

Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения

Белкин М. Е.

*Лаборатория «Сверхвысокочастотные и оптоэлектронные устройства»,
Московский технологический университет (МИРЭА)
просп. Вернадского, 78, Москва, 119454, Российская Федерация
belkin@mirea.ru*

Статья поступила 29 ноября 2016 г.

Аннотация: Рассмотрены основные требования к техническим показателям современных устройств задержки радиосигналов. Выполнены классификация и анализ достигнутых параметров существующих электрических, акустических, спин-волновых, сверхпроводящих и волоконно-оптических устройств задержки. Оценены предельные характеристики активной волоконно-оптической схемы задержки сигналов радиочастотного диапазона.

Ключевые слова: устройство задержки радиочастотных сигналов, активная волоконно-оптическая схема задержки.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.5—2008): Белкин М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018. Т. 1, № 1. С. 103—120.

Для цитирования (ГОСТ 7.0.11—2011): Белкин, М. Е. Сверхширокополосное устройство долговременной задержки радиосигналов: анализ оптимального решения / М. Е. Белкин // *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. — 2018. — Т. 1, № 1. — С. 103—120.

Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices: optimal decisions analysis

M. E. Belkin

*Laboratory of Microwave and Optoelectronic Devices,
Moscow Technological University (MIREA)
78, Vernadskogo Ave., Moscow, 119454, Russian Federation
belkin@mirea.ru*

Received on November 29, 2016

Abstract: *In order to determine the optimal retarding environment for long-term delays of radio frequency (RF) signals, data of the research and development for electric, acoustic-electronic, acoustic-optical, spin, superconducting circuits delay were summarized. It is concluded, that none of the existing classes do not fully meet modern requirements. Comparing technical features (Table 1) have been achieved, showed that in terms of bandwidth and maximum delay time the best option is provided with active electric delay circuit based on a digital radio frequency memory (DRFM), which disadvantages are EMC problems and high power consumption. Evaluations of limiting characteristics for a new approach based on fiber-optic delay circuit clearly show that a single-channel active fiber optic delay circuit (FODC) of RF signals can provide a delay time interval of 3.2 ns to 30 ms in the entire operating band from 50 MHz to 40 GHz.*

Keywords: *retarding of radio frequency signals, fiber-optic delay circuit.*

For citation (IEEE): M. E. Belkin, “Ultra-wideband long-term RF-signal delay devices: optimal decisions analysis,” *Infocommunications and Radio Technologies*, 2018, vol. 1, no. 1, pp. 103–120. (In Russ.). doi: 10.15826/icrt.2018.01.1.08

1. Введение

Устройства задержки непрерывных и импульсных радиочастотных (РЧ) сигналов (УЗ-РЧС), выполняемые на базе набора схем (или линий) задержки, находят широкое применение в аппаратуре современных телекоммуникационных и радиолокационных систем и измерительной технике. К примеру, они используются в диаграммообразующих устройствах активных фазированных антенных решеток (АФАР), приемной аппаратуре систем радиосвязи, радиоэлектронного противодействия (РЭП), радиоопределения и радионавигации, а также в имитаторах цели для калибровки радиолокационных станций (РЛС) в процессе разработки и эксплуатации [1]. В аналоговых и цифровых радиоприемных средствах телекоммуникационных систем для вещания и связи, а также в радиоизмерительных приборах схемы за-

держки входят в состав, например, фильтров, фазовых корректоров, демодуляторов, декодеров и т. д. [2]. Ширина распространения и условий применения определяет широкий диапазон требований к времени задержки, типично составляющий от единиц наносекунд до сотен микросекунд.

Анализ современного мирового развития радиоэлектронных систем показывает, что наиболее эффективным путем построения УЗ-РЧС, удовлетворяющим вышеуказанному требованию, является применение методов и подходов радиофоники (микроволновой фоники) и волоконной либо интегральной оптики [3].

В настоящей статье проводится классификация и сравнительный анализ традиционного и нового принципов построения схем (или линий) задержки РЧ-сигналов на базе волоконно-оптических линий задержки по основным техническим показателям. Для подтверждения преимуществ выполняется количественная оценка их предельных характеристик, включая минимальное время задержки, полосу рабочих частот и вносимые потери.

2. Современные устройства задержки радиочастотных сигналов

По определению [2], идеальными схемами задержки называются устройства в виде линейного четырехполюсника, задерживающие прохождение сигнала в электрической цепи без изменения его формы. При этом под временем задержки понимают время между одинаковыми по уровню значениями входного и выходного периодических сигналов, которые могут быть синусоидальной либо импульсной формы. В соответствии с назначением данные схемы разрабатываются с постоянной либо регулируемой величиной времени задержки. Основными параметрами схем задержки, в частности схем задержки РЧ-диапазона, являются:

— интервал времени задержки, который обычно подразделяют на наносекундный (0,1—100 нс), микросекундный (0,1—100 мкс) и миллисекундный (0,1—10 мс);

— полоса рабочих частот, которая в современных радиосредствах находится в пределах от метрового до миллиметрового диапазонов волн (обычно 30 МГц — 30 ГГц);

— точность величины времени задержки: по данному критерию их обычно разделяют на схемы с малой ($\leq (3-5) \times 10^{-2}$), средней ($= (0,5-3) \times 10^{-2}$) и высокой ($\leq 5 \times 10^{-3}$) относительной точностью;

— вносимые потери, которые должны быть минимальными, но в современных схемах обычно составляют от единиц до десятков децибел;

— мгновенная полоса пропускания, определяющая степень искажения передаваемого сигнала: в современных аналоговых и цифровых радиосредствах требуемые значения находятся в диапазоне 10 МГц — 2 ГГц;

— температурная стабильность времени задержки: типичные требования в современных радиосредствах $\leq (150—300) \times 10^{-6}$ град $^{-1}$;

— относительный уровень ложных сигналов на выходе: типичные требования < -40 дБ;

— массогабаритные характеристики, которые в свете постоянной тенденции к миниатюризации радиосредств, должны быть минимальными.

Применяемые в настоящее время схемы задержки сигналов радиочастотного диапазона можно разделить на пять основных классов (рис. 1) в зависимости от типа рабочего элемента задержки: электрические, акустические, спин-волновые, сверхпроводящие, волоконно-оптические.



Рис. 1. Классификация схем задержки сигналов радиочастотного диапазона.

Fig. 1. Classification of delay circuits of radio frequency signals

Электрические схемы задержки (ЭСЗ) в зависимости от принципа работы и схемы реализации разделяются на два подкласса: пассивные¹ и активные цифровые. Схемы первого подкласса в РЧ- и особенно в СВЧ-диапазоне обычно выполняются на базе линий с распределенными параметрами: коаксиальных и микрополосковых. Принцип их действия основан на конечности скорости распространения электромагнитной энергии в

¹ Вариант пассивных схем задержки с активными элементами, компенсирующими потери мощности, но не изменяющими другие параметры задерживаемых сигналов, будет также относиться к подклассу пассивных.

СВЧ-линии передачи, что приводит к запаздыванию ее выходного сигнала по отношению к входному. Величина запаздывания зависит от конструкции линии и ее геометрической длины. В качестве элемента задержки можно, например, использовать отрезок однородной длинной линии, нагруженной на сопротивление, равное ее характеристическому сопротивлению. Такая линия будет работать в режиме бегущей волны и при отсутствии искажений на частоте ω обладать идеальной передаточной характеристикой, определяемой как:

$$K(\omega) = \exp(-bl) \quad (1)$$

$$\varphi(\omega) = \frac{l}{v} \omega$$

где b — коэффициент затухания в линии, l — длина линии, v — скорость распространения волны. Тогда время задержки сигнала частотой ω будет соответствовать:

$$t_{\omega} = \frac{l}{v} = \frac{\varphi}{\omega} = \frac{l\sqrt{\varepsilon\mu}}{c} \quad (2)$$

где c — скорость света, ε и μ — соответственно относительная диэлектрическая и магнитная проницаемости среды распространения. Для количественной оценки предположим, что в качестве схемы задержки используется коаксиальная линия без потерь с полиэтиленовой изоляцией ($\varepsilon = 2,3$, $\mu = 1$). При подстановке значений в (2) получается, что задержка в линии длиной 1 м составляет $t_{\omega} = 5,05$ нс. То есть для формирования задержки 1 мкс длина линии должна быть почти 200 м. При подстановке в (1) типичных значений b вносимые потери получаются порядка 120 дБ на частоте 1 ГГц и 400 дБ на частоте 10 ГГц, что делает данный подход практически нереализуемым.

В реальных условиях работы аппаратуры при необходимости задержки модулированного непрерывного либо импульсного сигнала, занимающего определенную полосу частот, фазовую характеристику схемы задержки нельзя считать идеальной, вследствие чего вводится параметр, называемый групповым временем задержки:

$$t_d = \frac{d\varphi}{d\omega} \quad (3)$$

Отметим, что в различных задачах в зависимости от требуемой мгновенной полосы пропускания могут быть использованы оба вышеуказанных параметра задержки, однако именно групповая задержка в большинстве реальных случаев определяет время, требуемое для прохождения сигнала через схему [4].

Из проведенного рассмотрения следует, что основными преимуществами пассивных ЭСЗ являются широкая полоса рабочих частот, совпадающая с полосой пропускания РЭС (до 40 ГГц в современных коаксиальных линиях), отсутствие преобразования в другие виды энергии, а основными недостатками — сравнительно большое вносимое ослабление, его зависимость от рабочей частоты ($\sim f^{0,5}$) (от 0,5 дБ/м на 1 ГГц до 2,5 дБ/м на 18 ГГц для СВЧ-кабеля с наружным диаметром 4,2 мм) и относительно слабая изоляция от внешних шумовых воздействий. Количественные значения параметров образцов пассивных электрических элементов задержки на СВЧ-кабелях приведены в сводной таблице параметров ЭСЗ (табл. 1).

Таблица 1. Основные параметры современных схем задержки РЧ-диапазона.

Table 1. The main parameters of modern circuits of RF range delay

Параметр	Электрические		Акустоэлектронные		Акустооптические	Спиновые	Сверхпроводящие
	Пассив.	Актив. Цифр.	ОАВ	ПАВ			
Интервал времени задержки	1,6—100 нс	20 нс—2 с	0,1—20 мкс	0,1—100 мкс	50—500 нс	5—2000 нс	10—100 нс
Диапазон рабочих частот, ГГц	0—18	0,1—3	0,5—10	0,25—1,5	1—40	1—20	1—30
Относительная точность (шаг) задержки, % (нс)	0,1/(5)	0,5/(1)	—	—	—	—	—
Вносимые потери, дБ	0,5—4 дБ/м	25...—5	15—60	10—25	20—30	10—40	5—10
Мгновенная полоса пропускания, МГц	0—18000	100—2000	20—2000	1—750	1—40 ГГц	5—1500	1—30 ГГц
Температурный коэффициент задержки	$8 \cdot 10^{-6}$	—	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$1,2 \cdot 10^{-4}$	—	$4 \cdot 10^{-5}$	—
Относит. уровень ложных сигналов (динамический диапазон), дБн (дБ)	—	—25 (30)	—20 (40)	—15 (40)	—	(50)	(50)
Допустимая входная мощность, Вт	10 (непр.) 50 (пик.)	0,05	1 мВт	10 мВт	1	1 мВт	1
Максимальное время переключения, мс	250—1000	$1 \cdot 10^{-5}$	—	—	—	—	—
Массогабаритные характеристики	Диам. 3 мм/ 20 кг/км	200x65x50 мм/ 0,5 кг	Мини атюр.	Мини атюр.	Средние	Малые	Малые
Потребляемая мощность, Вт	—	50—80	—	—	—	—	—
Замедляющая среда	коакс. кабель	ЦСП	рубин, сапфир	кварц, ниобат лития	ниобат лития	ЖИГ	LaAlO ₃

Подкласс активных электрических схем задержки РЧ-сигналов в настоящее время реализуется в интегральном исполнении (см. рис. 1) в виде так называемой цифровой радиочастотной задержки (DRFM) [5]. Упрощенная структурная схема активной ЭСЗ РЧ-сигналов приведена на рис. 2.



Рис. 2. Упрощенная структурная схема активной электрической схемы задержки РЧ-сигналов.

Fig. 2. A simplified block diagram of an active circuitry of RF signals delay

Принципиальными элементами схемы являются: аналого-цифровой преобразователь (АЦП), преобразующий аналоговый РЧ-сигнал в цифровую форму, цифровой сигнальный процессор (ЦСП), как правило, представляющий собой набор микросхем, осуществляющих операции мультиплексирования, демультиплексирования, запоминания и перемножения цифровых потоков и выполняющий обратное преобразование в РЧ-сигнал цифроаналоговый преобразователь (ЦАП). К основным достоинствам данного подкласса ЭСЗ относятся:

- миниатюрность, что особенно важно для подвижных радиосредств;
- широкий диапазон задержек от наносекунд до сотен миллисекунд;
- возможность применения усовершенствованных методов обработки сигналов, основанных на спектральном анализе и корреляционной обработке;
- возможность одновременной обработки множества радиолокационных целей.

Однако имеется ряд эксплуатационных недостатков, например: необходимость дополнительного преобразования в цифровую форму, относительно высокое энергопотребление, работа в ограниченном диапазоне частот, что в большинстве практических случаев требует дополнительных понижающего и повышающего преобразований частоты, необходимость тщательного экранирования аналоговых и цифровых узлов схемы. Количественные значения параметров образцов активных электрических схем задержки (DRFM) приведены в табл. 1.

Чтобы получить достаточно большое время задержки при небольших габаритах устройства, необходима замедляющая среда, скорость распространения в которой значительно меньше скорости распространения

электромагнитной волны. Такими устройствами являются акустические схемы задержки, которые получили широкое распространение в современной радиоэлектронной и оптической аппаратуре. В соответствии с назначением и рабочим диапазоном их можно разделить на два подкласса: акустоэлектронные и акустооптические.

Акустоэлектронные схемы задержки РЧ-диапазона в основном реализуются на объемных (ОАВ) либо поверхностных акустических волнах (ПАВ). В схемах данного подкласса электромагнитная волна радиодиапазона преобразуется в упругую волну ультразвукового либо гиперзвукового диапазона со значительно меньшей скоростью распространения, а затем — снова в электромагнитную.

В гиперзвуковых схемах задержки объемного типа в качестве звукопровода используются диэлектрические материалы с низким значением тангенса угла потерь в РЧ-диапазоне: рубин, сапфир. Возбуждение осуществляется с помощью пленочных пьезоэлектрических преобразователей, в основном на базе CdS и ZnO, напыленных на металлизированные торцы пластины звукопровода. Максимальное время задержки составляет 15—20 мкс на частотах 1—3 ГГц и 1—5 мкс на частотах порядка 10 ГГц [6]. Достоинствами схем данного типа являются миниатюрность, широкий диапазон задержек, достаточно широкая для многих применений полоса пропускания (относительная ширина полосы до 50 %). Основные проблемы — большой уровень вносимых потерь, слабое подавление незадержанных сигналов, ограничения по допустимой входной мощности. Количественные значения параметров образцов акустоэлектронных схем задержки на ОАВ приведены в табл. 1.

Самое широкое распространение в радиоэлектронной аппаратуре (РЭА) получили РЧ-схемы задержки на ПАВ [7]. Упрощенно: ПАВ — это упругие возмущения, распространяющиеся в тонком (порядка длины волны) приповерхностном слое твердого тела. Ввод и вывод сигналов здесь осуществляется с помощью встречно-штыревых преобразователей, каждый из которых представляет собой решетку в виде ряда противофазных электродов, в основном из алюминия, нанесенных на поверхность пьезоэлектрического звукопровода, например из кристаллического кварца либо ниобата лития. Рабочий диапазон частот схем задержки на ПАВ определяется возможностями планарной технологии формирования решетки преобразователей и охватывает полосу от единиц мегагерц до единиц гигагерц. Максимальное время задержки в РЧ-диапазоне составляет единицы микросекунд, относительная ширина полосы пропускания — до 30—40 %, вносимые потери — до 30—40 дБ. К достоинствам схем задержки данного

подкласса можно отнести миниатюрность и возможность использования в составе интегральных схем, к недостаткам — большие вносимые потери и сравнительно небольшое подавление ложных сигналов. Количественные значения параметров образцов акустоэлектронных схем задержки на ПАВ приведены в табл. 1.

Серьезное практическое применение подкласса акустооптических схем задержки началось в последние 20 лет в связи с разработкой полностью оптических устройств обработки сигналов локальных волоконно-оптических систем различного назначения [8]. Принцип их действия также основан на меньшей скорости распространения звуковой волны по сравнению с электромагнитной волной, в данном случае — оптического диапазона. Ввод радиочастотного сигнала осуществляется с помощью пьезоэлектрического преобразователя, вывод — с помощью оптико-электрического преобразователя. Созданные преобразователем механические колебания, распространение которых, как и в других устройствах данного класса, обеспечивается посредством объемных либо поверхностных волн, вызывает изменение показателя преломления за счет фотоупругого эффекта. Основным достоинством схем данного подкласса является простота обеспечения регулируемой задержки, что реализуется с использованием дифракции Рамана — Ната либо Брэгга. Из них более перспективными считаются брэгговские замедляющие ячейки, у которых гораздо сильнее выражен фотоупругий эффект. Очевидный недостаток состоит в малой эффективности (больших вносимых потерях) из-за многократного преобразования энергии. Количественные значения параметров образцов акустооптических схем задержки приведены в табл. 1.

Следующий класс, по сути являющийся магнитным аналогом рассмотренных выше акустических схем задержки, — спин-волновые схемы задержки сигналов СВЧ-диапазона — привлекателен прежде всего с точки зрения увеличения верхней частоты рабочего диапазона, которая по прогнозам может достигать 60 ГГц [9]. В этих устройствах в качестве рабочей среды применяются монокристаллические магнитные материалы: железиттриевый гранат (ЖИГ), висмут-кальций-ванадиевые феррогранаты и др. Внешнее статическое магнитное поле приводит данные материалы в состояние магнитного насыщения с одинаковой ориентацией всех магнитных моментов электронов (спинов), и управляющее магнитное поле входного СВЧ-преобразователя вызывает колебания спинов. Процесс распространения этих колебаний в магнитоупругой среде по направлению к выходному преобразователю называют спиновой волной, являющейся волной прецессии магнитного момента электронов. Эту волну можно класси-

фицировать как магнитостатическую, поскольку она является медленной электромагнитной волной (групповая скорость 3—300 км/с) с преимущественным компонентом магнитного поля. При этом величина коэффициента замедления составляет 10^3 — 10^5 . В замедляющих устройствах на магнитостатических волнах (МСВ), как и в рассмотренных выше акустооптических устройствах, можно достаточно просто регулировать время задержки, что реализуется путем изменения значения и распределения напряженности управляющего магнитного поля.

В зависимости от взаимной ориентации управляющего (подмагничивающего) поля \vec{H}_0 , направления распространения МСВ и волнового вектора \vec{k} схемы задержки данного класса можно разделить на три типа: на поверхностных МСВ ($\vec{H}_0 \perp \vec{k}$, направление МСВ параллельно подложке), на прямых объемных МСВ ($\vec{H}_0 \perp \vec{k}$, направление МСВ перпендикулярно подложке), на обратных объемных МСВ ($\vec{H}_0 \parallel \vec{k}$). При равномерном магнитном поле и неограниченной ферритовой среде МСВ бездисперсионны, т. е. реализованные на них схемы задержки обладают очень широкой полосой пропускания. Металлизация боковых граней ферритового слоя приводит к эффекту волновой дисперсии и к появлению многомодовой структуры в схемах задержки на объемных МСВ. Зависимость удельного затухания МСВ L в дБ/мкс от рабочей частоты f в ГГц достаточно хорошо аппроксимируется выражением [9]: $L = 16,4 + 1,15f$. Отсюда следует, что вносимые потери идеальной схемы задержки на МСВ с величиной задержки 1 мкс составляют примерно 20 дБ на частоте 3 ГГц и примерно 30 дБ на частоте 10 ГГц. Однако при реализации схем задержки на МСВ необходимо также учитывать дополнительные потери во входном и выходном преобразователях, составляющие от единиц до десятков децибел. Помимо сравнительно больших вносимых потерь, очевидным недостатком данных схем задержки с точки зрения применения в радиоэлектронной аппаратуре является малое значение линейной входной мощности, не превышающее 1 мВт. Дополнительное достоинство этого класса схем состоит в возможности оптического управления задержкой. Количественные значения параметров образцов спин-волновых схем задержки СВЧ-диапазона приведены в табл. 1.

В пригодных для практического применения в РЭА сверхпроводящих схемах задержки сигналов РЧ-диапазона повсеместно используется открытый в конце прошлого столетия эффект высокотемпературной сверхпроводимости (ВТСП). Устройства данного класса схемотехнически

являются сверхпроводящим аналогом рассмотренных выше ЭСЗ РЧ-диапазона на основе линий с распределенными параметрами [10]. Однако формирование СВЧ-линий передачи на сверхпроводящих подложках, например на основе LaAlO_3 , фактически в отсутствие вносимых потерь при высокой относительной диэлектрической проницаемости (порядка 25—30) согласно (2) принципиально позволяет создавать устройства, сочетающие низкие потери и широкополосность класса электрических схем задержки и миниатюрность класса акустических схем задержки. К примеру, реализованная на основе копланарной линии 100-нс сверхпроводящая схема задержки СВЧ-сигналов имеет габариты $90 \times 96 \times 12$ мм. Для сравнения: длина аналогичной линии задержки на основе коаксиального кабеля согласно (2) составляет более 20 м. Другие количественные значения параметров сверхпроводящих схем задержки сигналов РЧ-диапазона приведены в табл. 1.

Из анализа данных табл. 1 можно сделать вывод, что ни один из существующих классов схем задержки РЧ-диапазона в полной мере не удовлетворяет указанным выше требованиям. Основными проблемами являются недостаточно широкий интервал времени задержки, чрезмерные вносимые потери даже при узкой полосе пропускания, формирование и недостаточное подавление ложных сигналов, плохие эксплуатационные параметры. В качестве принципиального недостатка всех указанных выше электронных схем задержки можно назвать недостаточную электромагнитную совместимость с другими входящими в устройство узлами, что требует тщательного экранирования. Тем не менее наилучшие параметры с точки зрения реализации сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиочастотных сигналов (СУДЗ-РЧС) обеспечиваются с использованием активной электрической схемы задержки на базе DRFM в интегральном исполнении.

В связи с этим возникла необходимость поиска УЗ-РЧС с использованием других принципов задержки РЧ-сигналов, и здесь перспективным вариантом считается СУДЗ-РЧС на базе волоконно-оптической линии задержки (рис. 1), которое реализуется в виде так называемой активной волоконно-оптической схемы задержки (ВОСЗ). В отношении волоконно-оптических линий задержки уже более 25 лет тому назад предсказано, что благодаря компактности, низким потерям, широкой полосе, нечувствительности к электромагнитным наводкам данный класс устройств долговременной задержки найдет эффективное применение в РЭА, в первую очередь в измерительной технике, радиолокационных станциях, различных устройствах обработки сигналов диапазона выше 1 ГГц [11].

3. Оценка предельных характеристик активной волоконно-оптической схемы задержки сигналов РЧ-диапазона

Минимальное время задержки. Из описанного выше принципа работы данного класса схем задержки понятно, что минимальное замедление РЧ-сигнала можно реализовать при соединении ПОМ и ПРОМ с помощью короткого отрезка оптического волокна, минимальная длина которого из технологических соображений составляет 0,2 м. При этом полная задержка будет определяться не только задержкой в волокне (примерно 1 нс), но и инерционностью процессов в активных компонентах: СВЧ-усилителях, лазерном излучателе, фотодетекторе. В результате для заданной верхней частоты полосы пропускания минимальное время задержки в одном канале составляет 1,5—2 нс. В многоканальной переключаемой ВОЛЗА необходимо учитывать скорость коммутации каналов, в частности, время переключения при использовании полупроводникового СВЧ-переключателя составляет типично 50 нс и минимально 10 нс, а при использовании оптического переключателя — типично 1—5 мс (электрохимический переключатель) и минимально ≤ 1 нс (электрооптический переключатель).

Полоса рабочих частот. Одно из важных достоинств активных волоконно-оптических схем задержки, как и электрических схем задержки РЧ-сигналов, состоит в их принципиальной широкополосности. При этом полоса рабочих частот, в отличие, например, от акустоэлектронных и спин-волновых схем задержки, в общем случае равна полосе пропускания устройства. Оценим предельные значения нижней и верхней частот рабочего диапазона ВОСЗ. В структурной схеме исследуемой активной ВОСЗ самыми узкополосными узлами являются СВЧ-усилители. Однако они не являются ее принципиальными элементами и могут быть исключены в случае отсутствия жестких требований к величине вносимых потерь. В связи с этим оценку предельных частотных возможностей ВОСЗ правомерно провести с учетом только характеристик ключевых компонентов: лазерных излучателей, оптического волокна и фотодиодов.

В области низких модулирующих частот в лазерных излучателях возникают существенные избыточные шумы, например, вследствие температурных эффектов, переключения мод и т. д. [12], поэтому нижняя граница полосы рабочих частот будет составлять 40—50 МГц. В области верхних частот известны разработки полупроводниковых лазеров с полосой прямой модуляции током инжекции либо с внешней модуляцией до 40 ГГц [13] и фотодиоды с полосой пропускания до 50 ГГц [14]. То есть верхняя частотная граница ВОСЗ с большим временем задержки будет скорее определяться оптическим волокном, ширина полосы которого, как

известно [15], обратно пропорциональна его длине, что связано с влиянием дисперсии. Оценим ее. Типичное значение коэффициента широкополосности стандартного одномодового оптического волокна типа SMF-28 при использовании экономичного лазерного излучателя с резонатором Фабри — Перо (ЛФП) составляет 1000 ГГц·км в спектральном диапазоне 1300 нм и 20 ГГц·км в другом широко применяемом спектральном диапазоне ВОСП 1550 нм [15]. Как известно, хроматическая дисперсия волокна и, следовательно, коэффициент его широкополосности также зависят от ширины линии излучения лазера, которая для ЛФП составляет сотни гигагерц. То есть путем увеличения максимального времени задержки (длины волокна) является применение лазера с относительно узкой линией излучения. Данный подход был реализован в телекоммуникационных ВОСП путем применения лазера с распределенной обратной связью (ЛРОС) и поверхностно излучающего лазера с вертикальным резонатором (VCSEL), ширина линии излучения которых не более 10 МГц. Отметим, что последний типа лазера в наибольшей степени соответствует вышеописанным ключевым показателям СУДЗ-РЧС, поскольку потребляемая им мощность в 5—10 раз меньше, чем ЛРОС [16]. Результаты оценки верхней границы полосы рабочих частот ВОСЗ [17] при функционировании в спектральных диапазонах 1300 нм и 1550 нм и использовании волокна типа SMF-28, ЛФП и VCSEL представлены на рис. 3.

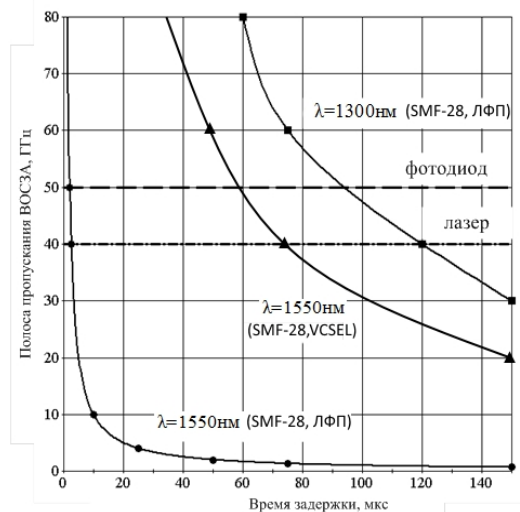


Рис. 3. Зависимость полосы рабочих частот активной ВОСЗ от требуемой величины времени задержки.

Fig. 3. Dependence of active FODC operating frequency band vs. the required value of delay time

Как следует из рисунка, верхний предел интервала задержки ВОСЗ по оптоэлектронным компонентам составляет 120 мкс при работе ее в спектральном диапазоне 1300 нм, лишь 2,5 мкс (почти в 50 раз меньше) — в спектральном диапазоне 1550 нм при использовании лазера с резонатором Фабри — Перо и более 70 мкс — при использовании лазера типа VCSEL. При необходимости реализации больших временных задержек верхняя граница полосы рабочих частот ВОСЗ будет определяться частотной характеристикой волокна в соответствии с рис. 3. Таким образом, оптимальным условием функционирования разрабатываемого СУДЗ-РЧС будет работа его узла формирования оптического сигнала в спектральном диапазоне 1550 нм с минимальными потерями в волокне и использование VCSEL или ЛПРОС с непосредственной либо внешней модуляцией.

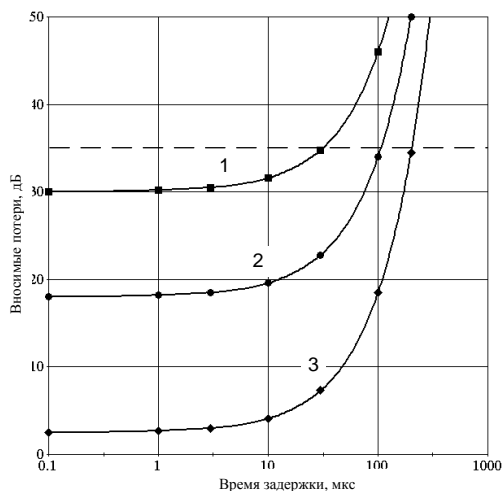


Рис. 4. Зависимость полосы рабочих частот активной ВОСЗ от требуемой величины задержки: 1 — сверхширокополосная, без СВЧ-усилителей; 2 — узкополосная, без СВЧ-усилителей; 3 — сверхширокополосная, с СВЧ-усилителями.

Fig. 4. Dependence of active FODC operating frequency band vs. the required value of delay: 1 – ultra-wideband, without microwave amplifiers; 2 – narrowband, without microwave amplifiers; 3 – ultra-wideband, with microwave amplifiers

Вносимые потери. С целью приближения результатов расчета к практическим устройствам определим этот также принципиальный параметр схем задержки для трех вариантов построения активной ВОСЗ:

— для сверхширокополосной ВОСЗ (с относительной шириной полосы пропускания более 100 %) без применения СВЧ-усилителей, для чего требуется диссипативное согласование импедансов на входе ПОМ и на выходе ПРОМ [18];

— для сравнительно узкополосной ВОСЗ (с относительной шириной полосы пропускания менее 50 %) без применения СВЧ-усилителей, для чего требуется недиссипативное согласование [18];

— для сверхширокополосной ВОСЗ с применением СВЧ-усилителей.

Полученные по приведенным выше формулам результаты оценки вносимых потерь в интервале времени задержки от 0,1 до 200 мкс представлены на рис. 4. Расчеты проведены на центральной частоте рабочего диапазона разрабатываемого СУДЗ-РЧС 12 ГГц. На том же рисунке пунктирной линией на уровне 35 дБ отложен предел потерь, которые могут быть эффективно скомпенсированы с помощью современных микросхем усилителей СВЧ-диапазона. Как следует из рисунка, максимальные величины времени задержки составляют 30 мкс для первого варианта и примерно 110 мкс для второго варианта. Кроме того, кривая 3 данного рисунка позволяет предположить, что с помощью введения СВЧ-усилителей в ПОМ и ПРОМ можно увеличить допустимое время задержки, обеспечиваемое одним каналом ВОСЗ, до 200 мкс.

4. Заключение

В данной статье с целью определения оптимальной среды задержки для сверхширокополосного устройства долговременной задержки радиочастотных сигналов (СУДЗ-РЧС) обобщены данные исследований и разработок электрических, акустоэлектронных, акустооптических, спиновых, сверхпроводящих схем задержки. В результате сделан вывод, что ни один из существующих классов схем задержки РЧ-диапазона в полной мере не удовлетворяет современным требованиям. Сравнение достигнутых технических показателей (табл. 1) показало, что с точки зрения ширины полосы и максимального времени задержки наилучшие параметры обеспечиваются с использованием активной электрической схемы задержки на базе цифровой радиочастотной памяти (DRFM) в интегральном исполнении, недостатками которой являются проблемы электромагнитной совместимости и высокая мощность потребления. Проведенные оценки предельных характеристик нового подхода на базе волоконно-оптической схемы задержки ясно показывают, что в рассмотренной одноканальной активной волоконно-оптической схеме задержки сигналов СВЧ-диапазона можно обеспечить интервал времени задержки от 2—3 нс до 30 мкс во всей полосе рабочих частот от 50 МГц до 40 ГГц. В данной полосе рабочих частот время задержки может быть увеличено до 110—120 мкс при возможности работы устройства в сравнительно узкой (относительная ширина до 50 %)

полосе пропускания. Отметим также, что благодаря указанной выше относительно малой задержке в оптическом волокне разрешающая способность (либо шаг замедления) активной ВОСЗ может быть на уровне всего лишь единиц наносекунд. Однако оперативно регулировать время задержки, а также создавать устройства с регулируемым временем задержки можно только путем реализации многоотводной многокаскадной структуры.

Источники финансирования и выражение признательности

Работа выполнена при поддержке Минобрнауки России (шифр проекта RFMEFI60715X0138).

Список литературы

1. Parker D., Zimmermann D. C. Phased arrays-part II: implementations, applications, and future trends // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 50-th Anniversary Issue. 2002. Т. 50, № 3. С. 688—698.
2. Фролов А. Д. Радиодетали и узлы. М. : Высшая школа, 1975. 440 с.
3. Белкин М. Е., Кудж С. А., Сигов А. С. Новые принципы построения радиоэлектронной аппаратуры СВЧ-диапазона с использованием радиофотонной технологии // *Российский технологический журнал*. 2016. № 1 (10). С. 4—20.
4. Маттей Д. Л., Янг Л., Джонс Е. М. Т. Фильтры СВЧ, согласующие цепи и цепи связи. М.: Связь, 1971. 439 с.
5. A Mixed-signal ASIC for Digital RF Memory Applications // *LNx Corp., Microwave Journal*. 2004. Режим доступа: <http://www.microwavejournal.com/articles/print/1555-a-mixed-signal-asic-for-digital-rf-memory-applications> (дата обращения: 29.11.2016).
6. Microwave acoustic materials, device, and applications / Weigel R. [et al.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002. Vol. 50, № 3. P. 738—749.
7. Речицкий В. И. Радиокomпоненты на поверхностных акустических волнах. М. : Радио и связь, 1984. 112 с.
8. Kumar A. Antenna design with fiber optics. London : Artech House, 1996. 201 с.
9. Magnetostatic Waves / Adam J. D. [et al.] // *Physics of Thin Films — Advances in Research and Development*. Т. 15. Thin Films for Advanced Electronic Devices. Boston : Academic Press, 1991. 141 с.
10. Mansour R. R. Microwave superconductivity // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 2002. Т. 50, № 3. С. 750—759.
11. Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing / Newberg I. L. [et al.] // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1990. Vol. 38, № 5. P. 864—866.
12. Petermann K. Laser Diode Modulation and Noise. Dordrecht : Kluwer Academic Publishers, 1988. 310 с.
13. Dagli N. Wide-Bandwidth Lasers and Modulators for RF Photonics // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1999. Т. 47, № 7. С. 1151—1171.
14. Kato K. Ultrawide-band/high-frequency photodetectors // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 1999. Т. 47, № 7. С. 1265—1281.
15. Скляр О. К. Волоконно-оптические сети и системы связи. М. : СОЛОН-Пресс, 2004. 272 с.
16. Белкин М. Е., Яковлев В. П. Викселоника — новое направление оптоэлектронной обработки радиосигналов. Часть 1. Компонентная база // *Электроника : Наука, технология, бизнес*. 2015. № 3. С. 92—112.

17. Белкин М. Е., Белкин Л. М. Исследование эффективности применения полупроводникового лазерного излучателя для передачи многоканального аналогового сигнала СВЧ-диапазона // Нано- и микросистемная техника. 2009. № 11. С. 32—37.
18. Белкин М. Е., Сигов А. С. Новое направление фотоники — сверхвысокочастотная оптоэлектроника // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54, № 8. С. 901—914.

Acknowledgement

The work was supported by the Russian Ministry of Education (project RFMEFI 60715X0138).

References

- [1] D. Parker and D. C. Zimmermann, “Phased arrays-part II : implementations, applications, and future trends,” *Microw. Theory Tech. IEEE Trans.*, vol. 50, no. 3, pp. 688–698, 2002.
- [2] A. D. Frolov, *Radiodetali i uzly* [Radio components and blocks]. Moscow: Vysshaya shkola, 1975. (In Russ.).
- [3] M. E. Belkin, S. A. Kudzh, and A. S. Sigov, “Novel principles of microwave band radioelectronic devices design with the use of microwave photonics technology,” *Russ. Technol. J.*, no. 1, pp. 4–20, 2016. (In Russ.).
- [4] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave filters, impedance-matching networks, and coupling structures*. Moscow: Svyaz', 1971. (In Russ.).
- [5] “A Mixed-signal ASIC for Digital RF Memory Applications,” *LNX Corp., Microwave Journal*, 2004. [Online]. Available: <http://www.microwavejournal.com/articles/print/1555-a-mixed-signal-asic-for-digital-rf-memory-applications>. [Accessed: 29-Nov-2016].
- [6] R. Weigel, D. P. Morgan, J. M. Owens, A. Ballato, K. M. Lakin, K. Y. Hashimoto, and C. C. W. Ruppel, “Microwave acoustic materials, devices, and applications,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3. pp. 738–749, 2002. doi: 10.1109/22.989958
- [7] V. I. Rechitskii, *Radiokomponenty na poverkhnostnykh akusticheskikh volnakh* [Radio components on the basis of surface acoustic waves]. Moscow: Radio i svyaz', 1984. (In Russ.).
- [8] A. Kumar, *Antenna design with fiber optics*. London: Artech House, 1996.
- [9] J. D. Adam, et al., “Magnetostatic Waves,” in *Physics of Thin Films – Advances in Research and Development. Volume 15. Thin Films for Advanced Electronic Devices*, Boston: Academic Press, 1991.
- [10] R. R. Mansour, “Microwave superconductivity,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 3. pp. 750–759, 2002. doi: 10.1109/22.989959
- [11] I. L. Newberg, C. M. Gee, G. D. Thurmond, and H. W. Yen, “Long Microwave Delay Fiber-Optic Link for Radar Testing,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 38, no. 5, pp. 664–666, 1990.
- [12] K. Petermann, *Laser Diode Modulation and Noise*. Dordrecht: Kluwer Academic Publishers, 1988.
- [13] N. Dagli, “Wide-bandwidth lasers and modulators for RF photonics,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7 PART 2, pp. 1151–1171, 1999. doi: 10.1109/22.775453
- [14] K. Kato, “Ultrawide-band/high-frequency photodetectors,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 7, pp. 1265–1281, 1999.
- [15] O. K. Sklyarov, *Volokonno-opticheskie seti i sistemy svyazi* [Fiber optic networks and communication systems]. Moscow: SOLON-Press, 2004. (In Russ.).

- [16] M. E. Belkin and V. P. Yakovlev, "VCSEL Photonics – New optoelectronic method for RF signals processing," *Electron. Sci. Technol. Bus.*, no. 3, pp. 92–112, 2015. (In Russ.).
- [17] M. E. Belkin and L. M. Belkin, "Research of Semicondurtor Laser Productivity for Microwave-band Subcarrier Multiplexed Analog Signal Transmission," *J. Nano Microsyst. Tech.*, no. 11, pp. 32–37, 2009. (In Russ.).
- [18] M. E. Belkin and A. S. Sigov, "Some trend in super-high frequency optoelectronics," *J. Commun. Technol. Electron.*, vol. 54, no. 8, pp. 855–868, 2009. (In Russ.).