сформировалась важная концепция объединения группы часов с соответствующим алгоритмом для формирования шкалы времени (Глава 6). Правильно выполненная шкала времени может обеспечить более высокую надежность и технические характеристики по сравнению с показателями любых часов, задействованных в шкале времени, а также может обеспечить средства оценки технических характеристик составляющих часов и даже самой шкалы времени. Групповые шкалы времени основываются на множестве старых разработок, включая методы описания часов, малошумящие методы считывания показаний часов и алгоритмы для оптимального объединения показаний группы часов.

Для поддержания автономных шкал времени с выходом, связанным с UTC или любой другой шкалой времени, согласование шкалы времени с эталоном с помощью передачи времени является очень важным. Спутниковые методы значительно улучшили согласование до такой степени, когда лучшие стандарты и шкалы времени могут сравниваться при их полной точности, хотя это может потребовать нескольких дней усреднения для систем с самыми высокими техническими характеристиками. Таким образом, максимально достижимая точность может теперь передаваться повсеместно. Если то или иное применение требует постоянной локальной доступности времени, поддержание высокостабильной системы часов (предпочтительно группы часов) является наилучшим решением. Система может управляться, с большой постоянной времени, от внешнего источника. Если внешний сигнал был потерян на какой-то промежуток времени, локальная система может адекватно заполнить этот промежуток.

В основном, требования к сигналам времени и частоты намного уступают по точности большинству эталонных шкал времени, поэтому могут использоваться более простые и экономически выгодные методы для распространения этих сигналов (как описано в Главе 2). В течение ряда лет используется несколько различных систем распространения сигналов. Они включают в себя телефон, ВЧ и НЧ радиовещание, спутниковую связь. Эти системы обычно управляются национальными лабораториями стандартов. Кроме того, в качестве эталонов частоты часто используются другие стабильные сигналы, обычно не считающиеся стандартами. Лаборатории стандартов могут контролировать такие сигналы и давать корректировочные данные, в форме отклонений от их собственного стандарта. Пользователи применяют эти корректировки к принимаемым сигналам для достижения точности, соответ-

ствующей эталонному стандарту. Телевизионные передачи и передачи системы Loran-C вещание часто используются подобным образом. Такие методы позволяют национальным лабораториям обеспечивать превосходное обслуживание, обходясь без больших инвестиций в вещательное оборудование.

Быстро растет спрос на регистрацию точного времени деловых входных сообщений и технических данных распределенными компьютерными системами. Современные сетевые и телефонные сервисные службы времени удовлетворяют некоторым из этих требований, но очень вероятно, что сигналы отсчета времени для подобных применений в конечном итоге будут поставляться телефонными компаниями посредством волоконно-оптических и кабельных систем.

10.5 Современное состояние

Развитие технологии обычно обусловлено требованиями применений, и это справедливо (см. Главу 7) для технологий времени и частоты. Эти применения варьируются от самых требовательных научных экспериментов до часов и генераторов для различных более простых потребительских устройств. Часы и генераторы управляют деятельностью многих систем, то есть регулируют скорость, с которой происходят события. Так как наше общество все больше становится зависимым от электроники, отсчет времени для этих видов деятельности становится все более и более точным.

Частота является наиболее точно реализуемой физической величиной. Так как легко осуществить измерения частоты с умеренной точностью, другие величины часто выражаются через (преобразуются в) частоту. Например, длина в настоящее время определяется как расстояние, пройденное светом за определенное время. Стандарт напряжения Джозефсона также конвертирует частоту в напряжение. Это примеры преобразования основных единиц измерения, но множество других типов преобразователей конвертирует другие величины (например, давление и вибрацию) в частоту. Таким образом, ценность частотных стандартов выходит далеко за пределы традиционной области отсчета времени.

Тесная взаимосвязь между длиной и временем используется в навигационных системах; особенно примечательна Глобальная система определения местоположения (GPS). Точные интервалы времени переводятся непосредственно в точное расстояние. На самом деле, разработка атомных стандартов частоты была необходима для развития этих навигационных систем, влияние которых велико. GPS, например, используется не только для навигации судов и самолетов, но и в землемерной съемке при строительстве и геофизических исследованиях. Возможность точного определения местонахождения, несомненно, будет применена ко многим другим видам деятельности, создавая широкий спектр потребительских устройств для определения местонахождения.

Электросвязь является еще одной ключевой областью применения. Требования к отсчету времени повышаются с ростом скоростей передачи данных в системе. Технологии времени и частоты играют все большую роль в электросвязи со взрывным ростом в области передачи и обработки информации. В этой области индустрии уже давно требуются возможности атомных стандартов частоты и широкое распространение высокоточного отсчета времени жизненно необходимо для успешной работы новых систем.

Хотя список применений продолжает расти, следует, видимо, сделать вывод о том, что эта технология важна также и для научных исследований. Множество фундаментальных физических теорий прогнозирует режимы работы часов, и, таким образом, часы играют главную роль при проверке этих теорий. На самом деле, научные исследования часто служили движущей силой для развития более высококачественных часов.

Эта Глава будет завершена несколькими словами предосторожности. Все это — сложная технология, включающая целый ряд дисциплин. Они включают, например, атомную физику, материаловедение, электронику, метрологию, статистический анализ и спутниковую и наземную радиосвязь. Стабильность, надежность и точность приобретают особый смысл и важность в этой области. Все это требует полного понимания. Люди, связанные с этой технологией, накопили опыт, показавший, что определенные типы проблем встречаются очень часто. Некоторые из этих проблем обсуждаются в Главе 8. Если вы собираетесь включиться в серьезные проекты в этой области, проанализируйте существующий опыт. Глава 8 может послужить вам хорошей отправной точкой.

Отпечатано в Швейцарии
Женева, 2008 г.
ISBN 92-61-06514-7