

СОДЕРЖАНИЕ

	<i>Стр.</i>
ГЛАВА 2. ДИСКРЕТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПЕРЕМЕННЫХ	32
2.1 Общие сведения	32
2.1.1 Определения	33
2.1.2 Репрезентативность во времени и пространстве	33
2.1.3 Спектры атмосферных величин	34
2.2 Временные ряды, спектры мощности и фильтры	35
2.2.1 Анализ временных рядов	36
2.2.2 Измерение спектра	38
2.2.3 Инерция измерительной системы	39
2.2.4 Фильтры	40
2.3 Определение характеристик системы	45
2.3.1 Прямое измерение отклика	45
2.3.2 Определение отклика расчетным путем	45
2.3.3 Оценка отклика	46
2.4 Дискретные измерения	46
2.4.1 Методика проведения дискретных измерений	46
2.4.2 Частота показаний при дискретных измерениях	47
2.4.3 Частота отсчетов при измерениях и контроль качества	49
СПРАВОЧНАЯ И ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА	51

ГЛАВА 2. ДИСКРЕТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКИХ ПЕРЕМЕННЫХ

2.1 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Цель настоящей главы состоит в том, чтобы дать введение в эту сложную тему для неспециалистов, нуждающихся в достаточных знаниях для расширения общего понимания вопросов и получения представления о важности описываемых методик.

Атмосферные переменные, такие как скорость ветра, температура, давление и влажность, являются функциями четырех измерений — двух по горизонтали, одного по вертикали и одного по времени. Они неравномерно варьируют во всех четырех измерениях, и целью изучения дискретных измерений метеорологических переменных является определение практических процедур для получения репрезентативных наблюдений с допустимыми погрешностями в оценках средних значений и изменчивости.

Описание дискретных измерений в горизонтальных координатах включает тему репрезентативности по площади, о чем рассказывается в части I, глава 1, в других главах, посвященных измерениям конкретных переменных, а также кратко излагается ниже. Эта тема также включает вопросы проектирования сети, что является особым видом исследования, связанного с численным анализом, а также измерений осредненных по площади величин с использованием радиолокаторов и спутников; ни один из этих вопросов в данной главе не рассматривается. Дискретные измерения по вертикали кратко описываются в части I, главы 12 и 13, и в части II, глава 5. Поэтому настоящая глава посвящена лишь дискретным измерениям во времени, за исключением некоторых общих замечаний о репрезентативности.

Данная тема может рассматриваться на двух уровнях следующим образом:

- a) на элементарном уровне может обсуждаться основная проблема в метеорологии, которая заключается в получении среднего значения изменяющейся величины, репрезентативного для установленного интервала между отсчетами в данный момент времени, с использованием измерительных систем, имеющих более длительное время отклика по сравнению с периодом флуктуации. На самом простом уровне это приводит к рассмотрению статистических характеристик комплекса измерений и времени отклика приборов и электронных схем;
- b) более четко эту проблему можно обозначить, используя теорию анализа временных рядов, концепцию спектра и характеристик фильтров. Эти методы необходимы при решении более сложной проблемы применения относительно быстродействующих приборов для получения удовлетворительных измерений средних значений или спектра быстро изменяющейся величины, например ветра.

В связи с этим представляется целесообразным начать главу с описания временных рядов, спектров и фильтров, помещенного в разделах 2.2 и 2.3. Раздел 2.4 содержит практические советы по выполнению дискретных измерений. Большая его часть посвящена цифровым методам и автоматической обработке.

Важно отметить, что нам фактически никогда не удастся измерить действительное значение атмосферной переменной. Можно лишь приблизительно его определить, насколько позволит датчик этой переменной. Важность такого различия состоит в том, что датчики не выдают точного аналога измеряемой переменной. Вообще говоря, датчики реагируют медленнее, чем меняется состояние атмосферы, и, кроме того, они вносят шум. Датчики также часто являются причиной других, обычно нежелательных эффектов, таких как дрейф первоначальных результатов калибровки, нелинейность чувствительности,

создание помех для измеряемой величины, чаще предполагаемого выходят из строя и т. д. Однако материал настоящей главы будет ограничен лишь рассмотрением отклика и внесения шума.

Имеется много учебников, содержащих достаточно информации, необходимой для проектирования систем дискретных измерений или изучения выборки данных. Для примера можно привести работы Bendat and Piersol (1986) или Ottes and Enochson (1978). Среди других полезных работ можно отметить работы Pasquill and Smith (1983), Stearns and Hush (1990), Kulhánek (1976), и Jenkins and Watts (1968).

2.1.1 Определения

Для целей настоящей главы используются следующие определения:

Дискретные измерения — это процесс получения дискретной последовательности измерений какой-либо величины.

Отсчет — это единичное измерение, обычно одно из серии отдельных отсчетов, выполняемой сенсорной системой. Заметим, что это определение отличается от объяснения, принятого в статистике, т.е. множество чисел или измерений, которое является частью совокупности.

Наблюдение — это результат процесса дискретных измерений, который сообщается или регистрируется (часто также называется измерением). В контексте анализа временных рядов результат наблюдения получают на основании ряда отсчетов.

Измерение, согласно определению ИСО, — это «комплекс операций, имеющих целью определить значение какой-либо величины». В повседневном использовании под этим термином может подразумеваться значение либо отсчета, либо результата наблюдения.

Время дискретных измерений или *период наблюдения* — это продолжительность времени, за которое производится одно наблюдение, в течение которого выполняется ряд отдельных отсчетов.

Интервал дискретных измерений — это время между последовательными наблюдениями.

Функция дискретизации или *весовая функция* — в простейшем определении это алгоритм осреднения или фильтрации отдельных отсчетов.

Частота дискретных измерений — это частота, с которой выполняются отсчеты.

Дискретность по времени — это время между отдельными отсчетами.

Сглаживание — это процесс ослабления высокочастотных составляющих спектра без существенного влияния на более низкие частоты. Оно обычно производится для устранения шума (случайных ошибок и флуктуации, не нужных для применения).

Фильтр — это цифровой алгоритм, предназначенный для ослабления, усиления или выделения определенных частот. Сглаживание осуществляется с помощью фильтра низких частот, и термины сглаживание и фильтрация в этом смысле часто используются равноценно. Однако существуют также фильтры высоких частот и полосовые фильтры. Фильтрация может быть свойством прибора, как, например, инерция, или может осуществляться электронными или численными методами.

2.1.2 Репрезентативность во времени и пространстве

Дискретные наблюдения производятся с ограниченной скоростью, в течение ограниченных интервалов времени на ограниченной площади. На практике наблюдения

должны планироваться достаточно частыми, чтобы быть репрезентативными для неохваченных измерениями интервалов времени и областей пространства, и во многих случаях они считаются таковыми для больших интервалов времени и площадей.

Пользователь данных наблюдений ожидает от них репрезентативности или типичности для района, срока и интервала времени. Таким районом, например, может быть аэропорт или область в радиусе нескольких километров от наблюдателя, легко обозреваемая им. Срок — это время, в которое сделана запись или передано сообщение, а интервал — согласованная величина, часто составляющая 1, 2 или 10 мин.

Для того чтобы добиться репрезентативности наблюдений, датчики размещаются на стандартных высотах и на свободных от препятствий местах, а отсчеты обрабатываются для получения средних значений. В некоторых случаях датчикам, например, трансмиссометрам, свойственно пространственное осреднение, что способствует репрезентативности наблюдений. Другим примером является наблюдение за видимостью, производимое наблюдателем. Однако далее в этой главе мы не будем касаться дискретных измерений в пространстве и сосредоточим внимание на дискретизации во времени при измерениях, выполняемых в какой-либо точке.

Типичным примером дискретных измерений и осреднения по времени является измерение температуры каждую минуту (отсчет), расчет 10-минутных средних значений (интервал дискретных измерений и функция дискретизации) и передача этих средних значений (наблюдения) в синоптической сводке каждые три часа. Когда эти наблюдения собраны за некоторый период времени с одной и той же станции, они сами становятся отсчетами в новой временной последовательности с трехчасовым промежутком. Собранные по большому количеству станций, эти наблюдения также становятся отсчетами уже в пространственной последовательности. В этом смысле репрезентативные наблюдения являются также репрезентативными отсчетами. В настоящей главе мы обсудим исходные наблюдения.

2.1.3 Спектры атмосферных величин

Применяя математическую операцию, известную как преобразование Фурье, для нерегулярной по времени (или по пространству) функции, можно получить ее спектр, являющийся суммой большого количества гармонических колебаний со своей собственной амплитудой, длиной волны (или периодом, или частотой) и фазой. В широком понимании эти длины волн (или частоты) определяют «масштабы» или «масштабы движения» в атмосфере.

Диапазон этих масштабов в атмосфере ограничен. На одном конце спектра горизонтальные масштабы не могут превысить длины окружности Земли, т.е. около 40 000 км. Для метеорологических целей вертикальные масштабы не превышают нескольких десятков километров. Во временном измерении, однако, наибольшие масштабы являются климатологическими и, в принципе, неограниченными, но на практике самый длительный период не превышает длины наших рядов наблюдений. На другом конце спектра вязкая диссипация турбулентной энергии в тепло устанавливает нижнюю границу. Вблизи поверхности земли эта граница имеет длину волны в несколько сантиметров и увеличивается с высотой до нескольких метров в стратосфере. Во временном измерении эти длины волн соответствуют частотам в десятки герц. Правильнее будет сказать, что атмосферные переменные заключены в ограниченной полосе частот.

На рисунке 2.1 схематически представлен спектр метеорологической величины, например ветра, измеренной на конкретной станции. Ордината, часто называемая энергетической или спектральной плотностью, связана с изменчивостью флуктуации ветра на каждой частоте n . Спектр на рисунке 2.1 имеет минимум энергетической плотности в мезомасштабе вблизи одного колебания в час, между пиками в синоптическом масштабе — около одного колебания за четыре дня и в микромасштабе — около одного колебания в минуту. Наименьшие длины волн составляют несколько сантиметров, а самые большие частоты — десятки герц.

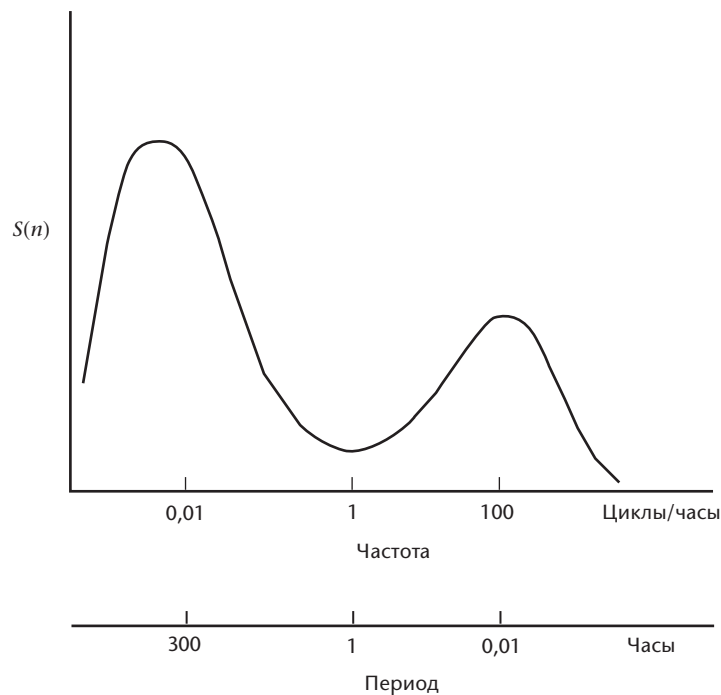


Рис. 2.1. Типичный спектр колебаний метеорологической величины.

2.2 ВРЕМЕННЫЕ РЯДЫ, СПЕКТРЫ МОЩНОСТИ И ФИЛЬТРЫ

В этом разделе для неспециалистов вводятся понятия анализа временных рядов, которые являются основой для полезного применения в дискретных измерениях. В контексте настоящего Руководства они особенно важны для измерения ветра, но такие же задачи возникают и при измерении температуры, давления и других величин. Они приобрели значение для регулярных метеорологических измерений при внедрении автоматизации измерений, поскольку стали возможными более частые отсчеты. Серьезные ошибки могут возникать в оценках средних, экстремальных значений и всего спектра, если системы неправильно спроектированы.

Измерения спектра являются нерегулярными, но имеют множество применений. Спектр ветра имеет важное значение в строительстве, определении дисперсии, диффузии и динамических характеристик атмосферы. Вместе с тем, описанные здесь понятия используются для количественного анализа спутниковых данных (в горизонтальном пространственном измерении), а также в климатологии и микрометеорологии.

В кратком изложении рассуждение сводится к следующему:

- a) оптимальную частоту отдельных отсчетов можно оценить, исходя из рассмотрения изменчивости измеряемой величины. Оценки средних значений и других статистических характеристик наблюдений будут обладать меньшей неопределенностью с увеличением частоты отсчетов, а именно, при большем количестве отсчетов;
- b) теорема Найквиста устанавливает, что непрерывно изменяющуюся величину можно точно определить с помощью серии дискретных равномерно распределенных отсчетов при условии, что они расположены достаточно близко друг к другу и измерены абсолютно точно;
- c) если частота отдельных отсчетов слишком мала, то колебания на более высоких неизмеряемых частотах (выше частоты Найквиста, определенной в разделе 2.2.1 ниже) скажутся на оценке среднего значения. Они также будут влиять на расчет более

низких частот, в результате чего вычисленный спектр окажется неправильным. Это известно, как эффект наложения частот. Он может вызвать серьезные ошибки, если его не учитывать при проектировании систем;

- d) наложения частот можно избежать, если отсчеты выполнять более часто или осуществить фильтрацию, что позволит использовать более низкую и более удобную частоту отсчетов;
- e) фильтры могут быть цифровыми или аналоговыми. Датчик с достаточно продолжительным временем отклика действует как фильтр.

Для полного понимания дискретных измерений необходимо располагать знаниями о спектрах мощности, теореме Найквиста, фильтрации и инерционности приборов. Это весьма специальная тема, требующая понимания характеристик используемых датчиков, способов формирования, обработки и регистрации выходных сигналов датчиков, физических свойств измеряемых элементов и цели, для которой анализируются данные. Это, в свою очередь, может потребовать специальных знаний в области физических принципов действия приборов, теории электронных или других систем, используемых для согласования и регистрации, математических, статистических характеристик и метеорологических условий возникновения явлений; все это выходит за рамки настоящей главы.

Однако неспециалист сможет понять принципы полезного применения при измерении средних и экстремальных значений и представить проблемы, связанные с измерениями спектров.

2.2.1 Анализ временных рядов

Необходимо рассмотреть сигналы, принадлежащие либо временной, либо частотной области. Основной идеей, лежащей в основе спектрального анализа, является понятие преобразования Фурье. Функцию $f(t)$, определенную между $t = 0$ и $t = \tau$, можно разложить на сумму гармонических составляющих:

$$f(t) = \sum_{j=0}^{\infty} [A_j \sin(j\omega t) + B_j \cos(j\omega t)] \quad (2.1)$$

где $\omega = 2\pi/\tau$. Правая часть уравнения представляет собой ряд Фурье. A_j и B_j — амплитуды составляющих на частотах $n_j = j\omega$. Это является основным преобразованием между временной и частотной областью. Коэффициенты Фурье A_j и B_j относятся непосредственно к частоте $j\omega$ и их можно рассматривать как спектральные составляющие для $f(t)$ на этих частотах. Если известна частотная характеристика прибора, т.е. как он усиливает или ослабляет определенные частоты, а также если известно, каков вклад составляющих на этих частотах в первоначальном сигнале, то можно рассчитать влияние частотной характеристики на выходной сигнал. Вклад составляющей на каждой частоте характеризуется двумя параметрами. Наиболее удобно их выразить в виде амплитуды и фазы частотной составляющей. Таким образом, если уравнение 2.1 записать в иной форме:

$$f(t) = \sum_{j=0}^{\infty} \alpha_j \sin(j\omega t + \phi_j) \quad (2.2)$$

то амплитудой и фазой, определяющими каждую спектральную составляющую, будут α_j и ϕ_j . Обе могут изменяться при дискретных измерениях и обработке.

До сих пор предполагалось, что функция $f(t)$ непрерывна во всем ее интервале от $t = 0$ до $t = \tau$. На самом деле в большинстве случаев это не так; метеорологическая переменная измеряется в дискретных точках временного ряда, представляющего собой N отсчетов, равномерно распределенных с интервалом Δt , в течение определенного периода $\tau = (N-1)\Delta t$. Предполагается, что отсчеты производятся мгновенно; это предположение, строго говоря, неверно, поскольку всем измерительным устройствам требуется некоторое

время для определения значения, которое они измеряют. В большинстве случаев это время невелико по сравнению с интервалом между отсчетами Δt . Даже если это не так, время отклика измерительной системы может быть учтено при анализе, хотя этот вопрос здесь не рассматривается.

Если проанализировать данные, полученные при отсчетах синусоидальной функции с интервалом времени Δt , то можно видеть, что самая высокая выделяемая частота равна $1/(2\Delta t)$ и что на самом деле любая более высокочастотная синусоида, присутствующая во временном ряде, представлена в данных как имеющая более низкую частоту. Частота $1/(2\Delta t)$ называется частотой Найквиста и обозначается здесь как n_y . Частоту Найквиста иногда называют частотой сгиба. Этот термин вытекает из рассмотрения эффекта наложения частот данных. Схематически это понятие отражено на рисунке 2.2. Когда проводится спектральный анализ временного ряда, то в связи с дискретным характером данных составляющая оценки на частоте n также содержит составляющие от более высоких частот, а именно от $2jn_y \pm n$ ($j = 1$ to ∞). Один из способов наглядного представления этого состоит в том, чтобы рассматривать частотную характеристику как будто бы она сложена подобно гармошке при $n = 0$ и $n = n_y$ и т.д. с шагом n_y . Спектральная оценка на каждой частоте диапазона представляет собой сумму всех составляющих следующих за ней более высоких частот.

Практические следствия эффекта наложения частот описываются в разделе 2.4.2. Это довольно сложная проблема, которая должна учитываться при проектировании

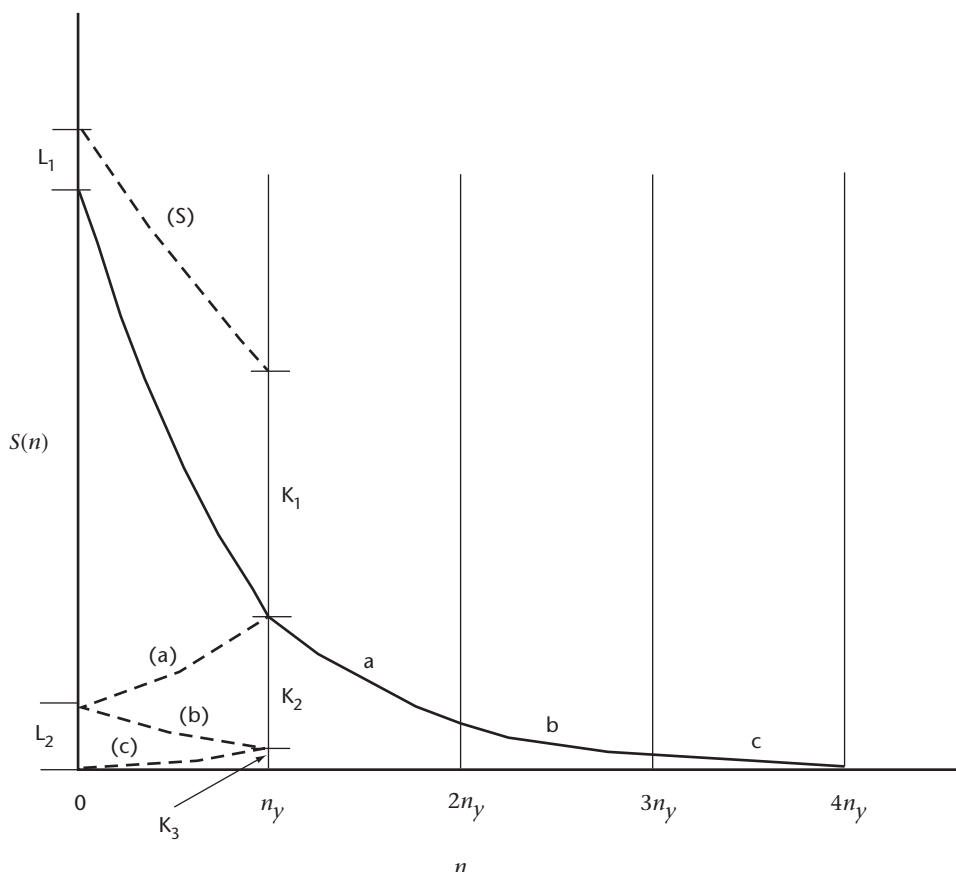


Рисунок 2.2. Схематическая иллюстрация сглаживания спектра, вычисленного по данным стационарных временных рядов. Спектр может быть вычислен лишь в диапазоне частот от нуля до частоты Найквиста n_y . Истинные значения энергии в области более высоких частот показаны в секторах, обозначенных литерами а, б и с. Они заключены внутри сектора от $n = 0$ до n_y , как это показано ломаными линиями (а), (б), (с). Вычисленный спектр, представленный пунктирной ломаной линией (S), включает в себя их сумму.

измерительных систем. Ее можно решить путем минимизации или сведения до нуля мощности сигнала на частотах выше n_y . Для достижения этого имеется несколько способов. Во-первых, система может содержать фильтр нижних частот, который ослабляет составляющие на частотах выше n_y , прежде чем сигнал переводится в цифровую форму. Единственный недостаток этого подхода заключается в том, что время и величина быстрых изменений не будут достоверно зарегистрированы или даже не будут отмечены совсем. Второй подход состоит в том, чтобы иметь достаточно малый Δt , так чтобы компоненты с частотами выше частоты Найквиста были бы незначительными. Это можно выполнить, так как спектры большинства метеорологических переменных очень быстро затухают на очень высоких частотах. Однако этот второй подход не всегда практически осуществим: так, при трехчасовом измерении температуры, если Δt составляет порядка нескольких часов, мелкомасштабные колебания порядка минут или секунд могут иметь относительно большие спектральные ординаты и приводить к сильно выраженному эффекту наложения. В таком случае предпочтителен первый метод.

2.2.2 Измерение спектра

Спектральная плотность, по крайней мере по ее оценкам на основании временных рядов, определяется как:

$$S(n_j) = (A_j^2 + B_j^2) / n_y = \alpha_j^2 / n_y \quad (2.3)$$

Следует отметить, что в данном случае фаза не имеет значения.

Спектр изменяющейся величины может измеряться несколькими способами. В электротехнике в прошлом он часто определялся путем пропускания сигнала через полосовые фильтры и измерения выходной мощности. Затем она приводилась к мощности на центральной частоте фильтра.

Имеется несколько способов осуществления численного спектрального анализа временных рядов. Наиболее очевидным является прямое преобразование Фурье для временных рядов. В этом случае, поскольку ряды имеют ограниченную длину, будет существовать только конечное число частотных составляющих в разложении. Если имеется N членов во временном ряду, то в результате такого анализа будет $N/2$ частот. Прямые расчеты чрезвычайно трудоемки, поэтому были разработаны другие методы. Первая разработка принадлежала Blackman and Tukey (1958), которые установили связь автокорреляционной функции с оценками различных спектральных функций. (Автокорреляционная функция $r(t)$ — это коэффициент корреляции, рассчитанный между членами временного ряда, разделенными временным интервалом t). Этот метод применялся на маломощной вычислительной технике 1950-х и 1960-х годов, но в настоящее время его повсеместно вытеснило так называемое быстрое преобразование Фурье (БПФ), которое использует преимущество основных свойств цифровых вычислительных машин — значительно ускорять расчеты. Главное ограничение этого метода состоит в том, что временной ряд должен содержать 2^k членов, где k — целое число. В целом, это не является серьезной проблемой, поскольку в большинстве случаев имеется достаточно данных для соответствующей организации рядов такой длины. С другой стороны, некоторые компьютерные программы БПФ могут использовать произвольное количество членов и добавлять расчетные данные для того, чтобы довести его до 2^k .

Поскольку временной ряд имеет конечную длину (N -членов), он представляет только отсчет интересующего нас сигнала. Таким образом, коэффициенты Фурье являются лишь оценочными. Для повышения надежности, как правило, осредняют несколько членов с каждой стороны конкретной частоты и присваивают это среднее значению данной частоты. Доверительный интервал оценки при этом сокращается. Согласно эмпирическому правилу, удовлетворительным количеством для практических целей является 30 степеней свободы. Поэтому, поскольку каждая оценка, проводимая с помощью преобразования Фурье, имеет две степени свободы (связанные с коэффициентами синусных и косинусных членов), как правило, осредняется около 15 членов. Отметим, что если используется подход БПФ, то лучшим числом является 16, поскольку оно равно 2^4 , и в этом случае

имеется точно $2^k/2^4 (= 2^{k-4})$ спектральных оценок; например, если во временном ряде имеется 1 024 члена (и потому $k = 10$), то будет 512 оценок A_s и B_s и 64 ($= 2^{10-4}$) сглаженные оценки.

Вышеуказанные приемы анализа все более широко входят составной частью в метеорологические системы и пригодны не только для анализа данных. Точная форма спектров, встречающихся в метеорологии, может иметь разнообразные очертания. Как представляется, они могут включать составляющие от самых низких частот, отражающих изменение климата, годовые и сезонные составляющие, определяемые синоптическими явлениями с периодами в несколько дней, до суточных или полусуточных составляющих и локальных мезомасштабных явлений и вплоть до турбулентных и молекулярных флуктуаций. Для большинства метеорологических применений, включая синоптический анализ, интерес представляет диапазон периодов от минут до секунд. Спектр на этих частотах, как правило, очень быстро затухает с частотой. За период менее 1 мин, спектр часто принимает значения пропорционально $n^{-5/3}$. Таким образом, часто сравнительно мал вклад частот выше 1 Гц.

Одно из важных свойств спектра состоит в том, что:

$$\sum_{j=0}^{\infty} S(n_j) = \sigma^2 \tag{2.4}$$

где σ^2 — это дисперсия измеряемой величины. Для анализа часто удобно выразить спектр в непрерывной форме так, чтобы уравнение 2.4 имело вид:

$$\int_0^{\infty} S(n) dn = \sigma^2 \tag{2.5}$$

Из уравнений 2.4 и 2.5 можно видеть, что изменения в спектре, вызываемые, например, измерительной системой, будут влиять на значения σ^2 и, следовательно, статистические свойства выходного сигнала по отношению к входному. Это может иметь важное значение при проектировании приборов и анализе данных.

Отметим также, что левая сторона уравнения 2.5 представляет собой площадь под кривой, представленной на рисунке 2.2. Эта площадь и, следовательно, дисперсия не меняется под влиянием наложения частот, если временной ряд является стационарным, т. е. если его спектр не меняется от одного периода времени к другому.

2.2.3 Инерция измерительной системы

Датчики, а также электронные схемы, которые могут использоваться вместе с ними, составляют измерительную систему, обладающую определенным временем отклика и фильтрационными характеристиками, влияющими на результаты наблюдений.

Ни одна метеорологическая измерительная система, или любая измерительная система аналогичного характера, не дает абсолютно точного отображения исследуемого процесса. Как правило, не существует простых способов описания отклика системы, хотя имеются некоторые приемлемые ее аппроксимации. Наиболее просто их можно подразделить на звенья первого и второго порядка. Речь идет о порядке дифференциального уравнения, которое используется для аппроксимации характера отклика. Подробное рассмотрение описанных ниже понятий имеется во многих учебниках физики и в литературе (см. MacCready and Jex, 1964).

В системе первого порядка, такой как простой датчик или простейшая цепь фильтра нижних частот, скорость изменения значений, отмечаемых прибором, прямо пропорциональна разности между значением, регистрируемым прибором, и истинным значением переменной. Таким образом, если истинное значение в момент времени t равно $s(t)$, а значение, измеренное датчиком, равно $s_0(t)$, то система описывается дифференциальным уравнением первого порядка:

$$\frac{ds_0(t)}{dt} = \frac{s(t) - s_0(t)}{T_I} \quad (2.6)$$

где T_I — постоянная, имеющая размерность времени, характеризующая систему. Отклик системы первого порядка на ступенчатую функцию пропорционален $\exp(-t/T_I)$, а T_I — это время, которое требуется системе для достижения 63 % установившегося показания после ступенчатого изменения. Уравнение 2.6 справедливо для многих датчиков, например термометров.

Чашечный анемометр является прибором первого порядка, обладающим особым свойством — непостоянством T_I . Она изменяется с изменением скорости ветра. Фактически параметр $s_0 T_I$ называется путем синхронизации, т.к. он является почти постоянным. Как можно видеть в этом случае, уравнение 2.6 более не является простым уравнением первого порядка, поскольку теперь оно нелинейно и, следовательно, имеются серьезные трудности в его решении. Дополнительная проблема состоит в том, что T_I часто зависит от того, ускоряется или замедляется вращение чашек, т.е. положительна или отрицательна правая часть уравнения. Это объясняется тем, что аэродинамический коэффициент сопротивления для чашки, обращенной к потоку вогнутостью, больше, чем обращенной выпуклостью.

Флюгер представляет собой приближенно систему второго порядка, поскольку ускорение его поворота в положение, совпадающее с истинным направлением ветра, пропорционально отклонению флюгера от этого истинного направления. Это, конечно, соответствует классическому описанию колебательного процесса (например, маятника). Флюгеры обладают естественным и конструктивным демпфированием. Это происходит по причине силы сопротивления, пропорциональной скорости изменения и действующей в противоположном ей направлении. Таким образом, дифференциальное уравнение, описывающее движение флюгера, имеет вид:

$$\frac{d^2\phi_0(t)}{dt^2} = k_1 [\phi_0(t) - \phi(t)] - k_2 \frac{d\phi_0(t)}{dt} \quad (2.7)$$

где ϕ — истинное направление ветра; ϕ_0 — направление ветра по флюгеру; k_1 и k_2 — константы. Решением этого уравнения является затухающее колебание с собственной частотой колебаний флюгера (определяется константой k_1). Демпфирование, разумеется, имеет очень важное значение; оно определяется константой k_2 . Если оно слишком мало, то флюгер будет просто колебаться с собственной частотой, а если слишком велико, то флюгер не будет реагировать на изменения в направлении ветра.

Полезно рассмотреть, как эти две системы реагируют на ступенчатое изменение входного сигнала, поскольку это пример реакции приборов в реальных условиях. Для такого входного сигнала уравнения 2.6 и 2.7 можно решить аналитически. Реакция систем показана на рисунках 2.3 и 2.4. Отметим, что ни в одном из случаев системой не измеряется истинное значение элемента. Кроме того, выбор значений констант k_1 и k_2 может оказать большое влияние на выходной сигнал.

Важным свойством измерительной системы является ее амплитудно-частотная характеристика или передаточная функция $H(n)$. Эта функция показывает долю спектра, которая передается системой. Ее можно определить, как:

$$S(n)_{\text{out}} = H(n)S(n)_{\text{in}} \quad (2.8)$$

где знаки в нижнем индексе относятся к входному и выходному спектрам. Отметим, что согласно соотношению в уравнении 2.5, дисперсия выходного сигнала зависит от $H(n)$. $H(n)$ определяет действие датчика как фильтра, о чем говорится в следующем разделе. Способы ее расчета или измерения описаны в разделе 2.3.

2.2.4 Фильтры

В этом разделе обсуждаются свойства фильтров с примерами их возможного влияния на данные.

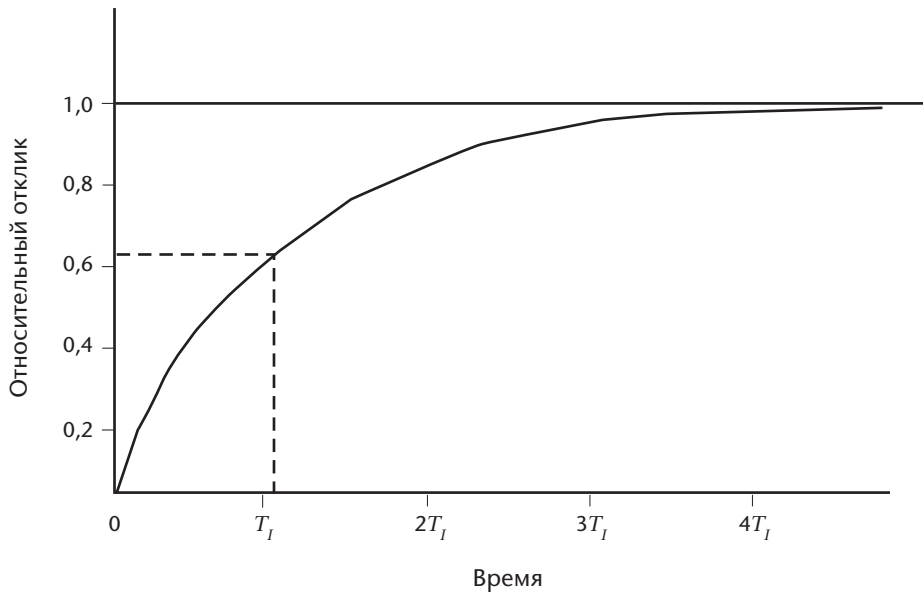


Рисунок 2.3. Отклик системы первого порядка на ступенчатую функцию. К моменту времени T_I в системе достигается 63 % от конечного значения воздействующей величины.

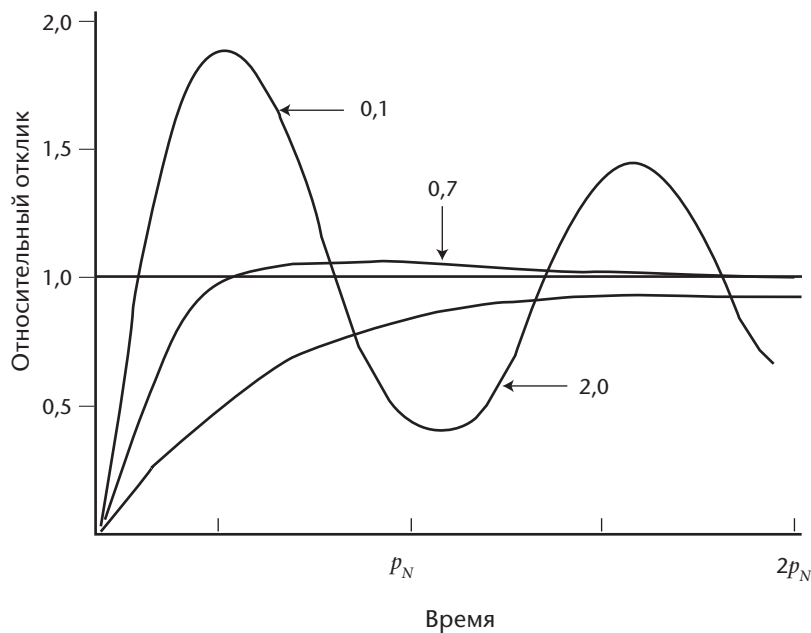


Рисунок 2.4. Отклик системы второго порядка на ступенчатую функцию. p_N — это естественный период, связанный с k_1 в уравнении 2.7, который для флюгера зависит от скорости ветра. Кривые представлены для коэффициентов демпфирования со значениями 0,1 (очень слабое демпфирование), 0,7 (критическое демпфирование, оптимальное для большинства приложений) и 2,0 (сильное демпфирование). Коэффициент демпфирования относится к k_2 в уравнении 2.7.

Фильтрация представляет собой обработку временных рядов (либо непрерывных, либо дискретных, т.е. в виде отсчетов) таким образом, что значение, отнесенное к данному моменту времени, отягощено значениями, которые имели место в другие моменты времени. В большинстве случаев эти моменты времени будут находиться по соседству с данным моментом времени. Например, в дискретном временном ряде из N отсчетов, пронумерованных от 0 до N , со значениями y_{it} , значение отфильтрованного наблюдения \bar{y}_i , может быть определено по формуле:

$$\bar{y}_i = \sum_{j=-m}^m w_j y_{i+j} \quad (2.9)$$

Здесь в фильтре имеется $2m + 1$ членов, пронумерованных с помощью фиктивной переменной j от $-m$ до $+m$, а \bar{y}_i — расположен в центре при $j = 0$. Некоторые данные отбрасываются в начале и конце периода измерения; w_j в основном известна как весовая функция и обычно:

$$\sum_{j=-m}^m w_j = 1 \quad (2.10)$$

так что, по крайней мере, среднее значение отфильтрованного ряда будет таким же, как до фильтрации.

В вышеприведенном примере применяется цифровая фильтрация. Аналогичных эффектов можно достигнуть, используя электронные схемы (например, с помощью резистивно-емкостной цепи) или с помощью характеристик датчика (например, как в случае описанного выше анемометра). Как цифровой, так и аналоговый фильтр характеризуется величиной $H(n)$. Если цифровой, $H(n)$ может быть рассчитана, если аналог, она может быть получена методами, описанными в разделе 2.3.

К примеру, сравним систему первого порядка с временем отклика T_p и «блок узкополосных» фильтров с периодом T_s на дискретном временном ряде, полученном с датчика с более быстрым откликом. Весовые функции этих двух фильтров показаны на рисунке 2.5. В первом случае прибор как бы обладает памятью, которая наиболее выражена в настоящий момент, но экспоненциально падает быстрее для более ранних данных. Блок узкополосных фильтров имеет все веса одинакового значения в течение периода T_s , и равные нулю за его пределами. Амплитудно-частотные характеристики $H(n)$ для этих двух фильтров показаны на рисунке 2.6.

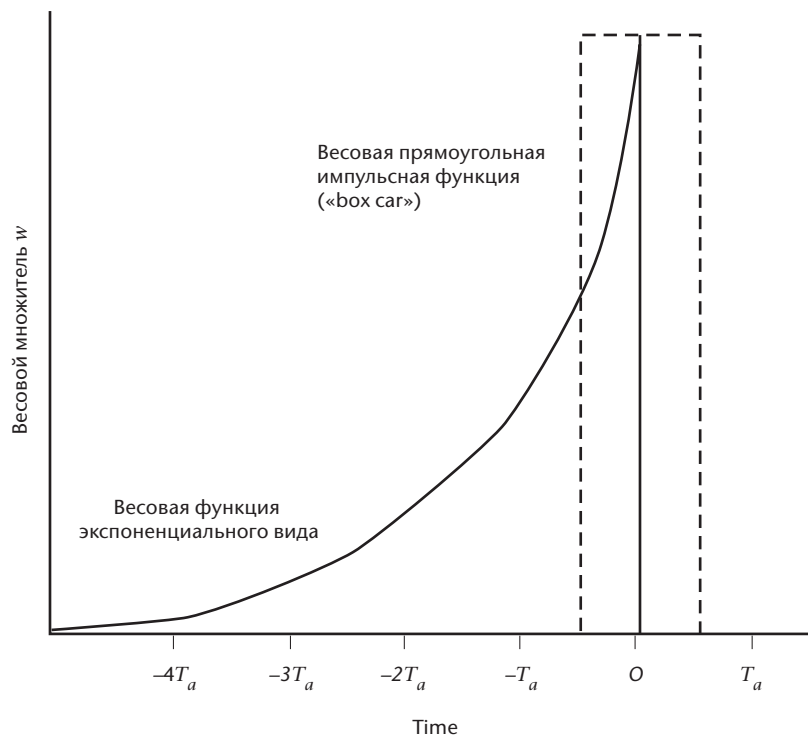


Рисунок 2.5. Весовые множители для весовой функции первого порядка (экспоненциальной) и весовой прямоугольной импульсной функции («box car»). Для «box car» T_a — это T_s , т.е. время выборки, и $w = 1/N$. Для функции первого порядка T_a — это T_p , т.е. постоянная времени фильтра, и $w(t) = (1/T_p) \exp(-t/T_p)$.

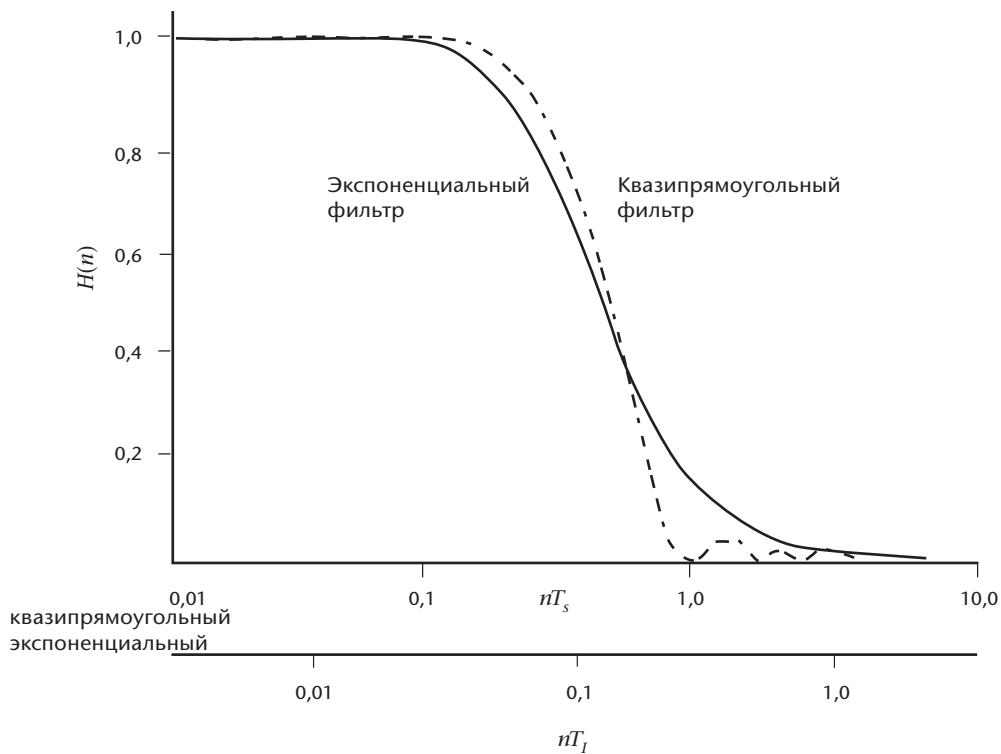


Рисунок 2.6. Частотные функции отклика для весовой функции первого порядка (экспоненциальной) и весовой функции типа «box car». Частота нормирована относительно постоянной времени T_s , для фильтра первого порядка и относительно времени выборки T_f , для фильтра типа «box car».

На этом рисунке частоты приведены в разных шкалах, с тем чтобы продемонстрировать аналогичность двух частотных характеристик. Он показывает, что прибор с временем отклика, скажем, в 1 с, оказывает приблизительно такое же влияние на входной сигнал, как блок узкополосных фильтров, действующий в течение 4 с. Однако следует отметить, что блок узкополосных фильтров, который рассчитывается численным образом, работает необычно. Он не удаляет все более высокие частоты, выходящие за частоту Найквиста, и может быть с уверенностью использован только тогда, когда спектр быстро затухает выше n_y . Отметим, что кривая для блока узкополосных фильтров, показанная на рисунке 2.6, является аналитическим решением для w как непрерывной функции; если количество отсчетов в фильтре мало, то отсечение становится менее резким, а нежелательные пики на более высоких частотах — более явными.

Практические сведения о блоках узкополосных фильтров и экспоненциальной фильтрации, а также сравнение их действия помещены в работе Acheson (1968).

На рисунке 2.7 приведена функция отклика системы второго порядка, в данном случае флюгера, которая показывает, как демпфирование действует в качестве полосового фильтра.

Можно видеть, что обработка сигналов с помощью систем способна оказать значительное влияние на выходные данные и поэтому должна производиться квалифицированно.

Одним из воздействий фильтров является их способность изменять статистические свойства данных. Этому вопросу мы касались ранее, рассматривая уравнения 2.5 и 2.8. Уравнение 2.5 показывает, как по интегралу спектра по всем частотам определяется дисперсия временного ряда, тогда как из уравнения 2.8 видно, что фильтрация, описываемая передаточной функцией, будет изменять измеряемый спектр. Отметим,

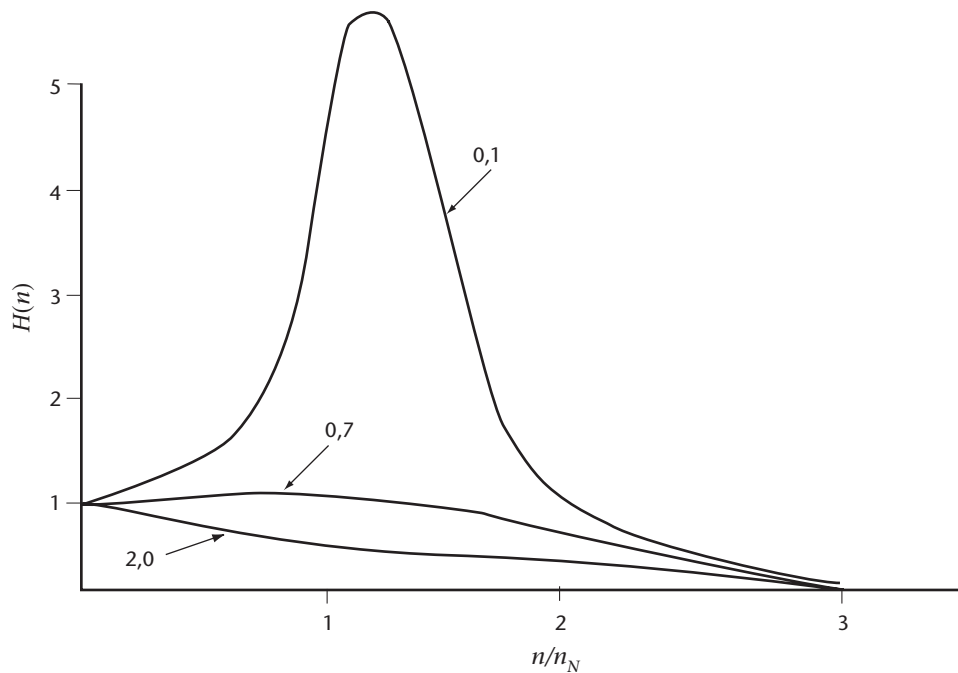


Рисунок 2.7. Частотные функции отклика для системы второго порядка, такой как флюгер. Частота нормирована относительно естественной частоты n_N , которая зависит от скорости ветра. Кривые построены для коэффициента демпфирования со значениями 0,1 (малодемпфированная), 0,7 (критическое демпфирование, оптимальное для большинства приложений) и 2,0 (сильное демпфирование).

что дисперсия не всегда уменьшается при фильтрации. Например, в некоторых случаях для системы второго порядка передаточная функция будет усиливать части спектра и, возможно, увеличивать дисперсию, как показано на рисунке 2.7.

Обратимся еще к одному примеру: для распределения Гаусса дисперсия является полезным параметром. Если бы она уменьшалась при фильтрации, то пользователь данных недооценил бы отклонение от средних значений для явлений с заданными вероятностями или периодами временного ряда.

Конструкция цифрового фильтра также может привести к нежелательным или неожиданным эффектам. Из рисунка 2.6 можно видеть, что частотная характеристика для блока узкополосных фильтров имеет серию максимумов на частотах выше той, на которой она в первый раз достигает нуля. Это будет придавать отфильтрованным данным небольшую периодичность на этих частотах. В данном случае эффект будет минимальным, поскольку максимумы невелики. Однако некоторые конструкции фильтров могут вносить довольно значительные максимумы. При этом действует эмпирическое правило: чем меньше количество весов, тем сложнее проблема. В некоторых случаях периодичность в данных существует только потому, что они проходили фильтрацию.

Одним из вопросов, связанных с фильтрами, является длительность отсчетного ряда. Это можно проиллюстрировать, отметив, что если ряд имеет длину T , то составляющих изменчивости данных на частотах ниже $1/T$ не будет. Можно показать, что конечная длина ряда обладает свойством фильтра верхних частот. Как и фильтры нижних частот, описанные выше, фильтр верхних частот также будет оказывать воздействие на статистические характеристики выходных данных.

2.3 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ

Характеристики фильтрации для датчика или электронной схемы, или системы, в которую они входят, должны быть известны, чтобы подобрать адекватные частоты отсчетов, образующих временные ряды, создаваемые данной системой. Процедура заключается в экспериментальном определении передаточной функции или амплитудно-частотной характеристики $H(n)$ в уравнении 2.8.

Передаточная функция может быть получена, по крайней мере, тремя способами: путем прямых измерений, посредством расчетов и с помощью оценок.

2.3.1 Прямое измерение отклика

Отклик можно измерить непосредственно, по крайней мере, двумя способами. При первом к датчику или фильтру применяется известное изменение, например ступенчатая функция, и измеряется его время отклика; затем можно вычислить $H(n)$. При втором способе сравниваются выходные сигналы испытываемого датчика и другого, более быстродействующего датчика. Первый способ используется более широко, чем второй.

Простым примером определения отклика датчика на известный входной сигнал является измерение пути синхронизации вращающегося чашечного или пропеллерного анемометра. В этом примере известным входным сигналом является ступенчатая функция. Анемометр помещают в поток воздуха постоянной скорости, удерживая его от вращения, а затем отпускают вращающуюся часть и регистрируют выходной сигнал. Время, которое требуется для увеличения выходного сигнала от 0 до 63 % его окончательной или иначе установившейся скорости в воздушном потоке, является постоянной времени (см. раздел 2.2.3).

Если имеется другой датчик, который реагирует гораздо быстрее, чем тот, чей отклик необходимо определить, то можно с достаточным приближением измерить и сравнить входной и выходной сигналы обоих датчиков. Наиболее удобным устройством для проведения такого сравнения является, по-видимому, современный двухканальный цифровой анализатор спектра. Выходной сигнал быстродействующего датчика вводится в один его канал, а выходной сигнал испытываемого датчика — в другой, и анализатор автоматически отображает передаточную функцию. Она же непосредственно характеризует датчик как фильтр. Если устройство, передаточную функцию которого необходимо определить, является электронной схемой, то сформировать известный или даже истинно случайный входной сигнал гораздо легче, чем искать более быстродействующий датчик. И в этом случае современный двухканальный цифровой анализатор спектра, вероятно, наиболее удобен, хотя могут применяться и другие электронные испытательные приборы.

2.3.2 Определение отклика расчетным путем

Это метод описан в разделе 2.2.3. Если, например, известны физические характеристики датчика/фильтра, то его отклик на разнообразные входные сигналы можно определить либо аналитически, либо численным решением. Могут быть рассчитаны как отклик на конкретные входные сигналы, например на ступенчатую функцию, так и передаточная функция. Если датчик или схема линейны (т.е. описываются линейными дифференциальными уравнениями), то передаточная функция содержит полное описание амплитуды и фазы отклика как функции частоты, другими словами, как фильтра. Рассматривать отклик как функцию частоты не всегда удобно, но поскольку передаточная функция эквивалентна преобразованию Фурье, то импульсную частотную характеристику, которая представляет отклик как функцию времени, использовать намного легче. Это иллюстрируют рисунки 2.3 и 2.4, которые интерпретируют отклик как функцию времени.

Предпочтение отдается аналитическим решениям, если они достижимы, поскольку они четко показывают зависимость от различных параметров.

2.3.3 Оценка отклика

Если известны передаточные функции преобразователя и каждой последующей схемы, то передаточной функцией всей системы является их произведение. Если, как в обычном случае, передаточные функции характеризуют фильтры нижних частот, то совокупная передаточная функция описывает фильтр нижних частот, частота среза которого меньше, чем любого из отдельных фильтров.

Если одна из отдельных частот среза гораздо меньше любой другой, то совокупная частота среза будет лишь ненамного меньше.

Частота среза фильтра нижних частот приблизительно равна обратному значению его постоянной времени, следовательно, если одно из конкретных значений существенно больше любого другого, то результирующая постоянная времени будет лишь ненамного больше.

2.4 ДИСКРЕТНЫЕ ИЗМЕРЕНИЯ

2.4.1 Методика проведения дискретных измерений

На рисунке 2.8 схематически показан типовой датчик и отражена последовательность проведения дискретных измерений. Под воздействием атмосферных условий некоторые характеристики преобразователя изменяются вместе с атмосферной переменной, такой как температура, давление, скорость и направление ветра, и происходит превращение этой переменной в полезный, как правило, электрический сигнал. Схемы формирования сигнала обычно выполняют такие функции, как преобразование выходного сигнала преобразователя в напряжение, усиление, линеаризация, компенсация и сглаживание. Фильтр нижних частот выполняет окончательное преобразование выходного сигнала датчика во входной сигнал схемы установки частоты отсчетов. Эта схема и аналого-цифровой преобразователь выполняют отсчеты, которые поступают в процессор обработки наблюдений.

Следует отметить, что сглаживание, осуществляемое по техническим причинам, на этапе формирования сигнала имеет целью исключить пики и стабилизировать электронные характеристики и выполняется с помощью фильтра нижних частот; это уменьшает время отклика датчика и подавляет высокие частоты, которые могут представлять интерес. Разработчик и пользователь должны хорошо представлять его действие, и частоту среза необходимо установить настолько высокой, насколько это практически осуществимо.

Так называемые «интеллектуальные датчики», т.е. датчики с микропроцессорами, могут объединять в себе перечисленные функции. Схемы формирования сигнала могут входить не во все датчики или могут быть объединены с другими схемами. В ряде случаев, например с чашечными или пропеллерными анемометрами, проще будет говорить только о датчике, поскольку его трудно отделить от преобразователя. В некоторых случаях, когда частота выходного сигнала преобразователя или датчика изменяется в зависимости от измеряемой атмосферной переменной, схема установки частоты отсчетов и аналого-цифровой преобразователь могут быть заменены счетчиком. Но эти детали не так важны. Важной задачей конструкции является обеспечение того, чтобы последовательность отсчетов адекватно передавала значительные изменения измеряемой атмосферной переменной.

Первое условие, предъявляемое к устройству, схематично представленному на рисунке 2.8, состоит в том, что датчик должен достаточно быстро реагировать на атмосферные изменения, которые необходимо отметить при наблюдении. Если наблюдение должно подвергаться 1-, 2- или 10-минутному осреднению, то это требование не является слишком жестким. С другой стороны, если наблюдение должно характеризовать турбулентность, например максимальный порыв ветра, то датчик нужно выбирать с большой тщательностью.

Второе условие, предъявляемое к устройству, показанному на рисунке 2.8, заключается в том, что схема установки частоты отсчетов и аналого-цифровой преобразователь должны предоставлять достаточно показаний для получения достоверного наблюдения. Точность, предъявляемая к метеорологическим наблюдениям, обычно должна обеспечиваться датчиком, а не электронной измерительной аппаратурой. Однако датчик и частоту отсчетов необходимо согласовывать во избежание наложения частот. Если интенсивность выполнения показаний ограничена по техническим причинам, то система датчик/фильтр должна быть сконструирована так, чтобы подавлять частоты, которые не могут быть представлены.

Если датчик имеет соответствующую частотную характеристику, то фильтр нижних частот можно отключить, включая его только для страховки, или он может быть подключен для улучшения качества входного сигнала схемы установки частоты показаний. Например, такой фильтр можно включить на конце длинного кабеля для подавления всплесков шума или для дальнейшего сглаживания выходного сигнала датчика. Ясно, что эта схема должна также довольно быстро реагировать для отслеживания атмосферных изменений, представляющих интерес.

2.4.2 Частота показаний при дискретных измерениях

Для большинства метеорологических и климатологических применений требуются наблюдения с интервалами от 30 минут до 24 часов, и каждое наблюдение проводится на протяжении от 1 до 10 минут. В части I, глава 1, приложение 1.E, содержится недавно принятое заявление о требованиях для этих целей.

Повсеместная практика регулярных наблюдений состоит в том, чтобы произвести одно отдельно взятое показание датчика (например, по термометру) и, исходя из его

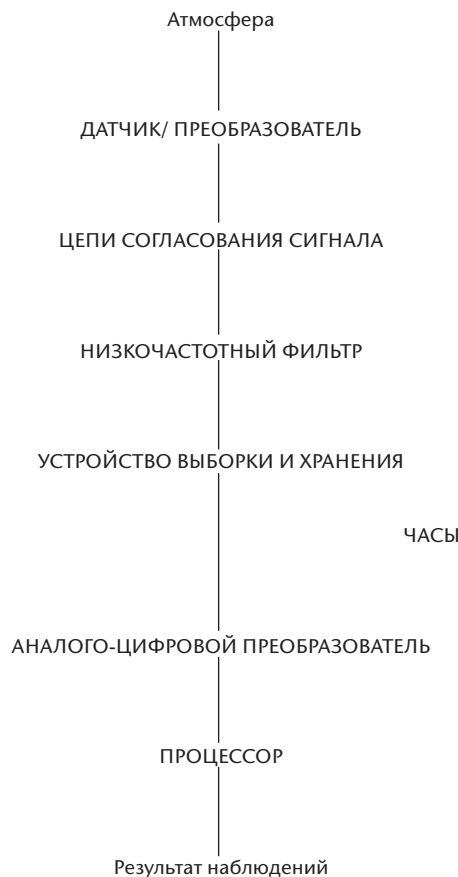


Рисунок 2.8. Измерительная система.

постоянной времени, обеспечить приблизительно правильное время измерения. Это равносильно использованию экспоненциального фильтра (рисунок 2.6). Автоматические метеорологические станции, как правило, используют более быстродействующие датчики, и для получения среднего (блок узкополосных фильтров) или другого средневзвешенного значения выполняются и обрабатываются несколько отдельных показаний.

Практически рекомендованная схема определения частоты показаний при дискретных измерениях заключается в следующем:¹

- a) показания прибора, которые производятся для расчета средних значений, следует выполнять через равные временные интервалы, которые:
 - i) не превышают постоянную времени датчика; или
 - ii) не превышают постоянную времени аналогового фильтра нижних частот, подключенного к линейному выходу быстродействующего датчика; или
 - iii) являются достаточными по количеству, чтобы погрешность осреднения показаний прибора снизилась до приемлемого уровня, например, меньшего, чем требуемая точность осреднения;
- b) показания, используемые для оценки экстремальных значений флуктуации, таких как порывы ветра, следует производить с частотой, по меньшей мере в четыре раза превышающей указанную в пунктах (i) и (ii).

Для получения средних значений часто предлагается и используется на практике частота отсчетов при дискретных измерениях выше, чем в пунктах (i) и (ii), например, два отсчета за интервал, равный постоянной времени.

Критерии (i) и (ii) получены, исходя из частоты Найквиста. Если интервал между показаниями $\Delta t \leq T_p$, то частота показаний $n \geq 1/T_p$ and $nT_p \geq 1$. На экспоненциальной кривой на рисунке 2.6 видно, что это исключает более высокие частоты и предотвращает наложение частот. Если $\Delta t = T_p$, $n_p = 1/2T_p$ и данные будут псевдонимом только спектральной энергии на частотах в $nT_p = 2$ и за его пределами, то есть где колебания имеют периоды менее $0,5T_p$.

Критерии (i) и (ii) используются для проведения автоматических дискретных измерений. Статистический критерий в (iii) больше применим для более низкой частоты показаний прибора при проведении наблюдений вручную. Погрешность среднего значения обратно пропорциональна квадратному корню из количества наблюдений и может быть определена по статистическим характеристикам переменной.

Критерий (b) подчеркивает необходимость в высоких частотах отсчетов или, говоря более точно, малых постоянных времени для измерения порывов ветра. Зарегистрированные порывы ветра сглаживаются благодаря инерционности прибора, и регистрируемый максимум будет осредняться за период в несколько раз больший, чем постоянная времени.

Влияние наложения частот на оценки средних значений можно очень просто показать: рассмотрим, что произойдет, когда частота измеряемого колебания совпадет с частотой отсчетов или будет кратна ей. Полученное среднее значение будет зависеть от интервала отсчетов. Показание прибора, получаемое один раз в день в установленное время, не предоставляет достоверной оценки средней месячной температуры.

Для несколько более сложной иллюстрации наложения частот рассмотрим временной ряд из трехчасовых наблюдений температуры, произведенных стандартным термометром. Если температура, как обычно, изменяется плавно с течением времени, то среднее

¹ Принята Комиссией по приборам и методам наблюдений на ее десятой сессии (1989 г.), рекомендация 3 (КПМН-Х).

суточное значение, рассчитанное по восьми показаниям прибора, является практически стабильным. Однако, если имело место мезомасштабное явление (гроза), при котором температура падала на целые градусы за 30 минут, то рассчитанное среднее значение ошибочно. Надежность среднесуточные зависит от обычной слабости спектра в мезомасштабных и более высоких частотах. Однако прохождение высокочастотного явления (гроза) приводит к наложению частот данных, что сказывается на расчете средних значений, средних квадратических отклонений и других показателях рассеяния, а также спектра.

Вопрос частоты показаний прибора можно также обсудить с точки зрения рисунка 2.8. Рассуждение в разделе 2.2.1 сводилось к тому, что для измерения спектра частота приборных показаний, которая определяет частоту Найквиста, должна выбираться так, чтобы вклад спектра колебаний на частотах выше частоты Найквиста оказался бы слишком слабым, чтобы ощутимо повлиять на рассчитываемый спектр. Это достигается установкой частоты отсчетов измерений на часах (см. рисунок 2.8), по крайней мере в два раза превышающей наибольшую частоту значимой амплитуды входного сигнала схемы установки частоты отсчетов.

Формулировка «наибольшая частота значимой амплитуды», используемая выше, довольно расплывчата. Найти более точное определение сложно, поскольку сигналы никогда строго не ограничиваются шириной полосы. Однако нетрудно обеспечить, чтобы амплитуда изменений сигнала быстро уменьшалась с увеличением частоты и средняя квадратическая амплитуда флуктуации с частотой, превышающей данную частоту, была бы мала по сравнению либо с шумом квантования аналого-цифрового преобразователя, либо с приемлемой ошибкой или уровнем шума в показаниях прибора, или вносила бы незначительный вклад в общую ошибку или шум в наблюдении.

Раздел 2.3 содержит описание характеристик датчиков и схем, которые можно выбрать либо отрегулировать так, чтобы амплитуда флуктуации сигнала быстро уменьшалась с увеличением частоты. Большинство преобразователей из-за их неспособности реагировать на быстрые (высокочастотные) атмосферные изменения, но способности достоверно отражать медленные (низкочастотные) изменения являются фильтрами низких частот. По определению, фильтры низких частот ограничивают полосу пропускания и, согласно теореме Найквиста, также ограничивают частоту приборных показаний, что необходимо для правильного воспроизведения выходного сигнала фильтра. Например, если в атмосфере происходят реальные изменения с периодом ниже 100 мс, то частота отсчетов, по Найквисту, будет составлять 1 показание за 50 мс, что технически обеспечить довольно сложно. Однако если они наблюдаются с помощью датчика и фильтра, которые реагируют гораздо медленнее, например с постоянной времени 10 с, то частота отсчетов, по Найквисту, будет составлять 1 показание за 5 с, что гораздо легче, дешевле и предпочтительнее, если не требуются измерения высоких частот.

2.4.3 Частота отсчетов при измерениях и контроль качества

Многие методы контроля качества данных для их эффективного использования на автоматических метеорологических станциях зависят от временного постоянства или устойчивости данных. В качестве очень простого примера следует рассмотреть два гипотетических алгоритма контроля качества для измерений давления на автоматических метеорологических станциях. Отсчеты производятся каждые 10 с и одноминутные средние рассчитываются каждую минуту. Предполагается, что атмосферное давление лишь в очень редких случаях меняется со скоростью, превышающей 1 гПа в минуту.

Первый алгоритм исключает среднее значение, если оно отличается от предыдущего более чем на 1 гПа. Это не позволяет качественно использовать имеющиеся данные, так как единичное приборное показание с ошибкой, достигающей 6 гПа, остается незамеченным, и в наблюдение вводится ошибка, составляющая 1 гПа.

Второй алгоритм исключает отсчет, если он отличается от предыдущего более, чем на 1 гПа. В этом случае среднее значение не содержит ошибки, превышающей около

0,16 (1/6) гПа. Действительно, если предположение о том, что атмосферное давление очень редко меняется со скоростью, превышающей 1 гПа в минуту, верно, то можно ужесточить критерий принятия/исключения соседних отсчетов до 0,16 гПа и еще больше сократить ошибку среднего значения.

Смысл этого примера состоит в том, что эффективность процедур контроля качества данных, которые зависят от временного постоянства (корреляции), наиболее высока в отношении данных высокого временного разрешения (частоты приборных показаний). На высокочастотном конце спектра выходного сигнала датчика/фильтра корреляция между соседними показаниями прибора увеличивается с увеличением частоты показаний до достижения частоты Найквиста, после которой никакого дальнейшего увеличения корреляции не происходит.

В нашем предыдущем описании нигде не говорится о том, чтобы не использовать датчик/фильтр с постоянной времени, достигающей периода осреднения, требуемого для наблюдения, и использования единичного показания прибора в качестве наблюдения. Хотя это составляет минимальное требование в отношении цифровых подсистем, тем не менее существует еще одно соображение, которое необходимо учитывать для эффективного контроля качества данных. Наблюдения можно разделить на следующие три категории:

- a) точные (наблюдения с погрешностями, меньшими или равными определенному значению);
- b) неточные (наблюдения с погрешностями, превышающими определенное значение);
- c) отсутствующие.

Существует две причины для контроля качества данных, а именно: свести к минимуму количество неточных наблюдений и свести к минимуму количество отсутствующих наблюдений. Для обеих целей необходимо обеспечить, чтобы результат каждого наблюдения рассчитывался на основании разумно большого количества приборных показаний, прошедших контроль качества. Таким образом, показания, содержащие крупные случайные ошибки, можно изолировать и исключить, и далее производить расчет, результат которого не будет иметь погрешностей, вносимых этими показаниями прибора.

СПРАВОЧНАЯ И ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ЛИТЕРАТУРА

- Acheson, D.T., 1968: An approximation to arithmetic averaging for meteorological variables. *Journal of Applied Meteorology*, 7:548–553.
- Bendat, J.S. and A.G. Piersol, 1986: *Random Data: Analysis and Measurement Procedures*. Second edition, John Wiley and Sons, New York.
- Blackman, R.B. and J.W. Tukey, 1958: *The Measurement of Power Spectra*. Dover Publications, New York.
- Jenkins, G.M. and D.G. Watts, 1968: *Spectral Analysis and its Applications*. Holden-Day, San Francisco.
- Kulhánek, O., 1976: *Introduction to Digital Filtering in Geophysics*. Elsevier, Amsterdam.
- MacCready, P.B. and H.R. Jex, 1964: Response characteristics and meteorological utilization of propeller and vane wind sensors. *Journal of Applied Meteorology*, 3(2):182–193.
- Otnes, R.K. and L. Enochson, 1978: *Applied Time Series Analysis. Volume 1: Basic techniques*. John Wiley and Sons, New York.
- Pasquill, F. and F.B. Smith, 1983: *Atmospheric Diffusion*. Ellis Horwood, Chichester.
- Stearns, S.D. and D.R. Hush, 1990: *Digital Signal Analysis*. Prentice Hall, New Jersey.
-