

УДК 621.317

О.К. Абрамов

О ВНУТРЕННИХ И ВНЕШНИХ ИСТОЧНИКАХ ПОГРЕШНОСТЕЙ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Раскрыты и систематизированы физические основы источников погрешностей СИ. Особое внимание уделено вопросу появления дополнительных факторов источников погрешностей в современных СИ в связи с применением в измерительных усилителях и передаточных элементах СИ микроэлектронных приборов и устройств. Статья имеет как научное, так и дидактическое значение, что позволяет её использовать в учебном процессе по соответствующим метрологическим дисциплинам.

1. Введение. Современные средства измерений являются сложными многокомпонентными устройствами, и погрешности СИ определяются многосторонним влиянием на результаты производимых преобразований при измерениях тех или иных величин. Чтобы верно оценивать погрешности и определять возможности их снижения, необходимо знать *их источники*, четко группировать их и хорошо представлять физические особенности их происхождения и совместного влияния этих источников на суммарную точность измерений. Погрешность конкретного СИ при этом не описывается каким-либо одним значением, она многозначна.

Обобщая классификацию погрешностей СИ, предложенную в [1,2], приведем схему (рисунок 1). Отметим, что в данном случае понятие “средство измерения” распространяется на все конструктивно законченные технические средства (или их совокупность), предназначенные для измерений и (или) измерительных преобразований, вырабатывающие сигнал (показание), несущий информацию о размере измеряемой величины, или воспроизводящие величину заданного размера (меры).

Для целей практической метрологии суммарные погрешности СИ можно представить в виде следующих трех составляющих: 1) *основные погрешности*; 2) *дополнительные погрешности*, обусловленные влияющими факторами; 3) погрешности, обусловленные инерционностью реального средства измерений, часто определяемые как *динамические погрешности*.

Из этих трех составляющих только одна – **основная** – присуща собственно средству измерений. Две других определяются как свойствами СИ, так и некоторыми условиями, не связанными со свойствами средства измерения, а обусловлены (в значительной степени) влияющими факторами. Возникновение тех или иных факторов, прямо или косвенно влияющих на точность конкретного средства измерений, связано с различными физическими явлениями и процессами, происходящими как внутри самого измерительного прибора, преобразователя или передаточного элемента, так и во внешней среде, окружающей СИ. В связи с этим, источники погрешностей принято подразделять на *внутренние* (шумы, флуктуации, дрейфы, искажения, в том числе частотные, фазовые, нелинейные, переходные и т. д.) и *внешние* (помехи, паразитные связи и наводки, механическое, тепловое воздействие и прочие влияния окружающей среды).

2. Влияние внутренних физических процессов на точность СИ. При проведении измерения какой-либо физической величины используются приборы и передаточные элементы, которые совместно и образуют *измерительное устройство* (средство измерений). Такое измерительное устройство можно условно представить в виде функциональной схемы (рисунок 2, а), причем каждый из показанных на схеме узлов может представлять собой либо измерительный преобразователь, либо передаточный элемент, а то и самостоятельное измерительное устройство.



Рисунок 1 – Наиболее полная систематизация погрешностей средств измерений [1]

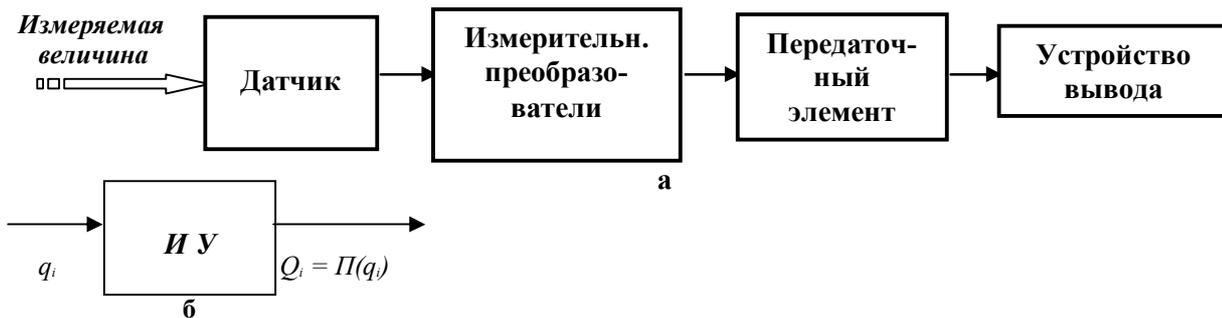


Рисунок 2– Обобщенная модель измерительного устройства:

а – функциональная схема;

б – к понятию “передаточной функции” измерительного устройства

С точки зрения системного анализа любая измерительная установка или измерительная цепь (подобные показанным на рисунке 2, а), так же как и её отдельные блоки, функционально одинаковы: на вход подается сигнал измеряемой величины q_i , а после преобразований и обработки на её выходе появляется сигнал Q_i , причем обе эти величины связаны друг с другом определенными соотношениями, характеризующими данную измерительную систему. Эти соотношения называются *передаточными характеристиками*. Таким образом, между выходным Q_i и входным q_i сигналами существует функциональная зависимость

$$Q_i = P(q_i), \quad (1)$$

где P – передаточная функция (рисунок 2, б). Такая функциональная зависимость для измерительной системы должна быть однозначной, т. е. при возрастании либо убывании измеряемой ве-

личины зависимость $P(q_i)$ должна оставаться неизменной, при этом *стационарное состояние* измерительного устройства (или отдельного элемента) достигается, когда заканчиваются все переходные процессы после подачи на вход сигнала $q_i = \text{const}$. В этом случае говорят о *статических передаточных характеристиках*, а погрешности СИ с такими передаточными характеристиками должны описываться в виде некоего *стационарного процесса*.

Если входная величина $q_i(t)$ быстро (или относительно быстро) меняется со временем, то выходная величина $Q_i(t)$ может содержать искажения, которые вносят определенный вклад в суммарную погрешность измерительной системы (или её отдельного элемента). Источники погрешности СИ в данном случае описываются в виде *нестационарных процессов*, а передаточная функция представляет собой *динамическую пе-*

редаточную характеристику.

Следует отметить, что физические процессы, происходящие в реальных измерительных приборах, датчиках, измерительных усилителях и прочих измерительных преобразователях, входящих в состав конкретных СИ, характеризуются зависимостью своих параметров от времени (флуктуации, шумы и т. д.). Поскольку эти изменения могут протекать одновременно, то и погрешности СИ, связанные с ними, представляют собой многомерный случайный процесс. Следовательно, общей моделью погрешности является многомерный нестационарный случайный процесс.

В общем случае анализ случайных процессов достигается при условии эргодичности этих процессов. В общем виде случайный процесс называется *эргодическим*, если усреднение любой его вероятностной характеристики по множеству реализаций эквивалентно усреднению по времени одной теоретически бесконечно длинной (т. е. $T \rightarrow \infty$) реализации [3].

Таким образом для эргодического случайного процесса имеем:

$$\Delta q_i = \overline{x(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t) dt; \quad (2)$$

$$\overline{u_i^2} = \overline{x^2(t)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x^2(t) dt; \quad (3)$$

$$\sigma_x^2 = \overline{x^2(t)} - (\overline{x(t)})^2; \quad (4)$$

$$B_x(\tau) = \overline{x(t)x(t+\tau)} = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} x(t)x(t+\tau) dt. \quad (5)$$

Если $x(t)$ – электрический сигнал, то $\overline{x(t)}$ – постоянная составляющая погрешности этого случайного сигнала, $\overline{x^2(t)}$ – средняя мощность; σ_x^2 – флуктуация сигнала.

В выражении (5) $\tau = t_2 - t_1$ – интервал между моментами t_2 и t_1 (см. рисунок 3);

$B_x(\tau)$ – корреляционная функция.

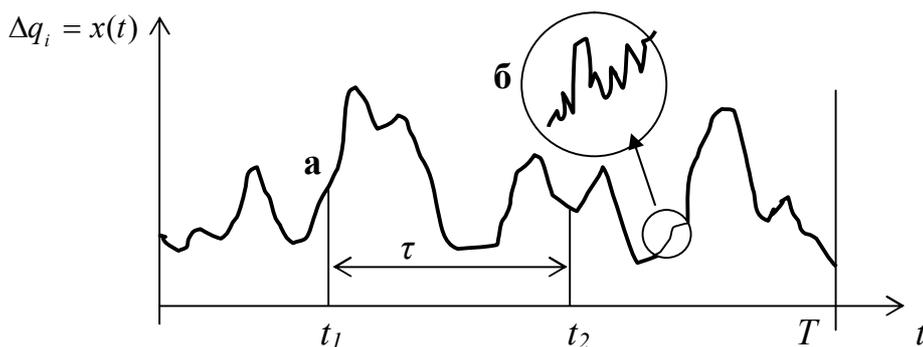


Рисунок 3 – Представление погрешности Δq_i в виде случайного эргодического процесса (а); сильно увеличенная часть сигнала, раскрывающая его дискретную структуру (б)

Следует отметить, что физическая природа различных шумов отлична, но структура шумовых сигналов весьма схожа – такие сигналы можно представить как последовательность дискретных импульсов, случайно распределенных во времени (рисунок 3, б).

3. Шумы полупроводниковых измерительных преобразователей. Было отмечено, что в полупроводниковых элементах измерительных схем (диодах, транзисторах) наблюдаются все виды известных шумов: тепловой, дробовой, токовый шум, а также шум, родственник фликкер-эффекту.

Некоторые из этих шумов связаны с одними и теми же флуктуационными процессами и поэтому часто оказываются взаимосвязанными (коррелированными). Общий же уровень шума зависит от режима работы конкретного полупроводникового элемента [4].

Наибольший интерес представляет шум

транзисторов и диодов, используемых в качестве детекторов (смесителей) на входе некоторых измерительных устройств, в первую очередь работающих в диапазоне СВЧ [5].

Часто для характеристики общего уровня шума полупроводникового диода его сопоставляют с шумом некоторого эквивалентного сопротивления $R_{ш}$, величина которого выбирается так, чтобы в рабочей полосе частот Δf шум, создаваемый на этом сопротивлении, был равен шуму диода, т.е.

$$4kTR_{ш}\Delta f = \overline{\Delta u_{ш}^2} = 4kR_{ш}\theta T_o\Delta f. \quad (6)$$

Здесь $T_o = 300$ К; θ – относительная шумовая температура.

Оценка шумовых свойств диода по относительной температуре шума оказывается практически удобной и широко используется в практике качественного отбора кристаллических детекторов. Экспериментально это производится оп-

ределением отношения мощности флуктуаций на выходе детектора к мощности флуктуаций, которые действуют на сопротивлении R_o при $T=300$ К. Зависимость спектральной плотности шума от частоты приводит к тому, что и относительная шумовая температура θ также оказывается функцией частоты.

Уровень шума кристаллических детекторов существенно зависит от их конструкции, технологии их изготовления, от материала и имеет большой разброс даже у приборов одного и того же типа. Тем не менее, наблюдаются общие закономерности, характер которых примерно одинаков для большинства полупроводниковых приборов [4].

Если через детектор не протекает ток, то его относительная температура шума близка к единице. При протекании тока она значительно возрастает, особенно если ток течет в заперном направлении. Величина θ обратно пропорциональна средней частоте спектрального интервала Δf (в области до нескольких сотен кГц). При более высоких частотах эта зависимость не столь очевидна – θ остается примерно постоянной на уровне нескольких единиц, особенно если измерительный полупроводниковый преобразователь (детектор) смещен постоянным током в прямом направлении.

В транзисторных каскадах источниками теплового шума служат все области транзистора, но практическое значение имеют тепловые флуктуации зарядового тока в базовой области (т. е. шум сопротивления R_o).

Флуктуации величин тока эмиттера и тока коллектора являются источниками дробового шума, причем часто они зависят друг от друга, что усложняет интерпретацию общего шума транзистора. Спектральная плотность теплового и дробового шумов в широком диапазоне частот постоянна, но в области низких частот на них накладываются составляющие шума, спектральная плотность которых растет приблизительно обратно пропорционально частоте. Уровень этих составляющих в значительной мере определяется однородностью материалов и технологией изготовления транзисторов и в области частот ниже нескольких единиц значительно больше теплового и дробового шумов.

Уровень шума транзистора принято характеризовать величиной коэффициента шума F . Его значение находится путем прямого измерения шума на выходе транзисторного каскада при подключении к его входу эталонного генератора шума. Целесообразность и удобство таких измерений обусловлены тем, что коэффициент шума для наиболее распространенных схем включения транзистора с ОЭ, ОБ и ОК примерно одинаков. Если роль эталонного генератора шума, подключенного ко входу каскада, играет сопротивление

R_o , то эквивалентное сопротивление шума транзисторного каскада $R_{ш}$ находится из выражения

$$R_{ш} = (F - 1)R_o. \quad (7)$$

Коэффициент шума для всех схем транзисторных каскадов минимален при определенных значениях R_o . Для примера, на рисунке 4 приведены зависимости F от тока коллектора и от R_o для одного из лучших отечественных транзисторов КТ3107Е.

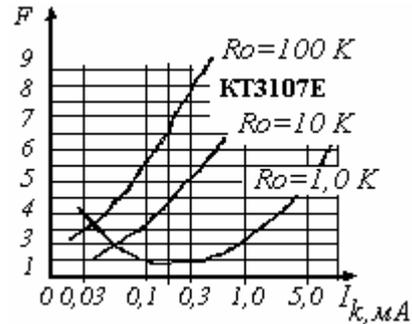


Рисунок 4 – Зависимость коэффициента шума F транзисторного каскада от тока коллектора I_k и от сопротивления шумового генератора R_o

Зависимость F от частоты транзисторного измерительного каскада показана на рисунке 5. В области низких частот, начиная с тысячных долей герца, уровень шума снижается с увеличением частоты ($F \sim 1/f$). Начиная с частоты порядка нескольких сотен герц коэффициент шума F перестает изменяться, его уровень минимален и остается приблизительно постоянным вплоть до частот сотен кГц (область $f_2 - f_1$ на рисунке 5). Наконец, при более высоких частотах величина коэффициента шума снова увеличивается, что связано, очевидно, с общим снижением усиления транзистора в области высоких частот.

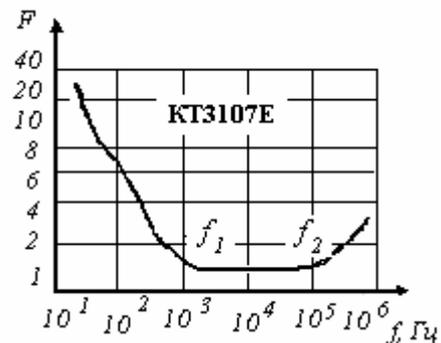


Рисунок 5 – Зависимость коэффициента шума F транзисторного каскада от частоты f

Среди различных моделей $1/f$ -шума, присутствующего в полупроводниковых измерительных преобразователях, выделяется большая группа, которая связывает происхождение шума с поверхностными свойствами полупроводников и некоторыми другими дефектами полупроводниковых кристаллов (краевых дислокаций, например) [4,6,7]. В большей степени поверхностные эффекты проявляются в МОП-полупроводниковых структурах (полевые тран-

зисторы, интегральные микросхемы и т. д.).

Используя формулу Найквиста, можно найти средний квадрат шумового тока в МОП-структуре [7]:

$$\overline{i^2} = 4kTG\Delta f. \quad (8)$$

Здесь G – проводимость приповерхностного состояния.

Средний квадрат напряжения шума в таких структурах:

$$\overline{u^2} = \frac{4kTG\Delta f}{G^2 + \omega^2(C_\delta + C_\Pi)^2}, \quad (9)$$

где C_δ – емкость обедненного слоя; C_Π – емкость приповерхностного состояния.

Спектр шума для состояний, локализованных в характеристической (приповерхностной) области МОП-структур, определяется из следующего выражения:

$$S(\omega) = \frac{2kT}{q_e} \cdot \frac{N_s}{\omega^2 \tau} \ln(1 + \omega^2 \tau^2). \quad (10)$$

Здесь $\tau = \frac{1}{n_p N_a} \cdot e^{-\frac{E_a}{kT}}$ – время жизни (ре-

лаксация) носителей (например, для полупроводников p -типа); N_a – плотность акцепторов в кремнии; n_p – концентрация дырок в кремнии.

На рисунке 6 приведены спектральные плотности МОП-структур (рассчитанных теоретически и экспериментально измеренных), а на рисунке 7 даны зависимости коэффициента шума F_u от режимов питания реальных полевых транзисторов [7,8]. Как правило, измерительный каскад на полевом транзисторе работает с высокоомным источником сигнала. Для снижения шума такого каскада рекомендуется применять малые напряжения на стоке (при соблюдении условия насыщения). При этом удастся существенно снизить величину тока затвора (рисунк 7).

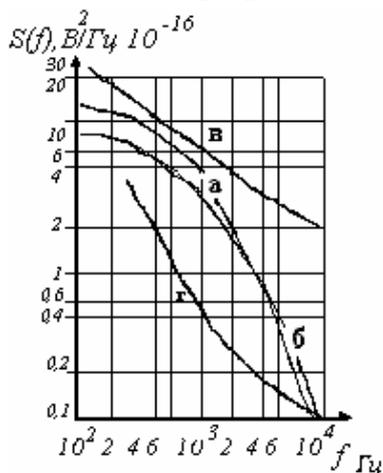


Рисунок 6 – Спектральные плотности шумов в МОП-структурах:

а – для n -полупроводников; б – для p -материалов; в – в транзисторе КП103; г – в транзисторе КП 303

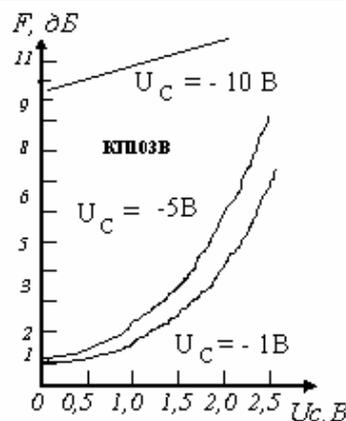


Рисунок 7– Зависимость коэффициента шума F от режима питания для полевого транзистора КП103В (при $f=1\text{кГц}$, $\Delta f = 155 \text{ Гц}$, $R_C=1 \text{ МОм}$)

4. Суммарные флуктуационные помехи входного каскада измерительного устройства. В каждом каскаде измерительного устройства имеется большое число источников флуктуационных помех, однако основную роль в определении общего шума СИ играют шумы его входного каскада, а также шумы датчика (если таковой в данном измерительном устройстве имеется). Исключение составляют случаи, когда в цепях последующих каскадов имеются какие-либо мощные источники шума.

Если заданы коэффициент шума первого каскада и сопротивление R источника шума, при котором он измерен, а также указана зависимость коэффициента шума от сопротивления источника сигналов, то этим самым задан уровень шума входного каскада (при любом сопротивлении датчика). Несмотря на то, что у полупроводниковых приборов весьма затруднено вычисление напряжения или мощности отдельных составляющих шума, именно таким образом зачастую и задается обобщенная шумовая характеристика каскада. Если предположить, что входная цепь измерительного каскада представляет собой параллельное соединение R и емкости C , можно представить суммарное флуктуационное напряжение на входе каскада в виде:

$$\overline{u_{ш}^2} = 4kTRu_u(f_2 - f_1) + A \ln \frac{f_2}{f_1} + \frac{4kT}{2\pi C} (1 + 19,4 I_k R_o) \cdot \{ \arctg 2\pi R_o C f_2 - \arctg 2\pi R_o C f_1 \}. \quad (11)$$

Величина первого слагаемого пропорциональна ширине полосы пропускания измерительного устройства. Второй член описывает шум за счет фликкер-эффекта. Наконец, значение третьего члена, в котором объединены тепловые флуктуации во входном сопротивлении и дробовой эффект, зависит как от параметров входной цепи, так и от граничных частот f_1 и f_2 .

Таким образом, в зависимости от параметров входной цепи, режима работы входного каскада, полосы пропускания измерительного усилителя, основную роль в появлении флуктуаций может играть тот или иной источник шума входного каскада. При относительно малых сопротивлениях ($R_0 \leq 10^5 - 10^6$ Ом) доминирует шум за счет дробового эффекта. В областях больших значений R ($10^7 - 10^8$ Ом) превалирует тепловой шум входного сопротивления. Учет зависимости шума от параметров входного каскада позволяет найти режим, при котором отношение уровня сигнала к уровню флуктуационных помех в измерительном устройстве будет наилучшим.

5. Дрейф в измерительных усилителях медленно меняющихся сигналов. Основная трудность, встречающаяся при реализации измерительных усилителей медленно меняющихся сигналов, заключается в том, что такие усилители обладают большой нестабильностью. При

$f \rightarrow 0$ самопроизвольные или обусловленные непостоянством температуры медленные изменения напряжения источников питания или параметров элементов схем вызывают изменения выходного напряжения. Эти изменения часто неотличимы от изменений полезного сигнала (измеряемой физической величины) и поэтому могут быть дополнительными источниками погрешностей в измерительном процессе. На рисунке 8 приведены записи самопроизвольного изменения напряжения на выходе измерительного усилителя при неизменном напряжении на его входе. На этом рисунке видно, что выходное напряжение колеблется около некоторого среднего значения, которое в свою очередь изменяется с течением времени. Такие изменения среднего значения выходного напряжения или тока носят название *дрейфа* нулевого отсчета измерительного усилителя и существенно ограничивают их пороговую чувствительность.

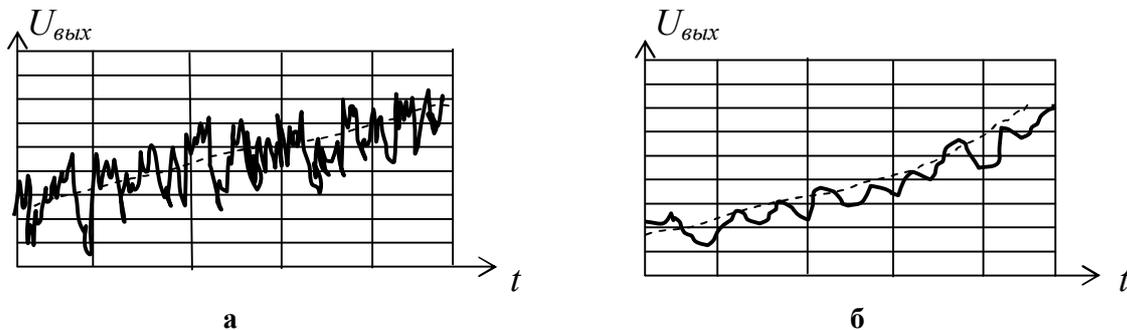


Рисунок 8 – Записи дрейфа (пунктирная линия) и шума на выходе измерительного усилителя медленно изменяющихся сигналов:
а – при относительно широкой; б – при относительно узкой полосе пропускания

Относительно быстрые неупорядоченные колебания выходного напряжения около его среднего значения (рисунок 8, а) обусловлены электрическими флуктуациями (шумом). По мере снижения верхней границы полосы пропускания измерительного усилителя быстрые скачки выходного напряжения постепенно исчезают и общий уровень шума снижается (рисунок 8, б).

При значительном сужении полосы пропускания общие изменения выходного напряжения все меньше отличаются от дрейфа. Поэтому разделение колебаний выходного напряжения на шум и дрейф в такого рода усилителях до известной степени условно. Тем не менее, для борьбы с дрейфом применяются специальные меры, отличные от обычных мер борьбы с шумом.

6. Искажения переходных характеристик в широкополосных измерительных усилителях. При измерении и исследовании широкополосных (высоко-частотных) сигналов применяются специальные широкополосные измерительные усилители. Для усилителя с заданными

полосой пропускания и коэффициентом усиления в схему вводят специальные цепи, получившие название цепей коррекции, а сами усилители с такими цепями часто называют *корректированными*. Одними из главных метрологических показателей измерительного усилителя являются его амплитудная и частотная характеристики, которые находятся путем измерения коэффициента усиления схемы при подаче на вход гармонических сигналов фиксированной частоты.

Неудовлетворительный вид амплитудной характеристики измерительного усилителя свидетельствует о том, что рабочая точка усилительного элемента (транзистора, например) выходит за пределы прямолинейного участка динамической характеристики этого элемента.

В настоящее время чаще предпочитают исследование усилителей путем непосредственного изучения их *переходных* характеристик. Для этого на вход усилителя подают периодическую последовательность прямоугольных импульсов и визуально, на экране осциллографа, наблюдают

форму импульсов, прошедших через исследуе-



Рисунок 9 – Формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа, подключенного к выходу измерительного усилителя при искажениях, обусловленных частотными ограничениями со стороны верхних частот:

а – исходный прямоугольный импульс на входе измерительного усилителя;

б – некорректированный усилитель;

в – чрезмерная коррекция (элементы R, C, L образуют паразитные колебательные контуры, действующие в виде затухающих колебаний переднего и заднего фронтов);

г – периодические выбросы, появляющиеся в результате паразитных обратных связей

Оценка погрешностей измерительных широкополосных усилителей за счет появления переходных искажений и выбор оптимальных параметров их схем осложняются тем, что каскады никогда не бывают совершенно идентичными и в разных каскадах могут иметь место искажения разных типов (рисунки 9,10), которые накладываются при прохождении сигнала через весь усилитель. Поэтому при настройке таких усилителей следует производить покаскадную регулировку схемы, а также принимать во внимание взаимное влияние регулируемого каскада и подключенного к его выходу электронного осциллографа.

7. Измерение периодических сигналов при большом уровне нерегулярных шумов. Уровень электрических флуктуаций в датчиках и электронных схемах определяется порождающими их физическими явлениями, и чем ниже этот уровень, тем, вообще говоря, меньший полезный сигнал может быть обнаружен и измерен. Если представить, что на датчик поступает “чистый” сигнал, то минимальный уровень его, измеренный с заданной точностью, определяется шумами самого измерительного устройства (включая датчик, измерительный усилитель и т. д.). В ряде случаев на точность измерений существенное влияние оказывают флуктуационные явления в самом исследуемом (измеряемом) процессе.

Мерой, характеризующей степень мешающего действия шума при измерении сигнала, может служить отношение уровня сигнала к уровню шума, подведенных к измерительному устройству.

Мощность, выделяющаяся на эквивалентном сопротивлении R при подведении к нему регулируемого сигнала U_s и напряжения шума, определяется соотношением

$$P = \frac{U_s^2}{R} + \frac{\overline{u_o^2}}{R}, \quad (12)$$

мую схему (рисунки 9,10).

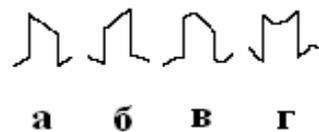


Рисунок 10 – Формы импульсов, наблюдаемых на экране осциллографа при исследовании искажений измерительного усилителя, обусловленных ограничением полосы пропускания со стороны нижних частот:

а – импульсы со скалыванием плоской вершины (соответствует недокоррекции);

б – импульсы с нарастанием плоской вершины (перекоррекция);

в – импульсы, свидетельствующие о малом значении постоянной времени τ в цепях коррекции;

г – импульсы при постоянной времени τ , много меньшей, чем постоянная переходной цепи

где $\overline{u_o^2}$ – квадрат эффективного напряжения шума. Первое слагаемое представляет собой мощность полезного сигнала, второе – мощность шума. Тогда отношение уровня сигнала к уровню шума может характеризоваться величиной

$$n^* = \frac{P_s}{P_o} = \frac{U_s^2}{u_o^2}. \quad (13)$$

Часто под отношением сигнала к шуму удобнее понимать отношение напряжения U_s к эффективному значению напряжения шума:

$$n = \frac{U_s}{\sqrt{\overline{u_o^2}}}. \quad (14)$$

Допустимая величина отношения сигнал/шум определяется условиями поставленного измерительного эксперимента. Уровень сигнала, соответствующего эффективному значению шума, часто называют “пороговым” сигналом, условно считая, что меньший сигнал не может быть успешно измерен. Именно величина отношения уровня сигнала к уровню шума представляет собой одну из важнейших метрологических характеристик измерительного устройства в целом. Часто на практике минимально-целесообразное отношение сигнал/шум принимают равным не хуже 3.

Для оценки качества измерительного усилителя используют также понятие коэффициента шума, который определяют как отношение мощности шума на выходе реального измерительного устройства $P_{ш\Sigma}$ к уровню шума на выходе некоторого идеального измерительного устройства $P_{ш0}$:

$$F = \frac{P_{ш\Sigma}}{P_{ш0}}. \quad (15)$$

Часто для измерения периодических сигналов и наблюдения их формы при большом уровне нерегулярных (например, флуктуационных) шумов применяют методы накопления, которые производятся с целью нахождения *усредненного* значения уровня периодического сигнала в разные моменты времени. Степень уменьшения влияния шумов будет тем большей, чем по большему числу периодов усреднен сигнал. Это экспериментально проверенное утверждение вытекает непосредственно из (14). Действительно, при N - кратном накоплении полезный периодический сигнал увеличивается в N раз. В то же время, среднеквадратическое напряжение

уровня шумов может увеличиться только в \sqrt{N} раз. При многократном повторении процедуры накопления может быть достигнуто отношение сигнал/шум, когда усредненное значение полезного периодического сигнала уверенно выделяется на фоне шума. Применение методов частотной фильтрации, приемов компенсационного подавления шумов и др. позволяет значительно “очистить” полезный сигнал до реальных качественных метрологических показателей. На рисунке 11 приведены графики, иллюстрирующие принцип метода накопления периодического сигнала при большом уровне шума.

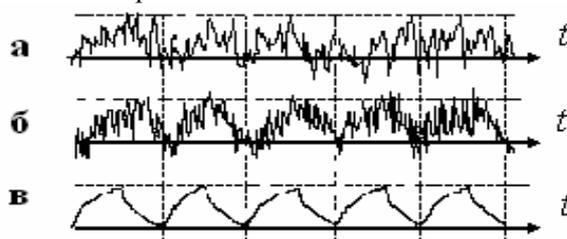


Рисунок 11 – Графики, иллюстрирующие метод накопления периодического сигнала:

- а – однократная запись периодического сигнала с шумом;
- б – результат многократного наложения (накопления) сигнала с шумом;
- в – периодический сигнал, соответствующий исходному. Получен в результате многократного накопления и “очищенный” от высокочастотной составляющей

Следует отметить, что измерение и исследование формы периодических сигналов при большом уровне нерегулярных шумов методами “синхронного накопления” часто применяются в различных областях науки и техники. Так, в работах [9-11] сообщается об использовании метода “синхронного накопления” в геофизических измерениях. В последние годы для прогнозических исследований, для целей сейсморазведки и т. д. все более широко применяются сейсмические просвечивания сейсмоактивных зон с использованием невзрывных сейсмических источников (вибрационные, импульсные, электромагнитные, пневматические и др. излучатели). Невзрывные источники отличаются от взрывов тем, что они, обладая высокой повторяемостью и идентичностью излучений, не воздействуют разрушающим образом на окружающую среду. Особенно высокие требования к идентичности излучений источника предъявляются в тех экспериментах, когда уровень сигнала, принимаемого отдельными сейсмическими станциями, очень мал и его выделение сильно затруднено (иногда практически невозможно) на фоне сейсмических шумов (рисунок 12) [11]. В этих случаях для улучшения отношения сигнал/шум и применяется метод “синхронного накопления” от серии идентичных излучений. Результаты последовательного накопления сейсмических сигналов ($N = 1, 2, 3, \dots, 15$) приведены на рисунке

13. Видно, что при $N = 15$, соотношение сигнал/шум достигло 4-х, что хорошо согласуется с результатами, полученными в [10], и с теорией.

8. Выводы.

8.1. Современные СИ являются сложными многокомпонентными устройствами, и погрешности их определяются многосторонним влиянием внешних и внутренних источников.

Моделью источников погрешностей СИ является многомерный нестационарный случайный процесс. Анализ таких процессов возможен при условии эргодичности этих процессов.

8.2. В полупроводниковых элементах измерительных схем присутствуют шумы, проявляющиеся в виде флуктуационных процессов.

8.3. Измерительные усилители медленно меняющихся сигналов обладают большой нестабильностью. При $f \rightarrow 0$ самопроизвольные или обусловленные непостоянством температуры медленные изменения среднего значения напряжения (дрейф) существенно ограничивают пороговую чувствительность измерительного усилителя.

8.4. Одной из важнейших метрологических характеристик измерительного устройства является величина отношения сигнал/шум. При измерении и исследовании периодических сигналов в присутствии большого уровня нерегулярных шумов применяют методы накопления, которые производятся с целью нахождения усредненного уровня периодического сигнала в разные моменты времени. При

многократном повторении процедуры накопления достигается отношение сигнал/шум, позволяющее уверенно выделять полезный сигнал.

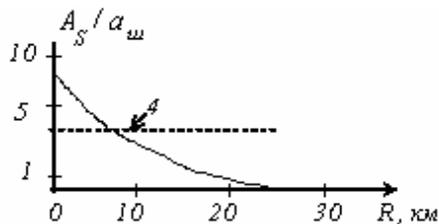


Рисунок 12 – Зависимость соотношения сигнал/шум сейсмического сигнала от расстояния до источника излучения

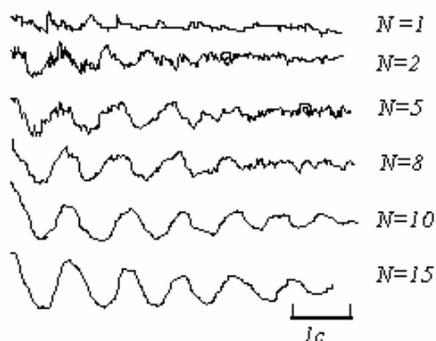


Рисунок 13 – Пример “синхронного накопления” сейсмических сигналов с большим уровнем помех

Библиографический список

1. Орнатский П.П. Теоретические основы информационно-измерительной техники. Киев. Вища школа. Головное изд-во, 1983.- 455 с.
2. Абрамов О.К. Физические основы измерений./ Рязан. гос. радиотехн. акад.- Рязань, 2004.- 64 с.
3. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы.- М.: Сов. радио, 1977.- 608 с.
4. Ван дер Зил А. Шум (источники, описание, измерение): пер. с англ.- М.: Сов. радио, 1973.-228 с.
5. Энген Г.Ф. Измерения в области СВЧ// ТИИ-ЭР, 1978, т. 66, №4.
6. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах: пер. с англ.- М.: Мир, 1986.- 399 с.
7. Нарышкин А.К. Теория низкочастотных шумов. М.: Энергия, 1972.- 152 с.
8. Нарышкин А.К. Противозумовые коррекции в транзисторных усилителях. М.:Связь,1974.- 144 с.
9. Роман В.И. Невзрывное импульсное воздействие и массовое накопление сейсмических сигналов / В кн: Вибрационное просвечивание Земли.- М.:Наука, 1977. - С 71-75.
10. Сейсмическое просвечивание очаговых зон/под ред. А.В. Николаева.- М.: Наука, 1983.- 276 с.
11. Абрамов О.К., Калашикова Т.М., Майсурадзе В.В., Романов О.А. Сейсмологические исследования гидроэнергетических комплексов. НПИЦентр, 1995.- 68 с.