

Н. М. ТЕТЕРИЧ

БИБЛИОТЕКА

ПО

РАДИО

ЛЕКТРОНИКЕ

ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА И ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК



«ЭНЕРГИЯ»

БИБЛИОТЕКА ПО РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ



Выпуск 12

Н. М. ТЕТЕРИЧ

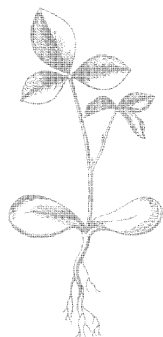
ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА И ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ



«ЭНЕРГИЯ»

МОСКВА 1968



Scan AAW

6Ф2

Т37

УДК 621.317.765.8

Тетерич Н. М.

Т 37 Генераторы шума и измерение шумовых характеристик. Изд. 2-е, переработ. и доп., М., «Энергия», 1968.

216 с. с илл. (Б-ка по радиоэлектронике, Вып. 12).

Описываются первичные источники шума в электрических цепях, электровакуумных и полупроводниковых приборах. Выясняются причины, порождающие шумы, и дается сравнительная оценка источников шума. Рассматриваются генераторы электрических шумов, их устройство и некоторые вопросы расчета и конструирования. Обсуждаются вопросы измерения и контроля параметров генераторов шума. Рассматриваются также вопросы измерения собственных шумов четырехполюсников и коэффициента шума.

Книга предназначена для инженеров, работников измерительных лабораторий, конструкторов радиоаппаратуры и студентов старших курсов вузов.

ПРЕДИСЛОВИЕ КО ВТОРОМУ ИЗДАНИЮ

За годы, прошедшие после выхода в свет первого издания книги (в 1961 г.), список первичных источников шума пополнился такими эффективными приборами, как, например, лавинные диоды и трохотроны. Созданы генераторы шума с радиоактивным элементом, генераторы шума с применением блоков радиоимпульсного преобразования частоты, генераторы шума на туннельном диоде и др.

Интенсивно развивалась область измерений с помощью шума различных радиоустройств и автоматизация подобных измерений. Шумы нашли также применение в областях, далеких от радиоэлектроники, например для обезболивания в медицине.

Автор после выхода книги получил много писем от читателей, в которых указывались отдельные неточности и ошибки, допущенные в первом издании, и высказывались пожелания о более подробном освещении вопросов, относящихся к измерению коэффициента шума и характеристик шума, к физике генерирования шумов.

Эти и некоторые другие вопросы получили освещение во втором издании. Ограниченный объем книги не позволил детально изложить все вопросы, но автор стремился к простоте и достаточной с практической точки зрения полноте изложения. Но об этом пусть судят сами читатели книги.

Книга подвергалась почти полной переработке, но общий план ее сохранился. Сокращена вводная часть, включен перечень типовых источников шума и шумоизмерительной радиоаппаратуры. Дан новый список литературы.

Автор благодарит читателей, критические замечания которых, ценные советы и живой интерес к вопросу по-

будили его заняться переизданием книги. Особенно признателен автор редактору книги канд. техн. наук П. А. Перепелятнику за большой труд по редактированию рукописи.

Автор просит читателей присылать замечания о недостатках второго издания книги и пожелания об ее улучшении в адрес радиотехнической редакции издательства «Энергия»: Москва, Ж-114, Шлюзовая набережная, д. 10.

Н. М. Тетерич

ВВЕДЕНИЕ

Применение и классификация генераторов шума. Генераторы шума называют также генераторами случайных, флуктуационных или нерегулярных сигналов. Они обычно представляют собой совокупности узлов и устройств, обеспечивающих получение шумового напряжения (тока или мощности) на нагрузке генератора. Генераторы шума находят столь же многообразное применение в лабораторной и заводской практике, как и генераторы гармонических и импульсных сигналов. Этому способствует целый ряд ценных качеств, которыми они обладают.

Спектральный состав шумовых колебаний на выходе генераторов шума, как правило, равномерен в очень широкой полосе частот. Шумовые генераторы перекрывают диапазон от весьма низких частот до самых высоких радиочастот (порядка 300 Гц), применяемых в настоящее время.

Генераторы шума надежны в работе, просты по конструкции, обладают стабильностью, удовлетворяющей требованиям практики. Они универсальны в том отношении, что позволяют в ряде частных применений с помощью сравнительно простых средств преобразовывать шумы с одним законом распределения мгновенных значений в шумы с иными законами распределения последних или преобразовывать флуктуационные сигналы с одним спектральным составом в шумовые колебания с другим частотным спектром.

Наибольшее применение генераторы шума находят в измерительных устройствах, в качестве источников, воспроизводящих шумы, которые наблюдаются в реальных схемах и системах. Примерами таких измерительных устройств могут быть многочисленные генераторы шума, предназначенные для измерения коэффициента шума приемников и предельной чувствительности усилительных устройств, помехоустойчивости систем автоматического регулирования и телеуправления, предельной дальности радиолокационных станций и радионавигационных систем.

Генераторы шума используются также в качестве калиброванных источников мощности, применяемых при измерениях интенсивности других шумов или регулярных колебаний, например шумов внезапного происхождения (в радиоастрономии), атмосферных помех и др.

В радиосвязи генераторы шума применяются для измерения перекрестных помех или диафонии. В многоканальной телефонии полный сигнал на выходе модулятора очень похож на шум, занимающий ту же полосу частот, поэтому оказалось возможным заменить несколько сотен источников звука одним широкополосным

источником шума. Шум, в котором исключены составляющие спектра частот проверяемого канала, подается на линию связи, а на испытываемом канале прослушивается и измеряется напряжение помехи. Подобные измерения производят в проводной связи и в радиосвязи, особенно на радиорелейных линиях. Такие измерения позволяют установить допустимые уровни перекрестных помех.

Большим разнообразием отличаются применения генераторов шума также и в электроакустике. В частности, в аудиометрии шумы используются для маскировки звуков при определении разборчивости речи. Генераторы шума применяют для снятия частотных характеристик громкоговорителей, микрофонов и электроакустических преобразователей, для измерения времени реверберации помещений, коэффициентов звукопоглощения различных перегородок, стен, звукопоглощающих материалов и др. В устройствах звукозаписи генераторы шума оказались полезными для установления уровней записи и воспроизведения одновременно в широком диапазоне амплитуд и частот. В кино генераторы шума применяются для создания шумовых эффектов, а в устройствах для синтеза речи (вокоде и др.) — для получения согласных звуков.

В медицинской практике генераторы шума находят применение как приборы для обезболивания, например в процессе лечения зубов и протезирования [Л. 9]. Эти приборы называются шумовыми анальгезаторами. Действие их основано на том, что шумы, воспроизводимые головными телефонами, гасят очаг возбуждения, обусловленный болевыми ощущениями в коре головного мозга.

В цеховой практике на радиозаводах генераторы шума используются для контроля действующей полосы пропускания различных радиоустройств и фильтров, непосредственного измерения коэффициента шума в процессе отладки и выпуска усилителей на лампах или транзисторах, так как коэффициентом шума определяется предельная чувствительность прибора. Коэффициент шума от одного образца прибора к другому может изменяться весьма заметным образом. Кроме того, генераторы шума применяются при разброске транзисторов, поскольку коэффициент шума полупроводникового элемента непосредственно связан с надежностью его работы. В соединении с избирательным перестраиваемым усилителем генератор шума может служить источником почти синусоидальных сигналов в широком диапазоне частот.

В некоторых случаях генераторы шума могут оказаться полезными при определении условий механических резонансов системы. Постоянное стремление к проверке конструируемого оборудования, в условиях, близких к реальным, заставило сконструировать и применять «шумовые» вибростенды, амплитуда вибраций которых меняется непрерывно по случайному закону, а само возбуждающее колебание содержит в своем составе не одно гармоническое колебание, а целый спектр колебаний, средняя суммарная мощность которых достигает нескольких десятков киловатт.

Наконец, генераторы шума входят как самостоятельные узлы в комбинированные измерительные приборы, в генераторы хаотических импульсных помех. Они незаменимы в биофизике при различных опытах по определению пороговых величин зрения, слуха и др.

Хорошо известен метод измерения параметров как отдельных антенн, так и больших антенных систем с помощью источников внеземного радионизлучения. Последние имеют относительно небольшие

угловые размеры, т. е. являются практически точечными источниками, и служат во время антенных измерений в качестве «вынесенных» естественных радиопередатчиков. Положение радиоисточников на небесной сфере, их движение и интенсивность известны с большой точностью. Это позволяет юстировать электрическую ось антенны, измерять ее диаграмму направленности, коэффициент усиления, эффективную площадь, шумовую температуру, коэффициент полезного действия и другие параметры [Л. 28].

Таков беглый перечень некоторых применений генераторов шума, и он с годами будет все многообразнее и полнее. Как правило, генераторы шума необходимо внедрять там, где приходится иметь дело с анализом частотных характеристик, т. е. где требуются не отдельные частоты, а целый спектр частот и широкий диапазон амплитуд сигналов. Применение шумовых генераторов позволяет автоматизировать целый ряд ручных операций электронной и радиотехнической промышленности.

Прогнозирование надежности радиоаппаратуры — актуальнейшая задача современной техники. В ее решении интересным и важным направлением несомненно является анализ внутренних шумов (мерцаний токов питания и др.) и радиоизлучений, обусловленных электрическими дугами, возникающими в местах малонадежных неустойчивых контактов. Радиоизлучения возникают также вследствие пробоев через слой диэлектрика в пленочных конденсаторах и перекрытий по поверхности изолятора (подложки) в пленочных и печатных схемах [Л. 86]. Известен случай [Л. 73], когда в партии работоспособных радионавигационных приборов, подвергнутых «шумовому» контролю на повышенное излучение радишумов в УКВ диапазоне, были замечены несколько образцов, которые отличались повышенной шумливостью. Через несколько месяцев именно эти экземпляры приборов вышли из строя.

В основе генерации шумов лежат элементарные физические процессы (тепловое возбуждение носителей электрического заряда, его дискретность и др.) и комбинации их. Измеряя характеристики шума, можно по ним определить ряд физических постоянных, например постоянную Больцмана, заряд электрона, подвижность носителей [Л. 74, 81, 68, 59]. Одним из методов определения электронной температуры при термоядерных экспериментах является радиоприем и оценка интенсивности радишумов СВЧ излучения плазмы [Л. 52].

Наконец, упомянем о шумовых методах измерения температуры [Л. 7], которые основаны либо на приеме с помощью рупорной антенны теплового радиоизлучения, испускаемого нагретым телом, либо на оценке изменения интенсивности шумов резистора при его нагревании. Точность измерения температуры довольно высокая. Термошумовой термометр, например, может измерять температуру 1000°C с погрешностью $0,1\%$.

В основе деления генераторов шума на классы лежат различные характеристики случайных сигналов. Рассмотрим некоторые из возможных классификаций.

По форме сигнала генераторы шума делятся на два больших класса: генераторы непрерывных (аналоговых) и генераторы дискретных (импульсных) случайных сигналов.

По частотному диапазону генерируемых колебаний генераторы шума делятся на следующие группы: инфранизкочастотные, низкочастотные, видеочастотные и сверхвысокочастотные.

По ширине полосы генерируемых частот различают узкополосные (средняя частота значительно больше, чем ширина всего спектра частот) и широкополосные генераторы шума. В последних ширина спектра близка (по порядку величины) к средней частоте. Такие генераторы называют иногда генераторами «белого шума»¹.

Реже за основу классификации берут вероятностные характеристики, точнее, законы распределения мгновенных значений шумового колебания. Если определяющим при эксплуатации является закон распределения, например при моделировании задач с пороговыми сигналами, то целесообразно генераторы шума именовать соответственно закону:

генераторами нормального, или гауссова шума, у которых мгновенные значения шумового колебания в каждый данный момент времени распределены по нормальному, или гауссову закону²;

генераторами релейского шума, у которых флуктуации мгновенных значений выходного напряжения следуют закону распределения Релея.

Приведенное деление является весьма условным. Генератор шума, который называют широкополосным, может работать в режиме генерации нормального, или релейского шума, генератор нормального шума может быть и узкополосным и широкополосным.

Функциональная схема генератора шума. Генераторы шума отличаются исключительным разнообразием элементов, образующих их. Это объясняется, с одной стороны, широким выбором первичных источников шума, а с другой стороны, исключительным многообразием практических требований к самим генераторам.

От генератора в самом общем случае требуется, чтобы он давал широкополосный шум с равномерной спектральной плотностью в заданном диапазоне частот, имел возможность регулировки и контроля выходной мощности и обеспечивал неизменность выходных параметров шума (средней мощности и законов распределения мгновенных значений).

Схемное выполнение генераторов шума многообразно, но детальное рассмотрение их позволяет сделать некоторые обобщения и прийти к функциональной схеме, изображенной на рис. В-1.

Первичными источниками шума чаще всего служат газоразрядные элементы (тиратроны, неоновые лампочки, аргонные и неоновые трубки и др.), так как они обладают наибольшим уровнем шума в достаточно широкой полосе частот. Практически имеющимися в настоящее время газоразрядными приборами можно перекрыть всю область используемых частот. В качестве первичного источника могут также использоваться резисторы, полупроводниковые приборы, шумовые диоды, фотоумножители и некоторые другие приборы.

С помощью формирующего устройства производится выделение нужного спектра частот с заданным распределением спектра мощности шума или осуществляется преобразование одного вида шума в другой, например узкополосного нормального шума в релейский.

¹ Белым называется шум, спектр которого простирается в весьма протяженной области частот. За сходство со спектром белого света его и называют «белым шумом».

² Далее везде определения «нормальный» и «гауссов» употребляются как синонимы.

Таблица В-1

Страна	Тип	Первичный источник шума	Диапазон частот, МГц	Выходное		Основное назначение
				напряжение, мощность	сопротивление, Ом	
СССР	Г2-1	Фотоумножитель	$5 \cdot 10^{-5} - 6$	$0 - 0,75$ в	75	Универсальное
СССР	Г2-12	Диод	$2 \cdot 10^{-5} - 2 \cdot 10^{-2}$	до 3 Вт	5, 100, 600	"
США	1390A	Тиратрон	$3 \cdot 10^{-5} - 5$	$0 - 1$ в	800	"
ФРГ	BN4150	Диод	$3 \cdot 10^{-5} - 6$	$0 - 1$ в	75	"
ФРГ	BN4151	"	3—600	$0 - 50$ кТ ₀	75	Измерение коэффициента шума
СССР	Г2-32	"	1—600	$0 - 50$ кТ ₀	75	То же
СССР	Г2-3	"	15—700	$0 - 30$ кТ ₀	75	"
СССР	Г2-4	"	15—100	$0 - 50$ кТ ₀	400	"
Англия	T1106	"	1—200	$0 - 30$ кТ ₀	52, 71	"
Англия	T1301	Газоразрядная трубка	200—1 700	$0 - 36$ кТ ₀	50	"
СССР	Серия Г2-5, Г2-25	То же	$500 - 35 \cdot 10^3$	$0 - 70$ кТ ₀	50, 75	"
США	Серия 300A—312A	"	$10^3 - 30 \cdot 10^3$	$0 - 36$ кТ ₀	50	"

Для этой цели применяют фильтры, нелинейные приборы и другие устройства.

Калиброванный делитель с измерителем выходного уровня шума обязателен, если генератор шума предназначен для использования в измерительных целях. Даже в простейших случаях применения его в качестве средства имитации в генераторе также должно быть устройство, регулирующее выходной уровень шума. Известно, что коэффициент шума зависит от полного выходного сопротивления источника сигнала. При некотором значении сопро-

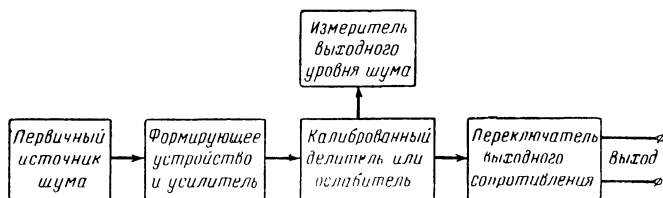


Рис. В-1. Обобщенная блок-схема генератора шума.

тивления коэффициент шума имеет минимальное значение. Для того чтобы сравнивать усилители, преобразователи частоты и другие устройства по минимальному коэффициенту шума, необходимо иметь возможность изменять выходное сопротивление генератора шума. Эту функцию в генераторе шума выполняет переключатель (или регулятор) выходного сопротивления.

Далее последовательно рассмотрены следующие вопросы: количественные характеристики шумов (гл. 1), выбор первичного источника шума и его работа (гл. 2), особенности расчета и конструирования усилителей и генераторов шума (гл. 3), калибровка и контроль генераторов шума и некоторые вопросы измерения коэффициента шума (гл. 4)

В табл. В-1 представлен ряд серийно выпускаемых генераторов шума (по странам мира) и их основные характеристики.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ ШУМА, ШУМЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЯХ

1-1. СРЕДНИЕ ЗНАЧЕНИЯ

На рис. 1-1 схематически изображены образцы записей шума, которые можно получить с помощью самописца на выходе высокочувствительного усилителя. Мы видим образцы электрических колебаний $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_k(t)$ равной длительности T (время регистрации или наблюдения), ход которых во времени (форма), как нетрудно заметить, не повторяется ни от одного образца к другому, ни на интервале T .

По своему виду они являются типичным примером непериодических колебаний с явно выраженными флуктуациями на интервале наблюдения T . Это — представители обширного класса *шумовых колебаний*. Если бы мы сделали не k , а очень большое число регистраций (теоретически бесконечное число), то они образовали бы *совокупность* или *множество* возможных образцов, или, как часто говорят, их *ансамбль*.

Образцы шумовых колебаний $u_1(t)$, $u_2(t)$, ..., $u_k(t)$, «набранные» независимо друг от друга с выхода источника шума (в данном случае усилителя, работающего все время в неизменных условиях), называются *выборочными функциями*, или *реализациями*. В свою очередь ансамбль последних определяет случайную функцию, взятую на интервале $-\infty < t < \infty$.

В случае генераторов шума такими случайными функциями будут шумовые напряжения или токи.

На практике мы всегда имеем дело с реализациями случайной функции. Они являются детерминированными функциями времени, так как известны нам во всех

деталей на интервале \bar{T} . Естественно, к ним применимы все способы математического анализа регулярных сигналов.

Самое простое, что мы делаем, когда встречаемся с изменяющейся величиной,—определяем ее среднее

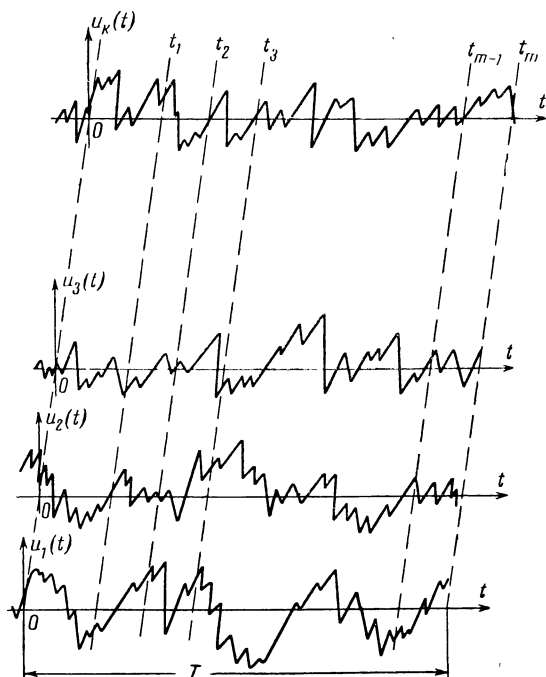


Рис. 1-1. Реализации шума длительностью T .

значение. Если $u(t)$ —реализация случайной функции, то ее среднее по времени находим (если, конечно, оно существует) усреднением $u(t)$ по достаточно большому интервалу наблюдения (теоретически бесконечному), т. е.

$$\bar{U}(t) = M[u(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt. \quad (1-1)$$

Среднее¹ значение можно найти также усреднением по реализациям. Для этого разделим интервал T на ряд участков равной продолжительности (хотя это и не обязательно) и обозначим концы их. На рис. 1-1 $t_1, t_2, t_3, \dots, t_m$. Часто говорят, имея в виду деление интервала, что произведено квантование реализации по времени. Значения ординат в точках квантования равны соответственно для первой (по счету) реализации:

$$u_1(t_1), u_1(t_2), \dots, u_1(t_m),$$

для второй реализации.

$$u_2(t_1), u_2(t_2), \dots, u_2(t_m),$$

для k -й реализации.

$$u_k(t_1), u_k(t_2), \dots, u_k(t_m).$$

Очевидно, среднее по всем реализациям ансамбля равно:

$$\bar{U}(t_1) = M[u_k(t_1)]_{\text{по } k} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k(t_1),$$

которое не зависит от k , так как усреднение производится по k для момента времени $t = t_1$.

Аналогичным образом для точки $t = t_2$.

$$\bar{U}(t_2) = M[u_k(t_2)]_{\text{по } k} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k(t_2),$$

.....

для точки $t = t_m$.

$$\bar{U}(t_m) = M[u_k(t_m)]_{\text{по } k} = \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{1}{n} \sum_{k=1}^n u_k(t_m).$$

В общем случае $\bar{U}(t_i)$ является функцией выбранного момента времени t_i .

¹ Для среднего значения применяют следующие условные обозначения: $\bar{X}(t)$, $M[X(t)]$, $\langle X(t) \rangle$, $m_X(t)$.

Однако существуют случайные явления (процессы), например тепловое движение носителей заряда, дробовой эффект (см. гл. 2) в электронных приборах, которые описываются особыми случайными функциями времени. Средние значения последних, полученные усреднением по большому числу реализаций, оказываются равными для всех моментов времени, т. е. $\bar{U}(t_1) = \bar{U}(t_1 + t)$ при всех t . В этом случае говорят, что средние значения инвариантны относительно сдвига по времени. Для таких функций вообще характерна однородность статистических свойств во времени. Ни одна из точек по оси времени ($-\infty < t < \infty$) не обладает преимущественным положением. Эти случайные функции называются стационарными.

Чтобы на практике шум можно было считать стационарным, бывает достаточно, чтобы внешние условия осуществления явления, порождающего шум, оставались постоянными в течение всего времени наблюдения за $u(t)$ и еще некоторого, примыкающего к нему промежутка времени, достаточного для затухания переходного процесса. Например, выходное напряжение высокочувствительного усилителя (как в нашем примере), записанное (любым известным способом — на ферромагнитную ленту, фотопленку, бумагу и т. д.) в течение времени T (при $T \gg 1/\Pi$, где Π — полоса частот, пропускаемых усилителем), является реализацией стационарного шума. Однако сразу после включения усилителя процесс будет нестационарным, так как необходимо какое-то время на установление режима ламп и, следовательно, дробового эффекта в последних, а также прохождения переходных процессов в элементах схемы (конденсаторах, трансформаторах и т. д.).

Статистическая однородность стационарного шума во времени позволяет предположить, что усреднение по реализациям даст такой же результат, как и усреднение по времени. Иначе говоря, характеристики такого шума можно определить по одной реализации достаточной продолжительности. Если все реализации, изображенные на рис. 1-1, поставить друг за другом (вытянуть по времени), то, находя среднее по времени, мы можем получить величину среднего значения случайной функции. Важно выполнить условие, касающееся времени усреднения. Оно должно быть достаточно большим (теоретически бесконечно большим).

Стационарная случайная функция, обладающая тем свойством, что для нее среднее по времени (с вероятностью, сколь угодно близкой к единице при достаточно большом времени наблюдения) равно среднему по совокупности или ансамблю реализаций, называется эргодической.

Почти все шумы, генераторы которых описываются в книге, характеризуются наилучшим приближением к стационарным случайным функциям (в отличие, например, от информационных случайных функций) и обладают эргодическим свойством. Чтобы подчеркнуть эти их исключительные свойства (стационарность и эргодичность) и выделить этот подкласс случайных функций, будем дальше шумовые токи и напряжения называть шумовыми функциями¹ или, короче,—шумами.

После сделанного отступления продолжим обсуждение средних значений шумовой функции. Среднее значение шумового тока, полученное усреднением на достаточно длинном интервале времени,

$$I_0 = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \text{const.} \quad (1-2)$$

Вследствие того, что реализация $i(t)$ на практике может быть получена лишь конечной продолжительности, то среднее значение, найденное усреднением по времени наблюдения T , является, вообще говоря, случайной величиной, которая может изменяться от реализации к реализации. Однако оно может служить подходящей оценкой² среднего значения шумовой функции. При неограниченном возрастании времени наблюдения (усреднения), т. е. при $T \rightarrow \infty$, оценка или статистическое среднее будет сходиться по вероятности к среднему значению шумовой функции.

¹ В дальнейшем шумовые функции обозначаются большими $X(t)$, $U(t)$, $I(t)$, а их реализации малыми буквами латинского алфавита $x(t)$, $u(t)$, $i(t)$ (U и u — предпочтительно для напряжения, I и i — для тока).

² Следуя работе [Л. 41], будем обозначать оценки параметров шумовой функции волнистой чертой (тильдой) сверху, например: $\bar{M}[u(t)]$, \bar{U}_0 , \bar{I}_0 и т. д. Более подробные сведения об оценках приводятся в гл. 4.

Таким образом, оценка среднего значения по одной реализации шумового тока $i(t)$ или напряжения $u(t)$ равна соответственно:

$$\tilde{I}_0 = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt, \quad (1-3)$$

$$\tilde{U}_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt. \quad (1-4)$$

Среднее значение шумовой функции — это постоянное число, характеризующее ее постоянную составляющую. Последняя, как обычно, может быть измерена, например, в случае тока — амперметром, в случае напряжения — вольтметром постоянного тока.

В статистике и в теории вероятностей среднее значение называется первым начальным моментом или математическим ожиданием и обозначается $m_1(t)$, $M[u(t)]$.

Следующее важное для нас среднее значение — это *средний квадрат*¹ шумовой функции, который для тока равен:

$$\bar{I}^2 = M[I^2(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt, \quad (1-5)$$

а для напряжения

$$\bar{U}^2 = M[U^2(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt. \quad (1-6)$$

Средний квадрат шума — это постоянное число.

Если средний квадрат тока умножить на сопротивление цепи (r), то произведение даст *полную среднюю мощность шума*:

$$P_{\Pi} = \bar{I}^2 r.$$

Аналогично, средний квадрат напряжения, умноженный на проводимость цепи, на которой создается

¹ Средний квадрат в теории вероятностей именуется вторым начальным моментом и обозначается $m_2[U(t)] = M[U^2(t)]$.

это падение напряжения, также равняется полной средней мощности шума:

$$P_{\pi} = \bar{U}^2 g.$$

Если из полной средней мощности шума вычесть мощность постоянной составляющей P_0 , то, очевидно, остаток будет равен мощности переменных составляющих P_{\sim} шумовой функции:

$$P_{\sim} = P_{\pi} - P_0.$$

В целях упрощения изложения и формул обычно полагают, что шумовая функция не содержит постоянной составляющей¹. Это не нарушает общности рассуждений, так как на практике, если в шумовом колебании присутствует постоянная составляющая, ее всегда можно устранить либо способом компенсации, либо посредством блокировочного конденсатора, либо иным способом.

Переменные составляющие шума измеряются действующим² значением тока:

$$I_{\text{д}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T i^2(t) dt} \quad (1-7)$$

действующим значением напряжения

$$U_{\text{д}} = \sqrt{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt}. \quad (1-8)$$

Мощность шума равна:

$$P = I_{\text{д}}^2 r \quad (1-9)$$

или, выражая ее через напряжение,

$$P = U_{\text{д}}^2 g. \quad (1-10)$$

¹ Случайные функции без постоянной составляющей называются центрированными и имеют обозначение $\tilde{U}(t)$.

² Другие наименования этой величины: эффективное или среднеквадратичное значение.

При расчетах или математическом анализе шумов удобно иметь дело с мощностью шума, приходящейся на один ом (или один сименс) цепи. Действительно, разделив правые и левые части формул (1-9) и (1-10) соответственно на сопротивление r и проводимость g , получим:

$$P/r = I_{\text{д}}^2 \text{ и } P/g = U_{\text{д}}^2.$$

Покажем, что нормированные мощности P/r и P/g тождественны дисперсии¹, которая, как известно из теории вероятностей, равна:

$$D_x = D[X(t)] = M[X^2(t) - \overline{X(t)}^2].$$

Но, согласно принятому нами условию, $\overline{X(t)} = 0$, поэтому

$$D[X(t)] = M[X^2(t)] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T x^2(t) dt. \quad (1-11)$$

Нетрудно видеть, что дисперсия напряжения шума

$$D[U(t)] = U_{\text{д}}^2$$

и дисперсия шумового тока

$$D[I(t)] = I_{\text{д}}^2.$$

Таким образом,

$$D[U(t)] \equiv P/g \text{ и } D[I(t)] \equiv P/r.$$

Дисперсия по ее физическому смыслу пропорциональна мощности переменных составляющих шумового колебания. Для цепи, имеющей сопротивление один ом или проводимость один сименс, она численно совпадает с мощностью, выделяющейся в этой цепи (заметьте, что размерности у них разные).

Корень квадратный из дисперсии называется среднеквадратичным отклонением, и в данном случае оно сов-

¹ Дисперсия также называется вторым центральным моментом,

падает с действующим значением тока или напряжения шума:

$$\sigma_I = \sqrt{D[I(t)]} = I_{\text{д}}; \quad (1-12)$$

$$\sigma_U = \sqrt{D[U(t)]} = U_{\text{д}}. \quad (1-13)$$

Средние значения более высоких степеней также могут быть получены, причем чем их больше известно, тем подробнее мы знаем шумовое колебание с количественной стороны. Но все средние значения не могут указать ни размаха¹ колебаний шума, ни их поведения во времени. Для этой цели служат другие характеристики шумовых колебаний.

1-2. ФУНКЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ И ПЛОТНОСТЬ ВЕРОЯТНОСТЕЙ.

Располагая реализацией $u(t)$ шумовой функции $U(t)$, можно измерить часть времени, в течение которого мгновенные значения шумового колебания больше, чем любое, но фиксированное напряжение $E_{\text{к}}$, как это показано на рис. 1-2. Условимся эти напряжения называть уровнями анализа. Время пребывания шума над

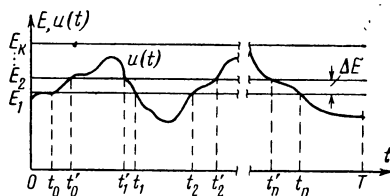


Рис. 1-2. Определение времени пребывания выбросов шума над уровнем анализа.

уровнем анализа E_1 , как легко заметить, складывается из промежутков времени $(t_1 - t_0)$, $(t_3 - t_2)$, ..., $(t_{n+1} - t_n)$. Аналогично для другого уровня анализа E_2 это время образовано промежутками времени $(t'_1 - t'_0)$, $(t'_3 - t'_2)$, ..., $(t'_{n+1} - t'_n)$.

¹ Размахом называется изменение шумового колебания вверх и вниз от нулевого или среднего уровня.

Суммарное время пребывания над уровнем анализа E_1 выражается суммой $\sum_{i=0}^n (t_{i+1}^* - t_i)$. Аналогичные суммы могут быть составлены и для всех других E_k уровней анализа.

Если образовать отношение суммарного времени пребывания колебаний шума выше, например E_1 к интервалу наблюдения T , то полученное отношение будет характеризовать частоту или статистическую вероятность появления ординат шума $u(t) \geq E_1$. Когда интервал наблюдения безгранично возрастает, то частота переходит в вероятность, т. е.

$$\text{Вер}[u(t) \geq E_1] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \sum_{i=0}^{i=n} (t_{i+1} - t_i). \quad (1-14)$$

Аналогичным образом могут быть получены и другие вероятности превышения шумовым колебанием заданных постоянных уровней E_k и построена зависимость $F(u) = \text{Вер}[u(t) \geq E_k]$, которая при небольшом числе уровней анализа будет ступенчатой кривой, а если это число достаточно велико, то она переходит в непрерывную кривую. Полученная зависимость $F(u)$ называется функцией распределения вероятностей¹.

Отметим некоторые свойства функции распределения вероятностей.

1. $\text{Вер}[u(t) > -\infty] = F(-\infty) = 1$, как вероятность достоверного события (ординаты шумового колебания лежат всегда выше $-\infty$).

2. $\text{Вер}[u(t) > \infty] = F(\infty) = 0$, как вероятность невозможного события (ни одна из ординат реального шума не может принять бесконечно больших значений).

¹ В теории вероятностей функция распределения равна $\text{Вер}[u(t) < E_k] = F_1(u)$, т. е. функция, принятая в книге, является дополнением ее $F(u) = 1 - F_1(u)$. Это объясняется тем, что в прикладных вопросах часто более важно бывает знать вероятность превышения случайной величиной некоторого фиксированного значения, чем обратную вероятность. Так, в радиолокации вероятность превышения шумом установленного порога получила специальное название «вероятности ложной тревоги»; в радиосвязи важно знать вероятность, что напряженность поля в точке приема не упадет ниже порогового значения, и пр.

3. Если уровни анализа выбраны так, что $E_1 < E_2 < E_3 \dots$, то $\text{Вер}[u(t) \geq E_1] > \text{Вер}[u(t) \geq E_2] > \text{Вер}[u(t) \geq E_3] \dots$

На практике мы имеем дело с реализацией конечной длительности, и поэтому экспериментально полученное распределение вероятностей отличается от действительной функции распределения шума и называется ее оценкой¹ или статистической функцией распределения вероятностей, т. е.:

$$\widetilde{\text{Вер}}[u(t) \geq E_k] = \tilde{F}(u) = \frac{1}{T} \sum_{i=0}^n (t_{i+1} - t_i). \quad (1-15)$$

Следующая важная вероятностная характеристика — это плотность вероятности $f(u)$. О ее величине можно судить по вероятности нахождения ординат реализации $u(t)$ в интервале $\Delta E = E_{i+1} - E_i$ (рис. 1-2):

$$\text{Вер}[E_i < u(t) \leq E_i + \Delta E] = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \Sigma \tau_i,$$

где $\tau_i = |t_i - t'_i|$.

Более точно плотность вероятности характеризуется следующим выражением:

$$f(u) = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \frac{\text{Вер}[E_i < u(t) \leq E_i + \Delta E]}{\Delta E} = \lim_{\Delta E \rightarrow 0} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{\Sigma \tau_i}{T \Delta E}. \quad (1-16)$$

1-3. КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ

Законы распределения характеризуют возможный размах колебаний шума в любой фиксированный момент времени. Но они не указывают, как происходят эти колебания во времени, зависят ли значения колебаний в соседних точках друг от друга или нет. Наличие подобной статистической связи между реализацией $u(t)$ и ее копией, сдвинутой на величину τ по оси времени

¹ Об оценках законов распределения вероятностей более подробно сказано в § 4-4.

$u(t-\tau)$, определяется функцией автокорреляции или просто корреляции:

$$K(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [u(t) u(t-\tau)] dt, \quad (1-17)$$

где T — интервал наблюдения шумовой функции.

Из соотношения (1-17) видно, что $K(\tau)$ характеризует степень связи между значениями $u(t)$, разделенными промежутком времени τ . Чем медленнее во времени изменяется $u(t)$, тем больше промежуток τ , в пределах которого в среднем наблюдается связь между мгновенными значениями в данный момент $u(t)$ и в предшествующий момент $u(t-\tau)$. Дело обстоит так, как будто бы $u(t)$ содержит в своем составе компоненту, которая определяется значением $u(t-\tau)$. Естественно, воздействие начальных условий ослабевает при больших τ . Значения $u(t)$ и $u(t-\tau)$ при этом становятся независимыми, а их произведение — случайной величиной, среднее значение которой равно нулю. Если же $\tau=0$, то

$$K(0) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [u(t)]^2 dt = D[U(t)] = U_{\pi}^2. \quad (1-18)$$

При максимальной величине связи, т. е. корреляции $U(t)$ самой с собою, функция корреляции совпадает с мощностью переменных составляющих или дисперсией.

Экспериментально можно наблюдать функцию корреляции шума с помощью устройства, блок-схема которого изображена на рис. 1-3.

В общих чертах устройство работает следующим образом. Шумовое колебание $u(t)$ поступает через два отдельных усилителя, один из которых имеет в своем составе линию задержки, причем время запаздывания в ней входного сигнала автоматически может линейно регулироваться от 0 до τ . На их выходах получаются два шумовых колебания $v(t)$ и $v(t-\tau)$, отличающиеся от $u(t)$ лишь масштабом и наличием в одном из них сдвига во времени; эти колебания перемножаются, а затем усредняются любым известным способом, например фильтром пропускания нижних частот и т. д.

На его выходе для каждой фиксированной задержки мы получаем величину, которая является оценкой корреляционной функции

$$\tilde{K}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) v(t - \tau) dt. \quad (1-19)$$

Так как время задержки изменяется непрерывно, то, подав на вход канала Y электроннолучевого осциллографа напряжение, пропорциональное $K(\tau)$, а на вход

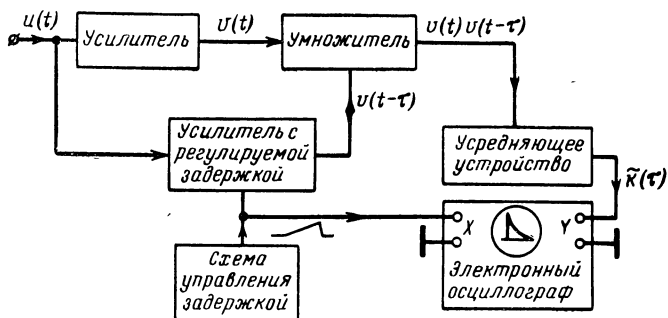


Рис. 1-3. Функциональная схема коррелометра для визуального наблюдения функции корреляции.

канала X напряжение развертки со схемы управления временем задержки, на экране получим изображение функции корреляции.

И в теории и на практике часто применяется также нормированная функция корреляции $\rho(\tau)$, которая безразмерна и поэтому более удобна в работе

$$\rho(\tau) = \frac{K(\tau)}{K(0)} = \frac{K(\tau)}{U_d^2}. \quad (1-20)$$

При $\tau=0$ нормированная функция корреляции, как это легко видеть из (1-20), равна единице. Связь между значениями шумовой функции при этом достигает своей предельной величины. В качестве иллюстрации на рис. 1-4 изображена экспоненциальная функция корреляции, определяемая формулой

$$K(\tau) = D e^{-\alpha|\tau|} = U_d^2 e^{-\alpha|\tau|}. \quad (1-21)$$

Для оценки интервала времени τ_k , в пределах которого в среднем наблюдается связь между значениями шумовой функции, используется следующее соотношение:

$$\tau_k = \int_0^{\infty} |\rho(\tau)| d\tau = \frac{1}{U_d^2} \int_0^{\infty} |K(\tau)| d\tau. \quad (1-22)$$

Геометрически время корреляции τ_k равно основанию прямоугольника, эквивалентного площади между $|K(\tau)|$

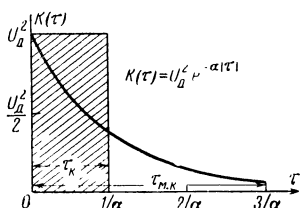


Рис. 1-4. Функция корреляции и определение времени корреляции.

или $|\rho(\tau)|$ и осью абсцисс (осью времени), причем за боковую его сторону принимается максимальная величина $K(0)$ или $\rho(0)$. Геометрические построения ясны из рис. 1-4.

На практике часто используется максимальное время корреляции $\tau_{м.к.}$. Это — такой интервал времени, за пределами которого корреляция очень мала, т. е.

$$\rho(\tau_{м.к.}) < \varepsilon, \quad (1-23)$$

где ε — малая наперед заданная величина, например, 0,05.

Заметим, что понятие о корреляции применимо к любой функции времени, в том числе и к периодической (в последнем случае функция корреляции также будет периодической функцией).

1-4. СПЕКТРАЛЬНАЯ ПЛОТНОСТЬ И СВЯЗЬ ЕЕ С ФУНКЦИЕЙ КОРРЕЛЯЦИИ

Распределение вероятностей описывает размах или интенсивность колебаний шума, функция корреляции характеризует их связь во времени. Частотные свойства шума определяются следующей, исключительно важной характеристикой — спектром мощности или энергетическим спектром.

Совершенно естественно приходят к частотным свойствам, как только вспоминают о том, что шумовое колебание может существовать лишь во времени и формируется оно в электрических цепях с ограниченной полосой пропускания по частоте. Шумовое колебание в некотором приближении можно рассматривать как бы состоящим из бесконечно большого числа гармонических колебаний, частоты которых лежат в полосе шума, а фазы случайны. В результате биений этих гармонических колебаний между собой и получается шумовая функция со всеми присущими ей особенностями случайного сигнала. Эта модель шума часто применяется на практике [Л. 21].

Если выделить в спектре гармонических колебаний частотный интервал между ω и $\omega + \Delta\omega$, то составляющие шума на этом интервале имеют случайные амплитуды. Естественно, что вместо случайных амплитуд стараются иметь дело со средними квадратами их, т. е. квадратами действующих значений составляющих шума $X_d^2(\omega, \omega + \Delta\omega)$. Тогда распределение квадратов действующих значений шума по частоте будет характеризовать в некотором масштабе и распределение мощности по частоте. Эту характеристику называют спектральной плотностью квадратов действующих значений¹ (дисперсии) шума $S_X(\omega)$. Она равна:

$$S_X(\omega) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{X_d^2(\omega, \omega + \Delta\omega)}{\Delta\omega}. \quad (1-24)$$

Квадрат действующего значения шума будет равен интегралу по спектральным плотностям квадратов действующих значений составляющих, взятому по всему диапазону частот (теоретически от 0 до ∞):

$$X_d^2 = \int_0^{\infty} S_X(\omega) d\omega. \quad (1-25)$$

По этой формуле X_d^2 , а следовательно, и мощность шума получается бесконечно большой при конечном значении

¹ Часто ее также называют спектральной плотностью мощности или энергетической спектральной плотностью, имея в виду мощность составляющих шума, выделяющуюся в цепи с сопротивлением в один ом или с проводимостью в один сименс.

спектральной плотности. В практике этого не бывает в силу того, что гармонические составляющие реализации шума занимают лишь конечный диапазон частот от ω_1 до ω_2 , и поэтому

$$X_d^2 = \int_{\omega_1}^{\omega_2} S_X(\omega) d\omega \quad (1-26)$$

тоже имеет конечную величину.

Под X_d следует понимать напряжение U_d или ток I_d шума.

Когда известно сопротивление цепи, в которой протекает ток I_d или создается падение напряжения U_d , то легко определить среднюю мощность составляющих шума $P(\omega, \omega + \Delta\omega)$ на интервале $\Delta\omega$ и найти спектральную плотность мощности из выражения

$$S(\omega) = \lim_{\Delta\omega \rightarrow 0} \frac{P(\omega, \omega + \Delta\omega)}{\Delta\omega}. \quad (1-27)$$

Очевидно, $S(\omega)$ и $S_X(\omega)$ связаны пропорциональной зависимостью, а коэффициентами пропорциональности являются сопротивление или проводимость цепи.

В практике чаще пользуются частотой f , а не угловой ω . Спектральная плотность квадратов действующих значений (и мощности)¹ $S(f)$ легко выражается через $S(\omega)$ и имеет вид:

$$S(f) = 2\pi S(\omega).$$

Гармонический анализ (ряды Фурье для периодических и интеграл Фурье для непериодических процессов) непосредственно применить к шумовой функции² нельзя, так как она не выражается в виде точной функциональной зависимости от времени.

Однако можно разложить в ряд Фурье реализацию шумовой функции, ограниченную интервалом наблюдения T . В результате этой операции реальный шум как бы заменяется периодической функцией, которая совпадает с реализацией шумовой функции на промежутке T .

¹ В дальнейшем будем говорить более кратко — спектральная плотность напряжения (тока).

² Напомним, что шумовой функцией называется ансамбль реализаций шумового напряжения или тока на всем интервале времени $(-\infty < t < \infty)$.

В качестве оценки спектральной плотности естественно принять усредненный квадрат амплитуды разложения реализации шума в ряд Фурье:

$$\tilde{S}(\omega) = \frac{1}{T} \left| \int_0^T e^{-j\omega t} u(t) dt \right|^2, \quad (1-28)$$

но для повышения точности [Л. 41] интервал T рекомендуется разбивать на подынтервалы $T_0 = T/n$ (n — целое число) и для каждого из них находить свое значение спектральной плотности:

$$\begin{aligned} \tilde{S}_i(\omega) &= \frac{1}{T_0} \left| \int_{(i-1)T_0}^{iT_0} e^{-j\omega t} u(t) dt \right|^2 = \\ &= \frac{1}{T_0} \left[\int_{(i-1)T_0}^{iT_0} u(t) \sin(\omega t + \varphi) dt \right]^2, \quad i = 1, 2, \dots, n. \end{aligned} \quad (1-29)$$

Среднее арифметическое всех $\tilde{S}_i(\omega)$ при достаточно больших n и T_0 :

$$\tilde{S}(\omega) = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \tilde{S}_i(\omega) \quad (1-30)$$

может служить подходящей оценкой $S(\omega)$. Спектральную плотность мощности (точнее, ее оценку) можно получить с помощью спектроанализатора без резонаторов (рис. 1-5), в котором выполняются действия, приписываемые формулой (1-28). Нетрудно видеть из функциональной схемы, что в приборах подобного рода исследуемый спектр колебания гетеродинированием переносится в область частот, близких к нулевой. Здесь с помощью интегрирующих цепей, например, RC -типа, можно достигнуть весьма высокой избирательности. Конечно, при этом увеличивается время анализа, но повышается и разрешающая способность спектроанализатора по частоте. Существуют и другие способы спектрального анализа шума, но о них будет идти речь в гл. 4.

Спектральная плотность мощности (ее иногда называют просто спектром мощности), может иметь различный ход в функции частоты: равномерный (плоский) — когда линия спектральной плотности параллельна оси абсцисс, неравномерный — в любом другом случае.

Вследствие того, что все составляющие спектральной плотности мощности не имеют фазовых углов (после осреднения), по ним нельзя восстановить исходную шумовую функцию. Обратное преобразование Фурье

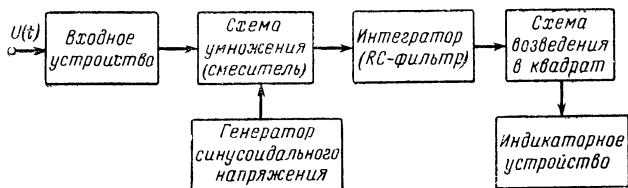


Рис. 1-5. Функциональная схема шумового спектроанализаторов без фильтров (по методу преобразования Фурье).

спектральной плотности мощности $S(\omega)$ позволяет найти не саму функцию $U(t)$, а лишь ее функцию корреляции $K(\tau)$ [Л. 8].

Функция корреляции является преобразованием по Фурье спектральной плотности шумовой функции:

$$K(\tau) = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} S(\omega) e^{j\omega\tau} d\omega. \quad (1-31)$$

Обратное преобразование над $K(\tau)$ дает спектральную плотность мощности

$$S(\omega) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} K(\tau) e^{-j\omega\tau} d\tau. \quad (1-32)$$

Учитывая, что $S(\omega)$ и $K(\tau)$ являются четными функциями, то (1-34) и (1-35) записывают в виде пары косинус-преобразований Фурье:

$$K(\tau) = \int_0^{\infty} S(\omega) \cos \omega\tau d\omega \quad (1-33)$$

$$S(\omega) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\infty} K(\tau) \cos \omega \tau d\tau. \quad (1-34)$$

Связь функции корреляции со спектральной плотностью мощности имеет большое значение для анализа шума. Во многих случаях практики бывает проще найти функцию корреляции, чем определить посредством частотного анализа спектр мощности. Зная функцию корреляции, спектральную плотность находят, производя обратное преобразование Фурье по формуле (1-34).

В заключение заметим, что фазы частотных составляющих шумовой функции равномерно распределены между 0 и 2π . Это следует также из самого определения стационарного шума, так как у него ни одна из точек на оси времени не занимает преимущественного положения. Если бы одна из фаз имела наивероятнейшее значение, то это привело бы к тому, что в некоторый момент времени энергия концентрировалась бы в небольшой области. Последнее противоречит стационарности шума.

1-5. УЗКОПОЛОСНЫЙ И ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ШУМЫ

Узкополосным называется шум, спектр мощности которого сосредоточен в сравнительно узкой полосе частот $\Delta\omega = \omega_2 - \omega_1$ (рис. 1-6) около центральной (средней) частоты полосы $\omega_0 = (\omega_2 + \omega_1)/2$; при этом $\Delta\omega/\omega_0 \ll 1$. Пусть спектральная плотность мощности шума равномерна в полосе $\Delta\omega$ и равна S_0 . Если узкополосный шум подать на электронный осциллограф с «памятью», включить однократную развертку с частотой ниже $\Delta\omega$, то можно наблюдать на экране почти синусоидальное колебание частоты $\omega \approx \omega_0$, огибающая которого медленно флуктуирует. Чем уже полоса, тем медленнее флуктуирует огибающая. При полосе 2—5 гц эти флуктуации происходят настолько медленно, что создается впечатление, будто бы наблюдается не шум, а «периодическое» колебание, как это показано на рис. 1-6 (вверху). Такой вид имеет напряжение шума, например, на колебательном контуре высокой добротности, возбуждаемом дробовым шумом лампы.

Ширина спектра мощности дробового шума (см. § 2-8) значительно шире, чем $\Delta\omega$. Колебательный контур раскачивается отдельными хаотическими толчками от коротких шумовых импульсов. При этом чем уже его полоса пропускания $\Delta\omega$, тем дольше продолжается переходный процесс, вызываемый каждым отдельным возмущением. В результате наложения друг на друга беспорядочных (по времени) переходных процессов

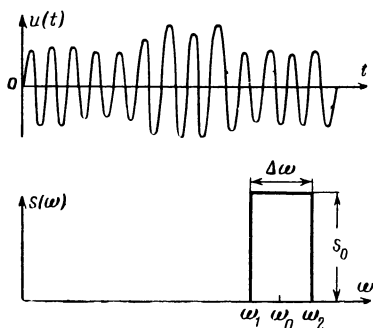


Рис. 1-6. Узкополосный шум и его спектральная плотность мощности.

в колебательном контуре напряжение на нем будет иметь вид колебания со случайной амплитудой $A(t)$ и фазой $\theta(t)$

$$u(t) = A(t) \cos [\omega_0 t + \theta(t)]. \quad (1-35)$$

В высокочастотном контуре переходный процесс на каждый толчок длится относительно долго (обычно принимают постоянную времени процесса равной $2\pi/\Delta\omega$). Поэтому за время переходного процесса поступает много возмущающих «импульсов» шума, а это приводит к тому, что изменение амплитуды $A(t)$ и фазы $\theta(t)$ происходит медленно (по сравнению с колебаниями высокой частоты $\sin \omega_0 t$). Чем шире полоса $\Delta\omega$, тем быстрее заканчивается переходный процесс, вызванный отдельным толчком, и колебание $u(t)$ будет более хаотичным.

Нормированная корреляционная функция узкополосного шума изображена на рис. 1-7 и имеет вид высокочастотного колебания, амплитуда которого убывает с увеличением τ , а частота примерно равна частоте ω_0

собственных колебаний контура. Затухание огибающей функции корреляции связано с длительностью и характером переходных процессов. Выражение для нормированной функции корреляции узкополосного шума имеет вид

$$\rho(\tau) = \frac{\sin(\Delta\omega\tau/2)}{\Delta\omega\tau/2} \cos \omega_0\tau. \quad (1-36)$$

На практике часто приходится встречаться также с широкополосным шумом. Его спектральная плотность

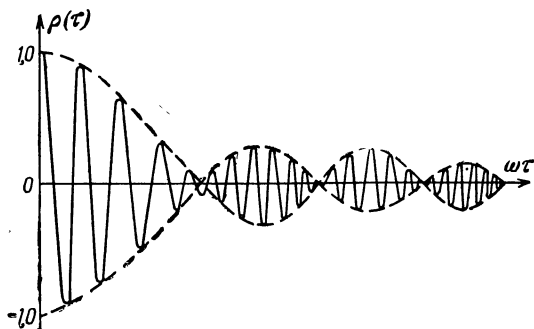


Рис. 1-7. Нормированная функция корреляции узкополосного шума.

мощности (рис. 1-8) постоянная в широкой области частот. В отличие от узкополосного шума огибающая широкополосного шума флуктуирует значительно быстрее; она изменяется почти так же быстро, как и само заполнение.

Говоря более точно, широкополосными называются такие шумы, у которых ширина спектра мощности близка (по порядку величины) к центральной частоте спектра.

Идеальным примером широкополосного шума является «белый» шум, спектральная плотность мощности которого одинакова на всех частотах от 0 до ∞ . Его функция корреляции равна:

$$K(\tau) = \int_0^{\infty} S_0 \cos \omega\tau d\omega = \pi S_0 \delta(\tau), \quad (1-37)$$

т. е. представляет собой дельта-функцию в начале координат (подробнее см. [Л. 30, 44]).

Следовательно, важнейшей особенностью белого шума является то, что его значения, взятые в два сколь угодно близких момента времени, будут некоррелированными. Вследствие этого белый шум еще называют абсолютно случайным или дельта-коррелированным шумом.

Белый шум — это крайняя идеализация шумовых функций. На практике он неосуществим, так как его средняя мощность равна бесконечности

$$P = \int_0^{\infty} S_0 d\omega = \infty.$$

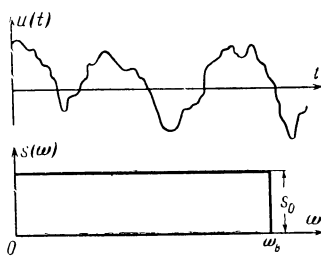


Рис. 1-8. Широкополосный шум и его спектральная плотность мощности.

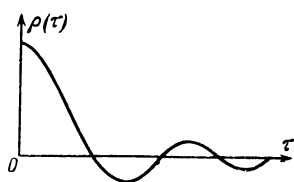


Рис. 1-9. Нормированная функция корреляции широкополосного шума.

Функции корреляции реальных широкополосных шумов отличны от нуля в небольшой области малых значений τ (около начала координат).

Имея в виду протяженность спектра мощности, часто «белыми» называют шумы, полоса частот которых конечна, но много больше, чем полоса радиотехнического устройства, на которое они воздействуют. Например, для усилителя, имеющего полосу пропускания 0—1 Мгц, шум с равномерным спектром в области 0—10 Мгц, по видимому, можно считать «белым».

Нормированная функция корреляции такого шума имеет колебательно-экспоненциальный характер (рис. 1-9). Аналитическое выражение для нее имеет вид

$$\rho(\tau) = \frac{\sin \omega_b \tau}{\omega_b \tau}, \quad (1-38)$$

где ω_b — верхняя граничная частота спектра мощности шума.

Скорость спадания функции корреляции к нулю зависит от ширины спектра мощности шума, и наибольшая она у белого шума, у которого верхняя граница полосы неограниченна.

Во всех рассмотренных примерах спектральная плотность мощности шума была постоянной в полосе частот спектра и резко спадала на ее границах. В действительности спектральные плотности мощности шума на выходах генераторов почти всегда являются функцией частоты. Это получается в основном за счет частотной характеристики усилителя, повышающего уровень шума первичного источника.

1-6. НОРМАЛЬНЫЙ, ИЛИ ГАУССОВ, ШУМ

Нормальным, или гауссовым, шумом называют флуктуирующее электрическое колебание, мгновенные значения которого, взятые в любой точке на оси времени, характеризуются плотностью вероятности

$$f(u) = \frac{1}{U_d \sqrt{2\pi}} e^{-\frac{(u-\bar{U})^2}{2U_d^2}}. \quad (1-39)$$

Как нетрудно проверить,

$$M[u] = \int_{-\infty}^{\infty} u f(u) du = \bar{U}$$

и

$$D[u] = \int_{-\infty}^{\infty} (u - \bar{U})^2 f(u) du = \sigma^2 = U_d^2.$$

Кривая нормального распределения изображена на рис. 1-10. Ее обычно называют колокольной кривой или кривой Гаусса. Она симметрична относительно среднего значения. При изменении среднего значения кривая только сдвигается, а при увеличении дисперсии величина ее максимума уменьшается, кривая становится более полой. При уменьшении дисперсии, наоборот, кривая делается круче, концентрируясь около значений $u = \bar{U}$. Дисперсия характеризует разброс возможных амплитуд колебаний вокруг среднего значения.

Функция распределения нормального закона равна:

$$\begin{aligned} \text{Вер} [V(t) \geq x] &= F(x) = \\ &= \int_x^\infty f(t) dt = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right], \end{aligned} \quad (1-40)$$

где $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ —

интеграл вероятности (см. приложение 1), а $x = (u - \bar{U}) / U_{\text{д}}$.

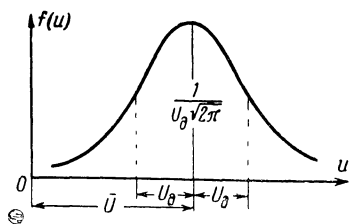


Рис. 1-10. Кривая нормального закона распределения вероятностей.

Вероятность нахождения мгновенных значений нормального шума в пределах интервала $\pm \varepsilon$

$$\text{Вер} [-\varepsilon < V(t) < \varepsilon] = \operatorname{erf}(\varepsilon / \sqrt{2}). \quad (1-41)$$

Отсюда получаем:

$$\text{Вер} [\bar{U} - U_{\text{д}} < V(t) < \bar{U} + U_{\text{д}}] \approx 0,68;$$

$$\text{Вер} [\bar{U} - 2U_{\text{д}} < V(t) < \bar{U} + 2U_{\text{д}}] \approx 0,95;$$

$$\text{Вер} [\bar{U} - 3U_{\text{д}} < V(t) < \bar{U} + 3U_{\text{д}}] \approx 0,997.$$

Таким образом, 95% мгновенных значений шума сосредоточено на интервале $\pm 2U_{\text{д}}$ по обе стороны от среднего значения, а на интервале $\pm 3U_{\text{д}}$ 99,7%.

Нормальный шум имеет огромное значение в современной радиоэлектронике. Это объясняется тем, что он генерируется многими элементами радиотехнических схем: резисторами, лампами, полупроводниковыми приборами, фотоумножителями и т. д. Кроме того, шумы с другими законами распределения после прохождения через линейные сравнительно узкополосные цепи, на-

пример фильтры или усилители, становятся нормальными. В этом случае часто говорят, что шумы нормализуются линейными цепями. Это объясняется некоторыми исключительными свойствами нормального закона распределения вероятностей.

Условия возникновения нормального распределения. Достаточным условием возникновения нормального распределения является возможность рассматривать величины, например мгновенные значения шумовой функции, как суммы большого числа взаимно независимых слагаемых (отдельных электрических импульсов или гармонических составляющих колебаний), при этом ни одно из них не характеризуется очень большой по сравнению с другими дисперсией или мощностью.

Центральная предельная теорема Ляпунова устанавливает предельный закон, к которому при некоторых условиях стремится сумма независимых случайных величин. Чаще всего предельным законом для такой суммы оказывается нормальный закон. Например, закон распределения для суммы случайных величин стремится к нормальному, когда число слагаемых становится очень большим, а вклад каждого слагаемого мал по сравнению с их суммарным действием; при этом характер законов распределения отдельных составляющих оказывается в широких пределах несущественным. Так как слагаемые очень много, то отдельные различия между слагаемыми в сумме сглаживаются и проявляются лишь средние значения этих компонент и средние квадраты отклонения от средних. Пусть, например, анодной нагрузкой электронной лампы служит колебательный контур. Ток вследствие дробового эффекта лампы (см. гл. 2) сообщает контуру энергию отдельными, весьма небольшими импульсами. Так как контур является линейной инерционной системой, то отдельные импульсы вызывают в нем ударное возбуждение колебаний, а поскольку импульсов тока поступает очень много, выходное напряжение шума на контуре получается как сумма весьма большого числа затухающих гармонических колебаний. Очевидно, что в этом случае можно не сомневаться в выполнении условий для получения нормального шума. Действительно, много раз экспериментально было подтверждено, что мгновенные значения шумового напряжения на контуре, включенном в аноде лампы, следуют нормальному закону.

В электрических схемах нормальный шум, как правило, возникает всегда, когда напряжение шума получается в результате наложения (суперпозиции) весьма большого числа малых независимых возмущений. В приведенном примере инерционные свойства контура обеспечивают выполнение этого условия. Благодаря инерционности контура в любой момент времени имеет место наложение большого числа возмущений.

По гипотезе «элементарных ошибок» суммарная случайная погрешность любого измерения с помощью прибора рассматривается как сумма большого числа взаимонезависимых элементарных ошибок, причем каждая из последних мала и вызывается неконтролируемой причиной. В соответствии с центральной предельной теоремой суммарная ошибка должна подчиняться приблизительно нормальному закону. Заметим, кстати, что ограниченный шум, прошедший через узкополосный фильтр, на выходе оказывается нормальным шумом уже без признаков ограничения. Это получается, как уже указывалось, вследствие свойства фильтра накапливать, точнее растягивать, отдельные возмущения таким образом, что на выходе в каждый данный момент времени имеется линейная суперпозиция очень многих возмущений. Чем уже полоса фильтра, тем лучше получается нормализация ограниченного шума, или это еще можно выразить так: для нормализации случайного шума время корреляции его на входе линейной системы должно быть во много раз меньше постоянной времени последней.

1-7. РЕЛЕЕВСКИЙ ШУМ

Релеевским называется стационарный шум, мгновенные значения которого в каждый данный момент времени, т. е. взятые в определенной точке на оси времени, подчиняются закону распределения Релея.

Релеевский шум встречается во многих практических задачах радиоэлектроники. По этому закону распределены мгновенные значения огибающей нормального шума на выходе узкополосной избирательной системы (контуры, полосовые фильтры и др.). Эта огибающая может быть выделена на нагрузке линейного, квадратичного или какого-либо другого детектора огибающей. В радиолокации закон Релея описывает колебание амплитуд сигнала, отраженного целью. Это получается вследствие

того, что отражающие центры на поверхности радиолокационной цели отражают колебания зондирующего импульса самым произвольным образом. Суммируясь в приемной антенне радиолокационной станции, многочисленные отраженные колебания образуют суммарный сигнал, огибающая которого изменяется по закону Релея.

В радиосвязи напряженность поля сигнала, принимаемого посредством рассеяния от ионосферы или тропосферы, также колеблется по закону Релея; этим же законом можно часто описывать замирания сигнала на радиорелейных линиях.

Замирания напряженности поля принимаемых радиоволн (кратковременные замирания), как обычно предполагают, обуславливаются интерференцией между несколькими (n) радиоволнами, приходящими в точку приема по путям разной длины. Пусть они достигнут приемной антенны, имея амплитуды E_1, E_2, \dots, E_n , незначительно различающиеся между собой (n не меньше 4) и с фазами $\varphi_1, \varphi_2, \dots, \varphi_n$, которые случайны и неодинаковы. Тогда суммарная напряженность поля в некоторый момент времени (мгновенное значение суммы случайных векторов) описывается следующим выражением [Л. 43]:

$$\begin{aligned} \text{Вер} \left(\frac{E_0}{E_d} < \frac{E}{E_d} < \frac{E_0 + dE}{E_d} \right) &= f \left(\frac{E_0}{E_d} \right) d \left(\frac{E}{E_d} \right) = \\ &= 2 \frac{E_0}{E_d} e^{-\left(\frac{E_0}{E_d} \right)^2} d \left(\frac{E}{E_d} \right), \end{aligned} \quad (1.42)$$

где $E_d^2 = E_1^2 + E_2^2 + \dots + E_n^2 = \text{const.}$

Выражение (1.42) представляет собой плотность вероятности¹ напряженности поля E в точке приема; оно изображено на рис. 1-11. Из кривой плотности вероятности видно, что при некотором значении переменной E/E_d имеется максимум $A'A = 85,8\%$. Ему соответствует наи-

¹ Другая форма записи плотности вероятности

$$f(E/E_d) = \frac{E}{E_d} e^{-E^2/2E_d^2}$$

справедлива для огибающей узкополосного случайного процесса [Л.44].

более вероятная напряженность поля $E=0,707E_d$. Имеется также ордината $BB'=83,3\%$, которая обладает тем свойством, что она делит на равные части площадь, заключенную между кривой и осью абсцисс. Еще одной характерной ординатой является та, которая соответствует средней напряженности поля; $E_{ср}$ представляет собой среднее арифметическое амплитуд суммарного по-

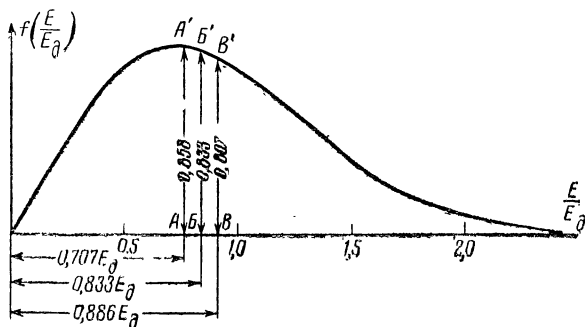


Рис. 1-11. Кривая релеевского закона распределения вероятностей.

ля, принимаемого в течение рассматриваемого периода времени $E_{ср}=0,886E_d$.

Когда требуется знать вероятность того, что мгновенное значение напряженности поля принимаемого радиосигнала будет больше, чем некоторое данное значение $x=E/E_d$, то в этом случае необходимо проинтегрировать выражение (1-42) в пределах от x до бесконечности:

$$\text{Вер}(x > x_0) = F(x) = \int_x^{\infty} 2te^{-t^2} dt = e^{-x^2}. \quad (1-43)$$

1-8. ЛОГАРИФМИЧЕСКИ НОРМАЛЬНЫЙ ШУМ

Логарифмически нормальным законом иногда описывается характер изменения мгновенных значений огибающей напряженности поля атмосферных помех [Л. 32, 63].

Плотность вероятности для напряженности поля E в этом случае выражается следующей зависимостью:

$$f(E) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2 E^2}} e^{-\left[\frac{(\log E - \log E_m)^2}{2\sigma^2}\right]}, \quad (1-44)$$

где E_m — срединное значение (медиана) E ;
 σ — стандартное отклонение $\log E$, который
 в свою очередь распределен нормально.

Кривая плотности вероятности изображена на рис. 1-12.

Основной особенностью такого распределения является его асимметричность. Существенно также указать на то, что отношение действующего значения напряжения

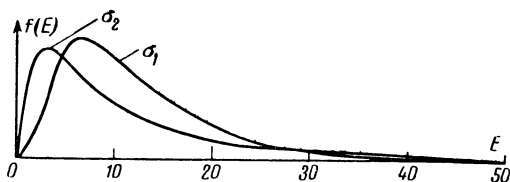


Рис. 1-12. Кривая логарифмически-нормального закона распределения вероятностей.

к среднему для такого шума значительно больше, чем у релеевского или нормального шума (гл. 4).

Это объясняется тем, что в напряжении атмосферных радиопомех большие выбросы встречаются значительно чаще, чем в нормальном шуме. Некоторые типы атмосферных радиопомех как бы состоят из нормального шума, перемешанного с импульсным шумом, при этом частота следования импульсов последнего подчиняется случайному закону.

1-9. ХАОТИЧЕСКИЕ ИМПУЛЬСНЫЕ ИЛИ ПУАССОНОВСКИЕ ШУМЫ

Существуют источники шума, которые работают прерывисто, дискретно во времени. Например, таковы шумы, наблюдаемые на выходе радиоприемника при действии на его входе помех от устройств зажигания двигателей внутреннего сгорания. Они воспринимаются в виде отдельных, изолированных импульсов. Другим примером может служить напряжение генератора шума с радиоактивным элементом (см. гл. 2), в котором совершенно случайно во времени, но дискретно происходят акты распада, являющиеся причиной возникновения шумовых импульсов.

Если импульсы шума возникают не только независимо друг от друга, но при этом и не перекрываются

по моменту появления на сколь угодно малом интервале времени, то число их m в любой фиксированный промежуток времени T удовлетворяет распределению вероятностей Пуассона. Это распределение математически представляется выражением

$$F(m; T) = \frac{(nT)^m}{m!} e^{-nT}; \quad (1-45)$$

здесь $F(m; T)$ — вероятность появления точно m импульсов за время T , а n — среднее число импульсов, возникающих в единицу времени.

Таким образом, отличительной особенностью пуассоновских шумов является то, что образующие их импульсы случайны по времени появления, в то же время амплитуды и длительности импульсов могут быть постоянными величинами.

Эффективное значение напряжения импульсов, случайных по моментам появления, очевидно, пропорционально корню квадратному из средней мощности. Последняя в свою очередь пропорциональна полосе пропускания приемного устройства. Это обстоятельство используется как средство подавления импульсных помех в известной системе ШОУ (широкая полоса — ограничитель — узкая полоса). Значительное уменьшение воздействия импульсного шума на узкополосные цепи достигается в предварительном широкополосном ограничителе. Действительно, гораздо выгоднее уменьшить энергию короткого импульса до того, как она распределится, «растянется» на значительно большем интервале узкополосными цепями.

При большом числе импульсов n в единицу времени распределение Пуассона очень близко к нормальному.

Пуассоновские импульсные последовательности применяются в экспериментах и расчетах «теории массового обслуживания», в исследованиях помехоустойчивости импульсных систем связи и др.

1-10. ШУМ С РАВНОВЕРЯТНЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ АМПЛИТУД

Этот вид шума возникает, когда аналоговые сигналы преобразуются в дискретную, или цифровую форму. Дискретное представление точно отражает значение преобразуемого сигнала только в случае, когда это значение

совпадает с одним из дискретных чисел. Чем уже интервал квантования U_0 , т. е. чем больше число уровней квантования, тем меньше шум. Все другие значения аналогового сигнала передаются (представляются) с ошибкой, которая лежит в пределах $\pm U_0/2$. Практически и положительная и отрицательная ошибки определяются случаем. В итоге получается шум, мгновенные значения которого в каждый данный момент времени имеют равновероятный или прямоугольный закон распределения.

Напряжение равновероятного шума сравнительно легко преобразуется нелинейным устройством в напряжение с любым другим законом распределения амплитуд (см. гл. 3).

Плотность равной вероятности и ее функция распределения изображены на рис. 1-13. Среднее значение U равно нулю, так как отрицательные и положительные значения встречаются равновероятно.

Средний квадрат шумового напряжения

$$U_{\text{д}}^2 = \int_{-U_0/2}^{U_0/2} \frac{V^2}{U_0} dV = \frac{U_0^2}{12}. \quad (1.46)$$

Получаем, что средний квадрат шумового напряжения равен одной двенадцатой квадрата шага квантования.

Полоса частот, которую занимает шум квантования, очевидно, равна половине частоты выбора или «тактовой» частоты значений аналогового сигнала.

1-11. НАПРЯЖЕНИЕ, ТОК И МОЩНОСТЬ ШУМА В ЛИНЕЙНОЙ ЦЕПИ

Если источник шума имеет спектральную плотность мощности шума $S(\omega)$, то для расчетов цепей с шумами его можно представить одной из двух схем замещения (рис. 1-14): 1) либо в виде генератора шумовой э. д. с.

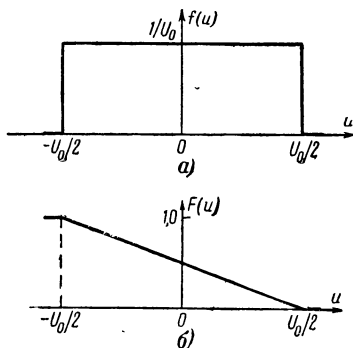


Рис. 1-13. Равновероятный закон.

a — плотность вероятности; b — функция распределения.

$e_{ш}(t)$, действующее значение которой равно $U_{д}$, включенного последовательно с внутренним сопротивлением генератора $z_{г}=r_{г}+jx_{г}$ (рис. 1-14, а), 2) либо в виде генератора шумового тока $i_{ш}(t)$, обладающего бесконечно большим внутренним сопротивлением и отдающего ток, действующее значение которого равно $I_{д}$, причем

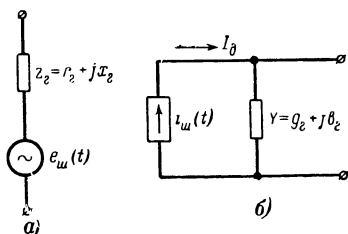


Рис. 1-14. Схема замещения источника шума.

а — последовательная; б — параллельная.

параллельно к генератору шумового тока присоединена цепь с проводимостью, равной проводимости реального источника шума $Y_{г}=g_{г}+jb_{г}$ (рис. 1-14, б). Первая схема называется последовательной, или схемой замещения генератором напряжения, а вторая — параллельной, или схемой замещения генератором тока.

Наибольшую мощность шумовой источник (как и любой другой) отдает в нагрузку при условии, что она согласована¹ с его внутренним сопротивлением. Эту мощность обычно называют *номинальной мощностью* источника. Всюду дальше мы также будем употреблять этот удобный термин. Как известно, в случае генератора напряжения для согласования необходимо, чтобы в любом, но достаточно узком диапазоне частот реактивная часть сопротивления нагрузки ($x_{н}$) была противоположна по знаку реактивной части сопротивления генератора, а активная часть сопротивления нагрузки ($r_{н}$) была точно равна активной части сопротивления источника ($r_{г}$), т. е.

$$x_{н} = -x_{г} \text{ и } r_{н} = r_{г} = r.$$

Общая мощность, развиваемая генератором напряжения,

$$P = U_{д}^2 / 2r;$$

¹ В линии передачи это относится только к случаю распространения одного типа волн. При распространении в линии других типов волн для них также должно выполняться условие согласования.

номинальная мощность, выделяемая при этом на нагрузке, будет равна половине общей мощности, т. е.

$$P_n = \frac{P}{2} = U_d^2 / 4r. \quad (1-47)$$

Аналогичным образом номинальная мощность генератора тока

$$P_n = I_d^2 / 4g, \quad (1-48)$$

при выполнении условия согласования $g_r = g_n = g$ и $b_r = -b_n$.

Когда сопротивление нагрузки не согласовано с сопротивлением источника, то отдаваемая им мощность получается меньше номинальной. Разность между последней и первой составляет мощность потерь от рас- согласования. При измерениях и расчетах шумов стремятся иметь дело с номинальной мощностью, так как обычно способы измерения и расчетные формулы в этом случае получаются наиболее простыми.

Реальные электрические и радиотехнические цепи обладают конечной полосой пропускания, поэтому они ограничивают спектры мощности проходящих через них шумов. Действующие значения тока и напряжения находят по формуле (1-26) посредством усреднения спектральной плотности шума в пределах полосы пропускания от ω_1 до ω_2 .

По отношению к действующим значениям тока I_d и напряжения U_d шума справедливы и применяются обычные правила и законы расчетов электрических и радиотехнических цепей.

При расчетах комплексных цепей с шумами необходимо обращать внимание на различия спектральных плотностей мощности шума по напряжению и по току. Они могут быть совершенно различными. Если напряжение шума, спектральная плотность которого равна $S_u(\omega)$, приложено к сопротивлению $Z(\omega)$, то спектральная плотность тока в этой цепи

$$S_I(\omega) = \frac{S_u(\omega)}{|Z(\omega)|^2}. \quad (1-49)$$

Квадрат действующего значения тока найдем интегрированием спектра тока (1-49) в области частот, где со-

ставляющие шума отличны от нуля, т. е. в общем случае от 0 до ∞ :

$$I_{\text{д}}^2 = \int_0^{\infty} \frac{S_u(\omega)}{|Z(\omega)|^2} d\omega. \quad (1-50)$$

Для конкретности рассмотрим пример, когда шум с равномерным спектром в полосе частот $(\omega_2 - \omega_1)$ и действующим напряжением $U_{\text{д}}$ подается на последовательную цепь, состоящую из индуктивности L и резистора R . Спектральная плотность напряжения при этих условиях

$$S_u(\omega) = \begin{cases} U_{\text{д}}^2 / (\omega_2 - \omega_1) & \text{при } \omega_1 \leq \omega \leq \omega_2, \\ 0 & \text{для } \omega < \omega_1 \text{ и } \omega > \omega_2. \end{cases}$$

Подставив $S_u(\omega)$ в выражение (1-49), найдем спектральную плотность тока:

$$S_I(\omega) = \left(\frac{U_{\text{д}}^2}{\omega_2 - \omega_1} \right) \left(\frac{1}{R^2 + \omega^2 L^2} \right).$$

Из полученного соотношения видно, что поскольку полное сопротивление цепи зависит от частоты, то и спектральная плотность тока не будет равномерной.

Квадрат действующего значения тока находят интегрированием спектральной плотности тока в заданной области частот.

$$\begin{aligned} I_{\text{д}}^2 &= \int_{\omega_1}^{\omega_2} \frac{U_{\text{д}}^2}{\omega_2 - \omega_1} \frac{1}{R^2 + \omega^2 L^2} d\omega = \\ &= \frac{U_{\text{д}}^2}{(\omega_2 - \omega_1) LR (\operatorname{arctg} \omega_2 L/R - \operatorname{arctg} \omega_1 L/R)}. \end{aligned}$$

1-12. ПРОХОЖДЕНИЕ ШУМА ЧЕРЕЗ УСИЛИТЕЛИ И ФИЛЬТРЫ

Усилители и фильтры, т. е. линейные четырехполюсники с постоянными параметрами, не создают новых частотных составляющих при прохождении через них любых сигналов (в том числе и шумов). Они могут лишь изменять спектр сигнала. Будем предполагать, что указанные четырехполюсники не вносят собственных шумов.

Четырехполосник пропускает на выход только те составляющие спектра, которые находятся в его полосе пропускания. Составляющие спектра, лежащие за границами полосы пропускания, подавляются.

Так как четырехполосником преобразуется спектральная плотность мощности, то связь между последней на входе и на выходе математически выражается через коэффициент усиления по мощности $G(\omega)$. Очевидно, что $G(\omega) = |K(j\omega)|^2$, где $|K(j\omega)|$ — модуль коэффициента передачи по напряжению или току, который будем считать интегрируемой и дифференцируемой функцией. Теперь легко связать плотность спектра мощности шума на выходе $S_{\text{вых}}(\omega)$ с плотностью его же на входе $S_{\text{вх}}(\omega)$.

$$S_{\text{вых}}(\omega) = G(\omega) S_{\text{вх}}(\omega) = |K(j\omega)|^2 S_{\text{вх}}(\omega). \quad (1-51)$$

Например, при действии на входе «белого» шума со спектральной плотностью мощности S_0 на выходе будем иметь:

$$S_{\text{вых}}(\omega) = S_0 G(\omega), \quad (1-52)$$

т. е. спектральная плотность мощности на выходе повторяет форму частотной характеристики, ординаты которой возведены в квадрат.

Мощность шума на выходе четырехполосника при подаче на его вход «белого» шума будет равна:

$$P = \int_0^{\infty} S(\omega) G(\omega) d\omega = S_0 \int_0^{\infty} |K(j\omega)|^2 d\omega. \quad (1-53)$$

Интеграл равен площади, заключенной между кривой коэффициента усиления мощности и осью частот (рис. 1-15). Мощность шума на выходе зависит только

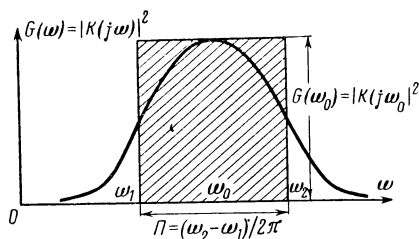


Рис. 1-15. Определение шумовой полосы

от площади под кривой коэффициента усиления мощности или квадрата коэффициента усиления по напряжению или току.

Ввиду этого целесообразно при расчетах и измерениях шумов иметь дело не с реальной полосой пропускания четырехполосника, а с некоторой эффективной, или действующей, полосой. Под последней обычно понимается полоса идеального фильтра с прямоугольной частотной характеристикой, эквивалентной по передаче мощности шума реальному фильтру с произвольной формой той же характеристики; при этом условия на входе и выходе в обоих случаях остаются неизменными.

Чтобы это имело место, должно выполняться тождество

$$\int_0^{\infty} G(\omega) d\omega \equiv 2\pi G(\omega_0) \Pi. \quad (1-54)$$

Это наглядно показано на рис. 1-15, где $G(\omega_0)$ — коэффициент усиления на средней частоте полосы пропускания¹. Следовательно,

$$\Pi = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} G(\omega) d\omega / G(\omega_0); \quad (1-55)$$

подставив $K(j2\pi f)$, получим:

$$\Pi = \int_0^{\infty} \left| \frac{K(j2\pi f)}{K(j2\pi f_0)} \right|^2 df. \quad (1-56)$$

Эффективную полосу пропускания Π иногда называют еще шумовой, подчеркивая этим ее энергетическую эквивалентность шумового воздействия в реальной усилительной схеме. Далее везде, где это не может привести к путанице, для упрощения определения «шумовая» или «эффективная» опускаются.

¹ При частотной характеристике сложной формы с пиками и провалами возникает неоднозначность в определении Π из-за произвольного выбора средней частоты f_0 .

В качестве примера найдем шумовую полосу пропускания для резистивно-емкостной цепочки. Ее частотная характеристика

$$K(j\omega) = 1/(1 + j\omega T_{\Phi}),$$

где $T_{\Phi} = RC$, а квадрат ее

$$|K(j\omega)|^2 = 1/[1 + (\omega T_{\Phi})^2]. \quad (1-57)$$

Шумовая полоса

$$\Pi = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\infty} \frac{d\omega}{1 + (\omega T_{\Phi})^2} = \frac{1}{4T_{\Phi}}. \quad (1-58)$$

Полоса пропускания цепочки на уровне 0,7, т. е. трехдецибельная полоса,

$$\Pi_{0,7} = 1/2\pi T_{\Phi}. \quad (1-59)$$

Из выражений (1-58) и (1-59) находим соотношение полос:

$$\Pi/\Pi_{0,7} = \frac{1/4T_{\Phi}}{1/2\pi T_{\Phi}} = \frac{\pi}{2} \approx 1,57 \text{ раза.}$$

Соотношение между шумовой и трехдецибельной полосами пропускания для m -каскадного резонансного усилителя на одиночных контурах имеет вид:

$$\Pi/\Pi_{0,7} = \int_0^{\infty} \left(\frac{1}{1+x^2} \right)^m dx. \quad (1-60)$$

Расчет по формуле (1-60) дает:

Число контуров	1	2	3	4	5	6	∞
$\Pi/\Pi_{0,7}$	1,57	1,22	1,15	1,13	1,11	1,10	1,06

Видно, что с увеличением числа каскадов частотная характеристика становится все более прямоугольной, при этом разница между шумовой и трехдецибельной полосами резко уменьшается. Для однокаскадного усилителя она достигает 57%, а для шестикаскадного равна 10%. Как известно [Л. 21], частотная характеристика усилителя на расстроенных контурах имеет большую прямоугольность, чем характеристика резонансного усилителя. Поэтому различие между шумовой и трехдецибель-

ной полосами у него еще меньше. При небольших точностях расчетов и измерений допустимо пользоваться трехдецибелльной полосой пропускания для большинства реальных схем усилителей и радиоприемных устройств. Однако для ответственных измерений, проводимых с достаточно высокой точностью, необходимо применять шумовую полосу пропускания (см. гл. 4).

1-13. ОТНОШЕНИЕ СИГНАЛ/ШУМ И КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Источник сигнала обычно характеризуется э. д. с. $E_r(t)$, внутренним сопротивлением $z_r = r_r + jx_r$, внутренним шумом $e_{ш}(t)$ (это может быть тепловой, дробовой или иной вид шума (см. гл. 2)). Источник сигнала также может быть определен параметрами: номинальной мощностью

$$P_n = E_r^2 / 4r_r, \quad (1-61)$$

номинальной мощностью шума в полосе Π
 $P_{ш} = S_0 \Pi$ (здесь S_0 — спектральная плотность номинальной мощности шума, которую будем полагать постоянной в полосе Π) и отношением сигнал/шум источника по мощности:

$$P_n / P_{ш}.$$

Когда источник сигнала соединяется со входом реального, т. е. шумящего четырехполюсника (усилителя, фильтра и др.), то полученную систему можно рассматривать в совокупности, как новый источник сигнала, нагруженный на потребителя. Он имеет номинальные мощности сигнала $P_{г.вых}$ и шума $P_{ш.вых}$, а отношение сигнал/шум будет равно $P_{г.вых} / P_{ш.вых}$. Очевидно, из-за наличия в реальном четырехполюснике внутренних источников шума отношение $P_{г.вых} / P_{ш.вых}$ будет меньше, чем отношение $P_r / P_{ш}$. Реальные усилительные устройства как бы дополнительно «усиливают» шум источника, добавляя собственные шумы.

Между отношением сигнал/шум источника и этим же отношением на выходе четырехполюсника существует связь, которая выражается коэффициентом пропорциональности N

$$P_r / P_{ш} = N (P_{г.вых} / P_{ш.вых}) \quad (1-62)$$

или

$$N = \frac{P_r/P_{\text{ш}}}{P_{\text{г,вых}}/P_{\text{ш,вых}}} = \frac{P_r}{P_{\text{г,вых}}} \cdot \frac{P_{\text{ш,вых}}}{P_{\text{ш}}} = \frac{1}{G} \frac{P_{\text{ш,вых}}}{P_{\text{ш}}}, \quad (1-63)$$

где G — коэффициент усиления номинальной мощности ($G = P_{\text{г,вых}}/P_r$).

Величина N характеризует шумовое качество четырехполюсника и называется коэффициентом шума. Рассматривая выражение (1-63), замечаем, что произведение $P_{\text{ш}}G$ — это мощность шумов источника на выходе идеального, т. е. бесшумного четырехполюсника, номинальный коэффициент усиления которого равен G . Отсюда несколько иное определение: коэффициент шума N показывает, во сколько раз возрастает шум на выходе шумящего четырехполюсника по сравнению с идеальным. Предельный коэффициент шума (со стороны малых величин) равен 1 и получается только в случае идеального усилителя. Реальные усилители всегда имеют коэффициент шума больше единицы.

Из (1-63) найдем мощность собственных или внутренних шумов четырехполюсника:

$$\begin{aligned} P_{\text{ш,соб}} &= P_{\text{ш,вых}} - P_{\text{ш}}G = NP_{\text{ш}}G - P_{\text{ш}}G = \\ &= (N-1)P_{\text{ш}}G, \end{aligned} \quad (1-64)$$

так как $P_{\text{ш,вых}} = NP_{\text{ш}}G$.

Очевидно, выражением (1-64) можно воспользоваться для нахождения величины собственных шумов любого линейного устройства или системы.

Коэффициент шума с учетом собственных шумов четырехполюсника можно записать так:

$$N = \frac{P_{\text{ш}}G + P_{\text{ш,соб}}}{P_{\text{ш}}G} = 1 + \frac{P_{\text{ш,соб}}}{P_{\text{ш}}G}. \quad (1-65)$$

Коэффициент шума зависит от выходного сопротивления источника сигнала и первичных шумовых параметров четырехполюсника (шумового сопротивления, шумовой проводимости и коэффициента корреляции [Л. 22]). Если изменять составляющие (активную и реактивную) полного сопротивления источника, то при определенном значении последнего ($z_{\text{опт}}$) получается минимальный коэффициент шума $N_{\text{мин}}$.

Для определения оптимального сопротивления необходимо решить совместную систему уравнений:

$$\begin{cases} \frac{\partial N}{\partial r_r} = 0, \\ \frac{\partial N}{\partial x_r} = 0. \end{cases} \quad (1-66)$$

Минимальный коэффициент шума находят подстановкой полученного при решении системы (1-66) $z_{\text{опт}}$ в выражение коэффициента шума, являющееся функцией параметров электрической цепи.

Полученные значения $N_{\text{мин}}$ и $z_{\text{опт}}$ называются вторичными шумовыми параметрами четырехполюсника, в отличие от первичных, функцией которых они являются. При аттестации и сравнении шумящих четырехполюсников: различных типов усилителей, ламп бегущей волны и др., как правило, пользуются минимальным коэффициентом шума из-за четкости его определения.

Для того чтобы можно было измерять минимальный коэффициент шума любого четырехполюсника, источник сигнала (генератор шума) должен иметь возможность регулировки выходного сопротивления, причем должны регулироваться независимо его активная и реактивная компоненты.

В общем случае коэффициент усиления мощности является функцией частоты. В соответствии с выражением (1-65) коэффициент шума тогда будет функцией частоты. Для исключения частотной зависимости иногда употребляется дифференциальный или точечный коэффициент шума¹:

$$N_{\text{диф}} = \lim_{\Delta f \rightarrow 0} \frac{P_{\text{ш, вы}}}{G(f) P_{\text{ш}}}.$$

Когда два четырехполюсника включены каскадно друг за другом (рис. 1-16), то бывает очень важно знать, какой при этом будет суммарный коэффициент шума. Найдём его. Для этого сначала определим мощность шума на выходе первого четырехполюсника, согласован-

¹ Коэффициент шума, усредненный в полосе частот, рассмотренный выше, называют интегральным или просто коэффициентом шума.

ной нагрузкой которого является входная цепь второго четырехполюсника:

$$P_1 = N_1 G_1 S_0(f) \Pi_1.$$

На выходе второго четырехполюсника, без учета его собственных шумов, получим:

$$P_1 G_2 = N_1 G_1 G_2 S_0(f) \Pi_{12}.$$

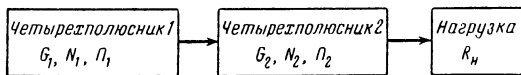


Рис. 1-16. Каскадно-включенные четырехполюсники.

(Π_{12} — общая полоса пропускания двух четырехполюсников). Мощность собственных шумов второго четырехполюсника на его выходе

$$P_2 = (N_2 - 1) G_2 S_0(f) \Pi_2.$$

Полная мощность шумов P_{12} на выходе, очевидно, равна сумме шумов

$$\begin{aligned} P_{12} &= P_1 G_2 + P_2 = \\ &= N_1 G_1 G_2 S_0(f) \Pi_{12} + (N_2 - 1) G_2 S_0(f) \Pi_2, \end{aligned}$$

но произведение $G_1 G_2$ равно общему коэффициенту усиления G_{12} , и поэтому общий коэффициент шума

$$N_{12} = P_{12} / [G_{12} S_0(f) \Pi_{12}] = N_1 + \frac{N_2 - 1}{G_1} \frac{\Pi_2}{\Pi_{12}}. \quad (1-67)$$

Обычно Π_2 / Π_{12} не сильно отличается от единицы, и поэтому формулу (1-67) можно упростить и записать:

$$N_{12} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{G_1}. \quad (1-68)$$

Аналогичным образом для трехкаскадной цепи можно получить:

$$N_{123} = N_1 + \frac{N_2 - 1}{G_1} + \frac{N_3 - 1}{G_1 G_2}. \quad (1-69)$$

Нетрудно видеть, что при достаточно большом коэффициенте усиления первого каскада G_1 коэффициент шума многокаскадной цепи определяется первым каскадом усиления. Если на входе приемника имеется усилитель высокой частоты, то его коэффициент шума в основном определяет коэффициент шума всего устройства.

Формула (1-68) часто применяется для расчета неизвестного коэффициента шума устройства N_1 , когда коэффициент шума второго устройства N_2 и коэффициент усиления измеряемого устройства G_1 известны, а общий коэффициент шума N_{12} получается в результате измерения. В этом случае

$$N_1 = N_{12} - \frac{N_2 - 1}{G_1}. \quad (1-70)$$

Рассматривая выражения (1-67) и (1-69), нетрудно заметить, что общий коэффициент шума многокаскадного устройства зависит от того, в какой последовательности включены его каскады. В частности, уже подчеркивалось, что коэффициент усиления первого каскада должен быть достаточно большим, чтобы иметь небольшой общий коэффициент шума. Располагая рядом усилительных каскадов с различными N и G , можно доказать [Л. 22], что наименьшим будет коэффициент шума того устройства, первый каскад которого имеет минимальную меру шума:

$$M = \frac{N - 1}{1 - 1/G}, \quad (1-71)$$

при этом последующие каскады, очевидно, должны быть включены в порядке возрастания их мер шума.

Мера шума, или шумовое число, M применима не только к оценке отдельных каскадов, но и для характеристики всего усилителя в целом. Применение ее позволяет сравнивать усилители друг с другом. Наилучшим для использования при усилении слабых сигналов будет тот усилитель, который обладает минимальной мерой шума.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ПЕРВИЧНЫЕ ИСТОЧНИКИ ШУМОВ

2-1. ОБЩИЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Основным узлом любого генератора шума является первичный¹ источник шума, или, как еще его называют, шумящий элемент. Под первичным источником шума понимается задающий шумящий генератор, выходное напряжение которого в последующих каскадах может усиливаться и преобразовываться по частоте.

Физическая природа флуктуаций электрического тока или напряжения может быть весьма разнообразной. Она может заключаться в тепловом движении электронов (тепловой шум), в конечной величине заряда электрона (дробовой шум), в колебаниях электропроводности электрической цепи (контактный шум) и др.

Поэтому источники шума, применяемые в качестве первичных, многочисленны; например ими могут быть: активное сопротивление, электронная лампа, газонаполненный триод, неоновая лампа, лампа дневного света, полупроводниковый диод или триод, фотоумножитель, микрофонная капсула и др.

Источник шума следует выбирать соответственно назначению и требованиям, которые предъявляются к генератору шума в целом. Например, едва ли есть смысл применять фотоумножитель в качестве источника шума в генераторе, предназначенном для генерации узкополосного шума низкой частоты, потому что для

¹ Иногда первичным называют источник шума, который применяется в качестве исходного для эталонирования; здесь и далее под первичным источником шума подразумевается задающий генератор шума.

этой цели идеально подходит недорогой и легко настраиваемый источник шума на тиратроне.

Общие требования, которым должен удовлетворять источник шума, следующие:

1. Равномерная спектральная плотность мощности шума в заданном диапазоне частот [обычно желательно, чтобы неравномерность была не больше $\pm (1-2)$ дБ].

2. Достаточно большое выходное напряжение (мощность) шума в заданной полосе частот. Вследствие этого значительно сокращается число промежуточных каскадов усиления, а следовательно, и количество ламп в генераторе.

3. От источников СВЧ шумов требуется также равенство его выходного сопротивления волновому сопротивлению линии передачи.

4. Неизменность и воспроизводимость характеристик шума во времени и при изменении внешних условий (температуры, давления, влажности).

5. Взаимозаменяемость источников шума без необходимости перестройки всего генератора.

В связи с этими требованиями, очевидно, наиболее важными характеристиками источника шума являются:

1) диапазон частот, в котором можно считать спектральную плотность мощности равномерной;

2) спектральная плотность мощности или же действующее значение напряжения в заданном диапазоне частот (источник СВЧ шума лучше всего характеризовать либо эквивалентной шумовой температурой, либо отношением, которое называется относительной шумовой температурой, номинальной мощности источника шума к мощности, снимаемой с сопротивления, находящегося при комнатной температуре [см. § 2-2]);

3) воспроизводимость характеристик шума от одного экземпляра источника шума к другому, а отсюда и взаимозаменяемость их.

Для того чтобы более полно и доходчиво описать источники шума, необходимо правильно их классифицировать. Однако установившейся классификации не существует. Поэтому в книге источники шума классифицируются как по источнику происхождения электрических шумов (тепловой шум¹, дробовой шум и т. д.), так

¹ Его также называют термошумом, а в зарубежной и переводной литературе — шумом Джонсона (по имени ученого, впервые экспериментально наблюдавшего его в 1928 г. [Л. 67]).

и по прибору, генерирующему шум (тиратрон, фотоумножитель и пр.).

В последующих разделах главы приводятся характеристики основных источников шума и выясняются физические причины, порождающие эти шумы. По возможности даются самые подробные сведения о применимости, схеме включения и особенностях работы источника шума.

2-2. ТЕПЛОВОЙ ШУМ

В соответствии с современными воззрениями носителями электрического тока в проводниках являются электроны, обладающие элементарным электрическим зарядом, равным $1,6 \cdot 10^{-19}$ кулона.

В каждом атоме вещества имеются электроны, которые окружают положительное заряженное ядро атома. Орбиты электронов проходят на различном расстоянии от ядра и образуют электронные оболочки атомов. Чем ближе электрон к ядру, тем сильнее он с ним связан. Слабее всего связаны с ядром электроны, находящиеся на наружных оболочках. Именно эти наружные электроны подвержены наибольшим воздействиям со стороны других атомов, если подходят к ним достаточно близко.

В металлах все электроны наружных оболочек атомов сильно перекрываются и утрачивают связи со своими атомами. Поэтому металлические кристаллы являются такими структурами, которые образованы взаимодействием положительных ионов кристаллической решетки и обобществленных наружных электронов. Эти электроны могут свободно перемещаться между атомами решетки. Пока внешнего электрического поля нет, электроны в объеме проводника, изготовленного из металла, совершают внутреннее хаотическое движение, аналогичное тепловому движению молекул газа или жидкости. При своем движении электроны чаще всего сталкиваются с тепловыми колебаниями ионов (атомов) и дефектами кристаллической решетки, реже — друг с другом.

При соударениях они изменяют и направление движения и величину скорости. Порядок среднего пути между соударениями, или величина среднего свободного пробега электронов, составляет всего лишь 10^{-8} м. Тепловое возбуждение электронов даже при комнатной температуре настолько велико, что электроны перемещаются с весьма большими скоростями (около 100 км/сек).

Следовательно, расстояние между столкновениями они проходят очень быстро, т. е. обмен энергией электронов при соударениях очень част. Оценки времени свободного пробега показывают, что в среднем оно равно 10^{-13} — 10^{-14} сек.

Движущийся заряд-электрон образует элементарный импульс электрического тока. Вследствие того что каждый электрон под воздействием теплового возбуждения движется хаотично и прерывисто, толчками, в объеме проводника появляются элементарные импульсы тока разной полярности, длительность каждого из которых в среднем равняется времени свободного пробега. Однако все свободные электроны проводника (число их равно или больше числа атомов последнего) находятся в равных условиях, поэтому возникающие электрические токи в объеме проводника будут наложением очень большого числа элементарных импульсов положительной и отрицательной полярностей. Каждый из элементарных электрических импульсов возникает независимо от другого импульса, а появление положительного или отрицательного импульса равновероятно. Поэтому в среднем число электронов, проходящих через некоторое поперечное сечение проводника слева направо и, наоборот, справа налево, будет равно нулю. Но для данного момента времени такого баланса может и не быть.

Представим себе, что в нашем распоряжении имеется широкополосный нешумящий усилитель с большим коэффициентом усиления, со входом которого соединены концы рассматриваемого металлического проводника (резистора), а выход его подан на скоростной осциллограф. Тогда на экране последнего можно было бы наблюдать суперпозицию элементарных импульсов, образующих падение напряжения на концах проводника, т. е. электрические флуктуации напряжения или тепловые шумы. Заметим, что длительность элементарного импульса пока измерить невозможно, потому что ни одно из существующих в наше время усилительных устройств (в силу сравнительно узкой полосы пропускаемых им частот) не в состоянии разделить усилить каждый элементарный импульс. Действительно, для удовлетворительного воспроизведения импульсов длительность 10^{-13} — 10^{-14} сек требуются минимальные полосы пропускания усилителей 10^7 — 10^8 Мгц. Естественно, что реальные усилители расширяют, растягивают им-

пульсы, а наблюдаемые всплески являются суперпозицией очень многих элементарных импульсов.

Если полученные на экране осциллографа реализации шумов статистически обработать (гл. 4), то можно сделать следующие заключения о характере теплового шума:

1) Постоянная составляющая тока равна нулю. Если бы это было не так, то должен преобладать ток одного какого-нибудь направления, но электрически цепь одного сопротивления разомкнута и никакого тока в ней нет. Это также следует из того, что скорости электронов в металле совершенно хаотичны и поэтому число электронов, проходящих через некоторое поперечное сечение за достаточно большой промежуток времени справа налево и наоборот, будет одинаково.

2) Мгновенные значения тока (в каждой точке на оси времени) оказываются распределенными по нормальному закону.

Подчинение мгновенных значений тока нормальному закону также следует из известного обобщения центральной предельной теоремы статистики на случай электрических цепей. По этой теореме мгновенные значения шума, возникающего в электрической цепи, будет иметь нормальное распределение при выполнении следующих условий:

а) шум складывается из весьма большого числа составляющих, среднеквадратичные значения каждой из которых в среднем сравнимы друг с другом и ни одна из них не обладает бесконечно большой мощностью;

б) все составляющие статистически независимы;

в) среднее значение процесса равно нулю (или некоторой конечной величине).

3) Так как тепловые шумы обусловлены хаотическим движением носителей тока, то они не зависят от материала. Это верно, пока резистор изготовлен из однородного материала.

4) Тепловые шумы связаны с атомным строением вещества, с дискретной природой электрического тока. Тепловое движение прекращается лишь при абсолютном нуле. Естественно, что ослабить тепловые шумы можно, например, посредством глубокого охлаждения. Охлажденные смесительные диоды заметно уменьшают шумы преобразования уже при температуре кипения жидкого азота [Л. 2].

Сохранятся ли тепловые шумы при воздействии на проводник электрического поля, например при подключении к нему источника постоянной э. д. с.?

Под воздействием электрического поля свободные электроны, движущиеся в направлении действующей на них силы, будут ускоряться, а движение их в противоположную сторону будет замедляться. В результате на хаотическое движение электронов накладывается упорядоченное смещение их вдоль электрического поля. Упорядоченное движение зарядов (дрейф или диффузия их) в одном направлении называется постоянным током. Однако воздействие электрического поля на каждый электрон может происходить только на длине свободного пробега. Поэтому электрическое поле успевает за время между соударениями изменить скорость теплового движения и энергию электрона в самой ничтожной степени, хотя именно это изменение и является причиной тока.

Независимость теплового шума от протекания тока как раз и объясняется тем, что скорость дрейфа электронов под воздействием электрического поля внешней э. д. с. очень мала по сравнению со скоростью теплового движения электронов. Это всегда верно для металлов и подтверждено экспериментально, но перестает быть справедливым для полупроводников, обладающих значительно большей подвижностью носителей, чем металлы (под подвижностью, как известно [Л. 47], понимается средняя добавочная скорость, приобретаемая носителем в электрическом поле единичной напряженности). Вследствие этого у полупроводников скорость дрейфа носителей под воздействием ускоряющего электрического поля может достичь значений, сравнимых со скоростью теплового движения.

Заметим, что шумы тонких металлических слоев и пленок, применяемых в микроэлектронике, зависят от величины протекающего тока (при постоянной температуре слоя проводника).

Спектр мощности теплового шума. Можно ожидать, и это подтверждается опытом, что спектр мощности теплового шума будет весьма протяженным и верхняя его граница будет лежать в области частот 10^{13} — 10^{14} гц. Это соответствует верхней границе частотного спектра элементарного импульса тока. Спектр мощности также должен быть сплошным и достаточно равномерным до весьма высоких частот, как это и бы-

вает характерно для хаотической последовательности перекрывающихся импульсов [Л. 49], какой является последовательность элементарных импульсов тока.

Тепловой шум является замечательным примером в спектральном отношении — белого, а в вероятностном — нормального шума.

Величина шума. Наиболее наглядный вывод формулы для величины теплового шума резистора был сделан Найквистом [Л. 78]. Им была получена следующая простая формула:

$$U_{\text{д}}^2 = 4kTRdf. \quad (2-1)$$

Более точно формула Найквиста записывается так:

$$U_{\text{д}}^2 = 4kTRp(f)df,$$

где $p(f)$ — коэффициент Планка:

$$p(f) = \frac{hf}{kT} (e^{hf/kT} - 1)^{-1},$$

h — постоянная Планка ($h = 6,62 \cdot 10^{-34}$ Дж·сек). Однако при комнатной температуре $hf/kT \ll 1$, и поэтому $p(f)$ имеет величину порядка единицы. Квантовый эффект мал даже на миллиметровых волнах.

Одинаковые результаты были получены и другими исследователями при иных, чем у Найквиста, исходных предположениях, например из рассмотрения термодинамического характера процесса, электронно-кинетической модели тепловых шумов и т. д.

Найдем номинальную мощность шума, которая может выделяться на другом, но не шумящем (идеальном) резисторе, находящемся при той же температуре, что и шумящий. Она получается в случае, если сопротивление нагрузки согласовано с источником, т. е. тоже равно в данном случае R :

$$P_{\text{макс}} = P_{\text{н}} = U_{\text{д}}^2 / 4R = kTdf. \quad (2-2)$$

Эта формула определяет теорему Найквиста, устанавливающую величину теплового шума в частотном интервале df .

В ней нашли отражение основные свойства теплового шума: независимость от материала, из которого изго-

товлен резистор, величины сопротивления и величины протекающего тока. Любопытно, что в формуле отсутствуют какие-либо электрические характеристики заряда, массы электрона и др., но в то же время она характеризует важнейшее свойство электрической цепи.

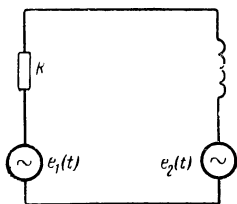


Рис. 2-1. Схема замещения резистора и «шумящей» индуктивности.

Реактивные элементы цепи не могут генерировать шумы, потому что они не потребляют активную энергию. Это утверждение не является самоочевидным, хотя это действительно так. Допустим, что, кроме генератора шумовой э. д. с. $e_1(t)$, в цепи резистора действует еще источник $e_2(t)$ в цепи индуктивности (рис. 2-1). Тогда мощность второго источника должна выделяться на

сопротивлении R , так как на индуктивности запасается только реактивная энергия. Следовательно, под воздействием активной мощности, рассеиваемой сопротивлением R , оно должно разогреваться, и термодинамическое равновесие этой изолированной (в тепловом отношении) цепи нарушится. Однако ничего подобного на практике не наблюдается. Поэтому наше предположение о том, что индуктивность может генерировать тепловые шумы, является неправильным.

С другой стороны, ток первого источника шума, проходя через индуктивность, образует в ней реактивную мощность, которая не может увеличить температуру индуктивности. Сопротивление R нагревается током источника $e_1(t)$, т. е. его мощность опять переходит в тепловую энергию резистора и тепловое равновесие системы не нарушается. Подобными же рассуждениями можно установить, что другой реактивный элемент электрической цепи — емкость — также не создает шумов. Следовательно, источником тепловых шумов в электрической цепи могут быть только резисторы, т. е. активные сопротивления.

В общем случае сопротивление резистора может быть функцией частоты, тогда величина тепловых шумов должна рассчитываться по формуле

$$U_{\text{ш}}^2 = 4kT \int_{f_1}^{f_2} R(f) df, \quad (2-3)$$

где f_1 и f_2 — соответственно нижняя и верхняя частоты полосы пропускания.

Если в полосе пропускания $R(f) = R = \text{const}$, т. е. сопротивление резистора не зависит от частоты, то

$$U_{\text{д}}^2 = 4kTR \int_{f_1}^{f_2} df = 4kTR\P; \quad (2-4)$$

здесь $\Pi = f_2 - f_1$ — полоса пропускания. Когда пределы полосы пропускания точно не определены, то интегрирование должно выполняться от нуля до бесконечности. Например, источник сигнала с внутренним активным сопротивлением $R(f)$ соединяется с нагрузкой через четырехполюсник, имеющий модуль коэффициента передачи $|K(f)|$. Очевидно, средний квадрат напряжения на его выходе будет равен:

$$U_{\text{д}}^2 = 4kT \int_0^{\infty} R(f) |K(f)|^2 df. \quad (2-5)$$

Формула среднего квадрата напряжения теплового шума (2-1) получена на основании лишь термодинамических соображений, поэтому она применима к любому пассивному устройству и системе. При этом устройства и системы должны находиться в тепловом равновесии, а их электрические характеристики должны выражаться полными (комплексными) сопротивлениями или проводимостями.

Так, например, формула (2-1) применима к акустическим системам (микрофонам и другим преобразователям), чувствительным электроизмерительным приборам, в частности гальванометрам, ко всем антенным устройствам и др.

2-3. ШУМОВАЯ ТЕМПЕРАТУРА И ЭКВИВАЛЕНТНЫЙ КОЭФФИЦИЕНТ ШУМА

Спектральная плотность номинальной мощности, или интенсивность шума резистора, получается из выражения (2-2) и имеет вид¹:

$$S_{\text{н}}(f) = P_{\text{н}}/df = kT, \quad (2-6)$$

¹ Необходимо учитывать, что в передающей линии на данной частоте могут распространяться M типов волн и спектральная плотность номинальной мощности может быть в M раз больше: $S_{\text{н}}(f) = MkT$ [Л. 40].

т. е. она определяется только физической температурой резистора. При нормальной температуре $T_0 = 290^\circ \text{K}$ интенсивность шума любых по сопротивлению резисторов одинакова и равна $kT_0 \approx 4 \cdot 10^{-21} \text{ [вт/гц]}$.

Имея в виду последнее обстоятельство, можно говорить не о мощности шума, а просто о *шумовой температуре* любых реальных или эквивалентных источников шума. Шумовая температура источника шума на определенной частоте — это температура равномерно нагретого резистора, интенсивность шума которого равна спектральной плотности номинальной мощности шума источника. Если последняя равна $S_n(f) \text{ [вт/гц]}$, то шумовая температура в градусах Кельвина

$$T_{\text{ш}} = S_n(f) / k = 7,25 \cdot 10^{22} S_n(f). \quad (2-7)$$

Для $S_n(f) = 4 \cdot 10^{-21} \text{ вт/гц}$ шумовая температура $T_{\text{ш}} = 290^\circ \text{K}$. Эта температура принята в качестве нормальной или стандартной и обозначается T_0 . Когда говорят, что шумовая температура газоразрядной трубки равна $15\,000^\circ \text{K}$, то это означает, что резистор, равномерно нагретый до такой температуры, будет выделять на согласованной бесшумной нагрузке ту же мощность, что и рассматриваемая газоразрядная трубка.

Вместо абсолютной шумовой температуры часто применяют величину, которая называется *относительной шумовой температурой*. Она равна отношению номинальной мощности P_n , взятой в полосе частот Π рассматриваемого источника, к номинальной мощности теплового шума в той же полосе частот при нормальной температуре:

$$n = P_n / kT_0 \Pi = \frac{T_{\text{ш}}}{T_0}. \quad (2-8)$$

Если температура резистора равна T , то, очевидно, его относительная шумовая температура равна отношению температур $n = T/T_0$. В большинстве случаев температура резистора примерно равна T_0 , поэтому использовать его в качестве генератора шума не представляется возможным ввиду малой выходной мощности.

Иногда вместо относительной шумовой температуры

применяют коэффициент избыточного шума n' , равный:

$$n' = \frac{\text{номинальная мощность шума источника} \quad \text{номинальная мощность шума резистора, находящегося при нормальной температуре}}{\text{номинальная мощность шума резистора, находящегося при нормальной температуре}} = \\ = \frac{P_n - P_0}{P_0} = \frac{T_m - T_0}{T_0} = (n - 1). \quad (2-9)$$

Относительная шумовая температура и коэффициент избыточного шума обычно выражаются в децибелах:

$$m[\text{дБ}] = 10 \lg n = 10 \lg T/T_0; \quad (2-10)$$

$$m'[\text{дБ}] = 10 \lg n' = 10 \lg (T/T_0 - 1). \quad (2-11)$$

Распространен, наконец, способ выражения интенсивности источников шума в единицах kT_0 . Действительно, если за единицу интенсивности принять интенсивность теплового шума с нормальной температурой, т. е. $kT_0 = 4 \cdot 10^{-21}$ вт/гц, то в этих единицах можно выражать характеристики генераторов шума. Например, в паспортных данных газоразрядного генератора шума типа ГШ-3 указывается, что его интенсивность равна $62 kT_0$. Это значит, что температура эквивалентного шумового сопротивления для получения той же интенсивности должна быть в 62 раза выше нормальной. Вообще интенсивность шума любого источника в единицах kT_0 равна числу

$$Q = \frac{S_n(f)}{kT_0} = 2,5 \cdot 10^{20} S_n(f). \quad (2-12)$$

Шумовая температура очень удобна для определения коэффициента шума N (см. § 1-13). Поскольку реальный усилитель или вообще четырехполюсник всегда создает добавочный шум, суммирующийся с тепловым шумом источника сигнала, то говорят о шумовой температуре четырехполюсника $T_{\text{ш}}$. Последняя равна температуре равномерно нагретого резистора, по величине согласованного со входом идеального (нешумящего) четырехполюсника и создающего на выходе четырехполюсника интенсивность шума, равную интенсивности шума реального четырехполюсника. Таким образом, схема замещения на входе нешумящего четырехполюсни-

ка будет состоять из последовательно включенных источника входного сигнала и генератора шумового напряжения, температура которого равна эффективной шумовой температуре входа четырехполюсника. Очевидно, интенсивность шума реального четырехполюсника на его входе с учетом источника сигнала

$$S_n(f) = kT = k(T_0 + T_{\text{ч}}), \quad (2-13)$$

где T — эффективная шумовая температура входа четырехполюсника с учетом шума источника сигнала;

$T_{\text{ч}}$ — эффективная шумовая температура входа самого четырехполюсника.

Теперь коэффициент шума четырехполюсника N [см. формулу (1-63)] можно представить через эффективную шумовую температуру входа T :

$$\begin{aligned} N &= P_{\text{ш.вых}}/P_{\text{ш}}G = T/T_0 = \\ &= 1 + T_{\text{ч}}/T_0 = 1 + n_{\text{ч}}, \end{aligned} \quad (2-14)$$

где $P_{\text{ш.вых}} = kT_{\text{ш}}PG$, $P_{\text{ш}} = kT_0P$,

$n_{\text{ч}}$ — относительная шумовая температура входа самого четырехполюсника. Из (2-14) видно, что N — это коэффициент, показывающий, во сколько раз необходимо увеличить температуру выходного сопротивления источника, чтобы мощности шума на выходе идеального и реального четырехполюсников были равными. В формуле (2-14) температура источника была принята равной $T_0 = 290^\circ \text{K}$. По этой причине коэффициент шума N , определяемый формулой (2-14), называется *нормальным*, в отличие от реального или эквивалентного коэффициента шума.

Реальный коэффициент шума $N_{\text{э}}$ учитывает реальную температуру источника $T_{\text{и}}$:

$$N_{\text{э}} = \frac{kT_{\text{и}}PG + kT_{\text{ч}}PG}{kT_0PG} = \frac{T_{\text{и}} + T_{\text{ч}}}{T_0} = n_{\text{и}} + n_{\text{ч}}, \quad (2-15)$$

где $n_{\text{и}}$ — относительная шумовая температура источника.

Выразим $N_{\text{э}}$ через N . Для этого из уравнения (2-14) найдем $n_{\text{ч}}$ и подставим в выражение (2-15); в результате получим:

$$N_{\text{э}} = N - 1 + n_{\text{и}}. \quad (2-16)$$

Для идеального приемника $N_{\text{мин}}=1$ и $N_{\text{э}}=n_{\text{ш}}$, но относительная шумовая температура источника, например антенны, может быть меньше единицы; для идеального источника сигнала $n_{\text{ш}}=0$. Следовательно, $N_{\text{э.мин}}=0$, т. е. минимальное значение эквивалентного коэффициента шума равняется нулю. Это позволяет в измерителях коэффициента шума шкалу показывающего прибора начать с нулевой отметки.

2-4. СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ И ЭКВИВАЛЕНТНОЕ ШУМОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ

При расчетах пассивных цепей с реальными шумящими резисторами, изготовленными из металлических проводников, например проволочных резисторов, применяются либо последовательная, либо параллельная схемы замещения (см. § 1-11). Для первой схемы замещения (рис. 1-14,а) действующее значение э. д. с. равно

$$U_{\text{д}} = \sqrt{4kTR\Pi},$$

или, подставляя в нее $4kT_0=16 \cdot 10^{-21}$ вт·сек и беря полосу пропускания Π в килогерцах, а сопротивление R в омах, получаем удобную формулу для расчетов $U_{\text{д}}$ в микровольтах:

$$U_{\text{д}} = 4 \cdot 10^{-3} \sqrt{R\Pi}. \quad (2-17)$$

Например, $R=10^6$ ом, $\Pi=100$ кГц, $U_{\text{д}}=4 \cdot 10^{-3} \times \sqrt{10^6 \cdot 10^2} = 40$ мкв. Для второй схемы замещения рис. 1-14,б) действующее значение тока источника

$$I_{\text{д}} = U_{\text{д}}/R = \sqrt{4kTg\Pi}, \quad (2-18)$$

при этом источник зашунтирован «нешумящей» проводимостью $g=1/R$; если R в омах, то g получается в сименсах.

Спектральные плотности для источников э. д. с. и тока соответственно равны:

$$S_U(f) df = dU_{\text{д}}^2/df = 4kTR[\sigma^2/2\alpha]; \quad (2-19)$$

$$S_I(f) df = dI_{\text{д}}^2/df = 4kTg[\alpha^2/2\alpha]. \quad (2-20)$$

Заметим, что формула (2-1) применима только к цепям в системах, находящихся во внутреннем тепловом равновесии, не имеющих температурных неоднородностей, активных элементов и источников тока. Рассмотрим, например, расчет спектральной плотности мощности шума на выходе аттенюатора с волновым сопротивлением ρ и коэффициентом затухания α ($\alpha > 1$). Пусть он находится при температуре T_0 , а на входе его включен источник с сопротивлением $R = \rho$, имеющий температуру T . Сначала найдем номинальную мощность шума на выходе аттенюатора, когда он имеет температуру источника, т. е. T . В этом случае мощность шума должна быть равна $kTdf$, но от источника поступает только $kTdf/\alpha$. Остальная часть $(1 - 1/\alpha)kTdf$ должна вноситься аттенюатором, как элементом цепи, обладающим потерями. Следовательно, номинальная мощность на выходе аттенюатора, находящегося при температуре T_0 , определится из выражения

$$P_n = \frac{kTdf}{\alpha} + (1 - 1/\alpha) kT_0df. \quad (2-21)$$

Очевидно также, что спектральная плотность напряжения шума

$$\begin{aligned} S_U(f) &= \frac{4kT\rho df}{\alpha} + (1 - 1/\alpha) 4kT_0\rho df = \\ &= 4kT\rho df [T/\alpha + (1 - 1/\alpha) T_0]. \end{aligned} \quad (2-22)$$

Выражение в квадратных скобках является шумовой температурой. Расчетам цепей с шумами посвящена специальная литература [Л. 22].

При расчетах часто удобно представлять шумы, возникающие на каком-либо активном элементе электрической цепи (лампе, полупроводниковом триоде и т. д.), в виде эквивалентного шумящего резистора. При определении сопротивления резистора предполагается, что температура его постоянна и равна нормальной температуре T_0 . Если на рассматриваемом элементе цепи имеется напряжение U_d , то

$$R_{ш} = U_d^2 / 4kT_0\Pi. \quad (2-23)$$

Если резистор с сопротивлением R включен на входе реального четырехполюсника, то на его выходе всегда

получается увеличенная мощность шума по сравнению с величиной, которая должна бы получаться от одного этого резистора. Это увеличение шума обусловлено внутренними источниками шумов, имеющимися внутри реального четырехполюсника и характеризующимися коэффициентом шума N . Удобно четырехполюсник считать бесшумным, а внутренние шумы его отнести к величине входного резистора. Нетрудно показать, что эквивалентное сопротивление резистора $R_{ш}$ на входе в этом случае будет равно:

$$R_{ш} = (N - 1) R. \quad (2-24)$$

Например, можно считать, что электронная лампа не шумит, а получающиеся на ее выходе шумы создаются в сопротивлении эквивалентного шумового резистора, включенном в сеточную цепь лампы.

Конечно, эквивалентный шумящий резистор как элемент схемы не существует, и бессмысленно говорить, например, о потерях в нем и т. д. Этот параметр цепи вводится исключительно для того, чтобы охарактеризовать шумовые свойства лампы и других элементов схемы.

Как показали многочисленные измерения, шумовое сопротивление триодов с достаточной для практики точностью можно рассчитать по формуле

$$R_{ш} \approx (2,5 - 3) / S, \quad (2-25)$$

где S — крутизна триода, ma/v ;

$R_{ш}$ — шумовое сопротивление, $ком$.

Шумовое сопротивление пентодов можно определить по следующей приближенной формуле:

$$R_{ш} \approx \left(\frac{2,5}{S} + \frac{20I_a}{S} \right) \frac{I_a}{I_a + I_g}, \quad (2-26)$$

где I_g — ток экранной сетки, ma ;

I_a — ток анода, ma .

Вообще же эквивалентное шумовое сопротивление пентодов в 3—5 раз больше, чем триодов. Практически шумовое сеточное сопротивление современных триодов лежит в пределах 200—1 500, пентодов 350—6 000 $ом$, а шумовое сопротивление преобразовательных ламп достигает 200 $ком$.

Приведем еще формулы для оценки шумового сопротивления триодных и пентодных преобразователей частоты. Для первых оно равно:

$$R_{ш} \approx 4/S_{пр}, \quad (2-27)$$

и для вторых

$$R_{ш} = \left(\frac{4}{S_{пр}} + \frac{20I_{г}}{S_{пр}^2} \right) \frac{I_a}{I_a + I_{г}}; \quad (2-28)$$

здесь $S_{пр}$ — крутизна преобразования, остальные обозначения такие же, как и в предыдущих формулах.

Заметим, что в активном элементе цепи может быть несколько источников шума, и замещение их одним шумовым сопротивлением возможно, если они не связаны друг с другом и не входят в цепь обратной связи.

2-5. ШУМЯЩИЙ РЕЗИСТОР—ЭТАЛОННЫЙ ИСТОЧНИК ШУМА

Экспериментальная проверка формулы Найквиста (2-1) показала настолько хорошее совпадение с расчетом, что тепловой шум резистора используется в качестве первичного эталона шумовой мощности и температуры в целом ряде ответственных измерений. При калибровке генератора шума на газоразрядной трубке или калибровке радиометра для абсолютных измерений радиоизлучения вземных источников нагретый или охлажденный резистор является основным эталоном шумового радиоизлучения, так же как и для калибрования более мощных и практически более удобных, чем тепловые, — диодных, полупроводниковых, тиратронных и других генераторов шума. Тепловой шум резистора используется также при измерении коэффициента шума или шумовой температуры и др.

Различают высокотемпературные и низкотемпературные эталонные источники или генераторы теплового шума. Их выходную температуру удается либо рассчитать с большой степенью точности, либо аттестовать с небольшой погрешностью и затем поддерживать неизменной во время эксплуатации.

Высокотемпературные генераторы теплового шума можно разделить по элементу, генерирующему шум, на генераторы: 1) с пленочными и объемными резисторами или поглощающими нагрузками и 2) с резисторами

в виде накаляемой нити. По способу канализации энергии генераторы шума подразделяются на коаксиальные и волноводные.

Генератор шума обычно состоит из резистивного излучателя, линии передачи, термостата и устройства для автоматического поддержания постоянства температуры резистора. На рис. 2-2 схематически показано устройство коаксиального генератора.

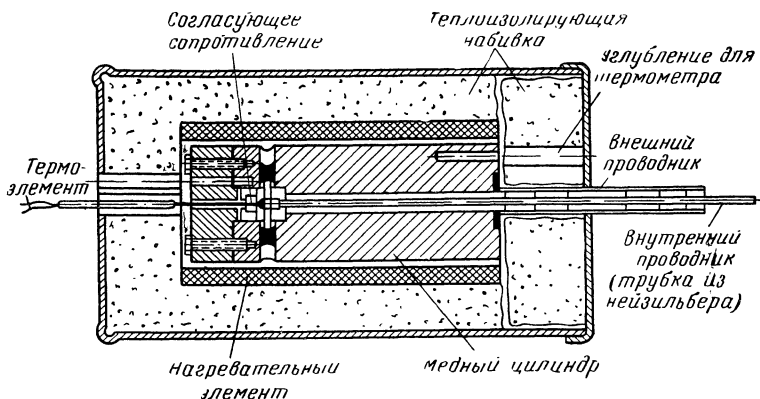


Рис. 2-2. Разрез конструкции высокотемпературного эталона шума.

Резистивный излучатель либо делают в виде спирали из высокоомной проволоки, намотанной на керамике, либо напыляют в вакууме в виде тонкой пленки из материала, устойчивого к высокой температуре, например двуокиси олова или нитрида тантала, на стеклянную или керамическую подложку. Можно использовать, в коаксиальном генераторе углеродистые резисторы, например типа МУН.

Резистивный излучатель непосредственно связывается с коаксиальной линией передачи, имеющей волновое сопротивление 50 или 75 ом, и служит ее нагрузкой; при этом должны быть приняты меры, обеспечивающие неотражающий переход от нагрузки к линии.

Излучатель должен равномерно нагреваться по всему объему, для того чтобы его температура была одинаковой, что гарантирует равенство шумовой температуры абсолютной величине ее, измеренной с помощью термопар, имеющих непосредственный контакт с резистором. Нагрев осуществляется несколькими термоэлементами

до температуры 500—1 000° К с погрешностью $\pm(5-10^\circ)$. Вдоль линии передачи температура непостоянна. Это вносит дополнительную погрешность. С помощью расчетов всегда удастся найти соответствующую поправку. Кроме того, сами линии передачи изготавливают из материалов, обладающих малой теплопроводностью, например из никеля, нержавеющей стали, а для уменьшения потерь

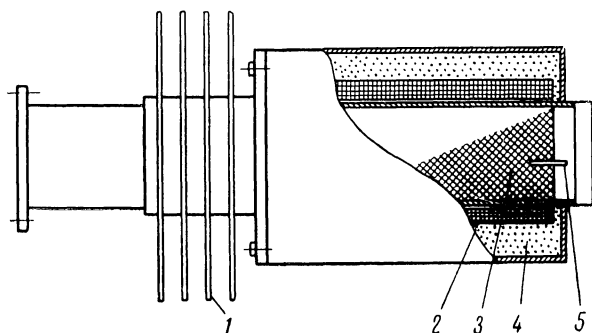


Рис. 2-3. Волноводный генератор теплового шума.
1 — радиатор; 2 — обмотка нагревателя; 3 — поглощающий клин, 4 — теплоизолятор; 5 — датчик температуры

токонесущие поверхности покрывают металлом с хорошей проводимостью и необходимой жаропрочностью. Для этой цели хорошо подходит золото. Для создания заметных перепадов температур применяются радиаторы и тонкостенные линии передачи. Все эти меры позволяют уменьшить погрешность от изменения температуры по линии передачи. Охлаждение резистора конвекцией воздуха устраняется тем, что поперек линии передачи помещается тонкая слюдяная или фторопластовая перегородка. Схематическое выполнение волноводного генератора теплового шума показано на рис. 2-3. Он представляет собой, по существу, оконечную поглощающую нагрузку, помещенную в волновод и согласованную с ним. Нагрузку изготавливают из материала, выдерживающего заданную температуру и не изменяющего при этом своих электрических параметров. Например, графитовые и керамические поглощающие нагрузки можно нагревать до 800° К, а карборундовые выдерживают температуры свыше 1 000° К. Нагрев производится с помощью спирали, намотанной сверху на волновод, или

термоэлементов, помещенных внутри нагрузки; применяется также индукционный нагрев вихревыми токами.

Разработаны и выпускаются серийно радиопромышленностью высокотемпературные генераторы теплового шума, например типа Г2-26, Г2-27 и др. Номинальная шумовая температура генераторов равна 460°C . Погрешность выходной температуры относительно номинальной выражается максимальной погрешностью $\pm (4-5^{\circ}\text{C})$. Погрешность аттестации $\pm 0,05 \text{ дБ}$.

К высокотемпературным источникам эталонного шума относятся также приборы с нитями накаливания, например болометры и др.

Болометры применяются в качестве эталонного источника шума на сверхвысоких частотах.

Болометр состоит из двух платиновых вводов и нити (чаще всего из вольфрама), натянутой между вводами. Диаметр нити $8-10 \text{ мкм}$, длина ее $14-30 \text{ мм}$, сопротивление лежит в пределах $1-250 \text{ ом}$, допустимый ток от 10 мка до 25 ма и потребляемая мощность от $0,1$ до 100 мвт . Во время работы нить болометра нагревается постоянным током, а температура ее измеряется с помощью оптического пирометра.

Болометр как источник шума чаще всего применяется в конструкции генератора шума на коаксиальной линии. Для этого его помещают в разрыв центрального проводника линии передачи. Согласование производится посредством согласующего трансформатора. Так как температура нити измеряется непосредственно, то болометрический генератор шума оказывается весьма удобным эталоном шумовой температуры. Последняя принимается равной температуре средней части нити, измеренной по микропирометру.

Низкотемпературный эталон шума работает при температурах, близких к абсолютному нулю. Конструктивно он состоит из резистора в виде стеклянной трубки с платиновым напылением, имеющим сопротивление 50 ом и соединенным с передающей линией. Линия делается из нержавеющей стали и серебрится изнутри (нержавеющую сталь берут вследствие ее низкого коэффициента теплопроводности). Резистор помещают в сосуд Дюара, куда заливают жидкий гелий с температурой $4,2^{\circ}\text{K}$ или жидкий азот с температурой 77°K . Погрешность аттестации по температуре $\pm (1-3^{\circ}\text{K})$.

В качестве рабочего низкотемпературного эталона шума часто применяют оконечные поглотители, которые охлаждают до температуры жидкого азота или жидкого гелия [Л. 5, 28].

2-6. ТОКОВЫЕ ШУМЫ НЕПРОВОЛОЧНЫХ РЕЗИСТОРОВ

Шумы реальных резисторов, применяемых в радиоаппаратостроении: углеродистых типа ВС, УЛМ, УЛИ, БЛП, металлизированных типа МЛТ, МЛП, композиционных типа ТО, КЛМ, КЛВ и др. и пленочных нельзя рассчитывать по формуле (2-1). В зависимости от конструкции и технологии изготовления они могут оказаться значительно больше теплового шума, при этом наблюдается их сильная зависимость от напряжения, падающего на резисторе, и от силы тока, протекающего через него.

Сопротивление резистора само по себе является нелинейной функцией напряжения и тока [Л. 69]. Необходимо отметить, что нелинейность обычных резисторов очень мала и ее трудно обнаружить простым графическим построением экспериментально полученной вольт-амперной характеристики. Это делают с помощью высокочувствительных селективных микровольтметров или специальных анализаторов гармоник. Нелинейность определяют по наличию напряжения третьей гармоники при подаче на резистор фиксированного напряжения основной частоты неискаженного синусоидального колебания. Было найдено, что нелинейность резистора хорошо аппроксимируется кубической зависимостью. Основным источником нелинейности резистора, как полагают [Л. 69], являются имеющиеся и возникающие вновь в материале резистора или резистивного слоя потенциальные барьеры, образующие *n-p*-переходы. Этим удастся качественно объяснить наблюдаемую омическую нелинейность твердотельных и пленочных резисторов.

Нелинейность резисторов в радиотехнических схемах может быть причиной шумовой модуляции сигнала; это явление может усиливаться вследствие образования в резисторах электрических дуговых микропробоев.

Повышенный уровень шумов твердых полупроводниковых и пленочных резисторов объясняется некоторыми особенностями их структуры и в связи с этим прохождения через них тока. За эти особенности шумы в не-

проволочных резисторах получили специальное название «токовых шумов»¹.

Проводящие слои непроволочных резисторов состоят из большого числа микроскопически малых проводящих частиц, непосредственно соприкасающихся друг с другом. При протекании тока через проводящий слой его проводимость несколько изменяется случайным образом вследствие нарушения контактов между токопроводящими частицами. Флуктуации проводимости вызывают случайные колебания тока, которые создают в свою очередь на сопротивлении напряжение шума.

Средний квадрат полного напряжения шума непроволочного резистора можно представить как сумму квадратов теплового $U_{д.т.ш}^2$ и добавочного шума $U_{д.д.ш}^2$:

$$U_d^2 = U_{д.т.ш}^2 + U_{д.д.ш}^2. \quad (2-29)$$

В свою очередь квадрат добавочного шума

$$U_{д.д.ш}^2 = q_{д.ш} U_{д.т.ш}^2 = q_{д.ш} 4kTR,$$

для $q_{д.ш}$ — коэффициент добавочного шума, показывающий, насколько шум в непроволочном резисторе с сопротивлением R больше, чем в проволочном такой же величины.

Тогда средний квадрат напряжения (обобщенная на случай токовых шумов формула теплового шума)

$$\begin{aligned} U_d^2 &= U_{д.т.ш}^2 + q_{д.ш} U_{д.т.ш}^2 = \\ &= 4kTR(1 + q_{д.ш}) = q4kTR, \end{aligned} \quad (2-30)$$

где $q = (1 + q_{д.ш})$; q — коэффициент шума непроволочного резистора, показывающий, во сколько раз полный шум последнего больше теплового шума проволочного резистора той же величины.

Таким образом, эффективная шумовая температура непроволочного резистора

$$T_э = qT, \quad (2-31)$$

¹ Распространены иные названия этого шума, например «контактный», «избыточный».

где T — шумовая температура проволочного резистора.

Аналогичная формула получается и для эквивалентного шумового сопротивления непроволочного резистора:

$$R_{\text{ш}} = qR. \quad (2-32)$$

Коэффициент добавочного шума является сложной функцией силы протекающего тока, частоты, материала токопроводящего слоя, размеров последнего и др. Непроволочные сопротивления разнообразных типов и размеров, выпускающиеся в различных странах разными фирмами, в общем ведут себя в зависимости от вышеперечисленных параметров аналогичным образом. Коэффициент добавочного шума в зависимости от протекающего тока в среднем равен:

$$q_{\text{д.ш}} = C_1 I^\alpha, \quad (2-33)$$

причем показатель степени тока колеблется в пределах $\alpha = 1,8—2,2$ (при нормальных рабочих токах, протекающих через резистор); C_1 — некоторое постоянное число, характерное для данного типа резистора.

Величина шума непроволочного резистора очень резко меняется от частоты. Его спектральная плотность мощности изменяется пропорционально $1/f$, где f — частота. Наибольшая спектральная плотность мощности шума непроволочного сопротивления сосредоточена в области низких частот 5—1 000 гц . Поэтому в чувствительных усилителях низкой частоты, а также тензометрических усилителях в первых каскадах следует применять высококачественные проволочные резисторы.

Добавочный шум в резисторах с большой мощностью рассеяния и большими размерами меньше, чем в резисторах малой мощности и сравнительно малых размеров. Общий характер зависимости шума непроволочного резистора от рассеиваемой мощности показан на рис. 2-4.

Таким образом, токовый шум, а также и нелинейность резистора вызываются явлениями, происходящими в материале резистивного слоя. Последнее было подтверждено тем, что на больших партиях резисторов одного номинального сопротивления коэффициент корреляции между токовым шумом и нелинейностью оказался равным 0,9. В то же время это указывает на то, что основным источником шума могут быть квази-пе-

реходы, одновременно являющиеся причиной нелинейности резистора [Л. 69, 70].

Несомненно, интенсивность токового шума и нелинейность могут отражать скрытые процессы (микропробои, локальные перегревы и т. п.), идущие внутри резистора, и дефекты, которые могут привести резистор к повреждению или к полной негодности. Ввиду этого необходим предварительный контроль всех резисторов по величине шумов и нелинейности. Это увеличит надежность резисторов.

На рис. 2-5 приведена диаграмма распределения различных типов резисторов по усредненной величине коэффициента токовых шумов, под которым понимается отношение действующего значения шума в микровольтах в частотной декаде к приложенному напряжению постоянного тока в вольтах.

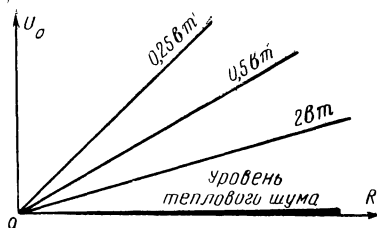


Рис. 2-4. Зависимость действующего значения шума непроволочного резистора от его мощности рассеивания.

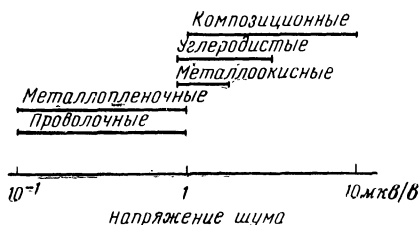


Рис. 2-5. Распределение резисторов по величине токовых шумов.

Частотная декада равна полосе частот, отношение верхней граничной частоты которой к нижней равно 10. Если спектральную плотность мощности токового шума принять $S_I(f) = C/f$, то мощность

$$P = \int_{f_1}^{f_2} \frac{C df}{f} = C \ln \left(\frac{f_2}{f_1} \right),$$

т. е. в полосах пропускания с равными отношениями f_2/f_1 мощности будут одинаковыми. Это удобно при измерениях шумов.

Вместо частотной декады может быть взята и другая полоса, в которой производятся измерения токовых шумов. У доброкачественных углеродистых и металлопленочных резисторов э. д. с. шума равна 5 мкВ/В , а у недоброкачественных она возрастает в десятки раз. У композиционных резисторов э. д. с. шума достигает нескольких десятков микровольт на один вольт. В связи с этим в чувствительных усилителях и других схемах с малым уровнем собственных шумов необходимо применять только углеродистые, металлооксидные и металлопленочные резисторы.

Непроволочные резисторы в режиме нагрузки постоянным током в качестве источников шума обычно не применяются, главным образом по причине неравномерности спектра.

2-7. ДРОБОВОЙ ШУМ

В электронной лампе, например в диоде прямого накала, электроны под действием высокой температуры и притяжения со стороны анода вылетают из накаляемой нити, ускоряются под действием поля анода, пролетая через промежуток катод (нить накала) — анод, и наконец достигают анода.

Вылет каждого электрона из катода в процессе термоэлектронной эмиссии можно считать независимым случайным событием [Л. 45]. Если в диоде не образуется объемный заряд, то все электроны, покинувшие катод, достигнут анода. Диод, как говорят, в этом случае работает в режиме насыщения. Будем далее иметь в виду этот случай работы диода.

Перелет каждого электрона от катода к аноду во внешней цепи (анодной нагрузке) вызывает импульс анодного тока. Длительность импульса соответствует времени пробега ($\tau_{\text{п}}$) электроном расстояния между катодом и анодом, а площадь под кривой импульса тока равняется заряду электрона e .

Элементарные импульсы тока, поступающие на анод в единицу времени, доставляют с катода на последний заряд, определяющий средний анодный ток лампы. Если он равен, скажем, 3 ма , то легко подсчитать среднее

число электронов, поступающих на анод за одну секунду. Оно равно примерно 10^{16} электронов.

Для большинства электровакуумных диодов время пробега составляет (по порядку величины) 10^{-9} сек. Найдем число элементарных импульсов, появляющихся в анодном токе за это время при среднем токе 3 ма. Как легко вычислить, оно равно 10^7 элементарных импульсов тока. Естественно, что при этих условиях импульсы накладываются друг на друга.

Форма импульсов должна быть экспоненциальной. Это соответствует случаю, когда нагрузкой диода является резистор, зашунтированный паразитной емкостью «анод — катод» диода и емкостью монтажа. Емкость моментально заряжается по приходу каждого электрона и медленно разряжается через резистор. Следовательно, ток через нагрузку будет очень большой суммой экспоненциальных толчков, каждый из которых мал по сравнению с суммарным эффектом — анодным током. Вследствие случайности термоэмиссии с катода число электронов, поступающих на анод в каждый данный момент времени, будет неодинаковым, хотя в среднем их число в секунду, а следовательно, и постоянная составляющая анодного тока (I_0) будут неизменны. Отклонения от среднего числа электронов обуславливают флуктуации или шумы анодного тока.

Спектральная плотность шумов анодного тока диода

$$S_1(f) = 2eI_0(a^2/g_0). \quad (2-34)$$

Из выражения (2-34) явствует, что шумы анодного тока — это следствие дискретности электрического заряда: с увеличением постоянной составляющей анодного тока I_0 , увеличивается и шум. Спектр шума, очевидно, ограничивается сверху величиной, обратной времени пробега $\tau_{\text{п}}$, т. е. $1/\tau_{\text{п}} \approx 1/10^{-9} = 10^9$ Мгц. Поэтому спектр шума считают равномерным на частотах ниже $1/\tau_{\text{п}}$. При токах диодов 10—40 ма спектральная плотность шумового тока соответственно лежит в пределах $3,2 \cdot 10^{-21}$ — $1,4 \cdot 10^{-20}$ a^2/g_0 . В области низких частот шумы становятся больше дробового шума, поэтому формула (2-34) оказывается в этой области неточной.

Так как в анодной цепи диода происходит наложение весьма большого числа малых и независимых возмущений (импульсов тока), то можно ожидать (§ 1-6), что распределение мгновенных значений рассматриваемого

шума анодного тока диода будет следовать нормальному закону.

Квадрат действующего значения шумового тока диода в полосе частот $\Pi = (f_2 - f_1)$

$$I_d^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_I(f) df = 2eI_0\Pi, \quad (2-35)$$

где I_0 — в амперах, а Π — в герцах.

Формулы (2-34) и (2-35) имеют силу только для дробового шума; название «дробовой шум» было введено Шоттки, который впервые количественно исследовал шумы диода. При очень малом токе катода ток представляется зернистым, так как состоит из отдельных электронов. Если такой слабый ток усилить и подать на громкоговоритель, то он воспроизводит шум, аналогичный звукам, получающимся при падении свинцовых дробинок, неравномерно сыплющихся на твердую поверхность. Этим и объясняется название шума. Полученное соотношение (2-35) определяет также пределы усиления фотоэлектрических и термоионных приборов; оно применимо также и к полупроводниковым приборам, у которых ток обуславливается генерацией и рекомбинацией носителей зарядов.

Приведенные формулы неприменимы к расчету шумового тока диодов с оксидным катодом, шум которых в значительной мере обусловлен эффектом мерцания катода. Последний заключается в нерегулярном перемещении активного участка эмиссии по поверхности оксидного катода.

Когда в лампе имеется объемный заряд, движения отдельных электронов нельзя считать независимыми. Необходимо учитывать взаимодействие между предыдущими и последующими электронами, вылетающими из катода. Действительно, когда электрон влетает в область пространственного заряда, его скорость уменьшается. Если непосредственно перед ним из катода вылетело много электронов, то он тормозится сильнее, если мало, то торможение слабее.

Таким образом, пространственный заряд препятствует колебаниям тока и тем самым сглаживает флуктуации. Это обстоятельство учитывают сглаживающим коэффициентом пространственного заряда F^2 ($F^2 < 1$).

Спектральная плотность шумового тока, обусловленного дробовым эффектом, в этом случае равна:

$$S_I(f) = 2eI_0 F^2. \quad (2-36)$$

Для триодов малой мощности F^2 порядка 0,1; для маломощных ламп с оксидным катодом

$$F^2 = 0,12S/I_a,$$

где S — крутизна лампы, a/v ;

I_a — рабочий ток, a .

Спектральная плотность шумового напряжения, приведенного к управляющей сетке триода,

$$S_U(f) = \frac{2eI_a F^2}{S^2} \approx \frac{0,24e}{S}, \quad (2-37)$$

или, выражая ее через спектральную плотность напряжения теплового шума, имеем:

$$S_U(f) = 4kT \frac{2,5}{S}. \quad (2-38)$$

Эквивалентное напряжение шумов в сеточной цепи триода равно тепловому шуму, производимому сопротивлением величиной $2,5/S$, последовательно соединенному с сеткой и находящемуся при нормальной температуре.

Спектральная плотность шумового тока в анодной цепи пентода определяется по формуле

$$S_I(f) = 2eI_a \frac{F^2 I_a + I_{\kappa}}{I_{\kappa}}, \quad (2-39)$$

где I_{κ} — ток катода;

I_a — анодный ток;

I_{ϑ} — ток экранной сетки.

F^2 лежит в пределах 0,25—0,3.

2-8. ШУМОВЫЕ ДИОДЫ

Шумовые диоды используются в качестве эталонов шумовой мощности на частотах до 300 Мгц и более. Они всегда работают в режиме насыщения анодного тока и включаются по схеме рис. 3-5,а.

В этом случае мощность диодного генератора шума на внешнем сопротивлении R в соответствии с формулой (1-48) равна (без учета теплового шума¹):

$$P_n = R (I_d/2)^2 = \frac{1}{2} e I_0 R \Pi. \quad (2-40)$$

Экспериментальная проверка этого выражения показала, что расхождения между теоретическими и опытными значениями получаются незначительными. В связи с этим шумовой диод на частотах до 300 Мгц можно рекомендовать в качестве эталона шумовой мощности. Воспроизводимость шумовой температуры от одного шумового диода к другому исключительно хорошая.

Основное требование к катоду шумового диода заключается в том, чтобы он имел явно выраженный ток насыщения в широкой области изменений напряжения накала, т. е. температур нити накала. Этому свойству хорошо удовлетворяют вольфрамовый и ториево-вольфрамовый катоды, причем в последнем ток насыщения достигается при небольшом анодном напряжении порядка 120—200 в.

Для того чтобы ослабить воздействие времени пролета электронов на УВЧ и тем самым увеличить выходную мощность шума диода, либо до предела уменьшают расстояние между катодом и анодом, либо увеличивают его анодное напряжение.

Допустимое уменьшение зазора анод—катод ограничивается трудностями конструктивного выполнения лампы, а увеличение анодного напряжения ограничено допустимой мощностью рассеяния на аноде. Эти конструктивные затруднения, противоречащие друг другу, стремятся преодолеть путем заметного увеличения анодного тока диода. Кроме того, выводы электродов шумовых диодов должны быть возможно короче, а междуэлектродные емкости — исключительно малыми. Например, у диода 2Д2С емкость анод—катод равна 0,78 пф.

Анодный ток насыщенного диода, как это видно из рис. 2-6, мало зависит от анодного напряжения. Поэтому в качестве источника последнего можно использовать выпрямитель с обычной схемой фильтрации и без

¹ Например, при токе диода 35 ма и анодной нагрузке 300 ом выходная мощность дробового шума на 23 дб выше теплового (измерено на нижнем краю частотного диапазона).

электронной стабилизации. В зависимости от напряжения накала анодный ток диода очень резко изменяется, как это показано на рис. 2-7. Это свойство анодного тока насыщенного диода используется для регулировки мощности шума (см. § 3-4). По этой же причине напря-

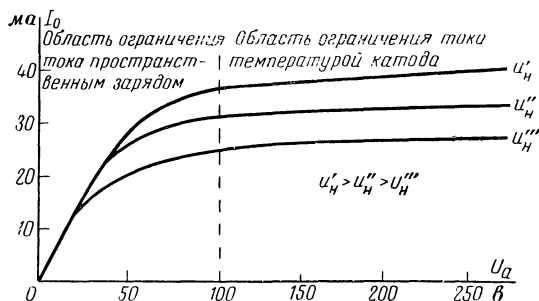


Рис. 2-6. Зависимость тока диода от анодного напряжения.

жение накала должно быть стабильным, иначе случайное колебание напряжения сети внесет существенные искажения в проводимые измерения.

Шумовой диод можно использовать как широкополосный источник шума. Действительно, нижняя граница применимости по частоте определяется эффектом мерцания катода (для ториевого катода эта граница равна примерно 500—1 000 гц, а для вольфрамового — значительно ниже). Верхняя частотная граница применимости диода определяется шунтирующей емкостью, включенной параллельно нагрузке, и паразитной последовательной индуктивностью вводов. Обычно верхняя граница частот расположена в области 300—400 Мгц.

Для работы на более высоких частотах (до 3 000 Мгц) сконструированы и применяются специальные диоды коаксиального типа. Они выполнены так, что катод и анод образуют коаксиальную линию, при этом центральным проводом ее является катод, а внешним проводником служит анод диода. Дробовой шум, образующийся в подобной коаксиальной линии — диоде, рас-

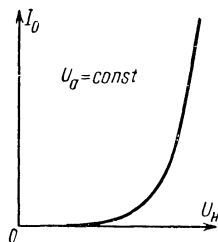


Рис. 2-7. Зависимость тока диода от напряжения накала.

пространяется вдоль нее и излучается выступающими концами катода, которые используются для возбуждения колебаний в волноводах.

Расчетная формула для шумового тока диода коаксиального типа заметно усложняется введением коэффициента, учитывающего влияние времени пролета, причем значение коэффициента точно не известно¹ не только потому, что его трудно заранее рассчитать, но и потому, что в расчетах трудно учесть потери мощности шума в сочленениях линии передачи.

Коаксиальные шумовые диоды находят ограниченное применение на некоторых участках дециметрового диапазона волн. Заметим, что по сравнению с газоразрядной трубкой коаксиальные диоды при одинаковой относительной шумовой температуре (16 дб) уступают ей по простоте конструкции и удобству эксплуатации.

2-9. ШУМЫ ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ЛАМП

В газоразрядных приборах — тиратронах, лампах дневного света, трубках с неоновым и аргоновым наполнением и др. — газ при прохождении тока через приборы находится в особом состоянии ионизации, которое называется плазмой. В последней концентрации электронов и положительных ионов почти одинаковы. Однако в силу большей подвижности электронов ток через газоразрядный прибор создается в основном электронами, и характер проводимости оказывается почти чисто электронным.

Электроны в плазме совершают в целом беспорядочное движение, соударяясь (неупруго) с положительными ионами газа и взаимодействуя с другим электронами. Скорости электронов в плазме достигают весьма больших значений за счет ускорения их под действием приложенного электрического поля и имеют максвелловское распределение. На основании этого закона распределения можно определить температуру, соответствующую данной средней энергии движения электронов.

Полученная температура называется температурой электронного газа или просто электронной температурой и обозначается T_e . При средних энергиях электронов,

¹ Для данного типа диода и типового режима его работы, конечно, можно этот коэффициент точно измерить и представить эмпирической формулой.

например в 1—2 эв, соответствующие температуры примерно равны 7 700—15 000° К. Ввиду того что температура самого газа, которым наполнен прибор, гораздо ниже и редко достигает нескольких сот градусов, считают, что плазма состоит из атомного и электронного газов.

Абсолютная величина электронной температуры зависит от рода используемого газа и величины постоянного тока, протекающего через газоразрядный прибор.

Электронный газ в плазме обладает активной проводимостью даже на очень высоких частотах, и вследствие случайного движения в нем электронов он генерирует шум.

Величина шума характеризуется шумовой температурой, которую естественно принять близкой к электронной температуре.

В связи с тем, что температура плазмы велика, газоразрядные приборы обладают высокими шумовыми температурами и по этой причине часто применяются в качестве первичных источников шума. Дальше описываются некоторые широко применяемые газоразрядные приборы и их свойства.

Тиратрон. В качестве источника шума часто применяют тиратрон или газонаполненный триод. Выходное напряжение шума на нагрузке тиратрона достигает сотен милливольт, а в особых условиях и единиц вольт (в полосе от долей герца до 3—6 Мгц)¹. Однако спектральная плотность шумов тиратрона неравномерна.

Тиратрон включается по схеме рис. 2-8 и работает как диод; сетка его через ограничительное сопротивление закорочена с анодом или катодом. Обычно для него приходится делать специальную ламповую панельку, в которую на уровне середины баллона лампы монтируют постоянный кольцевой или иной формы магнит с наконечниками; лампа вставляется между наконечниками таким образом, чтобы магнитные силовые линии в зазоре были перпендикулярны направлению тока через тиратрон.

Физические процессы, происходящие в тиратроне и объясняющие в общих чертах высокие уровни шума

¹ Здесь и далее везде, если только специально не оговорено, под вольтами и амперами подразумеваются их действующие значения.

в нем, сводятся к взаимодействию плотного слоя положительных ионов, располагающихся вблизи катода, с последним через область электронного пространственного заряда.

Электронное облако пространственного заряда, как известно [Л. 45], окружает катод тиратрона и предохраняет его от интенсивной бомбардировки положительными ионами. Под воздействием ускоряющего поля от-

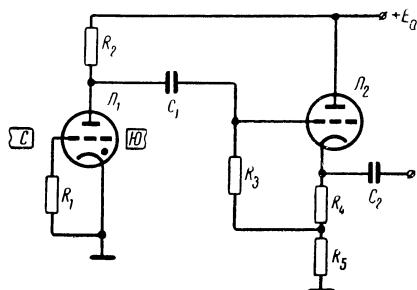


Рис. 2-8. Схема тиратронного источника шума.

дельные ионы достигают катода и вызывают «вспышки» электронной эмиссии электронов из него, сопровождающиеся появлением импульсов в анодном токе тиратрона. Естественнo ожидать, что амплитуды и длительности этих импульсов будут случайными величинами, как случайны и причины, порождающие их (разброс скоростей ионов; случайность числа соударений электронов с нейтральными атомами газа и скорости образования ионов; разброс скоростей электронов, эмиттируемых катодом, и др.).

В непрерывном спектре шума тиратрона (без магнита) часто встречаются гармонические составляющие с частотами, простирающимися от сотен герц до десятков килогерц. Периодические колебания являются собственными колебаниями ионов плазмы. Эти колебания устраняются с помощью поперечного магнитного поля, под воздействием которого траектории электронов закручиваются при их движении от катода к аноду. Вследствие этого путь каждого электрона удлинится, общее число его столкновений с нейтральными частицами возрастает, при этом, конечно, увеличивается также плотность ионов в слое вблизи катода. Приближение грани-

цы плазмы к катоду за счет уменьшения объемного отрицательного заряда сопровождается увеличением средней частоты и длительности импульсов анодного тока. Это в свою очередь вызывает перераспределение плотности спектра мощности по частотному диапазону.

При использовании магнита неравномерности энергетического спектра сглаживаются, а выходное напряжение шума повышается примерно в 5—10 раз по сравнению с работой без магнита.

Наивыгоднейшую величину магнитной индукции находят экспериментально для каждой лампы в отдельности (напряженность поля достигает нескольких десятков тысяч ампер на метр). Значение ее зависит от величины рабочего тока тиратрона. Выходное напряжение шума в некоторых пределах можно регулировать, изменяя либо величину магнитной индукции в зазоре, либо анодный ток лампы. Лучше всего в этих целях применять электромагнит, напряженность поля которого регулируется током.

Необходимо иметь в виду, что при замене по какой-либо причине данного экземпляра лампы другим экземпляром того же типа, как правило, совпадения шумовых характеристик не наблюдается. Часто разброс выходного напряжения шума для тиратронов в данной полосе частот достигает двух раз. Поэтому при смене тиратронов требуется некоторая подстройка выходного напряжения под заданные параметры.

При работе с тиратронным источником шума необходимо соблюдать предосторожность во включении анодного напряжения. Чтобы не разрушить катод, анодное напряжение тиратрона следует включать после включения накала спустя 1—2 мин. Выходное напряжение шума не сразу достигает номинальной величины. С момента включения в течение первых 10 мин можно наблюдать дрейф напряжения шума; он лежит в пределах 3—15% от установившегося напряжения шума при длительной работе. Для устранения влияния дрейфа на измерения их надо начинать спустя 10—15 мин после включения анодного напряжения. Анодное напряжение почти всегда берут в пределах 160—250 в (величина его не критична), потребляемый ток не выше 10—40 ма.

Чтобы получить шум в достаточно широкой полосе частот, распределенные емкости монтажа и другие паразитные параметры цепи должны быть возможно

меньше. Для этого необходимо тщательно продумать монтаж, а нагрузку никогда не подключать непосредственно в анодную цепь тиратрона. При наличии заметной емкости, обусловленной монтажом, нагрузкой, междуэлектродными емкостями и другими причинами, в анодной цепи могут наблюдаться трудноустраняемые, устойчивые релаксационные колебания, которые искажают спектр на выходе генератора шума. По этой же причине не следует применять высокочастотную коррекцию в анодной цепи тиратрона.

Нагрузку желательно включать через катодный повторитель. Последний должен пропускать положительные и отрицательные всплески шума (до $3U_d$) без ограничения. Как известно, катодный повторитель идеально пропускает первые и резко ограничивает вторые, если не принято против этого специальных мер. Чтобы этого не наблюдалось, смещение на сетку лампы необходимо подавать не со всей катодной нагрузки, а только с части ее. Соотношение между сопротивлениями должно быть примерно в пределах $R_4/R_5 \approx 1/20—1/50$ (рис. 2-8).

При наличии магнита спектр на выходе тиратронного источника шума равномерен с точностью до 1,5—8 дБ в широкой области частот от 10 Гц до 5 МГц; при большей неравномерности спектр частот доходит до 7 МГц.

Срок службы тиратронного источника шума в среднем равен 500 ч.

В качестве источника шума можно использовать тиратроны типов ТГ1-0,1/0,3, ТГ1-0,1/1,3, ТГ3-1/0,3 или специальный шумовой тиратрон.

Газоразрядные трубки. Для генерирования шума на сверхвысоких частотах применяются газоразрядные трубки, наполненные каким-либо инертным газом (аргоном, неоном или гелием), чаще всего аргоном, и размещенные определенным образом в волноводной или иной линии передачи.

Обычные трубки дневного или белого света, которые наполнены парами ртути, также могут использоваться, но при этом надо учитывать их недостатки — недостаточную стабильность во времени и при изменении внешних условий. Поэтому их не следует применять при сколь-нибудь ответственных измерениях, особенно абсолютных.

Номинальная мощность шума P_n в направлении оси трубки, совпадающей с осью разряда, определяется уравнением

$$P_n = kT_э\Pi + \frac{P_0\tau_0}{\bar{N}} \left(1 + \frac{2}{1 + \omega^2\tau_0^2} \right) \Pi, \quad (2-41)$$

где \bar{N} — среднее число свободных электронов, τ_0 — время свободного пробега, P_0 — мощность постоянного тока, рассеиваемая в разряде, ω — частота, на которой интересует нас шум; другие обозначения были введены ранее.

Первый член с правой стороны уравнения (2-41) выражает мощность теплового шума, а второй член определяет мощность дробового шума. Последняя возникает при дрейфе носителей тока в направлении электрического поля. Ее величину стремятся уменьшить, располагая трубку так, чтобы ось разряда составляла с вектором электрического поля основного типа колебаний, распространяющихся в линии передачи, угол θ . В этом случае первый член остается без изменения, а во второй войдет дополнительный множитель, равный $\cos^2 \theta$. Чем ближе угол θ к 90° , тем меньше вклад дробового шума в номинальную мощность шума трубки.

Экспериментально было установлено, что если газонаполнитель, давление, окружающая температура, размеры столба плазмы и разрядный ток остаются фиксированными от одного образца трубки к другому, то величина излучаемого шума на СВЧ практически постоянна и воспроизводима. Шумовая температура газоразрядного источника шума (в зависимости от используемого газа) может колебаться от 11 000 до 20 000° К. Погрешность калибровки газоразрядного источника шума 0,1—0,3 дб. Частотный диапазон шумов, генерируемых газоразрядной трубкой, исключительно широк — вплоть до самых высоких частот, применяемых в настоящее время¹.

Неоновая лампа. Миниатюрная неоновая лампочка (типов МН-4, МН-5 и др.), будучи газоразрядным прибором, может использоваться как источник шума. Работает она подобно тиратрону, но так как рабо-

¹ Отечественные газоразрядные трубки имеют интенсивность порядка $(62-65)kT_0$ (см. приложение 2).

чий ток через нее значительно меньше, чем через тиратрон, то и выходное напряжение получается меньше. Как показывает опыт, напряжение шума на нагрузке неоновой лампы может достигать десятков милливольт при полосе до нескольких мегагерц, но спектральная плотность мощности неравномерна и резко падает

к верхнему краю частотного диапазона.

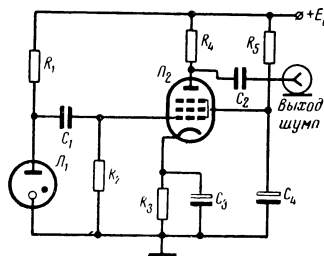


Рис. 2-9. Источник шума на газоразрядном стабилизаторе напряжения.

Газоразрядные стабилизаторы напряжения. Они также находят применение в качестве источников шума. В стабилизаторах напряжения, как известно, используется тлеющий разряд, и это приводит к некоторым особенностям в работе его как источника шума.

Практически было замечено, что наибольший шум выделяется на нагрузке (рис. 2-9) при минимальном токе через лампу. Отношение напряжения шума при минимальном и максимальном токе достигает 15—20 дБ. Абсолютное значение напряжения шума при хорошо подобранной нагрузке может достигать единиц милливольт при полосе несколько мегагерц.

Необходимо отметить, что газоразрядные стабилизаторы напряжения как источники шума зарекомендовали себя хорошо. Они стабильны и взаимозаменяемы, могут работать в диапазоне от нескольких десятков герц до нескольких мегагерц. Единственным, пожалуй, недостатком их является небольшое напряжение шума.

2-10. ФОТОЭЛЕКТРОННЫЙ УМНОЖИТЕЛЬ—ИСТОЧНИК ШУМА

Напряжение шума, которое можно получить с фотоэлектронного умножителя, достигает десятых долей милливольт при полосе несколько мегагерц. В фотоумножителе отсутствует эффект мерцания, свойственный шумовым диодам и другим электровакуумным приборам с накаливаемым катодом. Уровень шума на выходе его имеет весьма небольшую неравномерность по сравнению с другими источниками шума, — практически она лежит в пределах ± 1 дБ в полосе частот от 2 Гц до 6 МГц.

Причиной электрических флуктуаций в этом источнике шума являются дробовой эффект фототока. Как указывалось выше (§ 2-7), дробовой эффект обусловлен тем, что заряд электрона имеет дискретную величину. Если среднее значение тока фотокатода равно I_0 , то в каждый данный момент времени мгновенное значение тока вследствие колебания числа электронов, испускаемых фотокатодом, будет отличаться от среднего значения. Величина дробового тока фотокатода определяется выражением (2-35). Величина шумового тока фотокатода в фотоумножителе усиливается последующими каскадами в M раз, где M — коэффициент усиления фотоумножителя. Кроме того, в фотоумножителе флуктуирует вторичный ток эмиттеров, при этом наибольшее влияние на величину выходного шума, как всегда, оказывают первые каскады фотоумножителя. Поэтому ток шума фотоумножителя определяется по формуле (Л. 53]

$$I_{\pi}^2 = 2eI_0 \Pi M^2 (1 + B), \quad (2-42)$$

где B — коэффициент шума вторичной эмиссии.

Для фотоэлектронных умножителей значения дополнительного множителя, равного $M^2 (1 + B)$, были определены экспериментально и оказались равными 1,5—3,0 (чаще всего принимают 2,5).

На рис. 2-10 приведена схема включения фотоумножителя, работающего в качестве источника шума. Фотоумножитель нагружен, как видно из схемы, на сопротивление R_H . Шумовой ток создает на нем падение напряжения, равное

$$U_{\pi}^2 = 2eI_0 M^2 (1 + B) \int_{f_1}^{f_2} R^2(f) df, \quad (2-43)$$

где

$$R(f) = R_H / \sqrt{1 + (2\pi f R_H C)^2}.$$

Все обозначения ясны из предыдущего текста и рис. 2-10 и не требуют пояснений.

При использовании фотоумножителя в качестве источника шума, как это следует из формулы (2-43), необходимо стремиться работать с возможно большим коэффициентом усиления M , так как действующее значе-

ние шумового тока пропорционально M . Однако достижимая величина M ограничивается допустимым током фотоумножителя и характером шума, который нужен. Напряжение шума на нагрузке в зависимости от освещенности и анодного напряжения может иметь вид отдельных выбросов. Поэтому на практике при отладке генератора шума с фотоумножителем надо правильно установить режим работы. Для этого следует наблюдать форму выходного напряжения на осциллографе. Полоса пропускания частот вертикального усилителя осциллогра-

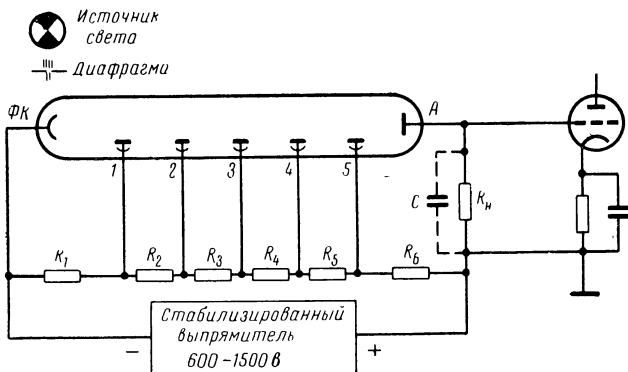


Рис. 2-10. Источник шума на фотоумножителе.

фа должна быть выбрана соответственно верхней границе спектра частот генерируемых шумов. Регулируя поочередно величину освещенности фотокатода и величину анодного напряжения, можно получить не ограниченный по амплитуде шум хорошей формы. Источник света, применяемый для подсвета фотокатода, подбирается соответственно максимуму спектральной чувствительности применяемого фотоумножителя. Источником света служат лампы накаливания или неоновые лампочки.

В заключение отметим, что у фотоэлектронного источника шума наблюдается небольшой дрейф в величине выходного уровня шума, обусловленный явлением усталости фотокатода. Поэтому в особых случаях может потребоваться стабилизация уровня выходной мощности генератора шума с фотоумножителем. Другим недостатком является чувствительность шума на выходе к напряжению динодов. Уменьшение последнего на несколь-

ко процентов вызывает падение действующего значения шума на выходе на несколько десятков процентов. Ввиду этого используется высоковольтный стабилизированный источник питания, стоимость которого обычно выше стоимости генератора шума на фотоумножителе.

2-11. ШУМЫ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДОВ

Шумы полупроводниковых диодов при работе их в обычном режиме прямого тока (и обратного тока, но при небольших обратных напряжениях) обуславливаются дискретностью заряда его носителей, т. е. электронов и дырок (заряд дырки положителен и численно равен заряду электрона), и прерывностью эмиссии носителей заряда, т. е. случайностью их возникновения и уничтожения. Первая причина приводит к появлению дробового шума, обладающего сплошным энергетическим спектром, а вторая порождает полупроводниковый шум, который характеризуется падением спектральной плотности мощности обратно пропорционально частоте. Второй тип шума преобладает на низких частотах; обычно на частотах более 1 000 гц он уже сильно уменьшается и остается только дробовой шум.

Тепловой шум в полупроводниковых приборах играет меньшую роль, так как полупроводники имеют сравнительно большую подвижность носителей тока и скорость дрейфа последних (при наличии внешнего электрического поля) может быть значительно больше скорости теплового движения носителей тока. Очевидно, применимость в данном случае формулы Найквиста определяется величиной внешнего ускоряющего электрического поля. Например, с тепловым шумом при нормальной температуре можно не считаться при напряжениях электрического поля порядка 10^3 в/см в германии и $5 \cdot 10^3$ в/см в кремнии. Заметим, что напряженность поля в области электронно-дырочного *n-p*-перехода может заметно превышать эти значения. По этой причине формула Найквиста мало применима для количественной характеристики шумов переходов в полупроводниках.

Известно [Л. 47], что ток в диоде можно представить формулой

$$I = I_0 (e^{eu/kT} - 1), \quad (2-44)$$

где I_0 — эквивалентный ток насыщения перехода при диффузии неосновных носителей через n - p -переход; k — постоянная Больцмана; u — падение напряжения на переходе; e — заряд электрона. Раскрыв формулу, получим:

$$I = I_1 - I_0, \quad (2-45)$$

где $I_1 = I_0 e^{eu/kT}$ — прямой ток и $(-I_0)$ — обратный ток диода. Составляющие тока можно считать статистически независимыми, так как прямой ток I_1 определяется диффузией дырок, а обратный ток $(-I_0)$ объясняется непрерывной генерацией в области с электронной проводимостью новых пар носителей, препятствующих указанной диффузии, т. е. причины, порождающие эти токи, совершенно различны.

Квадрат тока дробового шума определяется формулой (2-35), но при этом время пробега носителей в запирающем слое должно быть значительно меньше, чем период самой высокой частоты в полосе пропускания П, и, кроме того, оно должно быть мало по сравнению со средним временем жизни¹ неосновных носителей в диоде. Для прямого тока имеем:

$$I_{д1}^2 = 2eI_1\Pi, \quad (2-46)$$

а для обратного тока получим:

$$I_{д2}^2 = 2eI_0\Pi. \quad (2-47)$$

Общий квадрат тока дробового шума

$$\begin{aligned} I_{д}^2 &= I_{д1}^2 + I_{д2}^2 = 2e(I_1 + I_0)\Pi = \\ &= 2e(I + 2I_0)\Pi. \end{aligned} \quad (2-48)$$

На схеме замещения диода (рис. 2-11) дробовой шум представлен генератором тока $i_{ш}(t)$ с действующим значением $I_{ш}$, который присоединен параллельно проводи-

¹ Время жизни характеризует скорость электронно-дырочной рекомбинации и определяется как интервал времени, в течение которого концентрация введенных в полупроводник неосновных носителей тока убывает в e (т. е. в 2,718) раз.

мости перехода g . На низких частотах эта проводимость чисто активна и равна:

$$g = \partial I / \partial u = \frac{e}{kT} (I + I_0). \quad (2-49)$$

В реальном диоде вне области перехода имеется полупроводниковый материал, обладающий сопротивлением $r_{\text{полсн}}$ и создающий тепловой шум. В связи с этим схему замещения диода дополняют генератором напря-

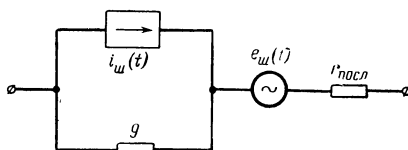


Рис. 2-11. Схема замещения диода.

жения теплового шума $e_{\text{ш}}(t)$ с действующим значением напряжения

$$U_{\text{д}} = \sqrt{4kTr_{\text{полсн}}\Pi}.$$

В более широком диапазоне частот, чем это отражается формулой (2-48), шумы n - p -перехода характеризуются выражением

$$I_{\text{д}}^2 = 4kTg(f)df - 2eIdf, \quad (2-50)$$

где $g(f)$ — активная часть проводимости перехода. Ток I берут со знаком плюс для прямого и со знаком минус для обратного смещений диода. Экспериментальной проверкой [Л. 12] была подтверждена справедливость формул (2-48) и (2-50).

Полупроводниковый шум, как уже указывалось, преобладает на частотах меньше одного килогерца. Он имеет две составляющие — поверхностную и рекомбинационную. Поверхностная составляющая¹ обусловлена в основном различными явлениями на поверхности полупроводника (туннельный, полевой, каналовой эф-

¹ Этот вид шума называется также «контактным», «фликкер-шумом», «мерцательным», «избыточным» и др.

фекты и др.) и имеет спектральную плотность напряжения

$$S_U(f) = BI^{\beta} f^{-\alpha}, \quad (2-51)$$

где B — постоянный коэффициент, являющийся функцией различных параметров образца полупроводника; $\beta \approx 2$, а $\alpha \approx 0,6-2$ (чаще всего бывает $\alpha = 1$).

Рекомбинационная составляющая связана с хаотическими колебаниями электропроводности полупроводника. Действительно, вследствие статистического характера процессов генерации и рекомбинации электронно-дырочных пар и захвата носителей ловушками¹ концентрация свободных носителей флуктуирует относительно среднего значения. В свою очередь последняя определяет среднее значение электропроводности полупроводника. Для материала с незначительной электронной проводимостью, имеющего N_d доноров, N свободных электронов и P свободных дырок ($N = N_d + P$ для нейтральности объемного заряда), в предположении, что отдельные носители независимы, была получена формула, хорошо описывающая спектральную плотность тока генерационно-рекомбинационного шума [Л. 12]:

$$S_I(f) = \frac{4I^2(b+1)}{(bN_0 + P_0)^2} \frac{N_0 P_0}{N_0 + P_0} \frac{\tau}{1 + \omega^2 \tau^2}, \quad (2-52)$$

где N_0 и P_0 — равновесные значения электронов и дырок, $b = \mu_n / \mu_p$, μ_n и μ_p — подвижность соответственно электронов и дырок, τ — время жизни, $\omega = 2\pi f$.

Заметим, что с одной точки зрения это — шум, а с другой — сигнал, несущий информацию о ряде физических характеристик полупроводника. В частности, по измеренному уровню генерационно-рекомбинационного шума в полосе П можно определить время жизни носителей заряда [Л. 81].

Наиболее интенсивные шумы возникают в германиевом n - p -переходе, имеющем обратное смещение и работающем в режиме лавинного пробоя. Например, описан кремниевый лавинный диод [Л. 79], который генерирует шумы в диапазоне от десятков герц до 1 000 МГц при

¹ Ловушки или центры захвата появляются вследствие наличия в полупроводнике атомов примесей и некоторых дефектов кристаллической решетки.

неравномерности спада (на частотах больше 200 *Мгц*), лежащей между асимптотами с крутизнами 11 и 20 *дб* на октаву. Эквивалентная шумовая температура в диапазоне до 200 *Мгц* соответствует 10^7 °К, а на частоте 900 *Мгц* она равна $4 \cdot 10^3$ °К.

В другой работе [Л. 10] описывается стабильный источник шума на германиевом лавинно-пролетном диоде, который имеет в метровом диапазоне волн шумовую температуру до 10^6 — 10^7 °К, а в коротковолновой части сантиметрового диапазона 10^5 — 10^6 °К, причем шумовая температура источника регулируется изменением тока диода. Температурный коэффициент спектральной плотности мощности шума не превышает 0,02 *дб/град*. Источник шума на лавинно-пролетном диоде допускает модуляцию импульсами микросекундной длительности. Напряжение источника питания постоянного тока 10—15 *в*, ток потребления 0,5—10 *ма*.

Полупроводниковые диоды в режиме туннельного пробоя также используются в качестве источников шума [Л. 29, 84]. В противоположность лавинному туннельный диод имеет небольшую спектральную плотность мощности шума, которую можно легко рассчитать, как и в случае электровакуумного шумового диода. В этом смысле туннельный диод является калиброванным источником шума.

Основной вклад в общий шум диода вносит компонента дробового шума (больше 90%). Поэтому на достаточно высоких частотах составляющими полупроводникового и теплового шумов пренебрегают, не совершая при этом большой погрешности в расчете квадрата действующего значения шумового тока. Шумовую температуру находим из очевидного равенства

$$4kT_{ш} \Pi / |r| = 2eI_a \Pi, \quad (2-53)$$

где $|r|$ — модуль отрицательного сопротивления диода. В явном виде шумовая температура равна:

$$T_{ш} = eI_a |r| / 2k. \quad (2-54)$$

Для германиевого туннельного диода она составляет 750—800° К, что составляет (2,5—2,85) kT_0 .

Хотя имеется значительное число работ, посвященных явлениям пробоя в *n-p*-переходах, исчерпывающей теории, объясняющей количественную сторону этих явлений, пока еще не создано.

Пробой перехода — это явление резкого увеличения обратного тока его при достижении обратным напряжением определенной критической величины, называемой напряжением пробоя. Известны два типа электрического пробоя — туннельный и лавинный.

Туннельный (или зенеровский) пробой аналогичен электростатической или автоэлектронной эмиссии электронов из металла под воздействием сильного электрического поля, создаваемого у его поверхности. Туннельный эффект характерен для диодов с узкой областью перехода и большой концентрацией примесей. Было показано, что при напряжениях пробоя меньше двух вольт причиной пробоя является электростатическая эмиссия.

Лавинный пробой обычно наступает при сравнительно высоком напряжении — более 7 в. Он происходит по поперечным каналам, в которых образуется микроплазма. У плоскопараллельных *n-p*-переходов микроплазма занимает всю поверхность перехода, и поэтому напряжение пробоя у диодов с такими типами переходов выше, чем в случае образования каналов с микроплазмой.

Образование плазмы нетрудно понять, применив к твердому телу теорию ударной ионизации газового разряда. В полупроводнике свободные электроны, возникшие вследствие тепловых колебаний, проходя через широкий *n-p*-переход, могут увеличить свою энергию до величины, достаточной, чтобы ударным путем создать пару носителей электрон-дырка в основной решетке полупроводника. Образовавшаяся в результате ударной ионизации пара носителей будет ускоряться в свою очередь и при соответствующих условиях может создать следующие пары и т. д. Процесс развивается лавинообразно или, как обычно говорят, происходит лавинное размножение носителей заряда. Однако процесс остается управляемым в том смысле, что даже незначительные изменения падения напряжения на переходе приводят к резким колебаниям тока диода.

Экспериментально в цепи с высоким сопротивлением шум наблюдался в виде треугольных импульсов напряжения с амплитудой до нескольких сотен милливольт, возникающих случайно со скоростью, зависящей от величины постоянного тока; в низкоомных цепях шум проявлялся в виде прямоугольных импульсов тока длительностью порядка 10^{-7} сек и случайной частотой следования.

Итак, причиной высоких уровней шума диодов в режиме лавинного пробоя являются флуктуации микроплазмы, аналогичные флуктуациям плазмы в газоразрядных источниках шума. Уровень шума зависит от тока смещения диода; распределение мгновенных значений шума близко к нормальному закону и также зависит от тока.

В качестве источников шума обычно применяют стабилитроны, или опорные диоды, в режиме лавинного пробоя либо специальные лавинные диоды.

Стабилитроны обычно имеют среднее значение относительной шумовой температуры порядка 58 дБ (это на 8—10 дБ меньше, чем у источника шума с фотоумножителем). Спектр шума в диапазоне от нескольких килогерц до 30—40 МГц имеет неравномерность $\pm 1,5$ дБ.

Скорость спада плотности энергетического спектра за верхним пределом диапазона частот — примерно 6 дБ на октаву.

Это указывает на то, что ограничение спектра сверху определяется емкостью диода, шунтирующей сопротивление нагрузки.

Лавинные диоды различаются по напряжению пробоя на диоды с напряжением пробоя менее и более 25 в. Это разделение диодов основано на различной зависимости шума на выходе от тока диода (см. рис. 2-12). Кроме того, абсолютный уровень шума у лавинных диодов с напряжением пробоя более 25 в примерно на 10—15 дБ больше, чем у диодов с напряжением пробоя менее 25 в, и они более широкополосны. Температурная стабильность шума диода хорошая. Температурный коэффициент относительной шумовой температуры примерно равен 0,04 дБ на градус Цельсия (при условии сохранения постоянства тока через переход).

Общий недостаток полупроводниковых диодов — источников шума — это отсутствие взаимозаменяемости. Чтобы удовлетворить этому требованию, диоды необхо-

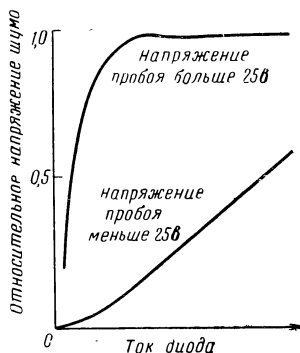


Рис. 2-12. Зависимость относительного напряжения шума лавинного диода от тока.

димо индивидуально подбирать по относительной шумовой температуре и рабочему току перехода.

Преимуществами полупроводниковых диодов являются: малое потребление, прочность, малые вес и размер. В диапазоне от нескольких единиц до нескольких тысяч мегагерц предпочтительнее применять полупроводниковые диоды в туннельном и лавинном режимах взамен шумовых диодов и газоразрядных трубок.

Кремниевый транзистор типа $n-p-n$, у которого база свободна, а выводы эмиттера и коллектора используются как электроды диода, может работать также в лавинном режиме, при этом получается достаточно однородный и сплошной энергетический спектр шума в диапазоне от нескольких килогерц до сотен мегагерц. Зависимость уровня шума от тока через переход еще более неравномерна, чем у лавинных диодов.

2-12. ДЕТЕКТОР ИОНИЗИРУЮЩЕГО ИЗЛУЧЕНИЯ КАК ИСТОЧНИК ШУМА

Радиоактивные элементы (естественные и искусственные радиоактивные изотопы) испускают ионизирующие излучения в виде альфа- и бета-частиц и гамма-лучей. Эти элементы, помещенные в специальные контейнеры, выполняют роль источников радиоактивного или ионизирующего излучения. Испуская альфа- и бета-частицы, атомы радиоактивного элемента изменяются, превращаясь в атомы нового элемента. В связи с этим испускание ионизирующих излучений называют радиоактивным распадом.

Радиоактивный распад протекает во времени дискретно, каждый акт распада является случайным событием, подчиняющимся закону, очень близкому к распределению Пуассона (§ 1-9). Среднее число распадов в единицу времени не зависит ни от протекшего интервала времени, ни от внешних условий (температуры, давления, агрегатного состояния и т. д.). Однако вышеуказанная статистическая стабильность характерна для радиоактивных изотопов, имеющих достаточно большой период полураспада. Например, у часто используемого в качестве источника бета-излучения радиоактивного изотопа фосфора (фосфор-32) он равен 14,3 дня, а у цезия (цезий-137) — три года.

Радиоактивное излучение может быть преобразовано в хаотическую последовательность электрических им-

пульсов с помощью различных детекторов ионизирующих излучений. Из них наиболее подходящими для этих целей являются газоразрядные счетчики¹, полупроводниковые и сцинтилляционные детекторы (счетчики).

Газоразрядный счетчик, или ионизационная камера, представляет собой стеклянную, запаянную с двух сторон трубку; внутри нее находятся катод и анод, выводы от которых впаяны в торцы трубки. Изнутри цилиндрическая поверхность трубки покрыта проводящей пленкой толщиной порядка 100 мкм из меди, алюминия, никеля или иных металлов. Она является катодом (на него подается отрицательный потенциал). Вдоль оси трубки натянута тонкая проволока, изолированная от катода и служащая анодом (на него подается положительный потенциал относительно катода, иногда до 2,5—3 кВ). Трубка заполняется смесью газов (например, аргона, неона, паров спирта и др.) до давления 10—15 мм рт. столба. В зависимости от газового состава различают несмогающиеся и смогающиеся счетчики Гейгера; из последних наибольшее распространение получили галогенные счетчики, поскольку они имеют большой срок службы и сравнительно низкое напряжение питания порядка 200—400 в.

Схема включения счетчика изображена на рис. 2-13.

Прохождение через счетчик ионизирующей частицы или кванта создает начальную ионизацию, которая лавинообразно усиливается продуктами начальной ионизации, что приводит к электрическому разряду в газе. Разряд сопровождается прохождением через нагрузку R_n (величина ее порядка 10^5 — 10^6 ом) кратковременного импульса тока, заряжающего распределенную емкость схемы.

В процессе разряда электроны быстро движутся к аноду и компенсируют его положительный заряд, а малоподвижные ионы медленно перемещаются к катоду. Через промежуток времени порядка микросекунды поле ослабляется настолько, что ионизация прекращается, а начавшийся разряд угасает. Счетчик восстанавливает свою способность к приему новой частицы через 100—200 мксек после вспышки разряда. Напряжение им-

¹ В зависимости от напряжения на электродах газоразрядного счетчика он может работать либо в режиме счета частиц, либо в режиме измерения средней интенсивности излучения. Естественно, для наших целей должен быть установлен первый из двух режимов.

пульсного шума возникает на сопротивлении нагрузки счетчика при протекании через него ионизационного тока, величина которого лежит в пределах от 10^{-4} до 10^{-6} а.

Другим интересным преобразовательным устройством для генераторов шума является сцинтилляционный счетчик, который образован сцинтиллятором и фотоумножителем.

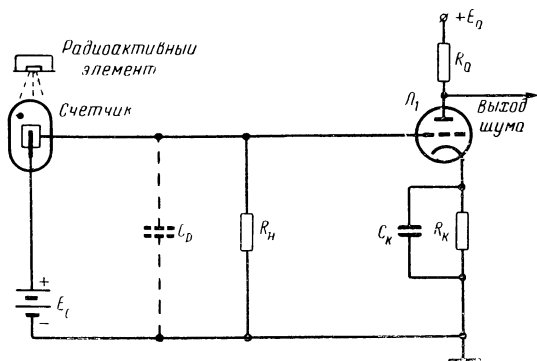


Рис. 2-13. Схема включения газоразрядного счетчика.

Сцинтилляторы — это неорганические или органические вещества (сернистый цинк, иодистый натрий, антрацен, стильбен и др.), которые под воздействием ионизирующих излучений дают кратковременные вспышки света — сцинтилляции. Например, α -частица в сцинтилляторе тормозится на длине пути менее 0,1 мм, поэтому объем, занимаемый возбужденными атомами и испускающий свет, оказывается ничтожным. Длительность вспышки колеблется в пределах 10^{-6} — 10^{-5} сек для неорганических соединений и $4 \cdot 10^{-9}$ — $6 \cdot 10^{-6}$ сек для органических веществ.

Приемником световых импульсов служит фотоэлектронный умножитель. Умножители являются весьма широкополосными устройствами. Например, время нарастания фронта импульсов тока у некоторых типов лежит в пределах 10^{-8} — $1,5 \cdot 10^{-9}$ сек. Вследствие этого на выходной нагрузке умножителя можно получать последовательности очень коротких импульсов, следующих со средней частотой повторения до 500 кгц.

Наконец, перспективным является использование полупроводникового детектора ионизирующего излучения. В качестве последнего чаще всего применяют специально приготовленный кремниевый диод, включенный в обратной полярности и охлаждаемый до температуры жидкого азота. Он работает подобно газоразрядному счетчику. Однако в детекторе ионизирующего излучения ионизация и возникновение электрического импульса происходят не в результате прохождения частицы через газ, а вследствие ионизации в твердой среде, в области электронно-дырочного перехода. Как известно [Л. 47], вблизи запирающего слоя из-за наличия потенциального барьера уменьшается концентрация основных носителей и образуется обедненный слой полупроводника. Заряженная частица или квант, проникая в этот слой, создает в нем электронно-дырочные пары — неравновесные носители. Последние рассасываются под воздействием имеющегося в области перехода электрического поля и перемещаются к противоположным электродам диода, вызывая на нагрузке импульс напряжения. Фронт импульса получается порядка 10^{-8} — 10^{-9} сек. Спектр шума такой же, как и в сцинтилляционном счетчике.

Поток излучения J (частиц/сек·см²) для точечного источника ионизирующего излучения интенсивностью H_0 (частиц/сек) на расстоянии R (см) от источника выражается формулой [Л. 27]

$$J = \frac{H_0 e^{-\mu R}}{4\pi R^2}, \quad (2-55)$$

где μ — линейный коэффициент ослабления, 1/см. Чем больше расстояние между источником и детектором излучения, тем меньше частиц попадает в последний, так как поток частиц ослабляется. Это обстоятельство используется как средство регулировки средней частоты повторения импульсов на выходе детектора излучения в широких пределах от единиц герц до нескольких мегагерц.

Излучаемые радиоактивным источником частицы обладают различной энергией; это приводит, с одной стороны, к отклонениям средней частоты, а с другой стороны, к флуктуациям амплитуды импульсов.

В результате проведенных экспериментов было найдено [Л. 24], что распределение отклонений частоты от среднего значения близко к нормальному закону.

В качестве радиоактивного источника обычно применяется маломощный радиоактивный элемент бета-излучения.

2-13. ТРОХОТРОННЫЙ ИСТОЧНИК ШУМА

Электровakuумные коммутационные приборы со скрещенными под прямым углом электрическим и магнитным полями, так называемые трохотроны, являются не только отличными быстродействующими электронными коммутаторами [Л. 45], но и хорошими широкополосными источниками шума [Л. 85]. Последнее их свойство объ-

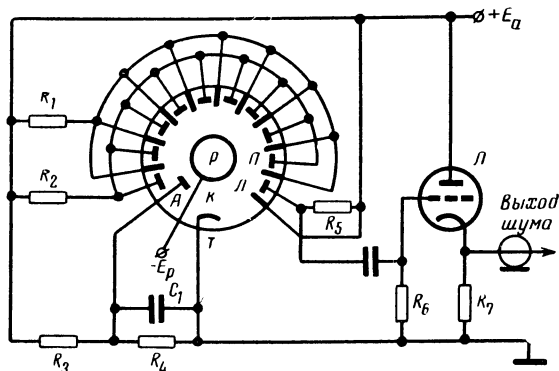


Рис. 2-14. Источник шума на трохотроне.

ясняют возникновением в электронном пучке хаотических колебаний плотности тока.

Трохотрон состоит (рис. 2-14) из цилиндрического катода K с подогревателем, рельса P (отрицательного электрода), анода A (положительного электрода), выходных электродов (пластин Π) и переключающих электродов (лопаток \mathcal{L}). Магнитное поле напряженностью в несколько десятков тысяч ампер на метр создается параллельно оси катода.

В режиме генерирования шумов электронный пучок не перемещается по пластинам трохотрона, а устанавливается стационарно таким образом, чтобы он попадал только на одну из пластин. Если пучок раздваивается и попадает одновременно на две пластины, то в таком режиме работы можно получить на нагрузке заметно больший уровень шума [Л. 82].

Напряжение шума снимается с нагрузочного сопротивления пластины, как это показано на рис. 2-14. Распределение мгновенных значений напряжения шума следует нормальному закону, а спектральная плотность мощности почти постоянна в диапазоне от нескольких герц до 3 000 *Мгц* при сопротивлении нагрузки 50 *ом*. Верхняя частотная граница полосы спектра шума целиком определяется сопротивлением нагрузки и выходной емкостью трохотрона на землю. Для сравнения укажем, что относительные шумовые температуры у тиратронного источника и трохотрона составляют соответственно 130 и 105 *дб*. Таким образом, трохотронный источник весьма эффективен и может быть поставлен в ряд следом за тиратронным. Однако он превосходит последний широкополосностью¹, отличается хорошей взаимозаменяемостью ламп (наблюдаемый разброс спектральной плотности мощности шума между лампами не превышает $\pm 1,75$ *дб*). Существенным недостатком трохотронного источника шума следует считать его дороговизну, хотя она и покрывается его достоинствами.

2-14. ДРУГИЕ ИСТОЧНИКИ ШУМА

Выше были описаны основные источники шума, которые применяются более или менее часто. Однако перечень источников шума ими не ограничивается. Например, известны применения отражательного клистрона в режиме отсутствия колебаний как источника узкополосного шума в диапазоне СВЧ. Схема включения клистрона как генератора шума изображена на рис. 2-15. Чтобы устранить колебания, отражатель клистрона соединяется с объемным резонатором. Сам клистрон должен при этом работать с малым током пучка и при высоком напряжении для того, чтобы гарантировать насыщение и малое время пролета. Если клистроный генератор шума предварительно откалиброван, то калибровка его остается неизменной, а выходная мощность устанавливается по величине тока в катode. Возможность этого видна из формулы, определяющей номинальную мощность клистронного генератора шума:

$$P_n = A \frac{2eI_0 R \Gamma}{4}, \quad (2-56)$$

¹ У тиратрона верхний предел по частоте не превышает 10 *Мгц* при весьма значительной неоднородности спектра.

где R — резонансное сопротивление объемного резонатора;

A — коэффициент, вводимый для учета к. п. д. сеток и времени пролета; остальные обозначения — как в выражении (2-35).

Маломощный клистрон трехсантиметрового диапазона при токе 2—3 ма и напряжении 1500 в дает мощ-

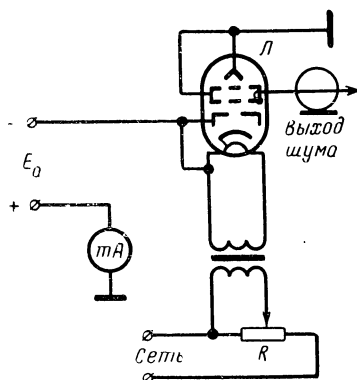


Рис. 2-15. Источник шума на отражательном клистроне.

ность шума порядка 10^{-11} вт в полосе генерации клистрона. Спектральная плотность мощности шумов клистрона постоянна с точностью до ± 1 дб в диапазоне частот, перекрываемых им. Регулировать величину шума можно, изменяя напряжение накала либо напряжение на ускоряющем электроде.

Другим интересным генератором шума является импульсный источник шума, в котором шум создается с помощью коакси-

альной линии передачи, которая заряжается и разряжается через механический вибрирующий контакт на нагрузочное сопротивление. Подбирая длину линии передачи и омическую нагрузку, можно создать колебания, имеющие равномерный спектр от нуля до нескольких тысяч мегагерц. Преимущество такого генератора шума состоит в увеличенной мощности шума по сравнению с диодным или газоразрядным источником шума, но он требует предварительной калибровки.

Специальное применение находят такие источники шума, как акустический генератор шума, у которого шум создается при падении многих дробинки на поверхность стола, или трущимся контактирующим устройством. Используются и шумы, возникающие при нарушении контакта. Контактные шумы имеют место в угольных микрофонах и ларингофонах, а также в трущихся контактирующих устройствах, выполняемых в виде вращающегося барабана и съемной металлической щетки.

Контактные шумы вызываются колебаниями элек-

трического сопротивления неплотно соединенных частиц угольного порошка и накладываются на протекающий через микрофон постоянный ток. В этом случае спектр шума имеет резко выраженную зависимость от частоты; более всего в нем выделяется область низких частот 3—5 кГц, затем плотность спектра шума сильно падает до весьма небольших значений в диапазоне 30—50 кГц. Так что практически капсулы микрофонов и ларингофонов могут быть источниками только низкочастотного шума в диапазоне до нескольких килогерц. Уровень шума на выходе их значительно превышает уровень теплового и дробового шума и достигает нескольких десятков милливольт. Однако уровень шума и стабильность его во времени зависят от величины постоянного тока, протекающего через шумящий элемент. Наивыгоднейшую величину тока подбирают экспериментально. Чем больше постоянный ток, тем интенсивнее шум, но и тем нестабильнее уровень его во времени. Ширина спектра шума на нагрузке трущегося контактирующего устройства достигает нескольких сотен килогерц. Недостаток подобного источника шума состоит в его громоздкости

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ ШУМА И НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ ИХ ПРОЕКТИРОВАНИЯ

3-1. ОБЩИЕ СООБРАЖЕНИЯ ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ ГЕНЕРАТОРОВ ШУМА

В распоряжении конструктора, приступающего к проектированию генераторов шума¹, имеются разнообразные первичные источники шума в области низких, высоких и сверхвысоких частот (см. гл. 2). Основные характеристики некоторых из них приведены в табл. 3-1. Таблицей можно пользоваться для ориентировочного подбора первичного источника шума, чтобы удовлетворить конкретным техническим требованиям, предъявляемым к разрабатываемому генератору шума.

Обычно к генератору шума предъявляются следующие технические требования: 1) диапазон рабочих частот (он должен быть согласован с частотным диапазоном исследуемых систем); 2) спектральная плотность мощности шума; 3) закон распределения мгновенных значений шума; 4) выходное сопротивление генератора шума во включенном и выключенном состояниях (обычно требуется, чтобы они были равны, как, например, при измерении коэффициента шума); 5) возможность регулировки выходного сопротивления в заданных пределах, которая бывает необходима при измерении минимального коэффициента шума усилителя и иных четырехполюсников; 6) пределы регулировки уровня шума; 7) норма нестабильности уровня шума на выходе при изменении окружающих условий (температуры, влажности и т. д.) и питающих напряжений; 8) нормы погрешности калибровки уровня шума при заданном выходном сопротивлении.

Обычно удовлетворение требованиям пп. 1 и 2 не вызывает затруднений. Необходимый уровень шума всегда может быть получен, например, с помощью линейного усилителя. Конечно, надо стремиться к тому, чтобы усилитель был небольшим, а для этого первичный источник шума необходимо взять достаточно интенсивным. Практически трех- или пятикаскадный усилитель на лампах вполне обеспечивает потребности измерительной техники при работе с боль-

¹ Вопросам расчета и проектирования инфранизкочастотных и низкочастотных генераторов шума и случайных последовательностей импульсов посвящена книга М. П. Бобьева [Л. 6].

ществом источников шума (фотоумножитель, газоразрядные лампы, трохотрон и др.).

Большинство источников дают шум с нормальным законом распределения мгновенных значений, но они могут (в зависимости от режима работы) генерировать также и сильно искаженный гауссов шум (ограниченный, несимметричный относительно среднего значения и др.) или хаотические последовательности импульсов, временное положение которых близко к пуассоновскому закону. Для получения других законов распределения мгновенных значений шума приходится прибегать к нелинейным преобразованиям. Теоретически функциональный преобразователь всегда можно подобрать так, чтобы превратить нормальный шум в шум с любым другим законом распределения его мгновенных значений (см. § 3-9).

Регулировку уровня шума производят обычным способом — либо на входе усилителя, либо непосредственно первичным источником шума (§ 3-4, 3-5). При жестких требованиях к стабильности уровня шума приходится вводить цепи автоматической регулировки усиления и стабилизировать первичный источник шума.

Удовлетворение требованиям пп. 4 и 5 является общей задачей конструирования прибора и здесь, естественно, нами не рассматривается.

Удовлетворение требованиям п. 8 — задача метрологическая, некоторые ее аспекты можно найти в гл. 4.

Таблица 3-1

Первичный источник	Диапазон частот		Относительная температура, $^{\circ}\text{C}$	Неравномерность спектра, дБ	Качественная характеристика
	Снизу, кГц	Сверху, МГц			
Тиратрон в магнитном поле	Не ограничен	5	130	$\pm 1,5$ и более	Дешев, наилучший для НЧ
Шумовой диод	5—10	10^4	15—20	$\pm (0,1-0,2)$	Широкополосен
Газоразрядная трубка	$2 \cdot 10^3$	$1,5 \cdot 10^5$	15—18	$\pm (0,2-0,5)$	Широкополосна, громоздка
Фотоумножитель	10^{-2}	50	80	± 1 и более	Требуется высокое напряжение
Трохотрон	10^{-2}	$3 \cdot 10^3$	105	± 1	Дорогой
Стабилизатор	—	30	65	—	Малогабаритен
Лавинный диод	10^{-2}	10^3	50	—	То же

Примечание. Распределение мгновенных значений для тиратрона и стабилизатора близко к нормальному, для остальных — нормальное.

В этом параграфе рассматриваются усилители шумов, особенности их работы и расчета. Работа усилителя шумов значительно отличается от работы видеоусилителя прежде всего динамикой процессов. Если наблюдать на осциллографе напряжение шумов с тиратрона, прошедших, например, через катодный повторитель, то можно заметить, что отдельные (самые большие) положительные и отрицательные всплески ограничиваются.

Ограничение происходит вследствие того, что амплитудная характеристика катодного повторителя имеет верхний и нижний

Таблица 3-2

Вероятность превышения всплеском шума дейст- вующего значения	Коэффициент амплитуды для шума	
	нормаль- ного	релее- вского
10^{-1}	1,645	1,517
10^{-2}	2,576	2,146
10^{-3}	3,291	2,558
10^{-4}	3,890	3,034
10^{-5}	4,417	3,392
10^{-6}	4,892	3,675

загибы, которые обусловлены либо запирающим лампу, либо перегрузкой по управляющей сетке (возникают сеточные токи). Кроме того, амплитудная характеристика катодного повторителя несимметрична относительно нулевого напряжения. Вследствие этого положительные всплески проходят лучше, чем отрицательные, и ограничение больших всплесков, наблюдаемое на осциллографе, является несимметричным.

Если лампа работает в усилителе шума, то пользоваться известной схемой замещения ее, применяемой при расчете видеоусилителя, очевидно, нельзя, ввиду то-

го, что рабочая точка в режиме усиления шума перемещается и продолжительное время может оставаться в существенно нелинейной части характеристики лампы. Поэтому внутреннее сопротивление лампы и ее крутизна непрерывно изменяются, и при расчетах, строго говоря, необходимо пользоваться усредненными параметрами лампы.

Коэффициенты амплитуды, т. е. отношения максимального значения¹ к эффективному, для самых распространенных видов шума — нормального и релеевского — приведены в табл. 3-2. Как известно, для синусоидального колебания коэффициент амплитуды равен 1,4. Сравнивая последний с величинами табл. 3-2, видим, что шумы обладают заметно большим коэффициентом амплитуды.

Следовательно, наиболее существенное различие между обычным усилителем и усилителем шума заключается в необходимости пропускать через него большие перепады положительных и отрицательных всплесков шумового напряжения. Поэтому первая задача при расчете усилителя напряжения шума заключается в том, чтобы правильно задать наибольшие мгновенные значения напряжения шума, а по ним подобрать подходящую лампу или транзистор.

В случае нормального шума, как это видно из кривой плотности вероятности рис. 1-10 и табл. 3-2, строго говоря, всплески напряжения шума могут достигать иногда бесконечно больших значений, но вероятность их появления исчезающе мала. Так, вероятность того, что мгновенное значение шума превзойдет в 3 раза его эффективное

¹ Понятия коэффициента амплитуды и максимального значения применяются условно, так как они зависят от мгновенного значения шума, принимаемого за максимальное.

значение, равно всего лишь 0,3%. Практически мало интересуются еще более редко происходящими событиями. Поэтому часто принимают за максимальное значение шума $u = \pm (3-4)U_d$. Следовательно, достаточно выбрать лампу и так установить ее рабочую точку на линейной части анодно-сеточной характеристики, чтобы обеспечивался динамический диапазон в пределах $\pm 3U_d$.

Подобное условие можно применять и при работе с другими типами шумов, однако это не всегда оправдано. Например, в случае релейского шума требуется пропустить через усилитель только положительные всплески. Естественно, будет правильнее вести расчет для конкретного вида шума.

В случае релейского шума линейный участок амплитудной характеристики усилителя должен простирается от 0 до $3U_d$, так же как и в случае нормального шума на уровне 0,3% по вероятности превышения, как это видно из табл. 3-2.

Так, сравнительно просто можно подобрать лампу по анодно-сеточной характеристике для входного каскада. В случае многокаскадного усилителя шума все последующие каскады после первого вносят нелинейные искажения, в результате ограничения сверху и отсеки снизу шумовых всплесков при усилении нормального шума. Подобные искажения можно допускать. Наблюдалось на практике, что шум, ограниченный в первых каскадах такого усилителя, получался на выходе без ограничения. Это, по-видимому, можно объяснить в известной мере нормализующим действием линейных инерционных цепей. Для лучшей нормализации ограниченного шума рекомендуется также ставить на выходе генератора шума фильтр нижних частот или полосовой фильтр. В усилителях шума применяются схемы простой и сложной коррекции высоких частот, параметры которых рассчитываются по известным формулам, приводимым в руководствах по расчетам видеоусилителей.

Применять схемы ВЧ коррекции непосредственно в первичных источниках шума, таких, как, например, тиратрон, нецелесообразно как из-за возможности возникновения релаксационных колебаний, так и потому, что ограничение полосы генерируемых ими шумов в основном происходит вследствие внутреннего дефекта источника.

Коэффициент усиления должен быть стабилизирован либо цепью обратной связи, либо системой АРУ, в противном случае уровень шума будет изменяться во времени.

Амплитудная и частотная характеристики усилителя, полученные в статическом режиме, т. е. без подачи на его вход шумового напряжения, не позволяют решить вопрос о спектре и форме шума на выходе. Действительно, в усилителе неизбежно ограничение отдельных всплесков; при ограничении, как известно, изменяется спектральный состав шума: возрастает больше спектральная плотность в области низких частот и меньше в области высоких частот. Поэтому единственно верное представление о спектре на выходе усилителя шума можно получить с помощью спектроанализатора. Для этого на выход усилителя включается спектроанализатор, работающий в исследуемом диапазоне частот.

Чтобы проверить размах колебаний шума на выходе и убедиться в том, что он находится в заданных пределах, а всплески шума идут без ограничения, необходимо воспользоваться осциллографом. Лучше всего шум подать на вертикальные пластины, а развертку выключить. Тогда на экране видны пределы колебаний шума вверх и вниз от осевой линии.

3-2. МОЩНЫЕ УСИЛИТЕЛИ ШУМА

Особенности, указанные в предыдущем параграфе, характерны и для усилителей мощности. Однако в них содержится целый ряд элементов, как, например, трансформаторы, выходные фильтры, работу которых необходимо рассмотреть отдельно.

Предположим, что усиливаемый шум является нормальным и что в усилителе мощности можно допускать ограничение шума без опасности иметь на выходе ограниченный шум. После усилителя мощности обычно стоит фильтр пропускания нижних частот, который нормализует шумы. Важно позаботиться только о том, чтобы полоса пропускания фильтра была заметно меньше, чем спектр входного шума.

Трансформаторы необходимо рассчитывать таким образом, чтобы магнитная индукция в сердечнике не достигала насыщения при самых высоких всплесках шума, которые, как уже подчеркивалось, могут достигать утроенной величины действующего значения тока или напряжения и больше. Магнитная индукция, а следовательно, и магнитный поток в сердечнике, когда к обмотке трансформатора прикладывается напряжение шума, изменяется по случайному закону в каждый данный момент времени, пока работа происходит в линейной области кривой намагничивания.

Для нахождения магнитной индукции воспользуемся соотношением между магнитным потоком Φ и противо-э. д. с. U_d первичной обмотки в трансформаторе без потерь:

$$U_d = B_d S_c \omega_n n_1 10^{-8} [\text{в}], \quad (3-1)$$

где B_d — действующее значение магнитной индукции, гс;
 ω_n — угловая частота нижней границы спектральной плотности напряжения шума;
 S_c — действующее сечение сердечника, см²;
 n_1 — число витков первичной обмотки.

Пусть на первичную обмотку трансформатора подано напряжение шума, спектральная плотность напряжения которого в полосе $P = (f_2 - f_1)$ равна $S_U(f)$. Тогда квадрат действующего значения индукции в сердечнике равен:

$$B_d^2 = \frac{10^{16}}{4\pi^2 S_c^2 n_1^2} \int_{f_1}^{f_2} \frac{S_U(f)}{f^2} df, \quad (3-2)$$

так как

$$U_d^2 = \int_{f_1}^{f_2} S_U(f) df.$$

Для квадрата действующего значения потока индукции можно записать:

$$\Phi_d^2 = B_d^2 S_c^2 = \frac{10^{16}}{4\pi^2 n_1^2} \int_{f_1}^{f_2} \frac{S_U(f)}{f^2} df. \quad (3-3)$$

Для примера вычислим квадрат действующего значения индукции в сердечнике трансформатора, если на первичную обмотку его с числом витков n_1 подано напряжение белого шума в полосе от f_1 до f_2 с действующим значением U_d :

$$\Phi_d^2 = \frac{10^{16} U_d^2}{(f_2 - f_1) 4\pi^2 n_1^2} \int_{f_1}^{f_2} \frac{df}{f^2}; \quad (3-4)$$

$$\Phi_d = \sqrt{\Phi_d^2} = \frac{U_d 10^8}{2\pi n_1 \sqrt{f_1 f_2}}. \quad (3-5)$$

Найдя действующее значение магнитной индукции по формуле (3-3), полагаем, что при работе наибольшая индукция может быть в 3 раза больше, т. е.

$$B_{\text{макс}} = 3B_d.$$

По этой индукции находим размер железа сердечника. В случаях, когда интеграл (3-3) не берется, рекомендуется вычисление его произвести графически и таким образом получить действующее значение потока в сердечнике.

Иногда расчет трансформатора производят по величине эквивалентного синусоидального напряжения, принимая его частоту равной частоте самой низкочастотной составляющей, присутствующей в спектре мощности. Трансформатор, изготовленный на основании таких допущений, оказывается с большим запасом, неоправданно большим по размерам и вследствие этого дорогостоящим.

Если в усилителе мощности требуется применить цепи пассивной коррекции или фильтрации, то их надлежит рассчитывать по тем же формулам, что и для обычных усилителей.

3-3. СТАБИЛИЗАЦИЯ МОЩНОСТИ ШУМА

Проблема стабилизации мощности или выходного напряжения в генераторах шума возникает в связи с нестабильностью их в первичных источниках, а также изменениями коэффициента усиления, параметров цепей формирования и напряжений источников питания. Например, в источнике с фотоэлектронным множителем мощность шума сильно зависит от напряжения питания диодов; ток шумового диода резко изменяется при колебаниях напряжения накала; в тиратронном источнике — от временного старения и т. д.

Стабилизация мощности шума должна решаться применением известных систем стабилизации заданного параметра. Последние можно разделить на две группы: параметрические системы и автоматические системы. В параметрических системах отсутствует петля обратной связи, которая характерна для автоматических систем регулирования.

В параметрических системах (рис. 3-1) шум от нестабильного источника пропускается через некоторый четырехполюсник, назначение которого состоит в том, чтобы поддерживать постоянной мощность шума на выходе. В линейных системах мощности на выходе и входе связаны прямо пропорциональной зависимостью. Они в принципе не в состоянии обеспечить постоянство выходной мощ-

ности шума. Следовательно, регулирующий четырехполосник должен быть обязательно нелинейным.

Хорошие результаты можно получить при характеристике четырехполосника, изображенной на рис. 3-2, т. е. при использовании двустороннего симметричного ограничителя. Очевидно, стабильность мощности будет тем лучше, чем меньше относительный порог ограничения a/U_d , где U_d — напряжение шума на входе. Закон распределения мгновенных значений шума на выходе ограничителя будет сильно отличаться от их распределения на входе. В случае нормального шума для сохранения закона распределения шум с выхода ограничителя пропускают через узкополосный фильтр (полоса

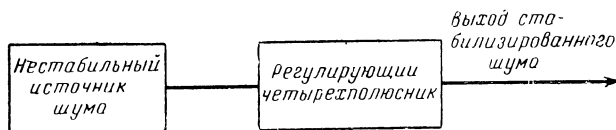


Рис. 3-1. Блок-схема параметрического стабилизатора интенсивности шума.

спектра на входе ограничителя в 5—10 раз больше полосы пропускания фильтра).

Из автоматических систем укажем на систему автоматической регулировки усиления (АРУ), которая может поддерживать постоянство эффективного напряжения шума на нагрузке (на входе потребителя). Применение для этой цели распространенной схемы АРУ, часто применяемой в массовых радиоприемных устройствах, встречает затруднения, так как глубокая регулировка в ней возможна лишь при наличии в усилителе ламп с переменной крутизной, которые неизбежно искажают распределение мгновенных значений усиленного шума.

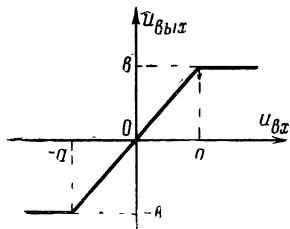


Рис. 3-2. Передаточная характеристика регулирующего четырехполосника.

В связи с этим для наших целей больше подходят схемы АРУ, в которых автоматически регулируется коэффициент ослабления аттенуатора или делителя напряжения, а не ток активного прибора (лампы, транзистора и т. д.). Эти схемы иногда называют системами пассивной АРУ.

На не очень высоких частотах регулируемый аттенуатор или делитель напряжения, т. е. исполнительное устройство системы, выполняют на точечных диодах, например по одной из схем рис. 3-3. Система АРУ

на таком делителе может изменять усиление в пределах 20—30 дб.

Для стабилизации напряжения шума пригодна только задержанная АРУ, которая, как известно, начинает функционировать тогда, когда напряжение шума на нагрузке начнет превышать заданную величину.

Схема простой задержанной АРУ с применением задержки в цепи детектора мало эффективна при стабилизации шума. В ней выпрямленное постоянное напряжение, которое управляет исполнительным устройством, плавно нарастает при увеличении эффективного напряжения шума, вследствие этого в статической характеристике АРУ отсутствует резкий излом. Поэтому обычно используются схемы усиленной АРУ. Например, при обработке конструкции гене-

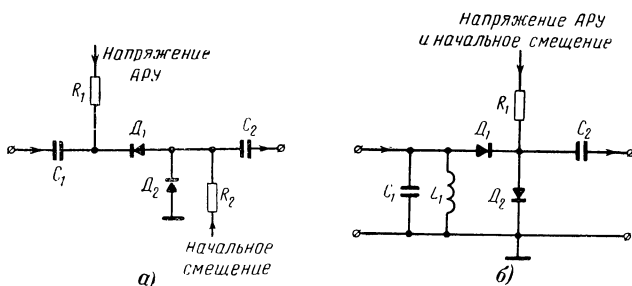


Рис. 3-3. Схемы регулируемых делителей на диодах.

ратора с усилением шума первичного источника транзисторами наблюдалось, что вследствие разброса параметров напряжение нормального шума в полосе 10—100 кГц на выходе изменялось в пределах 1—20 в. Необходимо же было иметь напряжение шума в пределах 1—1,1 в. Задача стабилизации выходного напряжения была разрешена применением пассивной усиленной АРУ с задержкой после детектора [Л. 56] Схема цепи АРУ изображена на рис. 3-4.

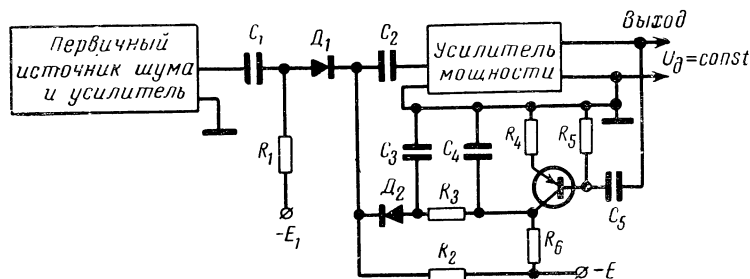


Рис. 3-4. Схема «пассивной» АРУ.

Диоды D_1 и D_2 образуют аттенуатор, который вносит в цепь ослабление более 40 дБ (при изменении тока через них от 0 до 50 мкА). Транзистор работает как детектор и усилитель (детектирование шума производится переходом база — эмиттер; резистор R_4 повышает входное сопротивление и стабилизирует усиление; коэффициент передачи эмиттер — коллектор примерно равен единице). При заданном напряжении шума 1—1,1 в на выходе генератора на

резисторе R_6 создается постоянное напряжение, которое отпирает диод D_2 и запирает диод D_1 и таким образом обеспечивает требуемое для стабилизации уровня шума изменение усиления.

3-4. ГЕНЕРАТОРЫ НА ШУМОВЫХ ДИОДАХ

В диодных генераторах высоких и сверхвысоких частот применяют шумовые диоды обычного или коаксиального типа (§ 2-8).

Генераторы шума на диодах недороги, очень просты в настройке и монтаже, с ними легко производить измерения с весьма хорошей точностью. При использовании шумовых диодов исключается необходимость применения ослабителей для регулирования выходной мощности и устраняются ошибки, обусловленные неточ-

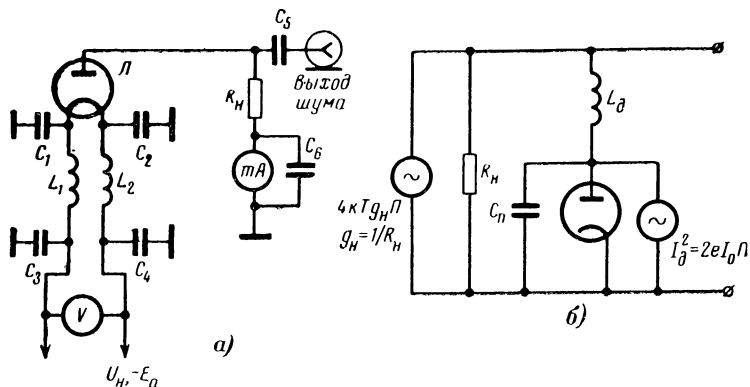


Рис. 3-5. Схема генератора шума на одном диоде.

а — схема соединений; б — схема замещения.

ностью калибровки последних и приемом паразитных излучений от мощных источников (при недостаточной экранировке от них).

Принципиальные схемы генераторов шума на обычных шумовых диодах изображены на рис. 3-5 и 3-6.

Шумовой диод в режиме насыщения заменяется идеальным генератором тока с бесконечно большим внутренним сопротивлением. Емкость анод — катод диода совместно с распределенной емкостью монтажа представлена в виде конденсатора C_H , в реальных условиях она может быть равной 2—3 пф и меньше. Индуктивность выводов электродов лампы и подводящих проводов обозначена через L_d , практически она составляет сотые доли микрогенри.

При конструировании шумового генератора распределенные емкости монтажа и длины монтажных проводов должны быть возможно меньше, конденсаторы следует брать слюдяные, а резистор нагрузки — типа МУН; при выполнении монтажа схемы с симметричным выходом все детали, стойки и другие части должны располагаться симметрично. Емкость C_H шунтирует сопротивление нагрузки и создает добавочный путь для шумового тока, поэтому расчетная формула (2-35) даст неверный результат.

На ультравысоких частотах могут также быть различные паразитные резонансы за счет распределенных индуктивностей и емкостей схемы. Об этом необходимо помнить, производя измерения с диодными генераторами шума.

Номинальная мощность шума диодного генератора (рис. 3-5) с учетом теплового шума, производимого сопротивлением анодной нагрузки,

$$P_n = (4kT_0 g_n + 2eI_0) \Pi / 4g_n, \quad (3-6)$$

так как квадрат действующего значения шумового тока

$$I_d^2 = (4kT_0 g_n + 2eI_0) \Pi. \quad (3-7)$$

Сопротивление нагрузки диода R_n , являющееся выходным сопротивлением генератора, должно быть согласовано с входным сопротивлением потребителя, например входным сопротивлением приемника, усилителя и т. д., или же должно устанавливаться такой величины, при которой будет получен наименьший коэффициент шума.

Шумовая температура генератора

$$T_{ш} = P_n / k \Pi = T_0 + \frac{eI_0 R_n}{2k}. \quad (3-8)$$

Относительная шумовая температура в соответствии с (2-15) равна:

$$n = P_n / kT_0 \Pi = 1 + \frac{eI_0 R_n}{2kT_0}. \quad (3-9)$$

При нормальной температуре $T_0 = 290^\circ \text{K}$

$$n = 20I_0 R_n + 1. \quad (3-10)$$

Например, шумовой диод при токе 40 *ма* и нагрузке 75 *ом* имеет $n=60$, т. е. его мощность в 60 раз превышает мощность теплового шума. Поэтому часто величиной теплового шума нагрузки пренебрегают и формулы для номинальной мощности P_n записывают так:

$$P_n = eI_0 R_n \Pi / 2. \quad (3-11)$$

Если учесть L_d и C_n , то номинальная мощность

$$P_n = \frac{eI_0 R_n \Pi}{2} \frac{1}{(1 - \omega^2 L_d C_n)^2}. \quad (3-12)$$

Влияние последнего множителя, т. е. реактивных элементов, на величину выходной мощности начинает сказываться на частотах выше 100 *Мгц*. Пусть $L_d = 0,03$ *мкгн*, $C_n = 3$ *пф* и $f = 150$ *Мгц* ($\omega = 2\pi f = 9,4 \cdot 10^8$ *рад/сек*), тогда $1/(1 - \omega^2 L_d C_n)^2 = 1,27$, или 1 *дб*.

Схема генератора с симметричным выходом на двух диодах (рис. 3-6) имеет больший рабочий диапазон частот, чем схема на одном диоде. Это положительное качество симметричного генера-

тора объясняется тем, что емкость, шунтирующая нагрузку в первой схеме, в 2 раза меньше, чем во второй. Емкости анод — катод диодов соединены последовательно относительно нагрузки.

Заметным преимуществом схемы с двумя диодами, кроме расширенной полосы частот, является также симметричный выход. Это очень удобно для проведения измерений с современными телевизионными приемниками и другими устройствами, имеющими симметричный вход.

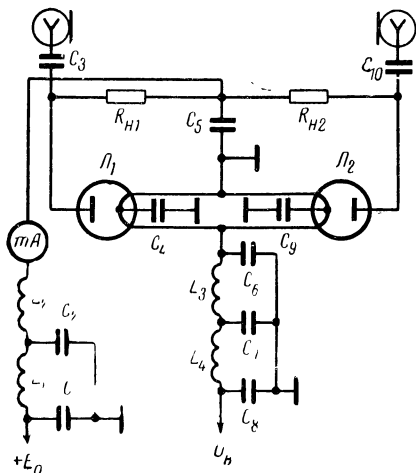


Рис. 3-6. Схема генератора шума на двух диодах.

Генератор шума можно сделать весьма миниатюрным. Это позволяет располагать его прямо на входных клеммах измеряемого устройства. Для этого отдельно изготавливаются блок шумового диода и блок питания. Первый должен быть полностью и надежно экранирован, провода питания необходимо защитить от внешних наводок. Внешние наводки, например, с выходных каскадов усилителя могут не только исказить результаты измерений, но и вызвать самовозбуждение измеряемого устройства. Рекомендуется накальные цепи питать стабилизированным напряжением или от аккумуляторов. Следует заметить, что питание переменным током частотой

50 гц накала диода часто приводит к модуляции выходного напряжения шума по амплитуде. Модуляция обнаруживается на частоте 100 гц, а глубина ее лежит в пределах 10—20%. Чтобы избежать этого, надо питать накал диода либо переменным током повышенных частот 500—1 000 гц, либо постоянным током.

Чтобы иметь возможность устанавливать величину шумового тока, в цепи накала диода нужно иметь реостаты грубой и плавной регулировки или автотрансформатор с плавной регулировкой. Все элементы для регулировки тока накала необходимо специально подобрать с тем, чтобы гарантировалась надежность электрических контактов и их стабильность во времени. Выполнение этих требований совершенно обязательно, поскольку анодный ток в режиме насыщения очень сильно зависит от напряжения накала и изменения его в незначительных пределах от установленной величины приводят к заметному уходу уровня выходного шума генератора. Уровень шума на выходе генератора контролируется по прибору постоянного тока, измеряющему постоянную составляющую анодного тока. Прибор следует включать после высокочастотных блокировочных фильтров в цепь положительного или отрицательного полюса источника анодного напряжения. Обычно бывает достаточно двух-предельного миллиамперметра (0—25, 0—50 ма) класса 1,0 или 1,5, например типов М4205, М4212, М358.

При разработке генератора шума в дециметровом диапазоне волн диодную секцию обычно выполняют в виде отрезка коаксиальной линии передачи

Входное сопротивление шумового диода на этих волнах имеет реактивный характер. Эту реактивность необходимо нейтрализовать, включив в цепь диодной секции переменную реактивность противоположного знака. Она подключается к точке соединения диода с линией передачи, как схематически это показано на рис. 3-7. В качестве переменной реактивности используется либо короткозамкнутый, либо разомкнутый отрезки линии передачи. Резистор нагрузки R_H должен иметь величину, равную волновому сопротивлению коаксиальной линии передачи.

Мощность шума в этом случае нельзя найти по формуле (3-6). Для ее определения надо знать частотную поправку к величине шумового тока, т. е. предварительно генератор шума необходимо откалибровать по другому генератору, спектральная плотность мощности шума которого известна.

Наряду с широкополосными диодными генераторами шума иногда конструируют узкополосные генераторы на заданную полосу спектра шума. В этом случае нагрузкой шумового диода служит резонансный контур. Квадрат действующего значения напряжения шума на ненагруженном контуре рассчитывается по формуле

$$U_d^2 = \frac{e I_0 R_0}{2C},$$

где R_0 — эквивалентное сопротивление контура на центральной частоте полосы пропускания;

C — емкость контура.

3-5. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА НА ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ДИОДАХ

Генератор на полупроводниковых диодах в конструктивном выполнении еще проще, чем на электровакуумных шумовых диодах. Ему не требуется источник питания накального напряжения.

Схемы включения полупроводникового диода в генераторе шума представлены на рис. 3-8.

Как указывалось раньше (см. § 2-11), для получения больших уровней шума диоды должны включаться в обратной полярности и работать при напряжениях смещения более 7 в и токах от десятков микроампер до нескольких миллиампер.

Наибольшая относительная шумовая температура генератора с шумовым диодом составляет 15—20 дБ в диапазоне до 300 МГц,

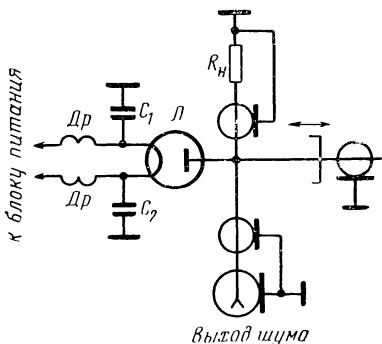


Рис. 3-7. Схема коаксиального диодного генератора шума.

а с лавинным диодом в этом же диапазоне частот она имеет 30—50 дб. Это указывает на большую эффективность генераторов с полупроводниковыми диодами.

Для расширения верхнего предела частот следует монтаж элементов D , R и C делать непосредственно на выходном высокока-

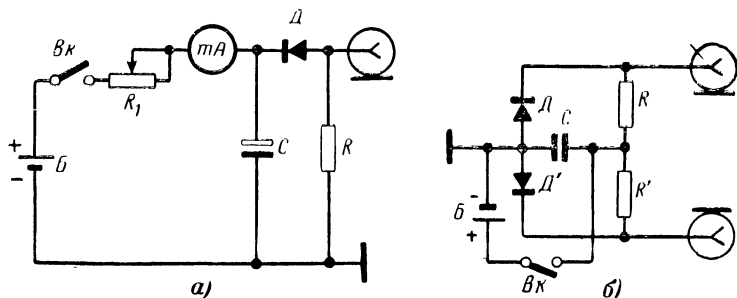


Рис. 3-8. Схемы генераторов шума на полупроводниковых диодах.

стотном разьеме. При работе в дециметровом диапазоне волн диод и нагрузка должны монтироваться в коаксиальной или волноводной секции и тщательно настраиваться известными методами (индуктивными шлейфами и т. д.).

Генератор шума аттестуется по выходной температуре методом сравнения, например с эталоном теплового шума. В совокупности с переменным аттенуатором (см. § 2-5) аттестованный генератор шума на полупроводниковом диоде может использоваться как при измерениях коэффициента шума, так и для других целей.

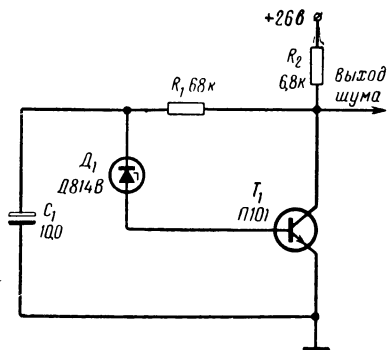


Рис. 3-9. Схема генератора шума на стабитроне.

Уровень шума полупроводникового диода легко поднять, включив его в схему с транзистором (см. рис. 3-9). Здесь первичным источником шума служит опорный диод типа Д810 (Д814В), который включается последовательно в цепь базы транзистора типа П101 (П103). Шумовой ток опорного диода усиливается транзистором в 50—60 раз, а с нагрузкой коллектора снимается усиленное напряжение шума. Эта схема дает низкочастотный шум.

Ввиду того что от тока диода сильно зависит уровень шума, источник питания диода должен быть хорошо стабилизирован, а сам диод должен работать при одной и той же фиксированной величине тока.

3-6. ГЕНЕРАТОРЫ ВИДЕОЧАСТОТНОГО И ВЫСОКОЧАСТОТНОГО ШУМА

Генераторы виде шума работают в диапазоне от 5—10 *гц* до 6—10 *Мгц*. Выполняются они чаще всего по схеме прямого усиления шума первичного источника, дополненной различными цепями формирования в виде фильтров пропускания нижних или высоких частот и т. п. Функциональная схема генератора изображена на рис. В-1. Об особенностях работы усилителей было сказано в § 3-1 и 3-2, в остальном конструктивное выполнение не встречает затруднений. Форма частотных характеристик фильтров формирования должна выбираться с учетом распределения спектральной плотности мощности шума первичного источника (в целях коррекции неравномерности ее).

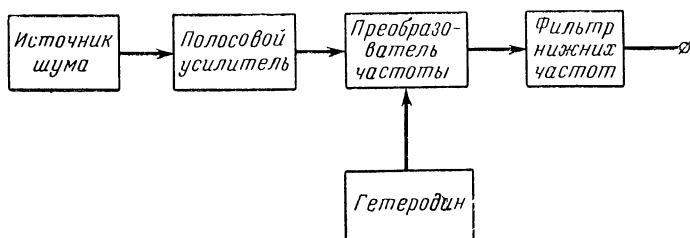


Рис. 3-10. Функциональная схема генератора шума с переносом спектра частот способом гетеродинирования.

Интересным по выполнению является генератор виде шума с переносом спектра (см. рис. 3-10). В этом случае первичным источником обычно служит шумовой диод, который дает высокочастотный шум, скажем, в полосе от 60 до 70 *Мгц*; гетеродинированием эта полоса переносится в область нулевых частот, а затем системой фильтров и усилителей формируется заданный спектр виде шума.

В последнее время начал распространяться также радиоимпульсный способ генерации шума [Л. 20], обеспечивающий получение больших спектральных плотностей мощности шума в широком диапазоне частот (до 10^{-6} *вт/гц* на частоте 10 *Мгц*, что составляет 144 *дб* относительно уровня теплового шума).

Этот способ генерации шума основан на радиоимпульсном преобразовании частоты, приводящем к переносу спектра частот сигнала с использованием в преобразователе частоты импульсов в ВЧ заполнением. Основным элементом преобразователя является автогенератор, работающий в импульсном режиме. От него требуется высокая частота следования импульсов при малой скважности, выполнение определенных начальных условий и др. Для получения шумовых спектров значительной интенсивности последовательность радиоимпульсов автогенератора модулируется шумовым напряжением первичного источника шума с нормальным законом распределения мгновенных значений и временем корреляции, значительно меньшим, чем период следования радиоимпульсов. Модули-

роваться шумом может любой из параметров: амплитуда радиоимпульсов, частота ВЧ заполнения, начальные фаза и амплитуда колебаний при их внешнем возбуждении, время возникновения импульсов. Наиболее простыми и выгодными способами являются два последних.

В генераторе шума (рис. 3-11) производится случайная модуляция начальной фазы радиоимпульсов. При работе управляющий генератор выдает видеоимпульсы треугольной или колоколообраз-

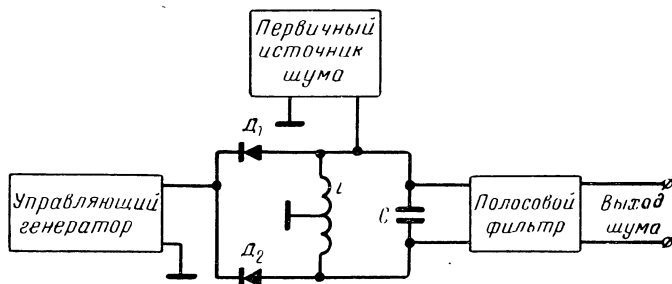


Рис. 3-11. Функциональная схема генератора шума с модуляцией начальной фазы радиоимпульсов.

ной формы, которые возбуждают в контуре LC ударные колебания с минимальной начальной амплитудой (это необходимо для уменьшения периодических составляющих в спектре шума). Фаза этих колебаний случайна, так как начальная фаза колебаний в радиоимпульсах не может застabilizироваться вследствие воздействия колебаний первичного источника шума и шунтирования диодами D_1 и D_2 индуктивности контура L во время отсутствия колебаний в контуре. Выделение необходимого спектра (в окрестности резонансной частоты контура) производится полосовым фильтром. Спектр шума на выходе в полосе прозрачности фильтра получается сплошным

3-7. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА НИЗКИХ И ИНФРАНИЗКИХ ЧАСТОТ

Генераторы низкочастотного и инфранизкочастотного нормального шума широко применяются в технике (см. § 1). Часто требуется, чтобы генератор давал равномерный спектр в диапазоне частот от нуля до 10—20 гц . Для генерирования таких шумов тиратроны и фотоумножители не применяются ввиду того, что спектральная плотность этих приборов в указанном диапазоне частот нестабильна во времени. Причины этого пока точно не выяснены.

Получение «медленных» шумов методом усиления флуктуаций, развиваемых сопротивлением или электронной лампой, оказывается неприемлемым и ввиду дрейфа нуля усилителей постоянного тока, и в силу воздействия шумов, получающихся за счет явления мерцания катода, которые весьма нестабильны. Кроме того, генератор шума инфранизких частот, собранный по подобной схеме, получается сложным, и шум на выходе его не является стационарным.

Известны следующие способы получения инфра- и низкочастотного шума:

1. Непосредственное получение его электроакустическим методом.
2. Перенос спектра методом фонограммы.
3. Перенос спектра шума в область низких частот методом гетеродинирования.
4. Преобразование спектра шума способом нелинейного преобразования широкополосного шума.
5. Комбинирование других типов шума.

Применялся раньше и еще сейчас применяется способ получения инфранизкочастотного шума электроакустическими средствами. В нем шум от падающей дроби на крышку стола улавливается микрофоном и усиливается.

Интересным способом получения шума является метод преобразования его спектра посредством растяжения во времени. Для этого предварительно записывается шум, например, в полосе 100—1 000 гц. Затем фонограмма воспроизводится с пониженной скоростью, скажем в 100 раз. Все частоты при такой скорости воспроизведения будут в 100 раз ниже, а выходное напряжение усилителя магнитофона будет представлять собой медленный шум в диапазоне частот 1—10 гц. При всей заманчивости вышеописанного метода он оказывается весьма сложным для практической реализации, если от генератора требуется действительно стационарный шум, а не приближение к нему.

Наибольшее распространение при генерировании «медленного» шума получил способ гетеродинирования. Сущность его поясняется функциональной схемой на рис. 3-10, а диаграмма преобразования в нем спектров представлена на рис. 3-12. Широкополосный источник шума необходим для получения сигнала, подлежащего гетеродинированию, с равномерной спектральной плотностью. Таким источником чаще всего служат резистор, шумовой диод и др., так как они удовлетворяют всегда требованию широкополосности и равномерности спектра (см. § 2-2 и 2-8).

Если спектр на выходе низкочастотного генератора шума должен быть в сравнительно узкой полосе, то для получения подобного узкополосного шума совершенно достаточно тиратронного источника. Это объясняется тем, что при гетеродинировании выделяется из спектра шумов, генерируемых тиратроном, лишь очень узкая полоска. Внутри этой полоски спектральную плотность всегда можно считать равномерной ввиду того, что ширина спектра мощности шума на выходе относится к полосе шума тиратронного источника, как $(1/10^4)$ — $(1/10^5)$.

Полосовой усилитель служит для усиления шума до уровня, обеспечивающего нормальную работу преобразователя частоты. Для этого напряжение на входе его должно лежать примерно в пределах 0,3—0,6 в. Кроме того, полосовой усилитель необходим для фильтрации всех составляющих, лежащих вне полосы пропускания усилителя. Для этой цели обычно используется резонансный двух- или трехкаскадный усилитель. Полоса пропускания его не критична, но делать ее очень узкой не следует, так как это повышает требования к стабильности частоты гетеродина. Важно лишь, чтобы спектральная характеристика усиливаемых шумов на входе была равномерной. Расчет усилителя высокой частоты производится обычным способом. В расчете можно допускать небольшое ограничение

положительных и отрицательных всплесков шума, если только возникают затруднения с амплитудной характеристикой усилителя. В качестве полосовой системы чаще всего применяются связанные контуры с емкостной связью или расстроенные контуры. Пере-

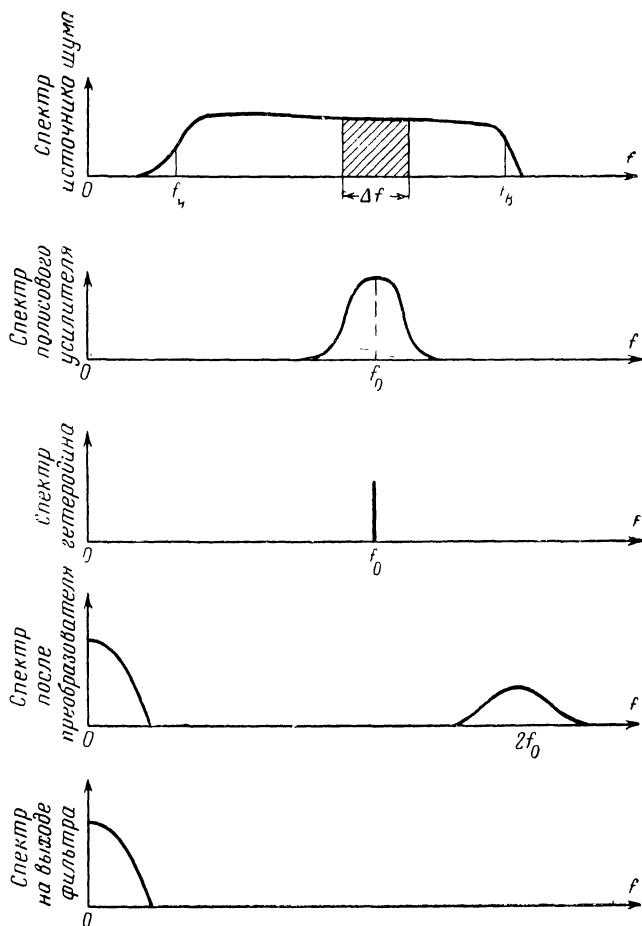


Рис. 3-12. Преобразования спектров в генераторе шума с гетеродином.

шение спектра высокочастотного шума в область низких частот производится двухтактным преобразователем частоты. Нелинейными элементами могут служить пентоды или диоды. Частота гетеродина выбирается такой, чтобы обеспечить перенос спектра шума в область частот, близких к нулю, как это показано на рис. 3-12. Это очень похоже на работу генератора низкой частоты на биениях.

Частота ω_r берется равной центральной частоте полосового фильтра усилителя высокой частоты.

Преобразователь частоты является нелинейным устройством. Хорошо известно, что на его выходе образуется множество комбинационных частот.

В результате преобразования спектра входного шума получается ряд областей сгущений преобразованных частот. Составляющие одной из областей группируются вблизи нулевой частоты, а другие — около частот, кратных центральной частоте.

Выделение составляющих шума, попавших в область нулевых частот, является конечной целью. Для этого шум с выхода пре-

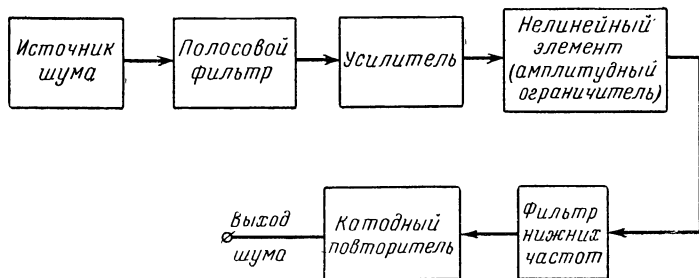


Рис. 3-13. Функциональная схема генератора шума с преобразованием спектра частот при помощи нелинейного элемента.

образователя частоты подается на фильтр нижних частот, который задерживает все частоты выше некоторой граничной и пропускает низкие.

Частота гетеродина должна быть стабильной, так как иначе шум на выходе фильтра нижних частот будет нестационарным во времени. Для уменьшения влияния дрейфа частоты гетеродина и повышения стабильности выходного напряжения применяют в качестве гетеродина симметричный мультивибратор [Л. 39]. Частота следования импульсов его берется равной центральной частоте полосового фильтра. Кроме того, несколько возрастает при таком преобразовании и напряжение низкочастотного шума.

Для генерирования низкочастотного шума можно применить, кроме преобразователя частоты, и другие устройства, преобразующие спектр шумов. Таким устройством, например, является ограничитель.

Из ранее сказанного по поводу шума напомним, что последний рассматривается как сумма очень большого числа малых синусоидальных колебаний с различными частотами и случайными фазами. Когда шум ограничивается, то на выходе ограничителя спектр обогащается. Появляются шумовые спектры, лежащие в области нулевых частот и в районе частот, кратных средней частоте входного спектра. Спектральная полоса вблизи нулевой частоты получается в результате биений, образующихся между составляющими спектра, близкими по частоте, при взаимодействии на нелинейном элементе. Остальные полосы обусловлены первой, второй и высшими гармоническими составляющими входного спектра. Распреде-

ние спектральной плотности шума на выходе ограничителя зависит от уровня ограничения и величины шума, действующего на его входе.

Для получения низкочастотного шума используют спектральную полосу около нулевой частоты. Так как спектральная плотность мощности шума равномерна в заданной области частот, то спек-

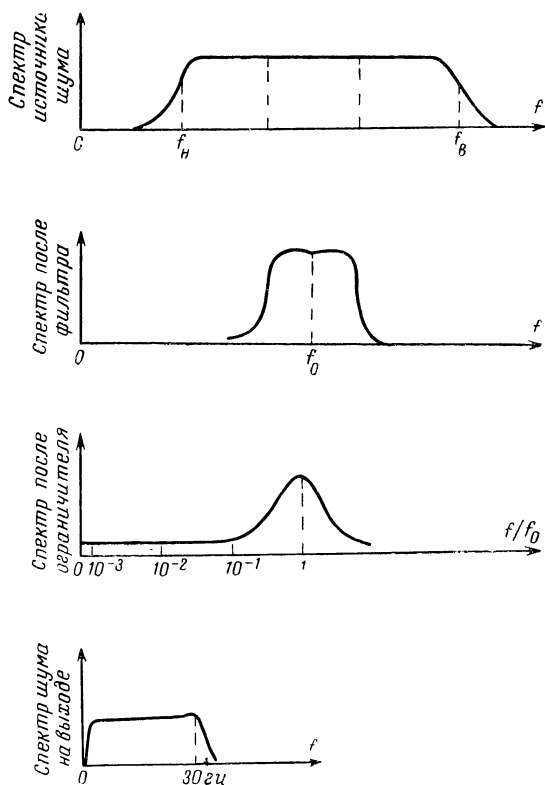


Рис. 3-14. Преобразования спектров в генераторе шума с нелинейным элементом.

тральная плотность мощности биений также оказывается равномерной в широкой полосе частот вплоть до нулевой, т. е. постоянной составляющей. Чтобы получить этот низкочастотный шум, достаточно отфильтровать его от всех высокочастотных составляющих с помощью фильтра нижних частот.

Функциональная схема генератора шума с преобразованием спектра нелинейностью показана на рис. 3-13, соответствующие спектральные диаграммы — на рис. 3-14. Из последнего рисунка видно, что спектр на выходе ограничителя получается почти равномерный на всех частотах ниже $f/f_0 < 10^{-1}$. Следовательно, если необходимо по-

лучить равномерный спектр в полосе 0—30 гц, то на нелинейный элемент нужно подать шумовое напряжение, прошедшее через полосовой фильтр и содержащее в своем составе составляющие спектра в диапазоне 200—350 гц. На выходе фильтра нижних частот получается напряжение шума с равномерной спектральной плотностью в области 0—30 гц. Если при этом подавать на ограничитель напряжение такой величины, что действующее значение его в несколько раз превышает установленный порог ограничения, то мощность узкополосного шума в этом случае не будет изменяться, т. е.

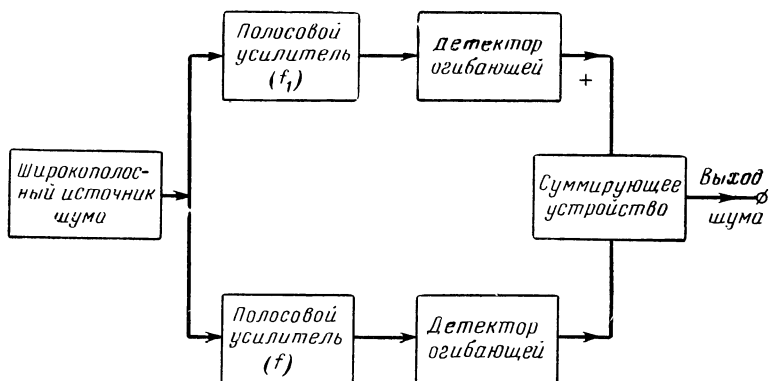


Рис. 3-15. Функциональная схема генератора нормального шума, построенного по способу комбинирования двух релейских шумов.

полученное напряжение шума будет стационарным во времени даже в случае, если уровень шума на входе будет изменяться в небольших пределах.

Практически описанный генератор шума получается по числу ламп и по настройке таким же, как источник шума с гетеродинированием спектра, с той лишь разницей, что напряжение на выходе его более стабильно.

Нормальный шум в области низких и инфранизких частот можно также получать, комбинируя напряжение шумов с иными законами распределения. Например, сумма двух релейских шумов очень близка к нормальному шуму.

Как известно, релейский шум появляется на выходе детектора огибающей при детектировании узкополосного шума. Комбинируя два статистически независимых напряжения релейского шума таким образом, чтобы постоянные составляющие их вычитались, получают флуктуирующее напряжение, мгновенные значения которого будут иметь симметричный закон распределения, очень близкий к нормальному.

Функциональная схема такого генератора шума [Л. 88] изображена на рис. 3-15. Диаграммы, показывающие, как происходит в схеме преобразование спектра, приведены на рис. 3-16.

Конструктивное выполнение генератора шума несложно. Некоторые затруднения может вызвать только изготовление полосового

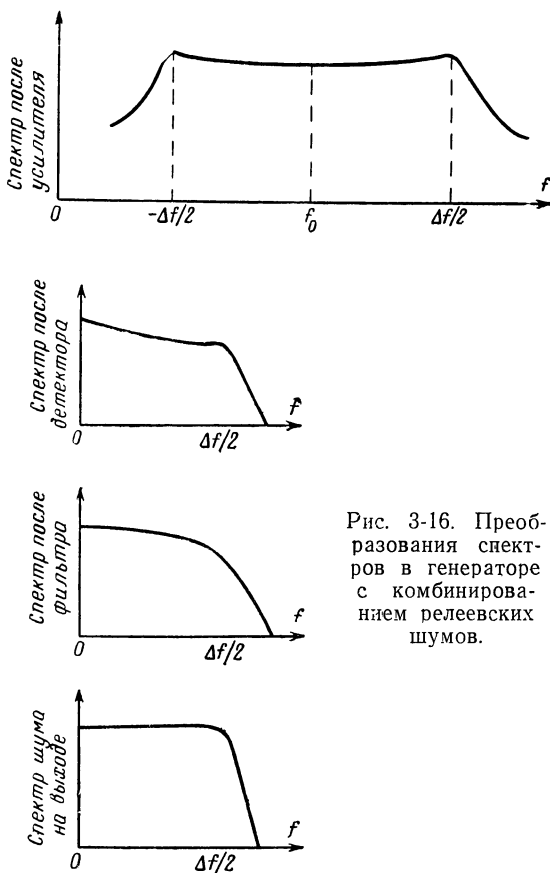


Рис. 3-16. Преобразование спектров в генераторе с комбинированием релейских шумов.

фильтра с достаточно узкой полосой пропускания (до 30 гц). Чтобы размеры фильтра были небольшими, центральную частоту фильтра следует брать в диапазоне 4—10 кгц. Выбор более высокой центральной частоты фильтра облегчает фильтрацию после детектора.

3-8. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА СВЕРХВЫСОКИХ ЧАСТОТ

Первичными источниками шума на СВЧ наиболее часто служат газоразрядные трубки [§ 2-9]. Генераторы шума с трубками конструктивно выполняются либо волноводного, либо коаксиального типа.

В обоих случаях высокочастотный тракт генератора шума состоит из газоразрядной трубки, отрезка передающей линии и согласующей нагрузки. Схематически конструкция коаксиального генератора представлена на рис. 3-17.

Генераторы шума коаксиального типа применяются в дециметровом диапазоне волн (от 10—12 до 120—140 см), хотя ничто не препятствует их использованию и в метровом диапазоне [Л 60]. Отрезок линии СВЧ служит для передачи мощности шума от плазмы газового разряда в полезную нагрузку. Для этого он должен обладать малым КСВ (не более 1,4) в рабочем диапазоне волн. Согласующая нагрузка обеспечивает нормальный режим работы отрезка линии передачи, когда трубка находится в холодном состоянии. В качестве отрезка передающей линии используется спиральная линия, которая на концах переходит в коаксиальную с выходом на два обычных разъема коаксиального типа.

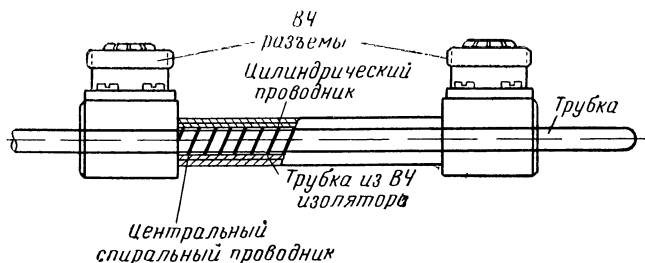


Рис. 3-17. Генератор СВЧ шума на газоразрядной трубке.

Отрезок спиральной линии состоит из внешней металлической трубки и внутреннего спирального проводника, который изготавливается из медной трубки с малыми допусками посредством вытягивания в ней спиральной щели. Внутренний диаметр спирали берется несколько больше, чем внешний диаметр колбы газоразрядной трубки. Волновое сопротивление линии сильно зависит от шага спирали и центровки ее внутри внешнего проводника. Для центрирования служит трубка из диэлектрика с малыми потерями.

Спирально-коаксиальный переход приходится подбирать экспериментально. Газоразрядная трубка размещается внутри спирали. К одному из разъемов подсоединяется полезная нагрузка, а к другому — согласующая нагрузка. Правильно рассчитанный и изготовленный генератор шума на газоразрядной трубке почти не требует регулировок.

Схема питания трубки изображена на рис. 3-18. Рабочий ток трубки должен поддерживаться выше критического, так как ниже этой величины мощность СВЧ шума несколько зависит от силы тока, протекающего через трубку. Сопротивление R_1 служит для ограничения тока, протекающего через дроссель, а R_2 необходимо для подгонки тока при смене или старении лампы, а также для первоначальной установки его в некритической области. Трубку можно питать от нестабилизированного источника постоянного тока с напряжением 400—600 в, рабочий ток разряда лежит в пределах 100—250 ма. Источник питания трубки должен быть высокоомным, что необходимо для стабилизации тока при изменениях тока в самой трубке.

Напряжение зажигания газоразрядных ламп равно 2—3 кВ. Зажигание производится с помощью высоковольтного импульса,

приложенного между катодом и анодом трубки. Он получается с помощью низкочастотного дросселя, включенного последовательно с трубкой; индуктивность дросселя выбирается достаточно большой.

Кнопочный выключатель K замыкает и размыкает цепь. В контуре, образованном дросселем L и емкостью C , возникают затухающие ударные колебания, при этом величина напряжения первого полупериода, как известно, рассчитывается по формуле

$$E = I \sqrt{L/C},$$

где E — мгновенное значение напряжения, в;

I — ток через дроссель, а;

L — индуктивность дросселя, гн;

C — емкость монтажа и дросселя, ф.

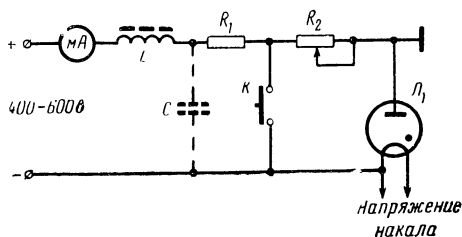


Рис. 3-18. Схема питания трубки.

Газоразрядная трубка очень удобна для работы в волноводе (рис. 3-19) в качестве источника шума. Она вводится в него через металлический экран, диаметр которого берется меньше предельного. Поэтому мощность шума через отверстие из волновода не просачивается.

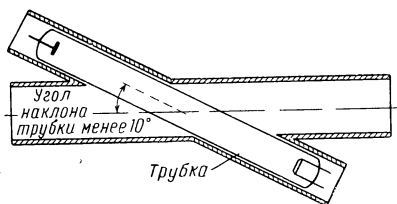


Рис. 3-19. Размещение трубки в волноводе.

Генераторы шума волноводного типа работают в диапазоне волн от 10 до 0,2 см.

Вообще известны два типа волноводных генераторов шума, отличающихся друг от друга способом установки трубки.

В одной из них трубка устанавливается перпендикулярно к оси волновода в плоскости H параллельно широкой стенке волновода.

В другом трубка помещается под углом к оси волновода в плоскости E параллельно узкой стенке волновода (рис. 3-19).

Последний тип волноводного генератора шума используется наиболее часто, так как он обеспечивает широкополосное согласование как в горячем, так и холодном состоянии трубки. Когда трубка не «горит», то генератор шума представляет собой обычную секцию передающей линии. Согласование волновода, когда трубка находится в холодном состоянии, производится с помощью оконечной согласующей нагрузки или короткозамыкающего поршня.

При угле наклона 10° обеспечивается КСВ меньше 1,1 в широкой области частот. Такая величина угла также достаточна и с точки зрения уменьшения составляющей дробовых шумов в генерируемом шуме. Поскольку ток дробового шума направлен вдоль оси трубки, то для его подавления необходимо трубку помещать перпендикулярно вектору электрического поля, в волноводе. При наклоне в 10° угол между направлением распространения дробового тока и электрическим вектором поля в волноводе равен 80° и составляющая дробового шума оказывается сильно ослабленной. Согласование в небольших пределах можно также производить, регулируя постоянный ток через трубку. В результате такой операции изменяется активная составляющая тока газового разряда.

Когда газоразрядный генератор шума согласован с волноводом и в нем возбуждается только один тип волн, то номинальная мощность на выходе волновода будет равна:

$$P_n = kT_n\P, \quad (3-13)$$

при этом $T_n \approx T_a = 15\,000 - 20\,000^\circ \text{K}$.

Если трубку выключить и опять произвести согласование, то номинальная мощность шума теперь будет равна:

$$P_n = kT_x\P \quad (T_x = 290^\circ \text{K}). \quad (3-14)$$

Следовательно, наблюдаемое приращение шумовой мощности при включении генератора шума равно:

$$\Delta P = k\P (T_n - T_x), \quad (3-15)$$

или приращение шумовой температуры

$$\Delta T_{ш} = (T_n - T_x).$$

Величину мощности шума генератора на открытом конце волновода можно регулировать с помощью переменного калиброванного ослабителя, который вводится в волновод между нагрузкой и источником шума. Выходную мощность шума можно также регулировать, изменяя связь плазмы газового разряда с электромагнитным полем волновода. Для этого необходимо механическим способом опускать или поднимать вверх газоразрядную трубку из линии передачи. К сожалению, при таком способе регулирования затруднительно обеспечить повторяемость в получении выходной мощности.

Приращение шумовой температуры при учете вводимого затухания равно $\Delta T = (T_n - T_x)/\alpha$. Заметим, что конкурентом газоразрядных генераторов шума на СВЧ все больше становятся лавинные СВЧ диоды, шумовое отношение которых достигает 40 дБ на 10 ГГц [Л. 79].

Перспективным является и генератор шума на туннельном диоде [Л. 84]. Так как шумовая температура туннельного диода (см

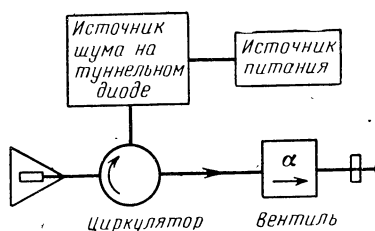


Рис. 3-20. Схема волноводного генератора шума на туннельном диоде.

§ 2-11) мала по сравнению с газоразрядными трубками или шумовыми диодами, то шумы диода усиливают. Для этого туннельный диод включается по схеме усилителя отражающего типа (рис 3-20) с трехплечим циркулятором. В этом случае коэффициент усиления по мощности [Л. 55] равен:

$$G(\omega) = |\Gamma|^2 = \left| \frac{Y_0 + Y_d}{Y_d - Y_0} \right|^2, \quad (3-16)$$

где Y_0 — проводимость циркулятора, Y_d — проводимость туннельного диода. Обычно коэффициент усиления достигает 10—15 дб. Это усиление обеспечивает на выходе генератора спектральную плотность мощности шума (30—50) kT_0 . Для дополнительной развязки туннельного диода от нагрузки включен вентиль.

Генератор шума на туннельном диоде может работать в диапазоне температур от 0 до 40° С, при этом уровень шума изменяется в пределах ± 1 дб; при изменении напряжения питания на 10% мощность шума уходит от номинальной на 0,7 дб.

3-9. ПОЛУЧЕНИЕ ШУМОВ С ЗАДАННЫМ ЗАКОНОМ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ

Для генерирования шумов с заданным законом распределения вероятностей часто применяют различные нелинейные преобразователи. Например, хорошо известно, что огибающая нормального шума следует закону распределения Релея. Очевидно, на выходе детектора огибающей, если на вход его подать напряжение нормального шума, можно получить напряжение релеевского шума. В данном случае таким нелинейным преобразователем является линейный детектор.

В общем случае преобразование законов распределения вероятностей мгновенных значений шума основывается на том свойстве преобразованных случайных величин, что они связаны друг с другом определенной функциональной зависимостью. Ввиду этого имеется соответствие между вероятностями преобразованного и преобразуемого шумов.

Действительно, пусть выходное напряжение нелинейного безынерционного преобразователя y является однозначной и монотонно возрастающей функцией $f(x)$, где x — напряжение на входе. В этом случае вероятность $Q(y)$ того, что выходное напряжение будет больше y , равна вероятности $P(x)$ того, что в то же время напряжение на входе будет больше x , т. е.

$$P(x) = Q(y) = Q[f(x)] = P[f^{-1}(y)], \quad (3-17)$$

где $f^{-1}(y) = x$ — обратная функция.

Так как $P(x)$ и $Q(y)$ — функции распределения, то они непрерывны, дифференцируемы, а их изменение ограничено интервалом 0÷1. Если они не имеют областей, где вероятность остается постоянной, то функции $P(x)$ и $Q(y)$ могут взаимно заменяться друг другом. Например, если

$$Q^{-1}[Q(y)] = y, \text{ то так как } Q(y) = P(x),$$

то

$$y = f(x) = Q^{-1}[P(x)]. \quad (3-18)$$

Этим соотношением мы воспользуемся для нахождения характеристики функционального преобразователя, к примеру, нормального шума в шум с равновероятным законом распределения амплитуд.

В соответствии с (§ 1-10) имеем:

$$Q(u) = \frac{1}{2} - \frac{u}{U_0}$$

при

$$-\frac{U_0}{2} < u < \frac{U_0}{2}$$

и формулой (П-5) приложения 1

$$P(x) = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right) \right]$$

при $-\infty < x < \infty$.

Находим обратную функцию Q^{-1} :

$$u = U_0 \left[\frac{1}{2} - Q(u) \right], \quad 0 \leq Q(u) \leq 1$$

и получаем

$$y = f(x) = Q^{-1}[P(x)] = \frac{U_0}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{x}{\sqrt{2}} \right).$$

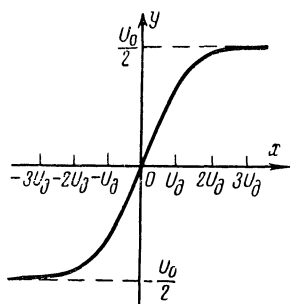


Рис. 3-21. Передаточная характеристика нелинейного преобразователя нормального шума (x) в равновероятный (y).

График функции преобразователя изображен на рис. 3-21.

3-10. ГЕНЕРАТОРЫ ШУМА С РАДИОАКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Амплитуды импульсов, получающихся на выходе источника шума с радиоактивным элементом (§ 2-12), могут достигать десятков вольт (при работе с галогенным счетчиком). Это указывает на высокую эффективность источника. Однако как средняя частота, так и амплитуда импульсов не остаются постоянными, и это препятствует в ряде случаев непосредственному их применению в качестве случайного сигнала.

Обычно между источником шума с радиоактивным элементом и выходным устройством размещают схемы формирования. Они осуществляют стандартизацию, т. е. обеспечивают постоянство длительности и амплитуды импульсов, или их ограничение, или частотную фильтрацию и др.

В качестве стандартизирующего устройства часто применяется ждущий мультивибратор. Длительность импульса при этом выбирают так, чтобы она была меньше периода максимальной частоты следования импульсов на выходе детектора излучения. После стандартизатора получается хаотическая последовательность импульсов по моментам появления, которая отличается от исходной не только постоянством амплитуды и длительности, но и отсутствием перекрывающихся импульсов.

Полученная последовательность импульсов может быть затем преобразована в нормальный шум либо с помощью фильтра ниж-

них частот, либо посредством частотного дискриминатора [Л. 24] Функциональная схема генератора шума в последнем случае показана на рис. 3-22.

Возможность такого преобразования следует из того факта, что статистическая функция распределения средних частот близка к нормальному закону со средним квадратическим отклонением частоты, равным σ_f . Если характеристика частотного дискриминатора линейна в широких пределах, то на выходе его получается напряжение шума, мгновенные значения которого распределены по нормальному закону, а ширина спектра мощности составляет $6\sigma_f$.

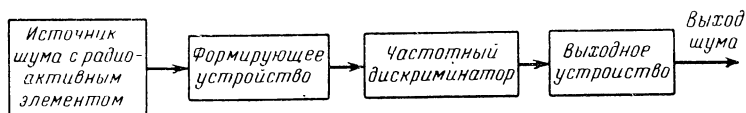


Рис. 3-22. Функциональная схема генератора нормального шума с радиоактивным элементом.

Хаотическую последовательность импульсов нетрудно преобразовать в обобщенный телеграфный сигнал. Он, как хорошо известно, представляет собою последовательность биполярных импульсов, амплитуда которых с равной вероятностью принимает одно из двух не случайных значений $+E$ или $-E$, а длительность случайна.

Полагают, что между моментами перемены знаков импульсного напряжения статистической связи нет, а сами они подчиняются закону распределения Пуассона. Как нетрудно видеть, действующее значение такого случайного сигнала равно E , а его функция корреляции [Л. 31]

$$K(\tau) = E^2 e^{-2f_0 |\tau|} \quad (3-19)$$

и спектральная плотность мощности

$$S(f) = \frac{E^2}{f_0} \frac{1}{1 + \pi^2 (f/f_0)^2}, \quad (3-20)$$

где f_0 — средняя частота смены знаков напряжения.

Функциональная схема генератора обобщенного телеграфного сигнала изображена на рис. 3-23.

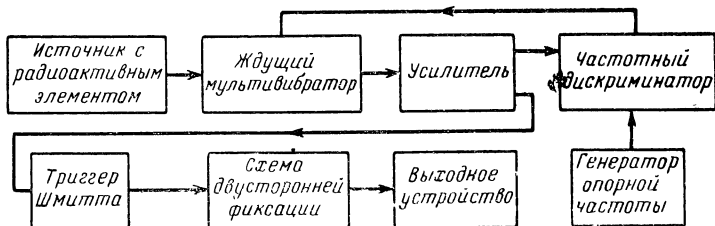


Рис. 3-23. Функциональная схема генератора обобщенного телеграфного сигнала.

Так как здесь повторяются узлы ранее описанной схемы (рис. 3-22), то сделаем лишь краткие пояснения. Стабилизация средней частоты повторения импульсов производится изменением постоянного напряжения, управляющего порогом запуска ждущего мультивибратора. Величина этого напряжения пропорциональна отклонению средней частоты от фиксированной частоты опорного генератора. Вместо мультивибратора можно использовать усилитель с цепью АРУ. С помощью схемы двусторонней фиксации [Л. 75] однополярное напряжение преобразуется в биполярное.

Как видно из соотношений (3-19) и (3-20), изменением f_0 можно в широких пределах регулировать ширину спектра и время корреляции случайного сигнала.

3-11. О ГЕНЕРАТОРАХ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ

Для испытания радиоэлектронной, акустической, авиационной и иной аппаратуры сигналами, близкими к реальным, в последние годы разработаны специальные генераторы случайных сигналов. Одним из примеров такого сигнала является обобщенный телеграфный сигнал. Другим примером может служить узкополосный шум, средняя частота которого непрерывно изменяется в пределах заданного диапазона частот, и т. д.

Рассмотрим основные принципы работы и устройство некоторых генераторов такого рода.

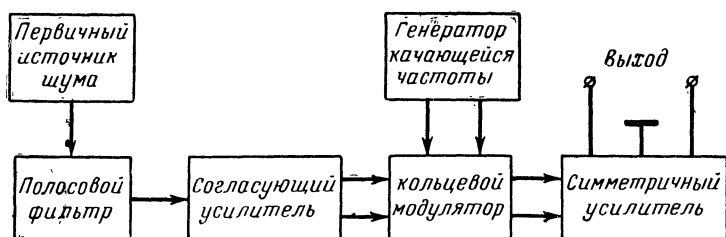


Рис. 3-24. Функциональная схема генератора узкополосного шума с качающейся средней частотой.

Генератор скользящей полосы шума (рис. 3-24) предназначен для автоматизации акустических измерений, например измерения частотных характеристик громкоговорителей в диапазоне от 100 до 20 000 гц. Полосовой фильтр из сплошного спектра мощности шума первичного источника выделяет узкую полосу. Полученный узкополосный шум поступает на двухтактный усилитель и с него далее на одну из диагоналей кольцевого модулятора; на другую диагональ подается напряжение от генератора качающейся частоты. Как известно, в результате нелинейного преобразования этих напряжений на выходе кольцевого модулятора подавляется напряжение генератора качающейся частоты, но остаются нижняя и верхняя боковые полосы модуляции, а также составляющие комбинационных частот высшего порядка (третьего, пятого и т. д.).

Таким образом, на выходе синтезируется случайный сигнал с максимальной шириной спектра, равной удвоенной полосе пропускания узкополосного фильтра, и средней частотой, лежащей в пределах диапазона качания частоты генератора. Комбинационные частоты высшего порядка являются помехой, интенсивность которой оценивается коэффициентом нелинейных искажений. Он равен отношению действующего напряжения составляющих комбинационных частот высшего порядка к действующему напряжению составляющих комбинационных частот первого порядка. В приборе, описанном в статье [Л. 34], подавление напряжения генератора качающейся частоты достигало 40 дБ при коэффициенте нелинейных искажений случайного сигнала 3%.

Генератор случайных сигналов многоцелевого назначения (проверка различных усилителей, вибрационные испытания, испытания материалов на усталость и т. п.) имеет следующие характеристики [Л. 87]:

- 1) размах напряжения случайного сигнала 10 в;
- 2) ширина спектра мощности равномерна до нулевой частоты, начиная от верхней граничной частоты, которая может изменяться от 0,032 гц полудекадными ступенями до 10 кгц;
- 3) коэффициент амплитуды (пик-фактор) можно изменять в пределах 12 ступеней от единицы (обобщенный телеграфный сигнал) и почти до 10 (квазинормальный шум из 128 дискретных уровней по амплитуде) при постоянном максимальном значении;
- 4) распределение мгновенных значений: а) равновероятное (до 128 дискретных уровней), б) треугольное и в) квазинормальное с коэффициентом амплитуды 9,8;
- 5) точность определения всех дискретных уровней и среднего уровня равна 0,2%;
- 6) статистическая погрешность определения действующего значения и вероятностей уровней 2%.

Генератор представляет собою ЭВМ специального назначения, построенную на типовых логических элементах. Информация, которая вводится в машину,— это выборочные (дискретные) значения реализаций шума, получаемых с выходов семи независимых источников шума. Вывод случайного сигнала осуществляется через цифро-аналоговый преобразователь.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ГЕНЕРАТОРОВ ШУМА И ШУМЯЩИХ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

4-1. НЕКОТОРЫЕ СВЕДЕНИЯ О СТАТИСТИЧЕСКИХ ОЦЕНКАХ И ОСОБЕННОСТЯХ ИЗМЕРЕНИЙ ШУМА

Выходными параметрами и характеристиками, которые желательно контролировать в генераторах шума, применяемых в качестве измерительных приборов, являются: среднее или действующее значения шума, средняя мощность или эквивалентная шумовая температура, спектральная плотность мощности шума или его функция корреляции, функция распределения или плотность вероятности мгновенных значений шума, выходное сопротивление генератора шума.

Прежде чем говорить об особенностях, остановимся на некоторых условиях, которые необходимо соблюдать при измерении шума. Для этого будем предполагать следующее:

измеряемый шум¹ представлен в виде случайных электрических колебаний напряжения или тока;

исследуемый генератор шума работает в стационарном режиме при неизменных внешних условиях (сохраняется постоянство температуры, давления, влажности окружающей среды, напряжения в сети и т. д.);

каждое отдельное измерение продолжается конечное время T и осуществляется с помощью одних и тех же приборов и одним и тем же лицом.

¹ Если реализации шума заданы в виде графиков на бумаге или фотопленке, зарегистрированы на ферромагнитной ленте и т. д., то сначала они должны быть преобразованы в электрические сигналы специальными устройствами ввода информации.

Все измерения произведены одинаково тщательно. Выполнение этих условий требуется для того, чтобы измерения были равноточными. Если условия равноточности измерений не выполняются, например измерения различаются временем T , производятся разными людьми или на разных приборах и т. п., то при совместной обработке таких результатов измерений им назначаются разные веса (положительные весовые коэффициенты).

Измерения параметров и характеристик как реальных, так и случайных сигналов сопровождаются погрешностями, происходящими от несовершенства метода и средств измерений (приборов), от недостаточного опыта наблюдателя и т. д.

Погрешности делятся по месту их происхождения на методические, приборные (аппаратурные) и субъективные погрешности, и в свою очередь каждая из них может состоять из систематической и случайной погрешностей.

Систематическая погрешность — это погрешность измерения, значение которой в данном ряде повторных измерений остается постоянным или закономерно изменяется. Она может лишь сместить измерения в одну сторону от действительного значения измеряемой величины.

Случайная погрешность — это погрешность измерения, принимающая при повторных измерениях одной и той же величины в неизменных условиях различные положительные и отрицательные значения, не зависящие друг от друга.

В результате отдельного измерения или ряда измерений шума получают не действительное значение исследуемой величины или функции, а лишь их оценку, которая является случайной величиной или случайной функцией. В самом деле, все точные законы распределения вероятностей, о которых шла речь в гл. 1 (§ 1-5, 1-6, 1-7) выведены теоретически и точны в предельном случае, т. е. либо при неограниченном времени наблюдения, либо при бесконечном числе испытаний (измерений). Это же относится и к параметрам законов распределения вероятностей. На практике процесс измерения всегда ограничен во времени.

Естественно, оценка как случайная величина или функция может иметь законы распределения вероятностей, среднее и среднеквадратичное значения и т. д.

Оценки параметров (среднего и действующего значений) и характеристик (функции распределения, плотности вероятности, функции корреляции и спектра мощности) шума имеют практическую ценность лишь в том случае, когда они обладают определенными качествами.

Одним из первых требований, которым должна удовлетворять оценка, обычно является требование [Л. 23] сходимости по вероятности оценки к измеряемому параметру или характеристике шума при неограниченном возрастании времени измерения T . Оценки, удовлетворяющие этому требованию, называются состоятельными. Например, если \tilde{U} — состоятельная оценка среднего значения \bar{U} , то с вероятностью, сколь угодно близкой к единице, должно выполняться неравенство

$$\text{Вер} [|\tilde{U} - \bar{U}| < \varepsilon] \rightarrow 1. \quad (4-1)$$

при $T \rightarrow \infty$

Здесь ε — сколь угодно малое положительное число. Для выполнения требования (4-1) достаточно, чтобы дисперсия оценки стремилась к нулю при безграничном возрастании времени измерения:

$$D [\tilde{U}] = M [\tilde{U} - \bar{U}]^2 \rightarrow 0. \quad (4-2)$$

при $T \rightarrow \infty$

Второе требование — это условие несмещенности оценки, т. е. отсутствия в ней систематической погрешности. Для этого среднее значение оценки, например функции распределения $\tilde{F}(u)$, должно быть равно действительному значению измеряемого параметра или характеристики (в нашем примере $F(u)$ — действительной функции распределения), т. е.

$$M [\tilde{F}(u)] = F(u).$$

Естественно, что нам при измерении шума необходимы оценки параметров и характеристик шума, удовлетворяющие требованиям несмещенности и состоятельности.

Однако могут существовать несколько состоятельных и несмещенных оценок измеряемого параметра или характеристики. Более выгодна в этом случае так называемая эффективная оценка, определяемая как оценка с наименьшей дисперсией.

Так как оценка \tilde{U} на практике отождествляется с действительным значением параметра \bar{U} (который в процессе измерения остается всегда неизвестным), то при этом допускается случайная погрешность

$$\varepsilon = \tilde{U} - \bar{U}.$$

Естественно, оценка \tilde{U} имеет практическую ценность, если указаны границы ее случайной погрешности. Если бы нам была известна плотность вероятности $f(\tilde{U})$ всех возможных значений оценок \tilde{U} неизвестного параметра \bar{U} , то достоверность или надежность утверждения о том, что параметр \bar{U} находится в пределах от $\tilde{U} - \varepsilon$ до $\tilde{U} + \varepsilon$, можно было бы характеризовать вероятностью

$$\gamma = \text{Вер} [\tilde{U} - \varepsilon \leq \bar{U} \leq \tilde{U} + \varepsilon] = \int_{\tilde{U} - \varepsilon}^{\tilde{U} + \varepsilon} f(\tilde{U}) d\tilde{U}. \quad (4-3)$$

Вероятность γ , называемую доверительной вероятностью, обычно задают как требуемый уровень надежности измерений \tilde{U} . Чем ближе γ к единице, тем больше достоверность нашего утверждения. Случайный интервал $\tilde{U} \pm \varepsilon$ с вероятностью γ , покрывающий измеряемое значение параметра \bar{U} , называют доверительным интервалом, а его границы $(\tilde{U} - \varepsilon)$ и $(\tilde{U} + \varepsilon)$ — доверительными границами. Доверительный интервал характеризует погрешность измерения, а доверительная вероятность — его надежность. Способы построения доверительных интервалов можно найти во многих руководствах по математической статистике [Л. 15, 23].

Итак, первой особенностью измерения параметров и характеристик шума (независимо от применяемых для этих целей приборов) является то, что при этих измерениях возникает случайная погрешность $\pm \varepsilon$, определяемая с надежностью 100 $\gamma\%$, причем причина этого лежит в ограничении времени измерения T .

Вторая особенность связана с тем, что мощность измеряемого шума часто бывает очень малой. По этой причине измерители характеристик шума должны обладать большой чувствительностью.

Третья особенность обусловлена большим отношением амплитудного значения к действующему значению шума. Динамический диапазон, к примеру, измерителя

мощности должен быть таким, чтобы ограничение выбросов шума практически отсутствовало.

Приборы, предназначенные для измерения действующего значения напряжения шума, имеет смысл делать с квадратичной характеристикой, чтобы их показания были пропорциональны мощности.

Эти особенности, а также тот факт, что измерение шумов необходимо производить в очень широком диапазоне частот, практически от постоянного тока (нулевой частоты) и инфранизких частот до частот, измеряемых десятками тысяч мегагерц, является причиной того, что имеют место существенные различия в измерительной аппаратуре и способах измерения шумов на различных диапазонах частот.

Дальше указываются основные особенности некоторых методов измерения параметров и характеристик шума, а также шумящих четырехполюсников, описываются принципы действия приборов, применяемых для этих целей¹. В конце настоящей книги приведены таблицы характеристик некоторых серийно выпускаемых измерительных приборов, рекомендуемых для измерения шумов (см. приложение 2). В заключение параграфа скажем несколько слов об измерении выходного сопротивления генераторов шума. Эти измерения производят стандартными методами [Л. 48]. Лучше всего это делать с помощью измерителей полных проводимостей или сопротивлений, например типов Е10-2, Е10-4, Р2-26, Р2-27, РЗ-8 и др., которые подбирают соответственно частотному диапазону спектра мощности шума, перекрываемому генератором. Обычно прибор аттестуется либо по выходному сопротивлению с указанием шунтирующей емкости, либо по коэффициенту стоячей (бегущей) волны, измеренными на отдельных частотах диапазона раздельно во включенном и выключенном состояниях генератора шума.

4.2. ИЗМЕРЕНИЕ РАЗМАХА И СРЕДНЕГО ЗНАЧЕНИЯ ШУМА

Размах колебаний шума на выходе генератора является своего рода параметром. Его можно измерить на осциллографе, определив наибольшее значение, которое

¹ Более детальные сведения и о методах и о приборах читатель может найти в подробной книге [Л. 33] и в обширной библиографии, приводимой в ней.

может принять шумовая функция без видимого ограничения всплесков. Легче всего это сделать на трубке с большим послесвечением, например как в осциллографе типа С1-19. В случае нормального шума под размахом следует понимать сумму наибольших неограниченных значений вверх (в положительную сторону) и вниз от осевой линии или середины изображения. При измерении развертку надо отключить, откалибровать чувствительность осциллографа по вертикальной оси (при этом следует убедиться, что сам осциллограф не вносит амплитудных искажений в измеряемый шум) и с помощью масштабной сетки или линейки измерить длину «дорожки» шума по вертикали (см. рис. 4-12 и 4-13). Если чувствительность по каналу вертикального отклонения равна a [в/мм], а расстояние между крайними точками «дорожки» равно b [мм], то размах колебаний шума (без видимого ограничения) равен $U_p = ab$ [вольт].

Если известен размах колебаний шума, но при этом не указано, как часто подобные колебания появляются, какой они продолжительности или к какому типу шумов относятся, то такой параметр почти бесполезен из-за его неопределенности. Чтобы ему придать однозначность, обычно указывается размах по отношению к действующему значению шума.

Например, если в паспорте генератора шума указано, что размах шума на выходе равен $2U_d$, то из этого однозначно следует заключение об ограничении шумовых всплесков на указанном уровне.

Информация о размахе шума бывает важна при испытании, к примеру, усилителя случайным сигналом. Она должна быть использована для того, чтобы избежать перегрузки испытываемого устройства.

Когда размах шума в паспорте прибора не указан, то этим молчаливо гарантируется отсутствие ограничений на уровне $(3-4) U_d$.

Среднее значение шума можно измерять приборами аналогового или дискретного действия (цифровыми). Примерами приборов аналогового типа служат вольтметры и амперметры магнитоэлектрической системы, однозвенные и многозвенные RC -фильтры с индикатором постоянного тока на выходе. Примером вторых является цифровой вольтметр.

Способ обработки реализации шума для получения среднего значения или алгоритм указывается среднеин-

тегральной оценкой этого параметра:

$$\tilde{M}[U(t)] = \tilde{U} = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt. \quad (4-4)$$

Эта оценка является несмещенной и состоятельной¹.

В качестве усредняющих устройств используют фильтры нижних частот (чаще всего интегрирующие RC -цепочки), интегрирующие усилители постоянного тока, охваченные сильной отрицательной обратной связью (интеграторы), измерительные приборы магнитоэлектрической системы и др.

Методическая (случайная) погрешность измерения среднего значения определяется либо ожидаемой дисперсией $D[\tilde{U}]$ (квадратом средней квадратичной погрешности σ_m^2)

$$D[\tilde{U}] = \sigma_m^2 = (\tilde{U})^2 - (\bar{U})^2 = \frac{2}{T} \int_0^T \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) K(\tau) d\tau \quad (4-5)$$

(здесь $K(\tau)$ — функция корреляции измеряемого шума), либо ожидаемым квадратом относительной средней квадратичной погрешности

$$\delta_m^2 = D[\tilde{U}]/\bar{U}^2. \quad (4-6)$$

В качестве примера вычислим средние квадратичные погрешности измерения среднего значения для шума, имеющего экспоненциальную функцию корреляции, а также для «белого» шума с ограниченной полосой частот.

Подставим в выражение (4-5) экспоненциальную функцию корреляции (1-21) и после простых преобразований получим:

$$\sigma_m^2 = \frac{2U_{\text{д}}^2}{\alpha T} \left[1 - \frac{1}{\alpha T} (1 - e^{-\alpha T}) \right]. \quad (4-7)$$

Чтобы средняя квадратичная погрешность измерения среднего значения была значительно меньше, чем дейст-

¹ См., например, [Л. 31, 41].

вующее значение измеряемого шума, необходимо, как это следует из соотношения (4-7), располагать данными о шуме за такое время T , при котором $\alpha T \gg 1$. В этом случае имеем:

$$\sigma_m \approx \sqrt{2U_d^2 / \alpha T}. \quad (4-8)$$

В общем случае требуется $T \gg \tau_K$ (τ_K — время корреляции, см. уравнение (1-22)). Из соотношения (4-5) полу-

чаем $\sigma_m^2 \approx 2 \int_0^T K(\tau) d\tau / T$, а так как $K(\tau) \approx U_d^2 \tau_K$, то

$$\sigma_m \approx U_d \sqrt{2\tau_K / T}. \quad (4-9)$$

Функция корреляции $K(\tau)$ связана со спектральной плотностью мощности $S(\omega)$ обратным преобразованием Фурье. Выразим среднеквадратичную погрешность σ_m через спектральную плотность мощности. Для этого найдем последнюю на нулевой частоте:

$$\begin{aligned} S(0) = S_0 &= \frac{2}{\pi} \int_0^\infty K(\tau) d\tau \approx \\ &\approx \frac{2}{\pi} \int_0^T K(\tau) d\tau. \end{aligned} \quad (4-10)$$

Сравнивая выражения (4-10) и (4-5), находим:

$$\delta_m \approx \frac{1}{\sqrt{U}} \sqrt{\pi S_0 / T}. \quad (4-11)$$

Для «белого» шума в ограниченной полосе частот ($0 \div \Pi$) со средним значением, не равным нулю, дисперсия среднего значения

$$\begin{aligned} D[\tilde{U}] &= \frac{2U_d^2}{T} \int_0^\infty \left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \times \\ &\times \frac{\sin 2\pi\Pi\tau}{2\pi\Pi\tau} d\tau \approx U_d^2 / 2\Pi T. \end{aligned}$$

Приближение получено при условии $T \geq 10\tau_k$, а $\tau_k = 1/2\Pi$.
Относительная средняя квадратичная погрешность

$$\delta_m = \sqrt{\frac{D[\tilde{U}]}{\tilde{U}^2}} = \frac{1}{\sqrt{2\Pi T}} \frac{U_\pi}{\tilde{U}}. \quad (4-12)$$

Наименьшую длительность реализации $u(t)$, обеспечивающую измерение среднего значения с погрешностью δ_m при полосе шума Π , находят из выражения (4-12):

$$T \geq \frac{1}{\delta_m^2 2\Pi} \left(\frac{U_\pi}{\tilde{U}} \right)^2.$$

Рассмотрим дискретный метод измерения среднего значения шума. В этом случае оно определяется дискретно, по отдельным мгновенным или выборочным значениям $u(kT_0)$ реализации $u(t)$.

С точки зрения удобства получения выборок квантование реализации шума $u(t)$ производят через равные промежутки времени T_0 , называемые интервалом квантования или выбора. За время измерения T получается $m = T/T_0$ выборочных значений, которые в совокупности образуют выборку объемом m .

Оценка среднего значения или статистическое среднее является средним арифметическим равноотстоящих значений:

$$\tilde{U} = \frac{1}{m} \sum_{k=1}^m u(kT_0). \quad (4-13)$$

Способ обработки в соответствии с (4-13) заключается в аналог-цифровом преобразовании реализации шума $u(t)$, в последующем суммировании полученных значений и умножении на постоянный коэффициент $(1/m)$.

Эти операции свойственны и цифровым измерительным приборам [Л. 51], с той лишь разницей, что у них индикация результата выбора производится по каждому выборочному значению или небольшому числу последних. Для индикации среднего значения согласно (4-13) необходимо усреднение по m выборочным значениям. Очевидно, в обычном цифровом приборе с этой целью должна быть изменена программа работы узла управления. Он должен «закрывать» счет после приема m -го значения.

4-3. ИЗМЕРЕНИЕ МОЩНОСТИ И ДЕЙСТВУЮЩЕГО ЗНАЧЕНИЯ ШУМА

При измерении шумов различают мощность постоянной или средней составляющей \tilde{P}_0 , мощность переменных составляющих \tilde{P} и полную мощность \tilde{P}_Σ , которая равна сумме \tilde{P}_0 и \tilde{P} . Измерив постоянную составляющую тока или напряжения шума, как указано в § 4-2, легко рассчитать \tilde{P}_0 . Если путь постоянной составляющей шума преградить, например, включением последовательно в цепь измерения конденсатора постоянной емкости, то на выход цепи пройдут только переменные составляющие реализации шума $u(t)$. Очевидно, мощность \tilde{P} в этом случае будет равна:

$$\tilde{P} = \frac{g}{T} \int_0^T u^2(t) dt, \quad (4-14)$$

где g — проводимость цепи, на которой образуется падение напряжения шума $u(t)$.

В связи с тем, что время измерения конечно, как и при измерении постоянной составляющей, то в результате измерения получают усредненную мощность для данной реализации шума или ее оценку. Это — случайная величина, флуктуирующая относительно мощности шумовой функции P , которая является постоянным числом. Естественно и в этом случае определить случайную методическую погрешность измерения мощности шума σ_P , вызванной недостаточным временем измерения T , и найти условия, при которых она будет наименьшей.

Мощность шума можно измерять с помощью аналоговых и цифровых приборов. В последнем случае операцию интегрирования заменяют операцией суммирования квадратов ординат шумового колебания, обычно получаемых через равноотстоящие друг от друга промежутки времени T_0 (за время T получают выборку объемом $m = T/T_0$). Таким образом получаем, что

$$\tilde{P} = \left[\frac{1}{m} \sum_{i=1}^m u^2(iT_0) \right] g. \quad (4-15)$$

Из соотношений (4-13) и (4-15) видно то основное, что отличает прибор для измерения \tilde{P} от устройства из-

меряющего среднее значение; это — операция возведения в квадрат мгновенных значений шума. Устройство, предназначенное для квадратичного преобразования входной величины, называется квадратичным детектором или преобразователем действующего значения. Действительно, связь между входным $u(t)$ и выходным $i(t)$ сигналами выражается соотношением

$$i(t) = \beta u^2(t). \quad (4-16)$$

В частности, для нас важно найти связь между постоянной составляющей тока на выходе безынерционного

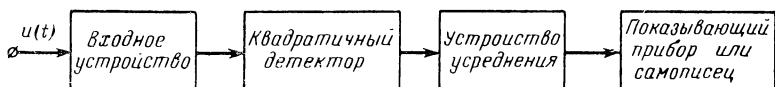


Рис. 4-1. Функциональная схема аналогового измерителя квадрата действующего значения напряжения шума.

преобразователя i_0 и действующим значением шума на его входе U_d . Пользуясь правилами преобразования законов распределения вероятностей (§ 3-9) и полагая, что $u(t)$ подчиняется нормальному закону, можно получить [Л. 26] для постоянной составляющей на выходе

$$i_0 = \beta U_d^2, \quad (4-17)$$

где U_d — действующее значение нормального шума на входе преобразователя. Отсюда становится понятным, почему эти преобразователи называются преобразователями действующего значения. Функциональная схема аналогового измерителя действующего значения (мощности) шума изображена на рис. 4-1.

Входное устройство может содержать делитель напряжения или ослабитель мощности и усилитель с выходом на квадратичный детектор. В качестве квадратичного детектора могут быть использованы полупроводниковые или ламповые диоды, работающие в области малых напряжений, лампы — в режиме анодного детектирования, термопреобразователи (термопары) и др. В качестве усредняющего устройства чаще всего применяется RC -фильтр в совокупности со стрелочным прибором магнитоэлектрической системы.

Блок-схема цифрового прибора представлена на рис. 4-2.

Здесь аналоговое напряжение квадрата реализации шума после безынерционного квадратичного детектора квантуется по времени посредством аналого-цифрового преобразователя, на выходе которого получаются последовательности импульсов, пропорциональные выборочному значению квадрата ординаты шумового колебания. Время усреднения задается специальным устройством,

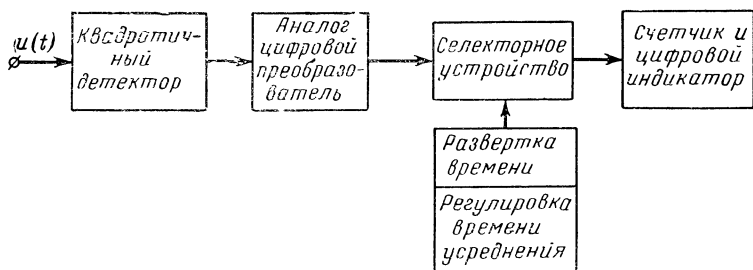


Рис. 4-2. Функциональная схема цифрового измерителя квадрата действующего значения напряжения шума.

воздействующим на селекторное устройство, которое пропускает на счетчик точно m последовательностей импульсов (число m , которое пропорционально времени усреднения, обычно делают переменным для возможности выбора оптимального значения).

Методическую погрешность определяют как среднеквадратичное отклонение σ_P от истинной величины мощности шума P . Поскольку P всегда неизвестна, то в качестве приближенного значения берут \tilde{P} . Когда время измерения взято достаточно большим, то, согласно работе [Л. 31], имеем:

$$\sigma_P = 2 \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{\infty} K^2(\tau) d\tau}, \quad (4-18)$$

где $K(\tau)$ — функция корреляции измеряемого шума.

Например, для экспоненциальной функции корреляции, определяемой соотношением (1-21), имеем:

$$\sigma_P = \tilde{P} \sqrt{2/\alpha T}. \quad (4-19)$$

На практике часто бывает важно не абсолютное значение σ_p , а отношение

$$\delta_p = \sigma_p / \tilde{P} = \sqrt{2/\alpha T}. \quad (4-20)$$

Например, если задана $\delta_p = 0,05$, то время измерения определится из соотношения $T \geq 800/\alpha$.

При замене интегрирования суммированием было показано [Л. 31], что погрешность измерения мощности шума возрастает не больше, чем на 10%, если выполняется соотношение $\alpha T/m \leq 0,8$. Отсюда находим

$$m_{\min} \geq \alpha T / 0,8 = 1,25 \alpha T; \quad (4-21)$$

при $\alpha T = 800$ $m_{\min} = \frac{800}{0,8} = 10^3$.

В случае экспоненциальной функции корреляции, получающейся на выходе RC-сглаживающего фильтра, при действии на его входе белого шума связь между показателем экспоненты α и полосой пропускания Π выражается равенством $\alpha = 4 \Pi$. Из соотношений (4-19) и (4-20) получаем:

$$\sigma_p \approx \tilde{P} \sqrt{2/\alpha T} = \tilde{P} \sqrt{1/2\Pi T}, \quad (4-22)$$

$$\delta_p \approx 1/\sqrt{2\Pi T}. \quad (4-23)$$

Пример. Найдём время измерения T , если $\delta_p = 0,05$, а Π фильтра составляет 0,5 гц:

$$T \geq \frac{1}{\delta_p^2 2\Pi} = \frac{1}{(0,05)^2 \cdot 2 \cdot 0,5} = 400 \text{ сек.}$$

Определим достоверность измерения мощности. Есть все основания полагать, что оценки \tilde{P} при достаточно большом времени измерения подчиняются нормальному закону распределения. В этом случае, согласно соотношению (1-41), оценки \tilde{P} остаются в пределах интервала $P \pm \varepsilon$ в среднем в 95% случаев, если выполняется равенство

$$\varepsilon = 2\sigma_p. \quad (4-24)$$

Задавая абсолютную погрешность измерения ε , находим время измерения, обеспечивающее ее получение.

Не очень малые мощности шума можно также измерять различными ваттметрами, показания которых пропорциональны произведению токов, протекающих через подвижную и неподвижную катушки. Недостатки ваттметров — это ограниченный диапазон рабочих частот (несколько килогерц) и небольшая чувствительность.

Более часто, чем мощность, приходится измерять *действующее значение шума*, которое равно:

$$\tilde{U}_d = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u^2(t) dt} . \quad (4-25)$$

Очевидно, что приборы, описанные раньше (рис. 4-1 и 4-2), могут служить измерителями действующего значения, если ввести в них операцию извлечения корня. Это обычно делается при градуировке шкалы показывающего прибора или при выборе масштаба аналог-цифрового преобразователя и т. д.

Распространенность измерения действующих значений объясняется многими причинами. В линейных цепях мощность, выделяющаяся на сопротивлении, непосредственно связана с действующим значением протекающего тока. На практике, когда называют напряжение в вольтах или ток в амперах, то имеют в виду действующие значения. В основном все электроизмерительные приборы (в том числе и ламповые вольтметры) градуируются только в действующих значениях измеряемого тока или напряжения, хотя сами по себе они могут измерять амплитудное или среднее значения. Для калибровки приборов всегда пользуются синусоидальным напряжением с очень небольшим содержанием высших гармонических (не больше 0,5—1%). Это очень удобно практически, так как генераторы синусоидальных колебаний широко распространены. С другой стороны, это означает, что показание измерительного прибора будет неправильным, если использовать его для измерения несинусоидальных колебаний и шумов. Единственная группа приборов, которая не дает дополнительной погрешности, — это приборы, измеряющие действующие значения.

Приборами, прямо измеряющими действующие значения, являются:

а) термоэлектрические приборы, в которых термопреобразователи работают в соединении с приборами магнитоэлектрической системы;

б) электромагнитные и электродинамические приборы;

в) вольтметры электростатической системы;

г) ламповые квадратичные вольтметры.

В термоэлектрических приборах термопреобразователями служат вакуумные бесконтактные или контактные термопреобразователи. На высоких частотах могут употребляться также термисторы и болометры.

В термопреобразователе развивается э. д. с., величина которой зависит от температуры нити подогревателя и пропорциональна превышению температуры спая над окружающей температурой. Температура же нити подогревателя устанавливается пропорционально количеству тепла, выделяющемуся в подогревателе, за счет протекающего по нему измеряемого тока, т. е.

$$Q = \frac{0,24}{T} \int_0^T i^2 R dt,$$

где Q — количество тепла, выделяемого электрическим током;

i — мгновенное значение тока;

R — сопротивление нити подогревателя;

T — время измерения.

Электродвижущая сила термопары соответственно равна:

$$e(t) = k_1 t = k_2 Q;$$

здесь t — температура нити подогрева.

Мгновенный вращающий момент магнитоэлектрического милливольтметра, измеряющего термо-э. д. с.,

$$m_{вп} = k_3 e(t) = k_4 i^2,$$

а среднее значение вращающего момента по отношению к измеряемому току шумов равно:

$$M_{вп} = \frac{k_4}{T} \int_0^T i^2 dt = k_4 I_{\text{ш}}^2, \quad (4-26)$$

где $I_{\text{ш}}$ — действующее значение тока шума.

Таким образом, среднее показание прибора пропорционально квадрату действующего значения шумового тока независимо от распределения мгновенных значений измеряемого шума.

Это является весьма ценным качеством термоэлектрических приборов, обеспечивающих им универсальное применение для измерения действующего значения любого шума. В силу большой инерции термопреобразователя приборы этой системы применяются также и для измерения низкочастотных шумов.

Термоэлектрические приборы градуируются в действующих значениях синусоидального тока, но их показания остаются в силе и для шумового тока.

Шкала прибора, если только допустить, что сопротивление подогревателя не изменяется от величины измеряемого тока, будет чисто квадратичной. Если нить подогревателя имеет положительный температурный коэффициент, то с увеличением тока ее сопротивление будет возрастать, что вызовет расширение делений шкалы к ее концу.

Термоэлектрические приборы не выносят перегрузок. Даже кратковременная перегрузка нити подогревателя токовым всплеском шума на 20—30 % выше наибольшего рабочего тока приводит к выходу термопреобразователя из строя. Поэтому обращаться с этими приборами надо осторожно.

Точность термоэлектрических приборов может быть высокой, так как они могут работать по нулевому методу замещения измеряемой термо-э. д. с. эталонным напряжением постоянного тока, которое измеряется показывающим прибором или регистрирующим устройством. Блок-схема такого термовольметра показана на рис. 4-3. Термопреобразователи T_1 и T_2 подбирают совпадающими по характеристикам.

Усиленный шум поступает на подогреватель термопреобразователя T_1 , а уравнивающее напряжение постоянного тока поступает с выхода усилителя постоянного тока через цепь обратной связи на подогреватель термопреобразователя T_2 . Усилитель постоянного тока имеет большой коэффициент усиления, поэтому уравнивание в системе наступает (термопреобразователи одинаковы), когда показание прибора на выходе ИП будет равно действующему значению измеряемого шума.

Заметим, что постоянная времени в этом приборе не ограничивается постоянной времени термопреобразователя. Прибор надежно работает в диапазоне до нескольких мегагерц.

Приборы электромагнитной и электродинамической систем можно применять для измерения низкочастотных шумов: показания их в широких пределах не зависят от формы кривой измеряемого колебания. Недостатком является большое потребление, т. е. малая чувствительность и узкая область рабочих частот (не выше 2,5 кГц).

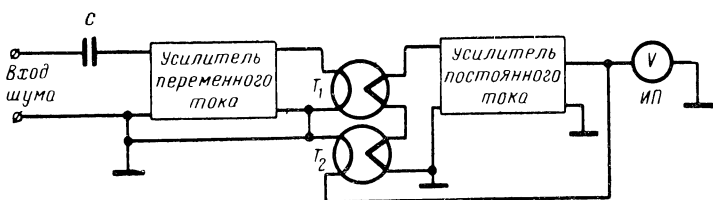


Рис. 4-3. Блок-схема компенсационного (нулевого) термовольметра.

В электростатических приборах вращающий момент возникает за счет взаимодействия между неподвижной обкладкой конденсатора и подвижной обкладкой его, на которую подается измеряемое напряжение.

Мгновенное значение вращающего момента равно:

$$m_{в.р.} = \frac{1}{2} u^2(t) \frac{dC}{d\alpha},$$

где $u(t)$ — мгновенное значение напряжения, приложенного к обкладкам конденсатора;

C — емкость конденсатора в зависимости от угла α поворота подвижной обкладки.

Если допустить, что $dc/d\alpha$ равно постоянной величине, то

$$M_{в.р.} = \frac{k}{T} \int_0^T u^2(t) dt = kU_d^2. \quad (4-27)$$

Следовательно, электростатический вольтметр измеряет действующее значение напряжения шума независимо от его формы.

Так как электростатический вольтметр обладает весьма малой входной емкостью, то его можно применять

в широкой области частот (до 60 Мгц). Входное сопротивление его на низких и видеочастотах очень велико, так что он практически никакой мощности из измеряемой цепи не потребляет.

К недостаткам электростатических вольтметров надо отнести малую чувствительность. Поэтому их можно применять для измерения только достаточно больших шумов, с действующим значением больше 5 в.

Ламповые квадратичные вольтметры ВЗ-19, ВЗ-5 и другие выпускаются серийно и предназначаются для измерения действующих значений напряжения в диапазоне от 0,3 мв до 300 в и более. Верхняя рабочая частота у этого типа приборов обычно не более 10 Мгц.

Основные преимущества лампового квадратичного вольтметра перед другими приборами подобной же системы заключается в том, что градуировка его, произведенная на синусоидальном напряжении, сохраняется при измерении переменных напряжений любой другой формы, в том числе и шума. Он обладает также высокой чувствительностью и большим входным сопротивлением.

Схемы возведения в квадрат. Чтобы измеряемое напряжение шума $u(t)$ возвести в квадрат, необходимо его подать на элемент, обладающий квадратичной зависимостью между током i и напряжением u :

$$i = ku^2.$$

Подобными элементами, например, являются кремниевые детекторы при малых токах, триоды в режиме детектирования слабых сигналов, многосеточные лампы (6А7, 6А2П, 6И1П и др.), работающие в режиме перемножения двух напряжений.

Основное требование, которому должна удовлетворять схема возведения в квадрат (квадратичный детектор), построенная с применением перечисленных или других элементов, состоит в том, чтобы участок квадратичности ее был возможно больше или, во всяком случае, не меньше, чем четыре действующих значения измеряемого напряжения шума. Например, при измерении напряжения нормального шума квадратичным детектором с прибором, верхний предел измерения которого равен 2 в, детектор должен быть квадратичным до 8 в.

Величина квадратичности характеристики детектора при заданном верхнем пределе измерения определяется

коэффициентом запаса по квадратичности:

$$K_{\text{кв}} = U_p / U_{\text{и.п.}}$$

где U_p — размах или ширина квадратичного участка характеристики в вольтах при заданной величине отклонения от квадратичности. Отклонение от квадратичности должно быть возможно меньше (не более 5—10%), так как оно сильно влияет на величину основной погрешности прибора. $U_{\text{и.п.}}$ — верхний предел измерения, в.

Величина коэффициента запаса по квадратичности характеризует способность прибора измерять напряжения с различными коэффициентами формы кривой. В хороших квадратичных вольтметрах коэффициент запаса по квадратичности достигает пяти. Для получения большего значения $K_{\text{кв}}$ можно применять калиброванный внешний делитель напряжения. При применении внешнего делителя, обеспечивающего деление в 2 раза, $K_{\text{кв}}$ возрастает также в 2 раза (можно измерять шумы с большими выбросами).

Схемы квадратичных детекторов, использующих криволинейность анодно-сеточных характеристик триодов, имеют недостатки, которые трудно устранить: например, смена ламп ведет к изменению градуировки шкалы прибора, наблюдается недостаточная стабильность нуля, требуется специально подбирать лампы и др. Это заставило отказаться от применения подобных схем в современных квадратичных вольтметрах.

Квадратичные детекторы на многосеточных лампах получаются в результате двойного управления анодным током. Измеряемые напряжения шума одновременно подаются на обе управляющие сетки лампы (рис. 4-4), при этом если вычислить величину приращения анодного тока лампы, то оказывается, что она пропорциональна действующему значению шума. Для расширения размаха квадратичности характеристики применяют отрицательную обратную связь в катод (за счет незашунтированного катодного резистора). Применение отрицательной обратной связи также повышает стабильность работы детектора.

Вторая лампа в балансной схеме квадратичного вольтметра (рис. 4-4) служит для компенсации начального тока через прибор; этим также достигается уменьшение дрейфа нуля при изменении питающих напряжений.

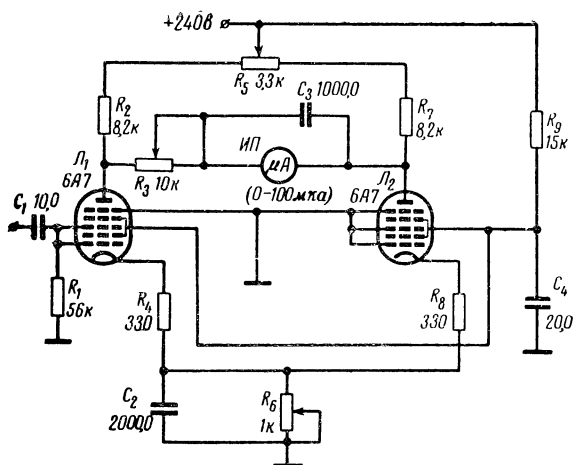


Рис. 4.4. Схема квадратичного вольтметра на многосеточных лампах.

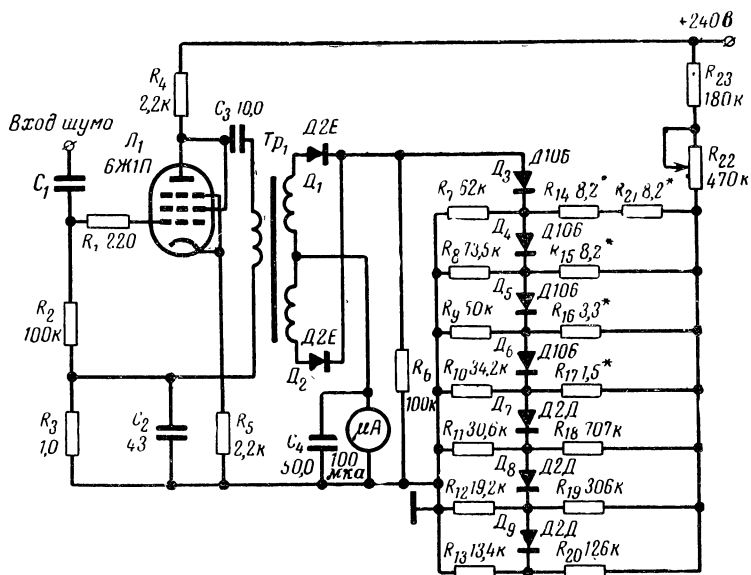


Рис. 4.5. Схема квадратичного вольтметра с детектором на полупроводниковых диодах.

Более современной является схема квадратичного детектора на полупроводниковых элементах (рис. 4-5). В ней необходимая квадратичная парабола получается путем аппроксимации ее рядом линейных отрезков. Степень приближения к квадратичной параболе тем выше, чем больше использовано линейных отрезков. Каждый линейный отрезок, соответствующий участку аппроксимируемой параболы, образуется соединением резистора

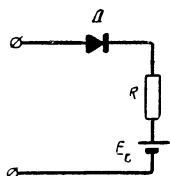


Рис. 4-6. Схема получения аппроксимирующего линейного отрезка.

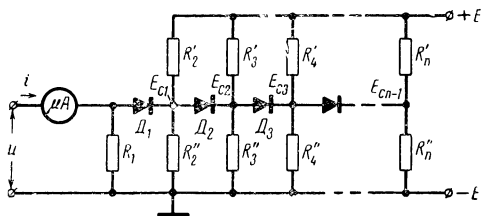


Рис. 4-7. Схема цепи, аппроксимирующей параболическую кривую.

R , диода D и источника отрицательного смещения E_c (рис. 4-6). Ток в цепи из перечисленных элементов будет отсутствовать, пока напряжение смещения на диоде превышает величину приложенного напряжения. Когда приложенное напряжение превысит напряжение смещения диода, то через диод и резистор пойдет ток. Величина тока определяется величиной измеряемого напряжения и величиной резистора. (Это верно в предположении, что прямое сопротивление диода равно нулю, а обратное — бесконечности.)

Цепочка из таких элементов, изображенная на рис. 4-7, в сопротивлении нагрузки под воздействием напряжения u образует ток

$$i = g_1 u + g_2 (u - E_{c1}) + \dots + g_k (u - E_{c_{k-1}}) + \dots + g_n (u - E_{c_n}),$$

где g_k — проводимость участков аппроксимации; при этом

$$g_k = 0 \text{ при } u \leq E_{c_{k-1}},$$

$$g_k = \frac{R'_k + R''_k}{R'_k R''_k} \text{ при } u > E_{c_{k-1}}, k = 2, 3, \dots$$

Расчет оптимального, с точки зрения получения минимальной ошибки аппроксимации, числа линейных отрезков и соответствующих точкам излома напряжений E_{c1} , E_{c2} , E_{c3} и т. д. можно найти в [Л. 16]. Нетрудно обеспечить отклонение от квадратичности, т. е. погрешность аппроксимации, порядка 1%.

Чтобы использовать обе полуволны измеряемого колебания (рис. 4-5), во вторичной обмотке трансформатора включается двухполупериодный выпрямитель на полупроводниковых диодах. При работе квадратичного вольтметра в условиях повышенной температуры надо применять кремниевые диоды и вводить термокомпенсацию на терморезисторах.

Квадратичный детектор на диодах легко поддается изготовлению в виде монолитной интегральной схемы [Л. 80].

Лучшую квадратичную аппроксимацию и стабильность работы можно обеспечить, применяя стабилитроны вместо диодов [Л. 16].

Хорошую аппроксимацию квадратичной параболы можно получить также с помощью нелинейных полупроводниковых резисторов — варисторов (на основе карбида кремния). Как известно, напряжение и ток в варисторе связаны соотношением

$$V = CI^\beta$$

(здесь C — постоянное число, показатель степени $\beta > 2$). Чтобы получить квадратичную зависимость между током и напряжением, варистор и резистор соединяют последовательно. Указывается [Л. 58], что можно получить отклонение от квадратичности порядка 1% на участке до 25 в. В этой схеме требуется температурная компенсация, например термистором, так как показатель степени β зависит от температуры. Пределы работы по частоте квадратичного детектора с варистором — от постоянного тока до нескольких сотен герц.

Зависимость действующего значения напряжения шума от полосы пропускания Π вольтметра при равномерной спектральной плотности напряжения S_0 следует из соотношения (1-26)

$$U_{\text{ш}} = \sqrt{S_0 \Pi}.$$

Следовательно, для правильного измерения действующего значения напряжения частотный диапазон

вольтметра должен быть больше или равен полосе спектра мощности шума, в противном случае показания вольтметра будут заниженными. Например, когда измеряется квадратичным вольтметром с частотным диапазоном Π_V широкополосный шум с полосой спектра мощности $\Pi_{\text{ш}}$ ($\Pi_{\text{ш}} > \Pi_V$), то в его показания необходимо внести поправку, зависящую от отношения $\Pi_{\text{ш}}/\Pi_V$. Если $\Pi_V = 1 \text{ МГц}$, а показание вольтметра V_1 , то при $\Pi_{\text{ш}} = 49 \text{ МГц}$ действительное значение напряжения

$$V_2 = V_1 \sqrt{\Pi_{\text{ш}}/\Pi_V} = V_1 \sqrt{49} = 7V_1.$$

Действующее значение напряжения шума можно измерять и другими системами вольтметров, например, детекторными и амплитудными, но при этом в измерения должны быть внесены поправки.

Часто при измерении периодических и шумовых напряжений пользуются абсолютным средним значением, которое определяется соотношением

$$U_{\text{ср}} = \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)| dt, \quad (4-28)$$

здесь T — время усреднения, $u(t)$ — измеряемое напряжение. В отличие от соотношения (4-4) способ обработки дополнен операцией получения абсолютных мгновенных значений шумовой реализации. Эта операция выполняется обычно одно- (рис. 4-8) или двухполупериодным выпрямителем. Действительно, шум, пропущенный через идеальный линейный выпрямитель с характеристикой $i = su$ для $u(t) \geq 0$; $i = 0$ для всех других значений $u(t)$, будет однополярным, а среднее значение тока для нормального шума равно:

$$i_0 = \frac{sU_{\pi}}{\sqrt{2\pi}}.$$

Это соотношение показывает возможность градуировки шкалы прибора магнитоэлектрической системы в действующих значениях измеряемого напряжения шума. В качестве усредняющего устройства, как правило, используется RC-фильтр и магнитоэлектрический указатель.

При измерении малых напряжений перед линейным детектором бывает необходим усилитель. Приборы с измерением абсолютного среднего значения напряжения широко распространены. Они выделены в особую группу и называются приборами детекторной системы. Обычно

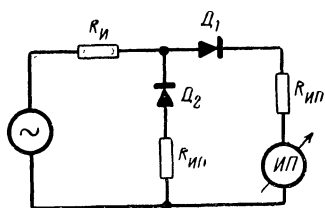


Рис. 4-8. Схема прибора детекторной системы.

при аттестации их градуируют от источника синусоидального напряжения (при этом содержание высших гармонических ограничивается несколькими единицами или долями процента).

Среднее абсолютное значение синусоидального напряжения

$$e(t) = \sqrt{2} E \sin \omega t$$

(здесь E — действующее значение) равно:

$$E_{ср} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \int_0^{\pi} E \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} E. \quad (4-29)$$

То же значение для нормального шума найдем как

$$U_{ср} = 2 \int_0^{\infty} |u| f(|u|) du = \sqrt{\frac{2}{\pi}} U_{д}. \quad (4-30)$$

Различие в абсолютном среднем значении шумового и синусоидального колебаний приводит к систематической погрешности показаний приборов детекторной системы, которую можно легко найти, если воспользоваться коэффициентом формы F_{ϕ} .

Коэффициент формы F_{ϕ} , как хорошо известно, является отношением действующего значения измеряемого напряжения к его абсолютному среднему значению $U_{ср}$, т. е.

$$F_{\phi} = U_{д}/U_{ср}. \quad (4-31)$$

Для синусоидального колебания

$$\begin{aligned} F_{\phi.c} &= U_{д.c}/U_{ср} = U_{д.c} / \left(\frac{2\sqrt{2}U_{д.c}}{\pi} \right) = \\ &= \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \approx 1,11. \end{aligned}$$

Для шумового колебания с нормальным законом распределения мгновенных значений

$$E_{\text{ф.н.ш}} = U_{\text{д}} / \sqrt{\frac{2}{\pi}} U_{\text{д}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \approx 1,125.$$

Если прибор детекторной системы градуирован при коэффициенте формы, равном 1,11, соответствующем идеальной синусоиде, то

$$U_{\text{д.с}} = 1,11 U_{\text{ср}} = F_{\text{ф.с}} U_{\text{ср}}. \quad (4-32)$$

Поскольку прибор измеряет абсолютные средние значения, то показания прибора могут остаться неизменными, хотя действующее значение может быть другим:

$$U_{\text{д}} = F_{\text{ф}} U_{\text{ср}}, \quad (4-33)$$

где $U_{\text{д}}$ — действующее значение измеряемого колебания.

Так как прибор градуирован по синусоидальному напряжению, то, подставляя $U_{\text{ср}}$ из (4-32) в (4-33), получим:

$$U_{\text{д}} = U_{\text{д.с}} \frac{F_{\text{ф}}}{F_{\text{ф.с}}}; \quad (4-34)$$

здесь $U_{\text{д.с}}$ — показание измерительного прибора.

Пример. Детекторным вольтметром измеряется нормальный шум, причем показание оказалось равным $U_{\text{д.с}}$. По формуле находим действительное значение напряжения шума:

$$U_{\text{д}} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} U_{\text{д.с}} \approx 1,13 U_{\text{д.с}}, \quad (4-35)$$

т. е. вольтметр детекторной системы занижает действительное действующее значение напряжения нормального шума на 13% или на 1,05 дб.

Другая составляющая систематической погрешности часто возникает вследствие ограничения всплесков шума. Причиной этого явления, например, может быть недостаточный динамический диапазон усилителя. Ограничение шумов можно уменьшить, если перейти на более грубый предел измерения, т. е. использовать не всю, а только часть шкалы вольтметра.

Чтобы оценить влияние ограничения шума на показания вольтметра, необходимо знать вероятность появ-

ления всплесков, которые превышают действующее значение. На графиках рис. 4-9 изображены эти вероятности для нормального и релеевского шума. Например, усилитель может пропускать без ограничения шум, всплески которого лежат ниже $3U_d$. Находим по кривой

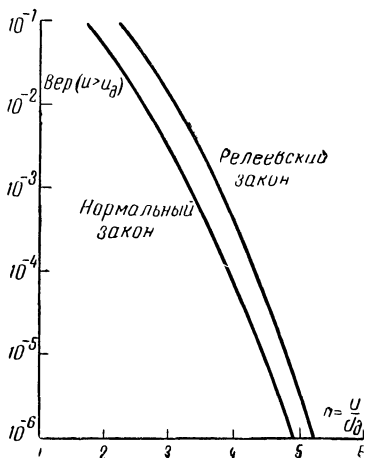


Рис. 4-9. Номограммы для расчета вероятности превышения мгновенным значением шума его действующего значения.

нормального закона при $n = U/U_d = 3$, что вероятность примерно равна $5 \cdot 10^{-3}$, иначе говоря, в течение 0,5% от времени измерения T на вольтметр поступают ограниченные колебания шума. Так как обычно погрешность приборов детекторной системы не меньше 1%, то ограничение на уровне $3U_d$ почти не ухудшит точность измерений.

Заметим, что квадратичный вольтметр более чувствителен к ограниченному шуму, чем вольтметр детекторной системы. В самом деле, вклад больших всплесков шума, возведенных в квадрат при их обработке, в результате усреднения более заметен, чем их же вклад, но в первой степени. Влияние ограничения по этой причине примерно на 10% меньше у приборов детекторной системы, чем у квадратичных. Подробные графики для расчета погрешностей, обусловленных ограничением нормального и релеевского шума для двух типов указанных вольтметров, можно найти, например, в работе [Л. 36] и др.

Амплитудные или пиковые вольтметры могут использоваться лишь при относительных измерениях шума, однако при измерении малых (меньше 1 в) напряжений они показывают, как квадратичные приборы. Найти непосредственную связь между действительным значением напряжения шума и показанием амплитудного вольтметра удалось при некоторых идеализированных условиях его работы [Л. 4].

Наконец, амплитудный вольтметр можно использовать для обнаружения асимметрии шумового колебания,

которая, например, может возникнуть при одностороннем ограничении всплесков нормального шума. Для обнаружения этого явления достаточно переменить полярность подключения измерительного пробника вольтметра к выходным клеммам генератора шума.

4-4. КОНТРОЛЬ И ИЗМЕРЕНИЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТЕЙ МГНОВЕННЫХ ЗНАЧЕНИЙ ШУМА

Измерение распределения вероятностей¹ мгновенных значений шума сводится к измерению относительного времени пребывания реализации шума $u(t)$ выше заданного уровня анализа E_k (см. § 1-2 и рис. 1-2).

Приборы, предназначенные для измерения распределения вероятностей, называются *статистическими* или *амплитудными анализаторами* и могут быть аналогового и дискретного типа.

Более простыми по устройству являются аналоговые приборы, в одном из вариантов которых может быть осуществлен способ обработки, указываемый формулой (1-15).

Прежде всего необходимо устройство с регулируемым уровнем ограничения для того, чтобы иметь возможность устанавливать напряжение анализа. Этим устройством может быть любой тип ограничителя (диодный, триодный и др.), допускающий такую регулировку и обладающий достаточным динамическим диапазоном. Подобное устройство называется *амплитудным селектором*. Основное требование, которому он должен удовлетворять, состоит в том, чтобы установленный уровень анализа (амплитудной селекции) не изменялся во времени и не зависел от ухода питающих напряжений.

Часть шумового колебания, прошедшего через амплитудный селектор, представляет собой нерегулярную последовательность импульсов со случайной длительностью и амплитудой. Для удобства измерения лучше иметь импульсы постоянной амплитуды. Импульсы постоянной амплитуды можно получить, например, с помощью триггера Шмитта. Действительно, при подаче на его вход некоторого напряжения импульсного характера триггер перебрасывается из одного устойчивого состояния в дру-

¹ Имеются в виду одномерные законы распределения вероятностей.

гое, в котором и остается до тех пор, пока не прекратится действие входного сигнала. На выходе триггера Шмитта получается импульсное напряжение постоянной амплитуды и с длительностью, соответствующей продолжительности входного воздействия. Этот узел анализатора, по существу, является преобразователем или формирующим устройством. Он не должен вносить сколь-нибудь существенную погрешность в измеряемый интервал времени пребывания, поэтому время восстановления схемы должно быть малым.

Нерегулярная последовательность импульсов постоянной амплитуды поступает на измерительное устройство. Оно выполняется обычно в виде стрелочного прибора, реагирующего на постоянную составляющую напряжения. Показания такого прибора будут пропорциональны коэффициенту заполнения, т. е. величине, обратной скважности последовательности импульсов, полученных на выходе триггера Шмитта:

$$\sum_{i=0}^n (t_{i+1} - t_i)/T. \quad (4-36)$$

Следовательно, шкалу прибора можно проградуировать прямо в процентах вероятности, при этом начало шкалы, где

$$\sum_{i=0}^n (t_{i+1} - t_i)/T = 0, \quad (4-37)$$

должно соответствовать нулю вероятности, а конец ее где

$$\sum_{i=0}^n (t_{i+1} - t_i)/T = 1, \quad (4-38)$$

— полной интегральной вероятности, т. е. единице.

Таким образом, функциональная схема должна иметь вид, показанный на рис. 4-10; там же изображены диаграммы, поясняющие работу каждого элемента схемы.

Возможно большое разнообразие схем статистических анализаторов, различающихся конкретным выполнением формирующего устройства и выходного индикатора.

Одна из возможных схем подобного рода представлена на рис. 4-11. Работа схемы ясна из предыдущего описания и из пояснительных диаграмм на поле рисунка. Сделаем только краткие замечания. Формирующее

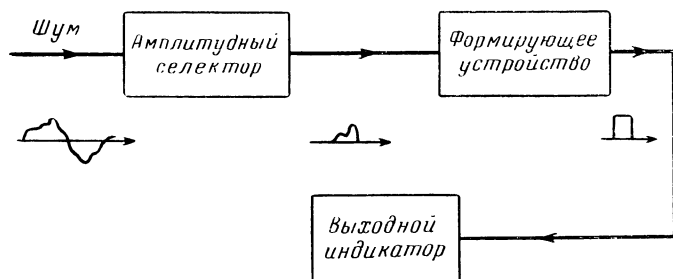


Рис. 4-10. Функциональная схема статистического анализатора с прямым измерением вероятности.

устройство, как и раньше, выполнено на триггере Шмитта в сочетании с генератором ударных колебаний. Последний необходим для того, чтобы заменить стрелоч-

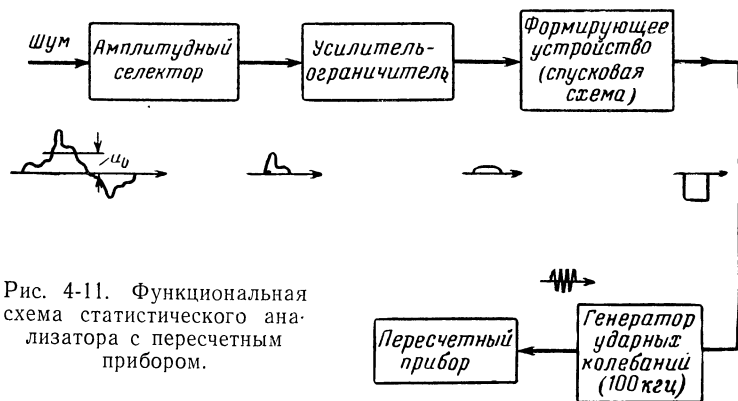


Рис. 4-11. Функциональная схема статистического анализатора с пересчетным прибором.

ный прибор пересчетным устройством, например, типа ИЗ-8 или электронным частотомером типа ЧЗ-9. Действительно, число колебаний в пачке на выходе генератора пропорционально времени превышения исследуемым шумом установленного уровня анализа, т. е.

$$t_{\text{прев}} = n_{\text{сч}} / f,$$

где $n_{сч}$ -- показание пересчетного прибора;
 f — частота ударных колебаний, $гц$.

$$\text{Вер}(u > E_K) \approx t_{ш, \text{ов}} |T = n_{сч}|fT, \quad (4-39)$$

где T — общее время счета, $сек$.

Подобный анализатор работает в диапазоне до 100 $кгц$.

Точность анализатора определяется:

1) точностью установки, поддержания и измерения уровня амплитудной селекции или уровня анализа;

2) скоростью срабатывания спускового устройства, в этом случае должны быть малыми передний и задний фронты импульса;

3) временем нарастания и спада колебаний в ударном генераторе, так как большое время нарастания и спада колебаний будет увеличивать время пребывания, что приведет к дополнительной погрешности;

4) временем счета.

Для получения хороших результатов время счета (или измерения) необходимо увеличивать по мере уменьшения номинального значения вероятности.

Прибор можно преобразовать в измеритель плотности вероятности. Для этого достаточно ввести два уровня амплитудной селекции. Однако точность измерения при этом сильно уменьшается, особенно при малой разности между двумя уровнями анализа. Объяснение этому лежит в том общеизвестном факте, что относительная погрешность при измерении разности двух величин становится тем больше, чем меньше разность между ними.

Недостатком прибора является большое время измерения. Оно связано с тем, что каждый уровень анализа устанавливается и просчитывается отдельно. Чтобы уменьшить время измерения, статистический анализатор делают многоканальным. Правда, это заметно усложняет и удорожает анализатор, но значительно сокращает время измерения, ибо отсчеты берутся одновременно по всем установленным уровням анализа.

В лабораторной практике иногда применяется статистический анализатор, в котором измерение времени пребывания заменяется измерением яркости свечения экрана трубки. Если на вертикальные пластины осциллографа подать анализируемый шум, то на экране его можно наблюдать вертикальную светящуюся полосу,

яркость которой пропорциональна числу электронов, попадающих в данную точку экрана в единицу времени.

В результате получается, что средняя яркость свечения в рассматриваемой точке экрана будет пропорциональна плотности вероятности анализируемого шума (для нормального шума это схематически показано на рис. 4-12).

Если перед экраном осциллографа поместить фотоумножитель, а фотокатод его закрыть непрозрачной маской, в которой проделана узкая горизонтальная щель, и перемещать относительно этой щели изображение с помощью ручки «смещение по оси «Y», показания микроамперметра на выходе фотоумножителя будут пропорциональны плотности вероятности (рис. 4-13).

Описанный способ не может дать высокой точности измерения законов распределения и мало пригоден для получения малых вероятностей вследствие наличия сильного фона свечения трубки и других причин. Однако он

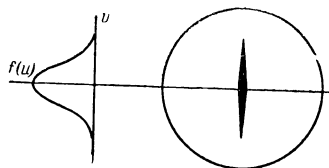


Рис. 4-12. Свечение экрана при нормальном шуме.

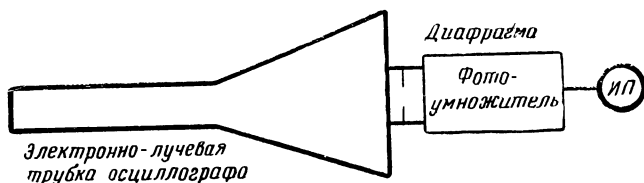


Рис. 4-13. Статистический анализатор с измерением распределения яркости свечения люминофора трубки осциллографа.

может быть полезен при исследовании шумов на сравнительно высоких частотах.

Измерение функции распределения вероятностей цифровым методом производится подобно тому, как это делалось при измерении среднего значения (§ 4-2). Реализация шума квантуется по времени, а значения ординат $u(jT_0)$, полученные в моменты времени jT_0 , образуют выборку объемом $m = T/T_0 = f_0 T$ (здесь T — время измерения, $T_0 = 1/f_0$ — интервал квантования, f_0 — частота следования выборок, $j = 1, 2, 3, \dots, m$).

Статистическая одномерная функция распределения вероятностей $\tilde{F}(u)$ определяется отношением

$$\tilde{F}(u) = h(u)/m, \quad (4-40)$$

где $h(u)$ — число ординат выборки, для которых $u(jT_0) \geq E_K$.

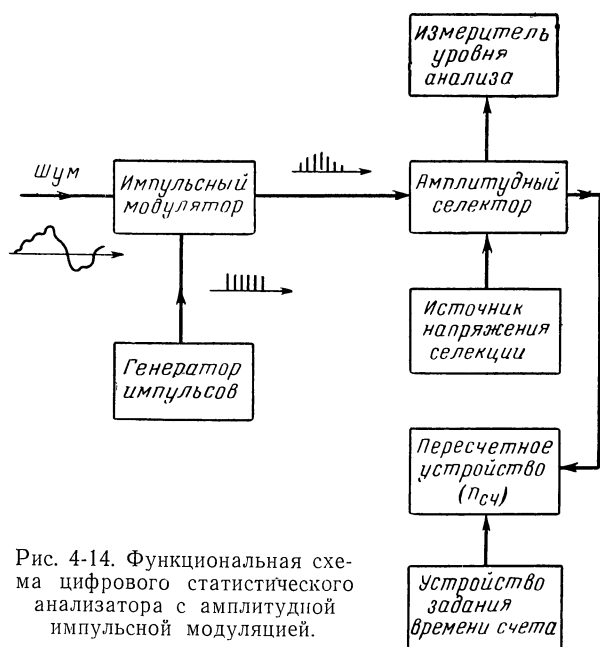


Рис. 4-14. Функциональная схема цифрового статистического анализатора с амплитудной импульсной модуляцией.

Примером построения цифрового статистического анализатора может служить прибор, функциональная схема которого изображена на рис. 4-14. В нем операция квантования по времени осуществляется с помощью генератора импульсов с фиксированной частотой повторения и модулятора, а амплитудная селекция достигается благодаря ручной регулировке уровня анализа. Подсчет числа импульсов, прошедших через селектор, осуществляется электронной пересчетной схемой, время работы последней задается часами или другим времязадающим устройством.

Вероятность превышения уровня анализа шумовым колебанием, очевидно, равна:

$$\text{Вер}[u(t) \geq E_k] = \tilde{F}(u) = h_k / f_0 T, \quad (4.41)$$

где h_k — показания счетчика пересчетного устройства;
 T — время измерения, т. е. работы пересчетного устройства.

Естественно, что для получения ряда точек кривой $\tilde{F}(u)$ производят измерения на каждом уровне анализа.

Получение статистической функции распределения по точкам очень трудоемкая работа. Ее ускоряют, соединяя параллельно много одноканальных устройств, аналогичных вышеописанному, различающихся друг от друга уровнями анализа. Если показания счетчиков отдельных каналов равны h_1, h_2, \dots, h_k , а суммирующего счетчика m , то легко рассчитать статистические вероятности при соответствующих уровнях анализа:

$$\text{Вер}[u(t) \geq E_1] = \frac{h_1}{m}, \dots, \text{Вер}[u(t) \geq E_k] = \frac{h_k}{m};$$

при этом $E_1 < E_2 < \dots < E_{k-1} < E_k$. Полученные точки кривой $\tilde{F}(u)$ наносят на бумагу. Построение функции распределения лучше всего производить на специально приготовленной бумаге, так называемой вероятностной бумаге.

Вероятностные бумаги обладают тем свойством, что вычерченная на них кривая соответствующего распределения есть прямая линия. Например, на «нормальной» вероятностной бумаге график нормальной функции распределения — прямая линия (рис. 4-15), а на «релеевой» бумаге (рис. 4-16) график функции распределения Релея также представляется прямой линией и т. п.

Для получения вероятностных бумаг надо по оси ординат нанести значения соответствующей функции распределения. Всякое отклонение от прямой линии будет указывать на погрешность статистической функции распределения.

Оценку достоверности значений функции распределения производят либо построением доверительных интервалов, либо по критерию согласия Колмогорова [Л. 31].

Если располагают кривой функции распределения $\bar{F}(u)$, то нетрудно получить плотность вероятности, дифференцируя ее. Для этого параллельно оси ординат при-

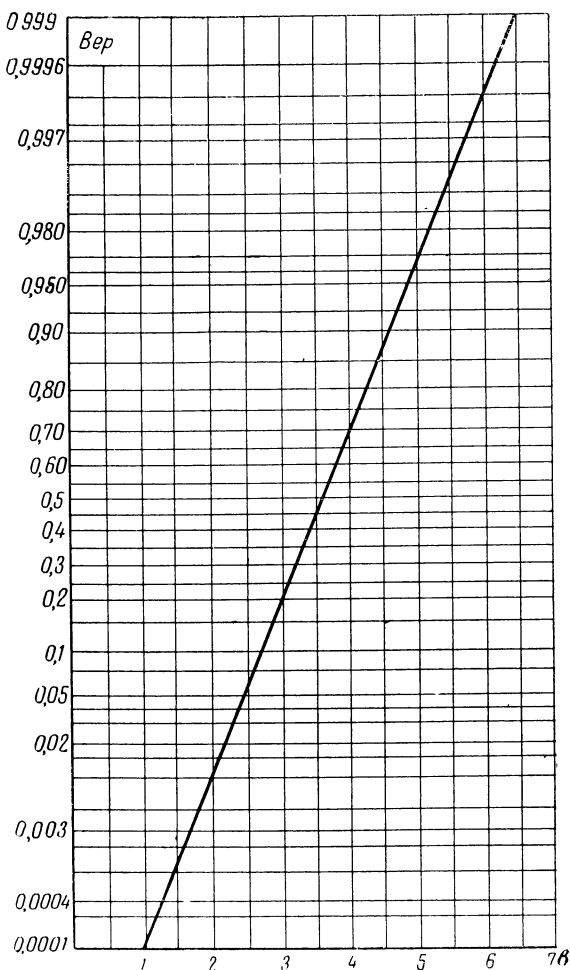


Рис. 4-15. Вероятностная бумага и изображение на ней нормальной функции распределения. (Построена зависимость $\text{Вер}[u(t) < E_K]$ от E_K)

водят множество прямых линий на расстоянии Δu друг от друга. В результате кривая $\bar{F}(u)$ разделится на множество отрезков, точки деления которых расположены

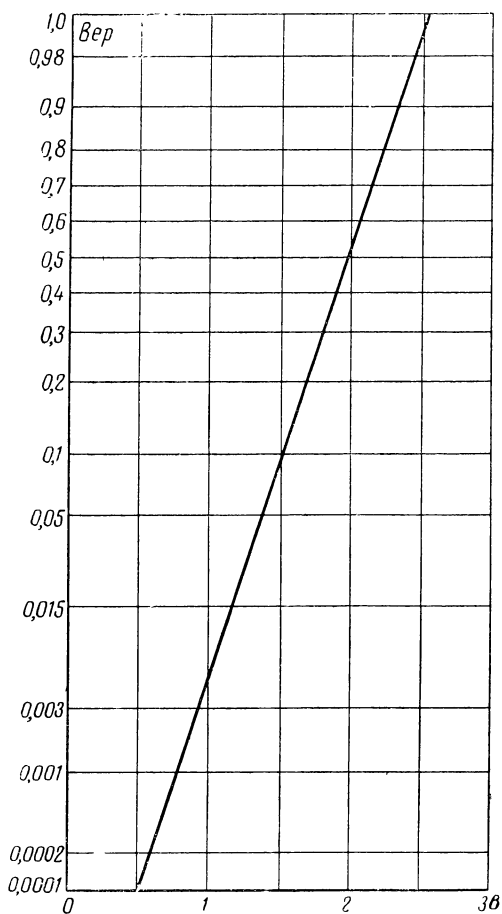


Рис. 4-16. Вероятностная бумага и изображение на ней релейской функции распределения. (Построена зависимость $\text{Вер } [u(t) < E_K]$ от E_K .)

на расстоянии Δu . Точки кривой плотности вероятности $\tilde{f}(u)$ находят как отношение разности значений $\bar{F}(u)$ в соседних точках $\Delta \bar{F}(u)$ и Δu :

$$\tilde{f}(u) \approx \left| \frac{\Delta \tilde{F}(u)}{\Delta u} \right|. \quad (4-42)$$

Описанный способ получения $\tilde{f}(u)$ применим для не очень малых и не очень больших вероятностей, т. е. для участков кривой, где $\Delta\tilde{F}(u)$ имеет еще заметную величину.

В качестве грубой оценки кривой плотности вероятности можно принять также гистограмму, построенную в зависимости от E_K (ось абсцисс), по оси ординат сле-

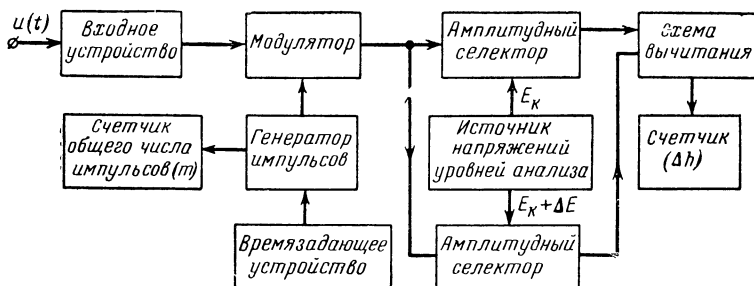


Рис. 4-17. Функциональная схема одноканального измерителя плотности вероятности.

дует откладывать разность показаний счетчиков, полученных в соседних точках при снятии кривой $\tilde{F}(u)$, т. е.

$$\frac{h_1 - h_2}{m}, \frac{h_2 - h_3}{m}, \dots, \frac{h_{k-1} - h_k}{m}.$$

Измерение статистической плотности вероятности можно производить прибором, функциональная схема которого изображена на рис. 4-17. Она отличается от схемы рис. 4-14 тем, что в ней имеются два амплитудных селектора и схема вычитания. Уровни анализа, подаваемые на амплитудные селекторы, отличаются на $\Delta E \ll E_K$. Поэтому один из них пропускает на выход импульсы с амплитудой больше E_K , а на выход другого проходят импульсы с амплитудой, превышающей $E_K + \Delta E$. Очевидно, на выходе схемы вычитания останется лишь то число импульсов Δh , амплитуды которых находятся внутри амплитудного кванта (дифференциального коридора) ΔE . Оценка плотности вероятности выражается формулой

$$\tilde{f}(u) = \Delta h / \Delta E m. \quad (4-43)$$

Схемные варианты осуществления модуляторов, амплитудных селекторов, импульсных генераторов и иных узлов, образующих статистические анализаторы, многообразны и описаны во многих работах, а наиболее оригинальные собраны в книге [Л. 33]. Там же описаны статистические анализаторы с использованием широко-фазо-импульсной модуляции и др.

Перейдем к рассмотрению случайной методической погрешности, обусловленной конечным временем измерения. Ошибка, допускаемая при замене вероятности частотой наблюдаемых пересечений заданного уровня селекции, E_k является случайной величиной. Это объясняется тем, что число наблюдений или время анализа конечно. При увеличении числа наблюдений частота события, согласно известной в теории вероятностей теореме Бернулли, сходится к вероятности этого события. Поэтому при увеличении числа наблюдений m статистическая функция распределения будет стремиться к истинному закону распределения. При этом важно, чтобы наблюдения были независимыми, а условия проведения наблюдений, т. е. измерений, должны оставаться неизменными.

Чтобы измерения удовлетворяли первому требованию, соответственно выбирается интервал квантования, выполнение второго условия гарантируется стационарностью исследуемого шума и неизменностью характеристик измерительной аппаратуры.

Мерой точности $\tilde{F}(u)$ относительно действительной функции распределения $F(u)$ служит средняя квадратичная погрешность σ_F статистической функции распределения:

$$\sigma_F = \frac{1}{\sqrt{m}} \sqrt{F(u)[1 - F(u)]} \quad (4.44)$$

или относительная средняя квадратичная погрешность

$$\delta_F = \frac{\sigma_F}{F(u)} = \frac{1}{\sqrt{m}} \sqrt{\frac{1 - F(u)}{F(u)}}. \quad (4.45)$$

Для малых вероятностей ($F(u) \ll 1$) имеем:

$$\delta_F \approx 1/\sqrt{mF(u)}. \quad (4.46)$$

Для нормальной функции распределения число измерений и относительную погрешность можно рассчитать по

графику рис. 4-18. На нем по оси ординат отложено произведение квадрата относительной погрешности δ_F^2 на число измерений m , а по оси абсцисс — нормированный уровень анализа E_K/U_d .

На рис. 4-19 приведен график для погрешности измерения плотности вероятности. Им следует пользоваться для нахождения объема выборки m при измерении плотности вероятности, если заданы относительная погреш-

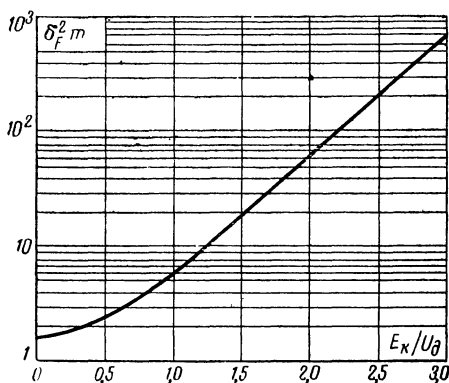


Рис. 4-18. График для расчета числа измерений при определении статистической функции распределения нормального шума.

ность δ_f , уровень анализа E_K и действующее значение шума U_d . Выбор интервала квантования T_0 непосредственно связан с временем корреляции исследуемого шума. Показано [Л. 33], что брать $T_0 \ll \tau_K$ не следует, потому что это не приводит к повышению точности, а создает ряд неудобств с практической точки зрения. Поэтому во всех случаях, когда возникают затруднения при выборе T_0 , следует брать его больше времени корреляции τ_K исследуемого шума. Практически выбор его ограничивается только допустимым временем измерения, которое при заданном объеме выборки m и выбранной величине $T_0 > \tau_K$ составляет $T = mT_0$. Применение некоррелированных выборок снимает затруднения, связанные с вероятностным анализом ВЧ шума. Частоту следования импульсов генератора квантования можно уменьшить, а промодулированные шумом наносекундные импульсы можно растянуть перед поступлением их на амплитуд-

ный селектор (тем самым снижается требование к его быстродействию). Длительность импульса квантования должна быть такой, чтобы за это время существенно не изменилась форма шумового колебания. Поэтому выбор длительности импульса связан со скоростью изменения шума. Естественно, что чем выше верхняя частота шума, тем короче должен быть импульс квантования.

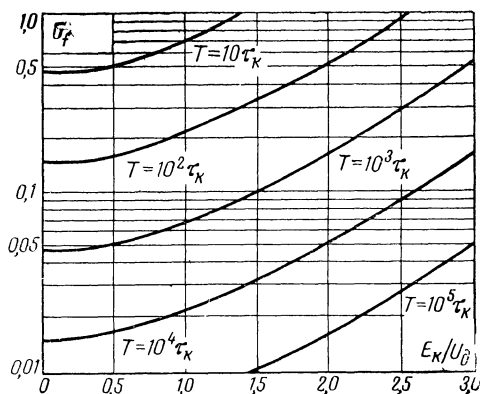


Рис. 4-19. График для расчета времени и погрешности измерения статистической кривой распределения нормального шума (на графике τ_K — время корреляции исследуемого шума).

Определение суммарной погрешности измерения функции распределения статистическим анализатором обычно производят в нормальных условиях его работы. Суммарную погрешность находят экспериментально по реализациям шума, функция распределения мгновенных значений которого хорошо известна. Чаще всего применяют синусоидальное напряжение постоянной амплитуды, но со случайной фазой (мгновенные значения этого напряжения, как известно, распределены по закону арксинуса), или релеевский шум, реже нормальный.

Равноточные измерения производят k раз, причем каждое измерение занимает время T , гарантирующее с высокой степенью надежности, что случайная методическая погрешность, связанная с недостаточным временем измерения, будет заведомо меньше теоретически рассчитанной погрешности прибора. Получив k равноточных измерений при данном уровне анализа E_R , находят сред-

нее арифметическое значение и сравнивают его с теоретической величиной $F(E_K)$, которую берут из таблицы, соответствующей функции распределения.

За основную погрешность анализатора принимается разность между найденным средним арифметическим и действительным значением функции распределения на уровне E_K . Аналогичные измерения и расчеты производят на всех уровнях анализа.

4-5. ИЗМЕРЕНИЕ ФУНКЦИИ КОРРЕЛЯЦИИ

Функция корреляции измеряется приборами, которые называются коррелометрами или коррелографами.

Коррелометры по форме представления исследуемой реализации шума делятся на аналоговые и цифровые. По принципу действия различают коррелометры, работающие по методу умножения, суммирования (вычитания), возведения в квадрат, применения знаковой (полярной) корреляции и т. д.

Аналоговые приборы определяют статистическую функцию корреляции в соответствии с выражением

$$\tilde{K}(\tau) = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) u(t - \tau) dt, \quad (4-47)$$

а цифровые — по формуле

$$\tilde{K}(jT_0) = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} u(iT_0) u(iT_0 + jT_0), \quad (4-48)$$

где jT_0 — шаг или интервал задержки.

Оценки $\tilde{K}(\tau)$ и $\tilde{K}(jT_0)$ по формулам (4-47) и (4-48) являются несмещенными и состоятельными.

Простейшим примером устройства аналогового типа является одноканальный коррелометр (рис. 4-20). В нем осуществлен способ обработки, предписываемый (4-47) и состоящий из операции сдвига (задержки) $u(t)$ на время τ , перемножения напряжений $u(t)$ и $u(t - \tau)$ и усреднения произведения в течение длительного времени T . При данном временном сдвиге τ получается одна точка функции корреляции $\tilde{K}(\tau)$.

Вся кривая $\tilde{K}(\tau)$ получается повторением указанных операций при различных τ . Изменение τ может быть дискретным или непрерывным (коррелометр с непрерывным изменением задержки описан в § 1-3). При дискретной установке τ от $\tau = \tau_{\text{макс}}$ до $\tau = 0$ получают последовательно $(m+1)$ значение через равные промежутки $\Delta\tau = T_0$.

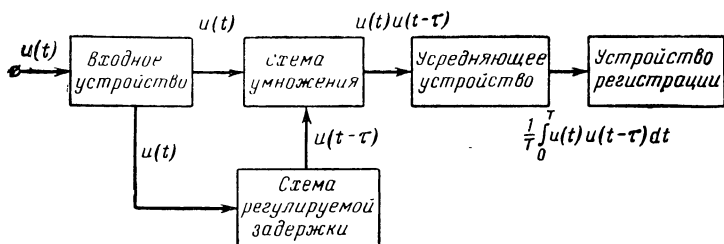


Рис. 4-20. Функциональная схема одноканального аналогового коррелометра.

Для ускорения корреляционного анализа коррелометр делают многоканальным. Он может состоять из $(m+1)$ одноканального коррелометра.

Входное устройство может состоять из электронно-оптической или другой системы ввода данных, фильтра пропускания верхних частот (для центрирования реализации шума), усилителя.

Схема регулируемой задержки — это устройство, запоминающее на время τ напряжение исследуемой реализации шума, а затем вновь воспроизводящее его с минимальными искажениями. Схемы задержки выполняются на искусственных линиях задержки, на конденсаторных и магнитных запоминающих устройствах.

Схемы умножения бывают прямого и косвенного действия. Примерами первых служат диодные кольцевые модуляторы, датчики Холла, широтно-импульсные перемножители и др. Непрямое умножение выполняется с использованием алгебраических или трансцендентных функциональных зависимостей, например, следующего вида:

$$xy = \frac{1}{4} [(x+y)^2 - (x-y)^2].$$

Усредняющие устройства — это фильтры нижних частот, интеграторы, а регистрирующие — это осциллографы, самописцы (вольтметры, амперметры) и др.

Цифровые коррелометры содержат в своем составе:

1) устройство ввода данных, которое преобразует непрерывную реализацию шума в дискретную, чаще всего в двоичный код;

2) запоминающее устройство, которое хранит в памяти многоразрядные числа, производит временной сдвиг между перемножаемыми значениями и многократное считывание;

3) арифметическое устройство, выполняющее операции умножения, накопления произведений и деления результата суммирования на число m ;

4) показывающее или регистрирующее устройство для вывода данных и

5) программирующее или управляющее устройство для выработки команды перевода данных из запоминающего устройства в арифметическое, проведения вычислений и выдачи данных для индикации или печатания. Нетрудно видеть, что почти любую ЦВМ можно приспособить для вычисления функции корреляции.

Кроме описанных коррелометров, пригодных для обработки реализаций любого шума, известны коррелометры, предназначенные специально для корреляционного анализа реализаций нормального шума.

Одним из них является коррелометр [Л. 17, 41], основанный на том, что нормированная функция корреляции $\rho(\tau)$ и вероятность q появления ординат шума с противоположной полярностью в моменты времени t и $t+\tau$ при переходе через ноль (среднее значение) связаны соотношением

$$\rho(\tau) = \cos \pi q(\tau). \quad (4-49)$$

На практике удобнее определять значения ординат совпадающей полярности или знаков, например, с помощью схемы совпадений. Если обозначить вероятность совпадения знаков ординат при переходе через ноль в моменты t и $(t+\tau)$ через $p(\tau)$, то, очевидно,

$$q(\tau) = 1 - p(\tau). \quad (4-50)$$

Подставляя в (4-49), получим:

$$\rho(\tau) = -\cos \pi p(\tau). \quad (4-51)$$

Но $p(\tau) = p^{++}(\tau) + p^{--}(\tau) = 2p^{++}(\tau) = 2p^{--}(\tau)$, где $p^{++}(\tau)$ и $p^{--}(\tau)$ — соответственно вероятности совпадения только положительных или только отрицательных знаков, и (4-51) можно переписать так:

$$\rho(\tau) = -\cos 2\pi p^{++}(\tau) = \cos 2\pi p^{--}(\tau). \quad (4-52)$$

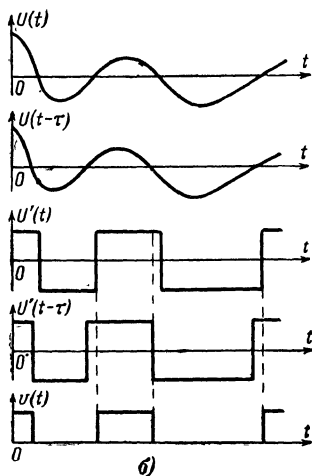
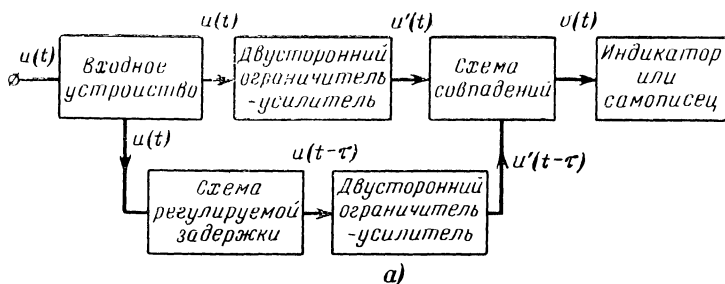


Рис. 4-21. Знаковый коррелометр.

а — функциональная схема; б — диаграмма напряжений.

Функциональная схема простейшего аналогового коррелометра такого типа изображена на рис. 4-21. Напряжение реализации шума с выхода входного устройства разветвляется и с одной стороны поступает через двусторонний ограничитель-усилитель на схему совпадений, а с другой стороны на нее же через второй двусторонний ограничитель-усилитель оно приходит с задержкой на время τ . В общих каналах напряжение исследуемого шума подвергается очень сильному ограничению (с двух сторон), а затем усилению до получения импульсов хо-

рошей формы. Схема совпадений открывается только на время совпадения импульсов одинаковой полярности, скажем, положительной, как показано на рис. 4-21,б. После усреднения импульсов среднее значение поступает на индикатор (показывающий прибор) или самописец.

Цифровые знаковые коррелометры [Л. 37] также отличаются сравнительной простотой устройства. Это послужило, не без успеха, стимулом к поискам знаковых методов определения функции корреляции для шумов, отличающихся от нормального. Такие знаковые коррелометры в настоящее время разработаны.

Точность измерения функции корреляции определяется методическими и аппаратными погрешностями. К первым из них относятся: случайная погрешность, вызванная конечным временем усреднения T или конечным объемом выборки m , систематическая погрешность, возникающая при непрерывном изменении времени задержки. Из вторых можно назвать: воздействие различных помех на точность корреляционного анализа, погрешности, обусловленные несовершенством схем умножения, селекторных устройств, различными нестабильностями и т. д.

Рассмотрим методическую случайную погрешность измерения статистической функции корреляции $\tilde{K}(\tau)$. Мерой точности служит абсолютная средняя квадратичная погрешность σ_K , равная

$$\sigma_K = \sqrt{M\{\tilde{K}(\tau)^2\} - K^2(\tau)}, \quad (4-53)$$

или относительная средняя квадратичная погрешность

$$\delta_K = \sigma_K / K(\tau). \quad (4-54)$$

В общем случае для вычисления σ_K надо знать центральный момент четвертого порядка исследуемого шума. Это — весьма большое затруднение. Для нормального шума момент четвертого порядка выражается через функции корреляции [Л. 31], и это упрощает решение. Наиболее подробно рассмотрена средняя квадратичная погрешность измерения $\tilde{K}(\tau)$ для случая, когда функция корреляции является экспоненциальной (1-21), а шум — нормальный.

Если $0 \leq \tau \leq T$, что всегда соблюдается на практике то

$$\sigma_K^2 \approx \frac{B}{2\pi T} (1 \leq B < 2). \quad (4-55)$$

Отсюда видно, что средняя квадратичная погрешность измерения функции корреляции нормального шума может быть сколь угодно малой при соответственно выбранном времени усреднения T . Если σ_K задана, то из (4-55) видно, что чем уже полоса спектра мощности, тем больше должно быть время усреднения. Физически это означает, что чем уже спектр мощности шума, тем больше максимальное время корреляции $\tau_{м.к.}$, т. е. кривая функции корреляции растягивается вдоль оси времени, и для ее измерения требуется большее время усреднения.

Относительная средняя квадратичная погрешность равна:

$$\delta_K = e^{\alpha |\tau|} \sqrt{\frac{B}{2\pi T}}. \quad (4-56)$$

Достоверность значения функции корреляции, получаемого на выходе коррелометра, можно найти, полагая, что все полученные значения $\tilde{K}(\tau)$ подчиняются нормальному закону распределения.

Если доверительную вероятность γ принять равной 95%, то, как известно из § 1-6, для того чтобы любое измеренное значение $\tilde{K}(\tau)$ не отличалось от значения действительной функции корреляции $K(\tau)$ больше, чем на $\pm \delta\%$, должно выполняться равенство

$$\delta K(\tau) = 200 \sigma_K. \quad (4-57)$$

Пример. Необходимо иметь погрешность измерения $\tilde{K}(\tau)$ не более 1% при достоверности 95%. Из формул (4-56) и (4-57) находим при $B=2$ и $\alpha=4 \text{ П}$ $\Pi=0,4 \text{ гц}$:

$$T \geq \frac{4 \cdot 10^4}{\delta^2 \Pi} e^{8\Pi |\tau|} = 4 \cdot 10^5 e^{0,8 |\tau|}.$$

Заметим, что когда функция корреляции экспоненциально-косинусная, то это не приводит к изменению методической средней квадратичной погрешности σ_K .

Если при измерении значения $\tilde{K}(\tau)$ производить непрерывное изменение задержки, то точки $\tilde{K}(\tau)$ будут непрерывно перемещаться по кривой функции корреляции. В коррелометре непрерывного действия при этом возникнет дополнительная методическая погрешность, зависящая от скорости изменения задержки.

Относительную погрешность при дискретном методе получения функции корреляции нормального шума способом дискретного умножения при $T_0 \geq \tau_{м.к}$ можно рассчитать по формуле

$$\delta_k = \frac{1}{\rho(\tau)} \frac{1}{\sqrt{m}}. \quad (4-58)$$

Пример. $\delta_k = 0,05$; $\rho(\tau) = 0,1$.

Число

$$m = \frac{1}{\rho^2(\tau)} \frac{1}{\delta_k^2} = \frac{1}{10^{-2} \cdot 25 \cdot 10^{-4}} = 4 \cdot 10^4.$$

Перейдем к определению числа ординат n , необходимых для представления статистической функции корреляции. Оно зависит от характера исследуемого шума (низкочастотный или высокочастотный шум, равномерный или неравномерный у него спектр мощности и т. д.). За наибольшее время задержки обычно принимают максимальный интервал корреляции $\tau_{м.к}$.

Если шаг измерения равен T_0 , то число

$$n = \frac{\tau_{м.к}}{T_0} + 1. \quad (4-59)$$

Однако наиболее часто число n находят по формуле, приведенной в книге [Л. 42]:

$$n \approx 2f_{в} \tau_{м.к} + 1; \quad (4-60)$$

здесь $\tau_{м.к}$ — максимальное время корреляции, определяемое на уровне 0,05, а $f_{в}$ — верхняя граничная частота спектра мощности шума.

4-6. ИЗМЕРЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ПЛОТНОСТИ МОЩНОСТИ ШУМА

Спектр мощности шума определяют с помощью спектроанализаторов, устройство которых различно в зависимости от применяемого в нем способа обработки исследуемой реализации шума.

Наибольшее распространение получили спектроанализаторы параллельного и последовательного действия с резонаторами или, как их еще называют, фильтровые спектроанализаторы. Затем можно назвать безрезона-

торные спектроанализаторы, в которых реализация шума обрабатывается согласно преобразованию Фурье (см. § 1-4), и спектроанализаторы, обрабатывающие функцию корреляции исследуемого шума.

К первой группе примыкают многочисленные типы избирательных или селективных вольтметров и измерительные приемники (см. табл. 3 и 4 приложения 2).

Способ обработки реализации шума $u(t)$ длительностью T виден из выражения для мощности шума P на выходе узкополосного устройства, имеющего шумовую полосу пропускания Π , центральную частоту f_0 ($f_0 \gg \Pi$) и единичный коэффициент передачи

$$P = \int_{f_0 - \Pi/2}^{f_0 + \Pi/2} S(f) df. \quad (4-61)$$

Но полосу Π вокруг частоты f_0 можно выбрать настолько узкой, чтобы $S(f) \approx S(f_0)$. Тогда

$$P \approx S(f_0) \Pi. \quad (4-62)$$

Оценка или статистическая спектральная плотность мощности шума в точке $f = f_0$ будет равна:

$$S(f_0) = P/\Pi. \quad (4-63)$$

Измеритель спектральной плотности мощности, производящий обработку реализации шума в соответствии с выражением (4-63), должен содержать узкополосное устройство и устройство для измерения мощности (рис. 4-22). В качестве узкополосного устройства может использоваться резонансный LC -контур, пьезокристаллический фильтр, электромеханический фильтр, двойной T -образный, RC -фильтр и т. д. Мощность шума можно измерять квадратичными вольтметром или амперметром (при известном сопротивлении нагрузки), различными измерителями мощности (см. § 4-3) и др.

Для спектрального анализа шума в диапазоне частот необходимо иметь либо набор резонаторов для параллельного (одновременного) анализа, либо один узкополосный фильтр, который можно перестраивать при последовательном методе анализа.

Получение более точного значения $\tilde{S}(f_0)$ при заданном времени измерения T зависит от полосы Π . Но полосу и время измерения нельзя выбрать произвольно,

так как они связаны друг с другом соотношением неопределенности

$$\Delta T \approx C,$$

где C — постоянное число.

Если необходимо точно измерить частоту, то требуется продолжительное время существования сигнала. Чтобы точно измерить малый промежуток времени, требуется широкая полоса частот. Таким образом, увеличение точности определения $\tilde{S}(f)$ за счет сокращения полосы $\pm \Delta f$ в окрестности частоты $f = f_0$ можно достичь только за счет увеличения длительности реализации шума T .

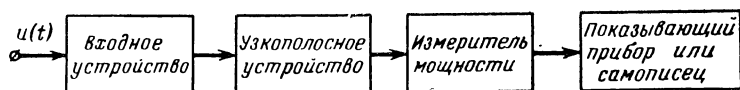


Рис. 4-22. Функциональная схема резонансного (фильтрового) спектроанализатора.

Средняя квадратичная погрешность измерения статистической спектральной плотности мощности шума выражается, очевидно, средней квадратичной погрешностью измерения мощности шума (§ 4-3).

Если резонансным анализатором является LC -контур, а усредняющим устройством — RC -фильтр, то относительная средняя квадратичная погрешность δ_S измерения спектральной плотности мощности широкополосного нормального шума равна при весьма большом времени измерения ($T \rightarrow \infty$):

$$\delta_S \approx \sqrt{\alpha / 2\pi P_{0,5}}, \quad (4-64)$$

где $P_{0,5}$ — полоса контура на уровне 0,5 по мощности; $\alpha = 1/RC$; RC — постоянная времени сглаживающего фильтра. При выводе формулы было принято $P_{0,5} \gg \alpha$.

В общем случае для различных узкополосных фильтров и систем

$$\delta_S = A / \sqrt{T P}, \quad (4-65)$$

где A — постоянное число, зависящее от типа используемого резонансного анализатора.

Надо иметь в виду, что при измерении спектральной плотности мощности по реализации шума продолжитель-

ностью \bar{T} дисперсия $\hat{S}(f)$ при полосе $\Pi = kT$ (здесь k — целое число) получается одного порядка с величиной оценки [Л. 14]. Поэтому значения оценок для соседних составляющих колеблются в широких пределах, а разрешающая способность спектроанализатора по частоте порядка $1/T$ практически не может быть реализована. Уменьшить дисперсию можно усреднением по множеству оценок.

Время анализа при одновременном методе разложения шумового колебания в спектр мощности определяется из (4-65):

$$T = \frac{A^2}{\delta_S^2 \Pi}. \quad (4-66)$$

При последовательном анализе оно будет в $\Delta f/\Pi$ раз больше, чем при одновременном:

$$T_{\text{послед}} = \frac{A^2}{\delta_S^2} \frac{\Delta f}{\Pi^2}, \quad (4-67)$$

где Δf — диапазон анализируемых частот.

Для экономии времени следует вначале выявить спектр мощности шума при широкой полосе пропускания спектроанализатора, подобрать скорость качания частоты и время интегрирования. После этого можно перейти к анализу при узкой полосе. Для этого надо уменьшить полосу фильтра и соответственно увеличить постоянную времени цепи интегрирования, но так, чтобы $T\Pi = \text{const}$, так как оно было выбрано для максимально допустимой скорости анализа.

Наконец, необходимо откалибровать спектроанализатор по мощности. Для этой цели на его вход подают широкополосный шум с выхода измерительного генератора шума, т. е. генератора, спектральная плотность мощности которого заранее аттестовывается и поэтому известна.

При измерении спектральной плотности селективными вольтметрами, естественно, надо знать их шумовую полосу пропускания (см. § 1-12 и § 4-6).

В § 1-3 был описан спектроанализатор без резонаторов с узкополосным RC -фильтром на выходе. Укажем, что его абсолютная средняя квадратичная погрешность

(при больших продолжительностях реализации шума T)

$$\sigma_s = \sqrt{D[\tilde{S}(j)]} = \sqrt{\tilde{S}(j)/\alpha T}, \quad (4-68)$$

а относительная средняя квадратичная погрешность

$$\delta_s \approx 1/\sqrt{\alpha T}. \quad (4-69)$$

Пример. Необходимо найти время измерения T (продолжительность реализации шума), если $\delta_{s1} \leq 0,05$.

$$T \geq \frac{1}{\delta_s^2 \alpha} = \frac{1}{0,05^2 \alpha} = 400 T_{\Phi} (T_{\Phi} = 1/\alpha = RC). \quad (4-70)$$

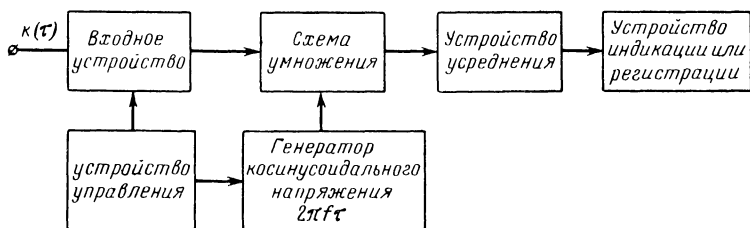


Рис. 4-23. Функциональная схема корреляционного спектроанализатора.

В спектроанализаторе с использованием функции корреляции осуществляется обработка согласно выражению

$$\tilde{S}(j) = 4 \int_0^T \tilde{K}(\tau) \cos 2\pi f \tau \, d\tau. \quad (4-71)$$

Функциональная схема такого прибора изображена на рис. 4-23. Сделаем к ней краткие пояснения. Входное устройство осуществляет ввод данных функции корреляции $\tilde{K}(\tau)$ на схему умножителя. На нее же в качестве второго сомножителя поступает косинусоидальное напряжение $\cos 2\pi f \tau$ от генератора. Поступление и первого и второго напряжений регулируется устройством управления. На выходе умножителя получается произведение

$$\tilde{K}(\tau) \cos 2\pi f \tau. \quad (4-72)$$

После усреднения произведения значение $\tilde{S}(f_i)$ регистрируется показывающим устройством или самописцем. Процесс измерения повторяется на всех частотах в пределах заданного диапазона.

На этом же методе построены цифровые спектроанализаторы, причем вычисление может производиться и по знаковой функции корреляции.

Вследствие того, что аргумент τ статистической функции корреляции $\tilde{K}(\tau)$ берут в пределах от 0 до $\tau_{м.к.}$, а не от 0 до ∞ , погрешность оценки $\tilde{S}(f)$ получается значительной. Существуют способы [Л. 31], применение которых обеспечивает уменьшение погрешности. Более подробно о спектроанализаторах этого типа можно прочесть в книге [Л. 33].

4-7. КОНТРОЛЬ ГЕНЕРАТОРОВ И ИЗМЕРЕНИЕ ШУМА РАДИОМЕТРАМИ

Радиометром называется приемник сверхвысоких частот, специально приспособленный для выделения входного шума по уровню равного или меньше уровня собственных шумов приемника.

По способу измерения шумового сигнала¹ радиометры делятся на компенсационные, модуляционные и корреляционные.

Радиометр компенсационного типа — это чувствительный приемник с узкополосным фильтром нижних частот после детектора и измерительным прибором постоянного тока на выходе. Все узлы, включая детектор, — как у обычного супергетеродинного приемника (рис. 4-24). Работа схемы сводится к измерению шума, поступающего от генератора через калиброванный ослабитель, включаемый в случае высокого уровня измеряемого шума. При измерении собственного шума радиометра входные зажимы приемника сначала закорачиваются и замечается показание измерительного прибора в отсутствии измеряемых шумов. Измеряется приращение постоянной составляющей, обусловленной измеряемым шумовым сигналом. Для увеличения чувствительности постоянную составляющую на выходе детектора, возникающую за счет собственных шумов приемника, компен-

¹ Эти способы применяются и в диапазоне более низких частот.

сируют. Компенсация производится при помощи источника стабильного напряжения, например аккумулятора.

Однако компенсация собственных шумов приемника не сохраняется во времени, и поэтому потенциальные возможности компенсационного метода, определяемые шириной полосы пропускания и постоянной времени выходного прибора, оказывается нереализованными.

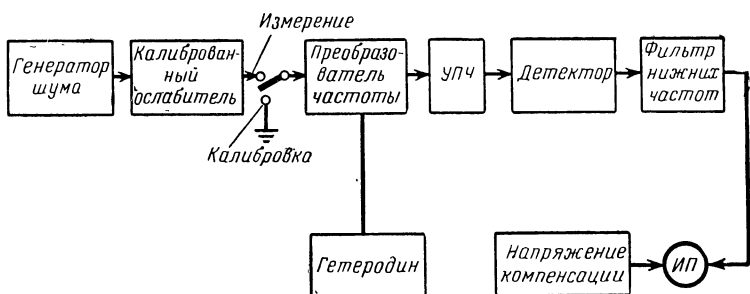


Рис. 4-24. Функциональная схема компенсационного радиометра.

Уровень компенсации непрерывно нарушается вследствие изменения величины собственных шумов приемника, обусловленных тепловыми и дробовым шумами, шумом мерцания катода, а также нестабильностью коэффициента усиления.

Флуктуации усиления значительно увеличивают спектральную плотность шумов вблизи нулевой частоты. Причина флуктуаций усиления кроется в непостоянстве питающих напряжений и некоторых других трудно учитываемых явлений. Непостоянство уровня компенсации проявляется как хаотическое колебание стрелки измерительного прибора на выходе. Компенсационный радиометр сейчас применяется редко.

В модуляционном радиометре на вход приемника попеременно подключаются измеряемый и эталонный шумы. Переключение производится с так называемой частотой модуляции, в результате этого приемник усиливает модулированное колебание, которое затем детектируется. Мощность измеряемого шума на выходе определяется величиной составляющей, имеющей частоту модуляции. На выходе детектора получается спектр, располагающийся вблизи нулевой частоты, из этого спектра с помощью фазового детектора и выделяется составляющая основной частоты модуляции.

По способу отсчета выходного уровня шума модуляционные радиометры разделяются на приборы с непосредственным отсчетом и приборы с нулевым отсчетом. У первых измеряемая мощность отсчитывается по измерительному прибору на выходе, показания которого пропорциональны амплитуде напряжения частоты модуляции, а она в свою очередь пропорциональна разности мощностей измеряемых шумов; у вторых — показания

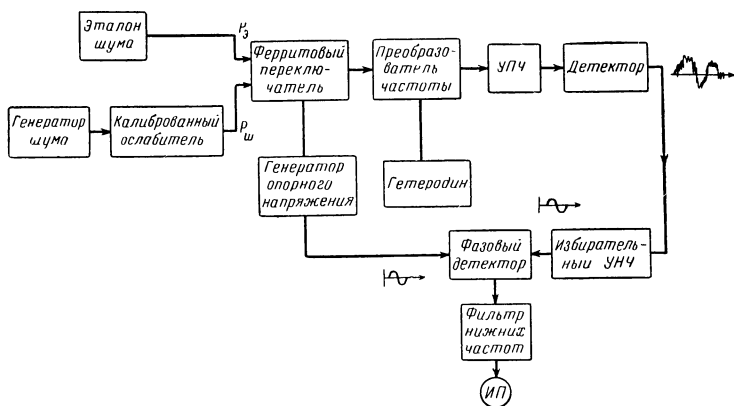


Рис. 4-25. Функциональная схема модуляционного радиометра.

прибора на выходе (при измерениях шума радиометрами с нулевым отсчетом) приводят к нулю, регулируя величину эталонного шума, а отсчет мощности измеряемого шума производят по шкале эталонного источника шума. Подобные приборы более точны, чем первые, так как уменьшается ошибка за счет инструментальной погрешности измерительного прибора.

Для уяснения ограничений рассматриваемого метода измерений и определения порядка чувствительности рассмотрим несколько подробнее работу модуляционного радиометра с непосредственным отсчетом.

В соответствии с обозначениями на функциональной схеме (рис. 4-25) на преобразователь частоты поступают в течение полупериодов модуляции мощности шума $P_{ш}$ и $P_{э}$. Если детектор квадратичный, то ток его будет пропорционален мощности шума на входе. Эталонный и измеряемый шумы, проходя через приемник, несколько изменяются по величине, так как к мощности их добав-

ляется мощность внутренних шумов $P_{\text{в}}$. Поэтому на выходе детектора получается:

$$P_1 = P_{\text{в.д}} + P_{\text{э.д}} \quad (4-73)$$

и

$$P_2 = P_{\text{в.д}} + P_{\text{ш.д}} \quad (4-74)$$

(индекс «д» обозначает «после детектирования»).

Если $P_{\text{ш}}$ не равно $P_{\text{э}}$, то переменная составляющая напряжения частоты модуляции Ω в спектре шума на выходе детектора является полезным сигналом, а остальные составляющие можно считать собственным шумом приемника. Составляющая частоты Ω усиливается избирательным усилителем (обычно типа RC) и подается на фазовый детектор. В последнем происходит перемножение сигнала от генератора опорного напряжения с сигналом с выхода усилителя, а затем результат усредняется фильтром нижних частот.

Напряжение частоты Ω всегда находится либо в фазе, либо в противофазе с опорным напряжением, это обеспечивает наибольшую эффективность передачи фазового детектора. В это же время составляющие собственных шумов приемника находятся в самом произвольном фазовом соотношении с опорным напряжением.

В результате ничтожной взаимной корреляции между собственным шумом и опорным напряжением заметно ослабляется по сравнению с напряжением полезного сигнала собственный шум на выходе фазового детектора. Постоянная составляющая на выходе фазового детектора будет пропорциональна сигналу, т. е. разности $P_1 - P_2 = P_{\text{э.д}} - P_{\text{ш.д}}$. Последняя заставляет стрелку выходного прибора отклоняться, а ток шумов, прошедших через фильтр нижних частот, заставляет ее же хаотично колебаться относительно среднего положения. Стрелка даже при разности $P_1 - P_2$, равной нулю, колеблется. Среднее значение этих колебаний, очевидно, пропорционально мощности составляющих шума, располагающихся вблизи нулевой частоты и протекающих через измерительный прибор.

Чувствительность радиометра оценивается наименьшей величиной разности $(P_{\text{э}} - P_{\text{ш}})_{\text{мин}}$, под действием которой стрелка прибора отклоняется на величину, равную среднему значению колебаний стрелки под действием

одних шумов. Нетрудно проверить, что меньшие значения разности отсчитать невозможно. Предельную чувствительность можно рассчитать по следующей весьма простой формуле:

$$(P_{\text{с}} - P_{\text{ш}})_{\text{мин}} \approx P_{\text{в}} \sqrt{\frac{\Delta\Omega}{\Pi}}, \quad (4-75)$$

где $P_{\text{в}}$ — мощность собственного шума на выходе приемника;

$\Delta\Omega$ — полоса пропускания фильтра нижних частот;

Π — полоса пропускания усилителя промежуточной частоты.

Чувствительность радиометра зависит от уровня собственных шумов его приемника, от стабильности коэффициента усиления и полосы пропускания УПЧ.

Модуляционные радиометры в настоящее время выпускаются серийно для использования в исследовательской и заводской практике и известны под наименованием измерителей малой мощности (см. приложение 2).

Часто в измерительных приемниках также предусмотрена возможность работы в режиме модуляционного радиометра. Это не только расширяет область применимости приемника, но и заметно увеличивает его чувствительность при приеме синусоидальных сигналов и шумов. Например, у приемника типа ПБ-13 в этом режиме она достигает $3 \cdot 10^{-13}$ вт (см. приложение 2).

Радиометры и измерительные приемники широко используются для контроля и при аттестации генераторов шума в коаксиальном и волноводном вариантах, на шумовых диодах и др. Погрешность аттестации генераторов шума относительно образцового источника шума не превышает 0,5 дБ.

4.8. ИЗМЕРЕНИЕ ШУМОВОЙ ПОЛОСЫ

При измерениях шумов и расчетах цепей с шумами участвует эффективная, или шумовая полоса. В § 1-12 было дано ее теоретическое определение и показано, как можно ее вычислить, если известно аналитическое выражение коэффициента передачи усилителя, приемника и т. д. Чаще мы не имеем такого выражения и находим шумовую полосу экспериментально.

Для измерения шумовой полосы на не очень высоких частотах необходимо собрать установку, блок-схема которой изображена на рис. 4-26. Будем предполагать, что устройство, шумовая полоса которого измеряется, не создает собственных шумов; входное сопротивление лампового вольтметра имеет активную составляющую, которая значительно превышает R_n , а его реактивную составляющую можно не учитывать; выходное сопротивление генератора гармонических сигналов остается одним и тем же во включенном и выключенном состоянии; вход

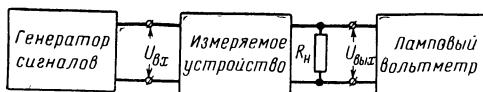


Рис. 4-26. Блок-схема включения приборов при измерении шумовой полосы.

устройства согласован с выходным сопротивлением генератора; сопротивление нагрузки R_n в несколько раз превышает выходное сопротивление исследуемого устройства, величина его точно известна, например 1 ком, 10 ком и т. д.

Включить генератор сигналов и, поддерживая напряжение на входе устройства постоянным, измерить напряжение на нагрузке на нескольких частотах. Затем рассчитать мощность в нагрузке на каждой частоте и построить зависимость мощности P_n в функции частоты (лучше всего на миллиметровой бумаге и масштаб по обеим осям брать линейным). Далее надо вычислить площадь (W), ограниченную кривой P_n и осью частот (путем подсчета квадратов), как показано на рис. 4-27. Чтобы найти шумовую полосу, полученное значение W следует разделить на величину $P_{но}$, измеренную на средней частоте:

$$П[гц] = W[вт \cdot гц] / P_{но}[вт]. \quad (4-76)$$

Измерение шумовой полосы можно производить, сняв экспериментально сначала частотную характеристику исследуемого устройства по напряжению $K(f)$. Затем все ординаты этой кривой возвести в квадрат и построить новую кривую $K^2(f)$ (рис. 1-15), подсчитать площадь между последней и частотной осями; построить равновеликий прямоугольник с основанием на оси частот и

высотой, равной значению $K^2(f_0)$ на средней частоте. Величина основания прямоугольника Π будет равна шумовой полосе устройства.

Погрешность измерения шумовой полосы (при тщательном определении эквивалентной площади) не превышает 5—10%.

Шумовую полосу можно также измерить с помощью генератора шума. Для этого в установке (рис. 4-26) генератор гармонических сигналов заменяют широкополос-

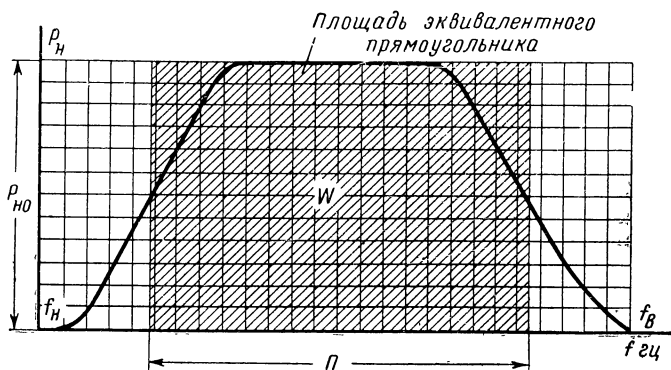


Рис. 4-27. Определение шумовой полосы графическим построением.

ным генератором шума с равномерной спектральной плотностью мощности, а ламповый вольтметр — селективным вольтметром, измеряющим истинные действующие значения, или спектроанализатором с квадратичным детектором. Пусть все вышеперечисленные приборы работают в несколько более широком диапазоне частот, чем полоса пропускания измеряемого устройства. Тогда на экране спектроанализатора, очевидно, можно увидеть изображение частотной характеристики измеряемого устройства или построить ее по измерениям, полученным с помощью селективного вольтметра при перестройке его в пределах заданного диапазона частот. Располагая подобной частотной характеристикой, определяют площадь эквивалентного прямоугольника, как показано на рис. 4-27, и по ней находят шумовую полосу устройства. Применение квадратичных измерителей избавляет от необходимости возводить в квадрат ординаты частотной характеристики.

4-9. ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА ШУМА И ОПРЕДЕЛЕНИЕ СОБСТВЕННЫХ ШУМОВ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИКОВ

Измерение коэффициента шума¹ является широко распространенным способом оценки шумового качества (см. § 1-13 и 2-3) отдельных элементов радиотехнических цепей (ламп, транзисторов и др.), радиосхем (усилителей, фильтров и пр.) и радиосистем (радиоприемных устройств, радиолокационных станций и т. д.).

Наиболее простым и распространенным способом измерения коэффициента шума является *метод двух отсче-*

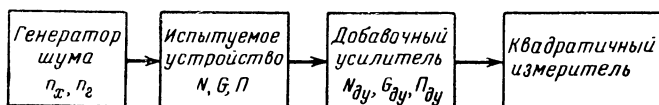


Рис. 4-28. Блок-схема включения аппаратуры при измерении коэффициента шума по методу двух отсчетов.

тов, при этом известен целый ряд вариантов его осуществления (с генератором шума, с генератором гармонических сигналов и др.).

При измерении с генератором шума (рис. 4-28) полагаем, что на его выходе шум имеет заметную величину, и выходную мощность можно плавно регулировать, как, например, это имеет место в генераторе на шумовом диоде, а величина ее сравнима или превышает мощность собственных шумов испытываемого устройства; выходное сопротивление генератора остается неизменным при его включении (горячее состояние) и выключении (холодное состояние²) (для определенности считают также, что выходное сопротивление комплексно сопряжено со входным сопротивлением, т. е. выход генератора согласован с входом испытываемого устройства).

В большинстве случаев испытываемое устройство обладает небольшим коэффициентом усиления, и поэтому напряжение на его выходе или мощность недостаточ-

¹ Если специально не оговаривается, то имеется в виду интегральный коэффициент шума.

² Выходное сопротивление генератора может быть согласовано со входным сопротивлением испытываемого устройства, но выполнение этого условия вовсе не обязательно, как, например, это имеет место при измерении минимального коэффициента шума (см. § 1-11).

ны для нормального функционирования квадратичного измерителя. В связи с этим в измерительную схему приходится вводить добавочный усилитель. Собственные шумы усилителя должны быть малыми, а полоса пропускания шире полосы испытываемого устройства (в этом случае общая полоса будет определяться лишь полосой последнего). Оценку абсолютной погрешности измерения коэффициента шума Δ при заметной величине шумов усилителя можно легко найти из выражения (1-67). Она равна:

$$\Delta = \frac{N_{д.у} - 1}{G} \frac{П_{д.у}}{П_{общ}}; \quad (4-77)$$

здесь $N_{д.у}$ — коэффициент шума усилителя;

$П_{д.у}$ — его полоса;

$П_{общ}$ — общая полоса пропускания устройства и усилителя;

G — коэффициент усиления мощности испытываемого устройства.

Следует также помнить, что амплитудные характеристики испытываемого устройства, добавочного усилителя и квадратичного измерителя должны обеспечивать прохождение без ограничения всплесков шума хотя бы в пределах $3U_{д.}$

Процесс измерения сводится к тому, чтобы по выходному индикатору сделать два отсчета: первый производится в холодном состоянии генератора, а второй — когда он включен, т. е. в горячем состоянии ($T > T_0$). Выходной индикатор в первом случае покажет мощность

$$P_x = kT_0 GП + (N-1)kT_0 GП, \quad (4-78)$$

а во втором — увеличенную мощность

$$P_r = kTGП + (N-1)kT_0 GП. \quad (4-79)$$

Найдем отношение мощностей на выходе:

$$Y = \frac{P_r}{P_x} = \frac{T/T_0 + N - 1}{N}; \quad (4-80)$$

отсюда получим коэффициент шума

$$N = \frac{T/T_0 - 1}{Y - 1}. \quad (4-81)$$

Отношение Y показывает, во сколько раз возрастает мощность шума на выходе, когда генератор установлен так, что его шумовая температура равна T . Делать это отношение большим не следует, так как усилитель и измеритель в этом случае можно легко перегрузить, что приведет к ограничению шумов и к дополнительной погрешности при их измерении.

Удобно принять $Y=2$, так как при этом облегчается требование к амплитудной характеристике и упрощается сам процесс измерения (при включении генератора шумовую температуру на его выходе устанавливают такой величины, чтобы получить удвоение мощности на входе квадратичного измерителя, т. е. $P_r=2P_x$). Такой способ измерения иногда называют методом удвоения шума. Выражение (4-81) в этом случае примет вид:

$$N = T/T_0 - 1. \quad (4-82)$$

Заметим, что отношение температур в выражении (4-82) — это относительная шумовая температура применяемого при измерениях генератора шума ($n = T/T_0$). Поэтому выражение (4-82) можно переписать в виде

$$N = (n - 1) = n', \quad (4-83)$$

т. е. коэффициент шума равен просто коэффициенту избыточного шума. Например, для генератора с шумовым диодом

$$n' = 20I_0R_H. \quad (4-84)$$

Видно, что шкалу прибора, измеряющего постоянный ток диода, можно отградуировать непосредственно в величинах коэффициента шума (при $R_H = \text{const}$).

При использовании нерегулируемого генератора шума, который имеет температуру в холодном состоянии T_0 , а в горячем $T = \text{const}$, как, например, в газоразрядном источнике шума, блок-схема имеет вид рис. 4-29. Для возможности регулировки уровня шумов генератора введен плавный ослабитель, вводящий затухание от некоторой небольшой начальной величины до α . Это позволяет регулировать шумовую температуру, которая при введении затухания равна:

$$T_\alpha = T_0 + \frac{T - T_0}{\alpha}. \quad (4-85)$$

Используя соотношения (2-14) и (4-81), находим шумовую температуру $T_{\text{ш}}$ и коэффициент шума N испытываемого устройства:

$$T_{\text{ш}} = \frac{T - T_0}{(Y - 1)\alpha} - T_0; \quad (4-86)$$

$$N = \frac{T/T_0 - 1}{(Y - 1)\alpha}. \quad (4-87)$$

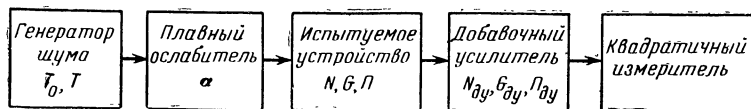


Рис. 4-29. Блок-схема соединений аппаратуры при измерении коэффициента шума с использованием ослабителя для регулировки мощности шума.

При измерении коэффициента шума по способу двух отсчетов и фиксированной величине $Y=2$ получаем:

$$T_{\text{ш}} = \frac{T - T_0}{\alpha} - T_0; \quad (4-88)$$

$$N = \frac{T/T_0 - 1}{\alpha}. \quad (4-89)$$

Из выражений (4-87) и (4-89) явствует, что шкала ослабителя может быть проградуирована в величинах коэффициента шума. Из выражения (4-81) также видно, что, располагая генератором шума с регулируемой мощностью, можно шкалу его также проградуировать в значениях коэффициента шума. Так обычно и поступают на практике — генераторы шума снабжаются такой шкалой. В отношении характера шкалы нетрудно заметить, что она сжата со стороны больших значений N . Действительно, максимальное значение T генератора ограничено, поэтому при измерении больших N отношение Y будет стремиться к единице. Сжатость шкалы приводит к большим погрешностям.

При измерении малых коэффициентов шума, которые незначительно отличаются от единицы, также наблюдается значительное увеличение погрешности. В этом случае отношение T/T_0 в числителе выражения (4-81) близко к единице. Приходится иметь дело с разностью двух

весьма близких величин, а погрешность измерения малых разностей, как хорошо известно, всегда значительна.

Применение промежуточного делителя (рис. 4-30) позволяет избавиться от ряда недостатков, характерных для ранее описанных измерений коэффициента шума. Делитель или ослабитель включают между испытываемым устройством и входом добавочного усилителя; его коэффициент деления или ослабления α чаще всего берут равным 2 (3 дб). Когда генератор

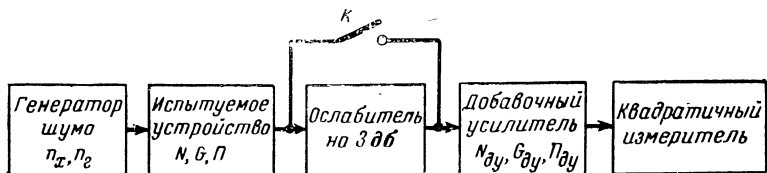


Рис. 4-30. Блок-схема включения аппаратуры при измерении коэффициента шума с использованием фиксированного ослабителя на 3 дб.

шума выключен, то ослабитель закорочен, и мощность шума на входе добавочного усилителя с учетом мощности его шумов P_2 , пересчитанных на вход, будет равна:

$$P_x = P_1 G_1 + P_2$$

(здесь P_1 равняется сумме мощностей собственных шумов испытываемого устройства, пересчитанных на его вход, и мощности шумов, «холодного» источника сигнала).

Когда генератор шума включается, то в цепь вводится и фиксированное ослабление α . При этом мощность генератора шума $P_{ш}$ устанавливается такой величины, чтобы показания квадратичного измерителя не изменились, т. е. $P_{г} = P_x$. Подставив значения $P_{г}$ и P_x , получим:

$$P_1 G_1 + P_2 = P_{ш} G_1 / \alpha + P_1 G_1 / \alpha + P_2,$$

откуда

$$P_{ш} = P_1 (\alpha - 1),$$

или, при $\alpha = 2$, $P_{ш} = P_1$.

Это — интересный результат, который показывает, что мощность шума, поступающая на вход испытываемого устройства, равна суммарной мощности внутрен-

них шумов устройства и шумов источника сигнала, и не зависит ни от коэффициента усиления испытываемого устройства, ни от величины шумов добавочного усилителя. Так как режим работы добавочного усилителя до включения генератора и после его включения остается неизменным, то исключаются погрешности, обусловленные возможными нелинейными эффектами, проявляющимися при удвоении мощности шума.

Для нахождения коэффициента шума подставим значения

$$P_{\text{ш}} = k(T - T_0)\Pi$$

и

$$P_1 = k(T_0 + T_{\text{ш}})\Pi,$$

тогда получим:

$$N = 1 + T_{\text{ш}}/T_0 = T/T_0 - 1,$$

которое совпадает с формулой (4-82).

Измерения с генератором синусоидальных сигналов. В этом случае генератор шума (на рис. 4-30) заменяется генератором сигналов необходимого диапазона волн. Сначала производится отсчет мощности шума на выходе $P_{\text{ш}}$ в положении, когда генератор сигналов выключен, а 3-децибелный ослабитель закорочен. Затем включают ослабитель и генератор сигналов, в последнем устанавливается средняя частота полосы пропускания испытываемого устройства, а выходное напряжение или мощность $P_{\text{гс}}$ регулируют так, чтобы показание выходного индикатора осталось прежним. В результате имеем:

$$P_{\text{ш}} = P_{\text{г}},$$

но

$$P_{\text{г}} = \frac{P_1 G_1}{2} + \frac{P_{\text{гс}} G_1}{2} + P_2,$$

т. е.

$$P_{\text{гс}} = P_1, \quad N = P_{\text{гс}}/kT_0\Pi,$$

где $P_{\text{гс}}$ — номинальная мощность генератора сигналов;
 Π — шумовая полоса пропускания испытываемого устройства.

Заметим, что при измерениях больших коэффициентов шума (более 15—20 дБ) предпочтительнее пользоваться генератором сигналов, так как в этом случае получается меньшая погрешность, чем при использовании

генератора шума. Это объясняется малой мощностью шума последнего, что не обеспечивает оптимальных условий измерения коэффициента шума.

Недостатками способа являются: 1) необходимость измерения шумовой полосы пропускания; 2) понижен-

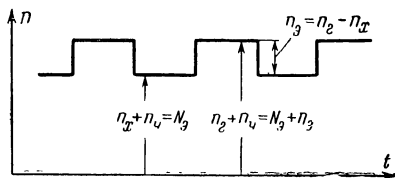


Рис. 4-31. Соотношения при модуляции генератора шума.

ная точность измерения малых коэффициентов шума, что связано со значительной погрешностью установки малых уровней сигнала в генераторах стандартных сигналов.

Существенными недостатками метода двух отсчетов (во всех

его вариантах) является также невозможность непрерывного контроля, например, в процессе настройки, и низкая производительность труда при измерениях.

Модуляционный метод. Важнейшее направление развития современной радиоизмерительной техники—это автоматизация процессов радиоизмерений. Применение модуляционного метода измерения (см. § 4-7) позволяет ускорить процесс измерения коэффициента шума посредством автоматического переключения генератора шума (и ослабителя), а также повысить чувствительность и точность измерений за счет выигрыша, даваемого когерентным, или корреляционным детекторами.

Если генератор шума (диодный, газоразрядный и др.) модулировать периодической последовательностью прямоугольных импульсов, то мощность шума на выходе испытываемого линейного усилителя или другого четырехполюсника будет изменяться от $(n_x + n_ч)$ до $(n_г + n_ч)$, где n_x и $n_г$ —относительные шумовые температуры соответственно в полупериоды, когда генератор шума выключен и когда он включен, а $n_ч$ —относительная шумовая температура четырехполюсника. Это наглядно показано на рис. 4-31. Чем больше коэффициент шума, тем больше будет член $n_ч$. Так как обычно n_x и $n_г$ являются паспортными данными и в процессе модуляции остаются величинами постоянными, то, очевидно, чем больше коэффициент шума, тем меньше разница между $(n_x + n_ч)$ и $(n_г + n_ч)$, т. е. тем меньше глубина модуляции.

В случае применения квадратичного детектора постоянная, составляющая на его выходе будет пропорциональна в один полупериод модуляции N_3 (генератор выключен), а в другой ($N_3 + n_3$). Кроме постоянной и низкочастотной составляющих, на нагрузке детектора будет также присутствовать и напряжение шумов. Оно тем больше, чем больше n_3 и N_3 .

Подавление шумов производится узкополосными фильтрами и устройствами с шириной полосы пропускания порядка долей герца. Это обстоятельство приводит к тому, что время измерения возрастает. Оно должно быть правильно выбрано, исходя из наибольшего коэффициента шума, подлежащего измерению.

Практические реализации модуляционного метода основаны на использовании любых двух из трех величин: n_3 , ($N_3 + n_3$) и N_3 , получаемых при модуляции (рис. 4-31). Например, в прямопоказывающем измерителе шума фирмы *Hewlett Packard* типа 340А система АРУ поддерживает постоянным напряжение

$$u_1 = K(N_3 + n_3),$$

а измеряется напряжение

$$u_2 = KN_3$$

(здесь K — коэффициент пропорциональности). В отечественном приборе типа Х5-5А, упрощенная функциональная схема которого изображена на рис. 4-32, постоянным напряжением является

$$u_1 = Kn_3,$$

а измеряемым напряжением служит

$$u_2 = KN_3.$$

Прибор работает следующим образом. Имеются два режима работы: калибровка и измерение. В режиме «Калибровка» синхронный переключатель не работает и ключ B находится постоянно в положении 1, а напряжение на выходе квадратичного детектора будет пропорционально относительной температуре n_3 , при этом шкала указателя коэффициента шума устанавливается на нуль. В режиме «Измерение» работает синхронный переключатель, при этом ключ B замыкается на 1, когда генератор шума выключен, и на 2, когда он включен.

Напряжение на выходе квадратичного детектора будет пропорционально N_3 , когда ключ замкнут на 1, так как $N_3 = n_x + n_q$.

Следовательно, измерение коэффициента шума сводится к калибровке шкалы линейного вольтметра постоянного тока, по напряжению пропорциональному n_3 , и последующему измерению коэффициента шума N_3 по ра-

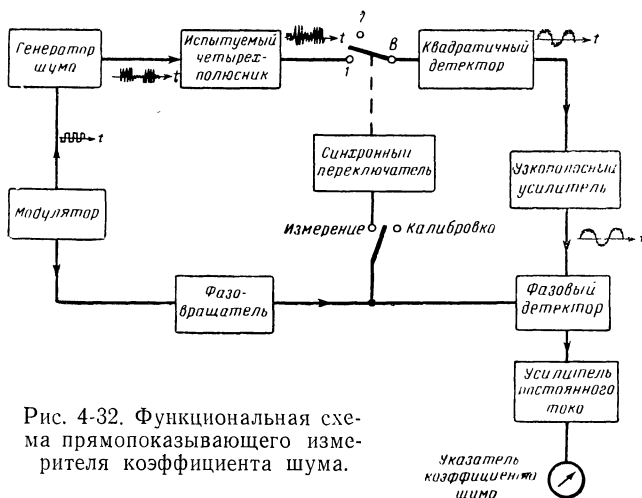


Рис. 4-32. Функциональная схема прямопоказывающего измерителя коэффициента шума.

нее откалиброванной шкале. Погрешность измерения коэффициента шума модуляционным методом не превышает 0,2—0,5 дб.

Измерение малых шумовых температур, которыми, например, обладают параметрические, молекулярные и некоторые другие типы современных усилителей, производят по схеме с двумя генераторами шума различной интенсивности (рис. 4-33).

Сущность способа измерения состоит в том, что измеряемый четырехполюсник попеременно подключается то к источнику с температурой T_1 , то к источнику с температурой T_2 , при этом, регулируя ослабитель, добиваются неизменности показаний выходного индикатора.

Когда включен генератор шума с температурой T_1 , то мощность шумов на выходе, если затухание ослабителя равно α_1 ,

$$P = k \left[\frac{(T_1 + T_q) G}{\alpha_1} + \left(1 - \frac{1}{\alpha_1} \right) T_0 + T_{д.у} \right] G_{д.у} \Pi. \quad (4-90)$$

При включенном генераторе с температурой T_2 и затухании ослабителя α_2 мощность шумов остается неизменной и равной:

$$P = k \left[\frac{(T_2 + T_{\text{ч}}) G}{\alpha_2} + \left(1 - \frac{1}{\alpha_2} \right) T_0 + T_{\text{д.у}} \right] G_{\text{д.у.П.}} \quad (4-91)$$

Приравнивая (4-90) и (4-91), находим шумовую температуру измеряемого четырехполосника:

$$T_{\text{ч}} = \frac{T_1 - \beta T_2}{\beta - 1} + \frac{T_0}{G}, \quad (4-92)$$

где $\beta = \alpha_1 / \alpha_2$.

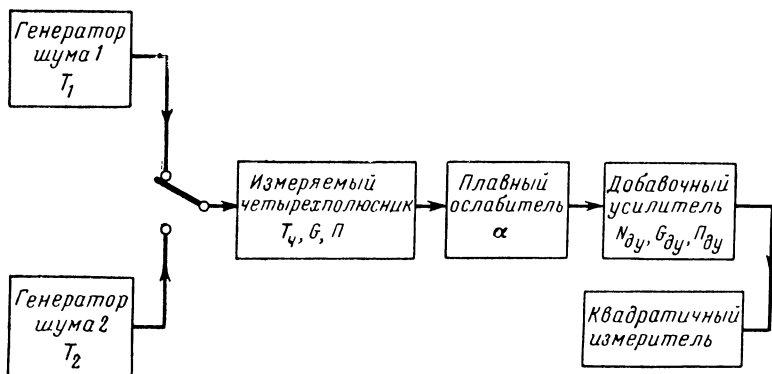


Рис. 4-33. Блок-схема соединений аппаратуры при измерении коэффициента шума с использованием двух шумовых источников.

При измерении малошумящих устройств используются обычно охлажденные оконечные поглотители с физическими температурами T_1 и T_2 . Охлаждающие агенты (жидкий азот, гелий и др.) обычно всегда имеются в наличии при испытываемых устройствах.

Погрешность измерения шумовой температуры малошумящего четырехполосника в основном определяется неточностью установки затухания ослабителя и ошибками определения температур охлажденных нагрузок.

Шумовые температуры нагрузок могут не соответствовать измеренным физическим температурам вследствие того, что между источником шума и четырехполосником включена не идеальная передающая линия, а линия с потерями. Если коэффициент потерь линии передачи равен $\alpha_{\text{л}}$, усредненная по длине линии температура

ее равна $T_{\text{л}}$ и физическая температура источника шума T , то шумовая температура на выходе линии определяется выражением

$$T_{\text{ш}} = \frac{T}{\alpha_{\text{л}}} + \left(1 - \frac{1}{\alpha_{\text{л}}}\right) T_{\text{л}}. \quad (4-93)$$

Чтобы не усложнять измерительную аппаратуру, одну из нагрузок охлаждают, а другую оставляют при нормальной температуре; при этом, как показывает уравнение (4-93), при $T_{\text{ш}} = T_0 = T_{\text{л}}$ потери в линии не влияют на шумовую температуру источника. Поэтому для получения наибольшей точности при измерении малых шумовых температур рекомендуется применять источники шумов с температурами $4,2^\circ \text{К}$ (точка кипения жидкого гелия) и 290°К .

Воздействие паразитных каналов на коэффициент шума. При измерении шумовой температуры или коэффициента шума четырехполюсников предполагалось, что сигнал и шум передаются со входа на выход через единственный канал, определяемый полосой пропускания испытываемого устройства и коэффициентом усиления в этой полосе.

Иногда, например в радиоприемных устройствах супергетеродинного типа, особенно на СВЧ, приходится иметь дело с паразитными каналами радиоприема, по которым на выход могут проходить помехи (мешающие сигналы) и шумы. Эти паразитные каналы необходимо учитывать при измерении коэффициента шума. В противном случае измеренный коэффициент шума может оказаться иным, чем это есть на самом деле.

Если характеристики зеркального канала супергетеродинного приемника тождественны характеристикам прямого канала и приемник предназначен для приема сигнала одной частоты, то из-за воздействия зеркального канала шумы на выходе проходят в удвоенной полосе пропускания. Коэффициент шума в этом случае

$$N_3 = \frac{2kT_0\Pi + 2kT_{\text{ч}}\Pi}{kT_0\Pi} = 2 \left(1 + \frac{T_{\text{ч}}}{T_0}\right) = 2N.$$

Таким образом, коэффициент шума приемника с неподдавленным зеркальным каналом ухудшается в 2 раза. Ухудшение коэффициента шума в этом случае можно

рассматривать как результат неправильного согласования полосы пропускания с принимаемым сигналом.

Если принимается широкополосный сигнал, например тепловое радиоизлучение вземных источников, то легко показать, что $N_3 = N$, т. е. коэффициент шума устройства в этом случае не изменяется. Двойную полосу пропускания, очевидно, следует считать согласованной с принимаемым сигналом.

Когда принимается сигнал одной частоты на приемник с частично подавленным зеркальным каналом, то наблюдаемое ухудшение коэффициента шума (относительно приемника без паразитных каналов) будет находиться между единицей и двойкой.

ФУНКЦИИ ЛАПЛАСА И ИНТЕГРАЛ ВЕРОЯТНОСТИ

Нормированная функция Лапласа¹ является определенным интегралом с переменным верхним пределом от нормированной плотности нормального закона распределения:

$$\Phi(u) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-t^2/2} dt. \quad (\text{П-1})$$

Геометрически это — площадь под кривой плотности вероятности в промежутке $0 - u$.

Основные свойства функции: $\Phi(0)=0$;

$$\Phi(+\infty) = 1/2; \quad \Phi(-u) = -\Phi(u).$$

Функция распределения нормального закона будет равна:

$$\begin{aligned} F(u) &= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_u^\infty e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^\infty e^{-t^2/2} dt - \\ &- \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-t^2/2} dt = \frac{1}{2} - \Phi(u). \end{aligned} \quad (\text{П-2})$$

Часто, кроме функции Лапласа, применяется интеграл вероятности²

$$\text{erf}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^u e^{-t^2} dt. \quad (\text{П-3})$$

¹ Иногда ее называют функцией Гаусса, функцией Крампа, а также интегралом вероятности.

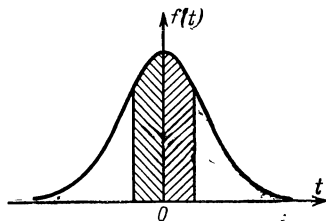
² Заметим, что первая подробная (для малых и больших значений u до 11 десятичных знаков) таблица интеграла вероятностей была дана А. А. Марковым в 1888 г.

Геометрически интеграл вероятности выражает площадь, взятую симметрично по обе стороны от среднего значения нормированной кривой плотности вероятности (рис. П-1).

Найдем связь между интегралом вероятности и функцией Лапласа, заменяя переменную интегрирования в первом. Пусть $t = z/\sqrt{2}$, $dt = dz/\sqrt{2}$ и соответственно пределы интегрирования будут $t = 0$, $z = 0$; $t = u$, $z = \sqrt{2}u$:

$$\begin{aligned} \operatorname{erf}(u) &= \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^{\sqrt{2}u} e^{-z^2/2} dz \sqrt{2} = \\ &= \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^{\sqrt{2}u} e^{-z^2/2} dz = 2\Phi(\sqrt{2}u). \end{aligned} \quad (\text{П.4})$$

Рис. П-1. Геометрическое представление интеграла вероятности.



Таким образом, интеграл вероятности равняется удвоенному значению функции Лапласа, взятой по верхнему пределу, увеличенному в $\sqrt{2}$ раз.

Из свойств интеграла вероятности и связи, установленной между ним и функцией Лапласа, следует очевидное выражение для функции распределения:

$$F(u) = \frac{1}{2} - \Phi(u) = \frac{1}{2} \left[1 - \operatorname{erf}\left(\frac{u}{\sqrt{2}}\right) \right]. \quad (\text{П.5})$$

Изредка интегралом вероятности называют функцию

$$\Phi_d(u) = \frac{2}{\sqrt{2\pi}} \int_0^u e^{-t^2/2} dt = 2\Phi(u), \quad (\text{П.6})$$

которая просто равна удвоенному значению функции Лапласа. От интеграла вероятности она отличается масштабом аргумента.

ПРИБОРЫ ДЛЯ АМПЛИТУДНОГО АНАЛИЗА

Счетчик пропущенных импульсов (дискриминатор амплитудный и временной с цифровым отсчетом) типа ИЗ-8

Емкость счета 1—10⁵ импульсов.

Входное напряжение в положительной полярности.

Амплитуда 10—100 в.

Длительность 0,2—50 мксек.

Частота повторения импульсов 0—10 кГц.

Пороговое напряжение 10—100 в (через 1 в $\pm 5\%$).

Амплитудный дискриминатор с цифровым отсчетом типа И4-1

Интервал между исследуемыми отрицательными импульсами 1—10⁻⁵ сек.

Скважность 30.

Фронт импульса 1—15 мксек.

Амплитуда 0,5—15 в.

Пределы уровня дискриминации 0,5—10 в.

Погрешность установки уровня $\pm 5\%$.

Входное сопротивление 50 ком.

Время индикации 2—10 сек.

Таблица 1

Шумовые диоды и газоразрядные генераторы шума (трубки)

Тип	Диапазон волн или частот	Ток анода, ма	Спектральная плотность, кТ ₀	Напряжение поджига, кв	Напряжение анода, в
2Д2С	10 кГц—100 МГц	40	30	—	140
2Д3Б	—	5	10	—	150
ГШ1	5,6—9 см	135	63	2	200
ГШ2	2,9—4 см	135	65	5	200
ГШ3	9—18 см	170	62	2,5	300
ГШ5	1,16—2,96 см	80	63	2	215
ГШ6	0,72—1,18 см	70	62,5	2	215
ГШ10	3,6—11,5 см	150	64	2,5	260
ГШ11	2,6—3,6 см	150	65,5	2,5	260
ГШ28	3,8—4,7 мм	100	50	—	—
ГШ29	4,6—5,8 мм	100	50	—	—

Таблица 2

Квадратичные вольтметры

Тип	Пределы измерения	Диапазон частот	Погрешность, %	Входное сопротивление и емкость
T-28	3—25 в	50 Гц—30 МГц	4	—
T-13/1	0,75—3 в	20 кГц—20 МГц	1,5	1 ком; 3,5 пф
T-16/2	7,5—30 в	20 Гц—15 МГц	1,5	1 ком; 3,5 пф
T130	30 мВ—1,5 в	20 кГц—1 МГц	1,5	—
V3-5	20 мкВ—1 в	20 Гц—1 МГц	10	600 ком и 25 пф
V3-6	150 мкВ—200 в	5 Гц—1 МГц	10	5 Мом и 25 пф
V3-19	300 мкВ—300 в	20 Гц—5 МГц	10	1 Мом и 15 пф
V3-20	2,6 мВ—300 в	20 Гц—1 МГц	4	400 ком и 25 пф
V3-28	100 мкВ—200 в	20 Гц—1 МГц	6	0,5 Мом и 40 пф
V3-15	150 мВ—5 в	1 кГц—100 МГц	4—6	1,5 ком; 5 пф

Таблица 3

Селективные вольтметры

Тип	Пределы измерения	Диапазон частот	Полоса пропускания	Погрешность, %	Входное сопротивление и емкость
B6-1	2 мкс—10 мв	0,15—35 Мец	1; 10 кец	12—15	0,5 Мом (на 150 кец) 10 ком (на 35 Мец)
B6-4	3 мкс—300 мв	20 гц—30 кец	8—15% (от частоты настройки)	6	1 Мом; 10 пф
B6-2	1 мкс—300 в	20 гц—200 кец	20% (от частоты настройки)	10—15	0,5 Мом; 25 пф
У2-6	0,6 мкс—1 в	20 гц—30 кец	6—10% (от частоты настройки)	6—30	10 ком; 100 пф
C5-2	0,1 мв—10 в	15—200 кец	200 гц и 3 кец	6	—
C5-3A	0,3 мкс—10 в	20 гц—20 кец	6 и 200 гц	6	600 ом

Таблица 4

Измерительные приемники

Тип	Диапазон частот	Пределы измерения	Погрешность, дб	Полоса пропускания
П5-1	18—150 Мгц	0,5—10 ⁵ мкс	4	20 и 100 кец
П5-2	150—400 Мец	5—10 ⁵ мкс	4	100 кец и 1 Мец
П5-3	400—1 800 Мгц	5—10 ⁵ мкс	6	100 кец и 1 Мец
П5-4	1,28—2,35 Гец	10 ⁻¹² —10 ⁻⁴ вт	3	3,5 Мец
П5-5	2,35—4 Гец	10 ⁻¹² —10 ⁻⁴ вт	3	3,5 Мец
П5-7	4—7,4 Гец	10 ⁻¹² —10 ⁻⁴ вт	3	3,5 Мец
П5-8	7,4—12 Гец	2·10 ⁻¹² —10 ⁻⁴ вт	3	5 Мец
П5-13	12—16,6 Гец	3·10 ⁻¹³ —10 ⁻⁶ вт	2	10 Мец

Таблица 5

Измерители малой мощности

Тип	Диапазон частот, Гец	Пределы измерения, вт	Погрешность, дб	ВЧ тракт, волновое сопротивление, ом
П5-9	0,5—1	10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁶	0,5	75
П5-16	1—2 и 2—4	10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁶	0,5	75 и 50
П5-17	1—2	10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁶	0,5	75
П5-18	2—4	10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁶	0,5	50
П5-11	2,85—3,15	3·10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁵	0,5—1,2	50
П5-10	8,9—9,8	3·10 ⁻¹⁵ —10 ⁻⁵	0,5—1,2	—

Таблица 6

Измерители радиопомех

Тип	Диапазон частот, <i>Мец</i>	Пределы напря- жений, <i>мкв</i>	Погрешность, <i>дб</i>	Входное со- противление, <i>ом</i>
П4-6	0,01—0,15	20—3·10 ⁵	2,5	500
П4-12	0,15—30	10—3·10 ⁴	6—8	75
П4-5А	20—150	1—10 ⁵	4	75
П4-13	30—300	30—10 ⁵	6	75

Таблица 7

Измерители коэффициента шума

Тип	Диапазон частот, <i>Гц</i>	Пределы измерения	Погрешность, <i>дб</i>
Х5-1	0,015—0,7	1,5—1 000	1,6—2
Х5-2	0,5—11	3—10 000	2
Х5-5А	0,5—11,5	0,15—300	0,25

ЛИТЕРАТУРА

1. Александров М. С., Прибор ИДК для измерения статистических свойств случайных напряжений, «ПТ и Э», 1960, № 4, 77.
2. Алфеев В. Н., Радиотехника низких температур, изд-во «Советское радио», 1966.
3. Бендат Д., Основы теории случайных шумов и ее применения, изд-во «Наука», 1965.
4. Беранек Л., Акустические измерения, изд-во ИЛ, 1952.
5. Биргер Л. А. и др., Образцовые тепловые генераторы шума, «Измерительная техника», 1961, № 1.
6. Бобнев М. П., Генерирование случайных сигналов и измерение их параметров, изд-во «Энергия», 1966.
7. Бродский А. Д., Новые методы измерения низких температур, Стандартгиз, 1962.
8. Бунимович В. И., Флуктуационные процессы в радиоприемных устройствах, изд-во «Советское радио», 1951.
9. Вайнбойм П. и др., «Музыкальная анестезия», «Радио», 1966, № 9.
10. Вальд-Перлов В. М. и др., Лавинно-пролетный диод — новый полупроводниковый СВЧ-прибор, «Радиотехника и электроника», 1966, 11, № 11.
11. Ван-дер-Зил А., Флуктуации в радиотехнике и физике, Госэнергоиздат, 1958.
12. Ван-дер-Зил А., Флуктуационные явления в полупроводниках, изд-во ИЛ, 1961.
13. Венчковский Л. Б., Помехи в каналах телемеханики, изд-во «Энергия», 1966.
14. Весткотт Д. Х., Проблема оценки параметров, «Труды I Международного конгресса федерации по автоматическому управлению, статистические методы исследования», Изд-во АН СССР, 1961.
15. Венцель Е. С., Теория вероятностей, ГИФМЛ, 1958.
16. Вилкс И. Я., Нелинейный двухполосник с квадратичной характеристикой, «Автоматика и вычислительная техника», 1966, № 12 (Рига).
17. Гершман С. Г. и др., Об измерении коэффициента корреляции, «Акустический журнал», 1955, 1, вып. 4.
18. Гоноровский И. С., Радиотехнические цепи и сигналы, ч. 1, изд-во «Советское радио», 1966.
19. Горбенко В. С., Приборы для определения интегральных и дифференциальных законов распределения стационарных случайных процессов, «Известия вузов, Радиотехника», 1962, № 3.

20. Григулевич В. И. и др., Радиоимпульсное преобразование частоты, изд-во «Советское радио», 1966.
21. Гуткин Л. С. и др., Радиоприемные устройства, ч. I, изд-во «Советское радио», 1961.
22. Дементьев Е. П., Элементы общей теории и расчета шумящих линейных цепей, Госэнергоиздат, 1963.
23. Дунин-Барковский И. В. и др., Теория вероятностей и математическая статистика в технике, ГТТИ, 1955.
24. Жовинский В. И. и др., Низкочастотный генератор «белого шума» с радиоактивным элементом, «Передовой научно-технический и производственный опыт», № 30-63-252/7.
25. Измерения в электронике, справочник, т. 2, ред. Доброхотов В. А., изд-во «Энергия», 1965.
26. Качевский З. М. и др., Флуктуационная помеха и обнаружение импульсных радиосигналов, Госэнергоиздат, 1963.
27. Краткий справочник инженера-физика, Госатомиздат, 1961.
28. Кузьмин А. Д. и др., Радиоастрономические методы измерений параметров антенн, изд-во «Советское радио», 1964.
29. Кукушкин В. В., Использование туннельного диода в качестве генератора шума для измерения параметров туннельного смесителя, «Радиотехника и электроника», 1965, 10, № 5.
30. Левин Б. Р., Теоретические основы статистической радиотехники, изд-во «Советское радио», 1966.
31. Лившиц Н. А. и др., Вероятностный анализ систем автоматического управления, ч. 1, изд-во «Советское радио», 1963.
32. Лихтер Я. И., О некоторых особенностях функции распределения напряженности поля атмосферных помех, «Труды НИИЗМ», 1957, № 13.
33. Мирский Г. Я., Аппаратурное определение характеристик случайных процессов, изд-во «Энергия», 1967.
34. Мутафи А. Н., Генератор скользящей полосы шума, «Измерительная техника», 1967, № 2.
35. Николаев А. Г. и др., Радиотеплолокация, изд-во «Советское радио», 1964.
36. Погрешность из-за ограничения шума, «Приборы для научных исследований», 1964, № 6.
37. Прянишников В. А., Установка для измерения коэффициента корреляции, «Электросвязь», 1964, № 8.
38. Ремез Г. А., Радиоизмерения, изд-во «Связь», 1966.
39. Романовский Ю. М., Генератор шумов низкой частоты, «ПТ и Э», 1958, № 4.
40. Рытов С. М., Теория электрических флуктуаций и теплового излучения, Изд-во АН СССР, 1953.
41. Свешников А. А., Прикладная теория случайных функций, Судпромгиз, 1961.
42. Солодовников В. В. и др., Вычислительная техника в применении к статистическим исследованиям в автоматике, Машгиз, 1963.
43. Стретт Дж. В. (лорд Рэлей), Теория звука, т. 1, изд. 2-е, ГИТТЛ, 1955.
44. Тихонов В. И., Статистическая радиотехника, изд-во «Советское радио», 1966.
45. Тягунов Г. А., Электровакуумные и полупроводниковые приборы, Госэнергоиздат, 1962.
46. Фастовский И. А., Аппаратура для измерения радиопомех, изд-во «Связь», 1965.

47. Федотов Я. А., Основы физики полупроводниковых приборов, изд-во «Советское радио», 1963.
48. Фрадиц А. З. и др., Измерение параметров антенно-фидерных устройств, Связьиздат, 1962.
49. Харкевич А. А., Спектры и анализ, ГТТИ, 1953.
- 50. Харкевич А. А., Борьба с помехами, изд-во «Наука», 1965.
51. Хлистунов В. Н., Основы цифровой электроизмерительной техники, изд-во «Энергия», 1966
52. Чернетский А. В. и др., Аппаратура и методы плазменных исследований, Атомиздат, 1965.
53. Чечик Н. О. и др., Электронные умножители, ГТТИ, 1957.
54. Чиликин В. В., Прибор для измерения одномерных дифференциальных и интегральных законов распределения случайных величин, «ИТ и Э», 1959, № 3.
55. Чжоу В. Ф., Принципы построения схем на туннельных диодах, изд-во «Мир», 1966.
56. Bowman J. S. and oth., Automatic gain control for noise, El. Engng, 1965, 37, № 450.
57. Broderick P., The analysis and demonstration of a method of generating V. L. F. noise, Radio and Electron Engr., 1965, 30, № 1.
58. Edmunds A. R. and oth., A simple, inexpensive square-low circuit, J. Sci. Instr., 1966, 43, № 10.
59. Fox R. and oth., Fundamental noise, «Westinghouse Engr», 1964, 24, № 2.
60. Gribben H. C., A new helical coupled noise source, «Marconi Instr.», 1961, 8, № 3.
61. Haitz R. H., Controlled noise generation with avalanche diodes, II, Trans. IEEE, 1966, ED-13, № 3.
62. Harris J., The design of a noise generator for measurements in the frequency range 30—1250 Mhz, Proc. IRE, Australia, 1961, № 12.
63. Horner F. and oth., An investigation of atmospheric radio noise at very low frequencies, Proc. IEE, 1956, B103, № 12.
64. Jankowski W., Zezwzglyedny wzorzes szumow w parmie S, Prace Przemysl. inst. electron., 1964, 5, № 3—4.
65. Jensen J. A., Audible noise and vibration measurements, «El. Technology», 1964, № 10.
66. Jespers P. and oth., A new method to compute correlation functions, Trans. IRE, 1962, IT-8, № 5.
67. Johnson J. B., Thermal agitation of electricity in conductors, Phys. Rev., 1928, 32, 97—109.
68. Kimura C. and oth., Measurements of internal parameters microplasma, Japan Journ. Appl. Phys., 1966, 5, № 5.
69. Kirby I., The non linearity of fixed resistors, El. Engng, 1965, 37, № 453.
70. Korn T. S. and oth., The physical meaning of formulae for excess noise in composition resistors, J. Brit. IRE, 1962, 24, № 3.
71. Kubota T., Discharge tubes as microwave noise sources, Electronics and Comm. in Japan, 1964, 47, № 2.
72. Linze K., Rauschen von Widerstanden und Widerstandskombination ohne und mit Belastung, Nachrichtentechnik, 1958, 8, № 12.
73. Malfunction receiver arc transmitter, Electronics, 1965, 38, № 20.

74. Mathieson E., Shot noise and the measurement of electron charge, *El. Engng*, 37, № 453.
 75. Monelis J. B., Generating random noise with radioactive sources, *El. Technology*, 1960, 37, № 6.
 76. Mumford W. W., A broad band microwave noise source, *B. S. T. J.*, 1949, 28, № 4.
 77. Miller C. K. S. and oth., A waveguide noise standard, *Acta IMEKO*, 1964, 3.
 78. Nyquist H., Thermal agitation of electric charge in conductors, *Phys. Rev.*, 1928, 32, 110—113.
 79. Penfield H., Why not the avalanche diode as an RF noise source?, *Electron. Des.*, 1965, 13, № 8.
 80. Post P. B., Monolithic circuit synthesizes quadratic function, «*EDN*», 1966, 11, № 10.
 81. Rollin B. V. and oth., The current noise spectrum of cooperdoped germanium at 20° K, *Proc. Phys. Soc. (Brit)*, 1953, 81, pt 3, № 521.
 82. Ross G. F., Noise properties of beam switching tubes, *Electronic Industries*, 1961, 24, № 7.
 83. Ruppli M., Problemes de mesure des faibles temperatures de bruit, *Onde electr.*, 1965, 45, № 454.
 84. Shatavsky S., The versatile tunnel diode—a new task, «*EDN*», 1967, 12, № 1.
 85. Shepertycki T. H., High level video noise sources, *Canad. Electronics Engng*, 1963, № 2.
 86. Stansbury A. P. and oth., Application of noise measurements to the reliability analysis of semiconductor devices, *Semicond. Prod. and Solid State Technology*, 1965, 8, № 11.
 87. Tait D. A. G. and oth., A random signal generator, *El. Engng*, 1966, 38, № 455.
 88. West J. C. and oth., A low frequency random signal generator, *J. Sci. Instr.*, 1957, 34, № 11.
 89. Радионизмерительные приборы, каталог-проспект НИИЭИР, 1966.
-

О Г Л А В Л Е Н И Е

Предисловие ко второму изданию	3
Введение	5
Глава первая. Параметры и характеристики шума, шумы	
в линейных цепях	11
1-1. Средние значения	11
1-2. Функция распределения и плотность вероятностей	19
1-3. Корреляционная функция	21
1-4. Спектральная плотность и связь ее с функцией корреляции	24
1-5. Узкополосный и широкополосный шумы	29
1-6. Нормальный, или гауссов, шум	33
1-7. Релеевский шум	36
1-8. Логарифмически нормальный шум	38
1-9. Хаотические импульсные или пуассоновские шумы	39
1-10. Шум с равновероятным законом распределения амплитуд	40
1-11. Напряжение, ток и мощность шума в линейной цепи	41
1-12. Прохождение шума через усилители и фильтры	44
1-13. Отношение сигнал/шум и коэффициент шума	48
Глава вторая. Первичные источники шумов	53
2-1. Общие замечания	53
2-2. Тепловой шум	55
2-3. Шумовая температура и эквивалентный коэффициент шума	61
2-4. Схемы замещения и эквивалентное шумовое сопротивление	65
2-5. Шумящий резистор—эталонный источник шума	68
	213

2-6. Токовые шумы непроволочных резисторов . . .	72
2-7. Дробовой шум	76
2-8. Шумовые диоды	79
2-9. Шумы газоразрядных ламп	82
2-10. Фотоэлектронный умножитель — источник шума	88
2-11. Шумы полупроводниковых диодов	91
2-12. Детектор ионизирующего излучения как источник шума	98
2-13. Трохотронный источник шума	102
2-14. Другие источники шума	103
 Глава третья. Схемы генераторов шума и некоторые во- просы их проектирования	 106
3-1. Общие соображения по проектированию генерато- ров шума	106
3-2. Мощные усилители шума	110
3-3. Стабилизация мощности шума	111
3-4. Генераторы на шумовых диодах	114
3-5. Генераторы шума на полупроводниковых диодах	117
3-6. Генераторы видеочастотного и высокочастотного шума	119
3-7. Генераторы шума низких и инфранизких частот	120
3-8. Генераторы шума сверхвысоких частот	126
3-9. Получение шумов с заданным законом распреде- ления вероятностей мгновенных значений	130
3-10. Генераторы шума с радиоактивным элементом .	131
3-11. О генераторах случайных сигналов	133
 Глава четвертая. Методы измерения параметров и ха- рактеристик генераторов шума и шумящих четырехпо- люсников	 135
4-1. Некоторые сведения о статистических оценках и особенностях измерений шума	135
4-2. Измерение размаха и среднего значения шума .	139
4-3. Измерение мощности и действующего значения шума	144
4-4. Контроль и измерение распределения вероятностей мгновенных значений шума	161
4-5. Измерение функции корреляции	174
4-6. Измерение спектральной плотности мощности шума	180
4-7. Контроль генераторов и измерение шума радио- метрами	185
4-8. Измерение шумовой полосы	189

4-9. Измерение коэффициента шума и определение собственных шумов четырехполюсников	192
Приложение 1	204
Приложение 2	206
Литература	209

Тетерич Николай Михайлович
**Генераторы шума и измерение шумовых
характеристик**

Редактор *П. А. Перепелятник*
Обложка художника *Е. В. Никитина*
Технический редактор *А. М. Фридкин*
Корректор *Р. К. Шилова*

Сдано в набор 5/II 1968 г.
Подписано к печати 15/V 1968 г. Т-00359
Формат 84×108¹/₃₂ Бумага типографская № 2
Усл. печ. л. 11,34 Уч.-изд.л. 11,68
Тираж 10 000 экз. Цена 58 коп. Зак. 1079
Издательство „Энергия“. Москва, Ж-114,
Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Главполиграфпрома
Комитета по печати при Совете Министров СССР.
Шлюзовая наб., 10.

Цена 58 коп.