

DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.3

УДК 537.874 + 537.877 + 621.37

СИНТЕЗ И АНАЛИЗ РАДИОВОЛНОВЫХ СИСТЕМ ВРЕМЕННОЙ ТРАНСФОРМАЦИИ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ПОЛЕЙ СИГНАЛЬНОГО РАДИОВИДЕНИЯ СУБНАНОСЕКУНДНОГО РАЗРЕШЕНИЯ

Г. В. Куликов, М. С. Костин, Д. Б. Петленко, А. Д. Ярлыков

**МИРЭА – Российский технологический университет,
119454, Москва, просп. Вернадского, 78**

Статья поступила в редакцию 20 апреля 2020 г.

Аннотация. Освещена научно-практическая проблематика в области регистрации сверхширокополосных сигналов радиоизображений средств активного радиовидения. Отмечено, что для достижения сверхразрешения сигнальных радиоизображений, содержащих информацию о радиофизических и электродинамических параметрах неоднородностей стационарных и нестационарных материальных сред, представляется возможным решение технической проблемы регистрации фактического профиля радиоизображения, а не его огибающей, при помощи средств масштабно-временной трансформации сверхкоротких радиоимпульсов. Приведен анализ параметрического сопоставления стробоскопических режимов масштабно-временной трансформации (МВТ) сверхкороткоимпульсных нестационарных сигналов реального и эквивалентного времени. Показано, что МВТ-преобразователи реального времени по ряду показателей уступают преобразователям эквивалентного времени, поскольку не способны обеспечить достижение субнаносекундного разрешения. Разработаны аналитическая модель волноводного МВТ-преобразователя, а также ее программно-численная интерпретация в среде SciLab Xcos. Исследованы динамические процессы и режим устойчивости в канале МВТ-преобразователя СКИ. Получены аналитические выражения для переходной и импульсной характеристики МВТ-преобразователя.

Ключевые слова: сигнальное радиовидение, СКИ, нестационарное поле,

масштабно-временная трансформация, эквивалентное время преобразования, субнаносекундное разрешение, переходная характеристика, импульсная характеристика, динамический диапазон, устойчивость.

Abstract. The scientific and practical problems in the field of registration of ultra-wideband signals of radio images of active radio vision are highlighted. It is noted that in order to achieve superresolution of signal radio images containing information on the radiophysical and electrodynamic parameters of inhomogeneities of stationary and non-stationary material media, it seems possible to solve the technical problem of recording the actual profile of the radio image, rather than its envelope, using time-scale transformation of ultrashort radio pulses. The analysis of the parametric comparison of the stroboscopic modes of the time-scale transformation (TST) of ultrashort-pulse non-stationary signals of real and equivalent time is performed. It is shown that real-time TST-converters are inferior to equivalent time converters in a number of indicators, since they are not capable of achieving subnanosecond resolution. An analytical model of the waveguide TST-converter, as well as its software-numerical interpretation in the SciLab Xcos program environment, has been developed. The dynamic processes and the stability mode in the channel of the USP TST-converter are investigated. Analytical expressions are obtained for the transient and impulse characteristics of the TST-converter.

Key words: signal radiovision, USP, non-stationary field, time-scale transformation, equivalent conversion time, subnanosecond resolution, transient response, impulse response, dynamic range, stability.

Переход к сигнальному радиовидению субнаносекундного разрешения при помощи нестационарных сверхкоротких импульсов (СКИ) сопровождается необходимостью решения научной проблемы регистрации и идентификации сигнального профиля финитных полей СКИ. Преимущества использования нестационарных СКИ в области активного радиовидения прежде всего обусловлены трансформационными волновыми свойствами дисперсионно-диссипативной, поляризационной, частотно-временной и пространственной деформацией их поля, благодаря чему возможно обеспечить высокую

восприимчивость к сигнатурным и радиофизическим идентификаторам объектов, их изменениям и флуктуациям [1].

Как известно, методы активной СКИ-радиотомографии используют принципы регистрации векторного распределения интенсивностей, а также пространственно-временных задержек обратно рассеянного поля, прибегая к СКИ исключительно для решения проблемы пространственного разрешения профильной геометрии и распределения импеданса в структуре объекта, без фиксирования каких-либо изменений в его волновой конфигурации. В то же время топологические и радиофизические аутентификаторы различных физических объектов, определяемые реперными неоднородностями материальной среды, составляющей их структуру, скрыты в волновых деформациях самого поля СКИ, а не его огибающей. При этом разные волновые профили сигнальных радиоизображений СКИ способны иметь схожие огибающие, что определяет необходимость регистрации фактического профиля принимаемых радиоизображений.

Таким образом, большинство радиотехнических методов, применяемых для высокоточной идентификации импульсов микросекундного разрешения, оказались малоэффективными или вовсе непригодными для пико- и субнаносекундного диапазона. Поэтому для идентификации и регистрации СКИ-сигналов требуются качественно новые технологии высокоточного преобразования, построенные на прогрессивных радиотехнических и радиофизических решениях [2]. Прямое цифровое преобразование сверхкоротких радиоимпульсов существенно упрощает их обработку во временной области при помощи быстродействующих решений, построенных на полупроводниковой, квантовой или радиофотонной схемотехнической архитектуре, тем более что получить достоверную информацию о нестационарных полях можно исключительно при помощи уравнений Дж. Максвелла, построенных во временной области без использования стандартного разделения переменных и специальных преобразований Фурье [8].

В современных устройствах высокоточной регистрации СКИ-сигналов нашли применение устройства с масштабнo-временным преобразованием, основанные на методах линейно-временной трансформации СКИ-сигналов в режимах выборки эквивалентного или реального времени [9].

1. Масштабно-временная трансформация СКИ-сигналов в режиме эквивалентного и реального времени

Одним из методов решения задачи высокоточной идентификации и скоростного преобразования СКИ является их эквивалентное масштабирование во времени, позволяющее регистрировать и идентифицировать СКИ в заданном временном формате при помощи эффективных решений оцифровки, предполагая, что эквивалентное растяжение радиоимпульса во времени не должно сопровождаться существенными искажениями его профиля [3].

Наиболее активное применение при регистрации и идентификации СКИ во временной области получил метод масштабнo-временной трансформации (МВТ) финитных радиоволновых полей субнаносекундного диапазона, который является наиболее прогрессивным для быстропротекающих волновых процессов и характеризуется высокоточным разрешением в полосе частот до 30 ГГц [4]. Так, технология МВТ, реализующая режим эквивалентного времени преобразования, сегодня лежит в основе 90% выпускаемых отечественными и зарубежными производителями радиотехнических приборов для регистрации, анализа и измерения параметров СВЧ-сигналов, как например, стробоскопических осциллографов и универсальных цифровых приемопередатчиков, применяемых для практических приложений радиосвязи и радиомониторинга [7].

Действительно, по своему характеру СКИ могут быть периодическими, однократными, аperiodическими (с непостоянным периодом следования), видеоимпульсными и модулированными, частотный спектр которых простирается от мегагерцового до гигагерцового диапазона. Именно поэтому активно используемый ряд методов, в том числе АЦП реального времени [5], применяемых для исследования радиоимпульсных сигналов в микросекундном

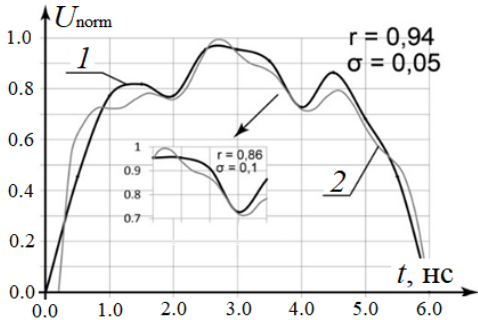
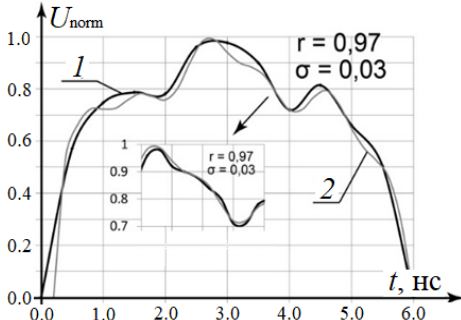
диапазоне, оказались не эффективными в нано- и субнаносекундном диапазоне. Обеспечение высокой чувствительности и широкополосности при анализе СКИ в заявленных диапазонах не может быть решено за счет применения быстродействующей электронной компонентной базы. Отсюда метод трансформации СКИ в режиме эквивалентного времени служит радикальным способом высокоточной идентификации нестационарных волновых процессов, что позволяет регистрировать электромагнитные поля радиоимпульсов в удобном временном формате при помощи средств низкочастотного преобразования [6].

Масштабно-временным является преобразование СКИ $s(t)$ в сигнал эквивалентного временного масштаба $s(qt)$: $s(t) \Rightarrow s(qt)$, где q – коэффициент трансформации, определяемый отношением длительности преобразованного к длительности входного сигнала [1]. Технология масштабно-временной трансформации состоит в регистрации мгновенных значений СКИ, стробируемого импульсами выборки (ИВ), идентификации радиоимпульса и его последующей цифровой обработки. Так, ИВ поочередно сдвигаются относительно СКИ на дискретный интервал регистрации мгновенных значений, и в результате преобразованный СКИ имеет одинаковые амплитудные значения с принятым исходным, а длительность на несколько порядков больше при сохранении динамического масштаба временного профиля.

В целом ряде опубликованных научно-практических результатов аналитических исследований в области практического применения методов и средств масштабно-временной регистрации СКИ-сигналов в радиовидении указаны явные преимущества стробоскопического преобразования в режиме эквивалентного времени над параллельным преобразованием в реальном времени [1,8], требующим высокочастотного тактирования, за исключением возможности эффективной регистрации квазифинитных полей одиночных СКИ нестационарной конфигурации. Так, в таблице 1 представлен сравнительный параметрический анализ стробоскопических систем реального и

эквивалентного времени регистрации СКИ-сигналов [1,8]. Здесь использованы следующие обозначения: $t_{АН}$ – апертурная неопределенность, $t_{АНОМ}$ – номинальная апертурная задержка, $t_A(i)$ – апертурная задержка i -го АЦП в составе МВТ реального времени, $\Delta t_{П}$ – среднеквадратичное отклонение номинальной и реальной апертурной задержки, $R_{ВХ}$ – входное сопротивление МВТ-преобразователя, $C_{ВХ}$ – входная емкость МВТ-преобразователя, r – взаимная корреляция принятого и восстановленного СКИ, σ – среднеквадратическое отклонение восстановленного СКИ.

Таблица 1. Параметрическое сопоставление режимов стробоскопической МВТ.

Режим стробоскопической МВТ СКИ-сигнала	
Реального времени	Эквивалентного времени
1.	Средняя частота выборки в радиочастотном диапазоне, Гвыб/с
20 Гвыб/с при полосе 6 ГГц	100 Гвыб/с при полосе 25 ГГц
2.	Частота среза, f_{CP}
$f_{CP} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ВХ} \cdot N_{АЦП} \cdot C_{ВХ}}$	$f_{CP} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{ВХ} \cdot C_{ВХ}}$
3.	Эффективное число значащих бит, $N_{ОВ}$
$N_{ОВ} \approx 4$	$N_{ОВ} \approx 14$
4.	Пороговая частота дискретизации, $f_{ПР}$
$f_{ПР} \approx (\Delta t_{Д})^{-1}$, при $t_A > 140$ пс, $f_{ПР} < 35$, ГГц	$f_{ПР} \approx (t_{АН})^{-1}$, при $t_{АН} < 50$ фс, $f_{ПР} > 20$, ТГц
5.	Неравномерность дискретизации, $\Delta t_{Д}$
$\Delta t_{Д} \approx t_{АН} + \Delta t_{П}$, $\Delta t_{П} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (t_A(i) - t_{АНОМ})^2}$, где $t_A \approx 140$ пс, $t_{АН} < 50$ фс, тогда $\Delta t_{П} > 3$ пс.	$\Delta t_{Д} \approx t_{АН}$, $t_{АН} < 50$ фс.
6.	Статистические показатели детализации профиля СКИ-сигнала
	
восстановленный СКИ (кривая 1), принятый СКИ (кривая 2)	

Оценивая достоинства применения МВТ эквивалентного времени по радиотехническим критериям, также важно отметить чрезвычайную сложность практической реализации проектно-технических решений систем преобразования реального времени по экономическим показателям себестоимости изделия, которое при пятикратном проигрыше по частоте выборки превышает в 20 раз аппаратное решение МВТ эквивалентного времени [4]. Таким образом, принимая во внимание радиотехнические достоинства МВТ эквивалентного времени, можно сделать вывод о том, что МВТ-преобразователи реального времени пока уступают им в эффективном решении задач регистрации СКИ-сигналов как по предельным показателям средней частоты дискретизации, полосе пропускания, эффективному числу значащих бит, так и по точности восстановления СКИ-сигналов, а также отсутствию необходимости высокочастотного тактирования. Также хотелось бы отметить неизбежную зависимость шага дискретизации ИВ в МВТ-преобразователях эквивалентного времени от числа последовательности СКИ. Уменьшение шага дискретизации, а следовательно, и повышение временного разрешения, достигается исключительно за счет увеличения численной реализации принятых СКИ [1]. Однако данный недостаток в работе таких устройств возможно преодолеть при помощи предложенной технологии строб-фрейм-дискретизации [2,4]. Далее остановимся на анализе принципов эффективного построения и улучшения параметров МВТ-преобразователей.

Анализ технологии МВТ показывает, что теоретические исследования и методы построения систем масштабно-временного преобразования в режиме эквивалентного времени возможны лишь в том случае, если в основу закладывается адекватная модель функционирования базового узла, которым является масштабно-временной преобразователь [1,8]. Вместе с тем очевидно, что разработка методов построения устройств МВТ невозможна без четкого представления о радиофизических процессах преобразования нестационарных СКИ-сигналов. Как было отмечено ранее, основной задачей развития теории систем МВТ является анализ динамики широкополосного преобразователя,

позволяющий определить общие свойства процесса преобразования СКИ-сигналов, поскольку именно динамика процессов стробоскопического преобразования определяет широкополосность, чувствительность и точность воспроизведения нестационарных полей СКИ-сигналов.

2. Аналитическое описание системы МВТ

Предложенная и далее исследуемая в работе аналитическая модель системы МВТ состоит из модуля МВТ СКИ-сигнала и модуля формирователя ИВ (ФИВ). Для описания модели системы применим следующие обозначения и переменные: $s_1(t)$ – входной сигнал модуля МВТ (СКИ-сигнал); $s_2(t)$ – ИВ; $s_3(t)$ – выходной сигнал с линейно-временной трансформацией; $K_{np}(jf)$, $K_{см}(jf)$, $K(jf)$ – передаточные функции преобразователя модуля МВТ СКИ, смесителя и формирователя соответственно; $S(jf)$ – функция спектральной мощности видеоимпульсов, поступающих на формирователь; ΔF – полоса пропускания формирователя. В качестве частного примера, позволяющего перейти к обобщенной аналитике, воспользуемся радиоволновой системой МВТ на основе ФИВ (Рис. 1).

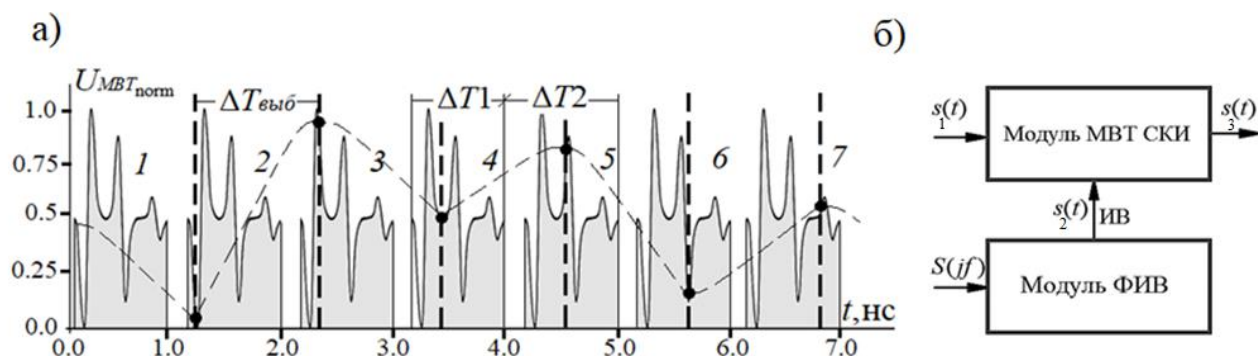


Рис. 1 – Реализация стробоскопической МВТ СКИ в режиме эквивалентного времени регистрации: а) – временное представление МВТ СКИ; б) – блок-схема аналитической модели МВТ-преобразователя.

Так, выходной сигнал с линейно-временной трансформацией представляет собой свертку СКИ-сигнала и сигнала ИВ:

$$s_3(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(qt)s_2(t)dt, \quad (1)$$

где $q = T_{ИВ} / \Delta t$ – коэффициент трансформации системы, Δt – шаг стробоскопического считывания, соответствующий фазовому сдвигу ИВ $\Delta\varphi$; $T_{ИВ}$ – период повторения ИВ.

Спектр выходного сигнала канала преобразования имеет вид:

$$S_3(jf) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} s_1(qt)s_2(t)\exp(-j2\pi ft)dt = \frac{1}{q}S_1(jf/q) \cdot S_2^*(jf), \quad (2)$$

где $S_1(jf/q)$, $S_2(jf)$ и $S_2^*(jf)$ – функции спектральной плотности сигналов $s_1(t)$, $s_2(t)$ и комплексно ему сопряженного $s_2^*(t)$ [1,8].

Полагая мнимую часть комплексно сопряженных ИВ равной нулю, когда в некоторый момент времени $\arg(s_2^*) = 0$, получим:

$$S_3(jf) = \frac{1}{q}S_1(jf/q) \cdot S_2(jf). \quad (3)$$

Рассмотрим в выражении (3) вид функции $S_2(jf)$. Реакция ФИВ на сигнал с $S(jf)$ описывается выражением:

$$s_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(jf)K(jf)\exp(j2\pi ft)dt. \quad (4)$$

Поскольку ФИВ является полосовой системой, полагая ФСПМ входного сигнала ФИВ в пределах полосы ΔF равномерной, получим

$$s_2(t) = S_0(f_0) \int_{-\infty}^{+\infty} K(jf)\exp(j2\pi ft)dt, \quad (5)$$

где $S_0(f_0)$ – модуль $S(jf)$ на центральной частоте f_0 в полосе ΔF .

Полагаем, что передаточная функция ФИВ имеет вид $K(jf) = K_0 \forall f \in \Delta F$. При этом ее ФЧХ линейна с некоторым наклоном $\varphi = 2\pi t_\varphi / t_{ИВ}$. Полагая $t_\varphi = \varphi t_{ИВ} (2\pi)^{-1}$, реакция ФИВ на короткий импульс, формируемый ИВ, определяется как

$$s_2(t) = 2\Delta F \cdot K_0 S(f_0) \sin\left(\pi\Delta F [t - t_\varphi]\right) \sin\left(2\pi f_0 [t - t_\varphi] / \left(\pi\Delta F [t - t_\varphi]\right)\right). \quad (6)$$

Отсюда из выражения (6) максимальное значение отклика ФИВ (амплитуда ИВ):

$$s_{2\max} = 2\Delta F \cdot K_0 S(f_0). \quad (7)$$

Проведенный анализ позволяет сделать вывод о том, что амплитуда ИВ прямо пропорциональна значению модуля спектра входного сигнала ФИВ на центральной частоте в полосе ФИВ, равной ΔF . Таким образом, согласно (7), для увеличения амплитуды ИВ необходимо расширить полосу пропускания ФИВ. При этом амплитудные спектры $S_2(f)$ и $s_2(t)$ связаны между собой соотношением

$$S_2(f) = \frac{2s_{2\max}}{\pi\Delta F} \int_0^\infty \frac{\sin\left(\pi\Delta F [t - t_\varphi]\right)}{t - t_\varphi} \sin\left(2\pi f_0 [t - t_\varphi]\right) \cos(2\pi ft) dt. \quad (8)$$

Решение выражения (8) с учетом (7) имеет следующий вид

$$\begin{aligned} S_2(f) &= S(f_0) \frac{K_0}{\pi} \left[\ln \left| \frac{(\Delta F / 2 + f_0)^2 - f^2}{(\Delta F / 2 - f_0)^2 - f^2} \right| \cos(2\pi ft_\varphi) - \frac{\pi}{32} \sin(2\pi ft_\varphi) \right] = \\ &= S(f_0) \psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi), \end{aligned} \quad (9)$$

где $\psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi)$ – параметрическая функция. Так, для конкретной ФИВ параметры $f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi$ являются постоянными и, полагая, $f = f_0$, из (9) можно получить $S_2(f) = 2\Delta F \cdot K_0 S(f_0)$ [1,8].

Важно отметить, что на практике ΔF ограничивается сверху быстродействием полупроводниковых компонентов смесителя, а снизу – соотношением длины волноводной ФИВ и критической длины волны.

Так, с учетом соотношения (9) получим

$$\begin{aligned} S_3(f) &= \frac{1}{q} S_1(f/q) S(f_0) \psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi) = \\ &= S(f_0) \xi \left[S_1(f/q), \psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi) \right], \end{aligned} \quad (10)$$

где $\xi \left[S_1(f/q), \psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi) \right] = S_1(f/q) \psi(f, f_0, \Delta F, K_0, t_\varphi) / q$.

Обратное Фурье-преобразование позволяет перейти от $S_3(f)$ к $s_3(t)$ с учетом того, что условия минимальной фазы выполняются и $\Delta F, K_0, t_\varphi \rightarrow const$:

$$s_3(t) = S(f_0) \frac{1}{\pi q} \int_0^\infty S_1(\omega/q) \psi(\omega) \cos(\omega t) d\omega. \quad (11)$$

Таким образом, периодическое изменение характеристик ИВ приводит к динамическому изменению передаточной функции системы МВТ-преобразования. Подбор функции спектральной мощности ИВ на входе ФИВ позволяет повысить коэффициент передачи системы преобразования, что также соответствует повышению уровня ИВ [3].

3. Исследование динамических процессов в канале преобразования системы МВТ

Рассмотрим основные свойства радиофизического процесса преобразования СКИ-сигналов на основе модели преобразователя МВТ-системы в виде устройства автоматического регулирования с обратной связью. Эквивалентная схема канала преобразования системы МВТ показана на Рис. 2, построенном в среде SciLab Xcos [1,8] с использованием радиотехнических решений эквивалентного замещения [4].

Представим передаточную функцию системы МВТ-преобразования к матричному виду

$$\mathbf{X}[(n+1)T] = \mathbf{A}(T) \mathbf{X}(nT) + \mathbf{B}(T) \mathbf{Y}[nT], \quad (12)$$

где $\mathbf{X} = [x_1, x_2, x_3]^T$ – транспонированный вектор реакции МВТ-преобразователя; T – период дискретизации системы МВТ; $n = 0, 1, 2, \dots, N$; x_1, x_2, x_3 – переменные состояния; $\mathbf{A}(T), \mathbf{B}(T)$ – матрицы вида $p \times p$ и $p \times q$ соответственно; $\mathbf{Y}(nT)$ – матрица входного воздействия. Как правило, при преобразовании СКИ-сигнала в системе выполняются условия: $t_0 \gg t_d$, $t_{IB} \ll \zeta \ll T$, $T/t_0 \gg 1$. Поэтому матрицы $\mathbf{A}(T), \mathbf{B}(T)$ представим в виде

$$\mathbf{A}(T) = \begin{bmatrix} \bar{S}_1 & -S_1 & Q_1 \\ \bar{S}_1 & -S_1 & Q_1 \\ \bar{S}_0 & -S_0 & Q_0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{B}(T) = \begin{bmatrix} S_1 \\ S_1 \\ S_0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $S_1 = K_1 S_0$; $Q_0 = \exp[-(1 - K_1)\zeta / t_H]$; $Q_1 = K_1$; $\bar{S}_1 = S_1 \exp[-t_{IB} / t_d]$;
 $S_0 = ([K_0 / t_H] / [t_0^{-1} - (1 - K_1)t_H^{-1}]) \cdot (\exp(-[1 - K_1]\zeta / t_H) - \exp(-\zeta / t_0))$;
 $K_1 = 1 - \exp(-t_{IB} / t_d)$; $R = Q_0 - S_1 + \bar{S}_1$ – параметр, характеризующий величину отклонения коэффициента передачи; t_{IB} – длительность ИВ; ζ – длительность замкнутого состояния ключа в интеграторе; K_1 – коэффициент передачи усилителя в интеграторе и импульсного усилителя соответственно; t_H – постоянная заряда емкостного элемента в интеграторе; $t_0 = R_0 C_0$, $t_d = R_d C_0$ – постоянные разряда и заряда емкостного элемента в смесителе соответственно; R_d – сопротивление открытых ключей элементов смесителя.

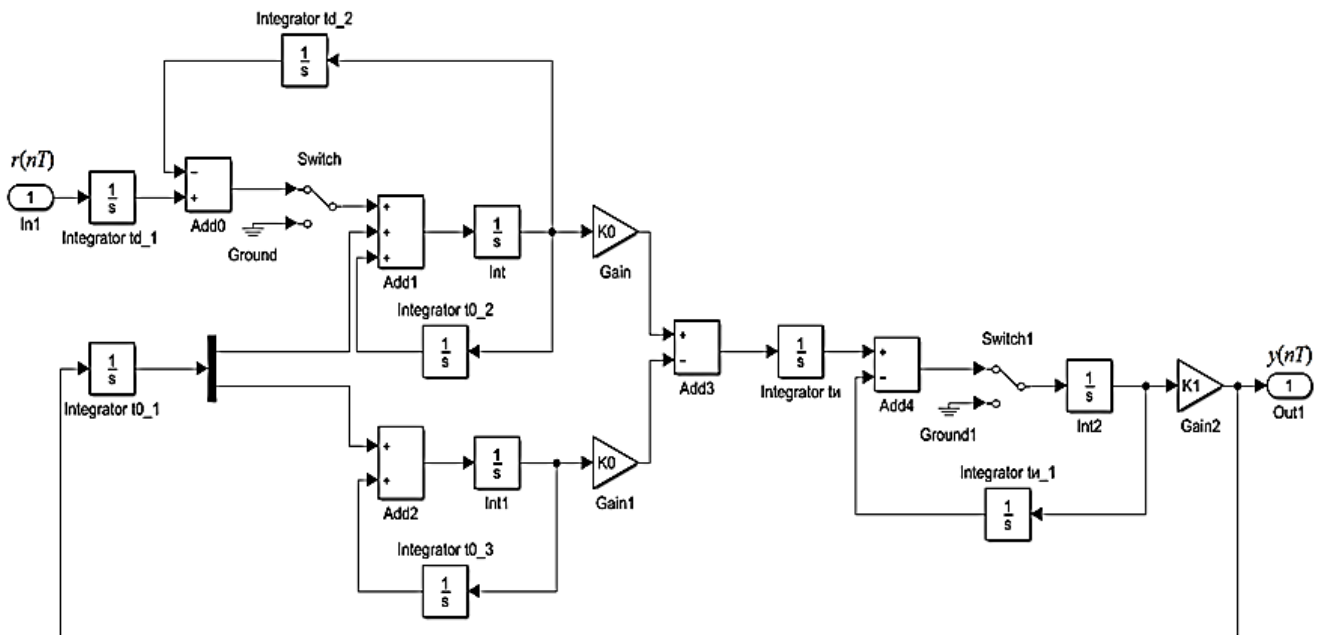


Рис. 2. Модель канала преобразования в среде SciLab Xcos.

Далее определим характер отклонений преобразования СКИ-сигналов как дискретную функцию формонеустойчивого изменения выходного сигнала преобразователя от исходной формы входного сигнала [8]:

$$e(nT) = \bar{y}(nT) - y(nT), \quad (14)$$

где $\bar{y}(nT)$ – выходной сигнал идеального преобразователя, переходная характеристика которого $H(nT) = 1$; $y(nT)$ – выходной сигнал реального преобразователя. Обозначив импульсные характеристики идеального и реального преобразователей через $\bar{h}(nT)$ и $h(nT)$, выражение (14) преобразуем у виду

$$e(nT) = \sum_{k=0}^N \bar{h}[(n-k)T] U_{\text{ex}}(kT) - \sum_{k=0}^N h[(n-k)T] U_{\text{ex}}(kT), \quad (15)$$

где $U_{\text{ex}}(kT)$ – сигнал на входе преобразователя. Отсюда следует, что погрешность преобразования системы МВТ достигает максимального значения при постоянном входном воздействии, когда входной сигнал преобразователя $U_{\text{ex}}(kT)$ представляет собой сигнал перепада напряжения, при котором:

$$e(nT) = \sum_{k=0}^N \bar{h}[(n-k)T] - \sum_{k=0}^N h[(n-k)T]. \quad (16)$$

Рекуррентное соотношение (16) является аналитической дискретной моделью системы и позволяет определить выходной СКИ-сигнал в любой момент времени при известных $\mathbf{r}(nT)$ и $\mathbf{X}(0)$.

Поскольку переходная и импульсная характеристики дискретной системы связаны соотношением $H(nT) = \sum_{k=0}^N h(kT)$, получим

$$e(nT) = 1 - H(nT). \quad (17)$$

Таким образом, максимальная погрешность преобразования широкополосной системы МВТ определяется формой и параметрами переходной характеристики преобразователя. Однако увеличение точности регистрации СКИ-сигналов также определяется временем нарастания переходной характеристики МВТ-преобразователя, определяемой длительностью ИВ [4].

Далее рассмотрим динамику системы с учетом совокупности базовых условий, определяющих такие параметры преобразования СКИ-сигнала, как точность преобразования, полоса пропускания, динамический диапазон: прямоугольная форма импульсов выборки; нелинейная ВАХ элементов смесителя; соотношение амплитуд ИВ и перепада напряжения. При высоких уровнях ИВ характеристику ключевых элементов можно представить аналитически. Расширение полосы пропускания системы связано с уменьшением длительности ИВ и наиболее подходящей является квадратичная аппроксимация ВАХ [8].

При исследовании процесса преобразования СКИ-сигналов для удобства аналитического описания воспользуемся треугольной и параболической формами ИВ [8]. ИВ параболической формы наиболее близки к реальным, а треугольные – представляют собой потенциально возможные.

В дальнейшем будем считать, что форма ИВ $N(t)$ описывается выражением

$$N(x) = \begin{cases} N_1(x) = \begin{cases} x, & \text{при } 0 \leq x \leq 0,5, \\ 1-x, & \text{при } 0,5 \leq x \leq 1, \end{cases} \\ N_2(x) = 2(x-x^2), \text{ при } 0 \leq x \leq 1, \end{cases} \quad (18)$$

где $x = t / t_{IB}$; t – переменная времени. При анализе будем полагать, что ВАХ элементов входных смесителя $F(z)$ аппроксимируется функцией вида

$$N(x) = \begin{cases} F_1(z) = z, \\ F_2(z) = z^2, \\ F_3(z) = \exp(bz) - 1, \end{cases} \quad (19)$$

где z – переменная, b – const ($b \neq 1, b > 0$). Отсюда идеальную функциональную схему, представленную на Рис.2, можно представить в виде схемы, учитывающей базовые условия (Рис.3). При этом уравнение состояния системы в векторно-матричной форме сводится к следующим выражениям

$$\begin{cases} \mathbf{X}[(n+1)T] = \mathbf{A}(T)\mathbf{X}(nT) + \mathbf{B}(T)\mathbf{Y}(nT), \\ \mathbf{y}(nT) = \mathbf{C}(T)\mathbf{X}(nT), \end{cases} \quad (20)$$

где $\mathbf{A}(T), \mathbf{B}(T), \mathbf{C}(T)$ – матрицы вида $p \times p, p \times q$ и $l \times p$ соответственно; $\mathbf{X}(nT), \mathbf{Y}(nT), \mathbf{y}(nT)$ – p -вектор, q -вектор и l -вектор соответственно.

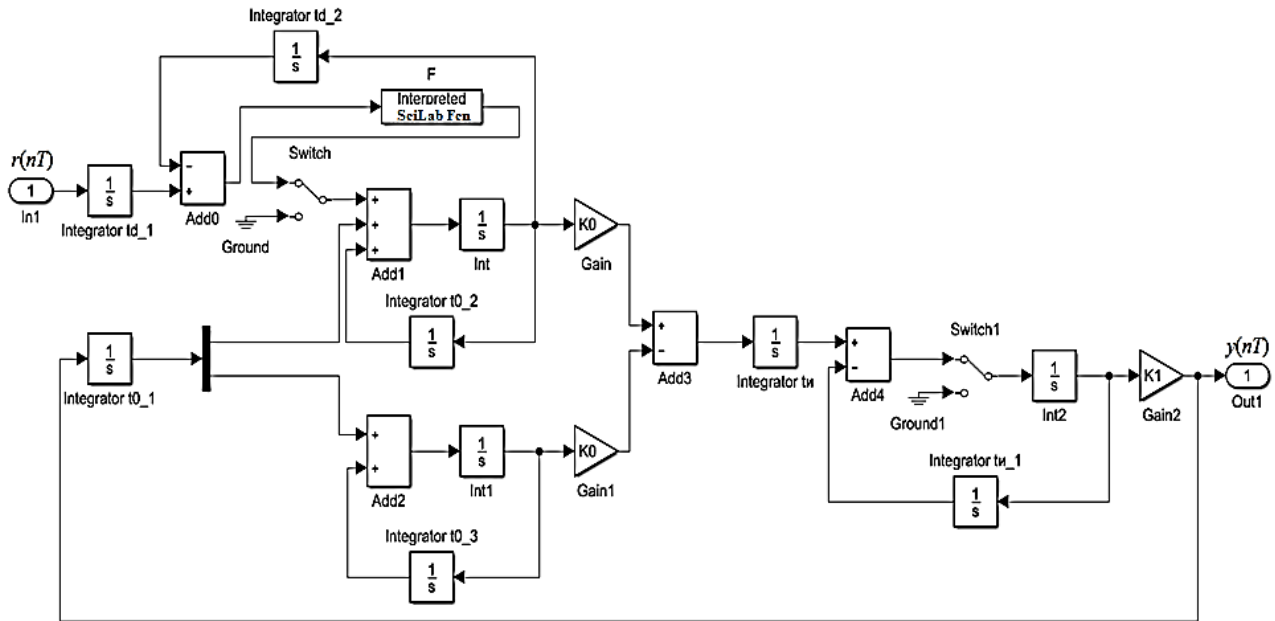


Рис. 3. Модель канала преобразования с учетом влияния ВАХ входных каскадов смесителя в среде SciLab Xcos.

Как можно заметить, выражение (20) – рекуррентное соотношение, начальным условием которого является

$$\mathbf{X}(nT) = \mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}(0) = \mathbf{X}_0, \text{ при } nT = 0, \quad (21)$$

при этом матрица $\mathbf{C}(T)$ имеет вид $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ K_1]$.

Система уравнения (20) в общем виде будет иметь следующее решение:

$$\mathbf{X}(nT) = \Phi[t, t_0, F]\mathbf{X}(t_0) + \sum_{i=0}^{k-1} \Phi[(k-i-1)T, F(iT)]\mathbf{f}(iT), \quad (22)$$

где $\mathbf{f}(iT) = \mathbf{B}(iT)\mathbf{Y}(iT)$; $\Phi[(k-i-1)T, F(iT)]$ – матрица, для которой $\det(\Phi) = 0$; $t = t_i (i = 1, 2, 3, \dots, N)$ – моменты заряда емкостного элемента на выходе смесителя системы преобразования. Отсюда

$$\mathbf{y}(nT) = \mathbf{C}(T)\Phi[nt, t_0, \mathbf{F}]\mathbf{X}(t_0) + \mathbf{C}(T) \sum_{i=0}^{k-1} \Phi[(k-i-1), \mathbf{F}(iT)]\mathbf{f}(iT). \quad (23)$$

Матрицу Φ также можно представить как $\Phi[t, t_0] = \mathbf{X}(t)\mathbf{X}(t_0)^{-1}$. При этом через преобразование Лапласа можно найти матрицу $\Phi = L^{-1}\left((s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\right)$, для которой L^{-1} – оператор обратимости, \mathbf{I} – диагональная матрица порядка p , s – комплексная переменная. Однако данное решение потребует вычисления полюсов для $(s\mathbf{I} - \mathbf{A})$ – собственных значений матрицы \mathbf{A} или корней λ характеристического уравнения $\det(\mathbf{A} - \lambda\mathbf{I}) = 0$.

Однако для дальнейшего понимания динамики процессов в канале преобразования необходимо также проанализировать переходную характеристику преобразователя МВТ – реакцию преобразователя на единичный перепад напряжения, сдвигаемый при каждом моменте дискретизации относительно ИВ на шаг дискретизации МВТ $t = t_{IB} / m$, где $m = 0, 1, 2, \dots, N$. Отсюда, полагая $\mathbf{X}(0) = 0$ и принимая во внимание соотношение $\mathbf{y}(nT) = \mathbf{C}\mathbf{X}(nT)$, где $\mathbf{C} = [0 \ 0 \ K_1]$, переходную характеристику системы с преобразователем с обратной связью запишем в виде:

$$\mathbf{H}(nT) = \begin{cases} 0, & \text{при } n \leq 0, \\ \sum_{\ell=0}^{n-1} \mathbf{C}\mathbf{A}[(n-\ell-1)T]\mathbf{B}[\ell\Delta t], & \text{при } 0 \leq n \leq m, \\ \mathbf{C}\mathbf{A}[(n-m)T] \left[\sum_{\ell=0}^{m-1} \mathbf{A}[(m-\ell-1)T]\mathbf{B}[\ell\Delta t] \right] + \sum_{i=m+1}^n \mathbf{C}\mathbf{A}[(n-i)T]\mathbf{B}[t_{IB}] & \text{при } n \leq m. \end{cases} \quad (24)$$

Так, на Рис. 4,а показаны переходные характеристики для значений параметра $R = 0; 0,15; 0,7$, фигурируемого в выражении (13). В нормальном режиме работы при $R=0$ время нарастания переходной характеристики минимально и определяется длительностью ИВ. В сглаженном режиме при $0 < R < 1$ время нарастания увеличивается, поскольку переходной процесс здесь определяется не только конечной длительностью ИВ, но и динамикой

преобразователя. Действительно, изменение времени нарастания переходной характеристики можно сделать незначительным при правильном выборе числа точек считывания, впрочем, как и уменьшение длительности ИВ позволяет заметно уменьшить стремительный характер ее нарастания.

Для оценки влияния отношения $t_{ИВ}/t_d$ на форму и характер изменения переходной характеристики проанализированы значения $H(nT)$ в нормальном режиме работы при $t_{ИВ} = \text{const}$. Из Рис. 4,б можно увидеть, что с увеличением отношения $t_{ИВ}/t_d$ время нарастания переходной характеристики уменьшается, что имеет практическое значение при построении систем высокоскоростной оцифровки СКИ нестационарной конфигурации, поскольку изменение величины t_d эквивалентно изменению полосы пропускания фильтра с постоянной времени $R_d C_0$ и ведет к ее конечному изменению: при $t_d \rightarrow 0$ полоса пропускания МВТ стремится к предельному широкополосному состоянию.

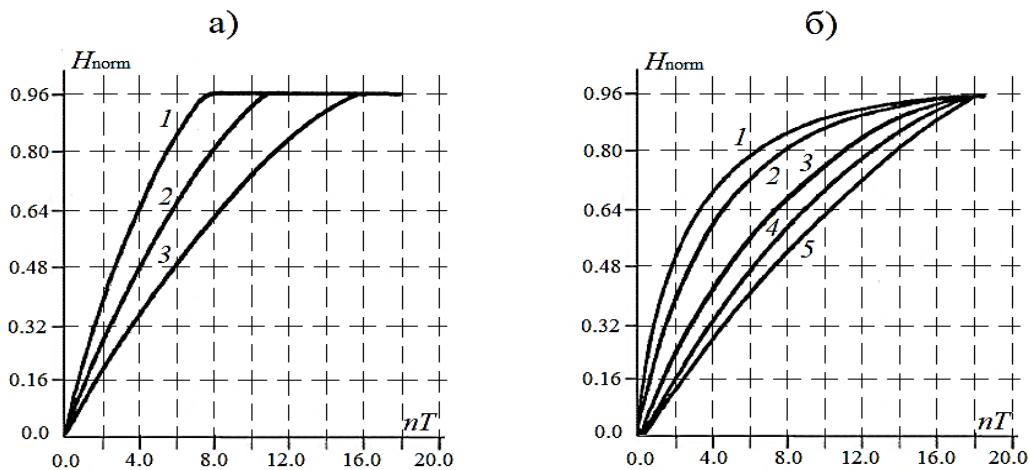


Рис. 4. Переходные характеристики системы МВТ для различных режимов работы преобразователя: а) – для разных значений параметра R (кривая 1 – $R = 0$; кривая 2 – $R = 0,5$; кривая 3 – $R = 0,7$); б) – в нормальном режиме при изменении отношения $t_{ИВ}/t_d$ (кривая 1 – $t_{ИВ}/t_d = 5$; кривая 2 – $t_{ИВ}/t_d = 3,0$; кривая 3 – $t_{ИВ}/t_d = 1,5$; кривая 4 – $t_{ИВ}/t_d = 0,5$; кривая 5 – $t_{ИВ}/t_d = 0,05$).

Из представленных на Рис. 4,б кривых видно, что с уменьшением шага считывания Δt влияние параметров петли обратной связи на время нарастания

и форму переходной характеристики уменьшается и при $\Delta t \rightarrow 0$ определяется только длительностью ИВ.

Отсюда следует, что чем меньше шаг считывания СКИ, тем меньше и погрешность дискретизации, которая при $\Delta t \rightarrow 0$ отсутствует. В реальных условиях погрешности преобразования в нормальном и сглаженном режимах имеют вид [3,8]

$$e_n = 1 - H(0) = 1 - K_1 K_2 S_0^H, \quad e_c = \lim_{k \rightarrow \infty} e(kT) = e_n / [e_n + \Gamma(1 - e_n)], \quad (25)$$

где e_n, e_c – вносимая погрешность в нормальном и сглаженном режиме соответственно; $\Gamma = K_0^c / K_0^H$.

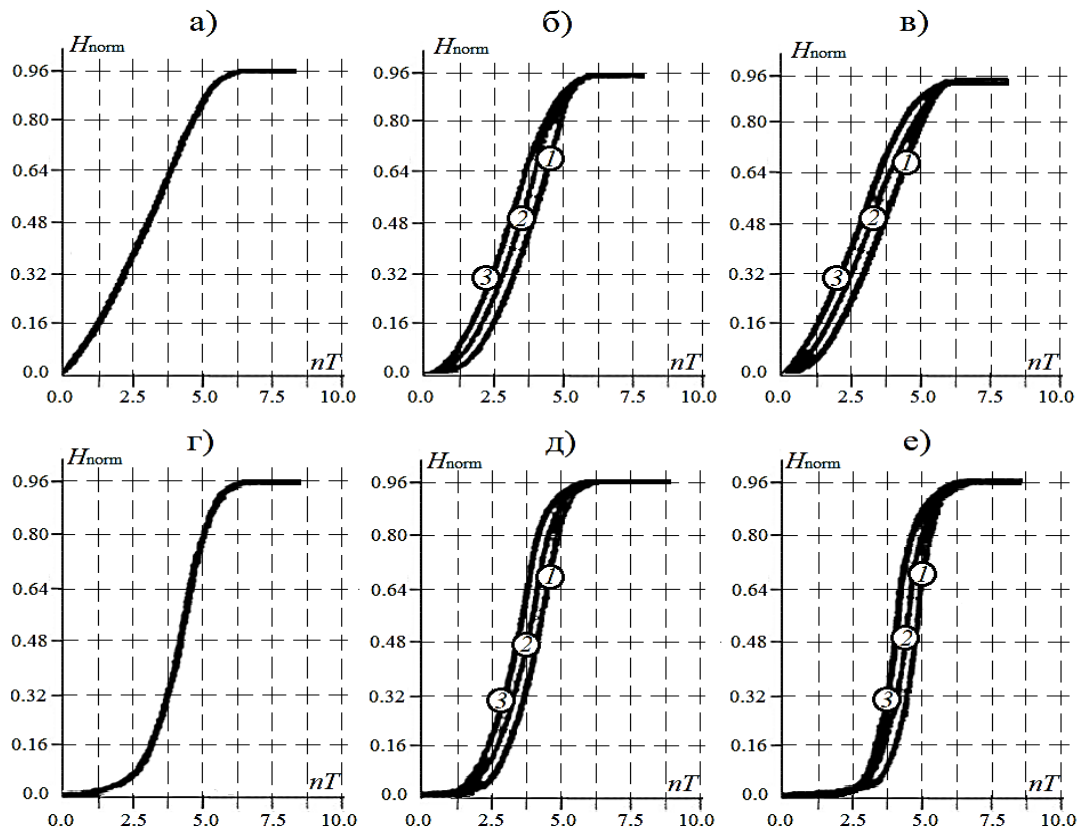


Рис. 5. Переходные характеристики МВТ модуля:
 (кривые 1 – для $\alpha = 0,8$; кривые 2 – для $\alpha = 0,5$; кривые 3 – для $\alpha = 0,2$) при $N = N_2$: а) – $F = F_1$; б) – $F = F_2$; в) – $F = F_3$; при $N = N_1$:
 г) – $F = F_1$; д) – $F = F_2$; е) – $F = F_3$.

Таким образом, с учетом анализа переходной характеристики преобразователя выражение (22) позволяет определить время ее нарастания. Решить уравнение (22) представляется возможным при помощи численной

алгоритмизации в среде SciLab. Для этого определимся со следующими краевыми условиями: $bu_{IB} = 60$, где u_{IB} – амплитуда ИВ; $x = x_1 - x_2 = kt$, $k \in [0,10]$. Так, на Рис. 5,а-в и Рис. 5,г-д показаны переходные характеристики для случая $N = N_2$ и $N = N_1$ соответственно с учетом соотношения амплитуды ИВ и тестового перепада напряжения α .

При этом время нарастания переходной характеристики $t_{нар}$ при использовании ИВ типа $N = N_2$ и $N = N_1$ различно: $t_{нар}(N = N_1) < t_{нар}(N = N_2)$. Так, из Рис.5 следует, что с ростом α время нарастания переходной характеристики спадает. Действительно, с увеличением α полоса пропускания системы асимптотически приближается к некоторому предельному значению. Отсюда при полосе до 10 ГГц амплитуда зондирующего перепада будет менее 0,6...0,8 В и 0,2...0,3 В. При этом важно отметить, что ИВ треугольного вида позволяют двукратно уменьшить время переходной характеристики и повысить точность регистрации СКИ-сигнала [4,8].

4. Исследование устойчивости систем МВТ

Одним из важных направлений анализа МВТ систем являются их исследования на устойчивость. Для анализа устойчивости модели, показанной на Рис. 3, опишем МВТ-преобразователь конечным числом переменных вида $x_1(t), x_2(t), \dots, x_n(t)$ вектора $\mathbf{X}(n)$ с порядком преобразователя n .

Известно, что одним из самых эффективных методов оценки устойчивости системы является метод устойчивости балансного положения равновесия [8]. Действительно, если можно найти скалярную функцию $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$, такую, что $V(x_1, x_2, \dots, x_n) > 0$ за исключением начальной точки, где $V(x_1, x_2, \dots, x_n) = 0$, и ее производная по времени везде отрицательная функция, то преобразователь является асимптотически устойчивым, т.е. для любых начальных условий преобразователь придет в устойчивое состояние за время $t \rightarrow \infty$.

Так, радиоволновой процесс внутри преобразователя можно описать дифференциальным уравнением

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t) + \mathbf{B}\Psi, \\ \mathbf{X}(t_0) = \mathbf{X}_0 = \mathbf{X}(0), \end{cases} \quad (26)$$

где Ψ – некоторая нелинейная функция, $\mathbf{X}(t)$ – вектор, соответствующий решению (22). Функцию равновесия при этом можно представить в качестве суммы двух функций $V = V_0 + V_\psi$, определяющихся как $V = V_0$ для $\Psi = 0$ и $V = V_\psi$ для $\Psi \neq 0$. Проанализируем устойчивость преобразователя МВТ системы, представленной (22) с учетом (26). При $\Psi = 0$ выражение (26) будет иметь вид

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A}\mathbf{X}(t). \quad (27)$$

Введем новый вектор состояния \mathbf{Z} для эквивалентного преобразования (27) вида $\mathbf{Z} = \mathbf{R}\mathbf{X}$ (\mathbf{R} – матрица $n \times n$), такой, что

$$\frac{d}{dt} \mathbf{Z} = \mathbf{\Lambda}\mathbf{Z}, \quad (28)$$

где $\mathbf{\Lambda} = \mathbf{R}\mathbf{A}\mathbf{R}^{-1}$ – диагональная матрица с элементами $\lambda_i (i = 1, 2, 3, \dots, n)$; \mathbf{R} – имеет вид

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} 1 & \lambda_1 & \lambda_1^2 & \dots & \lambda_1^{n-1} \\ 1 & \lambda_2 & \lambda_2^2 & \dots & \lambda_2^{n-1} \\ 1 & \lambda_3 & \lambda_3^2 & \dots & \lambda_3^{n-1} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \lambda_n & \lambda_n^2 & \dots & \lambda_n^{n-1} \end{bmatrix}, \quad (29)$$

где λ – собственные значения матрицы \mathbf{A} , т.е. корни характеристического уравнения $|\lambda\mathbf{I} - \mathbf{A}| = 0$. Поскольку функция равновесия квадратичная и положительно определенная, то выбираем в качестве нее функцию $V(x_1, x_2, \dots, x_n)$, тогда

$$\mathbf{V} = \mathbf{Z}^T \mathbf{Z}^* = \sum_{i=1}^n |\mathbf{Z}_i|^2. \quad (30)$$

Отсюда найдем производную функции (30)

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = \frac{d}{dt} (\mathbf{Z}^*)^T \mathbf{Z} + (\mathbf{Z}^*)^T \frac{d}{dt} \mathbf{Z} = (\mathbf{Z}^*)^T \left[(\mathbf{\Lambda}^*)^T + \mathbf{\Lambda} \right] \mathbf{Z}. \quad (31)$$

Чтобы определить условие устойчивости из (30) и (31) необходимо знать собственные значения матрицы \mathbf{A} . Для этого введем новое преобразование

$$\mathbf{Y} = \mathbf{Q}\mathbf{X}, \text{ для которого } \frac{d}{dt} \mathbf{Y} = \mathbf{Q}\mathbf{A}\mathbf{Q}^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{A}^o \mathbf{Y}, \quad (32)$$

где \mathbf{A}^o – ортогональная матрица. При этом функция равновесия будет иметь вид

$$\mathbf{V} = \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} = \sum_{i=1}^n |\mathbf{Y}_i|^2, \quad (33)$$

тогда

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = \frac{d}{dt} \mathbf{Y}^T \mathbf{Y} + \mathbf{Y}^T \frac{d}{dt} \mathbf{Y} = \mathbf{Y}^T \left[(\mathbf{A}^o)^T + \mathbf{A}^o \right] \mathbf{Y}. \quad (34)$$

Далее, учитывая функцию Ψ , приведем (28) к виду

$$\frac{d}{dt} \mathbf{Z} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{Z} + \boldsymbol{\mu} \Psi. \quad (35)$$

и поставим в соответствие (35) выражение, отвечающее устойчивости

$$\mathbf{Z}^{(n)} + a_1 \mathbf{Z}^{(n-1)} + \dots + a_n \mathbf{Z} + \Psi = 0. \quad (36)$$

Пусть в (35) $\boldsymbol{\mu} = [0, 0, 0, \dots, 1]$, тогда матрица \mathbf{A} принимает состояния

$\mathbf{A}_1, \mathbf{A}_2, \mathbf{A}_3, \dots, \mathbf{A}_n$:

$$\mathbf{A}_1 = -a_1; \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_3 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_4 = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -a_4 & -a_3 & -a_2 & -a_1 \end{bmatrix}; \quad \dots \quad \mathbf{A}_n = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & -a_{n-3} & \dots & -a_1 \end{bmatrix}.$$

Запишем семейство характеристических уравнений $\det|\lambda\mathbf{I} - \mathbf{A}_i|$

$$\begin{cases} d_1 = a_1 + \lambda, \\ d_2 = a_2 + a_1\lambda + \lambda^2, \\ d_3 = a_3 + a_2\lambda + a_1\lambda^2 + \lambda^3, \\ d_4 = a_4 + a_3\lambda + a_2\lambda^2 + a_1\lambda^3 + \lambda^4, \\ \dots \\ d_n = a_n + a_{n-1}\lambda + a_{n-2}\lambda^2 + \dots + a_1\lambda^{n-1} + \lambda^n. \end{cases} \quad (37)$$

Для оценки устойчивости системы согласно (23) по аналогии представим ортогональную матрицу \mathbf{A}^o через состояния $\mathbf{A}_1^o, \mathbf{A}_2^o, \mathbf{A}_3^o, \dots, \mathbf{A}_n^o$:

$$\mathbf{A}_1^o = -a_1^o; \quad \mathbf{A}_2^o = \begin{bmatrix} -a_1^o & \sqrt{a_2^o} \\ -\sqrt{a_2^o} & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{A}_3^o = \begin{bmatrix} -a_1^o & \sqrt{a_2^o} & 0 \\ -\sqrt{a_2^o} & 0 & \sqrt{a_3^o} \\ 0 & -\sqrt{a_3^o} & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{A}_4^o = \begin{bmatrix} -a_1^o & \sqrt{a_2^o} & 0 & 0 \\ -\sqrt{a_2^o} & 0 & \sqrt{a_3^o} & 0 \\ 0 & -\sqrt{a_3^o} & 0 & \sqrt{a_4^o} \\ 0 & 0 & -\sqrt{a_4^o} & 0 \end{bmatrix}; \quad \dots \quad \mathbf{A}_n^o = \begin{bmatrix} -a_1^o & \sqrt{a_2^o} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ -\sqrt{a_2^o} & 0 & \sqrt{a_3^o} & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \sqrt{a_3^o} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \sqrt{a_n^o} \\ 0 & 0 & 0 & \dots & -\sqrt{a_n^o} & 0 \end{bmatrix}.$$

Отсюда семейство характеристических уравнений $\det|\lambda\mathbf{I} - \mathbf{A}_i^o|$ будет иметь вид

$$\begin{cases} d_1^o = a_1^o + \lambda, \\ d_2^o = a_2^o + a_1^o\lambda + \lambda^2, \\ d_3^o = a_1^oa_3^o + (a_2^o + a_3^o)\lambda + a_1^o\lambda^2 + \lambda^3, \\ d_4^o = a_2^oa_4^o + (a_1^oa_3^o + a_1^oa_4^o)\lambda + (a_2^o + a_3^o + a_4^o)\lambda^2 + a_1^o\lambda^3 + \lambda^4, \\ \dots \\ d_n^o = \lambda d_{n-1}^o + a_n^o d_{n-2}^o. \end{cases} \quad (38)$$

Пусть $d_i = d_i^o$, тогда из (26) можно определить элементы матрицы \mathbf{A}_i^o через элементы \mathbf{A}_i , не прибегая к расчету λ_n . Для этого запишем новое соотношение для (26) с учетом выражения (32)

$$\mathbf{QA} = \mathbf{A}^o \mathbf{Q}, \text{ тогда } \mathbf{Q} \frac{d}{dt} \mathbf{X} = \mathbf{QAX} + \mathbf{QB}\Psi, \quad (39)$$

Отсюда с учетом того, что $\mathbf{QB} = \mathbf{B}$ по аналогии с (23) получим

$$\frac{d}{dt} \mathbf{Y} = \mathbf{A}^o \mathbf{Y} + \mathbf{QB}\Psi = \mathbf{A}^o \mathbf{Y} + \mathbf{B}\Psi. \quad (40)$$

Таким образом, переходим к решению выражения (34) через матричные соотношения

$$\frac{d\mathbf{V}}{dt} = \mathbf{Y}^T [\mathbf{A}^o + \mathbf{A}^{oT}] \mathbf{Y} + [\mathbf{B}^T \mathbf{Y}^T + \mathbf{Y}^T \mathbf{B}] \Psi = 2[-a_1^o y_1^2 + y_n \Psi], \quad (41)$$

где y_1 – результат перемножения матрицы с элементами $\sqrt{\prod_{i=2}^n a_i}$ на x_1 ; y_n – результат перемножения матрицы вида $[0, 0, 0, \dots, 1]^{-1}$ на матрицу \mathbf{X} .

Решение (41) определяет условие выполнения устойчивости МВТ-преобразователя, когда $\det[I - s^{-1}A(T)] = 0$, а корни выражения будут существовать в пределах единичной окружности. Рассмотрим метод оценки, позволяющий определиться с критериальной устойчивостью МВТ-системы к самовозбуждениям, обусловленным стробоскопическим режимом на частоте дискретизации СКИ ИВ. Так, по теории систем с обратной связью существует m различных периодических N колебаний, если выполняется условие, при котором

$$\prod_{p=0}^{N-1} \left| 1 + W^* \left(j \frac{2\pi p}{N} \right) \right| \leq \frac{2^{-N}}{m}, \quad (42)$$

где W^* – некоторая периодическая функция [8]. При $m=1$ получим достаточное условие существования хотя бы одного периодического движения, а его амплитуду M при любом N можно оценить следующим образом:

$$M \leq E \left[\frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} |h(n)| \right], \quad (43)$$

где E – оператор нахождения целой части; $h(n)$ – импульсная характеристика, соответствующая передаточной функции вида $1 / (1 + W^*)$. При этом

неравенство вида $M < 1$ отвечает условию отсутствия периодических движений (самовозбуждений) в канале преобразования МВТ-системы [4,8]. Однако более строгий оценочный критерий отсутствия периодических движений можно получить из условия вида

$$\operatorname{Re}\left(\left[1+W^*\left(j\frac{2\pi i}{N}\right)\right]\exp\left(-j\frac{2\pi ik}{N}\right)\exp(-j\pi\ell)\right)\geq 0,5, \quad (44)$$

для которого найдутся такие целые значения k, ℓ , удовлетворяющие условиям, соответственно, $0 \leq k \leq N - 1$, $0 \leq \ell \leq 1$. Здесь $i = 0, 1, 2, \dots, N - 1$.

Представим передаточную функцию преобразования W как

$$W(q) = C[\exp(q)\mathbf{I} - \mathbf{A}']^{-1}\mathbf{B}', \quad (45)$$

для которой $q = j\omega$, $C = [1, 0, 0]$, \mathbf{I} – единичная диагональная матрица;

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} S & K_1\tau_H^{-1}\exp(-\zeta/\tau_H) & P/K_{cm} \\ S/K_1\tau_H^{-1} & \exp(-\zeta/\tau_H) & P/K_1\tau_H^{-1}K_{cm} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{B}' = \begin{bmatrix} P \\ P/K_1\tau_H^{-1} \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$S = K_1[1 - \exp(-\zeta/\tau_H)] - P; \quad P = \frac{K_1K_{cm}}{1 - \tau_H/\tau_0}[\exp(-\zeta/\tau_0) - \exp(-\zeta/\tau_H)];$$

K_1 – коэффициент усиления в интеграторе канала преобразования; ζ – длительность замкнутого состояния ключа в интеграторе; $\tau_H = RC$ – постоянная заряда емкостного элемента в цепи интегратора; $\tau_0 = R_0C_0$ – постоянная заряда накопительного емкостного элемента в смесителе; K_{cm} – передаточный коэффициент смесителя.

С учетом переменных в (45) получим

$$W(q) = \frac{P}{\exp(q) - [\exp(-\zeta/\tau_H) + S]} = \frac{P}{\exp(q) - \beta}, \quad (46)$$

где $\beta = \exp(-\zeta/\tau_0) + S$.

Оценим амплитуду самовозбуждений в радиоволновом канале преобразования МВТ-системы:

$$M = E \left[\frac{1}{2} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\exp(q) - g}{P - g + \exp(q)} \right], \quad (47)$$

полагая, что $\beta = 0,5; P = 1; k = \ell = i = 0 \Rightarrow M < 1$.

Таким образом, в системе МВТ отсутствуют периодические колебания, о чем свидетельствует устойчивый режим работы радиоволнового преобразователя, а в рамках данного анализа, с учетом (22) и (41), для линейной модели канала преобразования необходимым и достаточным условием устойчивости является выполнение следующего требования: корни характеристического уравнения преобразователя должны соответствовать условию, при котором $\det[\mathbf{I} - s^{-1}\mathbf{A}(T)] = 0$, и находиться в пределах единичной окружности.

Заключение

Предметное освоение субнаносекундного диапазона в области сигнального сверхкороткоимпульсного радиовидения потребовало создания принципиально новых высокоточных методов и технологий обработки сверхкороткоимпульсных сигналов, позволяющих с пикосекундным разрешением осуществлять формовременную идентификацию профильной конфигурации СКИ-радиоизображений, поскольку получить достоверную информацию о нестационарной конфигурации распределения финитных полей представляется возможным в режиме эквивалентного времени при помощи МВТ-технологий.

Показано, что МВТ-преобразователи реального времени по ряду показателей уступают преобразователям эквивалентного времени, поскольку не способны обеспечить достижение субнаносекундного разрешения при оцифровке и обработке квазифинитных полей СКИ-процессов нестационарной конфигурации без специальных решений в области расширения полосы частот и динамического диапазона с учетом влияния искажений, джиттера тактовых импульсов и т.д.

Для проведения исследований динамических процессов в радиоволновых системах высокоточной стробоскопической регистрации нестационарных СКИ с формонеустойчивой электродинамикой разработаны аналитическая модель МВТ-преобразователя, а также ее программно-численная интерпретация в среде SciLab Xcos, с помощью которой установлено: расширение полосы пропускания МВТ-преобразователя достигается за счет уменьшения динамического диапазона, что обеспечивается разработкой специальных методов преобразования при сохранении или расширении полосы пропускания системы в режиме восстановления СКИ; формирование ИВ сопровождается стохастическими процессами, частота которых лежит вблизи частоты отсечки формирующего устройства, что потребовало анализа формирования ИВ с целью обеспечения заданного динамического диапазона МВТ-преобразователя; периодическое изменение параметров ИВ приводит к динамическому изменению передаточной функции системы МВТ-преобразователя; подбор функции спектральной плотности мощности ИВ на входе ФИВ позволяет повысить коэффициент передачи системы преобразования, что также соответствует повышению уровня ИВ; максимальное отклонение динамического процесса преобразования в МВТ определяется временем нарастания и формой переходной характеристики; для уменьшения переходной характеристики МВТ-преобразователя во времени надо обеспечить минимизацию времени заряда емкостного элемента смесителя; в исследуемой системе МВТ отсутствуют узкополосные гармонические флуктуации, о чем свидетельствует устойчивый режим работы радиоволнового преобразователя; с увеличением отношения длительности ИВ к периоду дискретизации СКИ время нарастания переходной характеристики уменьшается, что имеет практическое значение при построении систем высокоскоростной оцифровки СКИ нестационарной конфигурации; ИВ треугольной конфигурации способны существенно уменьшить время нарастания переходной характеристики канала преобразования.

Получены аналитические выражения, позволяющие установить устойчивость МВТ-преобразователя. Показано, что в исследуемой системе МВТ отсутствуют периодические флуктуации, о чем свидетельствует устойчивый режим работы радиоволнового преобразователя. Проведен анализ переходной и импульсной характеристики МВТ-преобразователя.

Представленные результаты научных исследований получены в рамках выполнения открытой НИР при поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации (уникальный идентификатор «RFMEFI57418X0190»).

Литература

1. Куликов Г.В., Костин М.С. Регистрация и аутентификация нестационарных полей сверхкороткоимпульсных сигналов радиовидения субнаносекундного разрешения. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 11. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/nov19/2/text.pdf>. DOI [10.30898/1684-1719.2019.11.2](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2019.11.2)
2. Будагян И.Ф., Костин М.С. Атактовая оцифровка сверхкоротких импульсов в гибридных системах радиофотонного сканирования // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2016. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar16/5/text.pdf>
3. Будагян И.Ф., Костин М.С. Методы цифровой обработки сверхкороткоимпульсных сигналов при оценке малой угловой девиации фазораспределенных радиоимпульсов в системе радиосенсорной виброметрологической диагностики // Радиотехника и электроника. 2015. Т.60. №8. С.825-834. DOI: [10.7868/S0033849415080033](https://doi.org/10.7868/S0033849415080033).
4. Будагян И.Ф., Костин М.С., Шильцин А.В. Строб-фрейм-дискретизация радиоимпульсов субнаносекундного диапазона // Радиотехника и электроника. 2017. Т.62. № 5. С. 486-492. DOI: [10.7868/S0033849417050047](https://doi.org/10.7868/S0033849417050047).

5. Костин М.С., Бойков К.А. Циклогенеративные системы атактовой оцифровки субнаносекундных радиоимпульсов в радиовидении // Инженерная физика. 2018. №1. С. 41-47.
6. Костин М.С., Бойков К.А. Циклогенеративные системы высокоскоростной оцифровки нестационарных субнаносекундных процессов // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/8/text.pdf>.
7. Костин М.С., Бойков К.А., Котов А.Ф. Высокоточные методы циклоподобной атактовой оцифровки субнаносекундных сигналов // Радиотехника и электроника. 2019. Т.64. № 2. С. 191-194. DOI: [10.1134/S0033849419020104](https://doi.org/10.1134/S0033849419020104).
8. Костин М.С. Субнаносекундные сигналы и технологии: учебное пособие / М. С. Костин. М.: МИРЭА – Российский технологический университет, 2018. 110 с.
9. К. А. Бойков. Разработка и исследование системы радиоимпульсной регенерации для устройств высокоскоростной стробоскопической оцифровки. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2018. №3. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/mar18/6/text.pdf>. DOI: [10.30898/1684-1719.2018.3.2](https://doi.org/10.30898/1684-1719.2018.3.2)

Для цитирования:

Куликов Г.В., Костин М.С., Петленко Д.Б., Ярлыков А.Д. Синтез и анализ радиоволновых систем временной трансформации нестационарных полей сигнального радиовидения субнаносекундного разрешения. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2020. № 5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may20/3/text.pdf>. DOI 10.30898/1684-1719.2020.5.3