

ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ТОЧНОСТЬ ИЗМЕРЕНИЯ СДВИГА ШКАЛ ВРЕМЕНИ В СИСТЕМАХ СИНХРОНИЗАЦИИ С ДИСКРЕТНЫМИ ЧАСТОТНЫМИ СИГНАЛАМИ

Потенциальная точность измерения сдвига шкал эталонов времени определяется точностью фиксации временного положения принимаемого сигнала точного времени (СТВ). В системах синхронизации времени и частоты (ССВЧ) при когерентном приеме сигналов с известной начальной фазой на фоне стационарного белого шума, как известно [1, 2], минимальная дисперсия оценки сдвига шкал определяется эффективной частотой сигнала – $\omega_{эф}$, отношением сигнал/шум по напряжению – q и коэффициентом – k_A , зависящим от используемого алгоритма измерения сдвига шкал [2]

$$\sigma_{\min}^2 = k_A^2 \cdot [q^2 \omega_{эф}^2 (1 - \rho^2)]^{-1}. \quad (1)$$

Здесь $q^2 = 2E/N_0$; E – энергия сигнала; N_0 – односторонняя спектральная плотность мощности шума; ρ – коэффициент частотно-временной связи, равный нулю, если мгновенная частота постоянна. Значения коэффициента k_A для основных алгоритмов измерения сдвига шкал приведены в таблице [2]. В соотношениях, приведенных в таблице, n – коэффициент ретрансляции.

Таблица

Алгоритмы измерений	Коэффициент k_A
Встречный	$1/\sqrt{2}$
Ретрансляционный ($n < -1$)	$\frac{\sqrt{n^2 - n + 1}}{\sqrt{2} n }$; $1/\sqrt{2}$ для $n=1$
Опорно-ретрансляционный ($n > -1$)	
Общего охвата	$\sqrt{2}$
Односторонний	1

В теории показано [1], что минимальная погрешность измерения временной задержки сигнала достигается при наличии априорной информации о фазе отраженного сигнала (при когерентном приеме). Эффективная частота в этом случае определяется выражением

$$\omega_{эф} = \sqrt{(\omega_0^2 + \Delta\omega_{эф}^2)}, \quad (2)$$

где ω_0 – несущая частота сигнала; $\Delta\omega_{эф}$ – эффективная ширина спектра сигнала.

Формула (1) справедлива только при значительном превышении сигнала над шумом. При неизвестной начальной фазе принимаемого сигнала величина ω_0^2 не входит в формулу (2). Эффективная ширина спектра сигнала зависит от формы огибающей сигнала, от занимаемой сигналом полосы частот и характеризует остроту основного пика функции неопределенности сигнала [1]

$$\Delta\omega_{эф}^2 = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \omega^2 |U(\omega)|^2 d\omega}{\int_{-\infty}^{\infty} |U(\omega)|^2 d\omega}, \quad (3)$$

где $U(\omega)$ – спектральная плотность комплексной огибающей сигнала.

Центральная частота выбирается так, чтобы минимизировать ширину полосы комплексного аналитического сигнала [1]

$$\omega_0 = \frac{\int_0^{\infty} \omega |G(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |G(\omega)|^2 d\omega} \quad (4)$$

Выражения (1 – 3) определяют основные пути снижения помеховой погрешности: повышение энергетического потенциала системы; когерентный прием сигнала и определение временного положения по фазе сигнальной функции; выбор вида и параметров сигнала, обеспечивающих увеличение эффективной ширины спектра.

В радиометеорной аппаратуре «ФАЗА», реализующей амплитудный и фазовый методы измерения времени задержки, применен дискретный сигнал, состоящий из N_u простых частотных элементов [2]. Недостатками такого сигнала точного времени является возможная неоднозначность измерений по огибающей, вызванная значительным уровнем боковых лепестков автокорреляционной функции, и малая информационная емкость сигнала. Последнее существенно для ССВЧ, совмещающих синхронизацию и передачу дополнительной информации. Поэтому предпочтительно использовать дискретные частотные сигналы с числом частотных элементов, большим двух.

Большие возможности для уменьшения погрешности измерения сдвига шкал времени, для устранения неоднозначности фазовых измерений, а также совмещения функций синхронизации и передачи информации в ССВЧ имеют когерентные дискретные составные частотные сигналы (КДСЧС) (согласно классификации и терминологии теории систем сигналов). В литературе достаточно глубоко исследовались вопросы, связанные с применением КДСЧС в системах передачи информации, в частности, в асинхронных адресных системах связи [4, 5]. Значительно меньше работ, посвященных использованию таких сигналов в многофункциональных системах [6], к которым может быть отнесена и ССВЧ с совмещенным каналом синхронизации и передачи дополнительной информации. Для ССВЧ, как многофункциональной системы, основным показателем качества является точность синхронизации. Для выбора СТВ в классе КДСЧС важно определить его потенциальную точность. Применительно к радиометеорным системам синхронизации выражение для эффективной частоты КДСЧС получено в работе [3] для случая двухэлементного сигнала и рассматривалось в работе [4].

Рассмотрим вывод формулы эффективной ширины спектра многоэлементного КДСЧС. Сигнал имеет по одному частотному элементу на каждой из N_u временных позиций. Параметры i -го элемента КДСЧС: длительность i -го частотного элемента – τ_{ui} ; ширина его спектра – $\Delta\omega_i$; координаты энергетического центра элемента – τ_i , ω_i ; энергия – \mathcal{E}_i . Общая длительность КДСЧС – T_c ; ширина спектра – Ω . Элементы сигнала представляют собой ортогональную систему функций, поскольку не перекрываются по частоте и во времени. Топографическая диаграмма распределения энергии КДСЧС на частотно-временной плоскости изображена на рис. 1.

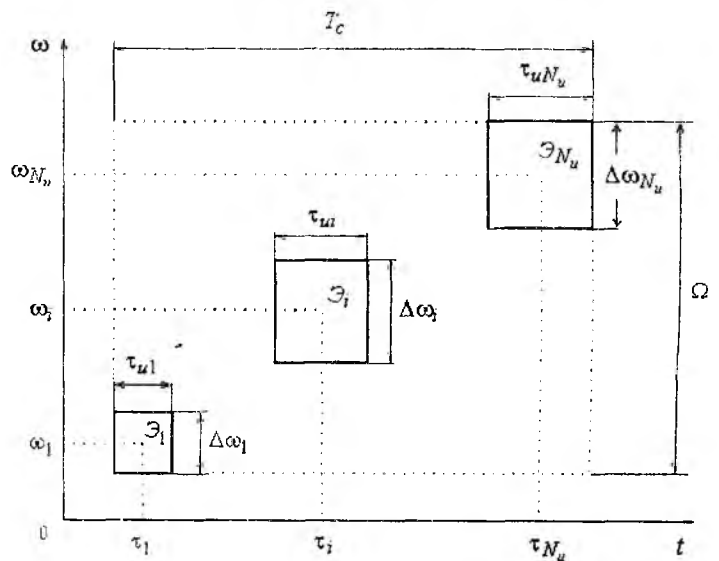


Рис. 1

Комплексная огибающая рассматриваемого сигнала равна сумме комплексных огибающих элементов

$$\underline{U}(t) = \sum_{i=1}^{N_u} U_i(t - \tau_i) \exp[j\omega_i(t - \tau_i)], \quad (5)$$

а ее спектр – сумме спектров частотных элементов,

$$\underline{U}(\omega) = \sum_{i=1}^{N_u} U_i(\omega - \omega_i) \exp(-j\omega\tau_i). \quad (6)$$

Учитывая связь спектров огибающей $U(\omega)$ и комплексного аналитического сигнала $\underline{G}(\omega)$, запишем формулу (6) в виде

$$\underline{U}(\omega) = \sum_{i=1}^{N_u} G_i(\omega + \omega_0 - \omega_i) \exp(-j\omega\tau_i). \quad (7)$$

Определим центральную частоту КДСЧС по формуле (4),

$$\omega_0 = \frac{\int_0^{\infty} \left| \sum_{i=1}^{N_u} G_i(\omega) \right|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} \sum_{i=1}^{N_u} |G_i(\omega)|^2 d\omega}. \quad (8)$$

Поскольку элементы КДСЧС ортогональны, то интегралы вида

$$\int_0^{\infty} G_i(\omega) G_j(\omega) d\omega = 0 \quad \text{при } i \neq j. \quad (8)$$

С учетом свойства (8) центральную частоту КДСЧС определим как

$$\omega_0 = \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i \omega_i, \quad (8)$$

где весовые коэффициенты $\alpha_i = E_i / E$ характеризуют энергетический вклад i -го элемента; здесь E_i — энергия i -го частотного элемента, E — энергия всего сигнала.

Заметим, что коэффициенты α_i удовлетворяют условию нормировки

$$\sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i = 1. \quad (9)$$

Определим эффективную ширину спектра КДСЧС в соответствии с выражением (3):

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = \frac{\int_0^{\infty} \omega^2 \left| \sum_{i=1}^{N_u} G_i[\omega - (\omega_i - \omega_0)] \right|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} \sum_{i=1}^{N_u} |G_i[\omega - (\omega_i - \omega_0)]|^2 d\omega}. \quad (10)$$

В выражении (10) произведем замену переменных $\omega - (\omega_i - \omega_0) = \eta_i$ и учтем свойство ортогональности элементов КДСЧС, получим

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = \frac{1}{E} \sum_{i=1}^{N_u} \left\{ \int_{-\infty}^{\infty} \eta_i^2 |G_i(\eta_i)|^2 d\eta_i + \int_{-\infty}^{\infty} (\omega_i - \omega_0)^2 |G_i(\eta_i)|^2 d\eta_i + \eta_i \cdot \int_{-\infty}^{\infty} (\omega_i - \omega_0) |G_i(\eta_i)|^2 d\eta_i \right\}.$$

Учитывая, что третья группа слагаемых равна нулю, а квадрат эффективной ширине спектра i -го элемента определяется выражением

$$\Delta\omega_{\text{эф}i}^2 = \frac{1}{E} \int_{-\Delta\omega_i/2}^{\Delta\omega_i/2} \eta_i^2 |G_i(\eta_i)|^2 d\eta_i, \quad (11)$$

получим выражение для эффективной ширины спектра КДСЧС в виде

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i \Delta\omega_{\text{эф}i}^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i (\omega_i - \omega_0)^2. \quad (12)$$

Отсюда следует, что квадрат эффективной ширины спектра КДСЧС с ортогональными элементами равен сумме взвешенных квадратов эффективных ширин спектров элементов и взвешенных квадратов смещений их несущих частот относительно центральной частоты.

Выражение (11) может быть записано в ином виде:

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i \Delta\omega_{\text{эф}i}^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \sum_{j=1}^{N_u} \alpha_i \alpha_j (\omega_i - \omega_j)^2. \quad (13)$$

Поскольку СТВ, как правило когерентны, определим эффективную частоту когерентного КДСЧС:

$$\omega_{\text{эф}}^2 = \omega_0^2 + \Delta\omega_{\text{эф}}^2. \quad (14)$$

Поскольку весовые коэффициенты α_i удовлетворяют условию нормировки (9), окончательно получим

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i (\Delta\omega_{\text{эф}i}^2 + \omega_i^2). \quad (15)$$

Анализ выражения (15) показывает, что при условии энергетического равенства элементов наибольший вклад в значение эффективной ширины спектра и эффективной частоты вносят максимально удаленные в спектральной области элементы.

Подставив эффективную частоту когерентного КДСЧС (см. формулы (14) и (15)) в выражение (1) и приняв $\rho = 0$, найдем минимальную среднеквадратическую погрешность (СКП) измерения сдвига шкал времени

$$\sigma_{\min} = \frac{k_A}{q[\omega_0^2 + \sum_{i=1}^{N_u} \alpha_i (\Delta\omega_{\text{эф}i}^2 + \omega_i^2)]^{1/2}}, \quad (16)$$

определяющую потенциальную точность ССВЧ.

Необходимо подчеркнуть, что полученные выражения применимы для сигналов с ортогональными элементами, причем сами элементы могут быть как простыми, так и сложными сигналами, занимать различные полосы частот и иметь различные длительности. Если спектры элементов будут перекрываться, то значение эффективной ширины спектра будет меньше рассчитанного по формуле (15), а значение СКП больше σ_{\min} .

Полученные выражения позволяют синтезировать систему КДСЧС, обеспечивающую заданную потенциальную точность определения временной задержки при известном доплеровском изменении частоты. С увеличением числа корреспондентов, обменивающихся СТВ, требования к объему синтезируемых систем сигналов возрастают. При неизвестном доплеровском сдвиге минимальная погрешность измерения времени в соответствии с формулой (1) зависит от эффективной ширины спектра и коэффициента частотно-временной связи (КЧВС). При синтезе сигналов необходимо руководствоваться критериями максимума эффективной ширины спектра и минимума КЧВС.

В существующих системах передачи информации сигналы с дискретной частотной модуляцией получают в результате скачкообразного изменения частоты несущей по закону некоторой периодической числовой последовательности при неизменных амплитуде и шаге квантования по частоте и времени. Частотные элементы такого КДСЧС имеют одинаковые параметры, что обеспечивает сравнительно простую реализацию устройств обработки [5]. Легко показать, что эффективная ширина спектра такого сигнала описывается выражением:

$$\Delta\omega_{\text{эф}}^2 = N_u \Delta\omega_{\text{эф}i}^2 + \sum_{i=1}^{N_u} (H_i \Delta\omega - \omega_0)^2, \quad (17)$$

где H_i – значение числовой последовательности, которая может принимать значения от 1 до N_u ; $\Delta\omega$ – ширина спектра частотного элемента.

Следовательно, при заданных количестве частотных элементов и общей полосе частот КДСЧС, эффективная ширина спектра не зависит от закона формирования числовой последовательности $\{H_i\}$. Вид числовой последовательности определяет значение коэффициента частотно-временной связи, от которого зависит потенциальная точность измерения временной задержки. Поэтому синтез КДСЧС по критерию максимума потенциальной точности сводится к определению числовых последовательностей $\{H_i\}$ по критерию минимума КЧВС. В литературе [7] показано, что для КДСЧС с фиксированной структурой минимум КЧВС ($\rho = 0$) достигается у псевдочетных числовых последовательностей. Условие формирования таких последовательностей может быть записано в виде:

$$\sum_{i=1}^{N_u} i \cdot H_i = N_u(N_u + 1)^2 \quad (18)$$

При аналоговой модуляции этим свойством обладают сигналы с V – образной ЧМ.

В системах, работающих при пороговых отношениях сигнал/шум и со значительным числом корреспондентов в общей полосе частот, при синтезе структуры КДСЧС необходимо также использовать критерии минимума боковых лепестков автокорреляционной функции и минимума взаимной корреляционной функции сигналов.

Перспективными для применения в высокоточных системах являются дискретные составные частотные сигналы со сложными элементами. Они относятся к классу КДСЧС, у которых каждый частотный элемент является сложным сигналом с дискретной или аналоговой модуляцией. Эффективная ширина спектра таких сигналов также описывается выражением (15). При определении систем КДСЧС используются рассмотренные выше критерии. База такого КДСЧС, как известно, описывается выражением:

$$B = B_0 \cdot N_u^2, \quad (19)$$

где B_0 – база частотного элемента.

КДСЧС со сложными элементами позволяют достичь более высокой потенциальной точности за счет увеличения базы. Кроме того, такие КДСЧС позволяют передавать большее количество информации, чем КДСЧС с простыми элементами, и поэтому предпочтительны для совмещенных систем синхронизации и передачи информации.

Когерентные КДСЧС также могут использоваться в высокоточных фазовых системах синхронизации. Возможность применения фазового метода в радиометеорной синхронизации эталонов времени показана в работе [2].

Когерентные дискретные частотные сигналы позволяют решить проблему неоднозначности измерений фазового сдвига методом многошкальных измерений [8]. До настоящего времени в ССВЧ в основном применяется способ устранения многозначности по огибающей импульсного сигнала. При использовании многоэлементного когерентного дискретного частотного сигнала имеется возможность проводить измерения на разностных частотах, при которых точность определяется разностной частотой максимально удаленных по частоте элементов сигнала, а для устранения фазовой неоднозначности используются наименее удаленные элементы.

Для проверки полученных теоретических результатов была разработана в среде программирования Mathcad имитационная модель. Структурная схема модели приведена на рис. 2. Модель имитирует процессы формирования и обработки сигналов в современной аппаратуре синхронизации шкал времени. Поэтому модель может быть использована также для проверки правильности выбранных технических решений, определения оптимальных параметров устройств обработки, оценки ожидаемых результатов.

Имитационная модель использована для исследования КДСЧС, используемых в радиометеорной аппаратуре синхронизации времени и частоты «МЕТКА-11». Это двухчастотный сигнал (ДЧС), применяемый в аппаратуре для точного измерения временного положения по его огибающей и начальной фазе, и 13-позиционный фазоманипулированный сигнал (ФМС), применяемый для обнаружения сигнала, устранения неоднозначности измерения временного положения, присущей ДЧС, и передачи измерительной информации.

Формирование ДЧС осуществляется с помощью фазового манипулятора и полосового фильтра. Для этого несущая частота $f_0 = (f_1 + f_2)/2$ (f_1 и f_2 – частоты составляющих ДЧС) манипулируется по фазе на π меандром с длительностью элемента $\tau_1 = 1/(f_2 - f_1)$. После полосового фильтра в спектре сформированного сигнала остаются две составляющие с частотами f_1 и f_2 . Это позволяет использовать одно и то же устройство для формирования всех используемых сигналов, благодаря чему не только уменьшается количество аппаратных блоков, но также упрощается процесс пилотирования (измерения аппаратных задержек) и сшивка результатов измерения временного положения ФМС и ДЧС.

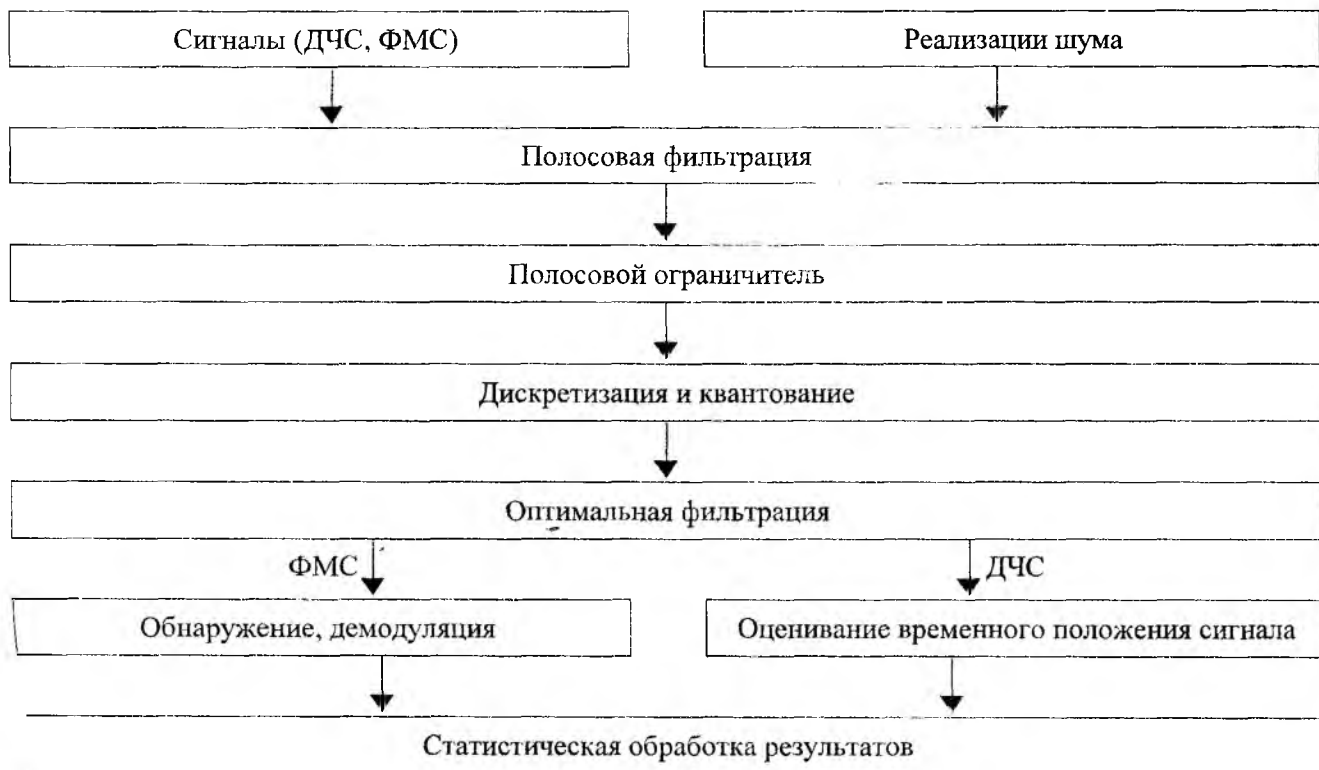


Рис. 2

При работе модели формируется входная реализация смеси сигнала с шумом. Параметры сигнала и шума можно изменять. Входная реализация представляется в виде последовательности цифровых отсчетов комплексной огибающей. Частота отсчетов $F \gg f_0$.

Входная реализация подвергается обработке в несколько этапов, соответствующих прохождению сигнала через цепи аппаратуры:

- полосовая фильтрация с полосой пропускания, соответствующей ширине спектра полезного сигнала;
- амплитудное ограничение с последующей полосовой фильтрацией (полосовой ограничитель);
- дискретизация по времени и амплитуде (переход от комплексной огибающей к цифровым отсчетам мгновенных значений); квантование по уровню соответствует задаваемой разрядности АЦП; период выборок соответствует ширине спектра сигнала;
- оптимальная фильтрация во временной области (накопление).

Форма фрагмента реализации смеси сигнала с шумом на разных этапах обработки показана на рис. 3 (при отношении сигнал/шум на входе ограничителя 0.25).

Параметры фильтра и дальнейшая обработка зависят от вида сигнала. Для ФМС выполняется обнаружение по превышению «сжатым» сигналом амплитудного порога. Для ДЧС вычисляется спектр «сжатого» сигнала, из него выделяются две составляющие, соответствующие частотным составляющим ДЧС. Затем определяются два значения временного положения сигнала: грубое – по разности фаз составляющих ДЧС и точное – по «фазе несущей» (полусумма фаз составляющих ДЧС).

Формирование и обработка ансамбля входных реализаций смеси ДЧС с разными реализациями шума, имеющими фиксированные параметры, дает массив результатов оценки временного положения сигнала. Изменения параметров шума, порога ограничения и разрядности АЦП позволяют опре-

делить зависимость погрешности измерения временного положения ДЧС от параметров помехи и аппаратуры (отношения сигнал/помеха, величины порога ограничения, разрядности АЦП).

На рис. 4 приведены некоторые результаты имитационного моделирования. Зависимости погрешностей измерения временного положения по разности фаз ДЧС от отношения сигнал/шум при наличии и отсутствии ограничения построены на рис. 4,а. Там же приведена теоретическая зависимость $\sigma_{\Delta t}(q)$. Влияние полосового ограничителя на точность определения временного положения ДЧС иллюстрирует рис. 4, б. Зависимость погрешности измерения по фазе несущей ДЧС от отношения сигнал/шум имеет аналогичный характер и отличается только величиной погрешности ($\sigma=0,5$ нс при $q=6$). Устранение неоднозначности измерения по фазе несущей возможно при усреднении результатов по разности фаз составляющих ДЧС по большому числу единичных измерений.

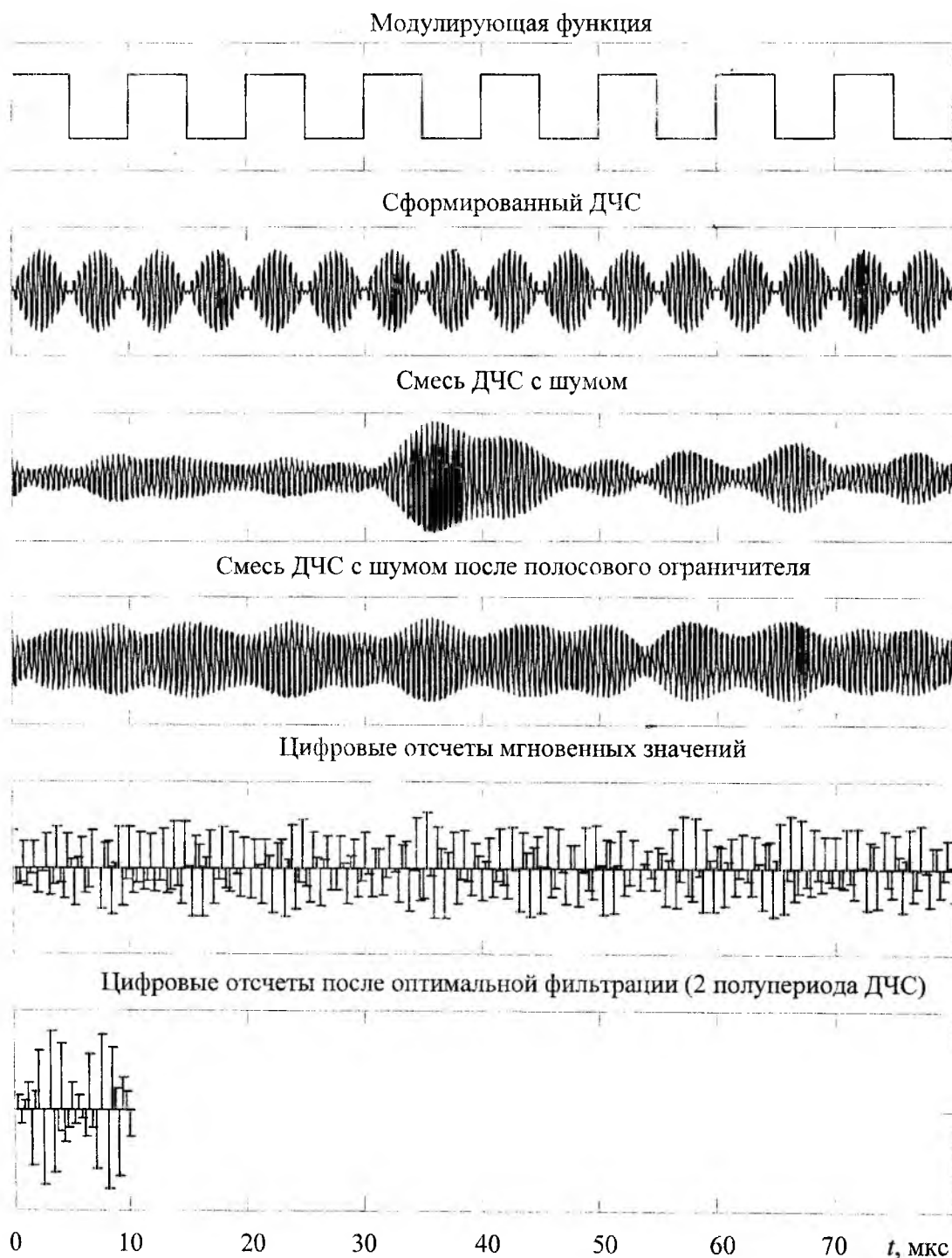


Рис. 3

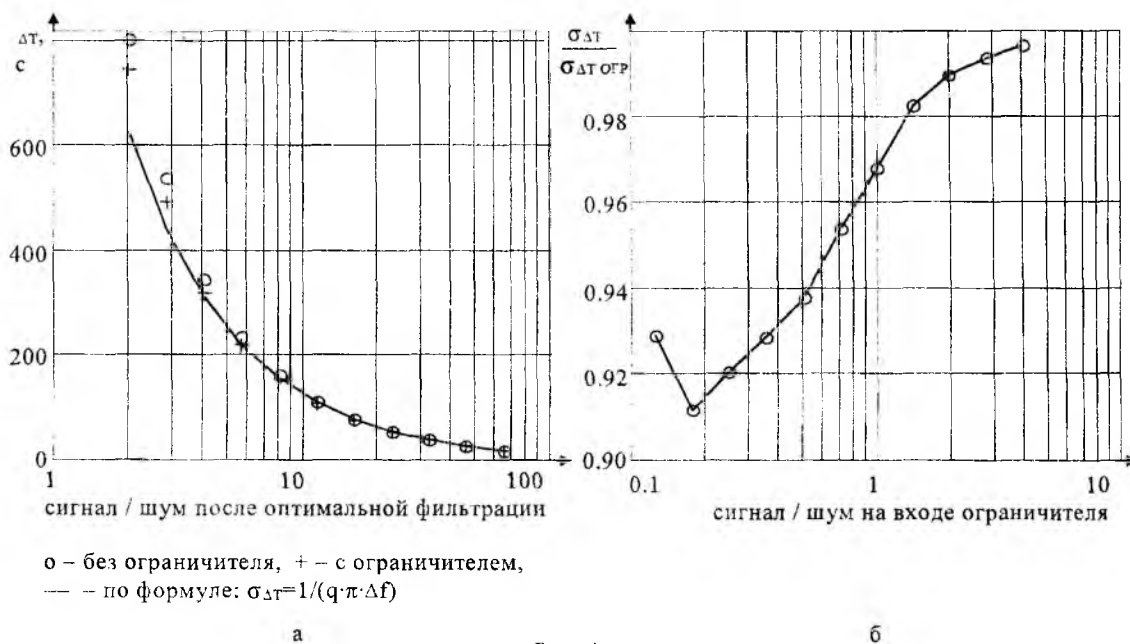


Рис. 4

Проведенный анализ показывает, что когерентные дискретные частотные сигналы и дискретные составные частотные сигналы удовлетворяют требованиям, предъявляемым к СТВ в ССВЧ. Такие сигналы могут быть использованы в высокоточных ССВЧ, реализующих как амплитудный, так и фазовый методы измерения запаздывания сигнала, в том числе в многофункциональных системах, совмещающих синхронизацию и передачу информации.

Список литературы: 1. Кук Ч., Бернфельд М. Радиолокационные сигналы / Пер. с англ. М.: Сов. радио, 1971. 586 с. 2. Кащеев Е. П., Коваль Ю. А., Горбач В. И., Бондарь Б. Г. Метеоры сегодня. Киев: Техника, 1996. 196 с. 3. Бавыкина В. В., Дудник Б. С., Кащеев Б. Л., Коваль Ю. А. Применение дискретных составных частотных сигналов для определения временного положения импульсов // Радиотехника. Харьков: Изд-во ХГУ, 1986. Вып. 76. С. 19-25. 4. Бавыкина В. В., Коваль Ю. А., Попович А. В. Когерентные дискретные частотные сигналы в системах с высокоточным определением времени задержки // Харк. ин-т радиоэлектрон. Харьков, 1992. 11 с. Деп. в УкрИНТЭИ 14.08.92, № 1248. – Ук.92. 5. Варакин Л. Е. Теория систем сигналов. М.: Сов. радио, 1978. 304 с. 6. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / Под ред. В. Б. Пестрякова. М.: Сов. радио, 1973. 424 с. 7. Тузов Г. И. Статистическая теория приема сложных сигналов. М.: Сов. радио, 1977. 400 с. 8. Поиск, обнаружение и измерение параметров сигналов в радионавигационных системах / Под ред. Ю. М. Казаринова. М.: Сов. радио, 1975. 296 с.

Харьковский национальный университет радиоэлектроники

Поступила в редколлегию 02.04.2001