

В. А. П о с т н и к о в

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЦИФРОВОГО СУММАТОРА

Рассмотрены возможности использования цифрового сумматора для спектрального анализа гармонических колебаний и демодуляции ФМ-сигналов. Определена форма частотной характеристики и полоса пропускания цифрового сумматора, приведен метод подавления боковых лепестков частотной характеристики. Предложен простой алгоритм оценки параметров периодического сигнала.

В настоящее время отмечается повышение интереса к цифровой обработке сигналов. Так, в работе [1] упоминается о суммировании отсчетов как средстве реализации низкочастотной фильтрации, в книге [2] подробно рассматривается работа адаптивного линейного сумматора. Представляется полезным исследовать избирательные свойства цифрового сумматора (ЦС) и разработать рекомендации по его применению.

Применение ЦС наиболее эффективно для анализа одиночных гармонических сигналов, сочетания гармонических сигналов разных частот и амплитуд, сигналов частотной и фазовой телеграфии.

Цифровая фильтрация заключается в последовательном нормированном накоплении отсчетов анализируемого напряжения, снимаемых через равные промежутки времени. Считаем, что стробирование сигнала осуществляется от управляемого по частоте ω_T гетеродина. Величина отсчетов u_{ci} и динамика их изменения зависят для сигнала

$$u_c(t) = A_c \cos(\omega_c t + \varphi) \quad (1)$$

от амплитуды и фазы сигнала и от разности частот $\Delta\omega = \omega_c - \omega_T$

$$u_{ci}(t_i) = A_c \cos(\Delta\omega t_i + \varphi). \quad (2)$$

Интересен, в первую очередь, синхронный режим — со стробированием в моменты t_i при $(\omega_c t_i + \varphi) = 0$. Он предназначен для структурного анализа детерминированных сигналов с регулярной несущей, а также и при демодуляции ФМ-сигналов.

Заслуживает внимания режим синхронного трехкратного ЦС, при котором второй отсчет всегда снимается при нулевой фазе гетеродина (симметричный ЦС). При этом для его частотной характеристики

$K(\Delta f)$ справедлива формула

$$K(\Delta f) = (1/3)[1 + 2 \cos(\Delta\omega T_r + \varphi)]. \quad (3)$$

При расстройке $\Delta f = 50\%$ этот сумматор обеспечивает вдвое большее подавление побочного сигнала по сравнению с обычным синхронным.

В общем случае и для быстрого спектрального анализа следует рассматривать асинхронный режим с равномерным распределением фазы сигнала в пределах от 0 до 2π .

Цифровой сумматор, по сути, однородный нерекурсивный КИХ-фильтр, известный в цифровой обработке сигналов (ЦОС) с 70-х годов. Так, в работе [1, стр. 307] приведены характеристики КИХ-фильтра, суммирующего отсчеты комплексной экспоненты, подвергшейся линейной квадратурной фазовой модуляции (редкий сигнал, используемый в радиопеленгации). У этого сигнала приращение комплексной фазы заметно быстрее, чем при расстройке Δf (от гетеродина) у гармонического сигнала (например, при $\Delta f = 12,5\%$ — в 1,6 раза). Отсюда — разные амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) полосы пропускания.

В дополнение к известным сведениям по однородным КИХ-фильтрам, приведем формулы для расчета АЧХ ЦС для гармонических сигналов, определим полосу пропускания, предложим механизм подстройки ЦС в синхронный режим, меры по борьбе с гармониками сигнала, определим план панорамного анализа диапазона частот и методы оценки параметров сигнала по ограниченному числу отсчетов.

Расчет частотной характеристики цифрового сумматора. Для расчета характеристики $K(\Delta f)$ синхронного ЦС используем программу Maple:

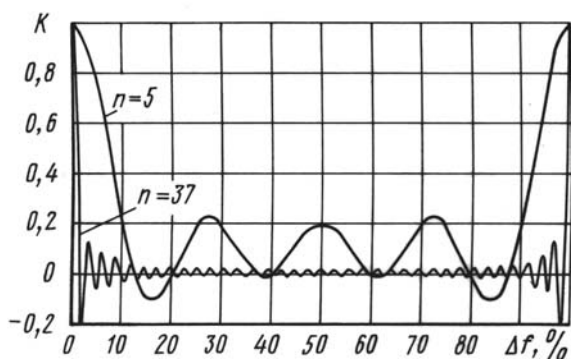
$$\rangle (1/n) * \text{sum}(\cos(0,1 * 0.02 * \text{Pi} * k), \quad k = 0 \dots (n - 1)). \quad (4)$$

По формуле (4) складываются n отсчетов косинуса ($n = k + 1$), снятых с интервалом в 0,1% от $\Delta f = f_c - f_r$. Сумма нормируется единицей. Числом n определяется ширина частотной характеристики.

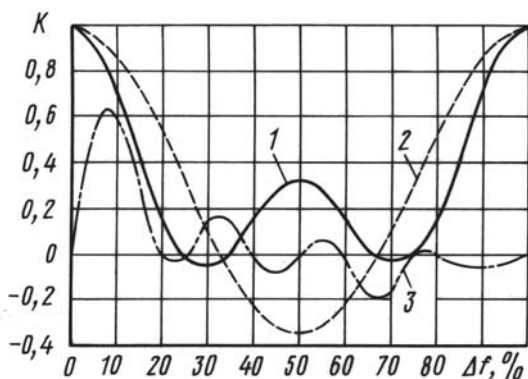
На рис. 1, а представлена зависимость $K(\Delta f)$ для $n = 5$ и $n = 37$ в интервале расстройек $0 < \Delta f(\%) < 100$. При больших расстройках форма кривой $K(\Delta f)$ повторяется. Характерно наличие быстроубывающих боковых лепестков. Общая закономерность — это сужение основного лепестка и уменьшение боковых лепестков с ростом n .

В асинхронном режиме наиболее неблагоприятна ситуация, соответствующая характеристике $K(\Delta f)$, снятой по формуле

$$\rangle (1/n)\text{sum}(\sin(m * 2 * \text{Pi} * k), \quad k = 0 \dots (n - 1)), \quad (5)$$



а



б

Рис. 1. Частотные характеристики ЦС для значений $n = 5$ и $n = 37$

где $m < 1$. Для сравнения на рис. 1, б показаны характеристики еще трех ЦС: 1 — трехкратного самого широкополосного, 2 — трехкратного симметричного и, наконец, 3 — пятикратного асинхронного ЦС.

Примечательна точка первого пересечения кривой $K(\Delta f)$ с осью абсцисс. Она характеризует половину полосы пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$ синхронного ЦС, связь которой с числом отсчетов отражается формулой:

$$\Delta f_{\text{пр}} = 50/(n - 1). \quad (6)$$

Эта формула очевидна из следующих простых соображений. Нулевая сумма получается от сложения равного количества симметричных, но разнополярных отсчетов. При этом результирующий набег фазы равен 180° , а однократный набег (между двумя отсчетами) составляет $\Delta\varphi^\circ = 180^\circ/(n - 1)$ ($(n - 1)$ — число промежутков между отсчетами). С другой стороны, при расстройке в $\Delta f = 1\%$ обычный набег фазы равен $\Delta\varphi^\circ = 3,6^\circ \cdot \Delta f(\%)$. Приравнявая правые части по $\Delta\varphi^\circ$, получим уравнение (6).

Можно объединить АЧХ синхронного и несинхронного ЦС, добавив в аргумент косинуса формулы (4) $0 < \varphi < 2\pi$. На рис. 2 предста-

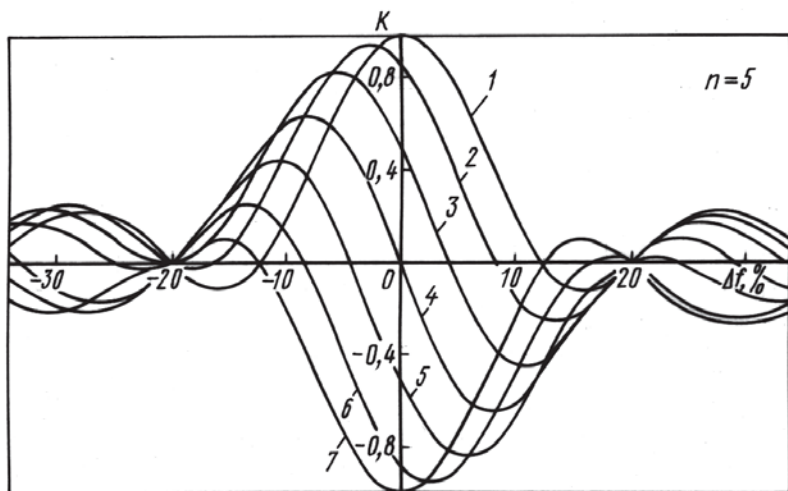


Рис. 2. Частотные характеристики пятикратного ЦС для синхронного режима (1), симметричного (2), несинхронного (3)

введен такой график для значений φ : 1 — 0; 2 — $\pi/6$; 3 — $\pi/3$; 4 — $\pi/2$; 5 — $2\pi/3$; 6 — $5\pi/6$, 7 — π (число сложений $n = 5$). Кривые для остальных значений φ симметричны первым относительно оси абсцисс.

Поскольку интересна зависимость $K(\Delta f)$ и при $f_c < f_r$, (а процентная расстройка для $f_c/f_r \leq 0,5$ теряет смысл), то рассчитан и приведен на рис.3 график $K(\Delta f)$ в функции отношения $f_c/f_r < 1$ для пятикратных синхронного (сплошная кривая) и асинхронного ЦС.

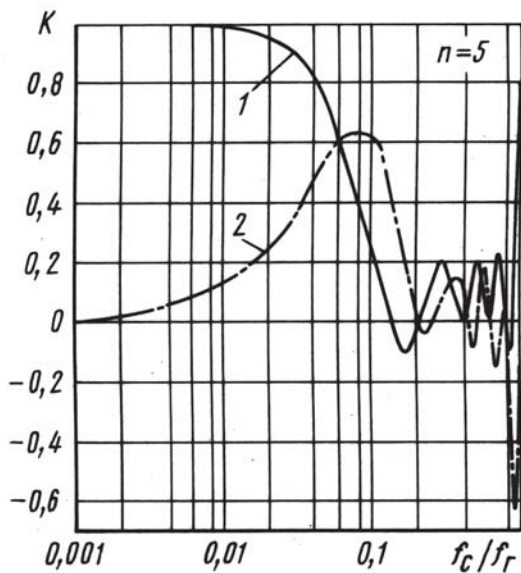


Рис. 3. Частотные характеристики пятикратного ЦС при частотах сигнала, меньших частоты гетеродина:

1 — синхронного; 2 — несинхронного

Очевидно, что происходит “подавление” ЦС низкочастотными сигналами, это обусловлено кратностью отношения T_c/T_r .

Рассчитать $K(\Delta f)$ для синхронного ЦС можно и по формуле сложения косинусов натурального ряда фаз:

$$\begin{aligned} \sum_{n=1}^n [\cos \varphi + \cos 2\varphi + \cos 3\varphi + \dots + \cos n\varphi] = \\ = (2^n) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \cdot 2^0\right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \cdot 2^1\right) \cos\left(\frac{\varphi}{2} \cdot 2^2\right) \times \\ \times \cos\left(\frac{\varphi}{2} \cdot 2^3\right) \dots \cos\left(\frac{\varphi}{2} \cdot 2^{(n-1)}\right) \left\{ \cos\left[\frac{\varphi}{2} \cdot (N+1)\right] \right\}, \end{aligned}$$

справедливой для $N = 2^n$ при $n \geq 2$.

Методы ослабления боковых лепестков частотной характеристики цифрового сумматора. В этом направлении, видимо, наиболее эффективны работы по расчету оконных функций [3] с подавлением боковых лепестков на сотни децибел. Наша цель — добиться ослабления на 20...30 дБ побочных каналов с помощью минимальных вычислительных средств. Возможны два решения: быстрое и медленное.

В первом случае решение о попадании сигнала в полосу главного лепестка принимается в пределах длительности одного периода частоты f_r (или даже его половины), во втором — отсчеты производятся в течение, как минимум, половины периода разностной частоты $f_{(-)} = f_c - f_r$. Начнем со 2-го случая.

Оценим скорость изменения величины отсчетов. Используем понятие дискретной производной по времени $u'_\Delta(t) \cong (u_i - u_{i-1})/\Delta t$. Минимальная скорость изменения производной — на гребне синусоиды при фазе $\pi/2$ и $3\pi/2$, максимальная — при фазе 0 и π .

Производная необходима, чтобы, быстро опознав текущую фазу отсчетов исследуемых колебаний, подстроиться к ней, пропуская с аналого-цифрового преобразователя (АЦП) на ЦС лишь отсчеты сигналов с дискретной производной, меньшей по абсолютному значению граничной производной, соответствующей $\Delta f_{\text{гр}}$. В таблице приведены значения синуса и его дискретной производной для $\Delta\varphi = 9^\circ$ (т.е. для $\Delta f = 2,5\%$)

$$[\sin(9^\circ n)]'_t \approx \sin(9^\circ n) - \sin[9^\circ(n-1)]. \quad (7)$$

Таблица

Дискретный набор значений

n	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$\sin(9^\circ n)$	0,1564	0,3090	0,454	0,5878	0,7071	0,8090	0,891	0,9511	0,9877	1,0
$[\sin(9^\circ n)]'_t$	0,1564	0,1526	0,145	0,1338	0,1193	0,1019	0,082	0,0601	0,0366	0,0123

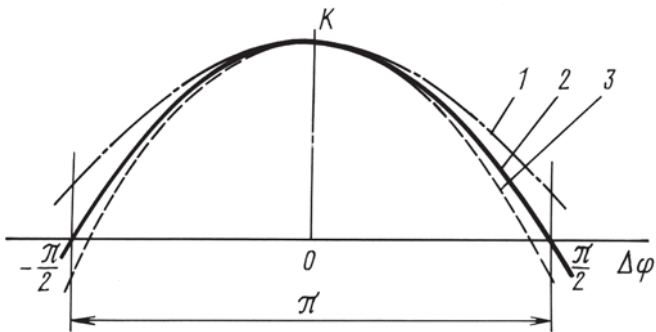


Рис. 4. Огибающая отсчетов ЦС при различных расстройках сигнала

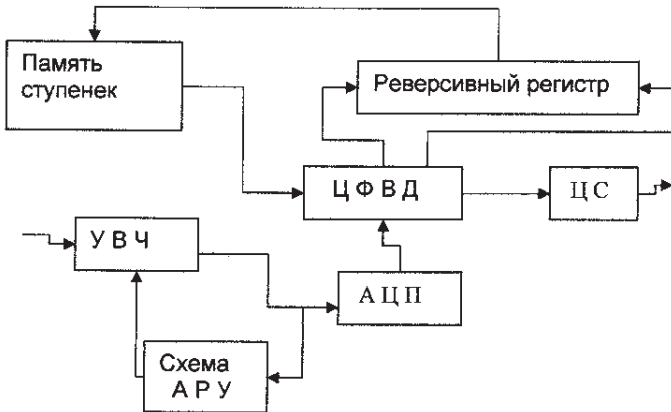


Рис. 5. Схема цифрового фазовременного дискриминатора

После вхождения в синхронизм в дискриминаторе возможны две ситуации. На рис. 4 показаны огибающая 2 биений при предельной расстройке сигнала $\Delta f = \Delta f_{пр}$; огибающая 1 сигнала, безусловно проходящего на ЦС, огибающая 3 – запредельной помехи, имеющей расстройку $\Delta f > \Delta f_{пр}$.

На рис. 5 приведена схема ЦС с цифровым фазовременным дискриминатором (ЦФВД), осуществляющая пропускание сигналов и блокировку помех. Схема подстройки ЦФВД определяет и устраняет разницу между фазой текущего отсчета и фазой опросного импульса реверсивного регистра. Важную функцию поддержания среднего уровня отсчетов постоянным выполняет схема АРУ.

Весьма эффективным средством борьбы с помехами на частотах $n f_T$ является “междуотсчетное” вычитание. Так, например, для подавления помехи на частоте $2 f_T$ частота отсчетов удваивается, и сумма нечетных отсчетов складывается с суммой четных, взятой с обратным знаком. Опознать присутствие помехи можно по разнице абсолютных значений упомянутых сумм.

Быстрое решение формируется по четырем отсчетам, снимаемым за время T_T с интервалом в $T_T/4$. В ходе анализа предпочтение от-

дается паре, имеющей максимальную абсолютную разность уровней. Для каждого из трех интервалов ($T_r/4$, $T_r/2$, $3T_r/4$) устанавливаются граничные разности (в соответствии с предусмотренной полосой пропускания $\Delta f_{\text{пр}}$). Для быстрого решения неплохо применить и аналоговый вычислитель без АЦП.

Оценка цифрового сумматора с точки зрения теории оптимального приема сигналов. В основе алгоритмов обнаружения и различения сигналов лежит формирование апостериорной вероятности W_{ps} принимаемых колебаний $\xi(t)$, а рабочей функцией является логарифм отношения правдоподобия, сравниваемый с некоторым порогом h :

$$q = (2/N_0) \int_0^T \xi(t)s(t)dt. \quad (8)$$

Такой обнаружитель может быть реализован с помощью согласованного фильтра или корреляционного приемника. Как известно (см. например, [4]), среднее значение m_1 и дисперсия шума σ_1^2 на выходе обнаружителя составляют

$$m_1 = \langle q_1 \rangle = (2E)/N_0, \quad \sigma_1^2 = \langle (q_1 - m_1)^2 \rangle = (2E)/N_0,$$

где $E = A_0^2 \tau_{\text{и}}/2$ — энергия посылки сигнала.

Используем принцип максимума сечения Ψ сигнальной функции

$$\max \Psi[s(a, \omega, \varphi, t)] = s(a, \omega, t)\delta(\varphi - \pi/2). \quad (9)$$

Простейшая сигнальная функция $A_0 \sin \omega_0 t$ — синусоида. Ее максимальное (линейное) сечение $A_0 \sin(\pi/2) = A_0$.

Сравним параметры распределения величин q (8) и суммы максимальных отсчетов сигнальной функции $\Sigma = (1/n) \sum_1^n x_i$, имеющих нормальные плотности вероятности.

Число слагаемых n определяется отношением $\tau_{\text{и}}/T_r = \tau_{\text{и}}f_r$.

Для распространенной $f_{\text{пч}} = 70$ МГц и скорости передачи 2 Мбит/с при $n = 35$ выборочное среднее равно [5] $\langle x \rangle = A_0$, а дисперсия выборочного среднего $D(x) = \sigma^2/n$ [6]. Определим число независимых выборок $n_{\text{нез}}$ при $n = 35$. Оно равно отношению $\tau_{\text{и}}/t_{\text{кор}}$, где время корреляции шумов $t_{\text{кор}} = 1/(\Delta F_{\text{Эн}})$. Энергетическую полосу $\Delta F_{\text{Эн}}$ ЦС получим численным интегрированием характеристики $K(\Delta f)$. Она равна 1,72246 в процентах от f_r или 1,2 МГц в абсолютном выражении. Тогда $n_{\text{нез}} = 0,5 \cdot 10^{-6} \times 1,2 \cdot 10^6 = 0,6$.

Далее определяем дисперсию шума на выходе ЦС:

$$\sigma_n^2 = S_n(f) \cdot \Delta F_{\text{Эн}} = 1,2 \cdot 10^6 \cdot N_0$$

и дисперсию выборочного среднего

$$D(x) = \sigma_n^2/n = 2 \cdot 10^6 \cdot N_0.$$

Отношение сигнал/шум на выходе ЦС

$$m/[\sigma_n^2 + D(x)]^{1/2} = 0,79 \cdot (2E/N_0)^{1/2}.$$

Чтобы сравнить с оптимальным приемом, числитель и знаменатель дроби были умножены на $(\tau_n)^{1/2}$. Этот результат можно еще увеличить, если стробировать сигнал дважды с интервалом в полпериода. В этом случае $\Delta F_{\text{эн}}$ уменьшится вдвое, а отношение сигнал/шум возрастет до $0,877 \cdot (2E/N_0)^{1/2}$.

Поскольку преобразование Фурье — это квадратурный прием с неизвестной фазой (потери в 3 дБ по сравнению с оптимальным приемом), то окончательный выигрыш ЦС будет $0,79 \cdot \sqrt{2} = 1,117$ раза.

В подтверждение перспективности цифрового суммирования можно, кроме того, упомянуть об алгоритме арифметического преобразования Фурье (АПФ), который начал разрабатывать еще в 1903 г. математик Брунс Уидроу. Дословно, из работы [2, с. 186]: “Преимущества АПФ перед БПФ (быстрым преобразованием Фурье) заключаются в том, что данный метод фурье-анализа требует только операций сложения, за исключением умножения на масштабный коэффициент на одном этапе вычислений. . .”.

Применение ЦС, вследствие простоты алгоритма, наиболее целесообразно в беспроцессорных контроллерах, построенных на жестких логических связях, где операцию нормирования $(1/n)$ можно выполнить потенциометрически, не тратя на нее время. Тогда, в режиме последовательного съема отсчетов, сокращение числа операций в ЦС — по сравнению с БПФ — выразится отношением $Q = [n \log_2 n$ (число сложений) $+ n \log_2(n/2)$ (число умножений)]/n (логарифм — двоичный). Так, для $n = 32$ $Q = 9$, для $n = 64$ $q = 11$ и т.д. Если же спектральный анализ ведется по записанным в память отсчетам, то сложение можно провести за один такт контроллера — на цепочке спаренных сумматоров с ускоренным переносом. И выигрыш в этом случае равен $n \log_2(n^2/2)$.

Об алгоритмах спектрального анализа. Можно различать статический режим анализа требуемого диапазона с помощью решетки “вложенных” фильтров и динамический режим непрерывной перестройки по диапазону. Сначала наметим распределение фильтров по шкале частот. Целесообразен октавный принцип назначения средних частот фильтров. В частности, для низкочастотного участка диапазона предлагается следующий ряд (в герцах): 1,953125; 3,90625;

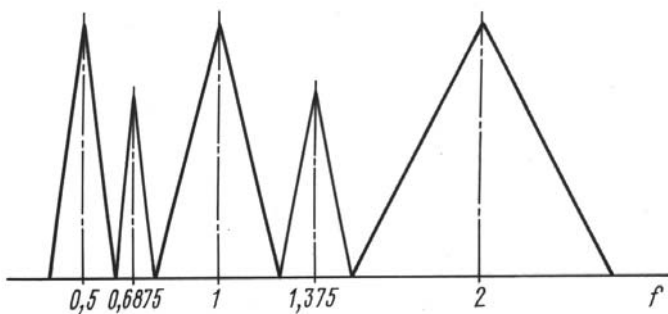


Рис. 6. Октавное распределение средних частот ЦС

7,8125; 15,625; 31,25; 62,5; 125; 250; 500; 1 кГц, 2 кГц и т.д. Применяя наиболее широкополосные трехкратные ЦС ($\Delta f_{\text{пр}} = 25\%$), “закроем” большую часть полосы каждой октавы (рис. 6), оставшиеся же промежутки предназначим для шестикратных фильтров, имеющих $\Delta f_{\text{пр}} = 10\%$. Далее, полосу каждого полученного таким образом октавного фильтра разделим на 10 частей, используя следующие соотношения: $\Delta f_{\text{пр}}/f_{\text{ср}} = 0,34375$; $\Delta f_{\text{пр}}^1/f_{\text{ср}}^1 = 0,034375$; $f_{\text{ср}2}^1 = f_{\text{ср}1}^1 + \Delta f_1^1 + \Delta f_2^1$, получим $\Delta f_2^1 = (1,034375/0,965625)\Delta f_1^1 = a \cdot \Delta f_1^1$, а также

$$\Delta f_1^1(1 + a + a^2 + a^3 + \dots + a^9) = f_{\text{ср}} \cdot 0,34375. \quad (10)$$

Задавая среднюю частоту “редкого” фильтра, из уравнений (10) и других соотношений получим параметры решетки “частых” фильтров.

Для режима непрерывной перестройки оценим ее оправданную скорость.

Для того чтобы приблизить режим работы ЦС к синхронному, применим зондирование сигнала пачкой из пяти стробов, следующих с интервалом $T_r/8$ с автовыбором суммы n отсчетов (на интервале времени nT_r), имеющей максимальную абсолютную величину.

При такой расстановке стробов максимальная ошибка в оценке амплитуды сигнала составляет приемлемую величину 7,6%, соответствующую сдвигу по фазе в $22,5^\circ$. Логично предположить, что и набег по фазе между “крайними” отсчетами ЦС в цикле измерения не будет превосходить 45° .

Поэтому для равномерности перестройки соотношения длительностей трех “соседних” периодов гетеродина должны быть такими: если принять условно $T_n = 1$, то $T_{n-1}/T_n = T_n/T_{n+1} = 17/16$.

Для выравнивания разброса оценок сигнала в широкой полосе частот ($f_{\text{мин}} \dots f_{\text{макс}}$) необходимо поддерживать постоянным время анализа, соизмеримое с $(1/f_{\text{мин}})$, повторяя циклы выбора и усреднения.

Из большого разнообразия алгоритмов анализа сигналов остановимся на одном: оценке параметров сигнала по трем отсчетам на периоде T_r , снятым с интервалом $T_r/3$:

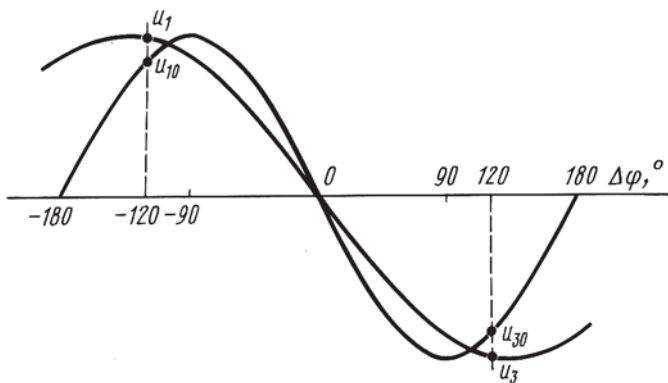


Рис. 7. Принцип оценки параметров сигнала по трем отсчетам

- вычисляется величина $(|u_1|^2 + |u_2|^2 + |u_3|^2)^{1/2} = u_{\text{рез}}$; амплитуда сигнала $u_x(t) = A_c \sin \omega_c t$ равна $u_{\text{рез}}/1,225$ (ибо сумма квадратов таких отсчетов для синусоиды единичной амплитуды всегда равна 1,5);
- идентифицируется “фаза” среднего отсчета в масштабе периода частоты f_r из набора порядка 100 значений $\sin \varphi_i$ ($0^\circ \leq \varphi_i \leq 360^\circ$);
- сравниваются величины $|u_1|$ и $|u_2|$ с сопряженными по фазе образцовыми значениями синусоиды: если $|u_1| - |u_{10}| = \Delta a_1 > 0$ и $|u_3| - |u_{30}| = \Delta a_3 > 0$, то $f_c < f_r$ и наоборот (рис. 7);
- по таблицам образцовых значений определяются синусоиды смещения фаз $\Delta\varphi_{\text{л}}$ и $\Delta\varphi_{\text{п}}$ колебаний $u_x(t)$ в пределах периода частоты гетеродина и их суммарное значение $\Delta\varphi_{\text{лп}}$;
- вычисляется величина расстройки сигнала

$$\Delta f(\%) = (-)0,41(6) \cdot \Delta\varphi_{\text{лп}}; \quad (11)$$

здесь учтено, что набег фазы за 1 период T_r составляет $3,6^\circ$ при $\Delta f = 1\%$.

Результаты моделирования цифровых фильтров. В качестве испытательной модели использована сумма сигналов:

$$\sum u_{ci}(t) = 0,2 \sin(2\pi \cdot 50t + 0,9) + 0,5 \sin(2\pi \cdot 62,5t + 1,8) + 0,3 \sin(2\pi \cdot 1562,5t + 2,7), \quad (12)$$

где взяты разные по амплитуде и близкие по частоте колебания. На рис. 8, а показаны сигналы на выходе 37-кратных ЦС ($\Delta f_{\text{пр}} \approx 1,6\%$), имеющих средние частоты, отмеченные жирными точками. Подтверждается достаточная точность в оценке амплитуд и частот для не самых узкополосных фильтров. На рис. 8, б приведена реакция тех же фильтров, работающих в трехкратном режиме ($\Delta f_{\text{пр}} = 25\%$). Видно, что спектр сигналов размыт. На рис. 8, в показаны выходы решетки

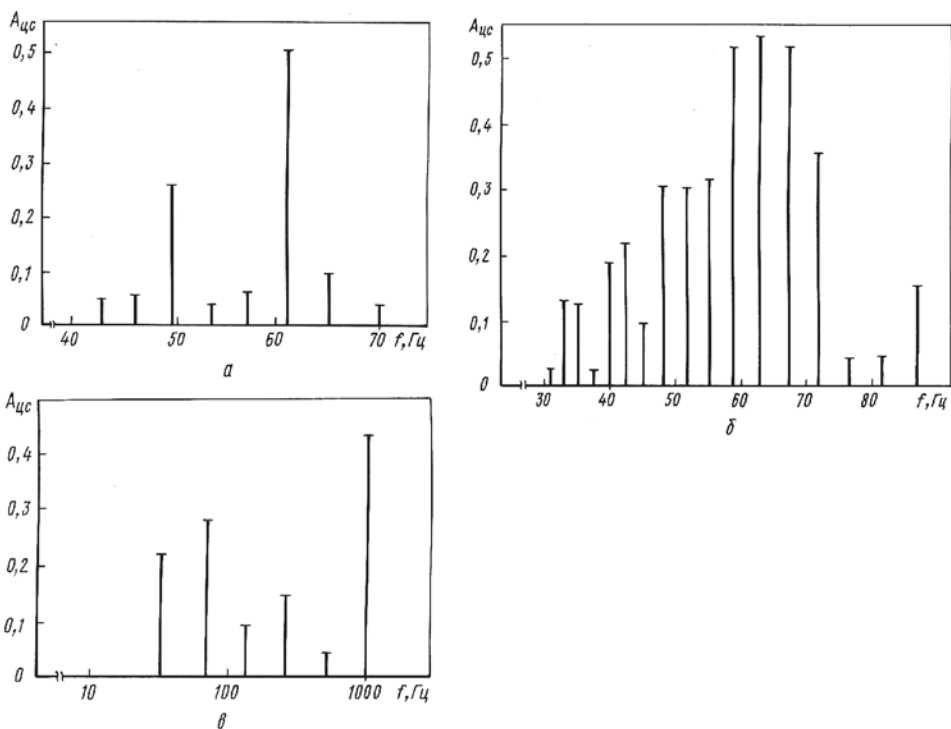


Рис. 8. Реакция решетки 37-кратных (а), трехкратных (б) и трехкратных октавных ЦС (в) на модель сигнала (12)

широкополосных трехкратных ЦС, работающих на октавных частотах — реакция на сигналы удовлетворительная.

Выводы. 1. Рассмотрены частотные характеристики цифровых сумматоров, режимы их использования, предложены эффективные методы борьбы с побочными каналами и методика оценки параметров сигналов.

2. Цифровое суммирование должно занять достойное место в устройствах спектрального анализа и обработки сигналов — ввиду простоты реализации и многократного сокращения времени выполнения операций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. К у п р и я н о в М. С. Цифровая обработка сигналов. — М., 2000.
2. У и д р о у Б., С т и р н з С. Адаптивная обработка сигналов. — М., 1989.
3. Д в о р к о в и ч А. В. Цифровая обработка сигналов. — 2001. — № 3.
4. В у д в о р д Ф. М. Теория вероятностей и теория информации с применениями в радиолокации, — М., 1955.
5. К у п е р Д., М а к г и л л е м К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. — М.: Мир, 1989.

Владислав Андреевич Постников родился в 1930 г. Канд. техн. наук, начальник лаборатории технологий телекоммуникаций НТЦ “Техтелеком-АС”, г. Мытищи Моск. области.

V.A. Postnikov (b. 1930) — Ph. D. (Eng.), head of laboratory for technologies of telecommunications of the scientific technical center “NTTs “Tekhtelekom-AS” (Mytishchi, Moscow region).

УДК 621.39

Д. А. П е р о в

КАЧЕСТВЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖИТЕЛЯ ПОЛЕЗНОГО СИГНАЛА, НАБЛЮДАЕМОГО НА ФОНЕ ШУМОВ И МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

Рассмотрена задача разрешения сигналов существенно разных уровней мощности и предложен алгоритм оптимальной обработки по критерию максимума отношения $C/(П+Ш)$ при условии нормирования весовой функции фильтра по шуму. Проанализированы свойства оптимального алгоритма в случае одиночного мешающего сигнала.

Задача обнаружения полезного сигнала на фоне гауссового шума и мешающих отражений от группы других объектов в общем виде рассмотрена в ряде работ [1, 2], в которых, однако, отсутствует детальный анализ качественных характеристик приведенных алгоритмов обнаружения. Далее предпринята попытка провести подробный анализ применительно, в основном, к частному случаю одиночного мешающего отражения. Для этого необходимо, во-первых, проанализировать возможность обнаружения слабого сигнала на фоне протяженных боковых лепестков мощного мешающего отражения при недостаточно низком уровне боковых лепестков временного сечения функции неопределенности зондирующего сигнала (ЗС); во-вторых, определить разрешающую способность двух близких по уровню полезных сигналов, каждый из которых является мешающим для другого сигнала; в-третьих, провести анализ характеристик обнаружения-разрешения в случае РЛС моностатического типа, в которых приемник бланкируется (запирается) на время излучения ЗС.

Далее рассматривается лишь первый вопрос.