НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

СИСТЕМЫ СИНХРОНИЗАЦИИ, ФОРМИРОВАНИЯ И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

№5-2020 год

Главный редактор

Пестряков Александр Валентинович,
д.т.н., профессор, декан факультета Радио и Телевидения, Московский технический университет связи и информатики

Редколлегия:

Кулешов Валентин Николаевич,
д.т.н., профессор, Московский энергетический институт (ТУ), Москва, Россия

Иванюшкин Роман Юрьевич,
Branch Director (директор филиала) of the IEEE Worldwide Limited in the Russian Federation; Chairman of Russian (Moscow) IEEE Circuits and Systems (CAS04) Chapter, к.т.н., Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Дмитриев Александр Сергеевич,
д.ф.-м.н., профессор, Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, Москва, Россия

Казаков Леонид Николаевич,
д.т.н., профессор, зав. кафедрой Радиотехнических систем, Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова, Ярославль, Россия

Карякин Владимир Леонидович,
д.т.н., профессор, Поволжский государственный университет телекоммуникаций и информатики, Самара, Россия

Рыжков Анатолий Васильевич,
д.т.н., главный научный сотрудник, профессор, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Строганова Елена Петровна,
д.т.н., профессор, Начальник Испытательной лаборатории средств связи и вещания, Московский технический университет связи и информатики, Москва, Россия

Учредитель:
ООО «ИД Медиа Паблишер»

Номер подписан в печать 20.10.2020 г.

СОДЕРЖАНИЕ

Макаревич А.Л., Соковнич С.М., Гонцов Р.С., Смелянец Ю.В.
Анализ возможности реализации устройств синхронизации, работающих по технологии OFDM, на КМОП-транзисторах с субмикронными стандартами проектирования в высокоскоростных системах передачи данных **4**

Носков В.Я., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д., Ермак Г.П., Васильев А.В.
Автодинный отклик синхронизированных свч генераторов по изменению выходной мощности **8**

Дементьев В.Е., Андриянов Н.А., Васильев К.К.
Использование аугментации изображений и реализация дважды стохастических моделей для повышения эффективности нейросетевых алгоритмов распознавания образов в сверточных нейронных сетях **15**

Комаров С., Гранковский К., Семенов О.
Широкополосная антишумовая приёмная антенна **23**

Рыжаков В.В., Прохорова Е.В.
Цифровая обработка сигналов электрокардиограммы в распределенной вычислительной системе **35**

Бирюкова О.В., Корецкая И.В.
Ультразвуковой датчик перемещения **44**

АНАЛИЗ ВОЗМОЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ УСТРОЙСТВ СИНХРОНИЗАЦИИ, РАБОТАЮЩИХ ПО ТЕХНОЛОГИИ OFDM, НА КМОП-ТРАНЗИСТОРАХ С СУБМИКРОННЫМИ СТАНДАРТАМИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ В ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Макаревич А.Л., Соковнич С.М. Гонцов Р.С., Смелянец Ю.В.,
ГОУ «Приднестровский государственный университет им. Т.Г. Шевченко» (ПГУ),
Тирасполь, Молдова, Приднестровье
mccar-bendery@mail.ru

Аннотация

В статье дан анализ схемотехнических решений и результаты моделирования схемы некоторых вариантов построения петли фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ – PLL), которая содержит следующие компоненты: фазовые детекторы (PD), управляемые напряжением генераторы (VCO), пассивные и активные фильтры нижних частот(LPF) и счетчик – делитель частоты(C-FD). Основные компоненты PLL: PD, VCO и C-FD реализованы по классической КМОП схемотехнике. Предлагаемые решения реализации компонентов на КМОП-транзисторах с субмикронными проектными нормами позволили добиться значительного увеличения рабочих частот.

Ключевые слова

Фазовая автоподстройка частоты (PLL), компоненты PLL, фазовые детекторы (компараторы), управляемые напряжением генераторы (VCO), фильтры нижних частот (LPF), счетчик/делитель частоты (C-FD), SPICE модели компонентов PLL.

Введение

Ограниченные возможности электронных устройств в современных сетях передачи данных, к сожалению, являются основным препятствием для развития сетей. Появление оптических систем с терабитной и петабитной скоростями передачи [1], хотя и реализованных на основе технологий волнового мультиплексирования WDM, предъявляет довольно высокие требования к электронным устройствам управления, отвечающим за формирование форматов кадров соответствующих иерархий: синхронных SDH и оптических OTH.

Использование мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM) и технологий множественного ввода/вывода (MIMO) в оптических сетях и радиоканалах для высокоскоростной передачи данных предъявляет повышенные требования к системам синхронизации и помехоустойчивым методам кодирования [2]. Так, например, перед демодуляцией поднесущих приемник OFDM должен решить две проблемы синхронизации. Во-первых, он должен найти границы символа и определить, какие моменты времени являются оптимальными для временной синхронизации, чтобы минимизировать влияние межсимвольной интерференции (Intersymbol Interference - ISI) и интерферирующих между собой поднесущих час тот (Intercurrier Interference - ICI). Второе - он должен оценить и скорректировать сдвиг несущей частоты принятого сигнала, потому что любой такой сдвиг приведет к интерференции между поднесущими частотами [2].

В нашей работе мы изучали схемотехнические решения для создания компонентов ФАПЧ, обеспечивающие стабильную работу в цифровых устройствах систем связи, реализуемых на основе классической КМОП технологии с проектными нормами 90 *нм*, производство которых вполне возможно в Российской Федерации [3].

Как правило, в инфокоммуникационных системах функция поддержания синхронной работы всех устройств, установленных после передатчика, выполняется выделителями тактовой частоты, которые извлекают ее из принимаемого сигнала [4]. Помимо тактовой синхронизации существуют также цикловая и сверхцикловая синхронизации, которые формируются из тактовой частоты и должны быть синхронными и синфазными с ней. В высокоскоростных цифровых системах передачи (DSP) метод так называемой «активной фильтрации» [4] используется для выделения тактовой частоты, основанный на использовании устройств с фазовой автоподстройкой частоты (PLL) [5]. Особую роль играют синхронизация в цифровых системах радиосвязи и радионавигации [6]. Варианты ФАПЧ различны, но проблема, решаемая с их помощью, одинакова, и она заключается в правильной привязке тактового сигнала к битовым интервалам принимаемых данных [5, 7, 8].

Рассмотрены также традиционные схемотехнические решения для построения системы ФАПЧ [5, 7], содержащие несколько вариантов для генераторов, управляемых напряжением (VCO), фазовые детекторы (PD), которые управляют ключами на транзисторах M1 и M2, пассивный и активные фильтры нижних частот, инвертор D3, управляющий транзистором M1, и 12-разрядный счетчик / делитель частоты – это C-FD (рис. 1). Если необходима работа на частотах 1-10 ГГц, то рассматриваемые компоненты ФАПЧ могут использоваться в узлах и блоках системы цифровой синхронизации (DSS) для применения в высокоскоростных системах передачи данных [5, 7, 8], а счетчик / делитель частоты C-FD позволит получить сетку ортогональных частот, которые будут ниже тактовой частоты всей системы передачи данных, но синхронны и синфазны с ней.

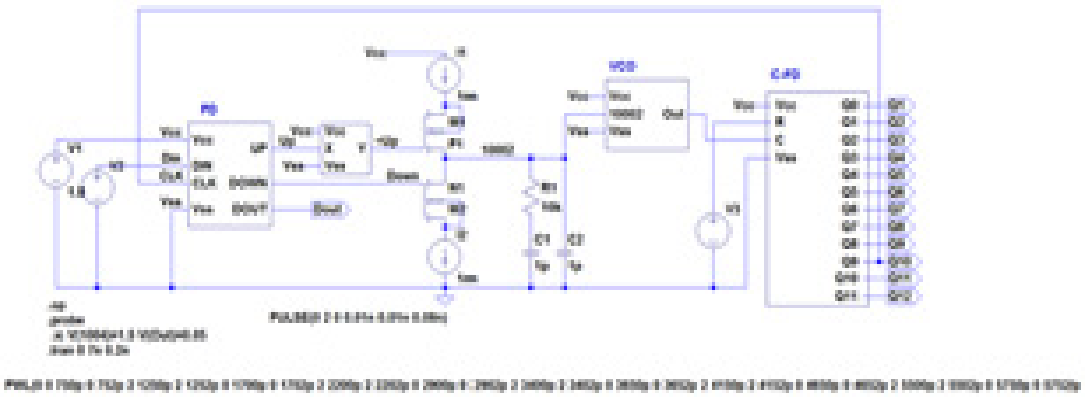


Рис. 1. Схема устройства ФАПЧ

Результаты, представленные в работе, получены путем моделирования в пакете LTSpice с использованием характеристик КМОП-транзисторов с субмикронными размерами элементов. Исходные данные с параметрами моделей субмикронных транзисторов (стандарты проектирования 90 *нм*) были позаимствованы из [10] и на официальных сайтах [11, 12] и исправлены определенным образом. В частности, реальные геометрические размеры транзисторов, значения сопротивлений и емкостей областей стоков, истоков и затворов транзисторов. Тип используемых моделей level = 3.

На рисунке 2 приведена схема VCO, построенного на основе кольцевого генератора на основе 5 КМОП инверторов на транзисторах M1 - M10. Управление выходной частотой VCO осуществляется за счет изменения сопротивлений каналов транзисторов Mo3 и Mo4 двунаправленного ключа.

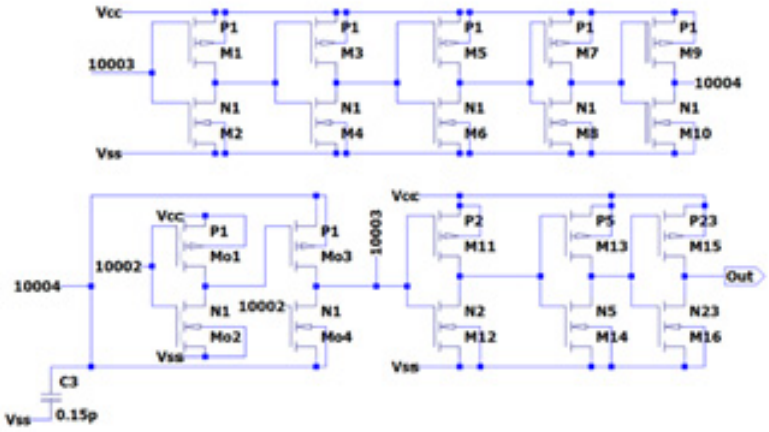


Рис. 2. Схема генератора, управляемого напряжением (VCO)

Выход кольцевого генератора через двунаправленный переключатель на транзисторах Mo3, Mo4 подключен к емкости C3, изменяя которую также можно задавать выходную частоту VCO. Инвертор на транзисторах Mo1, Mo2 управляет работой ключа. Выходной каскад на транзисторах M11 – M16 обеспечивает возможность работы на нагрузку большой емкости.

Детектор описан в нашей предыдущей работе [9]. Согласно результатам новых исследований, стабильная работа VCO была получена при напряжениях питания Vcc в диапазоне 0,6-2,0 В.

Результаты приведены в таблице 1 и они показывают, что рабочая частота лежит в диапазоне 2-4 ГГц.

Таблица 1

Vcc, V	Vc, V	Period, ns	Frequency, GHz
0,8	0,4	0,45	2,2
1	0,6	0,4	2,4
1	0,8	0,36	2,75
1,2	1	0,33	3
1,5	1,2	0,3	3,32
1,5	1,4	0,29	3,46
1,8	1,6	0,26	3,8

На рисунке 3 показана зависимость частоты выходного сигнала от величины входного управляющего напряжения.

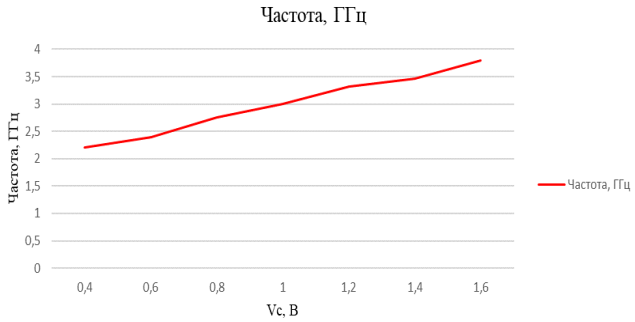


Рис. 3. Зависимость выходной частоты VCO от входного управляющего напряжения

На рисунке 4 показан выходной сигнал кольцевого генератора при напряжении питания Vcc = 1,8 В и входном управляющем напряжении Vc = 1,6 В.

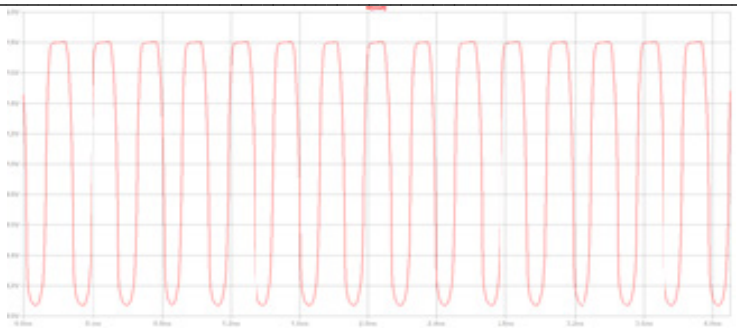


Рис. 4. Выходной сигнал VCO кольцевого типа при Vcc = 1,8 В, C3 = 0,15 пФ и Vc = 1,6 В

Для создания компонентов ФАПЧ мы использовали модели транзисторов типа Level = 3 со стандартами проектирования 90 *нм*.

Вывод

Результаты схемотехнического моделирования работы компонентов ФАПЧ, полученные в наших исследованиях, показали возможность их применения для работы в системах с технологией OFDM, где используются частоты, которые в несколько раз ниже основной частоты высокоскоростной передачи данных. Для этого могут быть использованы микросхемы, изготовленные по КМОП технологии со стандартами проектирования 90 *нм*, а счетчик / делитель частоты (C-FD), реализованный на наших элементах, позволит нам успешно синхронизировать ортогональные частоты, которые используются в качестве поднесущих.

Наши результаты и разработанные модели позволят оценить проблемы синхронизации на самых первых этапах разработки устройств синхронизации для технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM), где будет вырабатываться сетка частот и на каждой поднесущей частоте, будет обеспечивать синхронную работу своя ФАПЧ – PLL. Это позволит выбрать наиболее эффективные методы для обеспечения синхронной работы передатчиков и приемников.

Литература

1. *Фокин В.Г., Ибрагимов Р.З.* Оптические системы с терабитной и петабитной скоростями передачи. Учебник для вузов. Москва: Горячая линия – Телеком, 2017. 180 с.

2. *Бакулин М.Г., Крейнделин В.Б., Шлома А.М., Шумов А.П.* Технология OFDM. Учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 352 с.

3. http://www.youtube.com/watch?v=W2e_trE-1ck – Видеозапись лекции Г.Я. Красникова «Транзисторные структуры в современной микроэлектронике», посвященная 50-летию кафедры МЭМК. 30.09.2020 г.

4. *Гордиенко В.Н. Крухмалева В.В.* и др. Основы построения телекоммуникационных систем и сетей. Учебник для вузов. М.: Горячая линия – Телеком, 2016. 424 с.

5. *Хоровиц П., Хилл В*. Искусство схемотехники: в 2 т. Т. 2. М.: Мир, 1986. С. 78-93.

6. *Шахтарин Б.И., Сизых В.В., Сидоркина Ю.А., Андрианов И.М., Калашников К.С*. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации: Учебник. М.: Горячая линия – Телеком, 2011. 278 с.

7. *Сухман С.М., Берман А.В., Шевкопляс Б.В.* Синхронизация в телекоммуникационных системах. Анализ инженерных решений. М.: Эко-Трендз, 2003. 272 с.

8. *Шевкопляс Б.В.* Синхронизация в телекоммуникационных системах. Записная книжка. Учебное пособие. М.: Радиософт, 2012. 368 с.

9. *Макаревич А.Л., Токарь М.С., Кинаш А.Н., Чубаров В.А*. Анализ производительности компонентов ФАПЧ в системах цифровой синхронизации для высокоскоростных приложений // 2018 Системы синхронизации, генерации и обработки сигналов в телекоммуникациях (SYNCHROINFO), 4-5 июля 2018 года. С. 267-269.

10. *Коноплев Б.Г., Рындин Е.А., Штурм Н.К., Денисенко М.А*. Проектирование интегральных микросхем. Таганрог: Издательство ТТИ ЮФУ, 2010. 76 с.

11. http://microwind.net 30.09.2020 г.

12. http://cmosedu.com 30.09.2020 г.

АВТОДИННЫЙ ОТКЛИК СИНХРОНИЗИРОВАННЫХ СВЧ ГЕНЕРАТОРОВ ПО ИЗМЕНЕНИЮ ВЫХОДНОЙ МОЩНОСТИ

Носков В.Я., Игнатков К.А., Шайдуров К.Д.,
Уральский Федеральный университет, Екатеринбург, Россия,
noskov@oko-ek.ru

Ермак Г.П., Васильев А.В.,
Институт радиофизики и электроники имени А. Я. Усикова НАН Украины, Харьков, Украина,
ermak@ire.kharkov.ua

Аннотация

Представлены результаты исследований особенностей формирования автодинного сигнала в СВЧ генераторе, находящемся под воздействием одновременно собственного отражённого от цели микроволнового излучения и внешнего синхронизирующего сигнала. Выполнены расчёты параметров и характеристик стабилизированного по частоте автодина с мягкой импедансной характеристикой активного элемента. Экспериментальные результаты получены с помощью диода Ганна в Ка-диапазоне. Показано, что присутствие начальной расстройки по частоте между синхронизирующим генератором и собственной частотой колебаний автодинного генератора приводит к значительному увеличению коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с не стабилизированными по частоте автодинами.

Ключевые слова

Автодин, автодинный отклик, стабилизированный генератор, генератор на диоде Ганна.

Введение

Автодины представляют собой простейшие многофункциональные устройства, выполненные на основе автогенераторов. Они одновременно выполняют функции передатчика зондирующего излучения и приёмника отражённого от цели излучения. Возникающий при этом отклик автогенератора в виде изменений амплитуды, частоты и мощности колебаний, а также токов и напряжений в цепи смещения активного элемента (АЭ) генератора, называется автодинным эффектом [1]. Регистрация этих изменений в виде низкочастотных сигналов и их обработка обеспечивают возможность получения необходимой информации о цели и параметрах ее перемещения. С помощью автодинов решается широкий круг задач ближней радиолокации [2-12].

Значительно расширяет функциональные возможности и улучшает параметры автодинных радаров применение внешней синхронизации автодина сигналом от дополнительного генератора. Исследованиям особенностей формирования квазистатических и динамических сигнальных характеристик

стабилизированных по частоте автодинов (САД) посвящено большое число литературы [13-17] и ссылки в них). Однако в известных нам работах не рассмотрено влияние на указанные характеристики режима колебаний и вида импедансной характеристики АЭ, а также условий стабилизации частоты САД. Результаты таких исследований необходимы для правильного выбора коэффициента связи генератора с нагрузкой, типа прибора и рабочей точки на вольт-амперной характеристике АЭ, при которых обеспечиваются наилучшие условия для достижения требуемых параметров и характеристик САД.

Цель настоящей работы – на основе разработанной модели выполнить исследование зависимости сигнальных характеристик по изменению выходной мощности САД и от выбранного режима стационарных колебаний на АЭ генератора.

Основные выражения для анализа

Для разработки математической модели САД, учитывающей все отмеченные выше факторы, воспользуемся результатами работ [14-19] для получения системы укороченных уравнений, описывающей работу возмущенного одноконтурного генератора. Эта система, описывающая поведение амплитуды A и фазы φ одночастотных колебаний генератора, находящегося под воздействием сигнала от внешнего источника на частоте ω_{ex} и собственного отраженного от цели излучения, имеет вид:

$$\frac{Q_L}{\omega_c}\frac{1}{A_0}\frac{dA}{dt}+\frac{G_{AE}+G_{OS}}{2G_{OS}}=\Gamma\eta\cos\delta(\tau)+k_{ex}\eta\cos\varphi\,, \tag{1}$$

$$\frac{Q_L}{\omega_c}\frac{d\varphi}{dt}+\frac{B_{AE}+B_{OS}}{2G_{OS}}=-\Gamma\eta\sin\delta(\tau)-k_{ex}\eta\sin\varphi\,, \tag{2}$$

где Γ, k_{ex} – коэффициенты, характеризующие относительные уровни на нагрузке генератора принятого от цели излученного колебания и внешнего синхронизирующего воздействия соответственно; $\delta(\tau)$ – набег фазы отраженного от цели микроволнового излучения; $G_{OS}=G_c+G_L$, $B_{OS}\equiv B_{OS}(\omega_0)=2G_{OS}Q_L(\omega-\omega_c)/\omega_c$ – резистивная и реактивная проводимости колебательной системы (КС) в окрестности собственной частоты ω_c одноконтурной резонансной цепи; $G_{AE}=-G_{AE0}[1-(u_{r.a})^n]$ – средняя за период колебаний резистивная проводимость АЭ [18]; G_{AE0} – проводимости АЭ, обладающая вольт-амперной характеристикой *N*-типа, при отсутствии генерации колебаний; $u_{r.a}=A_0/A_{max}$ – относительная величина амплитуды A_0 стационарных колебаний автономного oscillator; A_{max} – амплитуда колебаний на АЭ, при которой проводимость G_{AE} становится равной нулю; n – показатель «мягкости» импедансной характеристики АЭ; $B_{AE}\equiv B_{AE}(A)$ – средняя за период колебаний реактивная проводимость АЭ; Q_L – нагруженная добротность АЭ генератора [18]:

$$Q_L(g_L)=Q_c g_c/(g_c+g_L)\,,\ Q_L(u_{r.a})=Q_c g_c/(1-u_{r.a}^n) \tag{3}$$

Q_c – собственная добротность резонатора; $g_c=G_c/G_{AE0}$; $g_L=G_L/G_{AE0}$; η – эффективность КС генератора:

$$\eta(g_L)=g_L/(g_c+g_L)\,,\ \eta(u_{r.a})=(1-g_c-u_{r.a}^n)/(1-u_{r.a}^n)\,; \tag{4}$$

Нетрудно видеть, что если в (1), (2) положить Γ, k_{ex} и производные равными нулю, то получим известные выражения “баланса проводимостей” для нахождения амплитуды A_0 и частоты ω_0 стационарных колебаний автономного генератора [19]:

$$G_{AE}(A_0)+G_{OS}=0\,,\ B_{AE}(A_0)+B_{OS}(\omega_0)=0 \tag{5}$$

Рассмотрим далее обычный для практики случай слабого воздействия внешних сил, когда $\Gamma<<1$ и $k_{ex}<<1$, и малого уровня реакции генератора, когда изменения амплитуды $\Delta A=A-A_{syn}^0$ и фазы $\tilde{\varphi}=\varphi-\varphi_0$ колебаний САД относительно их стационарных синхронных значений A_{syn}^0 и φ_0 малы: $|\Delta A|<<A_{syn}^0$, $|\tilde{\varphi}|<<\pi/2$. Для этого случая входящие в (1), (2) проводимости G_{AE}, B_{AE} и B_{OS} можем линеаризовать в окрестности их стационарных значений $G_{AE}(A_0)$, $B_{AE}(A_0)$ и $B_{OS}(\omega_0)$. Тогда систему (1), (2) перепишем для малых относительных изменений амплитуды $a=\Delta A/A_{syn}^0$ и расстройки частот ω_{ex} и ω_0, а также абсолютных изменений фазы $\tilde{\varphi}$, учитывая $\omega_c\approx\omega_0$, в следующем виде:

$$\frac{da}{dt}+\frac{1}{\tau_a}a+\frac{\mathrm{tg}\varphi_0}{\tau_\varphi}\tilde{\varphi}=\Gamma\frac{K_a}{\tau_a}\cos\delta(\tau)\,; \tag{6}$$

$$\frac{d\tilde{\varphi}}{dt}+\frac{\gamma}{\tau_a}a+\frac{1}{\tau_\varphi}\tilde{\varphi}+(\omega_{ex}-\omega_0)=-\Gamma\frac{K_a}{\tau_a}\sin\delta(\tau)\,; \tag{7}$$

где $K_a=\eta/\alpha$ – коэффициент автодинного усиления; $\gamma=\beta/\alpha$ – коэффициент неизохронности САД; τ_a, τ_φ – постоянные времени изменений амплитуды и фазы соответственно:

$$\tau_a=Q_L/\alpha\omega_0\,,\ \tau_\varphi=Q_L/k_{ex}\eta\omega_0\cos\varphi_0\,; \tag{8}$$

$\alpha=(A_0/2G_{OS})(\partial G_{AE}/\partial A)_0$, $\beta=(A_0/2G_{OS})(\partial B_{AE}/\partial A)_0$ – соответственно дифференциальные параметры АЭ, характеризующие прочность предельного цикла и неизохронность генератора в окрестности стационарного режима [18]:

$$\begin{aligned}&\alpha(g_L)=n(1-g_c-g_L)/2(g_c+g_L),\\&\alpha(u_{r.a})=nu_{r.a}^n/2(1-u_{r.a}^n);\end{aligned} \tag{9}$$

$$\beta(g_L)\approx\mathrm{tg}\Theta_0/2(g_c+g_L)\,,\ \beta(u_{r.a})=\mathrm{tg}\Theta_0/2(1-u_{r.a}^n) \tag{10}$$

$\Theta_0=\mathrm{arctg}[B_{AE}(A_0)/G_{AE}(A_0)]$ – угол запаздывания АЭ; φ_0 – стационарное значение фазы стабилизирующего по частоте генератора:

$$\varphi_0=-(\theta_0+\arcsin\chi_n)\,; \tag{11}$$

$\theta_0=\mathrm{arctg}\,\gamma$ – угол смещения фазовых характеристик; $\chi_n=(\omega_{ex}-\omega_0)/\Delta_m$ – нормированная расстройка частот ω_{ex} и ω_0; Δ_m – полуширина полосы синхронизации генератора:

$$\Delta_m=k_{ex}\eta\omega_0(1+\gamma^2)^{1/2}/Q_L\,. \tag{12}$$

Полученная система линеаризованных уравнений (6) и (7) с учетом (8) – (12) и известного принципа дуальности обладает достаточной общностью для анализа САД с любым типом АЭ.

Обычно величина постоянной времени автодинного отклика τ_a мала по сравнению с периодом T_a автодинного отклика [20,21]. Будем полагать далее, что период T_a на воздействие также значительно больше постоянной времени τ_φ. Поэтому при решении системы уравнений (6), (7) можем использовать квазистатический метод, полагая производные $da/dt=0$ и $d\tilde{\varphi}/dt=0$ [22]. Для нахождения этих характеристик учтем, что в синхронном режиме $\omega=\omega_{ex}$ и набег фазы $\delta(\tau)=\omega_{ex}\tau$. Тогда из образовавшейся системы алгебраических уравнений получим выражения для автодинных изменений фазы $\tilde{\varphi}(\tau)$ и амплитуды $a(\tau)$ в виде [15]:

$$\tilde{\varphi}(\tau)=-(k_{ex}\eta/Q_L)h_\varphi\chi_n-(\Gamma/k_{ex})H_\varphi\sin(\omega_{ex}\tau+\theta)\,, \tag{13}$$

$$a(\tau)=-(Q_L/\alpha)h_a\chi_n+\Gamma K_aH_a\cos(\omega_{ex}\tau-\varphi_0)\,, \tag{14}$$

где h_φ, h_a, H_φ, H_a – коэффициенты передачи, обусловленные внутренними параметрами генератора и условиями его синхронизации:

$$h_\varphi=1/(1-\gamma\,\mathrm{tg}\,\varphi_0)\cos\varphi_0\,,\ h_a=-\mathrm{tg}\,\varphi_0/(1-\gamma\,\mathrm{tg}\,\varphi_0) \tag{15}$$

$$H_\varphi = \frac{(1+\gamma^2)^{1/2}}{(1-\gamma\,\mathrm{tg}\,\varphi_0)\cos\varphi_0},\quad H_\mathrm{a} = \frac{1}{(1-\gamma\,\mathrm{tg}\,\varphi_0)\cos\varphi_0} \tag{16}$$

Как видно из (14), (15), автодинный отклик по изменениям фазы и амплитуды колебаний содержит постоянную составляющую (первые слагаемые в правой части), зависящие от величины нормированной расстройки χ_n, и переменную (вторые слагаемые в правой части). Далее рассмотрим поведение переменной составляющей изменения мощности $\Delta p_\mathrm{ex}(\tau_\mathrm{n})$ на нагрузке генератора в зависимости от вида зависимости нормированной выходной мощности P_ex генератора от нормированной проводимости нагрузки g_L и относительной величины амплитуды $u_\mathrm{r.a}$ колебаний [18]:

$$P_\mathrm{ex}(g_\mathrm{L}) = g_\mathrm{L}(1-g_\mathrm{c}-g_\mathrm{L})^{2/n},\quad P_\mathrm{ex}(u_\mathrm{r.a}) = (1-g_\mathrm{c}-u_\mathrm{r.a}^n)u_\mathrm{r.a}^2 \tag{17}$$

При этом выражение для переменной составляющей изменения мощности $\Delta p_\mathrm{ex}(\tau_\mathrm{n})$ имеет вид [18]:

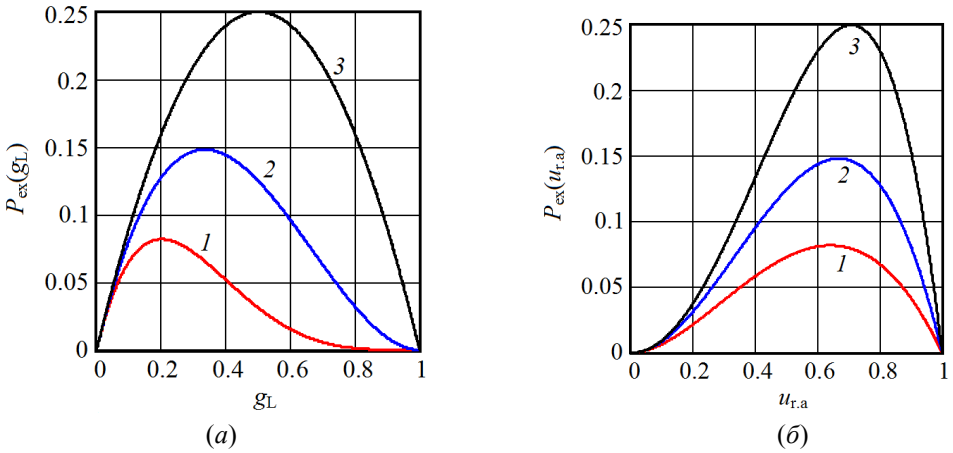
$$\Delta p_\mathrm{ex}(\tau_\mathrm{n}) = 2\Gamma K_\mathrm{p}\cos\delta(\tau_\mathrm{n}), \tag{18}$$

где $\tau_\mathrm{n} = \omega_\mathrm{ex}\tau$ – нормированное время; K_p – коэффициент автодинного усиления при регистрации сигнала по мощности на нагрузке генератора, который для рассматриваемого случая имеет вид:

$$\begin{aligned} K_\mathrm{p}(g_\mathrm{L}) &= K_\mathrm{a}(g_\mathrm{L})H_\mathrm{a}\times[2-2g_\mathrm{c}-(2+n)(1-g_\mathrm{c}-g_\mathrm{L})](1-g_\mathrm{c}-g_\mathrm{L})^{2/n}, \\ K_\mathrm{p}(u_\mathrm{r.a}) &= K_\mathrm{a}(u_\mathrm{r.a})H_\mathrm{a}[2-2g_\mathrm{c}-(2+n)u_\mathrm{r.a}^n]u_\mathrm{r.a}^2. \end{aligned} \tag{19}$$

Расчёт характеристик

На рисунке 1 представлены графики зависимостей $P_\mathrm{ex}(g_\mathrm{L})$ и $P_\mathrm{ex}(u_\mathrm{r.a})$ выходной мощности генератора, рассчитанные согласно (17) при $g_\mathrm{c} = 0$ для середины полосы захвата, где $H_\mathrm{a} = 1$, и различных значений показателя n: $n = 0.5$ (кривые *1*); $n = 1$ (кривые *2*); $n = 2$ (кривые *3*). Для аналогичных условий на рис. 2 представлены графики зависимостей $K_\mathrm{p}(g_\mathrm{L})$ и $K_\mathrm{p}(u_\mathrm{r.a})$, рассчитанные согласно выражениям (19).



(*а*) (*б*)

Рис. 1. Графики зависимостей $P_\mathrm{ex}(g_\mathrm{L})$ (*а*) и $P_\mathrm{ex}(u_\mathrm{r.a})$ (*б*)

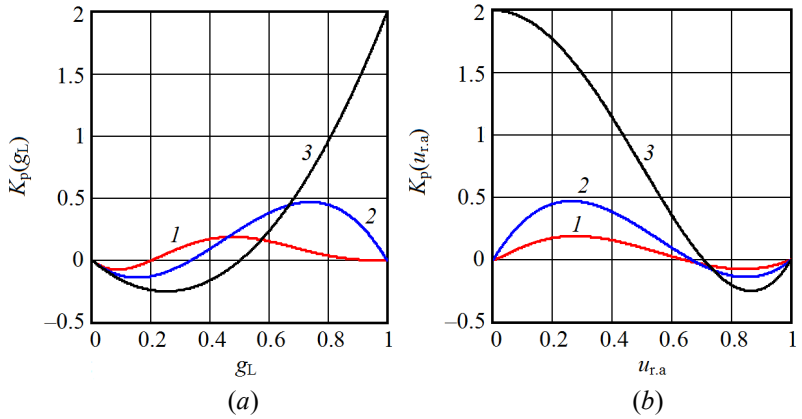


Рис. 2. Графики зависимостей $K_p(g_L)$ (*а*) и $K_p(u_{r.a})$ (*б*)

Из сравнения графиков рис. 1 и 2 видно, что коэффициент передачи K_p САД по мощности зависит не только от величины выходной мощности P_{ex} генератора, определяемой также показателем мягкости n импедансной характеристики АЭ, но и от характера связи генератора с нагрузкой. В случае выбора оптимальной связи генератора с нагрузкой, когда выходная мощность наибольшая, имеем $K_p = 0$, а при переходе с режима недосвязи к пересвязи и наоборот знак коэффициента K_p меняется на обратный. Данное положение представляет особый интерес при выполнении настройки СВЧ генератора в автодинный режим.

Результаты эксперимента

В качестве объекта исследований нами использовался гибридно-интегральный генераторный модуль Ка-диапазона “Тигель-08”, изготовленный на основе планарного диода Ганна. Напряжение питания его 4 В, при токе потребления около 0,2 А. Частота генерации модуля 37,5 ГГц, выходная мощность 15 мВт [23].

Экспериментальные исследования модуля “Тигель-08” выполнялись на стенде, описание которого представлено в [23]. Исследуемый автодинный генератор в этом стенде связан с имитатором доплеровского сигнала (ИДС) волноводным трактом, в котором находятся два направленных ответвителя и переменный аттенюатор, моделирующий затухание распространяющегося до цели и обратно излучения. К боковому плечу первого ответвителя пристыковывалась диодная секция для регистрации сигнала по изменению выходной мощности генератора. Боковое плечо второго ответвителя было связано с измерительным генератором, выходной сигнал которого мощностью 1 мВт служил для синхронизации автодинного генератора “Тигель-08”. При этом полуширина полосы синхронизации его составляла около $\Delta_m = 2\pi \times 50 \times 10^6$.

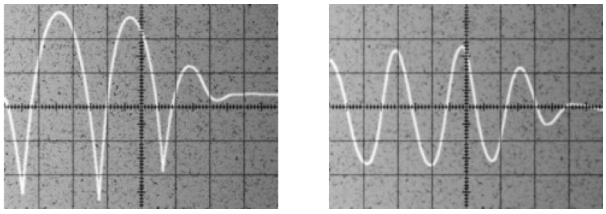
Отрезок волновода сечением 7.2×3.4 мм^2 между АД и ИДС, моделирующий в стенде запаздывание отраженного излучения, имел длину 12 м ($\tau \approx 100 \times 10^{-9}$ с). Переменным аттенюатором устанавливалась величина затухания в тракте 20 дБ, автодинная девиация частоты в свободном режиме составляла $\Delta\omega_m \approx 2\pi \times 1.3 \times 10^6$. При этом расчётная величина параметра обратной связи C_{fb} равна $\Delta\omega_m \tau \approx 0.8$ [23]. Обычно при такой величине C_{fb} сигналы автодинов имеют заметный уровень искажений.

На рис. 3 представлены фотографии осциллограмм автодинных сигналов САД, регистрируемых по изменению выходной мощности генератора в режиме пересвязи (*а*) и недосвязи (*б*) с нагрузкой. При этом левые изображения осциллограмм получены при отсутствии синхронизирующего воздействия на генератор, а правые – в режиме захвата частоты. В случае оптимальной связи генератора с нагрузкой, когда выходная мощность наибольшая, автодинный отклик САД по изменению выходной мощности практически отсутствует.

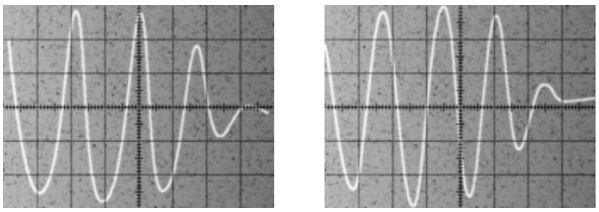
Отметим, что падение сигнала до нулевого уровня на правом краю осциллограмм обусловлено выходом отражающего штыря имитатора из рабочей зоны волновода [17].

Из полученных осциллограмм рис. 3 видно, что в режиме синхронизации автодинные сигналы имеют практически гармоническую форму. При этом следует заметить, что синхронизация генератора в режиме пересвязи приводит к уменьшению амплитуды автодинного сигнала, а при синхронизации в режиме недосвязи амплитуда сигнала увеличивается, что объясняется различным характером взаимной зависимости автодинных характеристик от внутренних параметров генератора и условий синхронизации [15,19]. Кроме того, автодинные сигналы в режимах пересвязи и недосвязи находятся в противофазе.

Результаты экспериментальных исследований при изменении частоты синхронизирующего излучения относительно собственной частоты генератора показали, что в середине полосы синхронизации амплитуда автодинного сигнала наименьшая, а при приближении к ее краям – она существенно возрастает. Этот факт согласуется с результатами работы [15], полученными при регистрации сигнала САД по изменению амплитуды колебаний.



(*а*)



(*б*)

Рис. 3. Осциллограммы автодинных сигналов САД, регистрируемые по изменению мощности на нагрузке генератора в режиме пересвязи (*а*) и недосвязи (*б*)

Таким образом, результаты экспериментальных исследований подтвердили адекватность разработанной математической модели САД в отношении анализа автодинных сигналов по изменению выходной мощности генератора.

Заключение

Разработана математическая модель САД. Получены основные соотношения для расчета его сигнальных характеристик для случая регистрации автодинного сигнала по изменению выходной мощности генератора. Установлено, что синхронизация автодина от внешнего генератора исключает характерные обычным (нестабилизированным) автодинам ангармонические искажения сигналов. Это способствует расширению их динамического диапазона.

Показано также, что в САД автодинные сигналы, полученные в режимах пересвязи и недосвязи, находятся в противофазе. При этом в обоих режимах внесение начальной расстройки между частотами внешнего генератора и собственной частотой автодина в пределах полосы синхронизации обеспечивает значительное увеличение коэффициента передачи автодинного сигнала по сравнению с обычными автодинами.

Литература

1. *Noskov V.Ya.* Autodyne effect in multifrequency oscillators // Radiophysics Quantum Electron., vol. 35, no. 9-10, pp. 503-508, 1992.

2. Efanov A., Lübke K., Diskus Ch., Springer A., Stelzer A. and Thim H.W. Development of a 35 GHz radar sensor // Annales Des Telecommunications, vol. 52, no. 3-4, pp. 219-223, 1997.

3. *Usanov D.A., Skripal Al.V., Skripal An.V. and Postelga A.E*. A microwave autodyne meter of vibration parameters // Instruments Experimental Techniques, vol. 47, no. 5, pp. 689-693, September 2004.

4. Nicolaescu I., Radu A., Ioachim A. and Vizitiu C. Radio proximity Doppler sensor with high K dielectric materials // 6th European Radar Conference (EuRAD), Rome, Italy. pp. 413-416, Sept. 2009.

5. Alidoost S.A., Sadeghzade R. and Fatemi R. Autodyne system with a single antenna // Proc. of 11th International Radar Symposium, IRS-2010, Lithuania, Vilnius (IEEE, 2010), Vol. 2, pp. 406-409, Jan. 2010.

6. Usanov D.A. and Postelga A.E. Reconstruction of complicated movement of part of the human body using radio wave autodyne signal // Biomedical Engineering, vol. 45, no. 1, pp. 6-8, May 2011.

7. Vetrova Iu.V., Doroshenko A.A., Postelga A.E. and Usanov D.A. Remote control of the surface movement of an object using a two-channel SHF autodyne generator // Journal of Communications Technology and Electronics, vol. 64, no. 4, pp. 409-416, June 2019.

8. *Fu-Kang Wang, You-Rung Chou, Yen-Chen Chiu, Mu-Cyun Tang and Tzyy-Sheng Horng*. Chest-worn health monitor based on a bistatic self-injection-locked radar // 2015 IEEE MTT-S International Microwave Symposium, 17-22 May 2015.

9. *Kim S., Kim B.-H., Yook J.-G. and Yun G.-H.* Proximity vital sign sensor using self-oscillating mixer // URSI Asia-Pacific Radio Science Conference, (URSI AP-RASC), pp. 1446-1448, Aug. 2016.

10. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. and Chupakhin A.P*. Application of two-diode autodynes in devices for radiowave control of product dimensions // Measurement Tech., vol. 59, no. 7, pp. 715-721, July 2016.

11. *Ermak G.P., Popov I.V., Vasilev A.S., Varavin A.V., Noskov V.Ya. and Ignatkov K.A*. Radar sensors for hump yard and rail crossing applications // Telecommunication and Radio Engineering, vol. 71, no. 6, pp. 567-580, 2012.

12. *Mirsaitov F.N. and Ignatkov K.A*. Gas turbine engine in-flight diagnostics using 3D vibration spectra // 2018 Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology, USBEREIT 2018 (pp. 275-278).

13. *Komarov I.V. and Smolskiy S.M*. Fundamentals of Short-Range FM Radar. Artech House, Norwood, 2003.

14. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. and Chupahin A.P*. Autodyne effect of the system involving two mutually synchronized oscillators under strong coupling // Journal of Communications Technology and Electronics (Radiotekhnika i Elektronika), vol. 63, no. 2, pp. 180-188, Feb. 2018.

15. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. and Shaydurov K.D.* Autodyne signal features of frequency-locked microwave oscillators // ITM Web of Conferences, vol. 30, 12012, 2019.

16. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. and Shaydurov K.D*. Dynamic characteristics of frequency-locked autodynes," ITM Web of Conferences, vol. 30, 12009, 2019.

17. V.Ya. Noskov, K.A. Ignatkov, and K.D. Shaydurov, "Frequency deviation of injection-locked microwave autodynes // Radioengineering, vol. 28, no. 4, pp. 721-728, Dec. 2019.

18. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A., Mishin D.Ya., Smolskiy S.M. and Chupahin A.P*. Signal and noise parameters of autodynes with the soft impedance characteristic of the active element (review) // Infocommunications Radio Technologies, vol. 1, no. 1, pp. 29-47, 2018.

19. *Kurokava K.* Injection locking of microwave solid-state oscillators // Proceedings of the IEEE, vol. 61, no. 10, pp. 1386-1410, Nov. 1973.

20. *Noskov V.Ya. and Ignatkov K.A*. Dynamic autodyne and modulation characteristics of microwave oscillators // Telecommunication and Radio Engineering, vol. 72, no. 10, p. 919-934, 2013.

21. *Noskov V.Ya., Ignatkov K.A. and Smolskiy S.M*. Modulation characteristics of microwave autodyne oscillators //Telecommunication Sciences, vol. 3, no. 2, pp. 44-52, 2012.

22. *Noskov V.Ya. and Ignatkov K.A*. About applicability of quasi-static method of autodyne systems analysis // Radioelectron. Commun. Syst., vol. 57, no. 3, 139-148, March 2014.

23. *Noskov V.Ya. and Ignatkov K.A.* Noise characteristics of autodynes with frequency stabilization by means of an external high-Q cavity // Journal of Communications Technology and Electronics (Radiotekhnika i Elektronika), vol. 61, no. 9, pp. 1052-1063, 2016.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ АУГМЕНТАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ И РЕАЛИЗАЦИЯ ДВАЖДЫ СТОХАСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ НЕЙРОСЕТЕВЫХ АЛГОРИТМОВ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ В СВЕРТОЧНЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ

Дементьев Виталий Евгеньевич,
к.т.н., доцент, зав. кафедрой «Телекоммуникации»,
ФГБОУ ВО «Ульяновский государственный технический университет», г. Ульяновск, Россия,
dve@ulntc.ru

Андриянов Никита Андреевич,
к.т.н., старший научный сотрудник, ФГБОУ ВО «Ульяновский государственный технический университет», г. Ульяновск, Россия;
доцент департамента анализа данных и машинного обучения,
ФГОБУ ВО «Финансовый университет при Правительстве РФ», Москва, Россия,
nikita-and-nov@mail.ru

Васильев Константин Константинович,
д.т.н., профессор, профессор кафедры «Телекоммуникации»,
ФГБОУ ВО «Ульяновский государственный технический университет», г. Ульяновск, Россия,
vkk@ulstu.ru

Аннотация

Предлагаются методы повышения эффективности распознавания образов на изображениях с помощью сверточных нейронных сетей в условиях недостаточного количества опорных изображений. Предлагается использовать различные виды преобразований изображений для генерации новых изображений и увеличения объема обучающей выборки. В частности, предлагаются методы масштабирования, добавления шума, размытия и другие преобразования. В дополнение к стандартным преобразованиям изображений предполагается расширить базу данных за счет представления паттернов с использованием дважды стохастической модели. Кроме того, отмечается необходимость использования регуляризации в обучении. Результаты распознавания сравниваются для двух сверточных нейронных сетей, различающихся только количеством нейронов для разных исходных данных. Показано, что наибольшую точность распознавания обеспечивает сеть, обученная на большом количестве аугментаций в сочетании с изображениями, генерируемыми дважды стохастической моделью.

Ключевые слова

Сверточные нейронные сети, дважды стохастическая модель, точность распознавания, аугментация данных, регуляризация сбросом весов.

Введение

Одной из основных проблем при решении различных прикладных технических задач с использованием нейронных сетей, связанных с обнаружением и распознаванием различного рода объектов [1,2], является проблема отсутствия достаточного количества исходных данных. Обычно в этом случае одним из выходов является искусственное увеличение количества исходных данных или аугментация [3,4]. Например, в [3] для получения новых эталонных изображений к исходным данным применяются следующие преобразования:

– отображение (на англ. flip),
– поворот на 90 градусов (на англ. 90 degree rotation),
– случайный контраст (на англ. random contrast),
– аддитивный гауссов шум (на англ. additive Gaussian noise),
– размытость движения (на англ. motion blur),
– медианное размытие (на англ. median blur),
– простое размытие (на англ. blur),
– сдвиг (на англ. shift),
– масштабирование (на англ. scale),
– случайное вращение (на англ. random rotation),
– оптические искажения (на англ. optical distortion),
– искажение сетки (на англ. grid distortion),
– кусочно аффинное преобразование (на англ. piecewise affine transformation),
– выравнивание CLAHE (на англ. CLAHE equalization),
– резкость (на англ. sharpen),
– тиснение (на англ. emboss),
– случайная яркость (на англ. random brightness),
– случайное значение насыщенности оттенка (на англ. random hue saturation value),
– методы комбинирования (на англ. combining methods).

Однако, несмотря на обширный список дополнений, существует возможность получения еще большего количества данных, аналогичных имеющимся в исходной выборке за счет использования математических моделей изображений. Рассмотрим более подробно применение модели дважды стохастического случайного поля [5-8] для генерации изображений. Эта модель является неплохим инструментом для описания различных разнородных изображений, таких как изображения кошек и собак. В частности, описание таких изображений с помощью дважды стохастических случайных полей будет гораздо ближе к реальным данным, чем описание с использованием простых авторегрессионных полей.

Дважды стохастическая модель

Параметры дважды стохастической модели оценивались в скользящем окне с учетом аппроксимации основной модели с использованием модели с кратными корнями характеристических уравнений [9] по формулам [10]

$$m_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1}{N\times N}\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-1} X_{lk}, \quad \sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1}{N\times N-1}\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})^2,$$

$$\rho_{x(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1-\sqrt{1-\left(\frac{\sum_{l=i}^{i+N-2}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{(l+1)k}-m_{z(l+1)k})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}\right)^2}}{\frac{\sum_{l=i}^{i+N-2}\sum_{k=j}^{j+N-1}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{(l+1)k}-m_{z(l+1)k})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}}, \quad (1)$$

$$\rho_{y(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})} = \frac{1-\sqrt{1-\left(\frac{\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-2}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{l(k+1)}-m_{zl(k+1)})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}\right)^2}}{\frac{\sum_{l=i}^{i+N-1}\sum_{k=j}^{j+N-2}(X_{lk}-m_{zlk})(X_{l(k+1)}-m_{zl(k+1)})}{(N-1)\times N\times\sigma^2_{z(i+\frac{N-1}{2})(j+\frac{N-1}{2})}}}.$$

В выпажениях (1) N - размер стороны квадратного скользящего окна, X - поле значений яркости изображения в одном из цветовых каналов, m_{zlk} - поле средних значений яркости в модели, σ^2_{zlk} - поле значений дисперсии яркости в модели, ρ_{xlk}, ρ_{ylk} - поля параметров корреляции по строке и столбцу в модели.

Применение методов регуляризации при обучении нейросетей

Во-первых, покажем, что использование алгоритмов аугментации даже в случае большого количества обучающих образов целесообразно. Для этого сравним работу 5-слойной сверточной сети, имеющей один полносвязный слой, обученный без аугментаций исходных кадров и регуляризации, с работой сетей, аналогичных по структуре, но для которых выполняются следующие условия:

1) регуляризация путем периодического обнуления выходов некоторых нейронов;

2) простое увеличение данных, полученных, например, на базе горизонтального сдвига и переворота;

3) обе вышеуказанные модификации процесса обучения.

На рисунках 1-4 показаны результаты обучения при обработке базы данных Kaggle [11], которая состоит из 25 000 изображений кошек и собак. Объем обучающей выборки составлял 20 000 изображений, объем тестовой выборки - 5 000 изображений. На рисунке 1 показан процесс обучения сети без модификаций. На рисунке 2 показан процесс обучения сети с регуляризацией путем периодического обнуления весов некоторых нейронов. На рис. 3 показан процесс обучения сети с простой аугментациейданных. На рисунке 4 показан процесс обучения сети с регуляризацией и аугментацией.

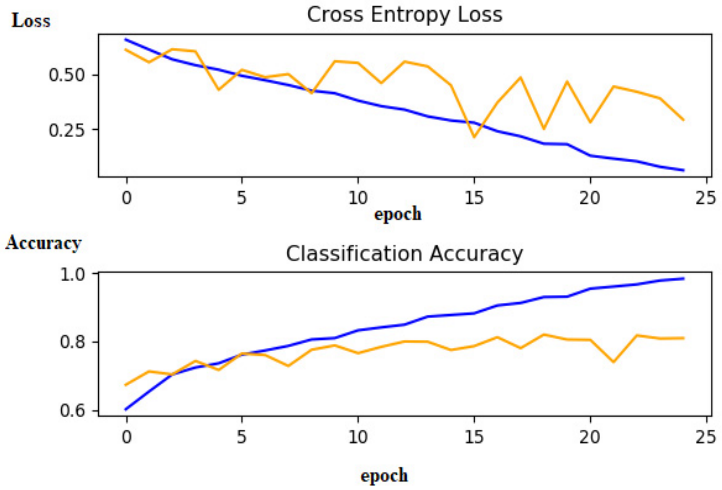


Рис. 1. Обычный процесс обучения (точность 80,9%)

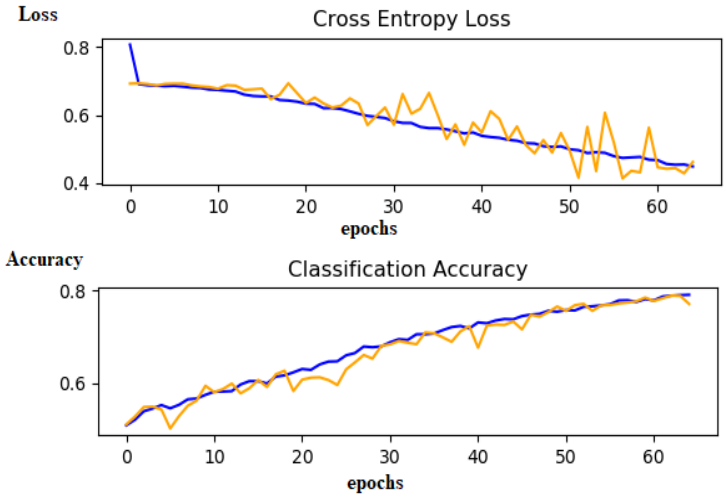


Рис. 2. Обучение с обнулением весов (точность 77,1%)

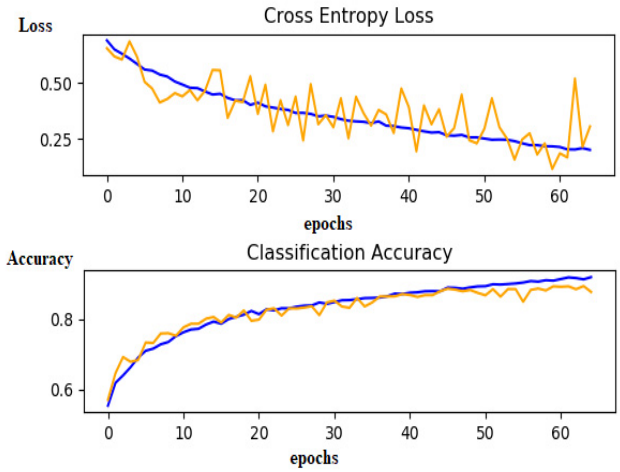


Рис. 3. Обучение с аугментациями (точность 87,6%)

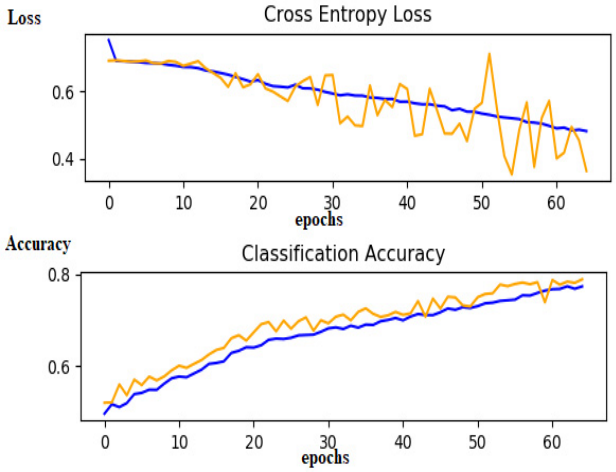


Рис. 4. Обучение с аугментациями и сбрасыванием весов (точность 78,9%)

Анализ кривых на рис. 1-4 показывает, что аугментация обеспечивает уменьшение эффекта переобучения, а также переобучение приостанавливается в случае применения регуляризации со сбросом весов. Однако при том же количестве эпох замедление роста точности в сети с аугментацией данных начинается быстрее, чем в сети с регуляризацией. Кроме того, нет значительного повышения точности для сети с небольшим количеством эпох обучения для сетей, которые включают регуляризацию и регуляризацию с аугментацией. Таким образом, аугментирование данных - это приоритетный метод, позволяющий избежать излишнего обучения сети.

Аугментация данных

Так как по представленным графикам рис. 1-4 аугментирование данных лучше, чем включение регуляризации для набора данных кошек и собак, используется именно этот метод.

На рисунке 5 показан пример применения описанных преобразований к изображению из исходного датасета. Кроме того, последняя строка на рис. 1 показывает различные комбинации используемых преобразований. Из рисунка 1 видно, что из одного изображения можно получить множество «искусственно созданных» кадров. Следует отметить, что сами аугментации происходят с некоторой вероятностью. Для обучения нейронных сетей использовались аугментации, при которых отражение и поворот на 90 градусов выполнялись с вероятностью $p_1 = 0.5$ а вероятность других преобразований составляла $p_1 = 0.15$. Однако такие параметры, как размытие или искажение, были взаимоисключающими. Формирование изображений на основе дважды стохастической модели происходило путем оценки полей параметров из реального изображения в соответствии с выражением (1) и их подстановки в модель.

Следует отметить, что использование такого дополнения обеспечивает быстрое увеличение исходного набора данных. Кроме того, использование дважды стохастической модели позволяет создавать различные изображения, очень близкие к реальным изображениям. Наконец, очень интересно выглядят различные комбинации аугментации, а также они могут придать модели дополнительные функции.

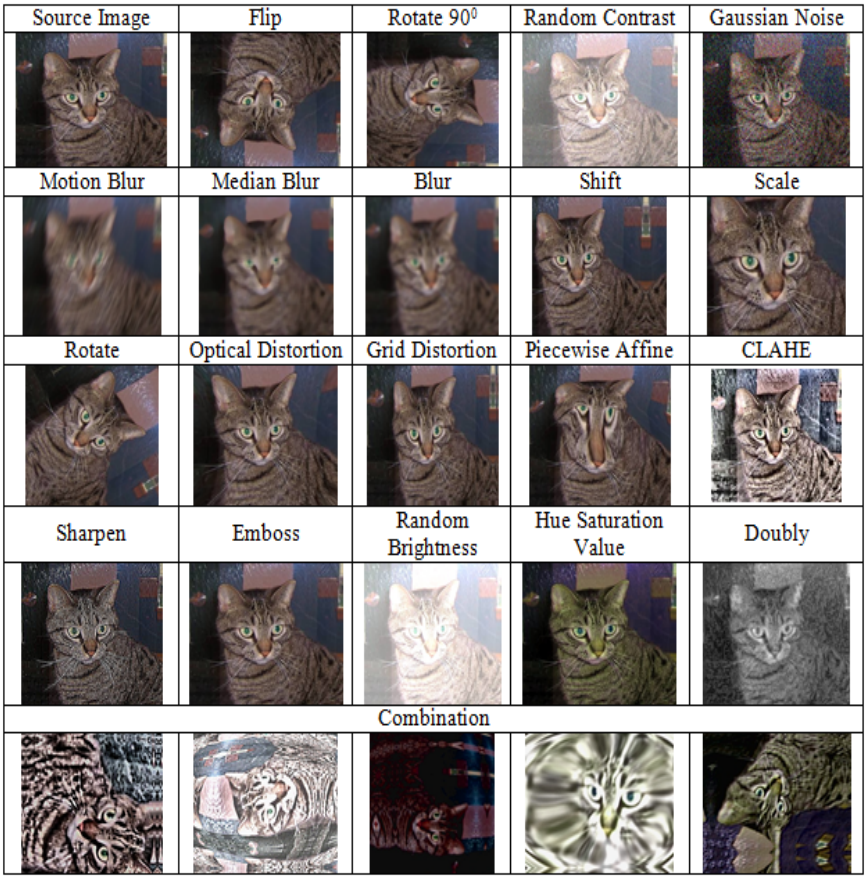


Рис. 5. Примеры аугментаций

Анализ вероятности правильного распознавания

Рассмотрим использование аугментаций, показанных на рис. 5, для распознавания кошек и собак на изображениях. Исходная база данных содержала 50 изображений кошек и собак, которые были взяты из базы данных соревнований «Кошки против собак» на Kaggle [11]. Для обучающей выборки было отобрано 35 изображений кошек и собак (Выборка № 1). Соответственно, набор для проверки сети включал 15 оставшихся изображений. Затем с помощью аугментации и дважды стохастической модели были созданы дополнительные обучающие выборки следующих типов. Полученные наборы данных описываются следующим образом:

– по 2 аугментации на каждое изображение (Выборка №. 2),
– по 5 аугментаций на каждое изображение (Выборка №. 3),
– по 10 аугментаций на каждое изображение (Выборка №. 4),
– по 10 стандартных аугментаций на каждое изображение и по 3 аугментации на каждое изображение с использованием дважды стохастической модели (Выборка №. 5).

Таким образом, также использовались три типа сетей: сверточная сеть с двумя слоями по 32 нейрона (сеть A), сверточная сеть с двумя слоями по 64 нейрона и двумя слоями по 32 нейрона (сеть B) и сверточная сеть с двумя слоями по 128 нейронов и двумя слоями по 64 нейрона (сеть C). Таким образом, все модели можно описать символьной комбинацией вида A1, A2, ..., B2, B3, ..., C4, C5, характеризующих архитектура сети и выборку, используемую при обучении. Обучение проводилось на основе градиентного спуска (SGD) в течение 300 эпох. В таблицах 1-3 представлены характеристики распознавания всех обученных нейронных сетей классов A, B и C соответственно.

Таблица 1

Распознавание на базе сети архитектуры A

Сеть	***A1***	***A2***	***A3***	***A4***	***A5***
Точность на обучающей выборке	1	1	1	1	1
Точность на проверочной выборке	0,643	0,548	0,518	0,705	**0,792***

Таблица 2

Распознавание на базе сети архитектуры B

Сеть	***B1***	***B2***	***B3***	***B4***	***B5***
Точность на обучающей выборке	1	1	1	1	1
Точность на проверочной выборке	0,571	0,560	0,500	0,656	**0,771***

Таблица 3

Распознавание на базе сети архитектуры C

Сеть	***C1***	***C2***	***C3***	***C4***	***C5***
Точность на обучающей выборке	1	1	1	1	1
Точность на проверочной выборке	0,671	0,682	0,712	0,764	**0,836***

Анализ таблиц 1-3 показывает, что при небольшом количестве дополнений качество распознавания ухудшалось, но увеличение размера выборки в 11 раз (10 дополнений плюс исходные изображения) позволило повысить точность распознавания на 10-15%.

Еще больший прирост (до 25-35%) был получен при добавлении к исходной выборке изображений, сгенерированных дважды стохастической моделью. Таблица 3 показывает, что в случае использования насыщенной нейронной сети (с большим количеством нейронов) точность проверочной выборки возрастает прямо пропорционально количеству используемых дополнений. Это объясняется достаточностью использования такой сетевой структуры для исследуемых изображений, тогда как для случаев таблиц 1 и 2 не было явной зависимости роста точности с ростом аугментированных данных.

В то же время по 100% точности в обучающем наборе можно сказать, что реализованные сети явно прошли переобучение, и возможный вариант дальнейшего улучшения качества - это уменьшение количества эпох, а также использование рассмотренных ранее регуляризаций, например, обнуления весов. Еще один интересный факт: более простая нейронная сеть дает лучшие результаты, чем сеть с большим количеством нейронов. Это также объясняется небольшим объемом входных данных, на основании чего такое большое количество взаимосвязей в модели является избыточным.

Таким образом, лучший результат, достигнутый на тестовой выборке, составляет 83,6%. Следует отметить, что в данном случае сеть обучалась с нуля, т.е. не рассматривался процесс трансфера обучения. Очевидно, что использование этой техники улучшит качество такой сети в будущем. Однако цель этой работы состояла именно в том, чтобы показать, что увеличение числа изображений в исходной выборке искусственными методами, включая использование дважды стохастической модели, является полезным инструментом для повышения вероятности правильного распознавания нейронной сети, что еще раз показывает, что для получения качественных решений в области искусственного интеллекта необходимы огромные объемы данных. Действительно, наилучшие результаты были получены при максимуме аугментаций с использованием авторегрессионной дважды стохастической модели [12, 13].

Заключение

Таким образом, исследования показали, что можно значительно повысить точность распознавания на небольшом количестве исходных данных, применив аугментации. Более того, аугментированные изображения с использованием модели дважды стохастического случайного поля так же полезны, как и стандартные преобразования для изображений. Будущие исследования могут включать анализ использования различных методов регуляризации обучения с обнулением весов.

Работа выполнена при поддержке Гранта РФФИ, Проект № 19-29-09048, а также Гранта РФФИ и Правительства Ульяновской области, Проект № 19-47-730011.

Литература

1. *Krizhevsky A., Sutskever I., Hinton G.E.* ImageNet classifcation with deep convolutional neural networks // Adv Neural Inf Process Syst. Vol. 25, pp. 1106-1114, 2012

2. *Kaiming H., Xiangyu Z., Shaoqing R., Jian S.* Deep residual learning for image recognition // CVPR, 2016.

3. *Buslaev A., Parinov A., Khvedchenya E., Iglovikov V., Kalinin A.* Albumentations: fast and flexible image augmentations. arXiv:1809.06839v1, 2018.

4. *Akimov A.V., Orphan A.A*. Models and algorithms for artificial data reproduction for training face recognition algorithms using the Viola – Jones method //Computer Optics. vol. 40, No 6, p. 911-918, 2016. DOI: 10.18287 / 2412-6179-2016-40-6-9-9-918.

5. *Vasiliev K., Dementiev V. and Andriyanov N.* Representation and processing of multispectral satellite images and sequences // Procedia Computer Science v. 126, pp. 49-58, 2018. DOI: doi.org/10.1016/j.procs.2018.07.208

6. *Andriyanov N.A., Dementiev V.E.* Developing and studying the algorithm for segmentation of simple images using detectors based on doubly stochastic random fields // Pattern Recognition and Image Analysis, vol. 29(1), pp. 1-9, 2019. DOI: 10.1134/S105466181901005X

7. *Andriyanov N.A., Dementiev V.E., Vasiliev K.K.* Developing a filtering algorithm for doubly stochastic images based on models with multiple roots of characteristic equations", Pattern Recognition and Image Analysis, vol. 29(1), pp. 10-20, 2019. DOI: 10.1134/S1054661819010048

8. Vasiliev K.K., Dementyiev V.E. and Andriyanov N.A. Using probabilistic statistics to determine the parameters of doubly stochastic models based on autoregression with multiple roots // Journal of Physics: Conference Series, vol. 1368, is. 3, pp. 1-7, 2019. DOI: https://doi.org/10.1088/1742-6596/1368/3/032019

9. *Vasil'ev K.K., Andriyanov N.A.* Image Representation and Processing Using Autoregressive Random Fields with Multiple Roots of Characteristic Equations // Computer Vision in Advanced Control Systems-5. Intelligent Systems Reference Library, vol. 175. Springer, Cham, pp. 11-52, 2020. DOI https://doi.org/10.1007/978-3-030-33795-7_2

10. *Vasiliev K.K., Andriyanov N.A*. Synthesis and analysis of doubly stochastic models of images // CEUR Workshop Proceedings, vol. 2005, pp. 145-154, 2017.

11. https://www.kaggle.com/c/dogs-vs-cats (дата обращения: 03/02/2020).

12. Andriyanov N.A., Gavrilina Yu.N. Image models and segmentation algorithms based on discrete doubly stochastic autoregressions with multiple roots of characteristic equations // CEUR Workshop Proceedings, vol. 2076, pp. 19-28, 2018.

13. *Andriyanov N.A., Dementyiev V.E*. Determination of borders between objects on satellite images using a two-proof doubly stochastic filtration // Journal of Physics: Conference Series, vol. 1353, pp. 1-7, 2019. DOI: https://doi.org/10.1088/1742-6596/1353/1/012006

ШИРОКОПОЛОСНАЯ АНТИШУМОВАЯ ПРИЁМНАЯ АНТЕННА

Сергей Комаров, Константин Гранковский,
МТУСИ, Москва, Россия,
komarov@radiostation.ru
Олег Семенов,
Московский политехнический Университет Москва, Россия

Аннотация

Развитие цифровых технологий требует строжайшего соблюдения положений электромагнитной совместимости радиосредств, согласно законодательным нормативам [7, 8, 9], но несмотря на это, радиоэфир в России забит радиопомехами промышленного, бытового и коммерческого происхождения. Особенно сильно это отразилось на диапазонах частот до 30 МГц, в которых работает большое число радиослужб, как гражданского, так и специального назначений. Помехосоздающие технологии, а также устройства и приборы, использующие импульсные и цифровые сигналы, лишённые для экономии при массовом производстве систем высокочастотной фильтрации радиопомех, буквально заполонили рынок и сделали невозможным радиоприём на длинных, средних и в нижней и средней части коротких волн, не только в крупных городах, но и в мелких населённых пунктах. Массово выпускаемые импульсные зарядные устройства для мобильных телефонов, компьютеров и других гаджетов, импульсные преобразователи энергосберегающих и светодиодных осветительных ламп, рекламные панно на светодиодах, и даже светофоры с импульсным управлением, тиристорные регуляторы электродвигателей троллейбусов и трамваев засорили радиоэфир. Хотя и говорит одна из заповедей радиотехники, что «помеха должна быть уничтожена в месте её возникновения», приходится решать проблему радиопомех не административными, а радиотехническими методами. При этом эфир продолжает засоряться. В статье описана разработка, изготовление, устройство, испытание и исследование антипомеховой антенны, проведенное по инициативе ООО «Радиовещательные технологии» в рамках реализации первой фазы образовательного некоммерческого проекта «Радиопробег» в летний полевой сезон 2020 г.

Ключевые слова

Приемная антишумовая широкополосная антенна, беспомеховый радиоприем, проект «Радиопробег», Радиосвязь, Короткие, промежуточные, средние волны, Индивидуальное радиовещание.

Введение

В соответствии с рекомендациями МСЭ [6] общие помехи в приемнике от излучений и передач, осуществляемых в отсутствие соответствующего распределения частот в Регламенте радиосвязи, не должны превышать 1% общей мощности шума приемной системы. Распределение уровней атмосферных радиошумов по территории Земли, определяющих порог чувствительности радиоприемных устройств в диапазонах НЧ и СЧ, определено в [5, 10] и может быть рассчитано с использованием [11].

Антенна предназначена для беспомехового радиоприёма в полосе частот 0,5-32 МГц, т.е. перекрывает диапазоны средних, промежуточных и коротких волн. Работоспособность антенны проверялась экспериментально от 150 кГц до 32 МГц с помощью радиоприёмников ТПС-54, AR-88, Р-326 и Р-399. Измерения проводились прибором Rig Expert AA-1400.

При сохранении предлагаемой конструкции, но при увеличении периметра антенны в 2,5-3 раза (при одновременном увеличении высоты подвеса рамки в 1,5-2 раза), нижнюю рабочую частоту можно опустить до 100-150 кГц. Правда, при этом также уменьшится приблизительно в два раза и верхняя рабочая частота, где будет иметь место антипомеховый эффект. В силу особенностей концентрации импульсных радиопомех, в основном, в нижней части радиочастотного спектра, эффективность применения таких антенн на частотах выше 20-24 МГц снижается. Для целевого радиоприёма в 11-метровом вещательном диапазоне 25,67-26,1 МГц, в диапазоне гражданской радиосвязи (Си-Би) 26,175-27,500 кГц и в любительском 10-и метровом диапазоне 28,0-29,7 МГц эффективнее

применять антенны других типов. Данная антенна в этих диапазонах работает хорошо и может применяться как обзорная.

Теория

Антенна представляет собой низкорасположенную горизонтальную рамку. Высота рамки над землёй по диапазону от λ/600 до λ/10. Оптимальное значение – λ/80 ... λ/100. С понижением высоты установки рамки улучшаются её антишумовые и антипомеховые свойства, однако, снижается уровень приходящего с антенны принимаемого сигнала.

Антипомеховый эффект рамочной антенны (низкорасположенной горизонтальной рамки) имеет место из-за её чувствительности к магнитной составляющей электромагнитного поля, когда большинство радиопомех имеют электрическую природу (искры, импульсы, искажения формы синусоиды в электросетях 220/380 В) и в ближней зоне формирования помеховой волны имеют преимущественно электрический характер (магнитная составляющая электромагнитной волны в ближней зоне ещё не сформировалась). То есть, наша антенна преимущественно принимает волны дальней зоны распространения, где в паритете электрическая и магнитная составляющие. Импульсные электрические помехи за пределы ближней зоны, как правило, не выходят, довольно быстро затухая с расстоянием.

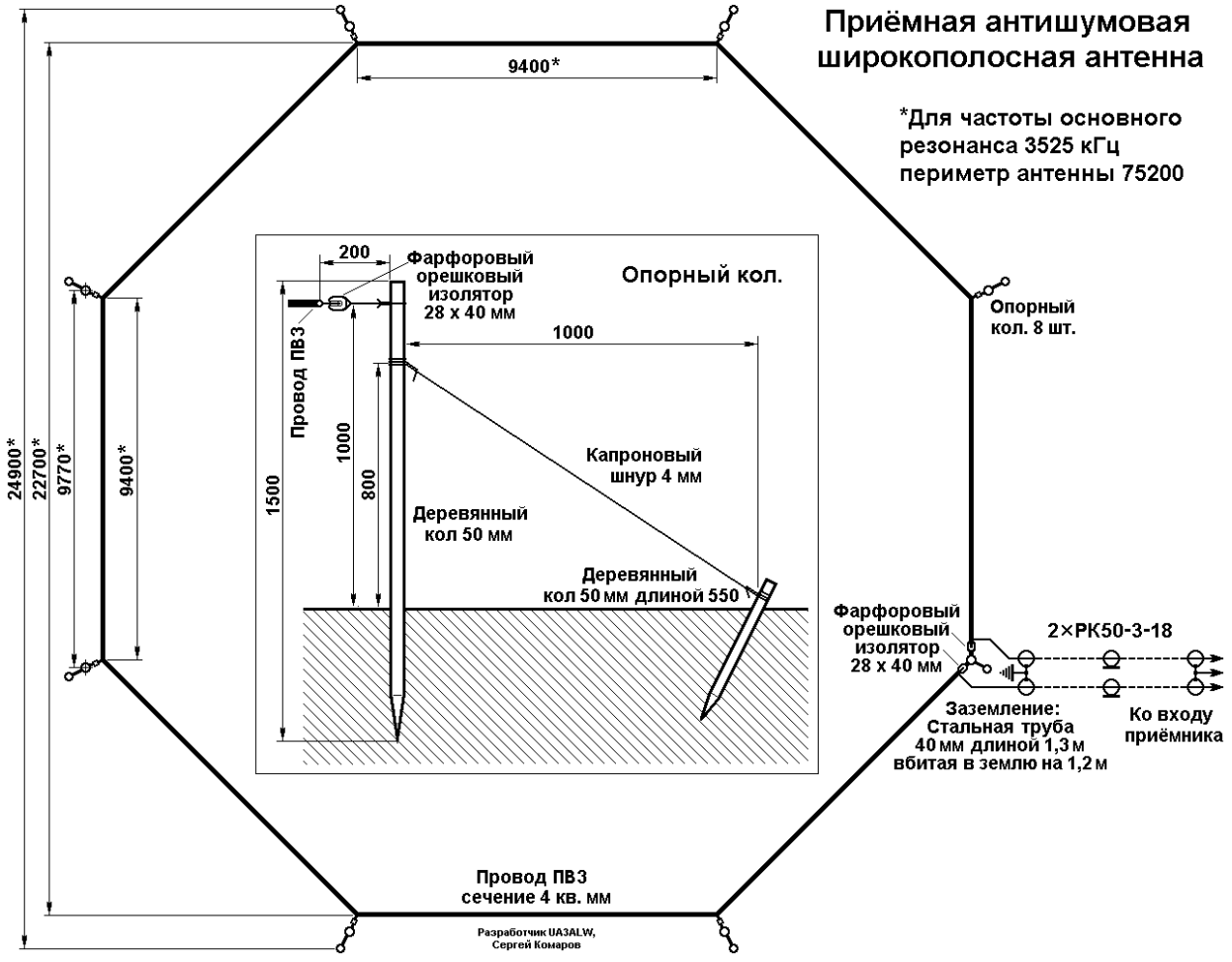
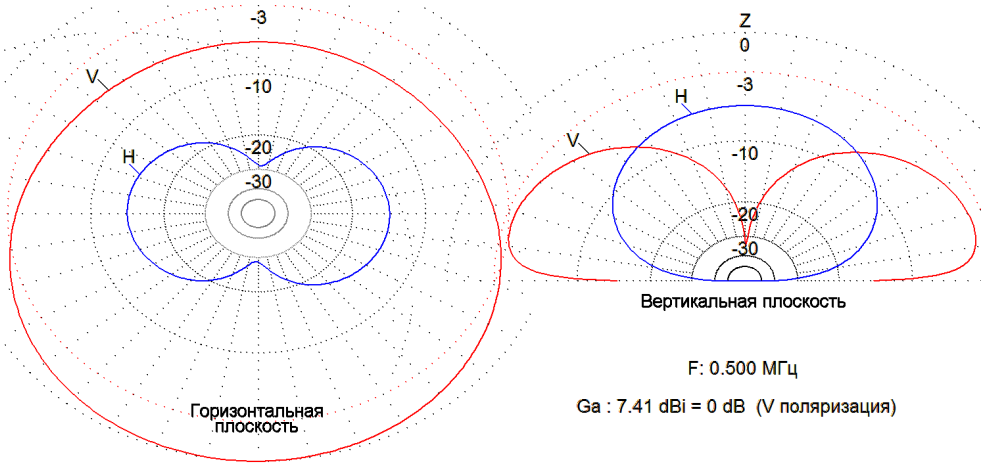


Рис. 1. Схема и конструкция антенны

Поляризация принимаемых радиоволн. В радиовещании наземной волной, как и в радиосвязи, преимущественно используется вертикальная поляризация[1]. Такой выбор обусловлен тем, что фронт волны с вертикальной поляризацией прижимается к проводящей поверхности, вдоль которой он распространяется. Поверхность земли и есть тот самый проводник, а все радиослушатели и связные радиостанции как раз, располагаются именно на поверхности земли. Да, проводник не идеальный, поэтому в приземном слое, из-за активных потерь, наблюдается интересный эффект – возникновение продольных токов (продольных, по отношению к направлению распространения волны). Соответственно, имеет место и продольное падение напряжения в земле, что можно рассматривать, как продольную составляющую электрического поля волны. Результирующая составляющая электрического поля в приземном слое уже не поперечная, а наклонена вперед.

Таким образом, в приземной части фронта волны энергия распространяется уже не параллельно земле, а наклоняется и распространяется сверху вниз [3]. Если под такую волну подставить горизонтальную рамку, то в ней будет наводиться ток. Максимум диаграммы направленности горизонтальной рамки с периметром более 0,4 λ направлен в зенит[2], где источников радиопомех нет. Такая антенна будет принимать зенитные излучения, а также пространственные волны, отражённые от ионосферы. Все излучения, падающие сверху, будут прекрасно приниматься, а вдоль земли приёма радиоволн преимущественно с горизонтальной поляризацией[3] не будет. Наземные радиопомехи (где все их источники и находятся) из ближней зоны окажутся в минимуме приёма такой антенны, и будут подавляться. За исключением радиоволн с вертикальной поляризацией, по отношению к источнику которых наша антенна находится в дальней зоне. То есть, такая антенна хороша для приёма сигналов дальних радиостанций.

Диаграммы направленности антенны в полосе рабочих частот 0,5-32 МГц отмоделированы в программе MMANA-GAL (рис. 2а-р). В реальных условиях, резкие минимумы диаграммы, из-за переотражений от местных предметов и влияния близкорасположенной земли, будут размыты.

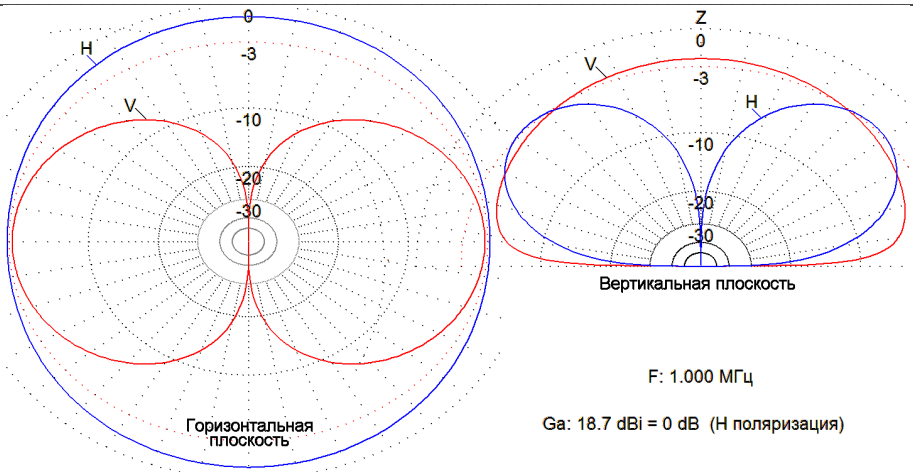


а)

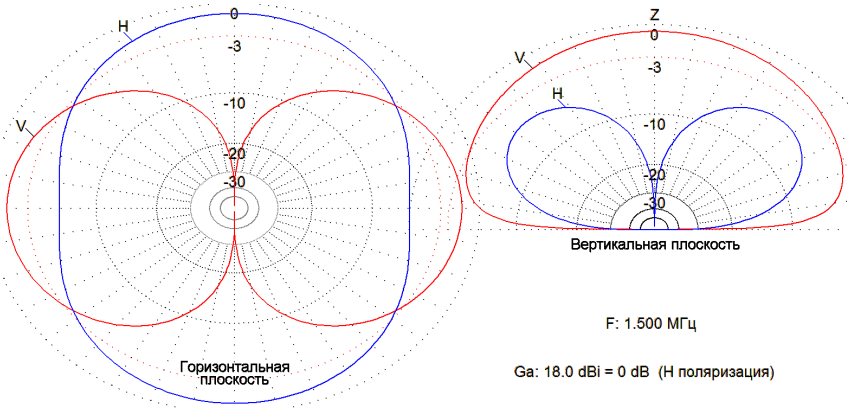
[1] *При радиовещании и связи пространственной волной исходная поляризация передающей антенны не важна, поскольку в ионосфере при отражении волны не от плоской проводящей поверхности, а от объёмной ионизированной области, линейная поляризация волны весьма сильно размывается.*

[2] *Рамки, с периметром менее 0,4 λ, (виток провода), наоборот, имеют максимум приёма в плоскости витка.*

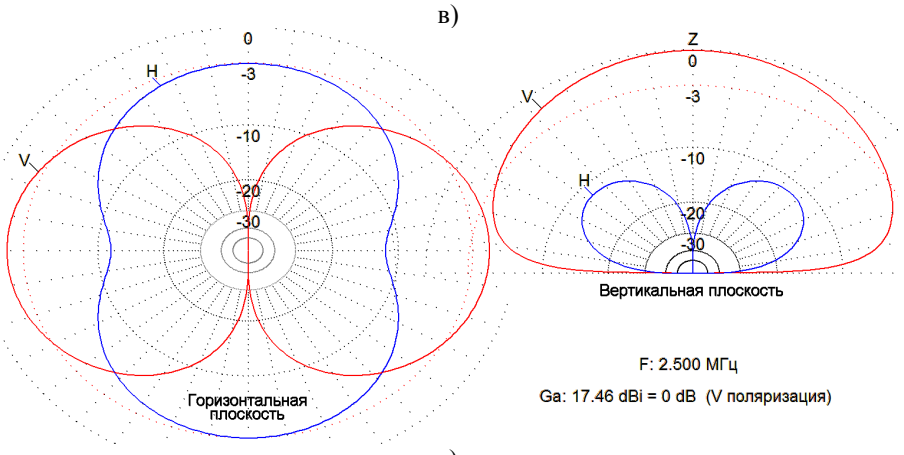
[3] *Излучатели радиопомех имеют преимущественно горизонтальную поляризацию, поскольку провода, к ним подходящие, лежат на земле (на полу), и провода питающих электросетей (ЛЭП) также натянуты горизонтально.*


0
-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
Вертикальная плоскость
F: 1.000 МГц
Ga: 18.7 dBi = 0 dB (H поляризация)

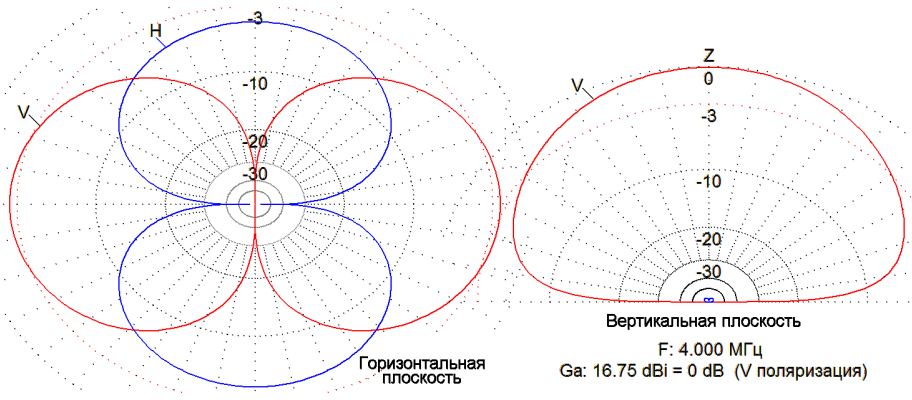
б)


0
-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
Вертикальная плоскость
F: 1.500 МГц
Ga: 18.0 dBi = 0 dB (H поляризация)

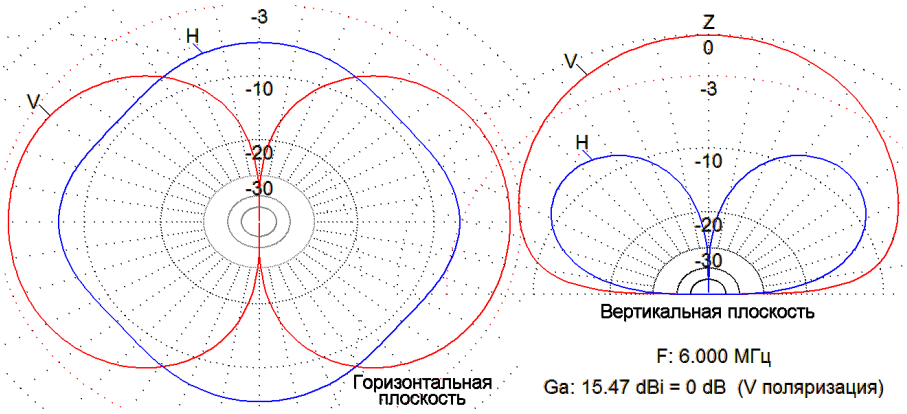
в)


0
-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
Вертикальная плоскость
F: 2.500 МГц
Ga: 17.46 dBi = 0 dB (V поляризация)

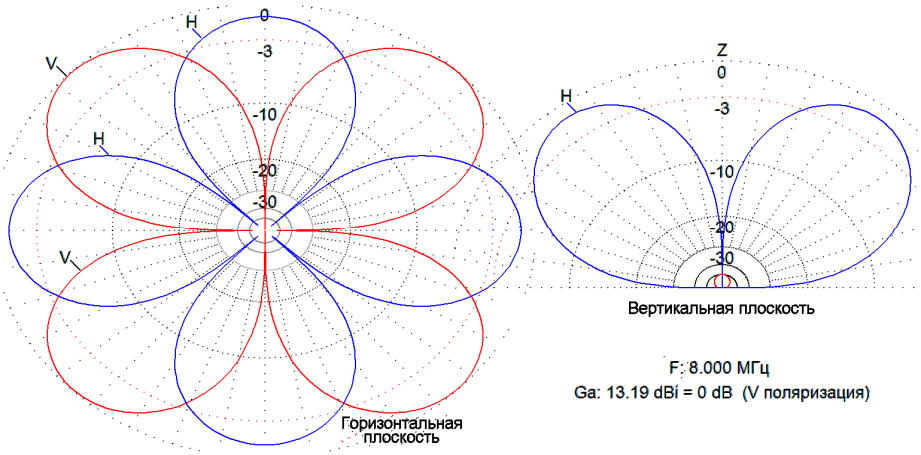
г)


-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
Вертикальная плоскость
F: 4.000 МГц
Ga: 16.75 dBi = 0 dB (V поляризация)

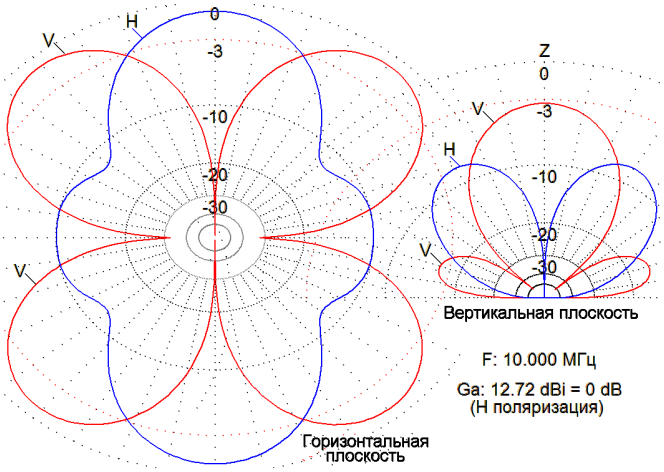
д)


-3
H
-10
V
-20
-30
Горизонтальная плоскость
Z
0
V
-3
H
-10
-20
-30
Вертикальная плоскость
F: 6.000 МГц
Ga: 15.47 dBi = 0 dB (V поляризация)

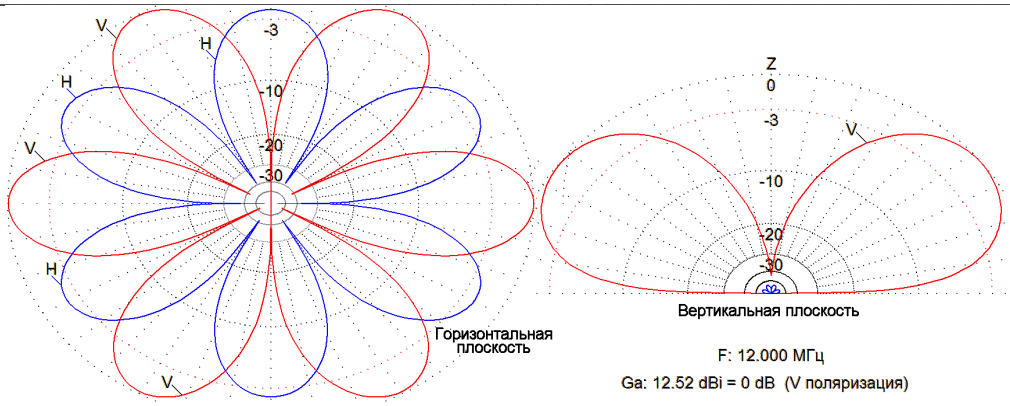
е)


0
H
-3
V
-10
H
-20
-30
V
Горизонтальная плоскость
Z
0
H
-3
-10
-20
-30
Вертикальная плоскость
F: 8.000 МГц
Ga: 13.19 dBi = 0 dB (V поляризация)

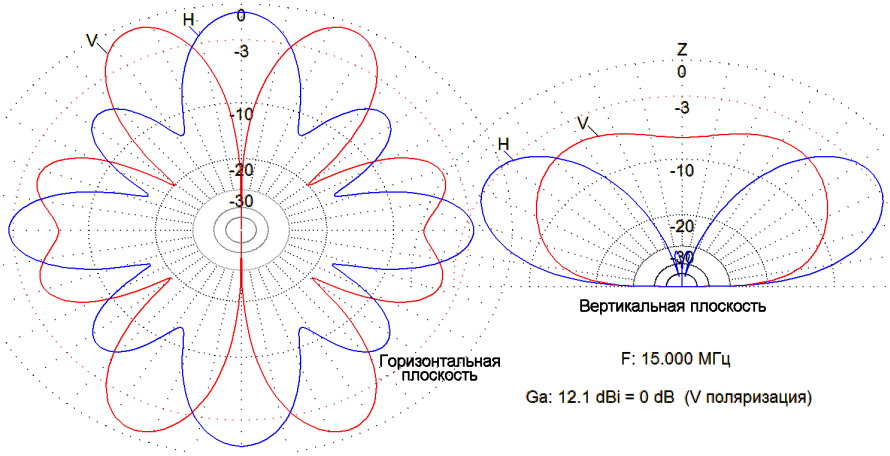
ж)


H
0
V
-3
-10
-20
-30
V
Горизонтальная плоскость
Z
0
V
-3
H
-10
-20
V
-30
Вертикальная плоскость
F: 10.000 МГц
Ga: 12.72 dBi = 0 dB
(H поляризация)

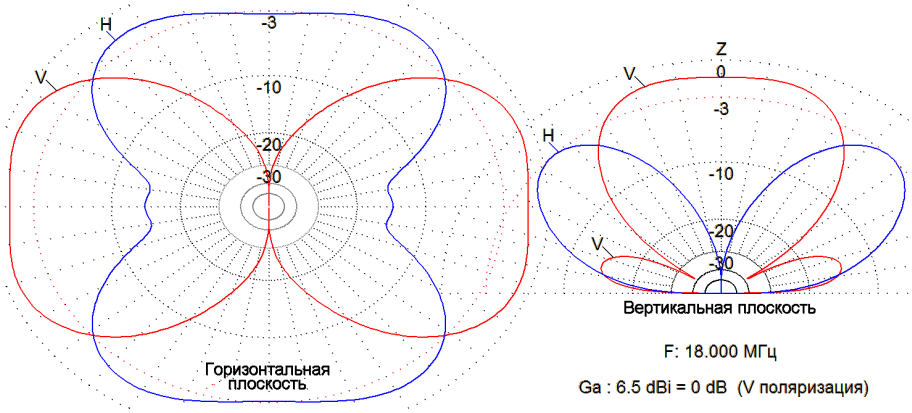
з)


V
H
H
V
H
V
-3
-10
-20
-30
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
-10
-20
-30
V
Вертикальная плоскость
F: 12.000 МГц
Ga: 12.52 dBi = 0 dB (V поляризация)

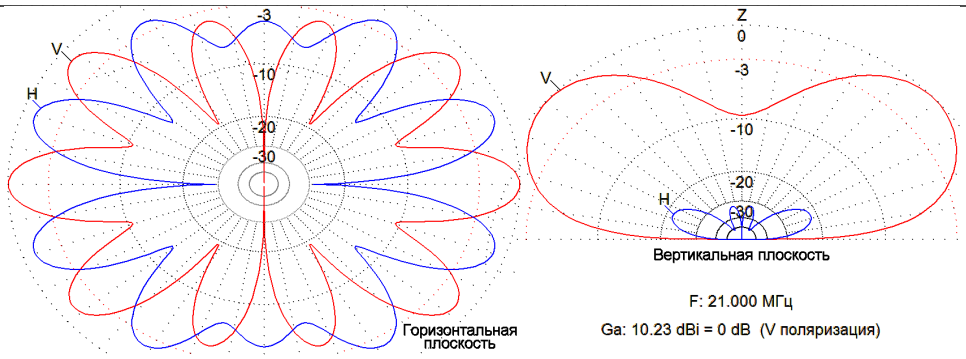
и)


V
H
0
-3
-10
-20
-30
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
V
H
-10
-20
-30
Вертикальная плоскость
F: 15.000 МГц
Ga: 12.1 dBi = 0 dB (V поляризация)

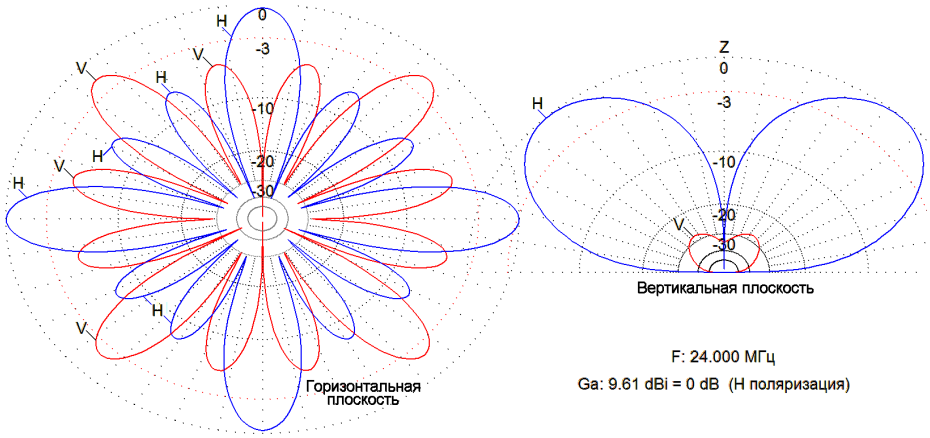
к)


H
V
-3
-10
-20
-30
Горизонтальная плоскость
Z
0
V
-3
H
-10
V
-20
-30
Вертикальная плоскость
F: 18.000 МГц
Ga : 6.5 dBi = 0 dB (V поляризация)

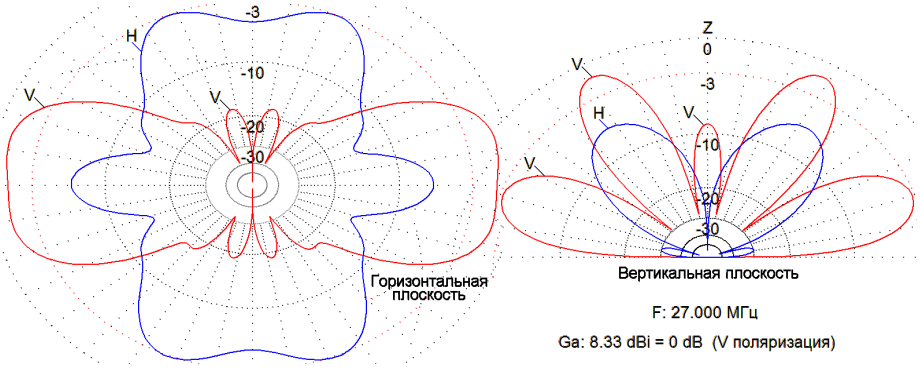
л)


-3
-10
-20
-30
V
H
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
-10
-20
-30
V
H
Вертикальная плоскость
F: 21.000 МГц
Ga: 10.23 dBi = 0 dB (V поляризация)

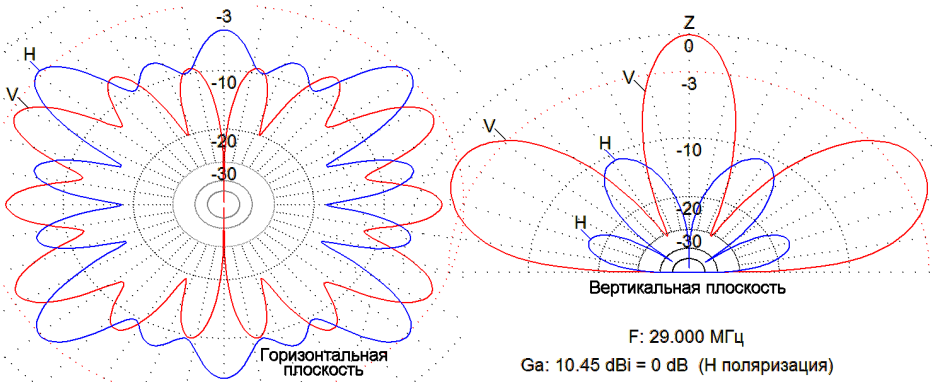
м)


0
-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
-10
-20
-30
H
V
Вертикальная плоскость
F: 24.000 МГц
Ga: 9.61 dBi = 0 dB (H поляризация)

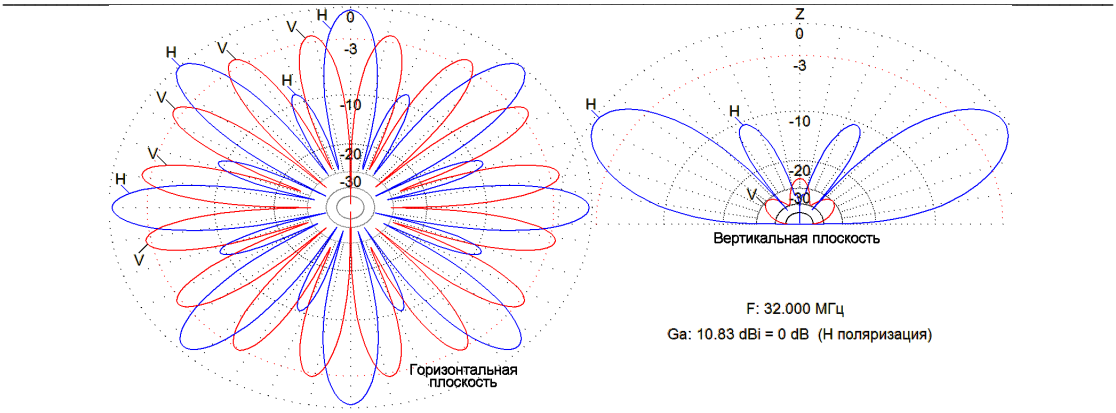
н)


-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
-10
-20
-30
V
H
Вертикальная плоскость
F: 27.000 МГц
Ga: 8.33 dBi = 0 dB (V поляризация)

о)


-3
-10
-20
-30
H
V
Горизонтальная плоскость
Z
0
-3
-10
-20
-30
V
H
Вертикальная плоскость
F: 29.000 МГц
Ga: 10.45 dBi = 0 dB (H поляризация)

п)



р)

Рис. 2.

Электрические параметры антенны

Антенна многорезонансная. Частота основного резонанса определяется периметром антенны и распределённой ёмкостью рамки на землю. Для периметра 75,2 м и высоты подвеса 1 м, основной резонанс имеет место на частоте 3525 кГц. При этом активное сопротивление антенны составляет 150 Ω (рис. 3).

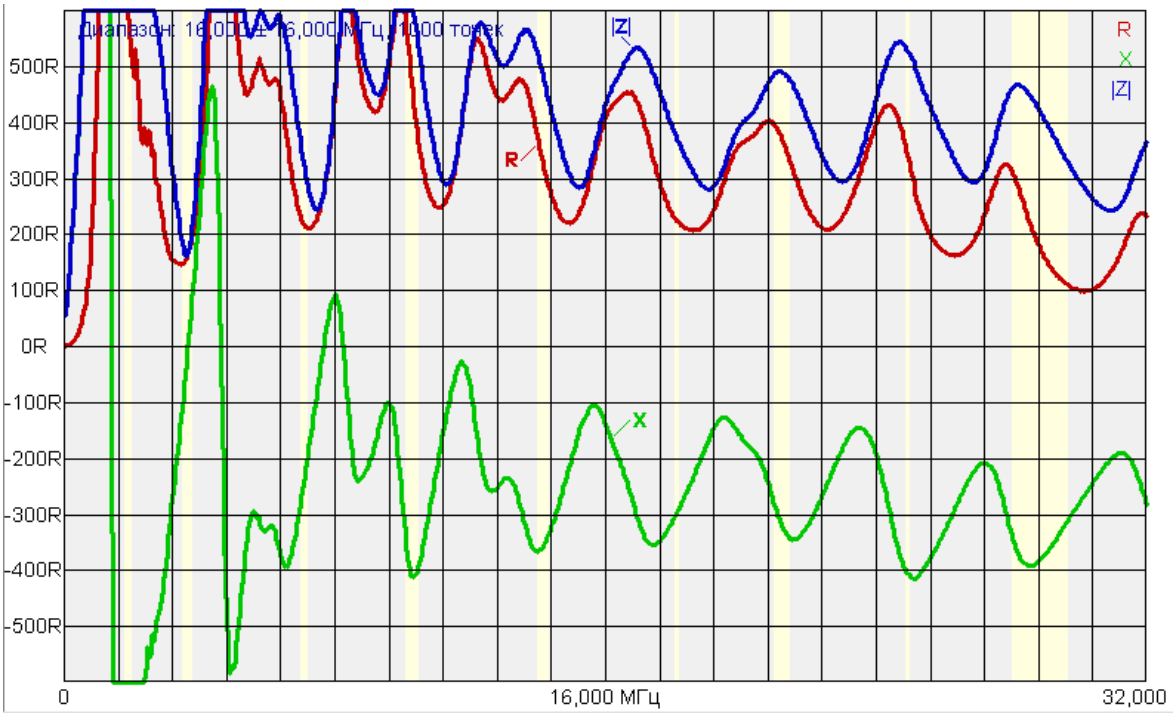


Рис. 3. Результаты измерений антенны прибором Rig Expert AA-1400. График реактивного сопротивления X в полосе частот до 500 кГц начинается из нуля и сливается с графиком модуля полного сопротивления |Z|, в силу малости значений R, и поэтому не виден на рисунке

Благодаря близкому расположению земли и значительного шунтирования антенной рамки проводимостью земли, её резонансы, как и провалы между ними, значительно сглажены. График измене-

ния активного и реактивного сопротивлений антенны в пределах ± 600 Ω, показан на рис. 3. Здесь R – активное сопротивление, X – реактивное сопротивление |Z| – модуль полного сопротивления. Из графика видно, что модуль полного сопротивления антенны почти во всей рабочей полосе частот изменяется вокруг значения 400 Ω. Само собой напрашивается решение установить на выходе антенны трансформатор 4:1 и применить симметричный фидер с волновым сопротивлением 100 Ω. Трансформатор можно выполнить на сердечнике из феррита 400НН или 600НН, сложив вместе два кольца К30х20х5, а три одинаковых обмотки выполнить проводом МС16-13 сечением 0,2 кв. мм, сложенным и перевитым втрое (по одному на каждую обмотку). С незначительными потерями, возможна работа антенны и без такого трансформатора, поскольку внутреннее сопротивление генератора (антенны) не влияет на режим согласования приёмного фидера. Главное, чтобы на входе приёмника фидер был нагружен на сопротивление, равное волновому.

Конструкция

Для устройства антенны требуется относительно ровная площадка размером 25 х 25 м (рис. 1, рис. 4). Важно, чтобы внутри этой площадки не было никаких электроприборов и иных источников радиопомех. Наличие на площадке растущей травы, кочек, муравейников, огорода, сада, кустарника, отдельных деревьев или даже редколесья, не влияет на качество работы антенны. Также крайне желательно чтобы провода силовой или осветительной электросети были бы как можно дальше от антенны, и не заходили вовнутрь рамки антенны.

Рис. 4. Авторское исполнение антенны из провода ПВ3. Высота травы 1,2-1,8 м

Антенна выполнена в виде замкнутой петли из медного провода, имеющей форму правильного восьмиугольника. Провод подвешен над землёй на высоте около 1 м на деревянных кольях. При изготовлении антенны с большим периметром, число кольев (углов многоугольника) может быть, соответственно, больше. Крепёж провода к кольям производится с помощью фарфоровых орешковых (такелажных) изоляторов 28 х 40 мм [15]. При расстояниях между кольями менее 10 м, провис провода незначителен, и разброс высоты подвеса по периметру от 0,85 до 1,15 м не оказывает влияния на работу антенны.

В качестве полотна антенны может быть использован жёсткий антенный канатик диаметром 3,5 мм из неотожжённой меди или бронзовый провод ПАБ диаметром 2,5 мм (по ТУ 16-705.015-77).

Возможно также использование биметаллической сталемедной проволоки БСМ-1 толщиной 2,5 мм. В любительских деревенских условиях возможно применение мягкого изолированного электрического провода ПВ3, сечением 4 кв. мм. Однако, из-за налипающего на него снега, провод будет растягиваться, и каждую весну придется либо его подтягивать, вводя в конструкцию дополнительные опорные колья и мириться со снижением частоты резонансов, либо укорачивать периметр до исходного размера до тех пор, пока провод не порвётся. Соответственно, чем мягче используемый провод, тем чаще должны устанавливаться опорные колья.

Колья для антенны выполнены из сухих еловых или сосновых стволов, диаметром около 50 мм (например, от засохших и выброшенных новогодних ёлок, чтобы не губить молодые деревья). Перед забивкой в землю, для препятствия гниению, уже заострённые колья необходимо пропитать антисептиком (для защиты древесины при контактах с землёй), затем хорошо высушить, после чего части кольев забиваемые в землю (а малые колышки – целиком) проварить в кипящей резино-битумной мастике (как и антисептик, продаётся в магазинах стройматериалов), разогрев достаточное её количество в железной банке на электроплитке. Возможна также пропитка колышков креозотом, как в старые добрые времена СССР пропитывали деревянные железнодорожные шпалы, а в метро и сейчас так делают.

Фидер

Антенна петлевая, симметричная, поэтому и фидер для неё тоже должен быть симметричным. Простейший симметричный фидер с волновым сопротивлением 100 Ω можно выполнить из двух сложенных параллельно, строго одинаковой длины, коаксиальных кабелей РК50-3-18 или аналогичных. Более толстые кабели для приёмной антенны применять не имеет смысла, более тонкие, по механическим соображениям, могут не обеспечить свою сохранность при открытой проводке и ветровой нагрузке. Разумеется, вход приёмника должен быть рассчитан для подключения симметричного фидера с волновым сопротивлением 100 Ω. Или на входе приёмника надо установить симметрирующий трансформатор на сердечнике из феррита 400НН или 600НН, например, сложив вместе два кольца типоразмера К30х20х5. Обращаю внимание, что при отсутствии у приёмника симметричного антенного входа, симметрирующий трансформатор должен быть установлен на входе приёмника, а фидер от антенны должен быть симметричным. Размещать симметрирующий трансформатор у антенны и вести сигнал к приёмнику несимметричным (одиночным) коаксиальным кабелем, – это собрать на его оплётку все радиопомехи от здания и его электроприборов по пути от антенны к приёмнику, и подать их на вход приёмника.

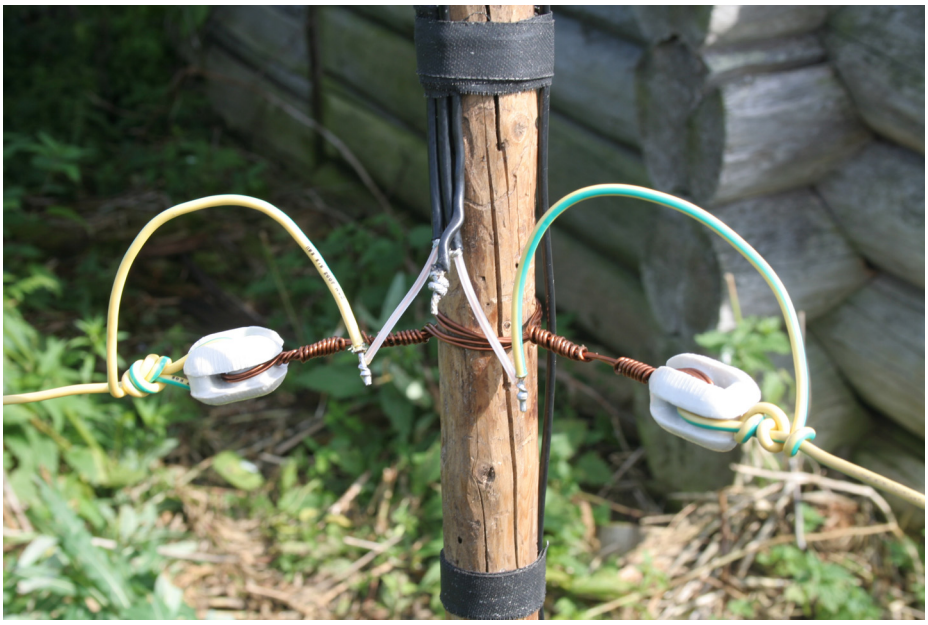


Рис. 5. Подключение антенны к симметричному коаксиальному фидеру и к заземлению

Заземление

Выполнено в виде отрезка стальной водопроводной трубы диаметром 35-40 мм и длиной 1,3-1,5 м, вбитого в землю в непосредственной близости от опорного кола, по которому к антенне подходит фидер. Нижней конец трубы заплющен для облегчения её забивания. Труба вбита в землю почти на всю длину. Снаружи остаётся лишь 100-150 мм. У оголовка трубы к ней шляпкой приварен болт М10 из нержавеющей стали, к которому привёрнута медная лужёная клемма с запаянным проводом заземления, сечением не менее 4 кв. мм, соединяющимся с оплётками обоих коаксиальных кабелей, образующих симметричный фидер, как показано на рис. 1 и рис. 5. Приблизительно через каждые 150-170 мм от нижнего конца трубы в ней крест накрест просверлены отверстия, диаметром 6 мм. После забития трубы, через верхнее торцевое отверстие в неё заливается раствор медного купороса из расчёта 100 грамм кристаллов на 2,5-3 литра воды. Взаимодействуя с железом, медный купорос частично превращается в железный (который также растворяется в воде и хорошо проводит электрический ток):

$3\ CuSO_4 + 2\ Fe = Fe_2\ (SO_4)_3 + 3\ Cu\downarrow$

При этом происходит омеднение поверхности стальной трубы, и через отверстия в стенке трубы растворы медного и железного купоросов просачиваются в окружающий грунт, обеспечивая объёмный контакт стального заземлителя с землёй. Для увеличения прочности слоя меди можно рекомендовать добавить в раствор медного купороса перед его заливкой в трубу 100 мл серной кислоты H_2SO_4 (из расчёта, на три литра раствора). За неимением серной кислоты можно использовать электролит от кислотных автомобильных аккумуляторов. Перед забитием, железную трубу следует зачистить и омеднить снаружи таким же способом для улучшения контакта с землёй.

Размещение антенны относительно здания

Если мы устраиваем антипомеховую антенну, то этот вопрос тоже важен. Здание с его электропроводкой, освещением, электроприборами и другими коммуникациями и металлоконструкциями, является источником радиопомех. Поэтому от здания антенна должна быть отнесена, как минимум, на 1,5 метра (считается, что зона помех от здания распространяется за пределы его стен на 1 метр), и развёрнута относительно него так, чтобы потенциальные помехи от здания приходили бы к антенне симметрично. Тогда антенна будет их лучше подавлять. На рисунке 6 показано размещение антенны относительно деревенского дома в авторском исполнении.

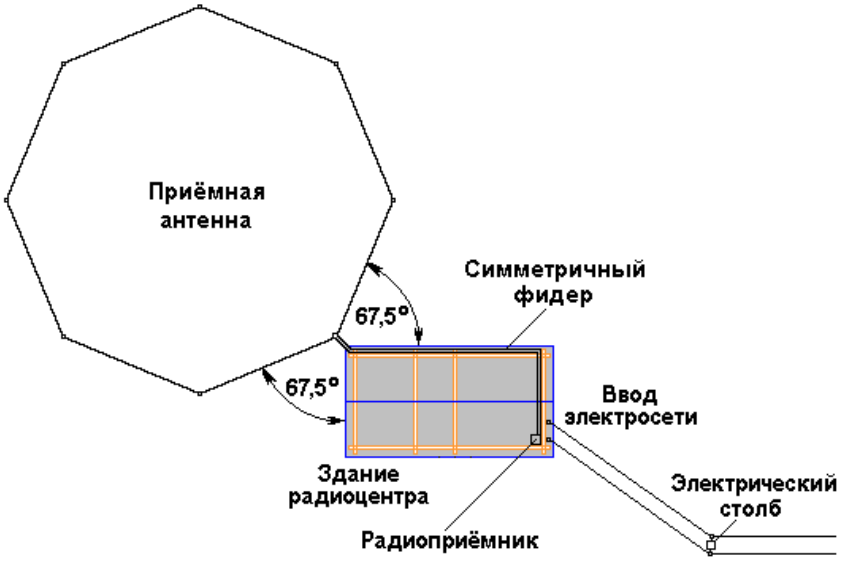


Рис. 6. Размещение антенны относительно здания и электрического ввода

Угол восьмиугольника антенны отнесён от ближайшего угла здания на полтора метра (рис. 5, на заднем плане виден бревенчатый угол дома). При иных местных условиях размещения антенны, следует придерживаться аналогичных соображений. Обращаю внимание, что антенна расположена максимально далеко от электрического ввода в дом, – с противоположного его угла.

Разработка, изготовление, устройство, испытание и исследование антипомеховой антенны было проведено по инициативе ООО «Радиовещательные технологии» в рамках реализации первой фазы образовательного некоммерческого проекта «Радиопробег» в летний полевой сезон 2020 г.

Исследование антенны, как и реализация многолетнего проекта «Радиопробег», проводимого в рамках Федерального проекта «Индивидуальное радиовещание» (www.cqf.su), не закончено. В следующем полевом сезоне 2021 года планируется продолжить исследования этой антенны. Планируются также и другие работы не только по антеннам, но и по организации и строительству исследовательского радиоцентра, ведущего образовательное эфирное радиотехническое вещание [12, 13, 14].

Литература

1. *Комаров С.Н.* Беда пришла, откуда не ждали // Broadcasting Телевидение и радиовещание. 2005, № 7. С. 71.

2. *Комаров С.Н.* Антишумовая приёмная антенна диапазонов средних, длинных и коротких волн. Электронный ресурс: http://www.radiostation.ru/drm/plc2.html (дата обращения: 30.10.2020).

3. *Кашпровский В.Е., Кузубов Ф.А*. Распространение средних радиоволн земным лучом. М.: Связь, 1971.

4. Справочник по радиотехнике. Под общей ред. инж. Б.А. Смиренина. Государственное энергетическое издательство. Москва – Ленинград, 1950.

5. *Варламов О.В.* Технология создания сети цифрового радиовещания стандарта DRM для Российской Федерации / Диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Московский технический университет связи и информатики. Москва, 2017.

6. Рек. МСЭ - R BS.1895. (05/2011). Критерии защиты систем наземного радиовещания. Женева, 2011.

7. ГОСТ Р 51318.22-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Оборудование информационных технологий. Радиопомехи индустриальные. Нормы и методы измерений.

8. ГОСТ Р 51318.13-2006. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиовещательные и телевизионные приемники и другая бытовая радиоэлектронная аппаратура. Радиопомехи индустриальные. Нормы и методы измерений.

9. ГОСТ Р 51318.15-99. Совместимость технических средств электромагнитная. Радиопомехи индустриальные от электрического светового и аналогичного оборудования. Нормы и методы испытаний.

10. *Варламов О.В., Варламов В.О.* Распределение максимальных уровней атмосферных радиошумов в диапазонах низких частот и средних частот по территории Земли // Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. 2017. Т. 9. № 5. С. 42-51.

11. *Варламов О.В., Варламов В.О*. Программа расчета распределения максимальных уровней атмосферных радиошумов в диапазонах низких и средних частот по территории Земли / Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2018618338, 11.07.2018. Заявка № 2018615562 от 30.05.2018.

12. *Тактакишвили В.Г., Комаров С.Н*. Разработка и исследование передатчика с квадратурной амплитудной модуляцией // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016. Т. 3. № 1. С. 39-42.

13. *Комаров С.Н.* Импульсное суммирование мощности активных элементов в многофазных выходных каскадах радиопередатчиков // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2017. Т. 11. № 5. С. 9-14.

14. *Токарева Е.М., Комаров С.Н*. Концепция радиотехнического эфирного вещания "Радио МТУСИ" // Телекоммуникации и информационные технологии. 2016. Т. 3. № 1. С. 31-34.

15. *Комаров С.Н.* Индивидуальное радиовещание. 1. Самодельные передающие антенны диапазона 200 метров. Монография. Практическое руководство для руководителей и членов конструкторских радиокружков и радиостанций Индивидуального радиовещания. М.: ИД Медиа Паблишер, 2017. 150 с.

Информация об авторах:

Комаров Сергей Николаевич, *Московский технический Университет связи и информатики, ст. преподаватель, радиоинженер, Москва, Россия,* komarov@radiostation.ru

Гранковский Константин Эдуардович, *Полевая экспедиционная база, руководитель, кандидат технических наук, Вологодская область, Россия*

Семенов Олег Александрович, *Московский политехнический Университет, студент 4-его курса, Москва, Россия*

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАММЫ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЕ

Рыжаков В.В.,
Зав. кафедры Радиоэлектроники и электроэнергетики,
Сургутский Государственный университет, СурГУ, г. Сургут, Россия,
v.ryzhakov@gmail.com

Прохорова Е.В.,
Преподаватель кафедры Радиоэлектроники и электроэнергетики,
Сургутский Государственный университет, СурГУ, СурГУ, г. Сургут, Россия,
p.katerina95@mail.ru

Аннотация

Целью работы являлось определение соотношения между загруженностью микроконтроллера измерения сигналов электрокардиограммы и потоком данных от микроконтроллера в центральный сервер через сеть Интернет в зависимости от распределения вычислительных операций между ними. Сигналы электрокардиограммы подвергались обработке в последовательности независимо управляемых цифровых фильтров, поэтапно приводящей к снижению потока данных. Представлены результаты моделирования работы алгоритмов цифровой обработки сигналов электрокардиограммы для 8-разрядного однокристального микроконтроллера с гарвардской RISC архитектурой в среде MatLAB с оценкой временной вычислительной сложности. Приводятся оценки вычислительной сложности каждого из этапов обработки сигнала, загруженности микроконтроллера, реализующего эти этапы, а также оценки изменения потока данных на выходе микроконтроллера при реализации полной или сокращенной последовательности этапов.

Ключевые слова

Электрокардиограмма, вычислительная система, распределенные вычисления, цифровой фильтр, микроконтроллер.

Введение

В настоящее время для сбора, передачи через сеть Интернет и хранения данных электрокардиограмм разработаны и активно используются специализированные стандарты представления данных, такие как [6-13], которые позволяют интегрировать медицинские измерительные устройства, сетевое оборудование, а также системы архивации и передачи изображений разных производителей. Общим недостатком указанных стандартов является статический характер обмена данными, когда передача осуществляется блоками, не имеющими временных синхронизирующих меток, что не позволяет вести дистанционное наблюдение за пациентом в режиме реального времени.

Построение систем дистанционного мониторинга состояния пациента, согласно концепции Интернета вещей, позволяет преодолеть этот недостаток, однако такой подход должен учитывать некоторые требования к соответствующим измерительным системам. В частности, необходимо обеспечить низкое энергопотребление и невысокую скорость передачи данных по каналам связи. Эти требования являются противоречивыми, поскольку невысокая скорость передачи данных подразумевает использование затратных вычислений по предварительной обработке сигналов электрокардиограмм в микроконтроллере, что приводит к повышенному энергопотреблению. С другой стороны, использование микроконтроллера сбора данных биотелеметрии в качестве простого ретранслятора приводит к необходимости усложнения протокола обмена по каналам связи и повышению передаваемых объемов.

Целью работы является оценка вычислительной сложности каждого из этапов обработки сигнала электрокардиограммы, загруженности микроконтроллера, реализующего эти этапы, а также изменения потока данных на выходе микроконтроллера при полной или частичной реализации на нем этапов обработки сигналов.

Исследуемая схема

Структурная схема мобильного электрокардиографа согласно концепции Интернета вещей выглядит как на рис. 1.

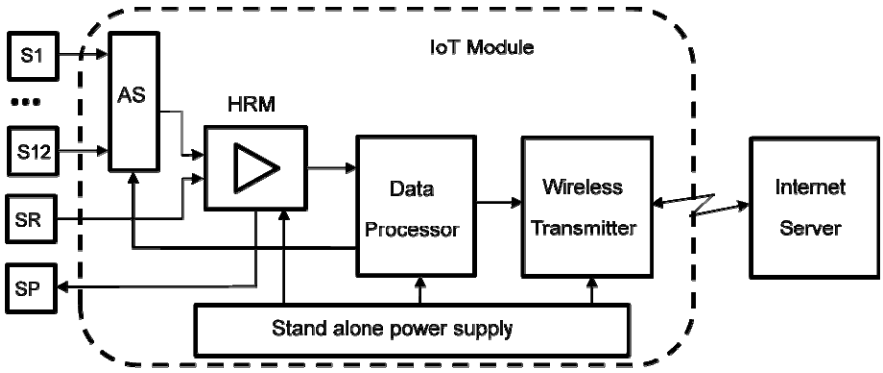


Рис. 1. 12-тиканальный IoT электрокардиограф: S1–S12 – измерительные сенсоры; SR – эталонный датчик; SP – датчик синфазного режима; AS – многоканальный аналоговый переключатель; HRM – однопроводный, интерфейс датчика частоты пульса

Сигналы кардиограммы представляют собой потенциальные уровни величиной от 50 мкВ до 5 мВ. Поэтому перед обработкой в процессоре данных необходимо их усиление. Усиление сигналов электрокардиограммы осуществляется в HRM, который под управлением процессора данных через AS последовательно подключается ко всем 12 каналам электрокардиографа. Сигналы измеряются относительно сенсора SR. Сенсор SP используется для подавления синфазной помехи HRM. Использование AS обусловлено сокращением числа потребителей электрической мощности.

Оцифровка сигнала электрокардиограммы в стандартном измерительном приборе обычно осуществляется с частотой 500-1000 отсчетов в секунду, что более чем в два раза превышает необходимую частоту дискретизации, поскольку значащие гармоники электрокардио-сигнала имеют частоту ниже 200 Гц [1-5]. С другой стороны, для прецизионных измерителей частота дискретизации может быть увеличена до 2000 отсчетов в секунду на один канал. Для обеспечения приведенной погрешности цифрового кодирования на уровне не более 3% для представления отсчетов необходимо использовать не менее 8 двоичных разрядов. Сигнал электрокардиограммы на выходе HRM и его спектр представлены на рис. 2.

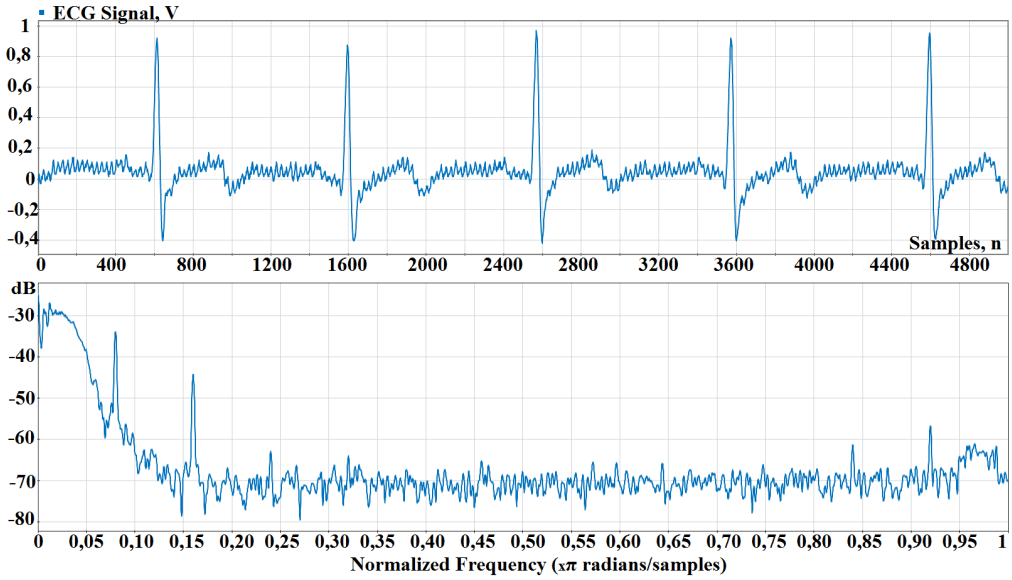


Рис. 2. Сигнал электрокардиограммы и его спектр на выходе HRM

При условии передачи данных 12-и канального электрокардиографа без предварительной обработки потребуется организация передачи синхронного потока со скоростью до 192 кбит/с на одного пациента.

При организации передачи данных на удаленный сервер сбора и обработки данных биотелеметрии посредством сети Интернет в протокол представления данных необходимо будет ввести служебную информацию, обеспечивающую синхронную передачу данных без потерь, а также применить методы помехозащищающего кодирования и шифрования. Например, при реализации протокола NB-IoT доля полезной нагрузки в общем канале данных составляет всего 14% [6-16]. В результате поток данных на одного пациента может вырасти до 1,4 Мбит/с.

Таким образом, передача необработанных данных с электрокардиографа по сети Интернет приведет к значительной загруженности каналов связи, что является существенной проблемой для беспроводных сетей доступа.

Обработка сигналов электрокардиограмм цифровыми фильтрами

Для обеспечения соответствия стандартам обработки медицинских данных [17-24] необходимо сигналы электрокардиограммы пропускать через набор независимо управляемых цифровых фильтров в следующей последовательности [25-33]: фильтр нижних частот с частотой среза 100 Гц – для ограничения влияния высокочастотных помех, анти-треморный фильтр низкой частоты с полосой 30-35 Гц для устранения высокочастотного тремора пациента, режекторный фильтр сетевой помехи с центральной частотой 50 Гц, фильтр верхних частот с постоянной времени 3,2 и 1,6 секунды для устранения низкочастотного тремора пациента. Указанные фильтры реализуются в виде цифровых фильтров на процессоре данных.

При реализации цифровых фильтра низких частот и режекторного фильтра для минимизации фазовых искажений использовались цифровые фильтры с конечной импульсной характеристикой и линейной фазой. При этом, для обеспечения максимального выброса переходной характеристики не более 5%, длины применяемых цифровых фильтров были выбраны – 20 миллисекунд для фильтра низких частот 100 Гц, 40 мс для анти-треморного фильтра, и 1 сек для фильтра сетевой помехи 50 Гц. При этом ширина полосы задержания фильтра сетевой помехи была выбрана равной 2 Гц, что соответствует максимально допустимым отклонениям частоты питающей сети. В качестве фильтра верхних частот 1,6 секунды также использовался рекурсивный фильтр с конечной импульсной характеристикой.

Моделирование исследуемых фильтров проводилось в среде MatLAB. Их частотные и фазовые характеристики представлены на рис. 3-6.

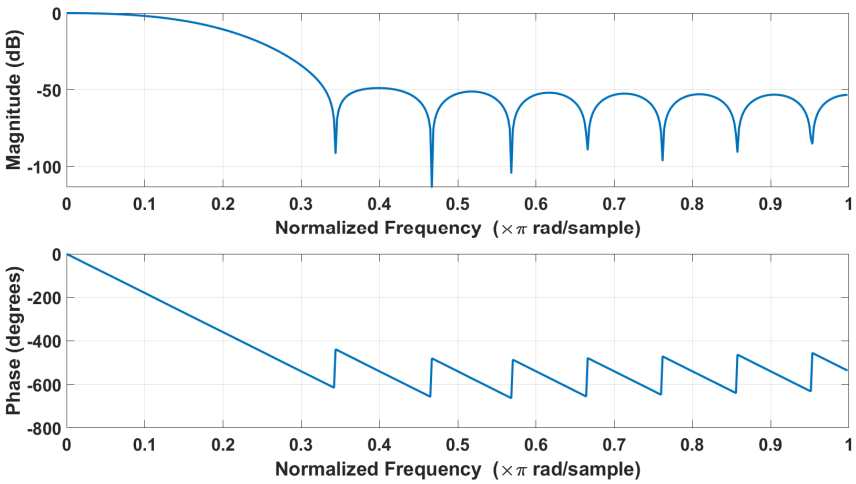


Рис. 3. Частотные и фазовые характеристики цифрового фильтра нижних частот с частотой среза 100 Гц

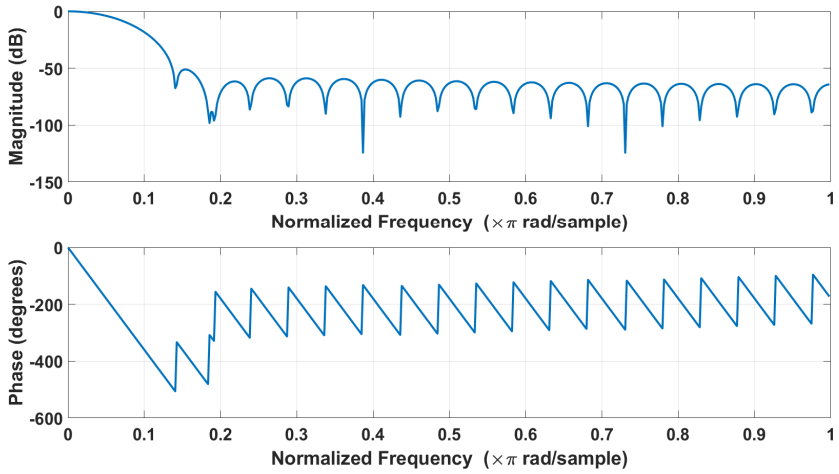


Рис. 4. Частотные и фазовые характеристики цифрового анти-треморного фильтра низкой частоты с полосой 30-35 Гц для устранения высокочастотного тремора пациента

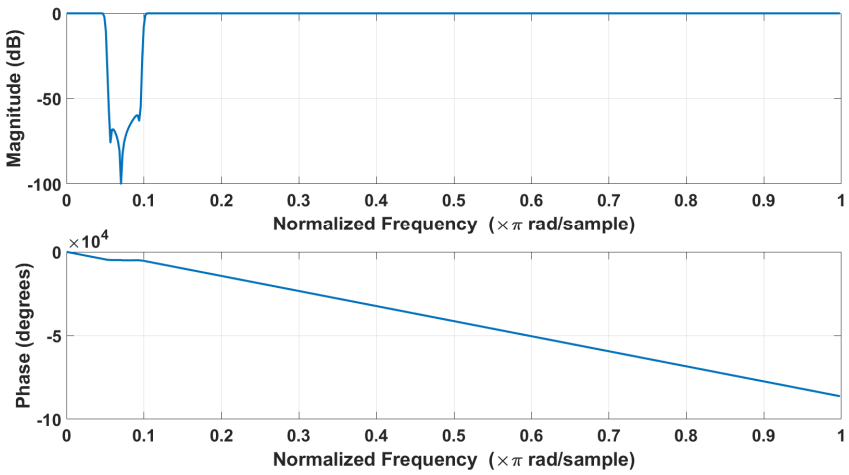


Рис. 5. Частотные и фазовые характеристики цифрового режекторного фильтра сетевой помехи с центральной частотой 50 Гц

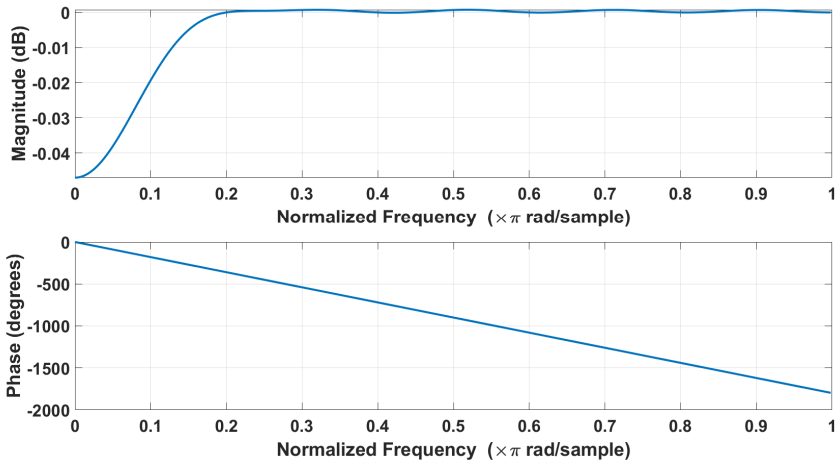


Рис. 6. Частотные и фазовые характеристики цифрового фильтра верхних частот с постоянной времени 1,6 секунды для устранения низкочастотного тремора пациента

Последовательное прохождение сигнала электрокардиограммы через указанные фильтры позволило провести прореживание выборки отсчетов до величины 156 отсчетов в секунду, что при 12 канальном электрокардиографе составило поток данных в сеть не более 106 Кбит/сек. При этом основное снижение потока данных было достигнуто применением фильтра нижних частот 100 Гц. На рисунках 7-10 представлены формы и спектры сигналов на выходе цифровых фильтров.

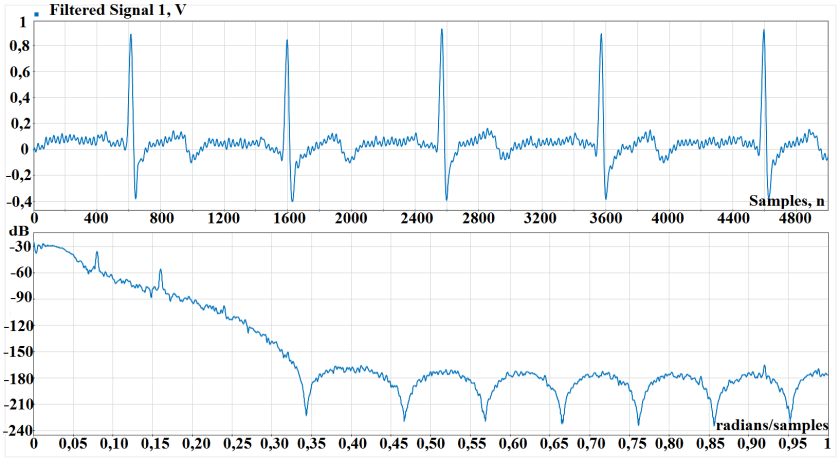


Рис. 7. Форма и спектр сигнала на выходе цифрового фильтра нижних частот с частотой среза 100 Гц

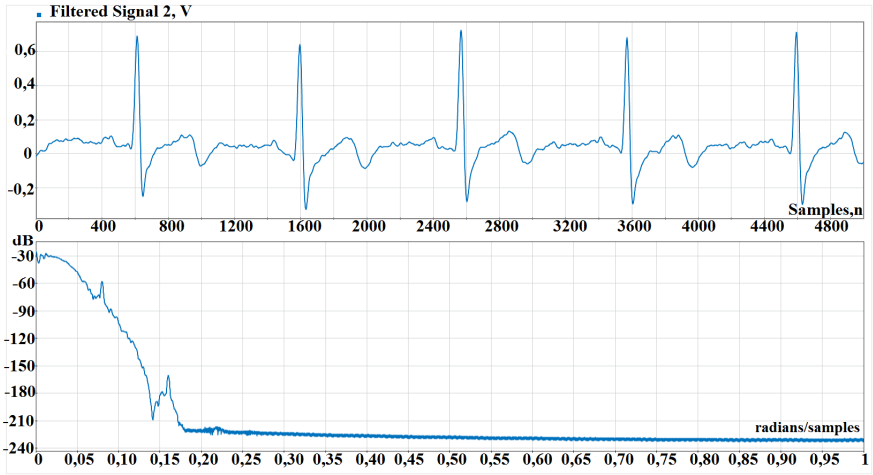


Рис. 8. Форма и спектр сигнала на выходе цифрового анти-треморного фильтра низкой частоты с полосой 30-35 Гц для устранения высокочастотного тремора пациента

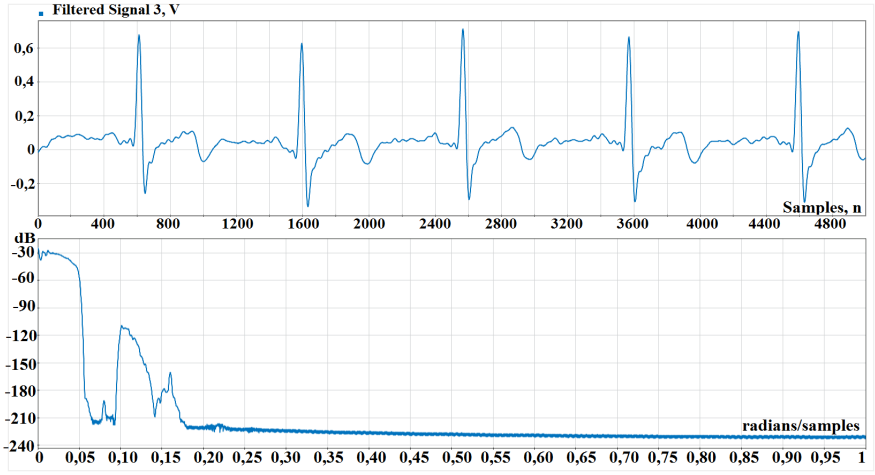


Рис. 9. Форма и спектр сигнала на выходе цифрового режекторного фильтра сетевой помехи с центральной частотой 50 Гц

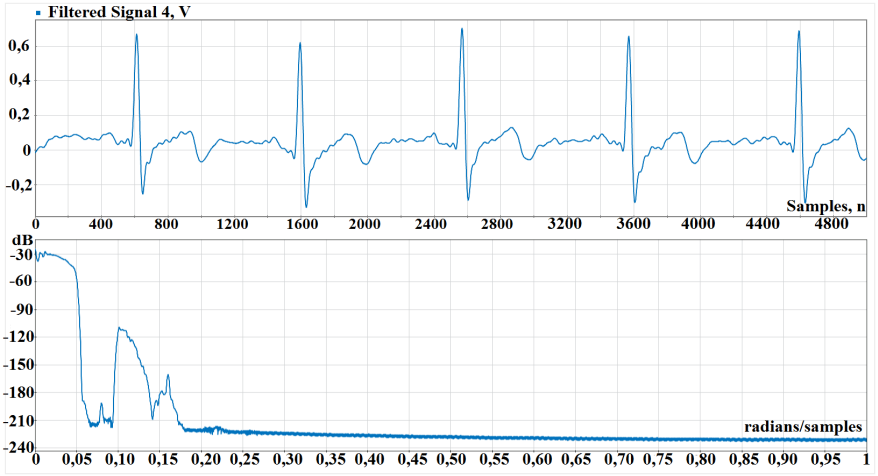


Рис. 10. Форма и спектр сигнала на выходе цифрового фильтра верхних частот с постоянной времени 1,6 секунды для устранения низкочастотного тремора пациента

Оценка временной вычислительной сложности и загруженности микроконтроллера

Для реализации в процессоре данных цифровой фильтрации для всех описанных фильтров использовались фильтры к конечной импульсной характеристикой вида:

$$y_n = \sum_{k=0}^{N-1} b_k \cdot x_{n-k}, n = 0,1,2,... \quad (1)$$

Общая структурная схема фильтров выглядит как на рис. 11.

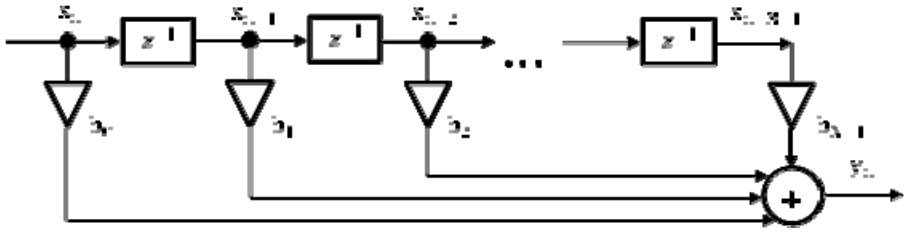


Рис. 11. Общая структурная схема фильтров

Рассмотрим реализацию фильтра рис. 11 на 8-разрядном однокристальном микроконтроллере с гарвардской RISC архитектурой и тактовой частотой 8 МГц, поскольку именно такие микроконтроллеры в настоящее время часто используются для построения контроллеров сбора данных в системах Интернета вещей.

Оценку вычислительной сложности используемых алгоритмов проведем путем определения верхней границы числа вычислительных операций, производимых в микроконтроллере при реализации алгоритма рис. 12, над входными данными для каждого из этапов обработки сигналов электрокардиограммы.

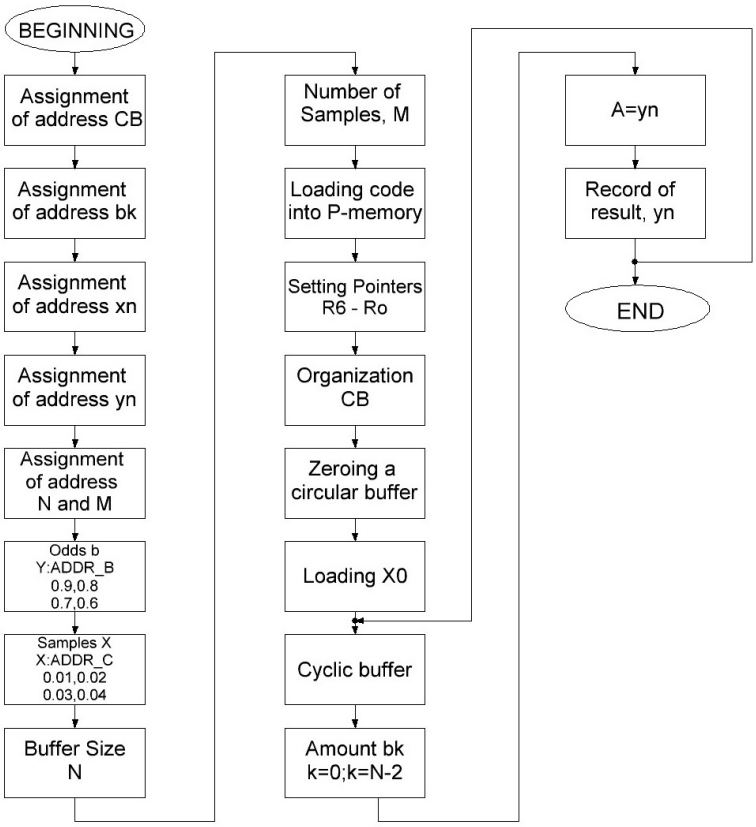


Рис. 12. Алгоритм работы микроконтроллера

Для оценки этой величины воспользуемся асимптотическим выражением:

$$f(M) = O(M^{\log_2 a}), \tag{2}$$

где M – количество обработанных входных данных в секунду (равно количеству выборок в секунду), α – положительное число, характеризующее количество уровней деления общего числа вычислительных операций на более простые группы. Для этой задачи были получены следующие оценки:

– фильтр нижних частот с частотой среза 100 Гц: M = 625, α = 3, f (N) ≤ 78000 операций в секунду;

– антитреморный фильтр нижних частот с полосой 30–35 Гц: M = 438, α = 3, f (N) ≤ 15000 операций в секунду;

– режекторный фильтр сетевых помех с центральной частотой 50 Гц: M = 250, α = 3, f (N) ≤ 6200 операций в секунду;

– фильтр верхних частот с постоянной времени 1,6 секунды: M = 156, α = 3, f (N) ≤ 3000 операций в секунду.

Таким образом, процедура фильтрации сигнала электрокардиограммы требует проведения не более 102200 вычислительных операций в секунду на один канал или не более 1226400 операций на 12 каналов.

Для данного типа микроконтроллеров одна операция может занимать до 5 машинных тактов, тогда полный цикл обработки данных со всех 12 каналов потребует до 6,1 МГц тактовой частоты процессора или займет 76,25% процессорного времени.

Накладные расходы, связанные с подготовкой данных для выполнения вычислительных операций, а также выводом данных приведет к загруженности процессора не менее чем на 90%.

Выводы

Приведенные оценки показывают, что реализация процедур предварительной обработки сигналов электрокардиограмм в типовом микроконтроллере для устройств Интернета вещей загружает его на 90% от доступной производительности. При этом организуется поток данных в сеть Интернет на

уровне 85 кбит/с. Тем не менее, указанный объем вычислений, реализуемый микроконтроллером нельзя считать приемлемым, поскольку учет реализации дополнительных операций по обработке данных биотелеметрии приведет к загруженности микропроцессора более чем на 100% при снижении трафика в сеть до величины не более 36 кбит/с. При этом задачи формирования и обработки радиосигналов сети доступа необходимо будет переложить на дополнительный микроконтроллер.

С учетом того, что медицинские измерительные приборы для концепции Интернета вещей желательно делать многофункциональными, т.е. позволяющими проводить множество разнотипных измерений, подход, при котором вся предварительная обработка перекладывается на конечный микроконтроллер, нельзя назвать приемлемым. Определение оптимального распределения вычислительных затрат между микроконтроллером и центральным сервером является предметом дальнейших исследований. Например, в отношении обработки сигналов электрокардиограмм можно предложить выполнение на микроконтроллере только операции низкочастотной цифровой фильтрации, что с учетом всех накладных вычислительных затрат приведет к максимальной загруженности микроконтроллера до 58,5%, при увеличении потока данных в сеть до 106 кбит/с. Кроме этого, саму операцию фильтрации можно сделать распределенной, переложив часть вычислений на Интернет сервер. Также возможно использование микроконтроллеров с повышенной тактовой частотой, что, однако, вызовет повышенное энергопотребление.

Литература

1. *Hsia P.-W., Jolly S. R., & Mahmud R*. (n.d.). Dynamic frequency spectrum analysis: application in organized and disorganized electrocardiographic signals. Proceedings. Computers in Cardiology 1988. doi:10.1109/cic.1988.72660.

2. *Agarwal R., & Sonkusale S.* (2011). Input-Feature Correlated Asynchronous Analog to Information Converter for ECG Monitoring. IEEE Transactions on Biomedical Circuits and Systems, 5(5), pp. 459-467. doi:10.1109/tbcas.2011.2116787.

3. *Clayton R.H., Murray A., Campbell R.W.F*. (n.d.). Changes in the surface ECG frequency spectrum during the onset of ventricular fibrillation. 1990 // Proceedings Computers in Cardiology. doi:10.1109/cic.1990.144269.

4. *Aubert A.E., Goldreyer B.N., Wyman M.G., Kurth P.A., Ector H., De Geest H*. (n.d.). Power spectrum analysis of endocardial electrograms during automatic defibrillator implantation. Computers in Cardiology 1994. doi:10.1109/cic.1994.470249

5. *Chen B., Li Y., Cao X., Sun W., He W*. Removal of Power Line Interference From ECG Signals Using Adaptive Notch Filters of Sharp Resolution // IEEE Access. 2019. No. 7, 150667–150676. doi:10.1109/access.2019.2944027.

6. Rohde & Schwarz, 1MA266: Narrowband Internet of Things.

7. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101.

8. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.101.

9. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation (3GPP TS 36.211 version 13.3.0 Release 13).

10. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Multiplexing and channel coding (3GPP TS 36.212 version 13.3.0 Release 13).

11. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical layer procedures (3GPP TS 36.213 version 13.3.0 Release 13).

12. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA) and Evolved Universal Terrestrial Radio Access Network (E-UTRAN); Overall description; Stage 2 (3GPP TS 36.300 version 13.4.0 Release 13).

13. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); User Equipment (UE) procedures in idle mode (3GPP TS 36.304 version 13.4.0 Release 13).

14. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Medium Access Control (MAC) protocol specification (3GPP TS 36.321 version 13.4.0 Release 13).

15. Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Radio Resource Control (RRC); Protocol specification (3GPP TS 36.331 version 13.3.0 Release 13).

16. Y.-P. Eric Wang, Xingqin Lin, Ansuman Adhikary: A Primer on 3GPP Narrowband Internet of Things (NB-IoT).

17. EN 1064:2005+A1:2007. Health informatics - Standard communication protocol - Computer-assisted electrocardiography. Date of Availability (DAV) 2007-03-14.

18. ISO standard 12052:2017 – Health informatics - Digital imaging and communication in medicine (DICOM) including workflow and data management. Published by ISO on August, 2017.

19. HL7 Version 3 Standard: Regulated Studies; Annotated ECG (aECG), Release 1.

20. ISO standard 11073-91064 - Health informatics – Standard communication protocol – Part 91064: Computer-assisted electrocardiography. Published by ISO on May 1, 2009.

21. ISO standard 22077-1 – Health informatics – Medical waveform format – Part 1: Encoding rules. Published by ISO on April 1, 2015.

22. ISO standard TS 22077-2 – Health informatics – Medical waveform format – Part 2: Electrocardiography. Published by ISO on August 1, 2015.

23. ISO standard TS 22077-3 – Health informatics – Medical waveform format – Part 3: Long term electrocardiography. Published by ISO on August 1, 2015.

24. BSI – PD ISO/TS 22077-4. Health informatics – Medical waveform format Part 4: Stress test electrocardiography. Published by BSI on October 31, 2019.

25. *Srivastava A., Sankar K., N., Chatterjee B., Das D., Ahmad M., Kukkundoor R.K., Baghini M.S.* (2018). Bio-WiTel: A Low-Power Integrated Wireless Telemetry System for Healthcare Applications in 401–406 MHz Band of MedRadio Spectrum // IEEE Journal of Biomedical and Health Informatics. 2018. 22(2), pp. 483-494. doi:10.1109/jbhi.2016.2639587.

26. *Abdul-Kadir N.A., Sahar N.S., Chan W.H., Harun, F.K.C.* A Portable WiFi ECG. 2018 IEEE 38th International Electronics Manufacturing Technology Conference (IEMT). 2018. doi:10.1109/iemt.2018.8511698.

27. *Noor S.M., John E., Panday M*. Design and Implementation of an Ultralow-Energy FFT ASIC for Processing ECG in Cardiac Pacemakers // IEEE Transactions on Very Large Scale Integration (VLSI) Systems. 2018, pp. 1–5. doi:10.1109/tvlsi.2018.2883642.

28. *Raja K., Saravanan S., Anitha R., Priya S.S., Subhashini R.* Design of a low power ECG signal processor for wearable health system-review and implementation issues // 2017 11th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO). 2017. doi:10.1109/isco.2017.7856022.

29. *Catherine Chronaki, Franco Chiarugi.* OpenECG: Testing conformance to CEN/EN 1064 standard. July 2006. // Conference: ESBME 2006At: Patras, Greece. 2006.

30. *Daidi Zhong, Michael J. Kirwan, Xiaolian Duan*. Regulatory Barriers Blocking Standardization of Interoperability // JMIR Mhealth Uhealth. 2013 Jul-Dec; 1(2): e13. Published online 2013 Jul 12. 2013. doi: 10.2196/mhealth.2654. PMCID: PMC4114458. PMID: 25098204.

31. *Lehne M., Luijten S., Vom Felde Genannt Imbusch P., Thun S.* The Use of FHIR in Digital Health - A Review of the Scientific Literature. Stud Health Technol Inform. 2019 Sep 3, 267, pp. 52-58. doi: 10.3233/SHTI190805.

32. *Raja K., Saravanan S., Anitha R., Suganthi Priya S., Subhashini R.* Design of a low power ECG signal processor for wearable health system-review and implementation issues // 2017 11th International Conference on Intelligent Systems and Control (ISCO). Publisher: IEEE. DOI: 10.1109/ISCO.2017.7856022.

33. *Abdul-Kadir N.A., Sahar N.S., Chan W.H., Harun F.K.C.* A Portable WiFi ECG. 2018 IEEE 38th International Electronics Manufacturing Technology Conference (IEMT). 2018. Publisher: IEEE. DOI: 10.1109/IEMT.2018.8511698.

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ДАТЧИК ПЕРЕМЕЩЕНИЯ

Бирюкова Ольга Витальевна,
старший преподаватель ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия,
BiriukovaOV@mpei.ru

Корецкая Ирина Валерьевна,
старший преподаватель ФГБОУ ВО «Национальный исследовательский университет «МЭИ», Москва, Россия,
KoretskyaIV@mpei.ru

Аннотация

Анализируется влияние характеристик ультразвуковых преобразователей на работоспособность измерительной системы использующей ультразвуковые датчики для контроля положения подвижной части оборудования и управления процессом в целом. Целью анализа является оптимизация схемы протокола управления. В качестве излучателя и приемника ультразвуковых колебаний используются ультразвуковые преобразователи, основным конструктивным элементом которых являются пьезоэлементы. Изложен физический принцип действия пьезоэлемента. В процессе выбора ультразвукового преобразователя испытывались следующие пары, включающие приемник и передатчик: AW8R40-10OA00/ AW8T40-10OA00, AW8R40-12OA01/AW8T40-12OA01 (*производитель* AUDIOWELL), TCT40-10R1/TCT40-10T1 (*производитель* MEC) и UCE10T-40R-WA/UCE10T-40T-WA. *Все они имеют резонансную частоту 40 кГц. Рассмотрены такие характеристики преобразователей как уровень звукового давления (sound pressure level SPL), чувствительность, ширина полосы частот, угол расхождения, емкость, максимальное приложенное напряжение, рабочие температуры. Предложены методы анализа и проведено исследование влияние на функциональную работу схемы следующих факторов: частоты; количества импульсов генератора; расстояния от источника до приемника; углового смещения преобразователей. Полученные результаты позволяют разработать рекомендации по выбору ультразвуковых преобразователей для использования в составе датчика перемещения и оптимизации их работы. Выполненный на основе ультразвуковых преобразователей датчик перемещения был протестирован в комплекте аппаратуры для статического зондирования ПИКА-19, выпускаемом ООО «Научно-технический центр ПИКА-ТЕХНОСЕРВИС».*

Ключевые слова

Ультразвук, ультразвуковой преобразователь, пьезоэлемент, микроконтроллер, пьезоэлектрический эффект, ультразвуковой приемник, датчик перемещения.

Введение

Ультразвуковые волны используются для определения расстояния до препятствия (ультразвуковой дальномер) по времени распространения прямой и отраженной волны. Модели, рассчитанные на применение в воздухе, позволяют измерять расстояния до 20-60 м. Расширить сферу востребованности метода можно, переложив на преобразователь управляющие функции и использовав его для передачи информации. Возможности применения ультразвукового датчика для контроля положения подвижной части оборудования были рассмотрены в работе [1]. В данной статье анализируется влияние характеристик ультразвуковых преобразователей на работоспособность измерительной системы в целом. Целью анализа является оптимизация схемы и протокола управления.

Пьезоэлектрические ультразвуковые преобразователи

В качестве излучателя и приемника ультразвуковых колебаний используются ультразвуковые преобразователи, основным конструктивным элементом которых являются пьезоэлементы [2]. Пьезоэлетрические материалы (пьезоэлектрики) обладают доменной структурой. Их поведение во внешнем

электрическом поле можно сравнить с реакцией ферромагнетиков на магнитное поле. Элементарная ячейка кристалла пьезоэлектрика при температурах выше критической (точки Кюри) имеет симметричную форму. Если температура ниже критической, то ячейка искажается по направлению к одной из кромок. В результате изменяются расстояния между положительным и отрицательно заряженными ионами, т.е. возникает дипольный момент. Доменная структура приводит к многократному повторению этого эффекта в пределах макрообласти. При наложении сильного внешнего электрического поля происходит поляризация диэлектрика, приводящая к приоритетной ориентации по полю дипольных моментов всех доменов.

Для облегчения процесса ориентации доменов, поляризация обычно проводится при температуре несколько ниже температуры Кюри. При последующем охлаждении упорядоченное состояние остается стабильным. Таким образом, пьезоэлемент представляет собой поляризованный в заданном направлении образец диэлектрика, на двух противоположных гранях которого имеется поверхностный связанный заряд противоположных знаков. Механическое растяжение или сжатие, действующее на пьезоэлемент в направлении поляризации, приводит к деформации всех ячеек, изменению дипольного момента образца в целом и, следовательно, изменению поверхностного связанного заряда. Это прямой пьезоэффект. Если вместо механического воздействия поместить поляризованный образец во внешнее электрическое поле, размеры элементарных ячеек будут изменяться в одном и том же направлении, что приведет к изменению размера вдоль поля образца в целом. Это означает изменение суммарного дипольного момента (поляризованности), а, следовательно, и поверхностного связанного заряда. В этом состоит обратный пьезоэлектрический эффект.

В основе принципа действия ультразвукового излучателя лежит обратный пьезоэлектрический эффект, заключающийся в механической деформации кристалла под действием электрического поля. В приемнике ультразвука используется прямой пьезоэлектрический эффект, когда в результате механической деформации изменяется поверхностный связанный заряд. Конструктивно пьезоэлемент представляет собой пьезокерамику с нанесенными электродами. Собственная частота f пластины определяется ее толщиной:

$$f = \frac{\upsilon_{зв}}{2d},$$

где $\upsilon_{зв}$ – скорость звука в веществе, м/с; d – толщина пластины.

На рынке представлены ультразвуковые излучатели с частотой ≥ 20 кГц. При распространении УЗ волны в воздухе полагаем $\upsilon_{зв} = 330$ м/с. Тогда возможные длины волн $\lambda \le 16{,}5$ мм. Длина волны однозначно определяет минимальный размер излучателя и минимальное расстояние между источником и приемником. Так для частоты 25 кГц диаметр излучателя составляет 16 мм. Область чувствительности основанных на таких преобразователях дальномеров (UM0008, HC-SR04, TS601 и т.п.) начинается с 0,2 м.

Поле преобразователя делится на две зоны: ближнюю и дальнюю. Ближняя зона это область непосредственно перед излучателем, где наблюдается серия максимумов и минимумов амплитуды. Согласно теории [3], размер ближней зоны можно оценить по формуле $\ell = \frac{D^2 - \lambda^2}{4\lambda}$, где D – диаметр излучателя.

Для создания дальномера необходимо обеспечить работу в дальней зоне. Оптимальными для такого применения будут излучатели с частотой 40-60 кГц.

В процессе выбора ультразвукового преобразователя рассматривались следующие пары, включающие приемник и передатчик: AW8R40-10OA00/ AW8T40-10OA00, AW8R40-12OA01/AW8T40-12OA01 (производитель AUDIOWELL), TCT40-10R1/TCT40-10T1 (производитель MEC) и UCE10T-40R-WA/UCE10T-40T-WA. Все они имеют резонансную частоту 40 кГц (длину волны 8,25 мм). В спецификации преобразователей также приводятся следующие характеристики: уровень звукового давления (sound pressure level SPL), чувствительность, ширина полосы частот, угол расхождения, емкость, максимальное приложенное напряжение, рабочие температуры. Для удобства сравнения характеристики преобразователей сведены в табл. 1.

Таблица 1

Характеристика	AW8T/R40-10	AW8T/R40-12	TCT40-10T/R1	UCE10T-40T/R
Частота, кГц	40,0±1,0			
Уровень звукового давления, дБ	≥110/---	≥115/---	≥110/---	≥100/---
Чувствительность, дБ	---/≥ – 67	---/≥ – 65	---/≥ – 70	---/≥ – 65
Ширина полосы частот, кГц	2	2	2	2
Угол расхождения, º	100	70	60	Не приводится

Звуковое давление – переменное избыточное давление, возникающее в упругой среде при прохождении через нее звуковой волны.

Уровень звукового давления (*SPL*) может быть рассчитан по следующей формуле:

$$SPL(\text{дВ}) = 10 \cdot \lg \frac{p^2}{p_0^2},$$

где p – давление звука в Па; $p_0 = 20$ мкПа (порог слышимости).

Уровень звукового давления 100 дБ соответствует избыточному давлению не менее $p = 2$ Па, 110 дБ – 6 Па, 115 дБ – 11 Па.

В спецификации излучателя приводится уровень звукового давления, определяемый при мощности 1 Вт на расстоянии 1 м.

Аналогично определяется чувствительность приемника. При этом 0 дБ соответствует отклику приемника 1В на давление 0,1 Па. Таким образом, чувствительность ≥ -65 дБ означает, что при избыточном давлении 0,1 Па, максимальный отклик приемника составляет $\leq 5{,}6 \cdot 10^{-4}$ В. Аналогично при чувствительности ≥ -67 дБ отклик $\leq 4{,}5 \cdot 10^{-4}$ В, а при чувствительности ≥ -70 дБ отклик $\leq 3{,}2 \cdot 10^{-4}$ В. Особенности перевода чувствительности приемников при использовании специальных шкал рассмотрены в работе [4].

Ширина частотной полосы и угол расхождения определяются по уменьшению в два раза излучаемой мощности (– 6 дБ).

Влияние характеристик ультразвуковых преобразователей на функциональную работу схемы

Задача создания ультразвукового датчика для контроля положения, передачи управляющих команд и рабочей информации рассмотрена в работе [1]. Предложена структурная схема передатчика, разработан алгоритм генерации ультразвуковых импульсов, опробована схема усилителя для приемника сигнала. Настоящая работа посвящена анализу влияния характеристик пьезоэлектрических излучателя и приемника на работу схемы в целом с целью выявления ее недостатков и расширения возможностей.

Ультразвуковой датчик перемещения состоит из передающей и приемной части. Импульсы нужной частоты формируются на выходе микроконтроллера. Далее сигнал попадает на вход преобразователя MAX232. Согласно спецификации MAX232 является двухканальным приемопередатчиком интерфейса RS-232 и предназначен для согласования микроконтроллера и компьютера, но в данном случае он используется для увеличения амплитуды электрических импульсов от 5 до 12 вольт. Приемник ультразвукового излучения включает в себя двухкаскадный усилитель, компаратор для формирования импульсов и повторитель для согласования с микроконтроллером. Обработка сигнала и формирование управляющих команд осуществляется микроконтроллером.

Для сравнения работоспособности пар, состоящих из передатчика и приемника, во всех экспериментах фиксировалась амплитуда усиленного сигнала на входе компаратора. Таким образом, все полученные зависимости характеризуют работу комплекса передатчик-приемник-усилитель.

Исследовалось влияние на работоспособность комплекса следующих факторов:

1. частоты;

2. количества импульсов генератора;
3. расстояния от источника до приемника;
4. углового смещения преобразователей.

1. Влияние расстройки частоты

Согласно технической документации все опробованные источники имеют резонансную частоту $40{,}0 \pm 1{,}0$ кГц и ширину полосы частот 2,0 кГц. Программный код для формирования импульсов частотой 40 кГц представлен на рис. 2. Как видно из кода, на одном из выводов микроконтроллера (в данном случае использован выход PORTD.6) формируется пакет из шести импульсов. Длительность импульса устанавливается функцией delay_us() и равняется 12 мкс, период колебаний 24 мкс, что соответствует частоте 41,7 кГц.

```
// импульсы 40 кГц

    for (j = 0; j < 6; j++)
    {
      PORTD.6 = 0;
      delay_us(12);
      PORTD.6 = 1;
      delay_us(12);
    }
```

Рис. 1. Программный код для генерации импульсов

Для анализа влияния частоты сигнала передатчика на работу схемы изменялась длительность импульсов на выходе микроконтроллера. Дополнительная задержка между переключениями состояния порта D.6 осуществлялась вызовом функции языка ассемблер #asm(«nop»), которая, согласно спецификации контроллера ATMega-8 [5], выполняется за один такт. При использовании контроллера с внешним кварцевым резонатором с частотой 14,7456 МГц, один такт соответствует $T = 1/14.7456 = 0{,}0678$ мкс. Выходной сигнал определялся для частот 38-42 кГц. Измерения проводились вольтметром GDM-8245 в режиме максимального значения переменной составляющей. Отклонение выходного сигнала от максимального при выходе за пределы диапазона $40{,}0 \pm 1{,}0$ кГц составило менее 8%. Таким образом, точной настройкой частоты нельзя существенно улучшить качество сигнала.

Влияние числа генерируемых импульсов

Исследование зависимости выходного сигнала от числа сформированных контроллером импульсов проводилось при постоянном (0,5 м) расстоянии между источником и приемником. Результаты приведены на рис. 2.

Из приведенной зависимости видно, что увеличение числа генерируемых импульсов приводит росту амплитуды получаемого сигнала. Одновременно с этим уменьшается быстродействие системы, так как увеличивается время задержки, складывающейся из времени генерации и времени релаксации приемника перед приходом следующего импульса. Время генерации шести импульсов частоты 40 кГц составляет 150 мкс

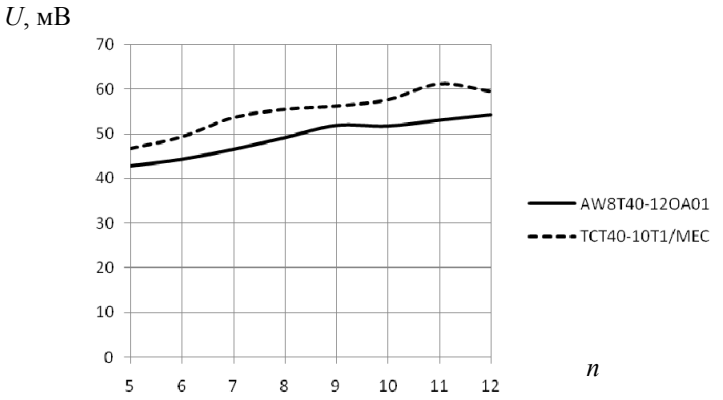


Рис. 2. Зависимость амплитуды сигнала от числа генерируемых импульсов

Зависимость амплитуды сигнала от расстояния

Затухание сигнала при увеличении расстояния от источника до приемника для различных УЗ передатчиков показано на рис. 3.

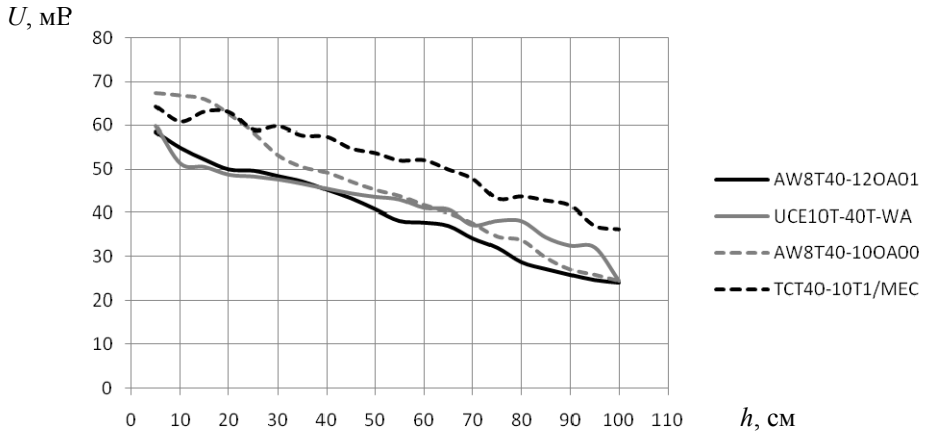


Рис. 3. Зависимость амплитуды сигнала от расстояния до приемника

Испытание излучателей проводилось с использованием приемника AW8R40-12. Максимальный отклик наблюдается у преобразователя TCT40-10T1. Этот преобразователь, согласно спецификации, имеет не самый большой из тестируемых уровень звукового давления, но обладает наименьшей расходимостью сигнала. Для каждой кривой были рассчитаны коэффициенты линейной аппроксимации вида $y = kx + b$ с использованием метода наименьших квадратов.

Отклонение от линейности оценивалось по формуле: $\sigma = \sqrt{\frac{1}{n}\sum_{i=1}^{n}\left(\frac{U_i - U}{U}\right)^2}$,

где U_i – результат *i*-го измерения; *U* – значение, полученное из уравнения прямой; *n* = 20 – количество результатов измерений.

Результаты расчетов сведены в табл. 2.

Таблица 2

	AW8T40-10	AW8T40-12	TCT40-10T1	UCE10T-40T
k	-0,47	-0,36	-0,29	-0,26
σ	0,032	0,029	0,031	0,056

Наибольшая скорость убывания отклика наблюдается у преобразователя AW8T40-10, обладающего, согласно спецификации, самой низкой направленностью излучения. Самая большая нелинейность полученной зависимости у преобразователя UCE10T-40T.

Исследование направленности излучения

Для тестирования направленности излучения фиксировалась амплитуда усиленного сигнала на входе компаратора при смещении приемника в перпендикулярном оси излучателя направлении. Расстояние между приемником и источником при этом поддерживалось постоянным и равным 0,5 м. Схема опыта показана на рис. 4. Выбор схемы опыта обусловлен тем, что при работе в составе датчика перемещения излучатель и приемник располагаются вдоль одной оси. Работоспособность системы не должна нарушаться при малых отклонениях от соосности. Проведенное исследование позволило сделать вывод об отсутствии необходимости дополнительного контроля соосности.

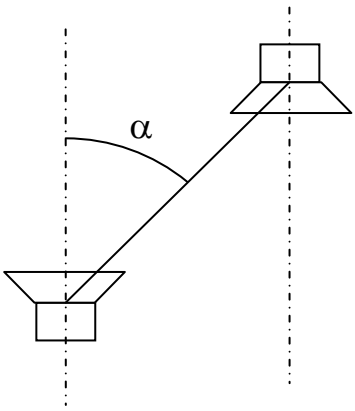


Рис. 4. Взаимное расположение преобразователей при определении направленности излучения

Полученные зависимости для исследуемых преобразователей приведены на рис. 5.

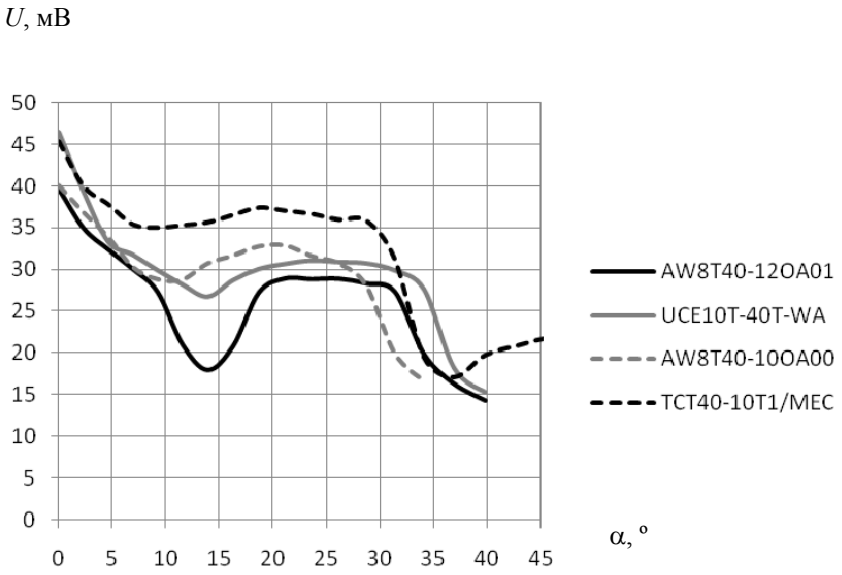


Рис. 5. Зависимость амплитуды сигнала от угла между осями преобразователей

Спад всех четырех зависимостей при достижении углом между осями преобразователей угла 35º объясняется, в том числе, использованием приемника AW8R40-12, обладающего, согласно спецификации, угловой расходимостью 70º. Наибольшая стабильность значений наблюдается у преобразователя TCT40-10T1.

Заключение

Полученные результаты позволяют разработать рекомендации по выбору ультразвуковых преобразователей для использования в составе датчика перемещения и оптимизации их работы. Все рассмотренные преобразователи пригодны для фиксирования расстояния в заданном рабочем диапазоне перемещений 0,05-2 м, с точностью 0,01 м и взаимозаменяемы. Возможна установка в одной схеме преобразователей разных марок и производителей. Точность настройки частоты для преобразователей не является фактором, определяющим работоспособность.

Использование источников с малым углом расходимости целесообразно при малых расстояниях и возможности отражения сигнала от поверхности сопутствующего оборудования для избежания помех. Применение преобразователей с большим углом расходимости обосновано, если расстояния между приемником и источником большие и соосность элементов системы может быть нарушена. Зависимость амплитуды сигнала приемника от числа импульсов генерируемого пакета позволяет разработать систему обратной связи, поддерживающую постоянной амплитуду сигнала при увеличении расстояния.

Выполненный на основе ультразвуковых преобразователей датчик перемещения был опробован в комплекте аппаратуры для статического зондирования ПИКА-19, выпускаемом ООО «Научно-технический центр ПИКА-ТЕХНОСЕРВИС».

Литература

1. *Biriukova O., Kotetskaya I.* Using an ultrasonic sensor to monitor position, transfer control commands and work information // 2019 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2019.

2. *Жуков С.Н*. Пьезоэлектрическая керамика: принципы и применение. Минск: ООО «ФУАинформ», 2003. 112 с.

3. *Шутилов В.А*. Основы физики ультразвука: Учеб. Пособие. Л.: Изд-во Ленингр.ун-та, 1980. 280 с.

4. *Ефремов В*. Практическое использование специальных шкал децибел. Ремонт&Сервис, 2000. №1. С. 55-56.

5. Datasheet Atmega8(L) ©Atmel Corporation http://www.microchip.com.