

---

# ФІЗИКА

---

УДК 621.3969

**Н.Н. Ворсин**

канд. физ.-мат. наук, доц. каф. физики

Брестского государственного технического университета

## ЦИФРОВАЯ СВЧ РАДИОМЕТРИЯ

*Решена задача определения параметров СВЧ-радиометра с цифровым детектированием ВЧ-сигнала. Определены требования к характеристикам АЦП на основе допустимого проигрыша в чувствительности аналоговому радиометру*

### Введение

Успехи микроэлектроники в улучшении быстродействия и чувствительности аналого-цифрового преобразования сигналов позволяют в настоящее время создавать цифровые радиометры СВЧ-диапазона. Упоминания об этом имеются во многих работах, например, [1–3]. При этом возникает ряд задач о структуре и параметрах узлов такого радиометра, решению которых посвящена данная работа.



Рисунок 1.

1. Очевидная схема радиометра с цифровым квадратичным детектором показана на рисунке 1. Однако ввиду возможных очень высоких значений несущей частоты радиометрических сигналов СВЧ-диапазона такое построение требует чрезвычайно высоких параметров быстродействия цифровых узлов. В связи с этим оказывается необходимым понизить до нуля несущую частоту принятого сигнала. Таким образом, мы приходим к структуре гетеродинного радиометра, показанной на рисунке 2, с нулевой промежуточной частотой.

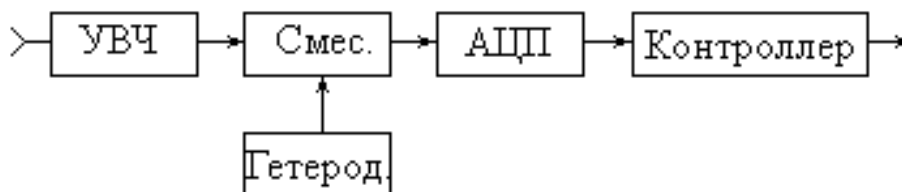


Рисунок 2.

При таком построении радиометра оказывается потерянной компонента сигнала, ортогональная гетеродинному колебанию. Это приводит к ухудшению чувствительности в  $\sqrt{2}$  раз в сравнении с возможной. Для сохранения наилучшей чувствительности требуется квадратурное преобразование несущей частоты принятого сигнала, при которой выделяются обе ортогональные его компоненты. На рисунке 3 показана структура радиометра с квадратурным преобразователем несущей частоты. Выходной сигнал каждой из квадратурных составляющих оцифровывается своим АЦП, после чего циф-

ровые отсчеты возводятся в квадрат и складываются, образуя вновь единый цифровой поток. Дальнейшая обработка этого потока состоит в накоплении квадратов отсчетов, что на несколько порядков снижает его широкополосность. Заметим, что структура радиометра, показанная на рисунке 3, соответствует блок-схеме оптимального измерителя мощности узкополосного сигнала и синтезируется средствами статистической радиотехники [4].

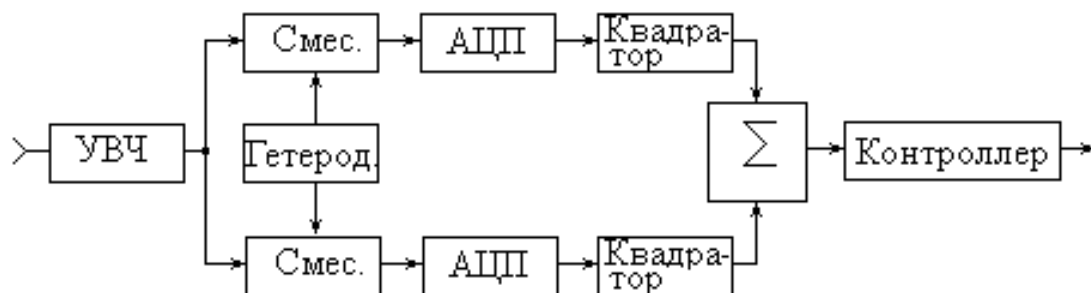


Рисунок 3.

Если за квадраторами сигнальных кодов следуют только линейные операции, то их можно поменять местами с операцией сложения квадратурных составляющих. При практическом построении радиометра такая смена мест операций не выгодна, поскольку требует больших аппаратных затрат, однако при теоретическом анализе позволяет провести вычисления только для одного из двух идентичных каналов. Последующее суммирование канальных сигналов сведется только к умножению на 2 амплитуды сигнального отклика и мощности шумовых флуктуаций. На рисунке 4 показана схема радиометра с цифровым квадратичным детектированием сигнала, для определения чувствительности которого достаточно провести вычисление для одного из каналов и поделить полученный результат на  $\sqrt{2}$ .

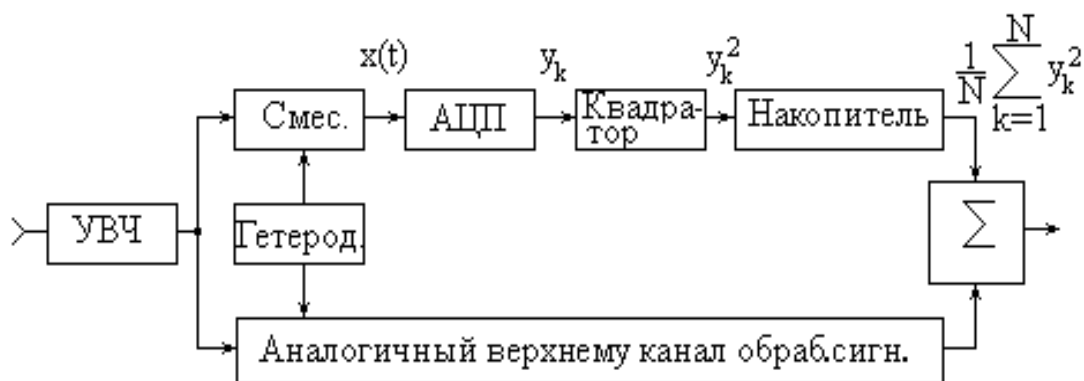


Рисунок 4.

2. При проведении вычислений необходимо учитывать три фактора, свойственных процессам цифровой обработки сигналов: а) квантование сигнальных уровней; б) квантование времени; в) превышение разрядной сетки АЦП – его насыщение. Вычисление чувствительности проведем по следующей схеме: определим среднее значение сигнального кода на выходе канального накопителя:

$$\bar{S} = \left( \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k^2 \right) \quad (1)$$

Определим приращение среднего значения сигнального кода, обусловленное изменением шумовой температуры –  $T_u$  на входе радиометра:

$$\Delta \bar{S} = \frac{d\bar{S}}{dT_u} \Delta T_u. \quad (2)$$

Вычислим дисперсию выходного кода:

$$\sigma_S^2 = \left( \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k^2 \right) - \bar{S}^2. \quad (3)$$

Приравнявая  $\Delta \bar{S}$  к  $\sigma_S$ , найдем величину  $\Delta T_{u \min}$ , которая является чувствительностью одного из квадратурных каналов.

$$\Delta T_{u \min} = \frac{\sigma_S}{\frac{d\bar{S}}{dT_u}}. \quad (4)$$

Полная чувствительность радиометра с учетом суммирования продуктов обработки обеих квадратурных компонент будет равна  $\Delta T_{u \min} / \sqrt{2}$ .

Следуя намеченному порядку, запишем выражение для мгновенного кода выходного сигнала цифрового накопителя

$$S = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N y_k^2, \quad (5)$$

где  $y_k$  –  $k$ -тый отсчет сигнала  $x(t)$ , выполняемый АЦП. Полагая, что отсчеты делаются мгновенно через одинаковые интервалы времени  $\Delta t$ , можем записать:

$$y_k = x(k\Delta t) + \delta_k, \quad (6)$$

где  $\delta_k$  – ошибка квантования, обусловленная конечностью шага квантования –  $a$ . Как известно из [4], ошибка квантования распределена практически равномерно на интервале шага квантования, вследствие чего

$$\overline{\delta} = 0; \quad \overline{\delta^2} = \frac{a^2}{12}. \quad (7)$$

Таким образом, выражение (6) учитывает конечность шага квантования и квантование времени ( $\Delta t$ ). Для того чтобы учесть последствия насыщения АЦП, конкретизируем раствор его передаточной характеристики, приняв ее симметричной относительно нуля и равной  $2L$ . График принятой передаточной характеристики показан на рисунке 5.

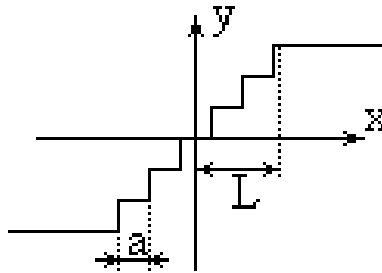


Рисунок 5.

Аналогичную передаточную характеристику будет иметь устройство, состоящее из линейного ограничителя и следующего за ним не насыщающегося АЦП. Поэтому можно принять АЦП не насыщающимся, но его входной сигнал  $x$  – выходным сигналом линейного ограничителя. Входным сигналом этого ограничителя является полосовой гауссовский шум  $\xi(t)$ , с дисперсией  $\sigma_\xi^2$  и корреляционной функцией

$$R_\xi = \sigma_\xi^2 \frac{\sin(\Delta f_{\text{пч}} \pi \tau)}{\Delta f_{\text{пч}} \pi \tau},$$

где  $\Delta f_{\text{пч}}$  – ширина частотной полосы, занимаемой сигналом  $\xi(t)$ , который поступает на вход АЦП с усилителя и фильтра сигнала промежуточной частоты (ПЧ).

Передаточная характеристика линейного ограничителя выражается следующей формулой:

$$x = \begin{cases} -L & \text{при } \xi < -L \\ \xi & \text{при } -L < \xi < L \\ +L & \text{при } \xi > L \end{cases} \quad (8)$$

После подстановки (6) в (5) и осреднения по ансамблю  $x$  и  $\delta$  получим величину выходного сигнала накопителя:

$$S = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \overline{x^2(k\Delta t)} + 2\overline{x(k\Delta t)\delta_k} + \overline{\delta_k^2} = \overline{x^2} + \overline{\delta^2}. \quad (9)$$

В (9) учтена стационарность процессов  $x$  и  $\delta$ , в связи с чем их средние величины не зависят от времени.

Согласно общему правилу вычисления среднего значения средний квадрат сигнала на входе АЦП выразится следующей формулой:

$$\overline{x^2} = \int_{-\infty}^{+\infty} x(\xi) p(\xi) d\xi, \text{ в которой } p(\xi) = \frac{1}{2\pi} e^{-\frac{\xi^2}{2}} - \text{плотность вероятности гауссовского сигнала на входе воображаемого ограничителя, передаточная характеристика которого задана формулой (8).}$$

Подставив в (9) выражения для  $x$  и  $p$  и выполнив интегрирование, будем иметь:

$$\overline{x^2} = \sigma_\xi^2 \left\{ 2\Phi\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) - 1 - \frac{2L}{\sigma_\xi} \Phi'\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) + 2\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right)^2 \left[ 1 - \Phi\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) \right] \right\}. \quad (10)$$

В данном выражении величина  $\Phi(L/\sigma_\xi)$  – значение интеграла вероятности,  $\Phi'(L/\sigma_\xi)$  – его производная, которая совпадает с  $p(L/\sigma)$ .

Вычислим производную  $d(\overline{x^2})/dT_u$ , входящую в выражение для чувствительности радиометра (4):

$$\frac{d(\overline{x^2})}{dT_u} = \frac{d(\overline{x^2})}{d\sigma_\xi} \frac{d\sigma_\xi}{dT_u} = \frac{d(\overline{x^2})}{d\sigma_\xi} \frac{\sigma_\xi}{2T_u}. \quad (11)$$

В (11) учтено, что  $\sigma_\xi^2 \sim T_u$ , вследствие чего  $d\sigma_\xi^2/dT_u = \sigma_\xi^2/2T_u$ .

Продифференцируем (10) по  $\sigma_\xi$  и подставим производную в (11). В результате получим окончательную формулу для  $d(\overline{x^2})/dT_u$ :

$$\frac{d(\overline{x^2})}{dT_u} = \frac{\sigma_\xi^2}{T_u} \left[ 2\Phi\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) - \frac{2L}{\sigma_\xi} \Phi'\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) \right]. \quad (12)$$

Поскольку ошибка квантования  $\delta$  не связана с  $T_u$ ,  $d\bar{\delta}^2/dT_u = 0$  и после подстановки (12) в (9) будем иметь:

$$\frac{d\bar{S}}{dT_u} = \frac{d(\bar{x}^2)}{dT_u} = \frac{\sqrt{A_1/2}}{T_u}. \quad (13)$$

В (13) введено обозначение

$$\sqrt{A_1} = \sqrt{2}\sigma_\xi^2 \left[ 2\Phi\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) - 1 - \frac{2L}{\sigma_\xi} \Phi'\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) \right], \quad (14)$$

идея которого будет ясна в последующем.

Вычислим дисперсию выходного кода  $\sigma_s^2$ . Для этого подставим в исходное соотношение (3) формулу для  $y_k$  (6), в результате чего получим:

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N \overline{(x_k + \delta_k)^2 (x_m + \delta_m)^2} = \frac{1}{N^2} \sum_{k=1}^N \sum_{m=1}^N \overline{x_k^2 x_m^2} + \frac{4}{N} \overline{x^2 \delta^2} - \overline{(x^2)^2}. \quad (15)$$

Величина  $\overline{x^2}$  определена соотношением (10) через дисперсию шума  $\sigma_\xi^2$  на входе воображаемого линейного ограничителя и отношение  $(L/\sigma_\xi)$ , где  $\pm L$  – пороги ограничения. Как видно из (15), величина  $\sigma_s^2$  выражается через автокорреляционную функцию процесса  $x^2(t)$ :

$$R_{x^2}(\tau) = \overline{x^2(t)x^2(t+\tau)}.$$

Выразим  $R_{x^2}(\tau)$  через те же параметры  $\sigma_\xi$  и  $L$ . Для этого используем т.н. метод дельта-функции [4]. Согласно этому методу корреляционная функция процесса на выходе нелинейного элемента (в нашем случае – на выходе ограничителя) представляется в виде степенного ряда от коэффициента автокорреляции  $r_\xi(\tau)$  процесса на входе нелинейного элемента:

$$R_{x^2}(\tau) = \sigma_\xi^{2(v-1)} \sum_{n=1}^{\infty} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} g^{(v)}(z) \Phi^{(n+1-v)}\left(\frac{z}{\sigma_\xi}\right) dz \right] \frac{r_\xi^n(\tau)}{n!}. \quad (16)$$

В формуле (16)  $g^{(v)}(z)$  –  $v$ -ая производная от характеристики нелинейного элемента. В рассматриваемом случае преобразования полосового шума  $\xi(t)$  в ограниченный по амплитуде шум  $x(t)$  и возведения  $x(t)$  в квадрат функция  $g(z)$  определится возведением в квадрат выражения (8):

$$g(z) = \begin{cases} L^2 & \text{при } \xi < -L \\ z^2 & \text{при } -L < \xi < L \\ L^2 & \text{при } \xi > L \end{cases}. \quad (17)$$

На рисунке 6 показаны графики функции  $g$ ,  $g'$  и  $g''$ . Из них видно, что  $g''$  представляет собой дельта-функции в точках  $\pm L$  и ноль за пределами этого интервала. Это означает, что для удобства вычисления интеграла в (16) следует использовать  $v = 2$ . При этом

$$\int_{-\infty}^{+\infty} g^{(2)}(z) \Phi^{(n-1)}\left(\frac{z}{\sigma_\xi}\right) dz = - \int_{-L}^{+L} 2L\delta(z+L) \Phi^{(n-1)}\left(\frac{z}{\sigma_\xi}\right) dz + 2 \int_{-L}^{+L} \Phi^{(n-1)}\left(\frac{z}{\sigma_\xi}\right) dz - \int_{-L}^{+L} 2L\delta(z-L) \Phi^{(n-1)}\left(\frac{z}{\sigma_\xi}\right) dz \quad (18)$$

Вследствие симметрии функции интеграла вероятности

$$\Phi^{(n-1)}(z) = \frac{d^{(n-1)}}{dz^{(n-1)}} \int_{-\infty}^z \frac{1}{2\pi} e^{-t^2} dt.$$

Выражение (18) оказывается равным нулю при нечетных  $n$ . С учетом этого формула для коэффициентов ряда  $A_n$  в разложении (16) принимает следующий вид:

$$A_n = \left[ \int_{\frac{-L}{\sigma_\xi}}^{\frac{+L}{\sigma_\xi}} \Phi^{(2n-1)}(z) dz - \frac{2L}{\sigma_\xi} \Phi^{(2n-1)}\left(\frac{L}{\sigma_\xi}\right) \right]^2 \frac{4\sigma_\xi}{(2n)!} \tag{19}$$

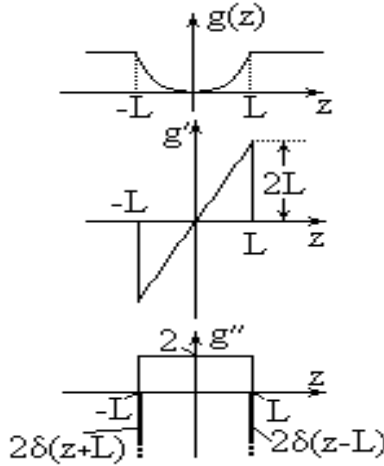


Рисунок 6.

Заметим для проверки, что  $A_1$ , вычисленное из (19), совпадает с  $A_1$ , определенным формулой (14). Имея формулы для коэффициентов разложения корреляционной функции, запишем выражение для нее:

$$R_{x^2}(\tau) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n r_\xi^{2n}(\tau). \tag{20}$$

Заменив в (15) индексы суммирования по следующим формулам:  $k+m=j$ ,  $k-m=i$ , и подставив  $x^2(k\Delta t)x^2(m\Delta t) = R_{x^2}(i\Delta t)$ , получим:

$$\sigma_S^2 = \frac{R_{x^2}(0)\Delta t}{t_{\text{накопл}}} 1 + \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{t_{\text{накопл}}/\Delta t} R_{x^2}(i\Delta t)(N-i) + \frac{a^2 \sqrt{R_{x^2}(0)}}{3N}. \tag{21}$$

В (21) учтено также, что  $\bar{x} = 0$ , вследствие чего  $\overline{x^2} = R_{x^2}(0)$

Для приведения (21) к привычному виду заменим число накапливаемых отсчетов –  $N$  величиной  $t_{\text{накопл}}/\Delta t$ , где  $t_{\text{накопл}}$  – время накопления сигнала. Полагая, что  $t_{\text{накопл}} \gg \Delta t$ , т.е.  $N \gg 1$ , и  $R_{x^2}(i\Delta t) \rightarrow 0$  при больших  $i$  приведем (21) к следующему виду:

$$\sigma_S^2 = \frac{R_{x^2}(0)\Delta t}{t_{\text{накопл}}} \left[ 1 + \frac{2}{N} \sum_{i=1}^{t_{\text{накопл}}/\Delta t} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} + \frac{a^2}{3\sqrt{R_{x^2}(0)}} \right]. \tag{22}$$

Все величины, входящие в (22), уже вычислены. В частности,  $R_{x^2}(0)$  согласно (20) будет равен

$$R_{x^2}(0) = \sum_{n=1}^{\infty} A_n. \tag{23}$$

Коэффициент корреляции полосового шума на входе АЦП  $r_\xi(\tau)$  определяется известной формулой:

$$r_{\xi} = \frac{\sin(\Delta f \pi \tau)}{\Delta f \pi \tau}, \quad (24)$$

в которой  $\Delta f$  полоса пропускания ВЧ тракта, предшествующего АЦП.

Подставив (13) и (22) в (4), получим формулу, выражающую чувствительность одного из двух каналов радиометра с цифровым детектором и накопителем.

$$\Delta T_{\min} = T_u \left\{ \frac{2R_{x^2}(0)\Delta t}{A_1 t_{\text{накопл}}} \left[ 1 + \frac{2\Delta t}{t_{\text{накопл}}} \sum_{i=1}^{t_{\text{накопл}}} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} + \frac{a^2}{3\sqrt{R_{x^2}(0)}} \right] \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (25)$$

Чувствительность двухканального радиометра, построенного по схеме, приведенной на рисунке 3, будет в  $\sqrt{2}$  раз лучше величины, определенной в (25):

$$\Delta T_{\min} = \frac{T_u}{\sqrt{t_{\text{накопл}} \Delta f}} \left\{ \frac{R_{x^2}(0)\Delta t \Delta f}{A_1} \left[ 1 + \frac{2\Delta t}{t_{\text{накопл}}} \sum_{i=1}^{t_{\text{накопл}}} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} + \frac{a^2}{3\sqrt{R_{x^2}(0)}} \right] \right\}^{\frac{1}{2}}. \quad (26)$$

В формуле (26) выделен привычный член  $\frac{T_u}{\sqrt{t_{\text{накопл}} \Delta f}}$ , представляющий чувствительность аналогового радиометра. Последующий коэффициент, выделенный фигурными скобками, отражает эффекты цифровой обработки.

Отношение

$$\sqrt{\frac{R_{x^2}(0)}{A_1}} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{\infty} A_n}{A_1}} = B,$$

в котором  $A_n$  вычисляются по формуле (19) и определяет ухудшение чувствительности, обусловленное эффектом насыщения АЦП. Для наглядности на рисунке 7 показан график зависимости этого члена от величины  $(L/\sigma_{\xi})$ . Как видно из данного графика, ухудшением чувствительности при  $(L/\sigma_{\xi}) > 3$  можно пренебрегать. Таким образом, раствор передаточной характеристики АЦП может быть всего  $-3\sigma - 3\sigma$ . Можно даже примириться с 5% ухудшением чувствительности и принять  $L=2\sigma$ .

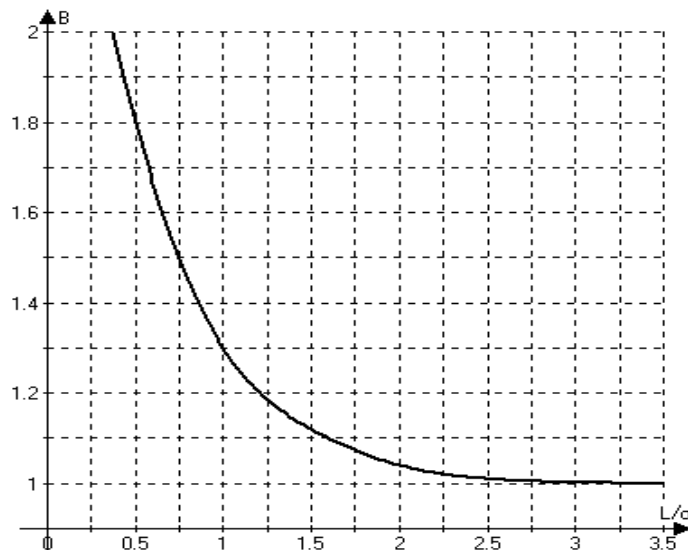


Рисунок 7.

Влияние на чувствительность эффектов квантования времени отражено в (26) слагаемым

$$\Delta t \Delta f \left[ 1 + \frac{2\Delta t}{t_{\text{накоп}}} \sum_{i=1}^{t_{\text{накоп}}/\Delta t} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} \right] = C.$$

Если подставить в (26) выражение (20) для  $R_x(\tau)$ , то получится весьма громоздкое выражение, зависящее от двух параметров: от периода отсчетов  $\Delta t$  и отношения ширины раствора АЦП к дисперсии шума на его входе ( $L/\sigma_\xi$ ). Однако численные расчеты показывают, что зависимость  $C$  от ( $L/\sigma_\xi$ ) очень слабая и ее можно не принимать во внимание ни на практике, ни в теории. Графики для  $C(\Delta t \Delta f)$ , показанные на рисунке 8 при различных величинах ( $L/\sigma_\xi$ ), практически сливаются. Некоторое расхождение графиков существует лишь в интервале значений  $\Delta t \Delta f$  от 0.2 до 0.9, а максимальная величина расхождений не превышает 5%. Данное обстоятельство свидетельствует об удачности выбора метода анализа, благодаря чему в конечной формуле сомножители, отражающие эффекты насыщения АЦП и дискретизации времени, разделились.

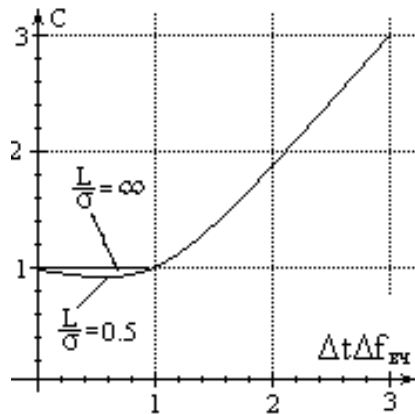


Рисунок 8.

Последнее слагаемое в (26) определяет ухудшение чувствительности, обусловленное квантованием сигнальных уровней (конечностью шага квантования). В проводимом анализе для упрощения расчетов полагалось отсутствие корреляции между погрешностями квантования различных отсчетов. Это допущение справедливо, если шаг квантования существенно меньше дисперсии квантуемого сигнала или если мала корреляция между самими отсчетами. Последнее означает, что сумма, входящая в (26),

$$\sum_{i=1}^{\infty} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} < 0.5.$$

Поэтому вклад слагаемого

$$D = \frac{a^2}{3\sqrt{R_{x^2}(0)}} = \frac{a^2}{3\sigma_\xi^2 \sqrt{\frac{R_{x^2}(0)}{2\sigma_\xi^4}} \sqrt{2}}, \quad (28)$$

определяющего вклад шума квантования, необходимо оценивать при малых значениях данной суммы. Зависимость величины

$$\sqrt{\frac{R_{x^2}(0)}{2\sigma_\xi^4}}$$



от отношения  $(L/\sigma_\xi)$  представлена в виде графика на рисунке 9. При заданном значении  $(L/\sigma_\xi)$  формула (28) позволяет определить вклад шума квантования в общее ухудшение чувствительности радиометра. Относительное увеличение выражения в квадратных скобках (26), обусловленное шумом квантования, будет равно  $1+D$ .

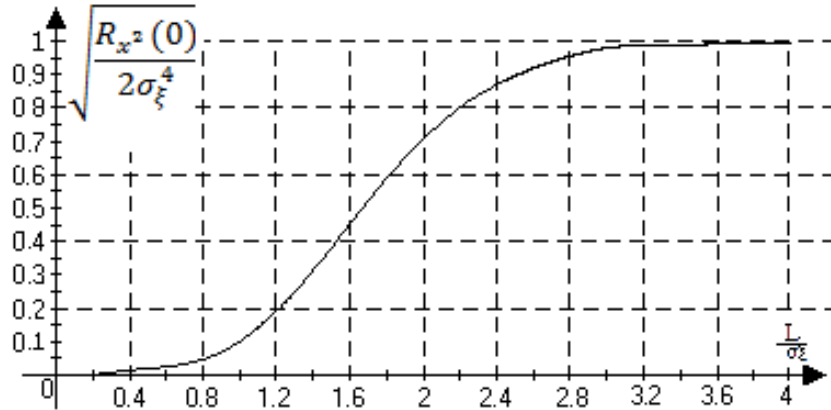


Рисунок 9.

3. Оценим параметры АЦП и последующих узлов обработки сигнала в радиометре с цифровым детектированием, задавшись незначительным ухудшением чувствительности (5%), в сравнении с аналоговым детектированием и накоплением. Поделим (26) на величину чувствительности аналогового радиометра и приравняем это отношение к 1.05. В результате получим

$$\frac{R_{x^2}(0)}{A_1} \left\{ \Delta t \Delta f_{BЧ} \left[ 1 + 2 \sum_{i=1}^{\infty} \frac{R_{x^2}(i\Delta t)}{R_{x^2}(0)} \right] + \frac{a^2}{3\sqrt{R_{x^2}(0)}} \right\} = 1.05^2.$$

Или в принятых ранее обозначениях:  $B^2(C + D) = 1.1$ .

Имеется возможность распределить вклад величин  $B, C, D$  в ухудшение чувствительности таким образом, чтобы облегчить техническую реализацию АЦП. В частности, учитывая быстрый рост параметра  $C$  (рисунок 8) с увеличением  $\Delta t$  необходимо принять  $\Delta t \Delta f_{BЧ} = 1$ . Это обеспечит  $C=1$ .

Величина  $B^2$  (рисунок 7) уменьшается с 1.08 до 1.01 при увеличении  $(L/\sigma_\xi)$  от 2 до 2.5. Дальнейшее увеличение  $(L/\sigma_\xi)$  лишь незначительно изменяет  $B^2$ . Следовательно, необходимо обеспечить  $(L/\sigma_\xi) \geq 2.5$ .

Таким образом, основной вклад в ухудшение чувствительности остается за шумом квантования сигнальных уровней.

$$D = \frac{a^2}{3\sigma_\xi^2 \sqrt{\frac{R_{x^2}(0)}{2\sigma_\xi^4}} \sqrt{2}} \approx 0.1.$$

При определенном ранее параметре  $(L/\sigma_\xi) = 2.5$  с помощью рисунка 9 получим:  $a \leq 0.62\sigma_\xi$ . Теперь определится требуемое число уровней квантования:

$$M = \frac{2L}{a} \geq \frac{2.5\sigma_\xi}{0.31\sigma_\xi} = 8.$$

Таким образом, минимальная требуемая разрядность АЦП при описанных условиях равна 3. Построение такого АЦП, работающего с частотой отсчетов 1–2 ГГц не является трудной задачей для современной микроэлектроники [5]. Желательно объеди-

нить на одном кристалле двухканальный АЦП, комбинационные квадраторы и предварительный накопитель сигнала.

#### СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Wollack, E. J. High-electron-mobility-transistor gain stability and its design implications for wide band / E. J. Wollack // Review of Scientific Instruments. – 1995. – Vol. 66. – P. 4305–4312.
2. Artal, E. LFI 30 and 44 GHz receivers Back-End Modules / E. Artal [et al.] // Journal of Instrumentation. – 2009. – Vol. 12. – T. 12003.
3. Филатов, А. В. Способы реализации модификации метода нулевого приема в сверхвысокочастотных радиометрах / А. В. Филатов // Радиотехника и электроника. – 2003. – Т. 48, вып. 7. – С. 888–894.
4. Тихонов, В. И. Статистическая радиотехника / В. И. Тихонов. – М. : Радио и связь, 1982. – 623 с.
5. Мерзликин, С. Сверхбыстродействующие АЦП, особенности архитектуры / С. Мерзликин // Электроника: НТБ. – 2008. – № 1. С. 30–33.

Рукапіс паступіў у рэдакцыю 26.03.2015

#### **Vorsin N.N. Digital Microwave Radiometry**

*Solved the problem of determining the parameters of the microwave radiometer D-tion detecting RF signal. The requirements for the characteristic Stick ADC based on allowable loss in sensitivity of the analog radiometer*