

УДК 621.376.9

Система измерения расстояний, использующая в качестве модулирующей функции хаотический шум

Филатов В.И.*, Борукаева А.О., Бердигов П.Г.*****

*Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана,
ул. 2-я Бауманская, 5, Москва, 105005, Россия*

**e-mail: yfil10@mail.ru*

***e-mail: alexbmstu.b@yandex.ru*

****e-mail: palber96@gmail.com*

Аннотация

В статье детально рассмотрены общие характеристики систем измерения дистанции или дальности, в которых передаваемый сигнал модулируется хаотическим шумом. Измерение дистанции осуществляется коррелированием модуляции передаваемого и принимаемого сигналов. Спектр модулирующего сигнала определяет функцию зависимости этой корреляции, а, следовательно, и выхода системы, от расстояния до отражающего объекта. Особое внимание уделено возможности практического выполнения фильтров, которое ограничивает линейный участок характеристики "выход - расстояние" для системы с шумовой модуляцией. Указаны некоторые новые результаты, которые могут быть получены. Рассмотрены ограничения метода. Описаны несколько типов модулированных шумом систем. Выявлена успешная работа системы одного типа. В результате описанной работы предложена система подобная существующим вышотомерам, которая свободна от неоднозначности отсчета, присущей системам с периодической модулирующей функцией, лишена систематических ошибок и дает возможность измерения дистанций ниже

нескольких метров. Это делает ее особенно подходящей для использования в качестве высотомера в системах слепой посадки. Рассмотренный в данной статье метод анализа дает возможность, в пределах практичности, сконструировать систему с желаемым отношением "выход - расстояние", которую в дальнейшем можно устанавливать в летательных аппаратах для определения расстояния, когда осуществляется взлёт-посадка.

Ключевые слова: шум, сигнал, корреляционная функция, спектр мощности, шумовая модуляция, антенна, амплитудная модуляция, частотная модуляция, гетеродин, гауссово распределение вероятностей, чувствительность, девиация, флуктуация.

Введение

Системы измерения дальности, использующие способность цели отражать энергию, обычно основаны на использовании заранее обусловленной детальной зависимости между передаваемым и принимаемым сигналами (1). Для определения расстояния до цели импульсные радиолокационные системы измеряют временную задержку, а частотные системы - фазовый сдвиг или разность частот (2-9). Системам, где в качестве модулирующей используется периодическая функция, свойственна неоднозначность отсчета для целей, для которых временная задержка сигнала больше, чем период повторения. Часто для уменьшения эффекта этой неопределенности используется "качание" периода повторения. При этом случайные изменения являются нарушением правильной (обычно периодической) модуляции передатчика.

В дополнение к неоднозначности отсчета, возникающей вследствие периодичности повторения сигнала, в высотомерах с периодической частотной модуляцией существует эффект квантования, иногда называемый "систематической ошибкой", который вызывает дискретные изменения функции на выходе системы при непрерывном изменении дальности до цели. Хотя и возможно освободиться от эффекта квантования (10-11), желательны системы, которые принципиально свободны от подобного эффекта.

Уничтожение присущих системам измерения дистанций неоднозначности отсчета и эффекта квантования означает, что модуляция не является периодической, и, следовательно, спектр модулирующего сигнала не является гармоническим рядом. Одним из способов обеспечения непериодичности модуляции является использование случайного шума в качестве модулирующей функции.

Последние исследования (12-14) спектра мощности несущей, модулированной случайным шумом, дают соответствующую информацию о спектральных характеристиках сигналов в описываемых здесь системах. Хотя эти результаты еще не имелись в то время, когда выполнялась данная работа, они очень полезны в определении соотношения между параметрами системы и спектром сигнала. Было также исследовано использование самого шума в качестве несущей (15), однако результаты этих исследований неприложимы к данной системе.

Одной из причин проявления интереса к системам измерения расстояния, в которых передаваемый сигнал модулируется шумом, является перспективность ее использования в качестве высотомера для слепой посадки. В первую очередь будут рассмотрены системы непрерывных колебаний.

Применение корреляционной функции к измерению дистанции

Предположим, что система излучает сигнал, модулированный по амплитуде, фазе или частоте "случайной" функцией, например, шумом с гауссовым распределением. Если цель, весьма близкая к передатчику, отражает некоторое количество энергии с весьма короткой временной задержкой, то этого малого времени недостаточно для проведения изменений в амплитуде (или фазе, частоте). Для целей, располагающихся на большей дальности, временная задержка отраженного сигнала будет больше и вероятность большого изменения в передаваемом сигнале возрастет. Если теперь производится сравнение между выходным и входным сигналами, то статистические свойства получаемого результата зависят от дистанции. Для нулевой дистанции (временная задержка отсутствует) передаваемый и возвращающийся сигналы идентичны, и между ними обнаруживается полная корреляция. При очень больших дистанциях будет казаться, что возвращающийся сигнал почти совсем не имеет отношения к передаваемому сигналу, то есть передаваемый и принимаемый сигналы не коррелированы.

Форма, в которой корреляция между переданным и возвратившимся сигналами изменяется от полной корреляции на нулевой дистанции до отсутствия любой корреляции на очень больших дистанциях, зависит от частотных составляющих случайной функции, то есть спектра шума (16). Если присутствуют лишь низкочастотные составляющие, то передаваемый сигнал не может быстро измениться во времени, и корреляция между выходным и возвращающимся сигналами изменяется очень медленно с увеличением дальности. Однако, при наличии только высокочастотных составляющих передатчик может производить

быстрые изменения амплитуды, фазы или частоты, и корреляция между двумя сигналами быстро снижается до нуля, так как временная задержка между передаваемым и отраженным сигналами увеличивается.

Необходимо отметить, что если модулирующая функция является точно случайной функцией, то существует некоторая вероятность того, что выходной и возвращающийся сигналы будут значительно отличаться даже для очень близкой цели, однако такие большие различия не так вероятны, как малые. В предлагаемой здесь системе для определения дистанции используется лишь средняя зависимость между передаваемым и принимаемым сигналами. Точность определения расстояния зависит как от интервала времени, в течение которого измеряется соотношение, так и от точности параметров системы.

Взаимоотношение функции с собой называется в теории информации ее "корреляционной функцией" или "автокорреляцией", а в области статистики - "последовательной корреляцией". В существующих системах один из сигналов может быть видоизменен шумом, эффектом Доплера и другими формами помех; следовательно, корреляция между посылаемым и отраженным сигналами является не точно "автокорреляцией", "а взаимокорреляционной функцией". Однако, в силу того, что система базируется на принципе, подразумеваемом этими терминами, то они являются вполне уместными, а отклонения от принципа будут трактоваться как сигналы ошибки.

Принцип корреляционной функции может использоваться в системах, применяющих в качестве несущего сигнала радиоволны, свет, звук и т.д. Необходимо только, чтобы случайная функция модулировала выходной сигнал и

обнаруживалась в отраженном от цели сигнале. В некоторых случаях более удобно измерять не функцию корреляции, а тесно связанную с ней функцию, которая может быть названа "антикорреляционной функцией". Это явление будет рассмотрено после того, как будут разобраны некоторые положения принципа корреляционной функции.

Корреляционная функция

Пусть $F(t)$ - безразмерная непрерывная функция случайного шума с гауссовым распределением амплитуд и без постоянной составляющей. Функция корреляции $\psi(\tau)$ от $F(t)$ определяется из равенства (17, 18):

$\psi(\tau) = \left(\frac{1}{k}\right) \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T F(t) \cdot F(t - \tau) \cdot dt$, где нормализующий фактор k дается

выражением:

$$k = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T [F(t)]^2 dt$$

Амплитудный спектр $S(f)$ функции $G(t)$, которая равна $F(t)$, в интервале $0 \leq t \leq T$ и равна нулю вне этого интервала, выражается:

$$S(f) = \int_0^T F(t) \cdot e^{-i2\pi ft} dt \quad (3)$$

а соответствующий нормализованный спектр "мощности" $w(f)$ есть (рассматриваются лишь положительные частоты):

$$w(f) = \left(\frac{1}{k}\right) \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{2|s(f)|^2}{T} \quad (4)$$

Корреляционная функция связана со спектром мощности посредством соотношения Винера-Хинчина;

$$\psi(\tau) = \int_0^{\infty} w(f) \cos 2\pi \cdot f \tau \cdot df \quad (5)$$

$$\omega(f) = 4 \int_0^{\infty} \psi(\tau) \cos 2\pi \cdot f \tau \cdot d\tau \quad (6)$$

Мы видим, что система, выполняющая операцию коррелирования $F(t)$ с $F(t - \tau)$, как показано уравнением (1), будет вести себя в соответствии с (5), то есть зависимость ее выходного сигнала определяется спектром мощности $w(f)$ хаотического шума. Из (6) видно, что некоторый желаемый режим $\psi(\tau)$ системы может быть принят без доказательства, а затем определен соответствующий спектр мощности шума. Однако, многие типы корреляционной функции ведут к практически невыполнимому спектру мощности.

Рассмотрим несколько специальных случаев шумового спектра и дадим соответствующие корреляционные функции. В каждом случае мы используем нормализованный спектр мощности, то есть спектр для которого

$$\int_0^{\infty} w(f) df = 1 \quad (7)$$

и нормализованную функцию корреляции $\psi(\tau)$ для того, чтобы $\psi(0) = 1$.

Идеальный полосовой фильтр

Пусть: $w_1(f) = \frac{1}{f_2 - f_1}$ для $f_1 \leq f \leq f_2$

$$w_1(f) = 0 \quad \text{для } f < f_1 \quad (8)$$

$$w_1(f) = 0 \quad \text{для } f > f_2$$

Используя (5) и интегрируя, получаем

$$\psi_1(\tau) = \frac{1}{(f_2 - f_1)2\pi\tau} [\text{Sin } 2\pi f_2\tau - \text{Sin } 2\pi f_1\tau] \quad (9)$$

Когда $f_1 = 0$, то есть в случае фильтра нижних частот:

$$\psi_1(\tau) = \frac{1}{2\pi f_2\tau} \cdot \text{Sin } 2\pi f_2\tau \quad (10)$$

Обе эти функций колеблются, поэтому определенное значение $\psi(\tau)$ может соответствовать более чем одному значению τ , что является недостатком. Когда f_1 и f_2 почти равны, $\psi_1(\tau)$ выглядит подобно незначительно затухающей синусоиде. Так как полоса увеличивается, "затухание" также увеличивается. При $f_1 = 0, \psi_1(\tau)$ становится значительно затухающим.

Экспоненциальный фильтр

Предположим, что $w_2(f) = ae^{-af}$ (11), где a – постоянная величина. Опять используя (5) и интегрируя, получаем

$$\psi_2(\tau) = \frac{1}{1 + \left(\frac{2\pi\tau}{a}\right)^2} \quad (12)$$

В этом случае имеем корреляционную функцию, которая монотонно уменьшается с увеличением τ для $\tau > 0$. Следовательно, неоднозначность в

соотношении между τ и $\psi_2(\tau)$ устраняется. Однако, получить шумовой спектр, точно соответствующий или приближающийся к (11), было бы трудно.

Низкочастотный RC – фильтр

В этом случае предполагается, что шумовой спектр подобен тому, который получается, если "белый" шум от генератора с нулевым выходным сопротивлением пропускать через схему рис. 1.

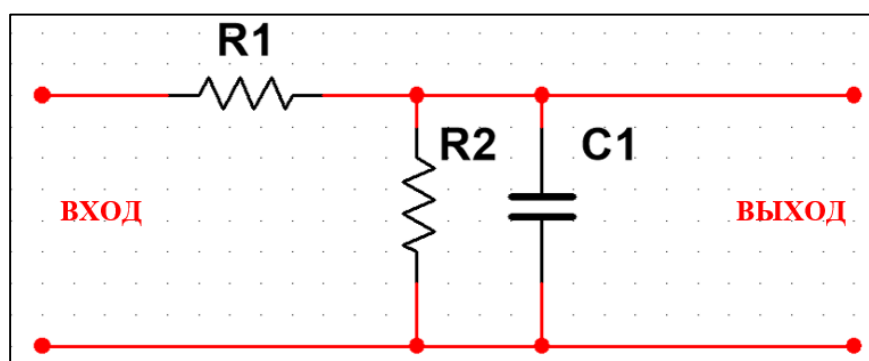


Рисунок 1. Шумовой фильтр для случая III

Спектр выходной мощности равен:

$$W_3(f) = \frac{4/\lambda}{(2\pi f)^2 + (\frac{1}{\lambda})^2}, \quad (13)$$

где $\lambda = R_1 R_2 C / (R_1 + R_2)$ – постоянная времени схемы формирования шумов.

Если подставить (13) в (5) и проинтегрировать, то получим:

$$\psi_3(\tau) = e^{-\tau/\lambda}, \quad (14)$$

Эта корреляционная функция, обратная случаю 2, является монотонно уменьшающейся функцией временной задержки τ ; следовательно, здесь устраняется неоднозначность в соотношении между $\psi(\tau)$ и τ . Преимуществом

является также то, что шумовой спектр может формироваться при помощи простой схемы.

Гауссов Фильтр с максимумом на нулевой частоте

$$w_4(f) = \frac{1}{f_c} \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot e^{-f^2/2f_c^2} \quad (15)$$

Спектр мощности имеет одностороннее нормальное распределение с максимумом на нуле. Это приводит к тому, что:

$$\psi_4(\tau) = e^{-2\pi^2 f_c^2 \tau^2} \quad (16),$$

также имеет нормальное распределение с максимумом на нуле. Корреляционная функция подобного вида могла бы быть применена с особым успехом в тех случаях, когда, например, на определенной дальности желательна большая предельная чувствительность.

Однако, также как и в случае 2, было бы невозможно получить точно требуемый спектр мощности.

Гауссов Фильтр с максимумом на частоте \bar{f}

В данном случае предполагается, что мощность шума следует нормальному распределению со средним значением на частоте \bar{f} и имеет стандартное отклонение (по частоте) σ , то есть:

$$w_5(f) = \frac{1}{\sigma\sqrt{\pi}} \cdot e^{-(f-\bar{f})^2/2\sigma^2} \quad (17)$$

Если подставить (17) в (5) и проинтегрировать, то получается приблизительное выражение для соответствующей корреляционной функции $\psi_5(\tau)$,

которое справедливо, когда $\bar{f} \gg \sigma$

$$\psi_5(\tau) = \left[\text{Cos } 2\pi\tau\bar{f} \right] e^{-2\pi^2\tau^2\sigma^2} \quad (18), \psi_5(\tau) - \text{колеблющаяся функция с}$$

гауссовой огибающей.

Спектр мощности шумов, близкий к требуемому, может быть получен с помощью настроенных контуров, но функция $\psi_5(\tau)$ обладает недостатком: она колеблется и, следовательно, имеет неоднозначность в соотношении между $\psi(\tau)$ и τ .

Из нескольких рассмотренных случаев шумового спектра три привели к корреляционным функциям, которые не дают однозначного ответа, но для двух из них могут потребоваться сложные схемы получения шумов, в то время как для другой требуется только резистивно-емкостная схема. Ее корреляционная функция $\psi_3(\tau)$ (14)

$$\psi_3(\tau) = e^{-\tau/\lambda} \quad (14-a)$$

Если желательно, чтобы $\psi_3(\tau)$ имела значение $1/e$ (то есть $\tau = \lambda$) для расстояния 100 футов, то $\lambda = \frac{2 \times 100}{c} \approx 2 \cdot 10^{-7}$ секунд.

Частота для схемы RC , соответствующая точке половинной мощности, равна 0,8 МГц. Данному случаю свойственно, что определенному процентному изменению дальности соответствует постоянное процентное изменение $\psi_3(\tau)$ для всех дальностей. Это видно из следующего равенства:

$$\frac{\frac{d}{d(\tau/\lambda)} \psi_3(\tau)}{\psi_3(\tau)} = \frac{-e^{-\tau/\lambda}}{e^{-\tau/\lambda}} = -1 \quad (19)$$

Недостатком корреляционной функции является тот факт, что при $\tau = 0$ она принимает максимальное значение. Это значит, что небольшая утечка из передающей антенны в приемную может подавлять отраженный сигнал большей мощности, но с большей временной задержкой. Подобным же образом небольшое отражение от близлежащей цели может замаскировать большую цель, дальше отстоящую от измерительного устройства. Данное явление будет рассмотрено более полно в последующих разделах. Это свойство корреляционной функции приводит к поискам функции, являющейся дополнительной к корреляционной функции, то есть функции, которая начинается от нуля для нулевого расстояния и монотонно увеличивается до максимального значения на бесконечно большой дистанции.

Измерение дистанции с помощью функции "антикорреляция"

В системе с корреляционной функцией функция умножается на свой задержанный во времени вариант и получается среднее значение этого произведения. Среднее значение произведения максимально, когда задержка равна нулю. В "антикорреляционной" системе, рассматриваемой в данном разделе, определяется среднее значение квадрата разности между функцией и ее задержанным во времени значением. Когда временная задержка равна нулю, мгновенная разность равна нулю, следовательно, среднеквадратичное значение разности также равно нулю, и эффект, вносимый утечкой энергии от передатчика к приемнику, уменьшается.

"Антикорреляционная" функция $H(\tau)$ будет определяться выражением:

$$H(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T [f(t) - f(t-\tau)]^2 dt = \lim_{T \rightarrow \infty} \left[\frac{1}{2T} \int_0^T [f(t)]^2 dt + \frac{1}{2T} \int_0^T [f(t-\tau)]^2 dt - \frac{1}{T} \int_0^T f(t)f(t-\tau) dt \right] \quad (20)$$

Если $f(t)$ нормализовано, то есть в (2) $K = 1$, тогда:

$$H(\tau) = 1 - \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t)f(t-\tau) dt \quad (21)$$

или

$$H(\tau) = 1 - \psi(\tau) \quad (22)$$

Таким образом, видно, что $H(\tau)$, определяемое как половина среднего значения квадрата разности между нормализованными функциями $f(t)$ и $f(t-\tau)$, является дополнением среднего значения их произведения $\psi(\tau)$.

Используя (22) и корреляционные функции, полученные в случаях 1-5 в предыдущем разделе, имеем непосредственно из (22) $H(\tau)$ для рассмотренного здесь шумового спектра.

Для полосы, получаемой посредством схемы RC (случай 3):

$$H_3(\tau) = 1 - e^{-\tau/\lambda} \quad (23)$$

Если характеристика $H_3(\tau) = 1 - \frac{1}{e}$ желательна для цели, расположенной на расстоянии 100 футов, то λ должна приблизительно равняться $2 \cdot 10^{-7}$ секунд, а этому значению снова соответствует частота в точке половинной мощности, равная 0,8 мГц.

Для очень малых значений τ/λ $H_3(\tau)$ приблизительно пропорционально

$$\tau/\lambda.$$

Таким образом, для близлежащих целей сигнал на выходе системы является приблизительно линейной функцией расстояния.

Относительная чувствительность по дальности выражается:

$$\frac{d}{d(\tau/\lambda)} \frac{H_3(\tau)}{H_3(\tau)} = \frac{e^{-\tau/\lambda}}{1 - e^{\tau/\lambda}} = \frac{1}{e^{\tau/\lambda} - 1} \quad (24)$$

При $\tau = 0$ данное выражение неограниченно велико, а при $\tau \rightarrow \infty$ оно приближается к нулю. Таким образом, система обладает наивысшей чувствительностью на самых коротких дистанциях. При $\tau/\lambda = 1$ относительная чувствительность по дальности равна 0,58.

Возможности практического построения различных систем

В предыдущем разделе показано, что система, в которой производится модулирование несущей шумом, а затем коррелирование передаваемого и отраженного сигналов, способна измерять расстояние до цели.

Было показано, что измерение среднего значения квадрата разности между модуляциями передаваемого и принимаемого сигналов дает на выходе системы функцию, являющуюся дополнительной к корреляционной функции. Для измерения дистанции может быть использован любой тип системы, способной выполнять данные операции.

Модулирование определенной характеристики передаваемого сигнала всегда сопровождается случайным модулированием других характеристик, что порождает

практические трудности в получении достаточно хорошей чувствительности системы. Некоторая часть излучаемой энергии постоянно улавливается приемной антенной с очень малой временной задержкой и ведет к подавлению малых сигналов.

Сигналы целей, изменяющиеся в очень широком диапазоне, могут маскировать друг друга, вызывать ненормальную работу системы или требовать весьма неудобных операций балансирования или коррекции. Удобными способами устранения мешающего влияния утечки из передающей антенны в приемную являются разделенная во времени работа передатчика и приемника или их работа на различных частотах. В импульсных системах передатчик выключается на время приема. В ЧМ высотомерах приемник делается нечувствительным к модуляционным частотам, поэтому все устройство нечувствительно к сигналам с малым временем задержки. При практическом выполнении систем с шумовой модуляцией имеют дело с перечисленными проблемами.

Системы с амплитудной модуляцией

Система с амплитудной модуляцией давала бы на выходе функцию, зависящую не только от расстояния до цели, но и от мощности сигнала, если бы не выполнялась полная коррекция принимаемого сигнала. Последнее обстоятельство подразумевает наличие совершенной автоматической регулировки усиления в приемнике. Таким образом, данная система весьма непрактична.

Характеристика $\psi(\tau_a, \tau_b)$ для двух сигналов с амплитудами "a" и "b" и временными задержками τ_a и τ_b была бы:

$$\psi(\tau_a, \tau_b) \equiv \frac{\lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot [af(t - \tau_a) + bf(t - \tau_b)] dt}{\sqrt{k} \cdot [af(t - \tau_a) + bf(t - \tau_b)]_{СКВ}} \quad (25)$$

где члены в знаменателе служат для коррекции $\psi(\tau_a, \tau_b)$; СКВ - среднеквадратичное значение величины.

Можно получить из (25) и из определения (1), что

$$\psi(\tau_a, \tau_b) = \sqrt{k} \cdot \frac{a\psi(\tau_a) + b\psi(\tau_b)}{[a \cdot f(t - \tau_a) + bf(t - \tau_b)]_{СКВ}} \quad (26)$$

Последнее выражение является взвешенным значением $\psi(\tau_a)$ и $\psi(\tau_b)$, где "а" и "в" - взвешивающие коэффициенты. Распределение сигналов "а" и "в" в

$\psi(\tau_a, \tau_b)$ имеет соотношение: $R_{ab} = \frac{a\psi(\tau_a)}{b\psi(\tau_b)} \quad (27).$

Этот результат показывает, как слабый сигнал "а" может замаскировать сильный сигнал "в", если $\psi(\tau_a)$ намного больше, чем $\psi(\tau_b)$. Для системы с быстрым уменьшением силы сигнала с дистанцией данное обстоятельство является весьма нежелательным. В антикорреляционной системе с амплитудной модуляцией необходимо получать разность между двумя нормализованными функциями, в противном случае выходная функция будет зависеть как от расстояния до цели, так и от силы сигнала. Производить коррекцию принимаемого сигнала настолько трудно, что подобные системы очень непрактичны.

Между двумя сигналам в системе с амплитудной модуляцией происходит интерференция. Однако, в данной статье не дается анализа этого явления вследствие того, что оно не представляет непосредственного практического интереса.

Системы с частотной модуляцией

Системы с ЧМ корреляцией тлеют преимущество, заключающееся в том, что сравнение частот передаваемого и принимаемого сигналов может быть проведено независимо от уровня сигнала. "Эффект захватывания", который значительно заглубляет вход ЧМ приемника для всех сигналов, кроме наибольшего (19), в зависимости от относительных уровней сигналов монет играть полезную или вредную роль. ЧМ системы, использующие корреляционную функцию, должны преобразовать частотную модуляцию отраженного сигнала к некоторой более удобной форме (например, модуляции по напряжению) для того, чтобы умножать ее при помощи модуляции, накладываемой на передаваемый сигнал. Подобное преобразование включало бы или 1/ дискриминатор, работающий на несущей частоте, или 2/ смеситель и местный гетеродин для переноса спектра сигнала в более низкую область частотного диапазона. Система такого типа могла бы быть сделана практически, однако она была бы, подобно системе с амплитудной модуляцией, очень чувствительной к утечке энергии из передатчика в приемник и, кроме того, значительно сложнее, чем стандартный ЧМ высотомер.

Простая система с шумовой модуляцией

Более простой системой, использующей шумовую модуляцию, является антикорреляционная ЧМ система. Часть передаваемого сигнала используется в качестве колебаний местного гетеродина, как делается в обычных ЧМ высотомерах. Мгновенная частота на выходе смесителя равна величине мгновенной разности частот передаваемого и принимаемого сигналов. Таким образом, прямое преобразование к удобной низкой частоте выполняется без отдельного местного гетеродина.

Тип приемника, наиболее подходящего для обработки сигнала разностной частоты, зависит от применения. Использование широкополосного приемника с ограничением сохранит "нулевые пересечения", то есть нулевые точки выхода смесителя. При высоком коэффициенте модуляции на выходе смесителя точки нуля дают возможность измерить среднюю величину мгновенной разности частот (20). Этот высокий коэффициент модуляции соответствует большим фазовым сдвигам вектора разностной частоты при изменениях знака мгновенной разностной частоты. Большие фазовые сдвиги происходят при монотонной перестройке передатчика в широком частотном диапазоне или при большой временной задержке принимаемого сигнала. Если скорость нулевых пересечений преобразуется во флуктуационное напряжение (среднее значение квадрата величины), то система будет вести себя, в пределах достаточно хорошего измерения мгновенной частоты, как антикорреляционная система.

Заметим теперь, что хаотическая шумовая функция $f(t)$ предполагается имеющей гауссово вероятностное распределение амплитуд. Если частотно-девиационная характеристика передатчика линейна, то передаваемый сигнал будет иметь гауссову вероятностную плотность со средним значением на несущей частоте. Отраженный сигнал будет иметь для свободной от шумов, стационарной цели, также гауссово распределение вероятностей с тем же самым средним значением. Так как разностная частота: $\square \omega = \omega(t) - \omega(t - \tau)$ (28) - является разностью частот, имеющих гауссово распределение, то она имеет такое же распределение, но с нулевым средним значением. Смеситель, однако, не сохраняет алгебраического

знака разностной частоты, так как распределение вероятностей сигнала с выхода смесителя является односторонним гауссовым с максимумом на мгновенной нулевой частоте.

Так как мгновенная разностная частота имеет гауссово распределение, то среднее значение квадрата разностной частоты $\overline{w^2}$ связано со средней величиной

$$\text{разностной частоты } |\overline{w^2}| \text{ выражением: } |\overline{w^2}| = \sqrt{\frac{2}{\pi} (\overline{w^2})} \quad (29)$$

Из последнего равенства, выполняющегося, пока \overline{w} имеет гауссово распределение вероятностей, вытекает возможность для ЧМ антикорреляционной системы (путем измерения разностной частоты) определять среднеквадратическое значение разностной частоты, которое, в свою очередь, связано с корреляционной функцией и спектром мощности шума. Эта модулированная шумами система не более сложна, чем типовой высотомер.

Теперь будет получено точное соотношение между средней величиной разностной частоты и спектром мощности шума. Предположим, что передатчик модулируется по частоте, так что мгновенная частотная девиация выражается через

$$w(t). \text{ Пусть } F(t) = \frac{w(t)}{w(t)_{\text{СКВ}}} \quad (30), \text{ где } \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T w(t) dt = 0, \text{ и } w(t)_{\text{СКВ}} = \sqrt{\overline{w(t)^2}}$$

$$(31). \text{ Тогда } H(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T \left[\frac{w(t)}{w(t)_{\text{СКВ}}} - \frac{w(t-\tau)}{w(t-\tau)_{\text{СКВ}}} \right]^2 dt = \quad (32)$$

$$= \frac{1}{[w(t)_{\text{СКВ}}]^2} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T [w(t) - w(t-\tau)]^2 dt = \quad (33)$$

$$= \frac{1}{[w(t)_{\text{СКВ}}]^2} \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_0^T [\overline{w}]^2 dt \quad (34)$$

Используя (29), получаем
$$H(\tau) = \frac{\pi \{|\overline{w}|\}^2}{4w(t)_{СКВ}^2} \quad (35)$$

Но
$$H(\tau) = 1 - \psi(\tau) = 1 - \int_0^{\infty} w(f) \cos 2\pi f \tau \cdot df$$

Следовательно,
$$\{|\overline{w}|\}^2 = \frac{4}{\pi} [w(t)_{СКВ}]^2 \cdot \left\{ 1 - \int_0^{\infty} w(f) \cos 2\pi f \tau \cdot df \right\} \quad (36)$$

Или
$$|\overline{w}| = \frac{2}{\sqrt{\pi}} w(t)_{СКВ} \sqrt{1 - \int_0^{\infty} w(f) \cos 2\pi f \tau \cdot df} \quad (37)$$

Последнее выражение показывает, каким образом данная система зависит от спектра мощности $w(f)$ модулирующего шума.

При использовании для формирования шумового спектра фильтра *RC* (случай 3) среднее значение разностной частоты определяется из (38):

$$|\overline{w}| = \frac{2}{\sqrt{\pi}} w(t)_{СКВ} \cdot \sqrt{1 - e^{-\tau/\lambda}} \quad (38).$$

Нормализованная средняя величина m_1 разностной частоты для этого случая:

$$m_1 = \frac{|\overline{w}|}{w(t)_{СКВ}} = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{1 - e^{-\tau/\lambda}} \quad (39)$$

На рис. 2 изображена теоретическая кривая:

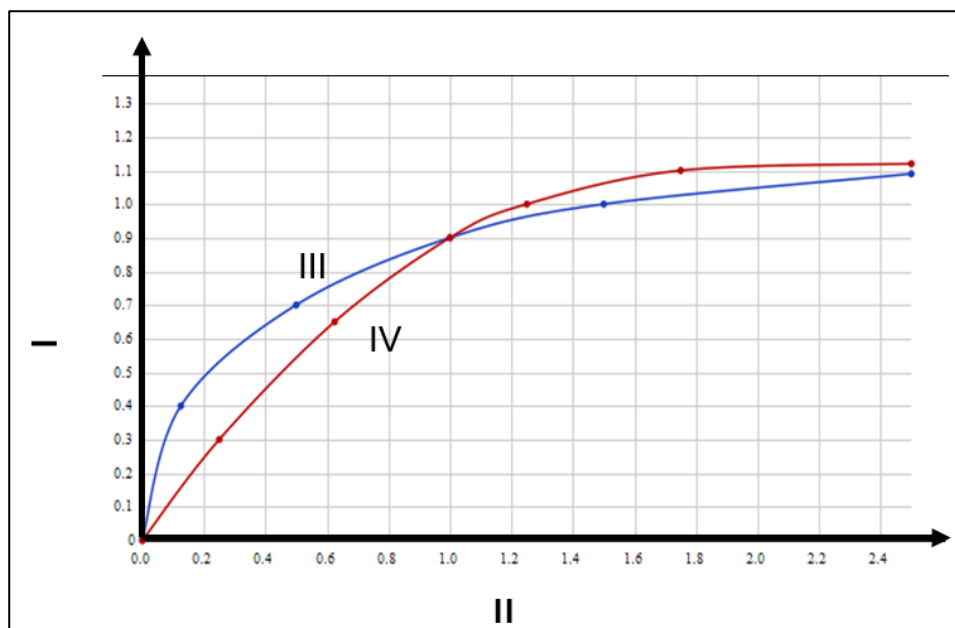


Рисунок 2. Теоретические характеристики выходной функции для простой системы:

- I. Нормализованное значение величины разностной частоты;
- II. Нормализованная временная задержка;
- III. Односекционный RC-фильтр (синий график);
- IV. "Гауссов" спектр (красный график).

Сигнал на выходе системы изменяется наиболее быстро при коротких временных задержках; там же показана подобная кривая для гауссова фильтра (случай 4). В последнем случае нормализованное среднее значение m_2 разностной частоты есть:

$$m_2 = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \sqrt{1 - e^{-2\pi^2 f_c^2 \tau^2}} \quad (40).$$

Испытание простой системы

Система, показанная на блок-схеме рисунка 3, была построена в соответствии с описанием, приведенным в предыдущем разделе.

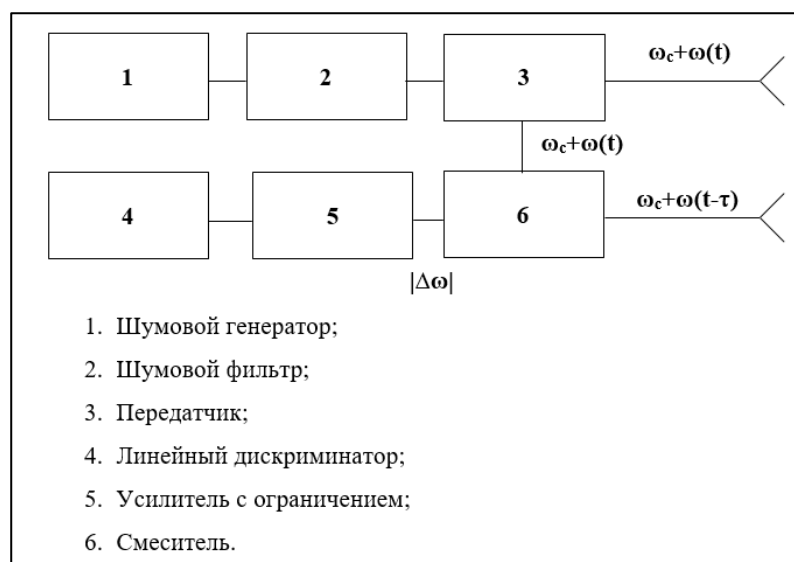


Рисунок 3. Блок-схема простой модулированной шумами схемы

Результаты испытаний показаны на рис. 4. Шумовой спектр, представляющий промежуточный случай между 3 и 4 случаями, обеспечивался промышленным шумовым генератором. Использовался приемник с закруглением чувствительности на низкой частоте, чтобы избежать воздействия сигнала утечки. Были сохранены лишь нулевые пересечения сигнала разностной частоты (за исключением весьма низкочастотной части спектра). Линейный дискриминатор обеспечивал среднее выходное напряжение, пропорциональное средней частоте этих нулевых пересечений. Из-за очень короткой временной задержки или очень малых частотных девиаций фазовых сдвигов разностных частот было недостаточно, чтобы "захватить" приемник собственными шумами, что снизило уровень ограничения выхода системы. При наибольших девиациях частоты и наибольших временных задержках дискриминатор выводился из линейной части своей характеристики, что проявлялось в явлении насыщения выхода системы. Из полученных результатов можно видеть, что система соответствует ранее высказанным соображениям.

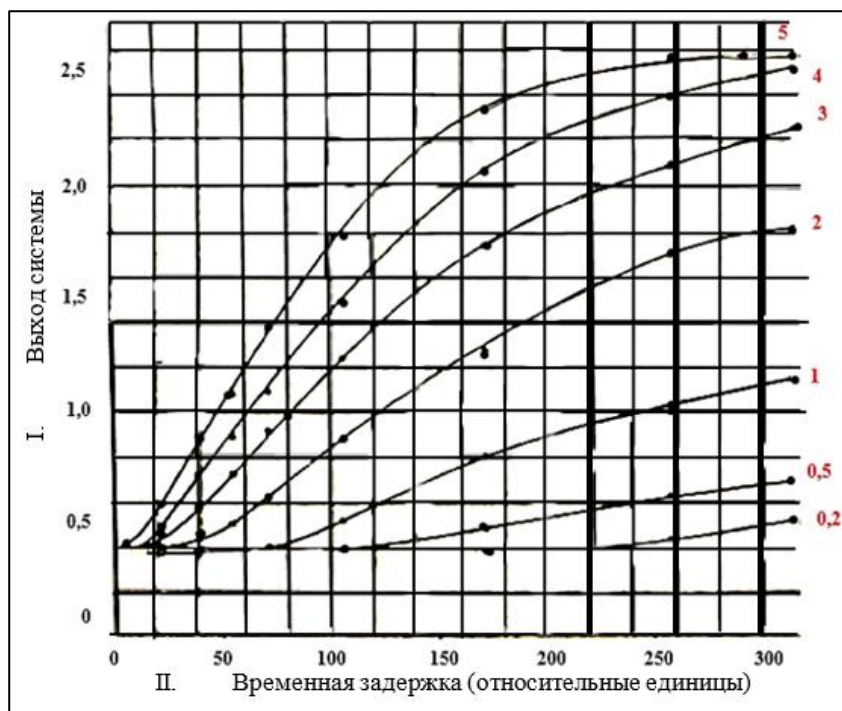


Рисунок 4. Характеристики простой модулированной шумами системы

Ограничения

Так как преобразование Фурье существует для широкого класса функций, то можно было бы ожидать, что система может быть сконструирована для получения любой желаемой функции дистанции. Предположим, например, что желательна ступенчатая функция. Согласно (6), соответствующий спектр определялся бы преобразованием Фурье этой функции, и, следовательно, представлял бы в некоторых областях спектра отрицательную мощность. Это, конечно, невыполнимо даже теоретически.

Модификации

Возможны многочисленные модификации основной системы. Авторы не делали попытки рассмотреть их все, однако они обращают - внимание на некоторые варианты в связи с их интересными особенностями.

Система, в которой предусматривается внутренняя задержка части

передаваемого сигнала (или его модуляции), может использовать этот задержанный сигнал для сравнения с принимаемым сигналом. В корреляционной системе это дало бы максимум корреляции для сигнала, задержка которого равна внутренней задержке. Антикорреляционная система дала бы нуль в той же самой точке.

Эффект насыщения на высокой разностной частоте и малые фазовые сдвиги при малом времени задержки в простой системе заставляют стремиться к сохранению в основном постоянного разностно-частотного спектра посредством сервосистемы, которая контролировала бы среднеквадратичную величину частотной девиации передатчика. Кроме того, сервовыход мог бы использоваться для индикации дальности. Подобная система сделала бы возможным лучшее использование полосы пропускания приемника и стремилась бы сохранить постоянной относительную статистическую ошибку.

Заключение

Новый тип модуляционной функции, хаотический шум, вводился в системы измерения расстояний. Это дало возможность получить новый класс систем зависимостей "выход системы - дистанция", и, что особенно важно, позволило получить однозначную функцию расстояния. Системы, имеющие на выходе произвольную функцию дистанции, невозможны из-за их физической неосуществимости и по соображениям практичности. Характеристики системы могут быть легко изменены включением фильтра для модулирующего шума. Используя простые фильтры, можно сделать систему, которая имеет наибольшую чувствительность на самых малых дальностях, что делает подобную систему особенно ценной для применения в системах слепой посадки.

Эти системы не зависят от детального соотношения между передаваемым и принимаемым сигналами. Следовательно, для достижения точности необходимо некоторое время усреднения. Однако, обычно требуемое время усреднения невелико.

Возможны многие варианты основной системы. Например, для контроля некоторых параметров системы и поддержания постоянства спектра в приемнике может использоваться сервомеханизм. Наиболее простой системой измерения дистанции является система с частотной шумовой модуляцией, причем она не более сложна, чем обычный ЧМ высотомер.

Библиографический список

1. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. - М.: Радио и связь, 1991. – 608 с.
2. Петраков О. Моделирование радиоприема в условиях шумов и помех // Радио. 2003. № 4. С. 30.
3. Окунев Ю.Б. Цифровая передача информации фазомодулированными сигналами. – М.: Радио и связь, 1991. – 296 с.
4. Пенин П.И. Системы передачи цифровой информации. – М.: Советское радио, 1976. – 364 с.
5. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
6. Пестряков В.Б., Афанасьев В.П., Гурвиц В.И. и др. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. - М.: Советское радио, 1973, 424 с.

7. Самойленко В.И. Грубрин И.В. Адаптивная фильтрация помех в многоканальных системах с пространственной и временной обработкой // Известия ВУЗов. Радиоэлектроника. 1988. № 4. С. 64 - 68.
8. Филатов В.И. Широкополосная система радиосвязи повышенной скорости передачи информации // Труды МАИ. 2015. № 81. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=57889>
9. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. - М: Радио и связь, 2003. - 640 с.
10. Тузов Г.И., Козлов М.Р. Помехозащищенность систем связи, использующих сигналы с псевдослучайной перестройки рабочей частоты // Зарубежная радиоэлектроника. 1983. № 3. С. 19 - 32.
11. Кордовер К.А., Жданов А.А., Данилов А.М. Универсальный блок управления массивом запоминающих устройств наземного отладочного комплекса // Труды МАИ. 2013. № 65. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=35985>
12. Баталов Л.В., Жуковский М.И., Киричек Р.В., Лазарев Б.Н. Механизмы и последствия преднамеренных электромагнитных воздействий на передачу данных // Вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2 (78). С. 103 - 108.
13. Бельтюков С.В., Филатов В.И., Борукаева А.О., Бердииков П.Г. Использование результатов анализа многоканального обнаружителя для оценки помехоустойчивости рангового демодулятора // 2018. Труды МАИ. № 101. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=97063&eng=Y>

14. Чикин А.В. Метод быстрого обнаружения и оценки псевдослучайных сигналов в широкополосных системах связи // Труды МАИ. 2003. № 13. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=34446>
15. Солонина А.И., Улахович Д.А. Линейные дискретные системы. - Санкт-Петербург: СПбГУТ, 2005. - 75 с.
16. Баулин П.З., Кобелев М.А., Куприянов А.И. К оценке помехозащищенности радиосистем с широкополосными сигналами // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2015. Т. 2. № 1. С. 42 – 46.
17. Муттер В.М. Основы помехоустойчивой телепередачи информации. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
18. Кузнецов А.Б., Попов В.Д., Шавин А.С., Иванов А.А. Способ передачи информации с использованием помехоустойчивого кодирования. Патент РФ № 2553068 от 15.05.2015.
19. Сосулин Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов. – М.: Советское радио, 1978. – 320 с.
20. Осипов Н.А., Шавин А.С., Тарасов А.Г. Методика идентификации помех, действующих в канале передачи информации робототехнических систем // Труды МАИ. 2017. № 94. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=81085>

Статья поступила в редакцию 01.11.2018