

Министерство высшего и среднего специального образования РСФСР

Горьковский ордена Трудового Красного Знамени  
научно-исследовательский радиопизический институт (НИРФИ)

П р е п р и н т № 262

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ БЛОК РАДИОМЕТРА В ЦИФРОВОМ ИСПОЛНЕНИИ

С.А.Волохов

С.Я.Корсаков

А.А.Кочетков

Горький 1988

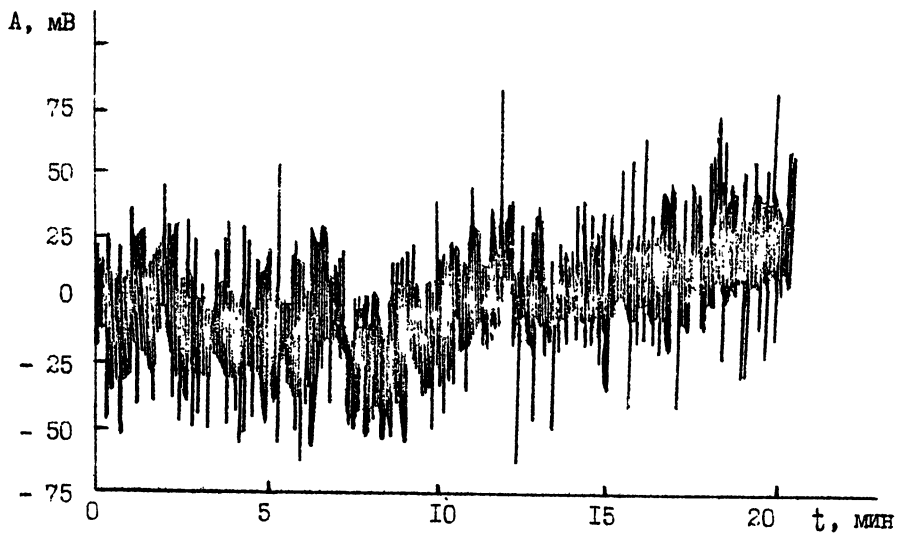
Волохов С.А., Корсаков С.Я., Кочетков А.А.

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ БЛОК РАДИОМЕТРА В ЦИФРОВОМ ИСПОЛНЕНИИ //  
Препринт № 262 . - Горький, НИРФИ. - 1988. - 19 с.

УДК 535.8: 535.214.4

Рассматривается структурная схема низкочастотного блока, осуществляющего цифровую обработку сигнала модуляционного радиометра, непосредственно после квадратичного детектора. Описана методика выбора основных параметров устройства, функциональные связи и принцип работы. Показано, что использование цифрового интегрирования и синхронного детектирования сокращает время отдельного измерения, допускает использование больших постоянных времени и повышает чувствительность радиометра.

В настоящее время значительно расширился круг радиофизических исследований, связанных с использованием радиометрических приёмников и систем различных частотных диапазонов. В связи с этим возрасли требования к стабильности и чувствительности приёмников; к автоматизации процесса измерений и контролю основных характеристик аппаратуры; к оперативному изменению режима измерений в ходе эксперимента и помехозащищённости. Решение поставленных задач в значительной степени определяется характеристиками последдетекторного, низкочастотного тракта радиометра. Известно, что одним из приемлемых путей повышения чувствительности является уменьшение энергетической полосы  $\Delta F_{\text{ЭН}}$  фильтра нижних частот, т.е. увеличение времени усреднения. Однако, реализация постоянных времени больших нескольких десятков секунд в традиционно применяемых в радиометрах аналоговых активных фильтрах весьма затруднительна и не приводит к желаемому увеличению чувствительности. Причиной этому являются медленные флуктуации выходного сигнала, обусловленные дрейфами постоянной составляющей и коэффициента усиления активных элементов фильтра нижних частот. Источником мешающих флуктуаций является и аналоговый синхронный детектор. Из-за неидеальности ключей он вносит в сигнал коммутационную помеху, представляющую собой перенесенные к нулевой частоте спектральные составляющие опорного напряжения. Наличие медленных флуктуаций, период которых составляет единицы минут, препятствует дополнительному усреднению выходного сигнала, например, с помощью микропроцессора. На рис. 1а приведена реализация выходного сигнала радиометра при усреднении фильтром нижних частот первого порядка с постоянной времени 1 с, полученная при измерении интенсивности излучения и "черного тела", и результат её усреднения цифровым интегратором с постоянной времени одна минута (рис. 1б). При большом усреднении медленные дрейфы играют решающую роль. Коэффициент уменьшения дисперсии шума составляет 7,8



а)



б)

Рис. I

вместо 30,3 при отсутствии медленных флуктуаций. Устранение этих явлений и повышение чувствительности возможно путем применения цифровой обработки сигналов после квадратичного детектора. В данной работе предлагается один из вариантов цифрового низкочастотного блока модуляционного радиометра.

Рассмотрим выходной сигнал квадратичного детектора  $U_d$ . Предположим, что эквивалентная шумовая температура сигнала пренебрежимо мала по сравнению с шумовой температурой радиометра, и  $T_{ш}$  не изменяется за время измерения. В этом случае сигнал на выходе квадратичного детектора можно представить в виде [1];

$$U_d(t) = a U_o(t) + n(t), \quad (1)$$

где  $a = \beta k T_c \Delta f_{эн} / 2$  - неизвестная амплитуда сигнала,  $U_o(t)$  - опорное напряжение модуляции с периодом  $T_{мод}$ , которое будем считать прямоугольным,  $n(t)$  - стационарный шум с математическим ожиданием  $\bar{n} = \beta k T_{ш} \Delta f_{эн}$ ; дисперсией  $\sigma_n^2 = 2\beta^2 (k T_{ш} \Delta f_{эн})^2$  с энергетической полосой  $\Delta f_{рад}$ ,  $\beta$  - коэффициент усиления высокочастотного тракта приёмника, включая квадратичный детектор,  $k$  - постоянная Больцмана,  $\Delta f_{эн}$  - энергетическая полоса высокочастотного тракта. Нетрудно видеть, что оценка максимального правдоподобия дается соотношением [2]

$$\hat{a} = \frac{1}{T} \int_0^T U_d(t) U_o(t) dt, \quad (2)$$

где  $T$  - время измерения. Таким образом, алгоритм последетекторной обработки сигналов в низкочастотном тракте модуляционного радиометра сводится к синхронному детектированию с последующим нахождением среднего значения.

В настоящее время операция (2) реализуется чаще всего с помощью активных RC фильтров первого порядка, при этом

$$\hat{a} = \int_0^{T_{RC}} \frac{1}{\tau_{RC}} \exp\left(-\frac{t-t'}{\tau_{RC}}\right) U_d(t') dt', \quad (3)$$

где  $\tau_{RC}$  - постоянная времени фильтра нижних частот. Очевидно, что

оценка (3) лишь приближенно соответствует (2). Время измерения  $T_{RC}$  в данном случае должно превышать длительность переходного процесса в RC-фильтре. Если задаться некоторой допустимой относительной погрешностью установления выходного сигнала  $\varepsilon$ , то нетрудно видеть, что необходимое время усреднения с помощью RC-фильтра имеет вид

$$T_{RC} = -\tau_{RC} \ln \varepsilon. \quad (4)$$

На практике время измерения выбирают обычно  $T_{RC} = (3-5)\tau_{RC}$ .

В нашем случае подход к реализации (3) сводится к цифровому интегрированию

$$\hat{a} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N U_{\delta}(i\Delta t) U_0(i\Delta t), \quad (5)$$

где  $U_{\delta}(i\Delta t)$  - выборки из процесса  $U_{\delta}(t)$  через интервал времени  $\Delta t$ ,  $N = T_{\text{ц}}/\Delta t$  - количество выборок за интервал измерения  $T_{\text{ц}}$ . При этом длительность переходного процесса конечна и равна  $T_{\text{ц}}$ , поэтому погрешность установления выходного сигнала отсутствует.

Установим связь между  $T_{RC}$  и  $T_{\text{ц}}$  при условии равной чувствительности. Поскольку энергетическая полоса  $\Delta F_{\text{ЭН}} = 1/4\tau_{RC}$ , то согласно [1]

$$\Delta T_{RC} = \sqrt{2} T_{\text{ш}} \frac{1}{\sqrt{\Delta f_{\text{рад}} \tau_{RC}}}. \quad (6)$$

Чувствительность цифрового блока получим анализируя отношение сигнал/шум в соответствии с выражением (5) при времени дискретизации много меньшем интервала корреляции  $U_{\delta}(t)$ . Оценку (5) можно считать оптимальной, а цифровой оцекиватель согласованным фильтром. Приравняв отношение сигнал/шум на выходе согласованного фильтра единице, получим чувствительность цифрового блока  $\Delta T_{\text{ц}}$

$$\frac{2 \left( \frac{\beta k \Delta T_{\text{ц}} \Delta f_{\text{ЭН}}}{2} \right)^2 T_{\text{ц}}}{2 \frac{\beta^2 (k T_{\text{ш}} \Delta f_{\text{ЭН}})^2}{\Delta f_{\text{рад}}}} = 1,$$

где  $2\beta^2(kT_{ш} \Delta f_{зн})^2 / \Delta f_{рад}$  - спектральная плотность шума  $n(t)$  в полосе  $\Delta f_{рад}$ . Из этих соотношений имеем

$$\Delta T_{ц} = 2T_{ш} \frac{1}{\sqrt{\Delta f_{рад} T_{ц}}} \quad (7)$$

Приравнявая (6) и (7), с учетом формулы (4) получим

$$\frac{\Delta T_{RC}}{\Delta T_{ц}} = -\frac{1}{2} \ln \epsilon.$$

График этой зависимости приведен на рис. 2, из которого видно, что при  $\epsilon = 0,1\%$  цифровой блок позволяет сократить время измерения в 3,4 раза. Соответственно, при одинаковых временах измерения цифровой блок дает выигрыш в чувствительности

$$\frac{\Delta T_{ц}}{\Delta T_{RC}} = \sqrt{-\frac{2}{\ln \epsilon}}. \quad (8)$$

Эта зависимость также представлена на рис. 2. Соотношение (8) получено в предположении идеальности аналогового низкочастотного блока,

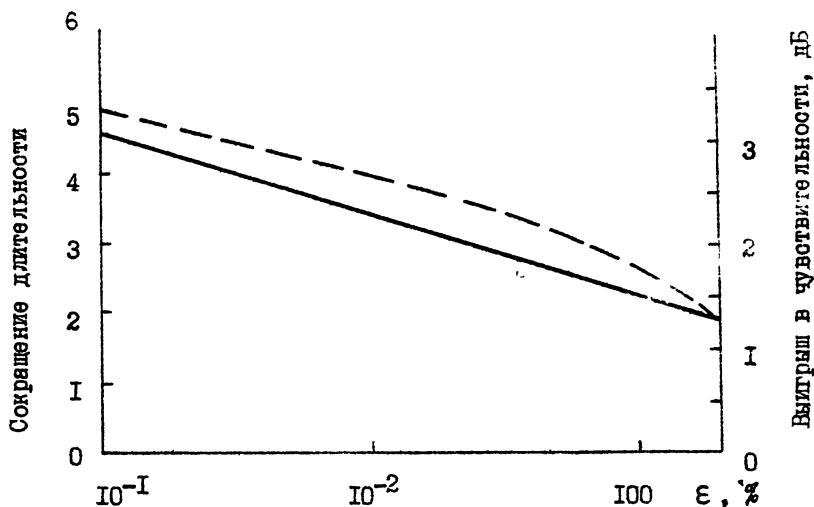


Рис. 2

а также малости времени дискретизации входного сигнала по сравнению с его интервалом корреляции и малости ошибки квантования по амплитуде по сравнению с погрешностью измерения. Если первое допущение не достижимо на практике, то второе вполне реализуемо.

Структурная блок-схема цифрового низкочастотного блока радиометра, начиная с квадратичного детектора, приведена на рис. 3.

Модулирующее напряжение  $U_0$  (рис. 5), вырабатываемое генератором опорного напряжения (рис. 1), осуществляет управление переключателем в высокочастотном тракте и схемами изменения знака цифрового низкочастотного блока. Форма сигнала поступающего на вход квадратичного детектора представлена на рис. 5 как напряжение  $U_1(t)$ .

Фильтр низких частот предназначен для предварительной фильтрации и ограничения полосы частот, обеспечивающих функционирование последующих блоков цифровой обработки. Напряжение  $U_2$  (рис. 5) на выходе ФНЧ имеет тот же период и фазу, что и модулирующее напряжение  $U_0$ , а амплитуда пропорциональна разности мощностей шумовых сигналов на входных клеммах СВЧ-переключателя, расположенного в высокочастотном тракте радиометра. Частота среза ФНЧ определяется частотой опорного напряжения  $U_0$  и типом фильтра. Для фильтра низких частот первого порядка со спадом 6 дБ/октава частота среза  $f_1$  определяется соотношением

$$f_1 = 1,17 f_0,$$

где  $f_0$  - частота опорного напряжения

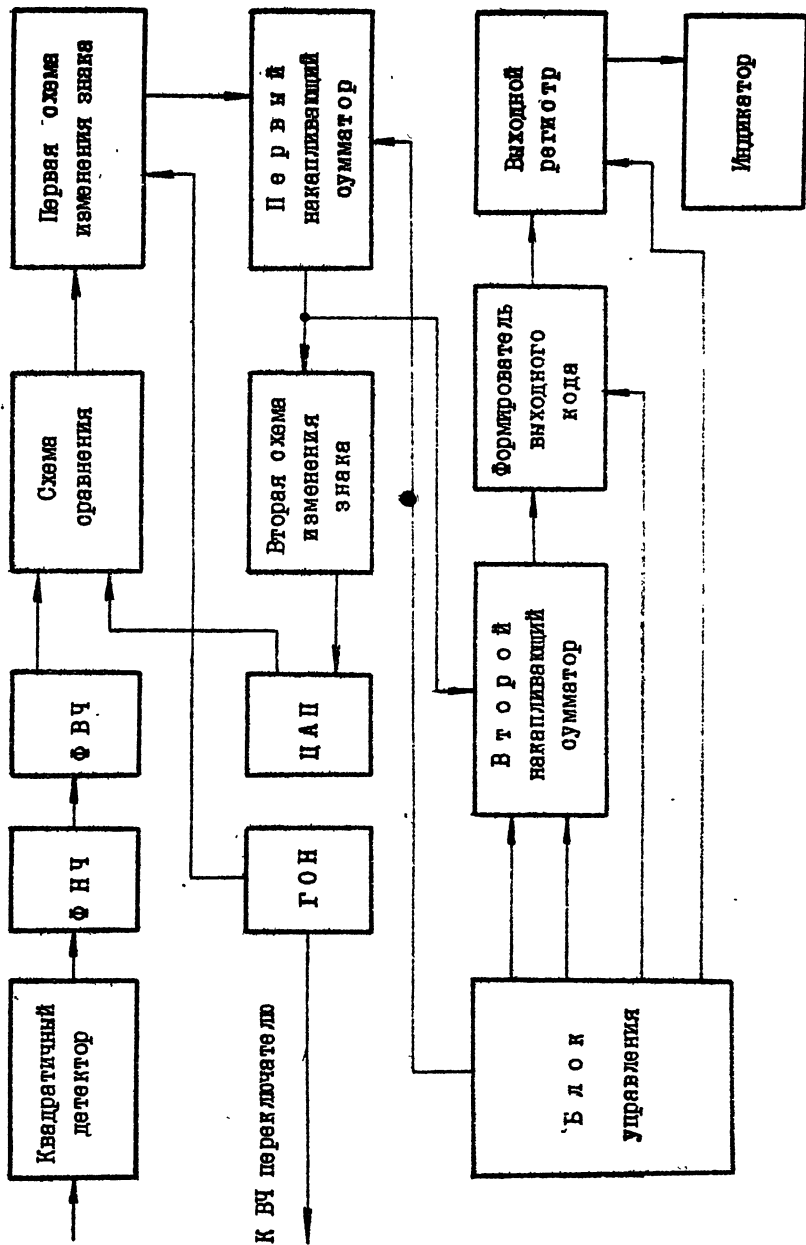
Фильтр высоких частот устраняет постоянную составляющую напряжения  $U_2$ . Его частота среза  $f_2$  выбирается из условия неискаженной передачи информативного напряжения

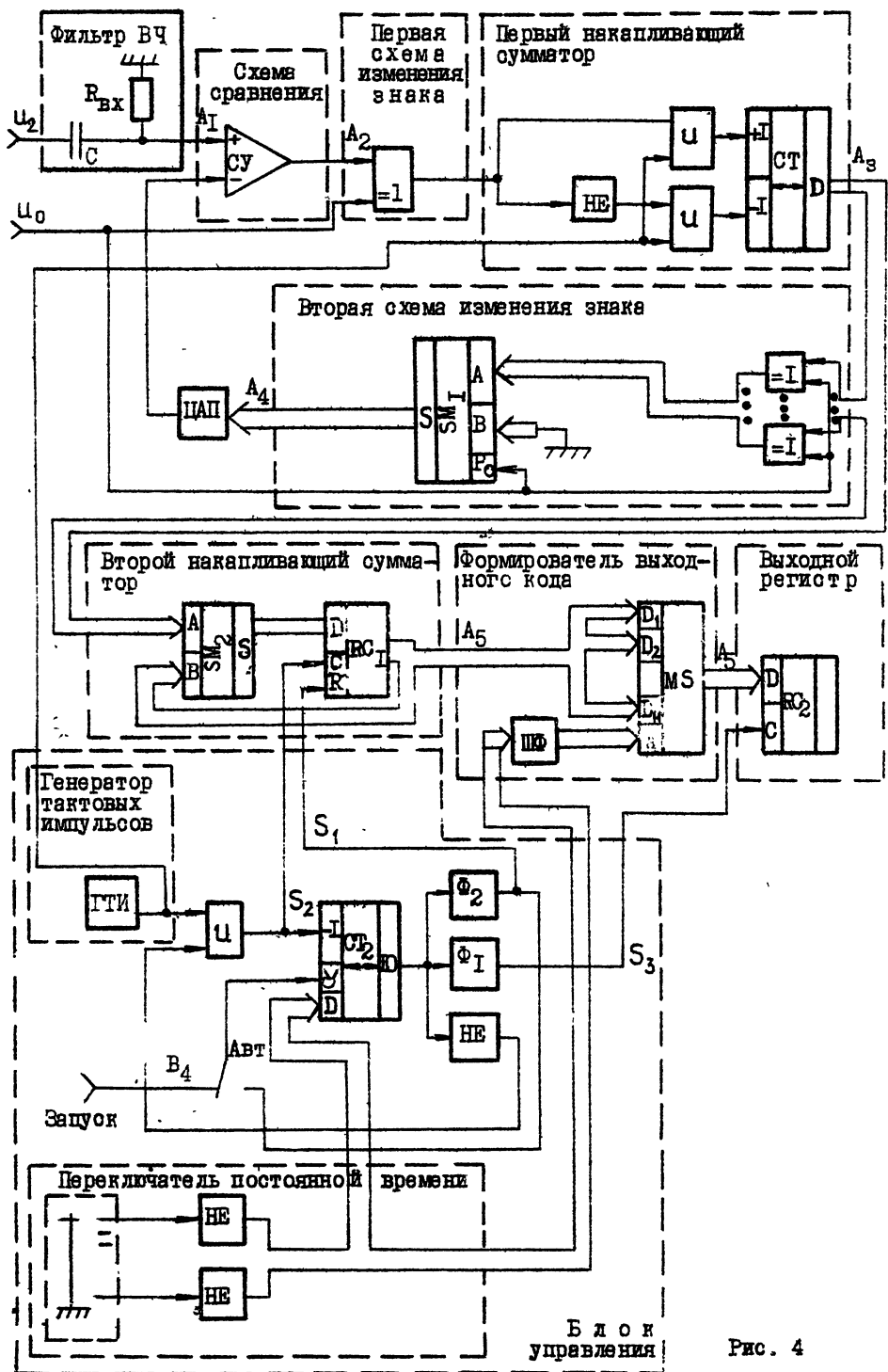
$$f_2 \ll f_0.$$

В примере конкретной реализации (рис. 4) ФВЧ образован разделительным конденсатором  $C$  совместно с входным сопротивлением схемы сравнения. В сумме ФНЧ и ФВЧ выполняют функции полосового фильтра и могут быть таковыми заменены с учётом сохранения вышеизложенных требований к полосе частот.

Схема сравнения формирует одноразрядный цифровой код  $A_1$  (рис. 5), который принимает значение "+1" "-1" в соответствии со знаком неравенства текущих значений выходного напряжения ФВЧ  $U_3$  и напряжения  $U_4$ , поступающего на второй вход схемы сравнения с цифроаналогового пре-







Блок управления

Рис. 4

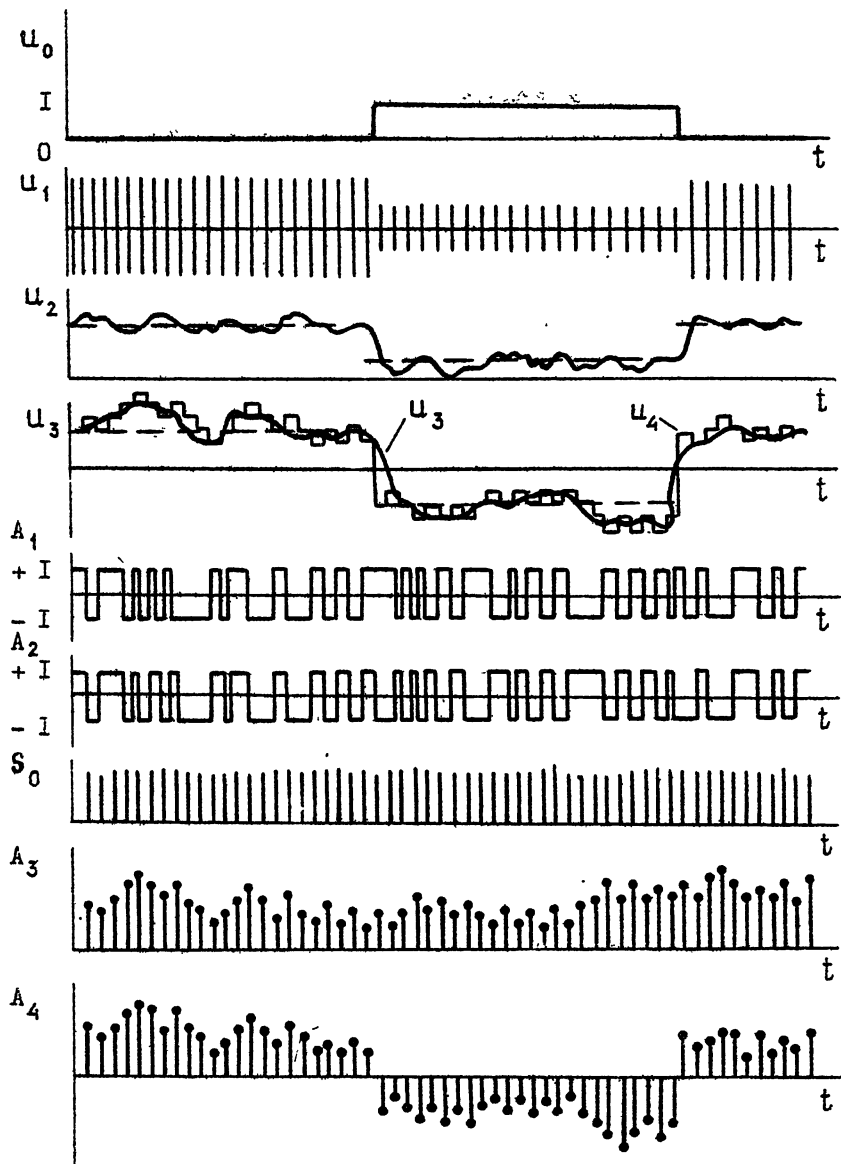


Рис. 5

образователя. Если текущее значение напряжения  $U_3$  на первом входе схемы сравнения больше, чем напряжение  $U_4$  на втором входе, то одноразрядный цифровой код  $A_1$  на выходе схемы сравнения принимает значение "+I". В случае, когда  $U_3 < U_4$  цифровой код  $A_1$  будет равен "-I". В примере конкретной реализации (рис. 4) значению кода "+I" на выходе схемы соответствует уровень логической единицы, а значению "-I" - уровень логического нуля.

Первая схема изменения знака предназначена для формирования кода  $A_2$  (рис. 5) и представляет собой элемент "исключающее или" (рис. 4). При поступлении на её опорный вход первого полупериода опорного сигнала  $U_0(t)$ , имеющего уровень логического нуля, происходит передача входного кода  $A_1$  на выход без изменений.

Вторая схема изменения знака, осуществляющая формирование кода  $A_4$ , состоит из комбинационного сумматора SM1 и двух параллельно включённых элементов "исключающее или". Когда  $U_0$  имеет уровень логического нуля, код  $A_3$ , с выхода первого накапливающего сумматора, без изменений проходит схемы "исключающие или" и комбинационный сумматор, так как у последнего не только вход переноса имеет уровень логического нуля, но и заземлён второй вход. Формирование кода  $A_3$  осуществляется первым накапливающим сумматором при поступлении на его входы синхроимпульсов  $S_0$  с блока управления и цифрового кода  $A_2$ . Первый накапливающий сумматор содержит реверсивный счётчик, два параллельно соединённых элемента "и" и один элемент "не", последовательно включённый между входом одного из элементов "и" и выходом первой схемы смены знака. Код  $A_4$  поступает на вход цифроаналогового преобразователя, который преобразует значения цифрового кода  $A_4$  в текущие значения эквивалентного аналогового напряжения  $U_4$  (рис. 5), поступающего на второй вход схемы сравнения.

Если текущие значения напряжений  $U_3$  и  $U_4$  на входах блока сравнения находятся в соотношении  $U_3 > U_4$ , то с приходом каждого синхроимпульса  $S_0$  первый накапливающий сумматор увеличивает на I значение выходного кода  $A_3$ . При этом цифроаналоговый преобразователь увеличивает напряжение  $U_4$  на величину  $\Delta$ , соответствующую младшему разряду двоичного кода на его входе. Если текущие значения напряжений  $U_3$  и  $U_4$  находятся в соотношении  $U_3 < U_4$ , то с приходом каждого синхроимпульса  $S_0$  накапливающий сумматор уменьшает на I значение выходного кода  $A_3$ . При этом преобразователь уменьшает напряжение  $U_4$  на величину  $\Delta$ , соответствующую младшему разряду

двоичного кода на его входе. В результате формируемый накапливающим сумматором код  $A_3$  изменяется так, что разность между текущими значениями напряжений  $U_3$  и  $U_4$  уменьшается. После поступления нескольких синхросигналов  $S_0$  на синхровход накапливающего сумматора разность между текущими значениями  $U_3$  и  $U_4$  уменьшится до величины меньшей, чем напряжение  $\Delta$ , соответствующее одному младшему разряду цифрового кода на входе цифроаналогового преобразователя.

Итак, процесс квантования в рассматриваемом случае, осуществляется разностным квантователем, состоящим из схемы сравнения, двух схем изменения знака, первого накапливающего сумматора и цифроаналогового преобразователя. Остановимся подробнее на вопросе о выборе таких его параметров как вес младшего бита цифрового кода и число разрядов  $m$ , необходимое для представления выборок  $U_3$  (или  $U_4(i\Delta t)$ ). Критерием выбора этих параметров является условие пренебрежимости вклада в дисперсию оценки  $\hat{U}$  шумов квантования  $e(t)$ . При рассмотрении квантователя, учтем также влияние входных фильтров ФНЧ и ФВЧ, которые предназначены для устранения неинформативной постоянной составляющей и ограничения полосы шума с целью уменьшения эффектов наложения при квантовании. Если считать шум квантования  $e(t)$  стационарным, белым и некоррелированным с входным сигналом квантователя, то дисперсия входного сигнала квантователя будет определяться следующим образом [3]:

$$\sigma_Q^2 = 2\sigma_n^2(1 - r_n(\Delta t)) + \sigma_e^2, \quad (9)$$

где  $r_n(\Delta t)$  - коэффициент корреляции процесса  $U(t)$  с нулевым средним, статистические свойства которого определяются шумом  $n(t)$  ввиду малости сигнальной компоненты.

Рассмотрим одно- и двухбитовый квантователи с нелинейными характеристиками  $Q_1(x)$  и  $Q_2(x)$ :

$$Q_1(x) = \begin{cases} -\Delta, & x < 0 \\ \Delta, & x \geq 0 \end{cases}, \quad Q_2(x) = \begin{cases} -\Delta, & x < -\Delta/2 \\ 0, & -\Delta/2 \leq x \leq \Delta/2 \\ \Delta, & x > \Delta/2 \end{cases}$$

Величина шага квантования  $\Delta$  должна выбираться из условия максимума отношения сигнал/шум на выходе квантователя. Рассчитывая отношение сигнал/шум с помощью метода нормального спектра [4], полу-

чем

$$\left[ \frac{\sigma_a^2}{\sigma_e^2} \right]_1 = \frac{1}{1 + \left( \frac{\Delta}{\sigma_a} \right)^2 - \sqrt{\frac{8}{\pi}} \frac{\Delta}{\sigma_a}}, \quad \Delta_{1\text{опт}} = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \sigma_a, \quad (10)$$

$$\left[ \frac{\sigma_a^2}{\sigma_e^2} \right] = \frac{1}{1 + \left[ \frac{\Delta}{\sigma_a} \right]^2 \left( 1 - \operatorname{erf} \frac{\Delta}{\sqrt{8} \sigma_a} \right) - \sqrt{\frac{8}{\pi}} \left( \frac{\Delta}{\sigma_a} \right) e^{-\frac{\Delta^2}{8\sigma_a^2}}},$$

$$\Delta_{2\text{опт}} = 1,225 \sigma_a.$$

Учитывая (9) для оптимального шага квантования получаются следующие выражения:

$$\Delta_{1\text{опт}} = 2\sigma_n \sqrt{1 - r_n(\Delta t)}, \quad \Delta_{2\text{опт}} \approx 1,57\sigma_n \sqrt{1 - r_n(\Delta t)}. \quad (11)$$

Относительное увеличение дисперсии оценки  $\Delta \sigma_{\hat{a}}^2$  за счет дискретизации и квантования, при этом, определяется соотношением

$$\frac{\Delta \sigma_{\hat{a}}^2}{\sigma_{\hat{a}}^2} = C \Delta f_{\text{ФНЧ}} \Delta t (1 - r_n(\Delta t)), \quad (12)$$

где константа  $C = 1,142$  для однобитового и  $C = 0,468$  для двухбитового квантователя. Соотношение (12) позволяет выбрать необходимый интервал дискретизации  $\Delta t$ .

Количество разрядов для представления  $U_i$  определяется динамическим диапазоном входного сигнала

$$m \geq \log_2 \frac{a_{\text{max}} + 4\sigma_n}{\Delta_{\text{опт}}} + 1. \quad (13)$$

При поступлении второго полуцикла напряжения  $U_0$  на опорный вход первой схемы изменения знака, последняя формирует код  $A_2$  (рис.5),

который имеет значение "+I", если код  $A_1$  имеет значение "-I", и наоборот. Первый накапливающий сумматор осуществляет сложение текущего значения кода  $A_2$  с текущим значением своего выходного кода  $A_3$  (рис. 5). При этом формируется новое значение кода  $A_3$ . При поступлении второго полупериода напряжения  $U_0$  на опорный вход второй схемы изменения знака, последняя формирует код  $A_4$ , значения которого равны значениям кода  $A_3$  с противоположным знаком. Цифроаналоговый преобразователь преобразует значения цифрового кода  $A_4$  в текущие значения эквивалентного аналогового напряжения  $U_4$  (рис.5). Поскольку обе схемы изменения знака дважды меняют знак кода, то сигнал  $U_4$  следует за изменениями сигнала  $U_3$  так же, как при поступлении на опорные входы этих же схем первого полупериода напряжения  $U_0$ . Однако при этом, значения кода  $A_3$  на выходе разностного квантователя являются цифровыми эквивалентами, взятых с противоположным знаком, текущих значений напряжения  $U_3$ , а среднее значение кода  $A_3$  является эквивалентом взятого с противоположным знаком среднего значения напряжения  $U_3$ , т.е. значения информативной компоненты напряжения  $U_3$ .

Поскольку во втором полупериоде напряжения  $U_0$  информативная компонента напряжения  $U_3$  равна по величине, но противоположна по знаку информативной компоненте напряжения  $U_3$  в первый полупериод напряжения  $U_0$ , то средние значения кода  $A_3$  на выходе квантователя в первый и второй полупериоды напряжения  $U_0$  равны между собой и эквиваленты информативной компоненте напряжения  $U_3$  в первый полупериод напряжения  $U_0$ .

Значения цифрового кода  $A_3$  с выхода первого накапливающего сумматора поступают на вход второго накапливающего сумматора. Накапливающий сумматор (рис. 4) выполнен в виде комбинационного сумматора SM2 и регистра RG1, разрядность которых больше разрядности цифроаналогового преобразователя на величину  $\log_2 M$ , где  $M$  - максимальное число накапливаемых значений кода  $A_5$  (рис. 5) с выхода квантователя. На первый синхровход накапливающего сумматора поступают следующие с частотой  $f_4$  импульсы  $S_1$  (рис. 6). Частота  $f_4$  следования импульсов  $S_1$  и частота  $f_3$  следования импульсов  $S_0$  (рис. 5) связаны соотношением

$$f_4 \approx \frac{f_3}{N}$$

При поступлении каждого импульса  $S_1$  накапливающий сумматор

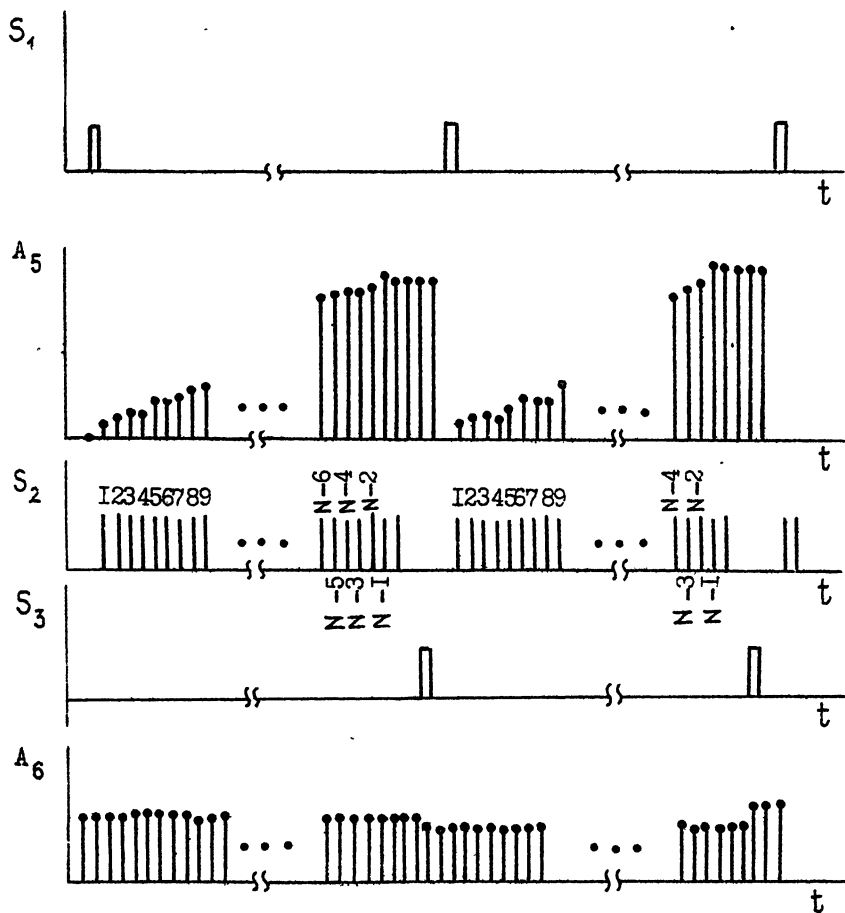


Рис. 6



устанавливает нулевое значение выходного кода  $A_5$  (рис. 6). После поступления каждого импульса  $S_1$  на первый синхровход второго накапливающего сумматора на второй его синхровход поступают следующие с частотой  $f_3 N$  импульсов  $S_2$  (рис. 6). При поступлении каждого импульса  $S_2$  накапливающий сумматор осуществляет суммирование текущего значения кода  $A_3$  с текущим значением выходного кода  $A_5$ . При этом образуется новое значение выходного кода  $A_5$ . После поступления на второй синхровход  $N$  импульсов  $S_2$  на выходе накапливающего сумматора образуется значение кода

$$A_5 = \sum_{i=1}^N A_{3i},$$

где  $N$  - число значений кода  $A_3$ , которым определяется среднее. Значения кода  $A_5$  поступают на вход формирователя выходного кода, предназначенного для деления цифрового кода  $A_5$  (рис. 6) на  $N$  и реализованного в виде мультиплексора  $MS$  и шифратора ШФ. Цифровой код числа  $N$  подается на управляющий вход формирователя. В результате формируются значения выходного кода, которые подаются на вход выходного регистра. На синхровход выходного регистра с частотой  $f_4$  поступают импульсы  $S_3$  (рис. 6). Причем каждый импульс  $S_3$  формируется блоком управления после формирования каждой последовательности из  $N$  импульсов  $S_2$  и перед формированием каждого импульса  $S_1$ . При поступлении каждого импульса  $S_3$  выходной регистр запоминает текущее значение кода  $A_5$ . В результате выходной регистр выделяет из значений кода  $A_5$  только те, которые формируются при поступлении каждого  $N$ -ного импульса  $S_2$  на второй синхровход второго накапливающего сумматора. При этом на выходе выходного регистра присутствует значение выходного кода  $A_6$  (рис. 6), представляющее собой среднее значение кода  $A_3$ , пропорциональное информативной компоненте напряжения  $U_3$

$$A_6 = \frac{A_4}{N} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N A_{3i}.$$

В традиционных модуляционных радиометрах одной из характеристик определяющих чувствительность и точность измерений является постоянная времени усреднения  $T$ . В предложенном радиометре эквивалентом

постоянной времени усреднения  $T$  является число  $N$  значений кода  $A_3$ , по которым определяется среднее. Постоянная времени усреднения  $T$  и число  $N$  связаны соотношением

$$T = \frac{N}{f_3}.$$

Поскольку в предложенном модуляционном радиометре число  $N$  может быть сколь угодно большим, то и эквивалентная ей величина постоянной времени усреднения  $T$  также может быть сделана как угодно большой. Это обеспечивает повышение чувствительности, а следовательно и точности измерений по отношению к известным устройствам, в которых увеличение постоянной времени  $T$  препятствует низкая стабильность традиционных синхронных детекторов и интеграторов. Операция деления на  $N$  трудно реализуема для любого времени усреднения, поэтому с целью упрощения схемы, целесообразно время усреднения выбирать кратным двум, то есть  $N = 2^p$ , где  $p = 0, 1, 2, 3, \dots$ . В этом случае операция деления сводится к сдвигу выходного кода на  $p$  разрядов в сторону младшего.

Конкретная реализация устройства выполнена в виде автономной конструкции, и может использоваться в любом модуляционном радиометре, имеющем выход сигнала после квадратичного детектора и выход напряжения модуляции. При использовании блока с конкретным радиометром частота среза ФЧ может изменяться в пределах  $0,5 \pm 12$  кГц, что с фиксированной частотой среза ФЧ равной 8 Гц обеспечивает работу всего устройства с любой частотой модуляции в интервале  $0,25 \pm 1$  кГц. Реализованный интервал дискретизации  $\Delta t = 2$  мкс увеличивает дисперсию оценки выходного сигнала не более 0,2% по сравнению с идеальным аналоговым блоком. Однобитовый квантователь собран на интегральном компараторе 521CA4, цифроаналоговом преобразователе 594 ПА I (ЦАП) и счетчике 564 ИЕ11, шаг квантования  $\Delta = 0,3 \pm 10$  мВ, разрядность кода для представления  $U_i$   $m = 8$ . Синхронное детектирование осуществляется инвертированием кода с выхода компаратора на вход ЦАП синхронно с напряжением модуляции. Время измерения устанавливается переключателями на лицевой панели прибора 1, 2, 4, 16, 32, 64, 128 и 256 сек. Результаты отображаются на четырехразрядном десятичном индикаторе. Имеются аналоговый выход для подключения самописца и цифровой для работы с ЭВМ. Все цифровые узлы прибора выполнены на элементах серии 564, общая потребляемая мощность 5 Вт, питание от сети 220 В, 50 Гц.

## Л и т е р а т у р а

1. Есепкина Н.А., Корольков Д.В., Парийский Д.Н. Радиотелескопы и радиометры. - М.: Наука, 1973.
2. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. В 2-х т. - М.: Советское радио, 1968. - Т. 2.
3. Рабинер Л.Р., Шафер Р.В. Цифровая обработка речевых сигналов. - М.: Радио и связь, 1981.
4. Стиля Р. Принципы дельта-модуляции. - М.: Связь, 1979.

Дата поступления статьи

9 июня 1988 г.

Сергей Анатольевич Волохов

Сергей Якович Корсаков

Андрей Анатольевич Кочетков

НИЗКОЧАСТОТНЫЙ БЛОК РАДИОМЕТРА В ЦИФРОВОМ ИСПОЛНЕНИИ

---

Подписано в печать 12.07.88 г. МЦ 00370. Формат 60 x 84 1/16  
Бумага писчая. Печать офсетная. Объем 1,27 усл. п. л. Тираж 120  
Заказ 4760. Бесплатно.

---

Отпечатано на ротативе в НИРФИ