

Секция IV ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ФИЛЬТРО-КОМПЕНСИРУЮЩИМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ НА ОСНОВЕ НЕЙРО-НЕЧЕТКОГО РЕГУЛЯТОРА

А. А. Гусев, С. А. Степенко

Черниговский государственный технологический университет, Украина

Научный руководитель С. А. Иванец

В последние годы в странах Европы, Америки и Восточной Азии предъявляются жесткие требования к качеству электрической энергии. Контролируется спектральный состав напряжения и тока, а также величина реактивной составляющей мощности. В концепции возрастающего интереса к энергосберегающим технологиям данная тематика становится все более актуальной. Одним из способов решения задачи обеспечения качественной электроэнергии является использование фильтро-компенсирующих устройств (рис. 1).

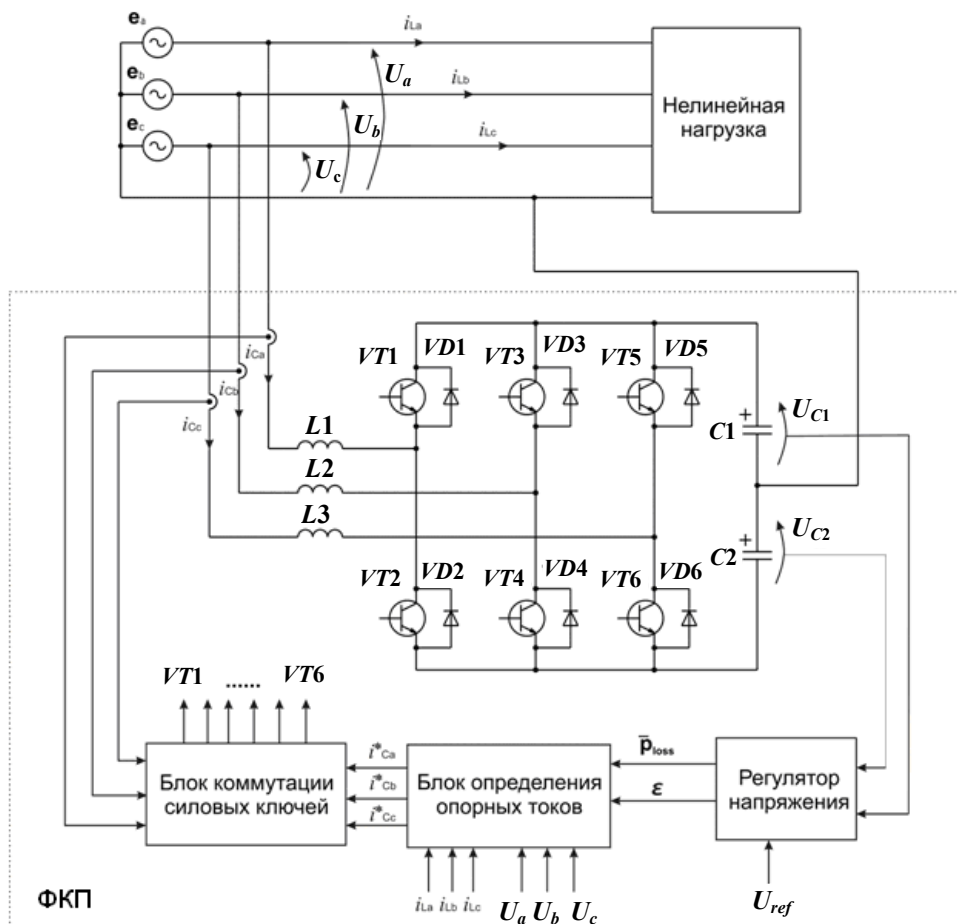


Рис. 1. Фильтро-компенсирующий преобразователь с системой управления

Актуальным является использование именно активных фильтров, так как они, в отличие от пассивных, позволяют компенсировать реактивную мощность для нелинейных нагрузок в широком спектре частот.

Известны разработки по данной тематике, которые посвящены реализации нечетких алгоритмов управления фильтро-компенсирующими преобразователями. Однако точная настройка таких систем может производиться лишь на основании экспериментальных данных, что не всегда удобно.

Следует отметить, что достоинство нечетких систем заключается в возможности реализации сколь угодно сложных алгоритмов управления. Способность к обучению нейронных сетей также хорошо известна и изучена, что и является их основным достоинством.

Целью данной работы является разработка системы управления трехфазным фильтро-компенсирующим преобразователем на основе нейро-нечеткого алгоритма управления. Такой способ управления позволит использовать фильтро-компенсирующий преобразователь для нагрузок с заранее неизвестным характером нелинейности.

Система управления построена с использованием принципов $P-Q$ теории мгновенной мощности. Также используется теория нечетких множеств и теория нейронных сетей. Моделирование процессов, протекающих в системе, проводится с помощью математического пакета *MATLAB*.

На рис. 2 показан фрагмент системы управления фильтро-компенсирующим преобразователем – блок формирования опорных токов компенсатора. Нейро-нечеткий регулятор обозначен *NEURO-FUZZY*.

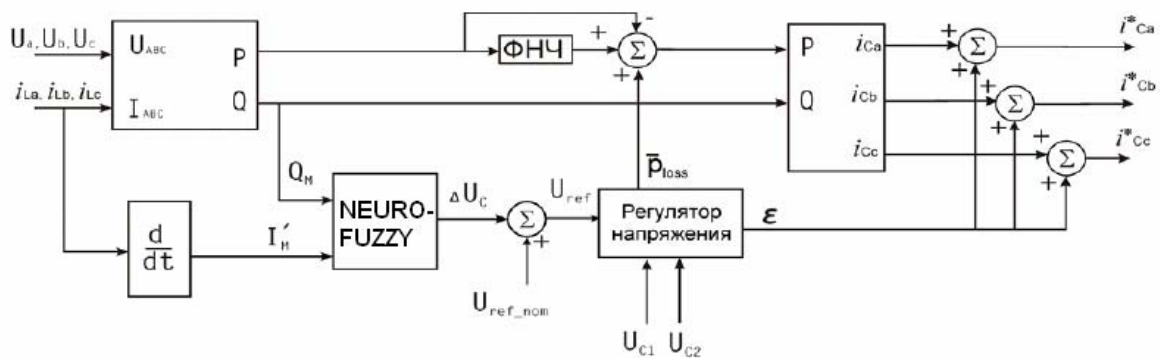


Рис. 2. Блок формирования опорных токов компенсатора

Задачей нейро-нечеткого регулятора является формирование добавочного напряжения на конденсаторах в зависимости от входных параметров: амплитуды реактивной мощности и значения скорости нарастания тока в нагрузке.

Следует отметить, что существует несколько возможных топологий нейро-нечеткого регулятора. Возможен вариант реализации нечеткого алгоритма Мамдани на основе нейронной сети, однако он оказывается довольно ресурсозатратным при практической реализации. Более широкое распространение в системах управления получил алгоритм Такаги-Сугено.

На рис. 3 представлена структура нейро-нечеткого регулятора. Ключевое отличие заключается в том, что все блоки нечеткого регулятора реализованы на основе нейронной сети.

Каждый слой нейронов реализует соответствующие функции: блок фаззификации (БФ) – введение нечеткости, блок логических заключений (БЛЗ) – получение логического вывода в соответствии с заданной таблицей правил, блок дефаззификации (БДФ) – приведение к четкости.

Обучение такого регулятора сводится к подбору весовых коэффициентов нейронной сети. Изменение весовых коэффициентов в слое фаззификации равнозначно масштабированию функций принадлежности входных переменных.

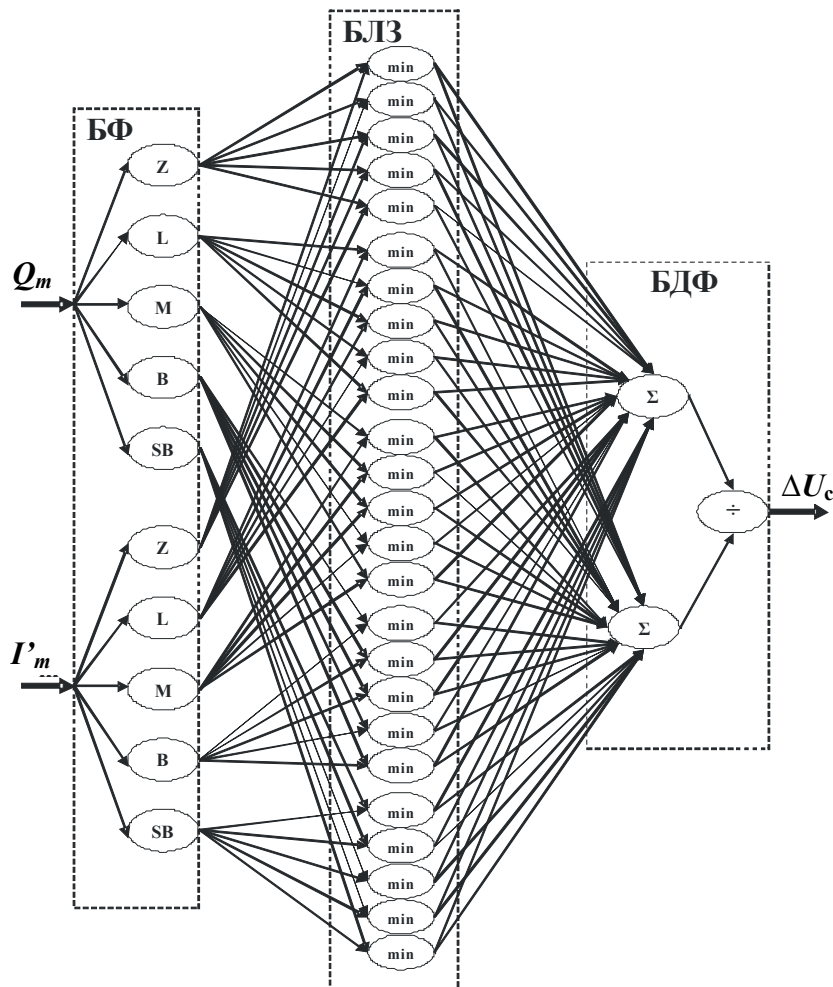


Рис. 3. Структура нейро-нечеткого регулятора

Заключение. 1. Разработана система на базе нейронной сети, которая реализует нейро-нечеткий алгоритм управления фильтро-компенсирующим устройством.

2. Использование данной системы совмещает преимущества нечеткого регулирования и способность обучения нейронных сетей, что открывает возможность адаптации системы в режиме реального времени.

3. Результаты моделирования и экспериментальных исследований подтверждают эффективность работы такой системы управления.

Литература

1. Hirofumi, Akagi. Trends in active power line conditioners / Akagi Hirofumi // IEEE Trans. on Power Electronics, May. – 1994. – Vol. 9. – № 3.
2. Chakphed Madtharad, Suttichai Premrudeepreechacharn. Active power filter for three-phase four-wire electric systems using neural networks. – Electric Power Systems Research, 2002. – Vol. 60. – P. 179–192.
3. Денисов, А. И. Перспективы применения программируемых логических интегральных схем (ПЛИС) в преобразовательной технике / А. И. Денисов, С. А. Иванец // Техн. электродинамика. – 2002. – № 5. – С. 28–31.
4. Иванец, С. А. Методика вибору елементів фільтро-компенсуючого перетворювача / С. А. Иванец, О. О. Гусев, А. І. Чуб // Вісн. Черніг. держ. технол. ун-ту. – 2009. – № 40. – С. 223–232.
5. Иванец, С. А. Адаптивна нечітка система управління трьохфазним фільтро-компенсуючим преобразователем / С. А. Иванец, А. А. Гусев, П. В. Болотный // Технічна електродинаміка. Тем. вип. : Силова електроніка та енергоефективність. – 2010. – Ч. 2. – С. 110–115.

ЭНЕРГОСБЕРЕГАЮЩЕЕ ОСВЕЩЕНИЕ И ПЕРСПЕКТИВЫ ЕГО РАЗВИТИЯ

Е. И. Федорова, Н. Н. Гиль

Белорусский национальный технический университет, г. Минск

Научный руководитель Е. Н. Савкова

Учитывая ужесточение требований нормативных документов [1]–[4] к обеспечению экономии всех видов энергоресурсов в рабочих и жилых помещениях, а также требования к фотометрическим и колориметрическим характеристикам помещений в рабочих зонах персонала, принимая во внимание последние научно-технические достижения в области светотехники, информационных технологий и фотобиологии, при разработке осветительных систем необходимо решать многофакторные компромиссные задачи, связанные с обеспечением максимальной энергоэффективности и психофизиологического комфорта восприятия. Наиболее эффективный путь – управление естественным и искусственным освещением во внутренней среде зданий, что достигается путем использования автоматизированных комбинированных систем, управляющих параметрами источников света и светораспределяющими и солнцезащитными устройствами. Современные высокотехнологичные материалы обеспечивают соответствие указанным критериям, основанным на корректных светотехнических расчетах.

Выполненный анализ состояния вопроса в области стандартизации и нормирования освещения позволил выявить следующие тенденции его развития:

1) стандартизация моделей, описывающих естественное освещение – «Стандартное небо CIE» (ISO 15469), «стандартный метод оценки спектрального дневного света» (ISO/CIE 23603), CIE 16–1970, ISO 15469, CIE S 013 и др.;

2) совершенствование моделей стандартного наблюдателя CIE для дневного (ISO 11664, CIE 19.22–1981, CIE 86–1990) и сумеречного зрения (в настоящее время имеется шесть пока нестандартизованных моделей), приведение в соответствие данных моделей – CIE 145:2002;

3) нормирование наружного освещения селитебных территорий и рабочих зон – CIE 154:2003, EN 12665, DIN 5035, ГОСТ 24940, строительных площадок ГОСТ 12.1.046 СНиП 23-05-95;

4) совершенствование требований к внутреннему освещению на рабочих местах с учетом специфики и повышения ответственности выполняемых работ (CIE 184:2009);

5) эргономические и фотобиологические аспекты освещения, учитывающие его спектральный состав – *CIE S 009/D:2002, ISO 8995, CEI/IEC 62471/CIE S009/E:2006; CIE 134–1999.*

Действующие нормативные документы в области освещения представляют собой динамичную систему и регламентируют требования, предъявляемые к его показателям в жилых и рабочих помещениях, и задачи проектировщиков сводятся к выполнению данных требований наиболее экономичным путем.

В настоящее время развитие светотехники определяется текущим знанием механизма дневного зрения, которое описывается относительной спектральной эффективностью, называемой кривой видности, имеющей максимум при длине волны 555 нм. Так как фотоприемной системой является человеческий глаз, при разработке осветительных систем необходимо учитывать особенности зрительного восприятия, обусловленные его строением. Поэтому одной из основных тенденций развития области энергосберегающего освещения является направленность на человеческий фактор с учетом многих субъективных и объективных аспектов, выявленных путем междисциплинарных исследований.

Одним из наиболее экономичных направлений является повышение эффективности использования естественного освещения в зданиях с учетом географических, климатических и субъективных факторов. Сочетание хорошего естественного и регулируемого искусственного освещения может сэкономить до 70 % электроэнергии. На сегодняшний момент архитекторы, для того чтобы максимально использовать солнечный свет для освещения, учитывают, что общая площадь окон должна составлять 1/5–1/8 площади освещаемой ими комнаты. Освещение помещения зависит также от цвета отражающих поверхностей в интерьере: стен и мебели. Темные тона поглощают значительное количество световых лучей, светлые отражают до 70–90 % света, а нейтральные занимают промежуточное положение. Чем больше отражено света, тем лучше освещено помещение.

Особенно актуальна проблема энергосбережения при строительстве и вводе в эксплуатацию новых зданий. Например, для населенного пункта в 100000 человек нужно около 9000 светоточек. Если вместо энергосберегающих светильников с натриевыми лампами поставить светодиодные, можно получить экономию электроэнергии до 3 ГВт в год. Это не только уменьшение расходов на подключение, но и возможность применения кабелей с меньшим сечением.

Сейчас в мире полупроводниковая светотехника претерпевает очень бурный рост. Использование светодиодов приводит к более чем двукратной экономии электроэнергии, не имеет нужды в специальном обслуживании в противоположность стандартным осветительным системам. Стоимость покупки полупроводниковых источников света полностью окупается за пару лет. Переоборудование городских улиц светодиодными светильниками даст новый свет, близкий к натуральному.

Современные белые светодиоды обладают следующими преимуществами:

- достигнутый уровень эффективности полупроводниковых источников света позволяет использовать их во всех традиционных областях применения;
- большой ресурс и высокая стабильность световых характеристик;
- широкий спектр оттенков белого света – цветовая температура от 2600 до 10000 К;
- высокий индекс цветопередачи: $CRI = 87...95$;
- отсутствие вредных веществ (ртуть, свинец и т. д.), что позволяет решить проблему с утилизацией источников света;

– хорошая управляемость, что дает возможность создать энергосберегающую систему управления освещением.

Изначально материалы, используемые в полупроводниковых источниках света, давали незначительное свечение в сотню раз ниже, чем у лампы накаливания с небольшим сроком службы. Сегодня с развитием технологии светодиода имеют разнообразный цветовой спектр. Для питания светодиода нужен постоянный ток, не выше 4 В, мощность одного отдельного светодиода составляет 5 Вт. Световая отдача светодиодов выше, чем у галогенных ламп, а срок службы составляет около пятидесяти тысяч часов [3].

Области применения мощных светодиодов – архитектурное освещение; акцентная и декоративная подсветка; реклама; аварийное освещение; общее освещение; внутреннее освещение офисов, торговых площадей, ресторанов; парковое и уличное освещение; освещение в ЖКХ; освещение паркингов, подземных переходов.

Эффективность энергосбережения светодиодных систем освещения не подлежит сомнению. Однако остается последний вопрос, который волнует многих потенциальных пользователей – как обстоят дела светодиодов на рынке осветительных технологий? По данным Всемирной Торговой Организации, в 2006–2008 гг. светодиодные системы освещения занимали, по разным данным, от 3 до 8 % от общего рынка осветительных приборов. А уже по итогам 2008 г. продажи выросли сразу на 54 % во всем мире. По прогнозам специалистов, доля *LED* будет расти ежегодно приблизительно на 45 %, и уже к 2015 году достигнет 28–30 %. В то время как продажи ламп накаливания прекратятся совсем, а люминесцентных – существенно упадут (рис. 1).

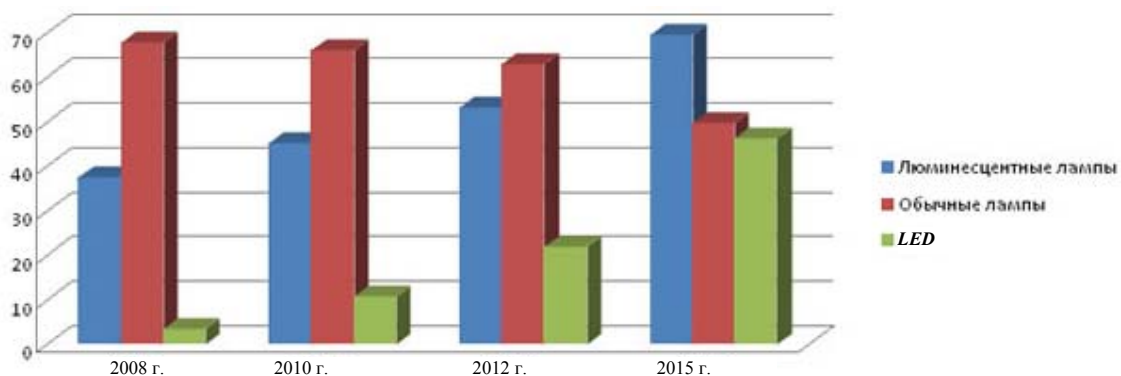


Рис. 1. Графики продаж осветительных приборов

Таким образом, полупроводниковые источники света находят применение практически во всех областях светотехники, за исключением освещения производственных площадей, но и там могут использоваться в аварийном освещении. Светодиоды оказываются незаменимы в дизайнерском освещении благодаря их чистому цвету, а также в светодинамических системах.

Что касается вопросов стандартизации и нормирования в светодиодном освещении, полномасштабное внедрение светодиодов в светотехнике в жилых общественных помещениях осуществляется в отсутствие нормативной базы как для сертификации светодиодных источников света, так и световых приборов на их основе.

Отставание от мирового уровня нормативной базы ведет к широкомасштабным поставкам в страну технологически отсталой, зачастую просто вредной, бракованной продукции.

Существуют международные стандарты (например, *EN 120001*, *EN 62386-207*, *IEC 62386-207* и др.), касающиеся светодиодов, экранов с органическими светодиодами (*OLED*), электронных плат для сверхъярких светодиодов (*LED*), светодиодных ламп и т. д. Государственные стандарты Республики Беларусь на данный момент требуют разработки.

Для дальнейшего развития светодиодной отрасли необходимо сделать три шага в области нормативной базы:

- создать классификацию светодиодных источников света;
- создать общие и специальные технические требования к светодиодным световым приборам (светильникам);
- определить методы контроля основных параметров светодиодных источников света и световых приборов со светодиодами.

Л и т е р а т у р а

1. Закон Республики Беларусь «Об энергосбережении» (от 20 июля 2006 г. № 162-3 (Нац. реестр правовых актов Респ. Беларусь, 2006 г., № 122, 2/1259).
2. Директива № 3 «Экономия и бережливость – главные факторы экономической безопасности государства», подписанная Президентом Республики Беларусь 14 июня 2007 г.
3. Концепция энергетической безопасности Республики Беларусь, утвержденная Указом Президента Республики Беларусь от 17 сентября 2007 г. № 433.
4. Республиканская программа энергосбережения на 2011–2015 гг., утвержденная постановлением Совета Министров Респ. Беларусь от 24 декабря 2010 г. № 1882.

СИСТЕМА ФУНКЦИЙ РАДЕМАХЕРА И УОЛША В ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ

Ю. В. Прядко

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель А. А. Бабич

Целью работы является рассмотрение функций Уолша, а также преобразования, связанные с этими функциями, основное применение преобразований и техническая реализация выполняющих их устройств.

Функции Уолша и Радемахера, известные с 1922 г., были надолго преданы забвению. Интерес к этим функциям и широкое их распространение связано с развитием вычислительной техники. С созданием новых средств вычислительной техники (от микропроцессоров до высокопроизводительных многопроцессорных ЭВМ, устройств оптической обработки информации) многократно увеличивается возможность эффективного использования в науке и технике математических преобразований (преобразование Уолша и др.). Важнейшей областью применения преобразования Уолша является область управления и связи.

Создание все более совершенных цифровых устройств позволяет коренным образом усовершенствовать управление многими процессами; техника управления вступила сейчас в новую стадию своего развития. Значительное место в цифровых системах нового типа занимают средства связи, а в системы связи все более широко внедряются устройства автоматики. Но с возникновением цифровой техники не исключается необходимость в исследованиях и дальнейшей разработке массово применяемых сейчас простейших непрерывно действующих устройств. Область рационального их использования в связи с общим техническим прогрессом не сокращается, несмотря на частичную замену их цифровыми устройствами. Находят применение и

новые специализированные непрерывно работающие устройства, к числу которых относятся, например, сверхбыстродействующие фурье–процессоры на поверхностных акустических волнах.

Широкое использование спектрально-частотного представления процессов при исследовании сигналов и систем (преобразование Фурье) связано с тем, что при гармонических воздействиях колебания сохраняют свою форму при прохождении через линейные цепи (системы) и отличаются от входных только амплитудой и фазой. Это свойство используют ряд методов исследования систем (например, частотные методы).

Но при реализации алгоритмов, использующих преобразование Фурье на ЭВМ, необходимо выполнять большое количество операций умножения (миллионы и миллиарды), что занимает большое количество машинного времени.

В связи с развитием средств вычислительной техники и применения их для обработки сигналов широко используются преобразования, содержащие в качестве ортогонального базиса кусочно-постоянные, знакопеременные функции. Эти функции легко реализуются с помощью средств вычислительной техники (аппаратно или программно), и их использование позволяет свести к минимуму время машинной обработки (за счет исключения операции умножения).

К числу таких преобразований можно отнести преобразования Уолша и Хаара, которые широко используются в области управления и связи. В области компьютерной техники эти преобразования используются при анализе и синтезе устройств логического типа, комбинационных схем, особенно использующих большие и сверхбольшие интегральные схемы (БИС и СБИС), содержащие сотни тысяч элементов, выполняющих различные логические функции. Преобразования Уолша и Хаара используют кусочно-постоянные функции Уолша, Радемахера и другие, принимающие значения ± 1 , либо Хаара, принимающие значения ± 1 и 0 на интервале определения $[-0,5, 0,5]$ либо $[0, 1]$.

Все эти системы взаимосвязаны и каждую из них можно получить как линейную комбинацию из другой (например: система Радемахера – составная часть системы Уолша).

Все эти системы функции представляют собой системы двоично-ортогональных базисных функций.

Функции Радемахера

Функции Радемахера можно определить по формуле

$$-\text{rad}(m, Q) = [\sin(2^m \pi Q)], \quad (1)$$

где $0 \leq Q < 1$ – интервал определения; m – номер функции; $m = 0, 1, 2, \dots$

Для $m = 0$ функция Радемахера $\text{rad}(0, Q) = 1$.

Знаковая функция $\text{sign}(x)$ определяется соотношением

$$\text{sign}(x) = \begin{cases} +1 & \text{при } x \geq 0; \\ -1 & \text{при } x \leq 0. \end{cases} \quad (2)$$

Функции Радемахера – это периодические функции с периодом 1, т. е.

$$\text{rad}(m, Q) = \text{rad}(m, Q + 1).$$

Первые четыре функции Радемахера показаны на рис. 1.

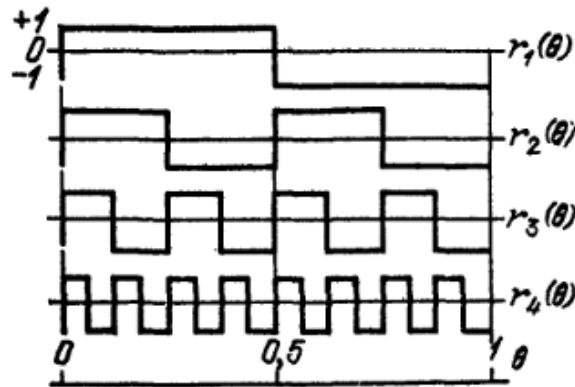


Рис. 1. Функции Радемахера

Функции Радемахера ортогональные, ортонормированные (3), но являются нечетными, а значит, не образуют полную систему функций, так как существуют и другие функции, ортогональные функциям Радемахера (например: $\text{rad}(m, Q) = \text{sign}[\cos(2^m \pi Q)]$), поэтому их применение ограничено.

$$\int_0^1 \text{rad}(l, Q) \text{rad}(k, Q) dQ = \begin{cases} 1 & l = k; \\ 0 & l \neq k. \end{cases} \quad (3)$$

Полными двоично-ортогональными системами базисных функций являются системы функций Уолша и Хаара.

Функции Уолша

Функции Уолша представляют собой полную систему ортогональных, ортонормированных функций. Обозначение: $\text{wal}(n, Q)$, где n – номер функции, при этом:

$$n = 0, 1, \dots, N-1; N = 2^i; i = 1, 2, \dots$$

Первые 8 функций Уолша приведены на рис. 2.

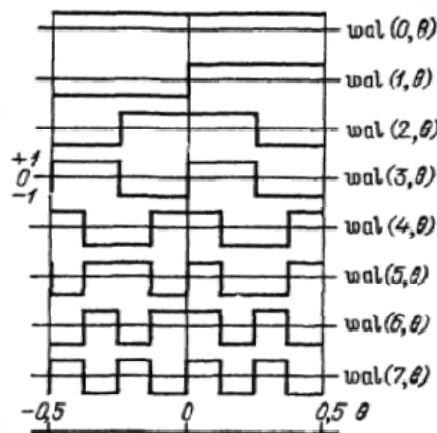


Рис. 2. Функции Уолша

Функции Уолша можно получить как произведение функций Радемахера, номер которых соответствует коду Грея номера функции Уолша. Соответствия для первых 8-ми функций Уолша приведены в таблице.

Номер	Двоичный код n	Код Грея	Соотношения
0	000	000	$wal(0, Q) = 1$
1	001	001	$wal(1, Q) = rad(1, Q)$
2	010	011	$wal(2, Q) = rad(1, Q) \cdot rad(2, Q)$
3	011	010	$wal(3, Q) = rad(2, Q)$
4	100	110	$wal(4, Q) = rad(2, Q) \cdot rad(3, Q)$
5	101	111	$wal(5, Q) = rad(1, Q) \cdot rad(2, Q) \cdot rad(3, Q)$
6	110	101	$wal(6, Q) = rad(1, Q) \cdot rad(3, Q)$
7	111	100	$wal(7, Q) = rad(3, Q)$

Существуют различные способы упорядочения функций Уолша: по Уолшу (естественное), по Пэли, по Адамару. Нумерация функций Уолша при различных способах упорядочения (n – по Уолшу; p – по Пэли; h – по Адамару).

При упорядочении по Пэли номер функции определяется как номер двоичного кода Грея, прочитанный как обычный двоичный код. Такое упорядочение называется диадическим.

При упорядочении по Адамару номер функции определяется как двоичное представление номера функции Уолша системы Пели, прочитанное в обратном порядке, такое упорядочение называется естественным.

Применение преобразований Уолша. Преобразования Уолша находят широкое применение при:

- построении цифровых фильтров;
- исследовании систем автоматического управления (моделировании, оптимизации, идентификации и т. д.);
- формировании сигналов;
- анализе и синтезе логических устройств (в теории цифровых автоматов).

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ СИНХРОННЫМ ПЕРЕМЕЩЕНИЕМ ИСПОЛНИТЕЛЬНЫХ ОРГАНОВ ГИДРАВЛИЧЕСКОГО ПРЕССОВОГО ОБОРУДОВАНИЯ

В. П. Рудько

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научные руководители: Д. А. Литвинов, А. В. Ковалев

В настоящее время на многих предприятиях существует парк станков, находящихся в технически исправном состоянии, но с морально устаревшей или вовсе неисправной системой управления. Применение современных электронных компонентов позволит продлить срок эксплуатации оборудования, а зачастую и улучшить его технико-экономические показатели.

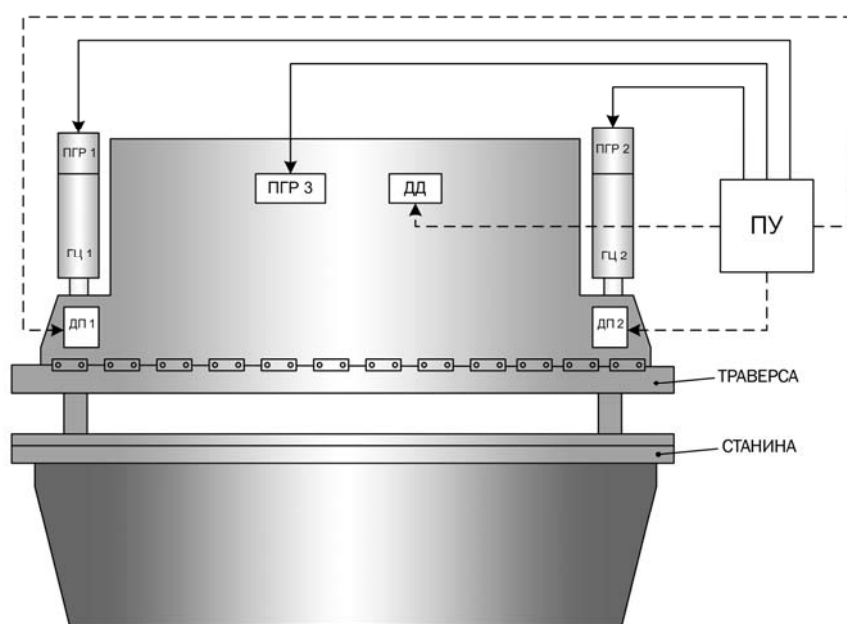


Рис. 1. Структурная схема системы контроля и управления гидравлическим прессом:

ПУ – пульт управления; ПРГ – пропорциональный гидрораспределитель; ДП – датчик положения; ДД – датчик давления; ГЦ – гидроцилиндр

Листогибочный пресс – станок, представляющий собой машину, развивающую усилие, применяемое для производственных целей, в основном для гибки изделий из листового металла. Характеризуется основными параметрами, такими, как развиваемое усилие, рабочая длина; так и дополнительными параметрами: амплитуда хода траверсы, скорость работы (процесса гибки), расстояние между стойками станины, наличие устройства компенсации прогиба стола, наличие дополнительных приспособлений, улучшающих производительность и удобство в работе, таких, как поддержка заготовки, датчик полученного углагиба, система программирования и др.

Листогибочный пресс обеспечивает необходимое усилие и заданный рабочий ход траверсы – стальной жесткой балки, на которую устанавливается рабочий инструмент, в зависимости от толщины листа и режима гибки. Ход балки контролируется двумя датчиками линейного перемещения, обеспечивающими равномерность хода и синхронизацию движения.

В модернизируемом станке для контроля линейного перемещения цилиндров применяются абсолютные оптические датчики перемещения. Применяемые датчики не теряют своего значения при потере питания и не требуют регулярной настройки нуля станины.

Сигнал с оптических датчиков, отслеживающих перемещение гидроцилиндров, передается микроконтроллеру, который согласно заданному алгоритму формирует управляющий сигнал для ведомого цилиндра.

Для управления синхронным перемещением гидроцилиндров в модернизируемом станке применяется ПИД регулирование. ПИД-регулятор (пропорционально-интегрально-дифференциальный регулятор) относится к наиболее распространенному типу регуляторов и воздействует на объект пропорционально отклонению регулируемой величины от заданного опорного значения.

Применительно к модернизируемому кромочному листогибу основной задачей ПИД-регулятора является управление скоростью перемещения ведомого гидроцилиндра так, чтобы его скорость движения соответствовала ведущему и разность значений координат перемещения обоих цилиндров не превышала заданного значения.

Для синхронизации работы листогибочного пресса применяется технология полного цикла контроля с помощью пропорциональных гидрораспределителей ПРГ1 и ПРГ2 (рис. 2). Сигнал с оптических датчиков положения ДП1 и ДП2, отслеживающих перемещение гидроцилиндров, передается микроконтроллеру, который в соответствии с разработанным алгоритмом регулирует расход масла в гидроцилиндрах, что позволяет реализовать управление синхронным перемещением.

Скорость перемещения одного из цилиндров выбирается опорной. Задающее напряжение U_1 подается на вход пропорционального гидрораспределителя ПРГ1, который управляет скоростью движения левого (ведущего) цилиндра ГЦ1. С помощью датчиков перемещения ДП1 и ДП2 определяется рассогласование перемещения гидроцилиндров. Задачей системы управления является регулирование скорости движения ведомого гидроцилиндра ПРГ2 так, чтобы рассогласование положения гидроцилиндров ГЦ1 и ГЦ2 было минимальным. Для управления синхронным перемещением гидроцилиндров траверсы применяется система управления на основе цифрового ПИД-регулятора.

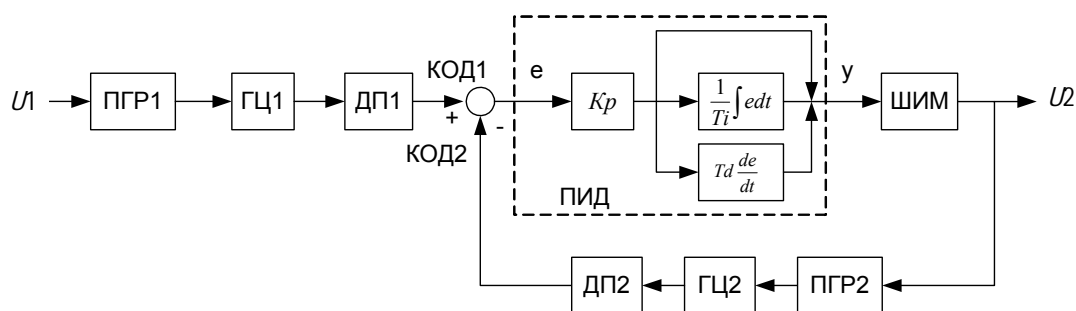


Рис. 2. Структурная схема ПИД-регулятора

При изменении регулируемой величины ПИД-регулятор в начальный момент времени оказывает мгновенное большое воздействие на объект регулирования, затем величина воздействия резко падает до значения, определяемого пропорциональной составляющей, после чего постепенно начинает оказывать влияние интегральная составляющая регулятора. Переходной процесс при этом имеет минимальные отклонения по амплитуде и по времени. Параметрами настройки ПИД-регуляторов являются коэффициент пропорциональности регулятора K_p , постоянная времени интегрирования T_i и постоянная времени дифференцирования T_d . Значения настраивались экспериментально при наладке станка.

Для управления синхронным движением левого и правого гидроцилиндров траверсы используется следующая программная реализация цифрового алгоритма ПИД-регулирования:

```
Err0=(int)((double)Delta *((double)-4096.0/Kp));
Differ=(int)((float)((Differ+((float)(Err0-Err1)*Td)-Differ)/Tf)/Tk);
Integral+=(int)((double)(Err0+Err1)*Tk*0,5)/(double)Ti);
Out=Err0+Integral+Differ?
```

где Tk – период квантования; Kp – коэффициент пропорционального звена; Ti – постоянная интегрирования; Td – постоянная дифференцирования; Tf – число усредняемых отсчетов Д-фильтра.

Параметры настройки ПИД-регулятора

Параметр ПИД	Движение ВНИЗ	Движение ВВЕРХ
Kp	100	100
Tk, c	0,002	0,002
Ti, c	0,1	2,25
Td, c	0,1	0,5
$Tf, \text{отсчетов}$	50	10

Разработанная система управления позволила достичь синхронности движения гидроцилиндров – 0,05–0,01 мм.

Литература

1. Денисенко, В. В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 1 / В. В. Денисенко // Соврем. технологии автоматизации. – 2007. – № 4. – С. 86–97.
2. Денисенко, В. В. ПИД-регуляторы: вопросы реализации. Ч. 2 / В. В. Денисенко // Соврем. технологии автоматизации. – 2008. – № 1. – С. 86–99.

ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ СРЕДСТВ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ ДЛЯ ОПТОВОЛОКОННЫХ СИСТЕМ

А. С. Левкович

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научные руководители: А. В. Ковалев, Д. А. Литвинов

Рефлектометр является основным прибором для проведения измерений на волоконно-оптической линии связи. Результатом измерения данного прибора является рефлектограмма. Рефлектограмма – график, который наглядно представляет изменение относительной мощности сигнала обратного рассеяния с расстоянием в логарифмических единицах. Она является основным источником для анализа волоконно-оптической линии, и некорректный выбор параметров измерения рефлектограммы значительно понизит точность измерений, что приведет к менее точному определению места повреждения и значительно увеличит стоимость ремонтно-восстановительной работы.

Цель данной статьи – дать рекомендации по выбору параметров измерения рефлектограммы. Существуют различные фирмы-производители и как перечень параметров, так и специфика их настройки разная, но отличия незначительны. В качестве примера приводятся особенности работы оптического рефлектометра FOD 7005 [1] по следующим параметрам:

- *Длина волны.* Перед началом измерений необходимо выбрать длину волны зондирующего импульса. Используется во всех рефлектометрах. Основные длины волн, используемые в ВОЛС (волоконно-оптические линии связи): 850, 1310, 1490, 1550, 1625 нм. Самыми распространенными являются 1310, 1550 нм. Измерения ВОЛС необходимо выполнять как минимум на двух длинах волн – 1310, 1550 нм. От длины волны оптического сигнала зависит его затухание в ВОЛС, поэтому измере-

ния, выполненные на одной длине волны, не могут дать корректной оценки качества ВОЛС.

- *Показатель преломления оптического волокна.* Данная величина влияет на скорость света в оптическом волокне, поэтому для верного определения длины трассы рефлектометром необходимо установить показатель преломления сердечника оптического волокна, указанный в спецификации оптического кабеля. Если нельзя установить показатель преломления сердечника оптического волокна, его следует принять равным 1,475.

- *Длина трассы.* Необходимо задать длину измеряемого участка. Так как с ростом расстояния затухание увеличивается, то существует максимальная длина ВОЛС, которую способен измерить рефлектометр. Данный параметр связан с динамическим диапазоном рефлектометра, т. е. чем больше диапазон рефлектометра, тем большее затухание и большую длину трассы может измерить данный рефлектометр. Динамический диапазон (ДД) – основная характеристика, влияющая на цену рефлектометра. Динамический диапазон определяется как разность между уровнем мощности P_{so} обратного рассеяния в самом начале волокна и определенным тем или иным способом уровнем шумов P_{nois} при заданном времени измерений в соответствии с формулой

$$D = 5 * \lg P_{so} - 5 * \lg P_{nois}, \text{ дБ.}$$

- *Длительность импульса.* Длительность импульса зависит от длины трассы, чем длиннее трасса, тем большую длительность следует выбрать. Длительность импульса влияет на разрешающую способность рефлектометра, возможность распознавания близко лежащих повреждений (рис. 1). Для получения более точных рефлектограмм следует начать измерения с минимальной длительностью импульса. Средняя длительность импульса выбирается из расчета 3 нс на 1 км длины оптического волокна.

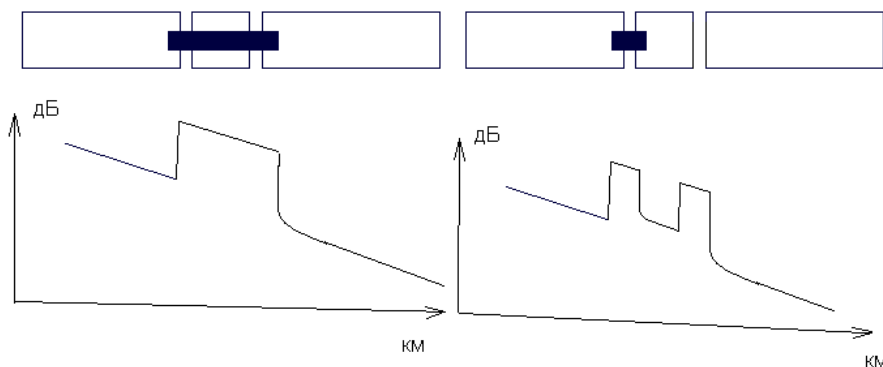


Рис. 1. Влияние длительности импульса на вид рефлектограммы

- *Количество усреднений.* Выбирается из ряда 0...255, бывают и другие значения. Ноль – измерение линии в реальном времени, используется для контроля монтажа оптических муфт и других компонентов ВОЛС (необходимо соблюдать меры предосторожности). Одно – без усреднения проводится только одно измерение, оно же и отображается. Два – двести пятьдесят пять усреднений соответственно. Данный параметр позволяет получить более четкие границы рефлектограммы, отчетливо увидеть все повреждения на линии.

• *Уровень обратного рассеяния.* Уровень обратного рассеяния, приведенный к длительности импульса 1 нс, устанавливается от -60 до -90 дБ. Регулирует чувствительность фотоприемника рефлектометра. Используется для большей чувствительности на малых расстояниях и сглаживания шумов в конце линии при измерении на большие расстояния. Необходимо помнить, что посторонние излучения в волокне могут повредить рефлектометр, поэтому надо выполнить проверку отсутствия излучения в линии перед началом измерений. При использовании в измеряемом волокне устаревшей полировки коннекторов типа *PC* и *SPC* большие отражения на соединениях волокна с рефлектометром ($-30 \dots -40$ дБ) существенно уменьшают динамический диапазон рефлектометра. При использовании полировок *PC*, *SPC* чувствительность рефлектометра необходимо уменьшить; если используются полировки *UPC*, *APC* (отражения $-60 \dots -70$ дБ), чувствительность рефлектометра необходимо увеличить.

• *Порог определения отражающих событий.* Для более быстрого и удобного анализа рефлектограммы необходимо выделить порог отражающего события, в результате рефлектометр будет реагировать на превышение данного порога и выделять события маркерами. Отражающая способность зависит от качества полировки торцов наконечников соединителя. Различают следующие виды торцов:

- простая полировка *PC* (обратное отражение не более -30 дБ);
- суперполировка *SRC* (обратное отражение не более -40 дБ);
- ультраполировка *UPC* (обратное отражение не более -50 дБ);
- угловая полировка *APC* (обратное отражение не более -60 дБ).

• *Порог определения затухающего события без отражения.* Для более быстрого и удобного анализа рефлектограммы необходимо выделить порог затухающего события без отражения, в результате рефлектометр будет реагировать на превышение данного порога и выделять события маркерами.

Уменьшение коэффициента передачи (вносимое затухание) для оптических соединительных элементов, дБ [2]:

- для одномодового волокна $0,5$ дБ;
- для многомодового волокна $1,0$ дБ.

Уменьшение коэффициента передачи (вносимое затухание) для оптических неразъемных сварных соединений, дБ [2]:

- для магистральных сетей на длине волны 1310 нм – $0,15$ дБ;
- для магистральных сетей на длине волны 1550 нм – $0,05$ дБ;
- для местных сетей на длине волны 1310 нм – $0,3$ дБ;
- для местных сетей на длине волны 1550 нм – $0,2$ дБ.

• *Время измерения.* Для более четкого построения рефлектограммы возможно задать время измерения. Данная величина связана с количеством усреднений и в некоторых рефлектометрах отсутствует. Среднее время измерения линии на одной длине волны 30 с. При увеличении длины оптической линии время измерения необходимо увеличить.

• *Вспомогательный кабель в начале/конце линии.* Для исключения мертвой зоны в конце и начале линии к рефлектометру подключают оптическую катушку в зависимости от длины мертвой зоны. Для исключения длины данной катушки в полученной рефлектограмме в рефлектометре предусмотрены данные функции.

Заключение

1. При снятии рефлектограммы необходимо верно установить параметры измерений.

2. Выбрать оптимальную ширину импульса, количество усреднений и пороги событий неоднородности линии, чувствительность фотоприемника.

3. Рефлектометр измеряет оптическую длину волокна. Оптическая длина волокна отличается от реальной длины. Поэтому, если рефлектометр не имеет функции установки показателя преломления или данный показатель выставлен не по спецификации оптического волокна, рефлектометр покажет неверную длину трасы.

4. Наличие запаса на оптических кроссах, муфтах, ОРШ, ОРК и т. д. При поиске повреждения данный запас следует учитывать, обычно запас составляет от 8 до 12 метров.

Литература

1. Оптический рефлектометр FOD 7000 – техническое описание и инструкция по эксплуатации КБЛТ.418241.7000ТО.
2. ТКП 212–2010 г. Правила проведения измерений магистральных, внутризональных и местных ВОСП.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЕМКОСТНЫХ ДАТЧИКОВ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ

В. А. Хананов

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научные руководители: В. А. Карпов, А. В. Ковалев

Цель работы: обобщение существующей номенклатуры первичных преобразователей емкостных датчиков, позволяющее существенно уменьшить число классов схем измерительных преобразователей.

Емкостный преобразователь представляет собой конденсатор, электрические параметры которого изменяются под действием входной величины. Конденсатор состоит из нескольких электродов, пространство между которыми заполнено диэлектриком. При изменении взаимного положения электродов или при изменении диэлектрической проницаемости среды, заполняющей межэлектродное пространство, изменяется емкость конденсатора [1].

В литературе [2]–[4] выделяют отличительные особенности емкостной технологии:

- высокая чувствительность к перемещениям (способность детектировать перемещения до 10^{-14} м);
- высокое разрешение на уровне первичных преобразователей (до 10^{-18} Ф);
- малое время срабатывания;
- отсутствие гистерезиса;
- малая инерционность измерений;
- температурная стабильность;
- практически полное отсутствие сигнальных шумов;
- малое энергопотребление и отсутствие потерь мощности вследствие самонагрева;
- бесконтактность;
- простота и компактность конструкций;
- малый размер и вес;
- способность функционировать в широких рабочих пределах (включая детектируемый диапазон рабочего хода объекта, рабочий частотный и температурный диапазон и т. д.);
- низкая цена.

В то же время нижеперечисленные особенности требуют особого внимания к схемотехнике измерительных преобразователей:

– подверженность интерферирующим электромагнитным помехам (но к магнитным полям датчики нечувствительны);
 – низкие уровни первичного сигнала;
 – необходимость схемы обработки сигнала с высоким входным импедансом и выходным сигналом в виде пропорционального аналогового напряжения, импульсов тока (ШИМ) или частоты.

Следует отметить, что схемотехника емкостных датчиков не систематизирована, а публикации на эту тему носят фрагментарный характер. Поэтому данная работа посвящена сравнительному анализу емкостных датчиков, а именно анализу различных типов первичных преобразователей и способу их подключения к измерительным схемам.

На рис. 1 представлены все возможные подключения первичного преобразователя емкостного датчика, начиная с простейшей схемы с одним заземленным электродом, заканчивая мостовым включением.

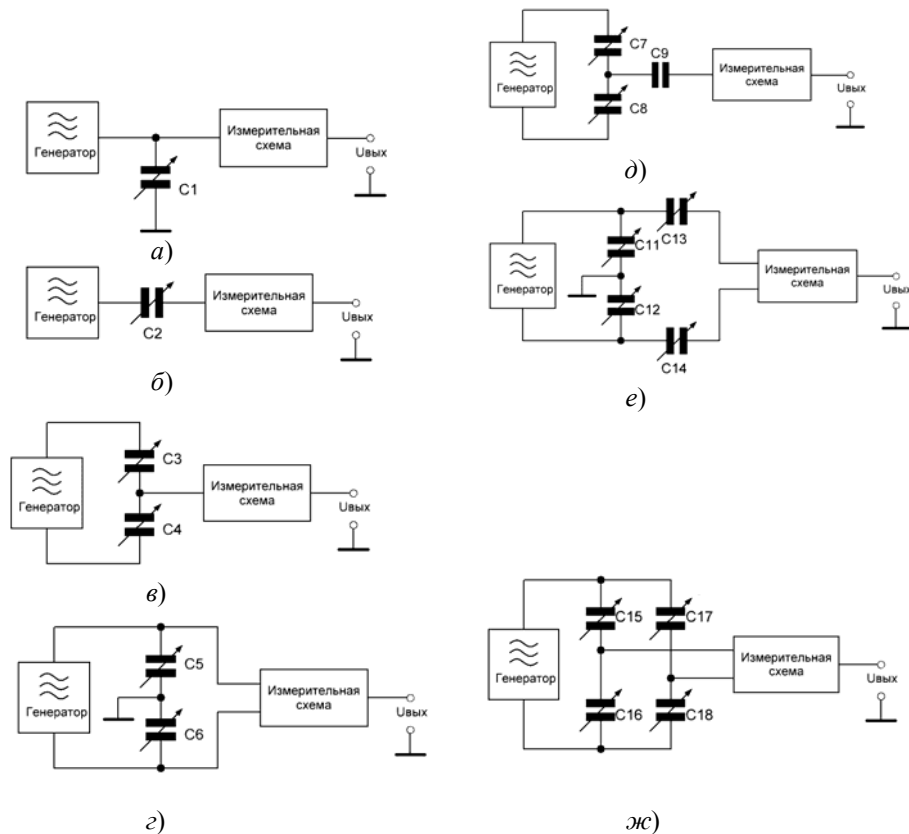


Рис. 1. Подключение емкостных преобразователей:

а – недифференциальный с одним заземленным электродом; *б* – недифференциальный с двумя незаземленными электродами; *в* – дифференциальный с незаземленным средним электродом; *г* – дифференциальный с заземленным средним электродом; *д* – дифференциальный емкостный преобразователь с бесконтактным съемом с незаземленным средним электродом; *е* – дифференциальный емкостный преобразователь с бесконтактным съемом с заземленным средним электродом; *ж* – мостовое включение емкостных преобразователей

На рис. 2 представлены примеры [1]–[4], поясняющие схемы, изображенные на рис. 1. Обозначение схем на рис. 2 соответствует рис. 1.

Таким образом, можно сделать вывод, что все возможные типы первичных преобразователей можно подключить к измерительной схеме 7-ю разными способами. Из чего следует, что для преобразования сигнала с любого датчика достаточно 7-ми различных измерительных схем.

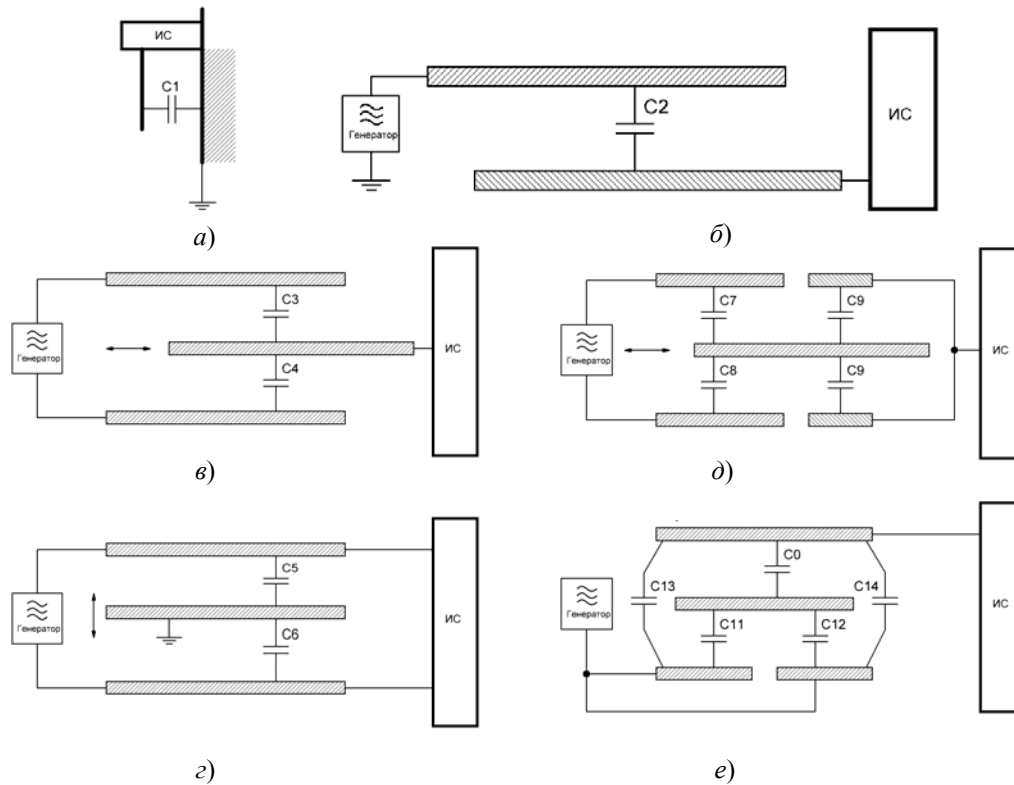


Рис. 2. Примеры подключения первичных преобразователей к измерительной схеме

Заключение. В работе была предложена классификация емкостных датчиков по способу подключения первичного преобразователя к измерительной цепи. По мнению авторов, данный подход позволяет четко разделить конструктивные особенности первичных преобразователей и схемотехнику измерительных цепей, тем самым существенно уменьшить число предлагаемых разработчику структурных схем.

Литература

1. Евтихий, Н. Н. Измерение электрических и неэлектрических величин : учеб. пособие для вузов / Н. Н. Евтихий [и др.]. – М. : Энергоатомиздат, 1990. – 352 с.
2. Ацюковский, В. А. Емкостные дифференциальные датчики перемещения / В. А. Ацюковский. – М. : Госэнергоиздат, 1960. – 104 с.
3. Baxter, Larry K. Capacitive Sensors: Design and Applications / Larry K. Baxter. – IEEE Pres, 1997.
4. Осадчий, Е. П. Проектирование датчиков для измерения механических величин / Е. П. Осадчий. – М. : Машиностроение, 1979. – 480 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ПОЛОЖЕНИЯ ШТОКА ТАМПОНА ГЕРМЕТИЗАТОРА

В. О. Старостенко

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель Е. А. Храбров

Целью работы является повышение надежности канала связи для системы поиска, управления и контроля состояния внутритрубного герметизатора (СПУиК). Система предназначена для облегчения поиска внутритрубного герметизатора, а также для автоматизации и мониторинга процесса герметизации нефтепровода. СПУиК состоит из наземного (НУ) и внутритрубного устройства (ВУ). В момент подхода ВУ к месту герметизации НУ отдает команду открытия клапана, после чего под действием давления потока нефти передвигаются шток и манжеты герметизатора, и он фиксируется в трубопроводе.

В настоящее время для передачи положения штока используются простые радиоимпульсы частотой 22 Гц и продолжительностью 8 периодов. Принцип кодирования следующий: сначала посылается стартовый бит, относительно которого происходит синхронизация, а далее через равные промежутки времени посылаются 4 бита, кодирующие положение штока, и бит паритета для простейшей проверки правильности приема данных. На рис. 1 приведена временная диаграмма пакета импульсов с кодом.

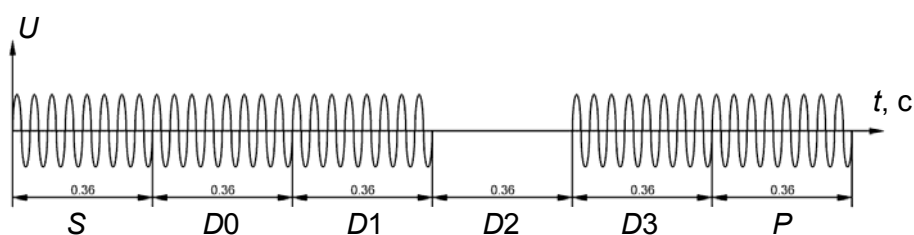


Рис. 1. Пример посылки данных о положении штока

Таким образом, для передачи положения штока необходимо затратить $8 \times 6/22 = 2,18$ с.

Для передачи положения штока с использованием псевдослучайных последовательностей предлагается два способа:

1. Для передачи любого из 10 положений штока отводится своя псевдослучайная последовательность (ПСП) определенной длины. На передающей стороне формируется сложный сигнал (рис. 2), форма которого определяется ПСП. На приемной стороне 10 согласованных фильтров параллельно обрабатывают поступающий сигнал. Каждый фильтр согласован только с одним из 10 сигналов. Положение штока определяется по номеру согласованного фильтра, на выходе которого сигнал превысил заданный порог. На рис. 3 приведены диаграммы сигналов на выходах фильтров, согласованного с передаваемой последовательностью и несогласованного с ней.

Приняв длину последовательности равной $T = 15$ символов, рассчитаем время передачи и выигрыш по вероятности неприема сигнала.

Время передачи: $t = 15/22 = 0,682$ с.

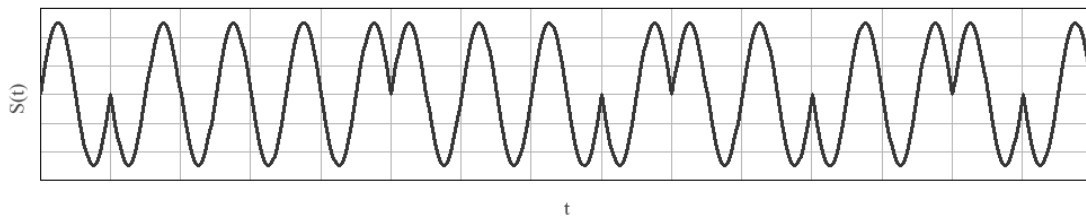


Рис. 2. Вид сложного фазоманипулированного сигнала

Так как при стандартной передаче по существующему протоколу используется корреляционный способ приема, то уменьшение вероятности неприема сигнала будет равно отношению энергий сложного и простого сигналов:

$$\rho = \frac{E_m}{E_s} = \frac{\int_0^{\frac{T}{f}} [a(t)\sin(\omega t)]^2 dt}{\int_0^{\frac{T}{f}} \sin^2(\omega t) dt} = \frac{T}{8} = \frac{15}{8} = 1,875, \quad (1)$$

где E_m – энергия сложного сигнала; E_s – энергия простого синусоидального сигнала; $a(t)$ – огибающая сложного сигнала.

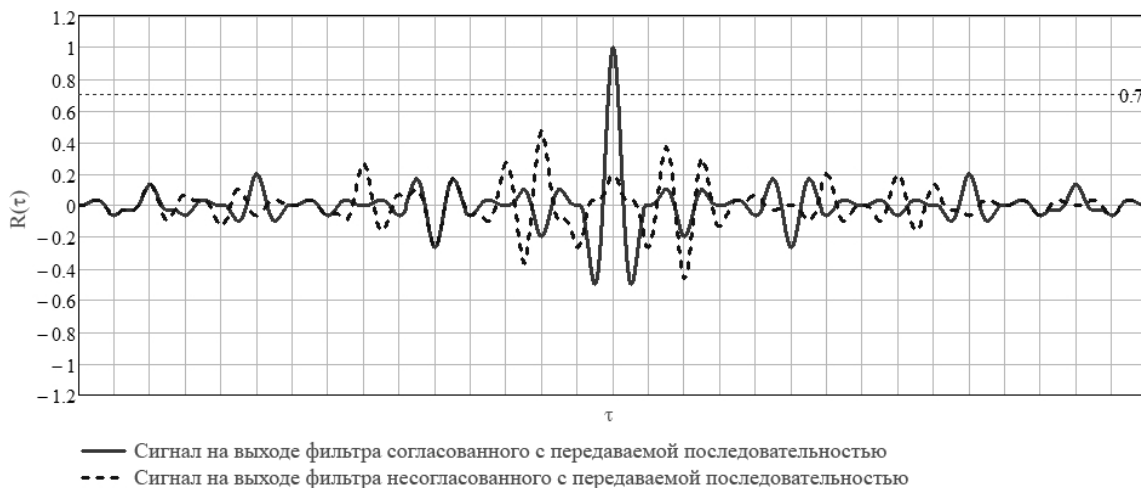


Рис. 3. Сигналы на выходах согласованных фильтров при первом способе передачи

Достоинства: время передачи уменьшилось в 3,2 раза; вероятность неприема уменьшилась почти в 2 раза, но данная оценка получена без учета того, что в пакете не один, а шесть битов, вследствие этого, даже если стартовый бит был принят правильно, не факт, что все остальные биты будут приняты безошибочно.

Недостатки: необходимо количество уникальных последовательностей, равное числу передаваемых положений штока, а при такой небольшой длине последовательности их ансамбль довольно мал.

2. Для передачи положения штока выбираются две ПСП с хорошими взаимно-корреляционными свойствами. На приемной стороне 2 согласованных фильтра (один из которых согласован с одной последовательностью, другой – со второй) одновременно обрабатывают поступающий сигнал. Передаваемое положение штока определяется по промежутку времени между срабатываниями согласованных фильтров, т. е. на передающей стороне посылается сначала одна последовательность, потом вторая, время между посылками и будет определять положение штока. На рис. 4 приведены диаграммы сигналов на выходах согласованных фильтров при передаче некоторого положения штока.

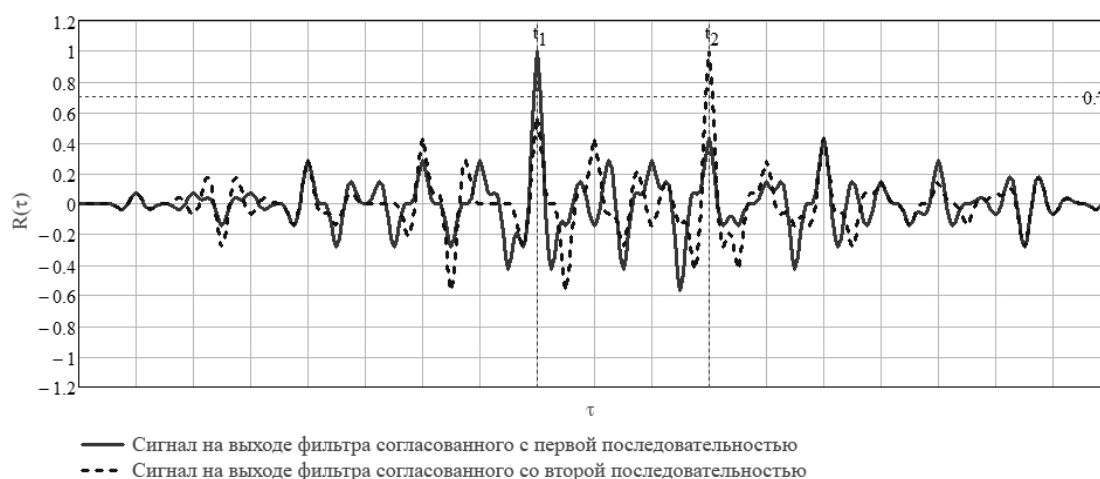


Рис. 4. Сигналы на выходах согласованных фильтров при втором способе передачи

Время передачи равно длительности последовательности с учетом времени между посылками:

$$t = \frac{15 + L}{22}, \quad (2)$$

где L – количество передаваемых положений штока.

Если задаться точностью определения положения штока 10 %, то максимальное время передачи $t = 25/22 = 1,136$ с. Вероятность неприема каждой последовательности такая же, как и в предыдущем варианте.

Достоинства: возможность передавать положение штока с любой точностью; время передачи и вероятность неприема уменьшаются как минимум в 2 раза; для передачи положения штока нужно всего 2 последовательности.

Недостатки: большее время передачи по сравнению с первым способом; есть прямая зависимость времени передачи от количества передаваемых значений.

Литература

1. Ипатов, В. П. Периодические дискретные сигналы с оптимальными корреляционными свойствами / В. П. Ипатов – М. : Радио и связь, 1992. – 152 с.
2. Маковеева, М. М. Системы связи с подвижными объектами / М. М. Маковеева, Ю. С. Шинаков. – М. : Радио и связь, 2002. – 440 с.
3. Солонина, А. И. Основы цифровой обработки сигналов / А. И. Солонина [и др.]. – СПб. : БХВ–Петербург, 2005. – 768 с.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ МЕТОДАМИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

В. М. Лукашов

Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь

Научные руководители: С. Н. Кухаренко, Ю. В. Крышнев

Для изучения параметров электрических цепей был спроектирован стенд. Экспериментальный стенд был промоделирован в среде *MicroCap* (рис. 1).

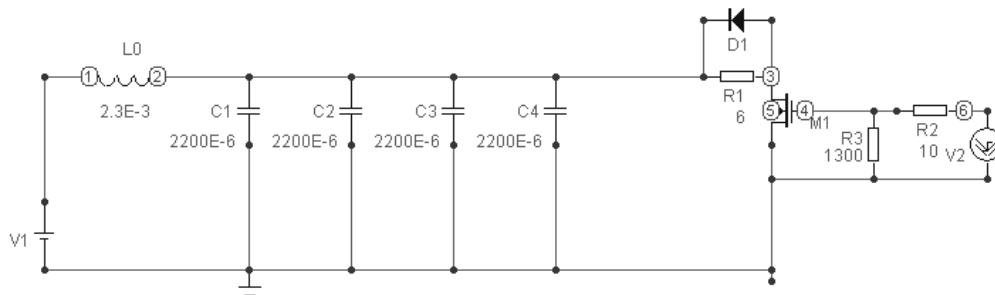


Рис. 1. Принципиальная схема измерительного стенда, смоделированная в среде *MicroCap*

В ходе эксперимента при помощи трансформатора тока бесконтактно измерено распределение токов в цепи параллельно включенных конденсаторов (рис. 2).

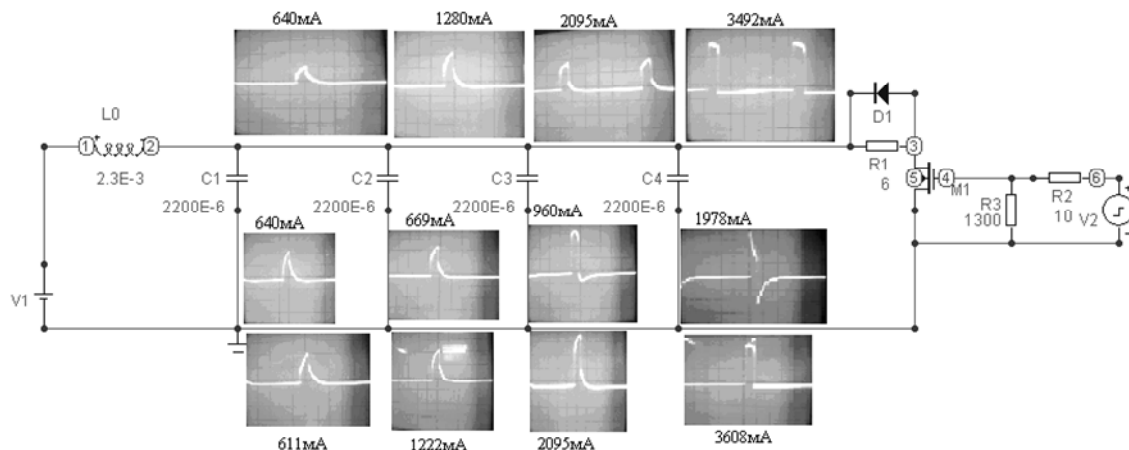


Рис. 2. Распределение токов параллельно включенных четырех конденсаторов, полученное экспериментально

На рис. 2 изображены осциллограммы снятых токов в каждой ветви и над каждой осциллограммой указано значение амплитуды тока. Моделирование данной схемы стенда в среде *MicroCap* дало следующие результаты (рис. 3).

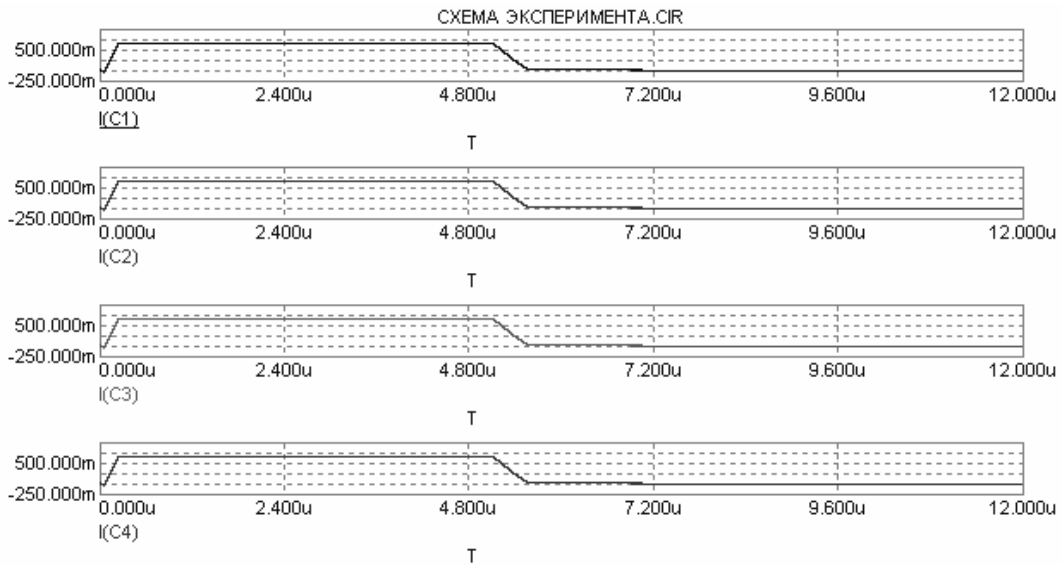


Рис. 3. Результаты моделирования распределения токов параллельно включенных четырех конденсаторов

Таким образом, компьютерное моделирование дало абсолютно различные результаты:

- в компьютерной модели токи, протекающие через конденсаторы, равны;
- эксперимент показал, что токи через конденсаторы возрастают ближе к ключевому элементу.

Проведены эксперименты в схемах трех и двух параллельно включенных конденсаторов (рис. 4).

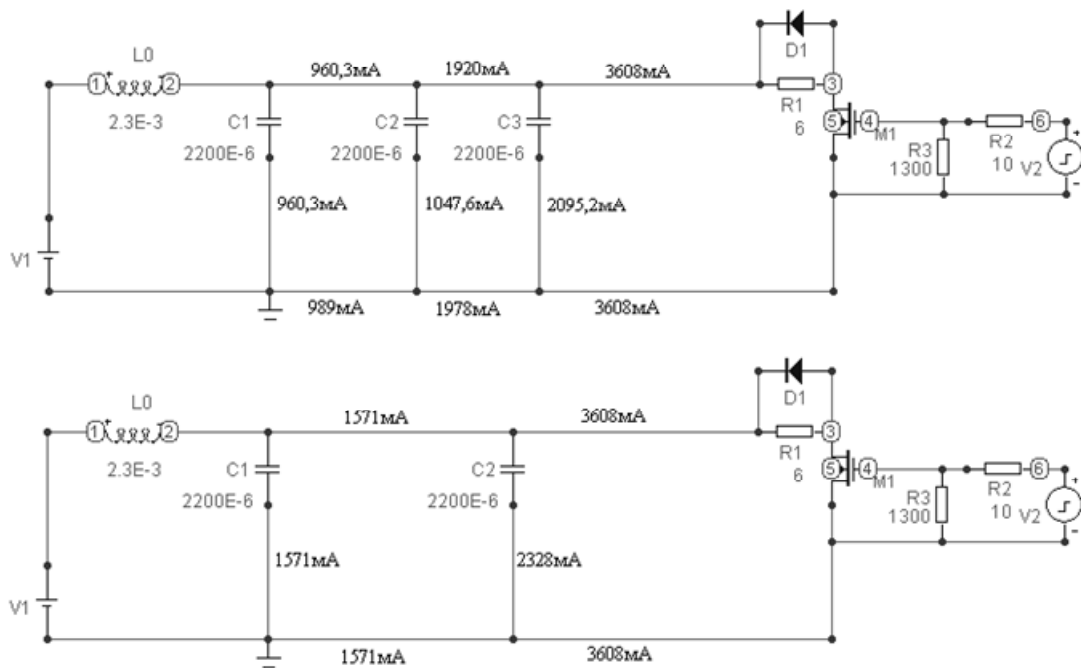


Рис. 4. Распределение токов в схемах (указаны амплитуды токов соответствующих ветвей)

Было принято решение убрать соединительные провода, спаяв конденсаторы выводами, и провести измерения при помощи цифрового осциллографа УниПро.

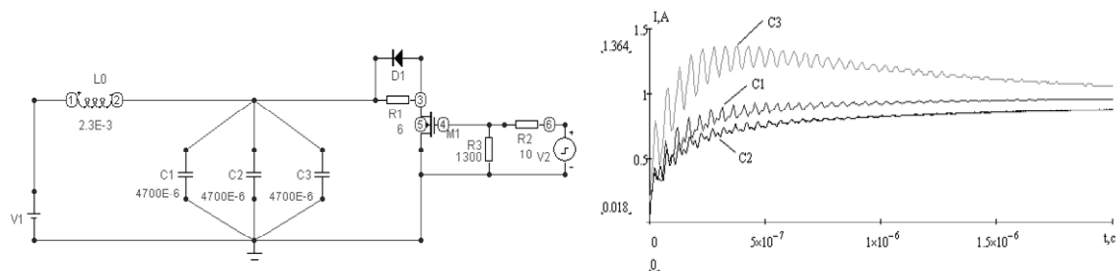


Рис. 5. Измерительная схема, смоделированная в *MicroCap*, и распределение токов в ней

По переходному процессу минимального тока в цепи при помощи составленного алгоритма в *MathCad* был обработан колебательный процесс и определены параметры последовательной схемы замещения конденсаторов.

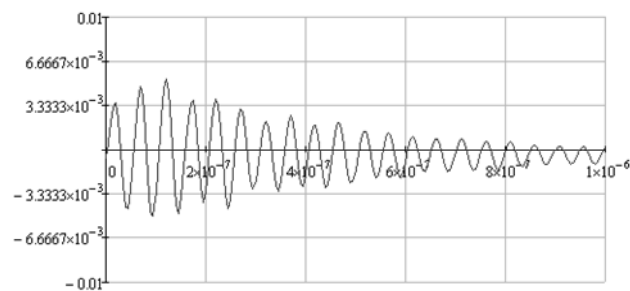


Рис. 6. Обработанный колебательный процесс

Параметры схемы замещения конденсаторов: частота колебательного процесса $f = 20,03$ МГц; эквивалентная индуктивность $L_3 = 13,43 \cdot 10^{-15}$ Гн; последовательное эквивалентное сопротивление выводов $R_3 = 190,6 \cdot 10^{-9}$ Ом.

Из результатов следует:

- самый меньший ток протекает в среднем конденсаторе;
- вероятность выхода из строя крайних конденсаторов больше, чем средних.

Из проведенных экспериментов можно сделать заключение:

- ток в одинаковых параллельно соединенных конденсаторах распределяется не одинаково;
- распределение токов зависит от соединительных проводов;
- значительно влияние параметров схемы замещения конденсатора;
- через крайние конденсаторы проходят большие токи.

Практическое применение данной работы:

- Расчет параметров схемы замещения в эксплуатации конденсаторных батарей (в силовых фильтрах).
- Учет влияния этих параметров на распределение токов в схеме конденсаторных батарей.
- Предупреждение выхода из строя конденсаторов. Внесений изменений в конструкцию конденсаторных батарей.

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ ПРОГРАММНО-АППАРАТНОГО КОМПЛЕКСА УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ ВЗАИМОСВЯЗАННЫХ НАСОСОВ НА ТЭЦ-2

А. А. Ягур

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель Е. А. Храбров

Целью работы является: разработать гибкую, достаточно легко трансформируемую систему управления и диагностики группы 11 насосов Гомельской ТЭЦ-2, чтобы в дальнейшем путем компьютерного моделирования возможных псевдослучайных отказов и дефектов работы этих насосов построить оптимальную отказоустойчивую систему управления группой насосов ТЭЦ-2.

Отказы или дефекты работы мощных насосов ТЭЦ-2 могут снизить или прекратить снабжение теплой водой и, фактически, теплом жилые дома, учреждения и предприятия нескольких районов Гомеля. По этой причине возможны заболевания людей, прерывания производственных циклов с порчей продукции, размораживание водопроводов.

При устранении произошедших аварий в авральном режиме вероятны травмы работников. В связи с вышеназванным повышение надежности системы теплоснабжения, осуществляемой с помощью группы насосов ТЭЦ-2, считаю актуальным.

Подача горячей воды для отопления с гомельской ТЭЦ-2 на Гомель осуществляется группой взаимосвязанных насосов, которые называются сетевые насосы СН второго подъема. Группа взаимосвязанных насосов – это 11 насосов, 10 из которых работают, а 1 является резервным. Отказ одного из насосов или падение давления в трубе приводит к аварийному включению резервного насоса.

Каждый СН состоит из самого насоса, электродвигателя этого насоса и масляного насоса. Масляной насос предназначен для подачи масла на подшипники, два из которых находятся в стоячем масле (подшипники сетевого насоса) и два других находятся в проточном масле. Давление проточного масла на подшипнике является одним из условий запуска электродвигателя. Это важно потому, что электродвигатель сетевого насоса имеет мощность 1600 кВт и частоту вращения 3 тыс. оборотов в минуту, что создает большую нагрузку на подшипники.

Система управления каждого насоса размещена в соответствующем шкафу управления, на слайде представлены шкафы трех сетевых насосов. Если учесть что насосов всего 11, то «шкафы» занимают большую площадь. Внутреннее устройство шкафов представляет собой устаревшую конструкцию, принципиальная схема которого является сборником схем, объединенных в целый том (около 100 с.).

Около каждого насоса находится самописец и стенд манометров давления воды и масла на одном насосе.

Существующее управление каждым из насосов представляет большой комплекс аппаратных средств, быстродействие которых мало и не удовлетворяет настоящим требованиям.

В настоящий момент на каждом из насосов измеряется 8 параметров. При выдаче мне задания на разработку начальник КИПа высказал требование увеличить число этих параметров, и поэтому в моем проекте их 14, включая старые параметры.

На рис. 1 показаны некоторые точки измерения параметров, а именно температура и давление масла на выходе с маслонасоса, температура каждого подшипника в насосе и электродвигателе, температура и давление воды после насоса, а также неко-

торые параметры электродвигателя: такие, как температуры меди и железа, статора и ротора, температура масла, гасящего заряд (рабочее напряжение электродвигателя 6000 В и ток 179 А).

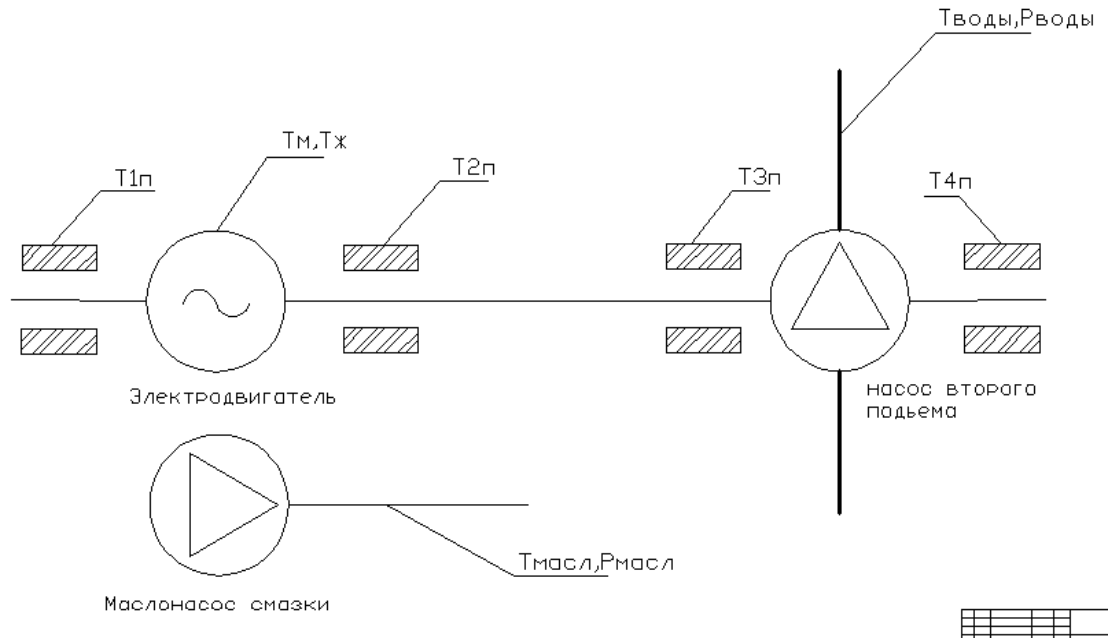


Рис. 1. Точки измерения параметров

Разработанная мною схема представлена на рис. 2. Компьютер подключен через ком-порт к PC-совместимому контроллеру *WinCon-8000*. Этот контроллер является аналогом персонального компьютера, оснащенного ОС *Windows CE .Net*. На такой контроллер ставится SCADA-система *Micro Trace Mode*, в результате нет необходимости в постоянной работе компьютера. К контроллеру подключается модуль *ICP I-7043* (16-канальный модуль вывода дискретных сигналов), который будет управлять блоком реле *RM-116*, предназначенным для запуска маслонасосов и электродвигателей, связанных между собой ШУ (шиной управления). По ШД (шине данных) передается информация на *Can*-контроллер. На *WinCon-8000* происходит обработка информации и управления насосами, также при аварийной ситуации происходит включение запасного насоса. Отказоустойчивость системы управления группой насосов обеспечивает дублирование всей системы в случае выхода из строя компонента(ов) основной системы управления, PC-совместимый контроллер *WinCon-8000* № 2 автоматически перейдет в разряд ведущего контроллера. Шина данных и шина управления имеют структуру *Turbo Ring* (рис. 3). Технология *Turbo Ring* может быть использована для построения системы резервированного кольца. В таком кольце один из сегментов сети блокируется логически, и если другой сегмент выходит из строя, *Turbo Ring* автоматически восстановит соединение не более чем за 300 мс, что позволяет обеспечить непрерывную работу системы.

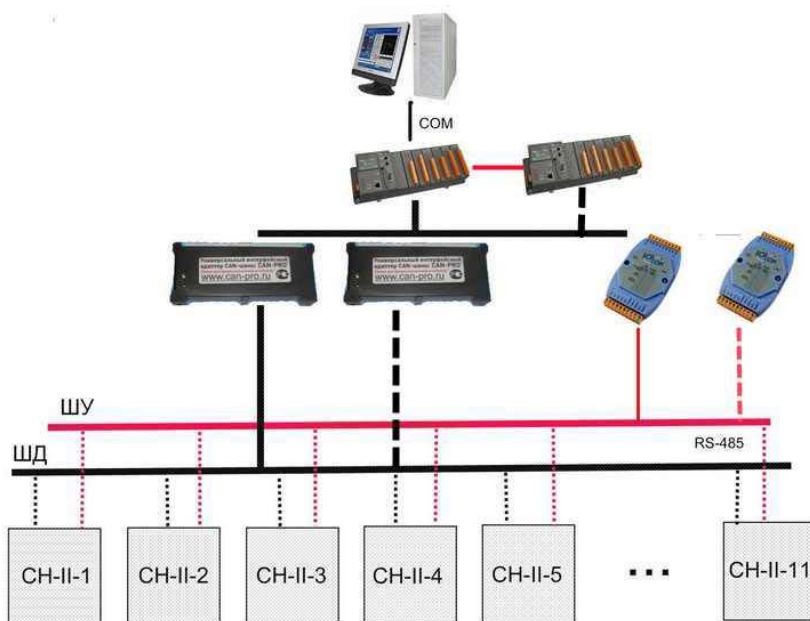


Рис. 2. Схема управления группой взаимосвязанных насосов

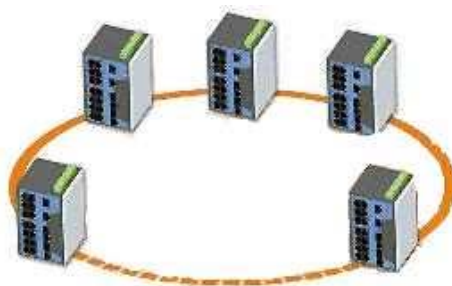


Рис. 3. Технология Turbo Ring

При компьютерном моделировании отказоустойчивости группы взаимосвязанных насосов отказы будут иметь псевдслучайный характер, что позволит быстрее и более полно смоделировать наиболее вероятные ситуации, а в дальнейшем даст возможность корректировать их по результатам статистики по другим известным источникам теплоснабжения.

СИСТЕМА УЧЕТА ТЕПЛА СУХОГО ПЕРЕГРЕТОГО ПАРА

С. Н. Хвещук

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель Ю. Е. Котова

Актуальность оснащения источников тепловой энергии (котельные, РТС и ТЭС) современными системами учета тепловой энергии и теплоносителей вызвана несколькими факторами.

Во-первых, при существенном росте стоимости тепловой энергии за последние 10 лет учет энергии на многих энергоемких предприятиях осуществляется устаревшими приборами и методами. В основе устаревшего учета – ручное планиметрирование диаграмм самопишущих приборов. Эта технология не позволяет обеспечить высокую точность измерений и необходимую оперативность в предоставлении учетной информации экономическим службам ТЭС, РТС и котельных.

Во-вторых, начавшаяся реструктуризация энергетики разделяет генерирующие предприятия и сети на разные юридические лица. В этом случае, как правило, источник будет продавать тепловую энергию и теплоноситель на своей границе балансовой принадлежности, и он становится кровно заинтересованным в точном, оперативном и юридически правильном учете.

Прежде всего необходимо отметить, что энергопредприятие с проблемой учета тепловой энергии и теплоносителей сталкивается дважды: в случае, когда предприятие выступает как источник тепловой энергии (в этом случае необходимо знать общий объем произведенной тепловой энергии и массы теплоносителя, а также их параметры для оценки технико-экономических показателей), и другой раз, как поставщик (продавец) тепловой энергии и теплоносителя конкретным потребителям.

Обследование большого числа источников тепловой энергии показывает, что при учете тепловой энергии приходится сталкиваться со следующими перечисленными ниже схемами теплоснабжения:

- закрытые системы, когда утечек практически нет;
- условно закрытые системы, когда утечки составляют несколько процентов от массы прямой сетевой воды;
- открытые системы, когда невозврат теплоносителя менее 20 %;
- без возврата теплоносителя (например, поставка потребителям горячей обессоленной воды, поставка пара без возврата конденсата).

На многих котельных применяется РОУ – редуцирующая охлаждающая установка. Ее задача – понижение температуры и давления пара, выходящего из котла, до требуемых параметров. Снижение температуры острого пара производится впрыском охлаждающей воды в поток пара через специальную трубку в дроссельно-охлаждающей решетке узла шумоглушителя или через сопло в охладитель пара (рис. 1 (поз. 3)). Охлаждающая вода, испаряясь за счет тепла, отбираемого от пара, охлаждает его до заданной температуры. В зависимости от соотношения расходов острого пара и впрыскиваемой охлаждающей воды, а также их первоначальной температуры обеспечивается необходимая температура охлажденного пара на выходе из охладителя. В зависимости от рабочих параметров охладителя пара отличаются размерами и числом форсунок (сопел). Заданные значения давления и температуры редуцированного пара поддерживаются автоматически электронными регуляторами путем воздействия на регулирующие клапаны: паровой (поз. 2) и водяной (поз. 9). Кроме того, для регулирования температуры пара предусмотрен вентиль игольчатый с ручным приводом (поз. 7). Для полного перекрытия (открытия) потока охлаждающей воды для РОУ и ОУ предусмотрены вентили запорные (поз. 8).

Предлагаемый способ учета тепла основан на калориметрическом методе. Единственное отличие его от лабораторного – это использование непрерывного потока охлаждающей воды и перегретого пара через РОУ.

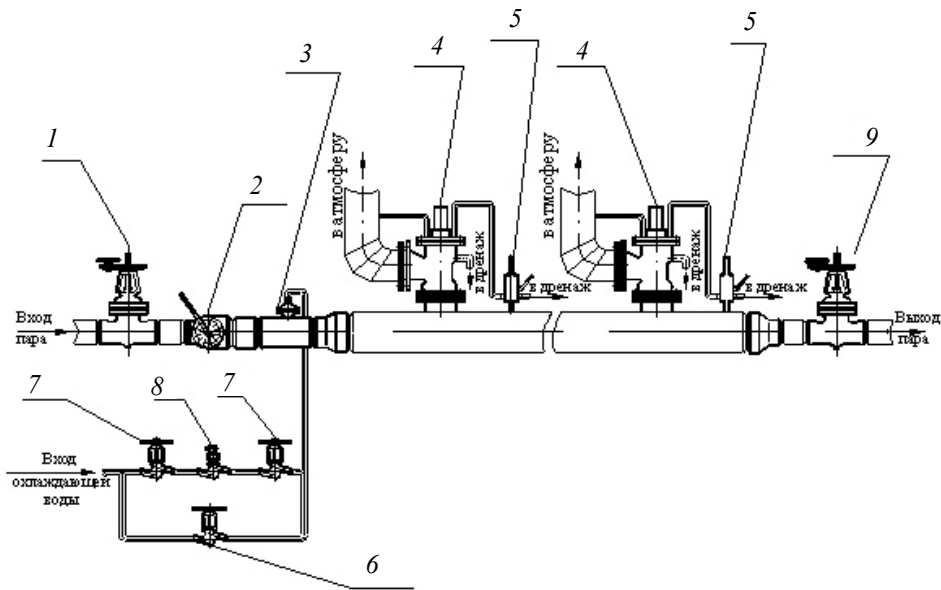


Рис. 1. Схема редукционно-охлаждающей установки:

1 – задвижка; 2 – клапан регулирующий (пар); 3 – охладитель пара или узел шумоглушителя с дроссельно-охлаждающей решеткой; 4 – клапан предохранительный; 5 – клапан импульсный; 6 – вентиль игольчатый; 7 – вентиль запорный; 8 – клапан регулирующий (вода); 9 – задвижка

Для этих целей в уже работающие установки вносятся следующие изменения:

- в поз. 3 (рис. 1) устанавливается датчик избыточного давления, так как энтальпия пара довольно сильно зависит от давления;
- до и после охладителя устанавливаются два измерителя температуры (если они не были установлены ранее и пары стабилизировались биметаллическими регуляторами);
- устанавливается расходомер количества идущей на охлаждение воды;
- в случае с закрытой системой устанавливается еще и расходомер обратного конденсата.

Для примера системы учета рассмотрим охлаждение неизвестного расхода количества пара с температуры 190 до 138 °С при неизменном давлении в 0,2 МПа (охлаждение в РОУ происходит как раз после дросселирования).

Энтальпия пара с температурой 190 °С при давлении 0,2 МПа равна 2845,135 кДж/кг. При 138 °С и том же давлении она составляет 2735,392 кДж/кг. Таким образом, при охлаждении 1 кг пара при указанных параметрах выделяется $2845,135 - 2735,392 = 109,743$ кДж.

Так как при охлаждении пара охлаждающая вода приобретает такую же энергию, как и у выходного, то несложно подсчитать, что при охлаждении дополнительно образуется пара:

$$m = \frac{109,743}{2735,392 - t_{42}} \text{ (кг)},$$

где t – температура воды.

При этом измерить количество охлаждающей жидкости не так уж и сложно.

Таким образом, измеряя расход жидкости, идущей на охлаждение, можно с помощью практически одних таблиц, заложенных в память измерителя, измерять рас-

ход пара косвенным методом, а производя попутно умножение этого расхода на табличное значение, учитывать также и расход тепла.

Данный способ был частично опробован на охлаждающей установке, стоящей перед сушильной группой бумагоделательной машины в филиале Добрушская бумажная фабрика «Герой труда», управляющая компания холдинга ОАО «Белорусские обои».

На входном паропроводе установлена система стабилизации температуры пара, расходомер переменного перепада давления, датчики температуры. Стабилизация температуры происходит при помощи открывания клапана насоса высокого давления с заявленной заводом-производителем производительностью в 600 л/ч. К сожалению, на момент проведения измерений измеритель расхода охлаждающей жидкости не был установлен, поэтому количество расхода рассчитывалось по времени открытого состояния клапана. Измерение проводилось с помощью частотомера ЧЗ-33.

Открывание клапана регулируется путем изменения скважности его включения. Коэффициент заполнения в процессе измерения составил 0,317 (время открытого клапана 1,298432 с, а закрытого – 2,797568 с). На основании коэффициента времени подачи воды и производительности насоса рассчитано, что ее масса составила:

$$m = 0,317 \cdot 600 = 190,2 \text{ (кг/ч)}.$$

Температура входного конденсата, которым производилось охлаждение, составила 98 °С. Разница температур пара составила 190–138 °С. Расчет количества пара по приведенной выше методике дал результат:

$$V = 190,2 \cdot \frac{2735,392 - 98 \cdot 4,2}{109,373} = 4040 \text{ (кг)}.$$

Диафрагма, стоящая на паропроводе, была рассчитана заводом-изготовителем на максимальный расход пара в 6 т/ч. Расход пара при проведении измерений составил 4,1 т/ч.

Для проведения окончательной доработки предложенной методики косвенного измерения расхода тепла планируется установка электромагнитного расходомера на трубопровод охлаждающего конденсата. При его неудовлетворительной работе в среде конденсата (обессоленная вода с высоким сопротивлением) будут опробованы расходомеры другого типа.

Уточнение окончательной методики расчета и оптимизация необходимых таблиц позволит уменьшить размер массива данных, что позволит создать довольно дешевый прибор учета тепла.

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НАЗЕМНЫХ ПРОВОЛОЧНЫХ РЕФЛЕКТОРОВ ДЛЯ ЗАГОРИЗОНТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ КВ ДИАПАЗОНА

П. П. Суглоб, Д. В. Барауля

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель Н. И. Вяхирев

Для уменьшения излучения антенн в требуемом направлении нередко используют рефлекторы, выполненные в виде густой сетки из тонких проводников. Особенно целесообразно применение таких рефлекторов в КВ диапазоне, когда их размеры велики.

Рассмотрим задачу о возбуждении двумерным сторонним источником рефлектора, представляющего собой неограниченную вдоль оси y систему из тонких проводников, параллельных оси z (рис. 1).

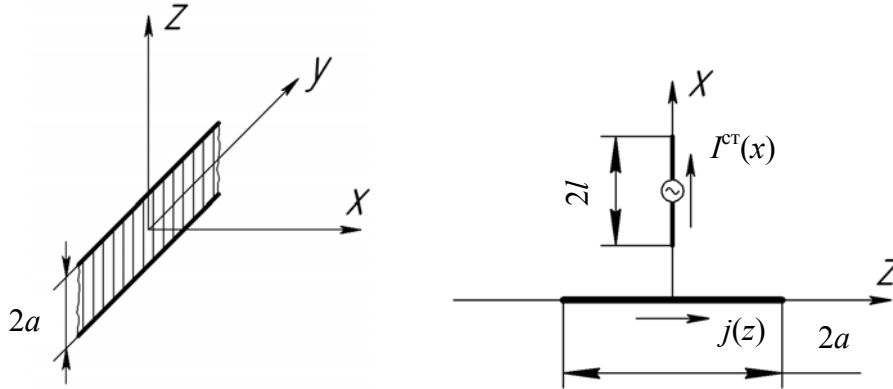


Рис. 1. Внешний вид

Применительно к рассматриваемому случаю граничное условие имеет вид:

$$E_z(j) + E_z^{ct} = 0, \quad (1)$$

где $E_z(j)$ – тангенциальная компонента электрического поля, порожденная током $j(z)$; E_z^{ct} – компонента падающего поля, произведенная сторонним источником.

Распишем каждую компоненту:

$$E_z(j) = \frac{1}{4\pi\epsilon} \left(k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_L I(z') H_0^{(2)}(k|z-z'|) dz'.$$

Перепишем интегральное уравнение относительно $j(z)$:

$$\frac{1}{4\pi\epsilon} \left(k^2 + \frac{d^2}{dz^2} \right) \int_L j(z') H_0^{(2)}(k|z-z'|) dz' = E_z^{ct}(z). \quad (2)$$

Для решения уравнения (1), воспользовавшись методом моментов, искомое распределение тока разложим по базису:

$$I(z') = \sum_{m=1}^N I_m \varphi_m(z'), \quad (3)$$

где $\varphi_m(z') = \frac{\sin(k(\Delta - |z' - z_m|))}{\sin(k\Delta)}$ – кусочно-синусоидальный базис; I_m – неизвестные коэффициенты разложения.

В качестве проекционной системы выберем ступенчатые функции с шириной ступеньки Δ . Подставим (3) в (2) и, умножая уравнение (2) поочередно на проекционные функции $\psi_n(z)$, $n = 1, 2, \dots, N$, интегрируем его в пределах рефлектора. В результате получим систему линейных уравнений относительно I_m :

$$\sum_{m=1}^N Z_{nm} \cdot I_m = V_n, \quad n = 1, 2, \dots, N,$$

где $Z_{nm} = \frac{W}{4 \sin(k\Delta)} \int_{z_n - \Delta/2}^{z_n + \Delta/2} (H_0^{(2)}(k|z - z_m - \Delta|) + H_0^{(2)}(k|z - z_m + \Delta|) - 2 \cos(k\Delta) H_0^{(2)}(k|z - z_m|)) dz;$

$$V_n = \int_{z_n - \Delta/2}^{z_n + \Delta/2} E_z^{cm}(z) dz.$$

Далее рассчитаем угломестную диаграмму направленности (ДН), учитывая интерференционные свойства.

Из рис. 2 видно:

$$E = E_{\text{ст}} + E_{\text{экр}},$$

где $E_{\text{ст}}$ – поле, создаваемое сторонним источником; $E_{\text{экр}}$ – поле от рефлектора.

$$E_{\text{ст}} = E_1 + E_2; \quad (4)$$

$$E_1 = C \frac{e^{-jk r_1}}{r_1} F_{\text{ст}}(\theta); \quad (5)$$

$$E_2 = C \frac{e^{-jk r_2}}{r_2} F_{\text{ст}}(\theta) R_{\text{в}}(\theta). \quad (6)$$

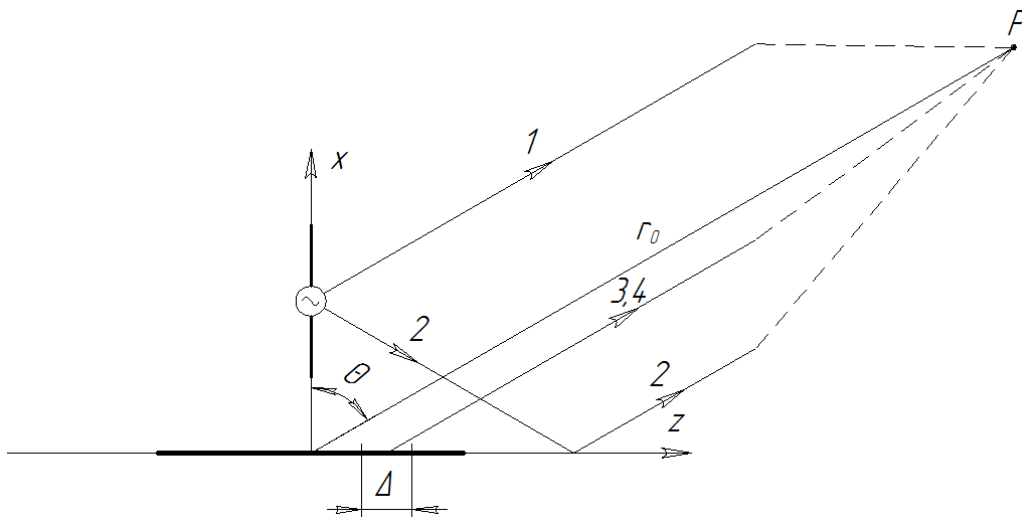


Рис. 2. К расчету ДН

Подставляя (5) и (6) в (4), получим

$$E_{\text{ст}} = E_1 (1 + |R| \cdot e^{-jk 2x \cos \theta - j\varphi}), \quad (7)$$

где $R_b(\theta)$ – коэффициент влияния земли; $F_{ст}(\theta)$ – ДН стороннего источника без влияния земли.

$$E_{\text{экp}} = \sum_{n=1}^N E_{3\Delta n} + E_{4\Delta n}; \quad (8)$$

$$E_{3\Delta n} = C \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} F_n \text{экp}(\Theta); \quad (9)$$

$$E_{4\Delta n} = -C \frac{e^{-jk r_n}}{r_n} F_n \text{экp}(\Theta) |R| e^{-j\Phi}. \quad (10)$$

Подставляя (9) и (10) в (8), получим

$$E_{\text{экp}} = \sum |E_{3\Delta n}| \cdot (1 - |R| e^{-j\Phi}), \quad (11)$$

где $F_n \text{экp}(\Theta)$ – ДН n -го элемента экрана без влияния земли.

В результате проделанной работы была получена система интегральных уравнений для расчета СВЧ тока на экране, а также найдено выражение для расчета угломестной диаграммы направленности.

ФЕРРОЗОНДЫ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Д. П. Михалевич

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научные руководители: Ю. А. Козусев, Э. М. Виноградов

Феррозонд – устройство, чувствительное к внешним постоянным и медленно меняющимся магнитным полям, содержащее ферромагнитные сердечники и обмотки, распределенные по их длине. Происходящие в феррозонде процессы связаны с существованием внешнего измеряемого поля и некоторого вспомогательного поля, образуемого за счет тока в одной из обмоток. Взаимодействие этих полей в объеме сердечников, изготавливаемых из легко насыщающихся магнитных материалов, приводит к появлению в измерительной обмотке ЭДС, по величине которой и судят о напряженности внешнего поля и создающего это поле измеряемого тока.

Феррозонды отличаются друг от друга по режиму работы, по способу наложения вспомогательного поля, по конструктивному исполнению в зависимости от диапазона и частотного спектра измеряемых полей, условий, в которых проводятся измерения, особенностей применяемых измерительных преобразователей [1].

В первом режиме работы по цепи возбуждения феррозонда протекает слабый переменный и достаточно сильный постоянный ток. Переменный ток образует поле $H_1 = H_m \cdot \sin(\omega t)$, которое настолько мало, что не оказывает или почти не оказывает влияния на величину дифференциальной проницаемости сердечников μ_d^* . Напротив, постоянный ток создает поле H_2 , которое изменяет величину μ_d^* . Обычно поле H_2 выбирается таким, чтобы рабочие точки сердечников оказались на участках наибольшей крутизны функции $\mu_d^*(H)$ (рис. 1).

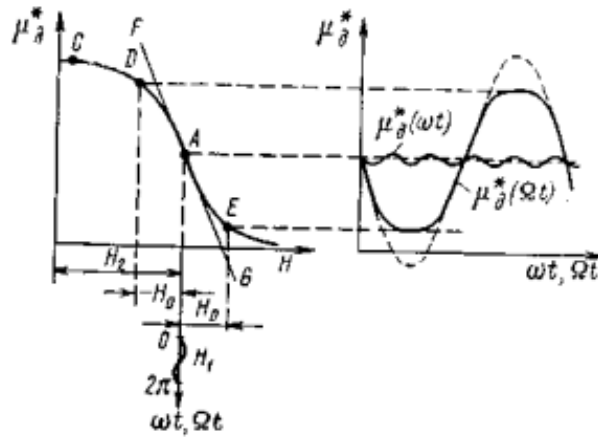


Рис. 1. Зависимости $\mu_d^*(H)$ и $\mu_d^*(\omega t)$ при первом режиме работы феррозонда

На рис. 1 рабочей точкой является точка A . Измеряемое поле H_0 , алгебраически суммируясь с H_2 , перемещает рабочую точку на участке DE и уменьшает дифференциальную проницаемость в одном из сердечников и увеличивает ее в другом. Из-за различия проницаемостей сердечников баланс индукций нарушается, что приводит к появлению во вторичной обмотке феррозонда ЭДС, пропорциональной величине разбаланса, а следовательно, и величине измеряемого поля.

Эффективность управления проницаемостью зависит от крутизны функции $\mu_d^*(H)$ в точке A (касательная FG). Если бы поле H_2 оказалось слабым и рабочая точка переместилась из A в C , то поле H_0 не смогло бы эффективно управлять проницаемостью μ_d^* .

Во втором режиме по цепи возбуждения феррозонда протекает только переменный ток. Амплитуда этого тока такова, что создаваемое им поле $H_1 = H_m \sin(\omega t)$ периодически доводит сердечники до состояния магнитного насыщения. Напротив, измеряемое поле H_0 настолько мало, что его наличие существенно не меняет общей картины перемагничивания сердечников. Сущность работы феррозонда в этом режиме ясна из рис. 2.

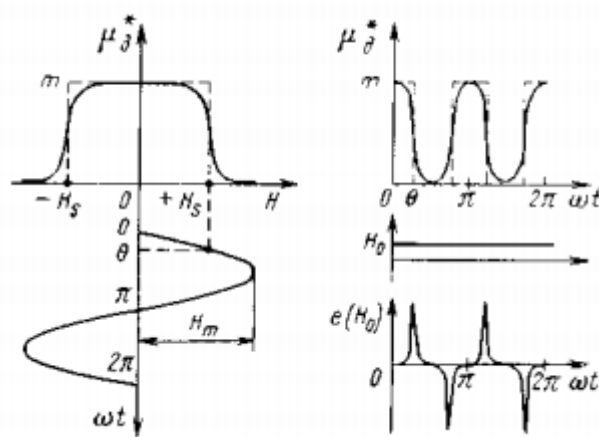


Рис. 2. Зависимости $\mu_d^*(H)$, $H(\omega t)$, $\mu_d^*(\omega t)$ и $e(\omega t)$ при втором режиме работы феррозонда

Если $H_m > H_s$, где H_s – поле насыщения сердечников, то величина μ_d^* периодически изменяется от максимального (при $H_1 = 0$) до минимального (при $H_1 = H_m$) значений. Эти изменения происходят с удвоенной частотой, так как $\mu_d^*(H) = \mu_d^*(-H)$. Изменяющаяся во времени проницаемость при наличии постоянного поля H_0 приводит к пульсирующей индукции. Пульсации индукции происходят также с удвоенной частотой, причем амплитуда пульсаций пропорциональна напряженности поля H_0 . Эти пульсации и вызывают появление во вторичной обмотке феррозонда ЭДС $e(H_0)$ удвоенной частоты. ЭДС $e(H_0)$ пропорциональна скорости изменения проницаемости μ_d^* . Однако на участке $\omega t = 0 - \pi/2$ (рис. 2), что соответствует изменению от максимального до минимального значений, эта скорость непостоянная. При $\omega t \approx 0$ и $\omega t \approx \pi/2$ скорость изменения μ_d^* стремится к нулю, при $\omega t \approx \theta$ (угол насыщения сердечников) эта скорость достигает максимального значения. По этой причине форма ЭДС $e(H_0)$ даже при наличии слабого поля H_0 отлична от синусоидальной и имеет вид острых пиков.

Второй режим имеет ряд преимуществ по сравнению с первым. Основное преимущество – четногармонический спектр сигнала, который позволяет улучшить соотношение сигнал/помеха, так как помеха, обусловленная разбалансировкой феррозонда, характеризуется во втором режиме нечетногармоническим спектром ЭДС. Другим преимуществом данного режима является обеспечение устойчивости нуля феррозондов, которая обусловлена тем, что при большой амплитуде поля возбуждения перемагничивание сердечников осуществляется по предельной петле гистерезиса.

Независимо от выбранного режима работы феррозонды могут быть разделены по способу наложения вспомогательного переменного поля на феррозонды с продольным и поперечным возбуждением [1].

Феррозонд с продольным возбуждением (рис. 3, а) чаще всего выполняется в виде двух ферромагнитных сердечников с распределенными по их длине первичными и общей вторичной обмотками. Встречное включение первичных обмоток приводит к тому, что в отсутствие измеряемого поля ЭДС, наводимая во вторичной обмотке, близка к нулю. При наличии измеряемого поля баланс между потоками в первом и втором сердечниках нарушается и во вторичной обмотке появляется ЭДС, пропорциональная продольной компоненте внешнего поля.

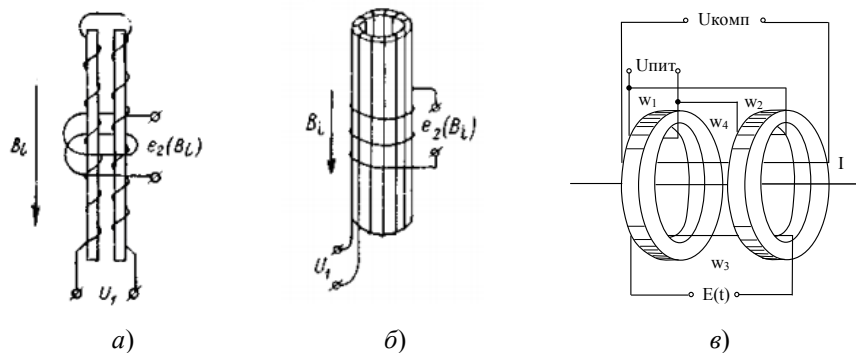


Рис. 3. Феррозонд:

а – с продольным возбуждением; б – с поперечным;
 в – разработанный феррозонд

В феррозонде с поперечным возбуждением в качестве сердечника использована пермаллоевая трубка, по которой протекает переменный ток, создающий циркулярное (поперечное к продольной оси проволоки) магнитное поле, периодически намаг-

ничающее трубку. В направлении продольной оси трубки нанесена измерительная обмотка, в которой при наличии внешнего поля наводится полезная ЭДС.

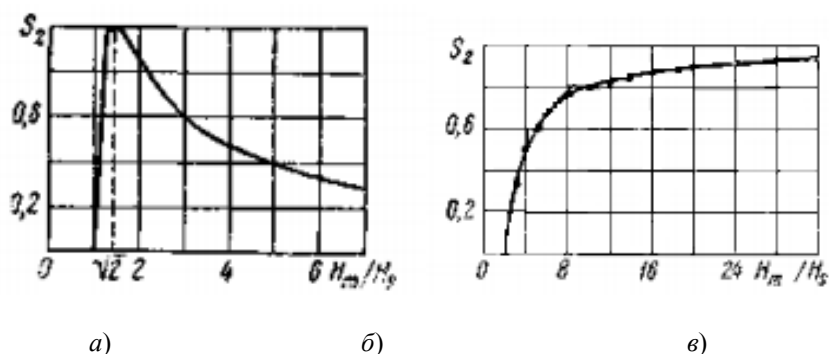


Рис. 4. Зависимости чувствительности феррозонда от амплитуды поля возбуждения: а – с продольным возбуждением; б – с поперечным

Сопоставляя зависимости чувствительностей феррозонда с продольным и поперечным возбуждением от амплитуды поля возбуждения, можно сделать вывод о том, что чувствительность феррозонда с поперечным возбуждением при прочих равных условиях всегда меньше чувствительности феррозонда с продольным возбуждением. Лишь при очень большой амплитуде поля возбуждения чувствительности обоих типов феррозондов близки одна к другой.

В результате исследования была выбрана представленная на рис. 3, в схема феррозонда с продольным возбуждением [2], [3]. Феррозонд выполнен на двух кольцевых сердечниках из феррита марки М2000НМ. Питающее напряжение подключено к первичным обмоткам ($w_1 = w_2 = 150$ витков) и создает магнитные потоки. Компенсационная обмотка ($w_4 = 50$ витков) предназначена для компенсации магнитного поля измеряемого тока. Четные гармоники наведенной в измерительной обмотке ЭДС суммируются, формируя сигнал $E(t)$, пропорциональный измеряемому току.

Литература

1. Афанасьев, Ю. В. Феррозонды / Ю. В. Афанасьев. – Л. : Энергия, 1969. – 167 с.
2. Разин, Г. И. Бесконтактное измерение электрических токов / Г. И. Разин. – М. : Атомиздат, 1974. – 156 с.
3. Михалевич, Д. П. Бесконтактный измеритель постоянных токов / Д. П. Михалевич / Исследования и разработки в области машиностроения, энергетики и управления : материалы VIII междунар. межвуз. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и магистрантов, Гомель, 28–29 апр. 2008 г. / М-во образования Респ. Беларусь, Гомел. гос. техн. ун-т им. П. О. Сухого. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2008. – С. 189–191.

ОБРАБОТКА РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ НА ПЛИС

С. А. Пырко

Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь

Научный руководитель Ю. В. Крышнев

Повышение характеристик радиолокационных станций неразрывно связано с применением сложных зондирующих сигналов. В радиолокации в качестве зондирующего сигнала в основном используют сигналы с амплитудной модуляцией (АМ),

фазовой модуляцией (ФМ) и линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ). Перечисленные сигналы обладают как плюсами, так и минусами: одни сложны в обработке и требуют больших аппаратных затрат, но дают хорошие характеристики при обнаружении сигнала; другие менее требовательны к ресурсам, но, в свою очередь, обладают несовершенными характеристиками. Использование сигналов совместно позволяет существенно повысить характеристики станции как в быстродействии поиска целей, так и в точности сопровождения их.

Наличие помех, в особенности умышленных активных помех, заставляет все больше усложнять типы зондирующего сигнала и совершенствовать способы их обработки.

Применение сложных фазоманипулированных сигналов способствует повышению энергетического потенциала, помехоустойчивости, скрытности и электромагнитной совместимости радиолокационных систем. Применение фазоманипулированных сигналов позволит определить положение и параметры отраженного сигнала даже на уровне шумов [1].

Среди фазоманипулированных сигналов наибольшее распространение получили сигналы, полученные на основании кодов Баркера, M-последовательностей (коды Хаффмена), многофазных кодов Фрэнка.

Проанализируем характеристики M-последовательностей. Для анализа возьмем две последовательности с разной длиной базы [2]. Одним из методов анализа является корреляционный анализ, который используется при необходимости оценить временные свойства сигнала без применения спектрального анализа, например, для оценки временной связи (корреляции) одного сигнала с другим.

Автокорреляционная функция фазоманипулированного сигнала состоит из основного пика и боковых лепестков, распределенных на всей длительности (рис. 1). У сигналов с хорошими корреляционными свойствами уровень боковых лепестков очень мал.

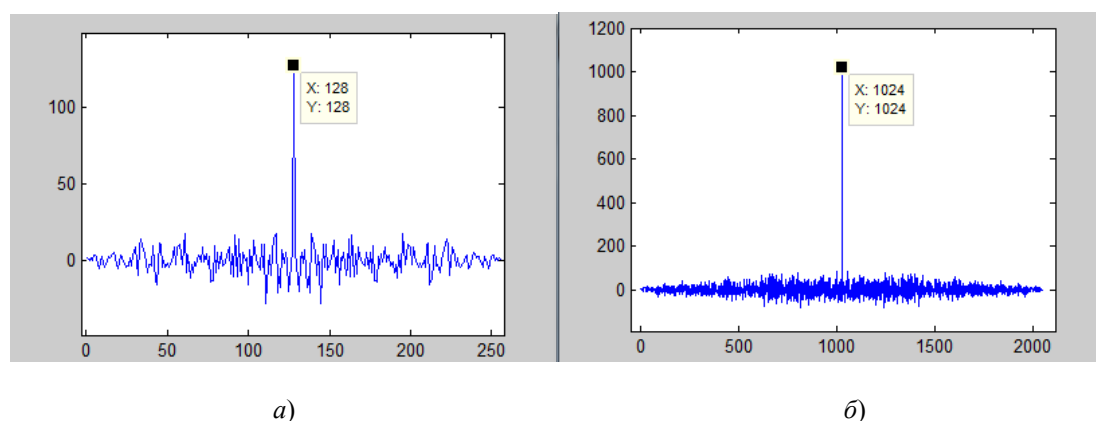


Рис. 1. Автокорреляционная функция фазоманипулированного сигнала:
а – с длиной M-последовательности 128; б – с длиной M-последовательности 1024

Воспользуемся свойствами фазоманипулированного сигнала и проанализируем способность обнаружения отраженного сигнала от цели на уровне шумов. Амплитуда отраженного сигнала в определенной степени характеризует размер цели. Время запаздывания относительно начала излучения зондирующего сигнала используется для измерения дальности, а изменение частоты зондирующего сигнала (эффект Доплера) несет информацию о скорости цели.

Зададим сигнал, отраженный от цели и перенесенный на промежуточную частоту, значение которой определяется из параметров радиолокационной станции (рис. 2, а). Исследуемый объект обладает скоростью и положением по дальности, которые неизвестны. Корреляционным методом произведем обработку отраженного сигнала. Оценку временной задержки произведем через расчет нескольких взаимных корреляций на длительности оцифрованного сигнала; аналогичные операции произведем и для определения скорости объекта, только будем изменять частоту автокорреляционной функции. Это связано с изменением частоты, которая отличается от частоты зондирующего сигнала в связи с доплеровским эффектом. В результате была получена плоскость «дальность–скорость» (рис. 2, б), на которой отчетливо видно положение объекта по дальности, а также значение его радиальной скорости.

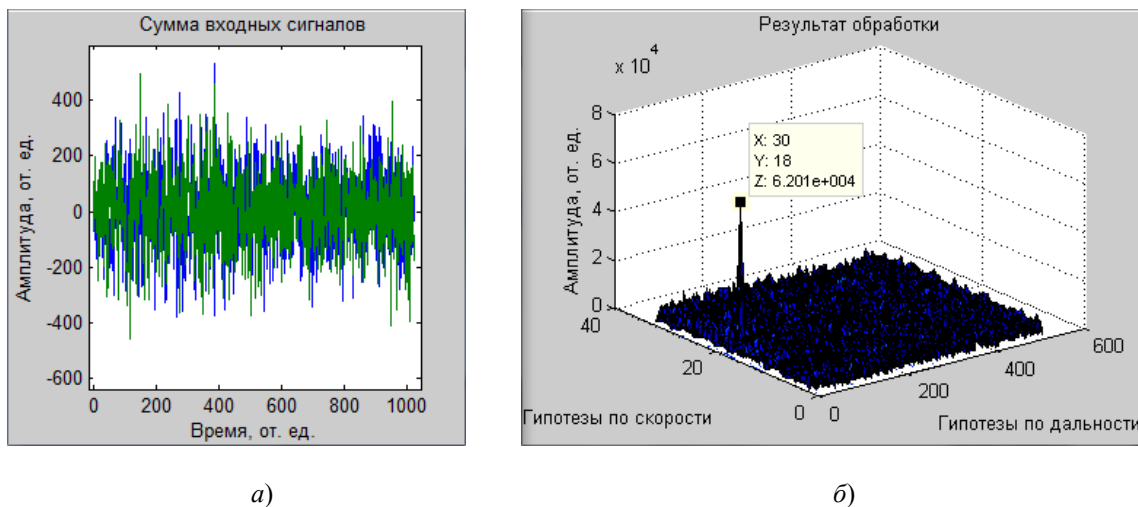


Рис. 2. Обработка отраженного сигнала корреляционным методом:
а – отраженный от цели сигнал; б – результат корреляционной обработки

Благодаря хорошим автокорреляционным свойствам фазоманипулированного сигнала, удалось распознать положение отраженного сигнала, когда шум превышает значения сигнала. Применение сигналов с большей базой М-последовательности позволит добиться еще лучших характеристик, однако это требует большего быстродействия от вычислительной системы.

Наиболее удобной элементной базой для решения задач обработки радиолокационных сигналов являются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС). Для практической реализации «коррелятора» обработки радиолокационных сигналов воспользуемся модулем спецвычислителя АМС–СВ ЗАО «Цифроник» на базе ПЛИС фирмы *Xilinx* серии *Virtex-4* семейств *FX* (*XC4VFX100*) и *SX* (*XC4VSX55*) [3]. Наличие двух ПЛИС позволит оптимально распределить задачу обработки и выдачу результата. ПЛИС семейства *FX* с процессором *PPC405* будем использовать как управляющую машину, которая будет принимать функциональное управление по сети *Ethernet* и управлять работой «коррелятора», а также выдавать результаты корреляционной обработки. Семейство чипов *SX* фирмы *Xilinx* было создано в основном для задач цифровой обработки сигналов (ЦОС), так как содержит большое число аппаратных умножителей и блочной памяти на кристалле. На ресурсах ПЛИС *XC4VSX55* и будет реализован «коррелятор».

Выдвинем основные требования к «коррелятору»: максимальное число гипотез по дальности – 1024, максимальное число гипотез по скорости – 1024, максимальное число лучей – 10, максимальная длина М-последовательности – 4095. Исходя из этих требуемых параметров, разработаем структуру коррелятора (рис. 3).

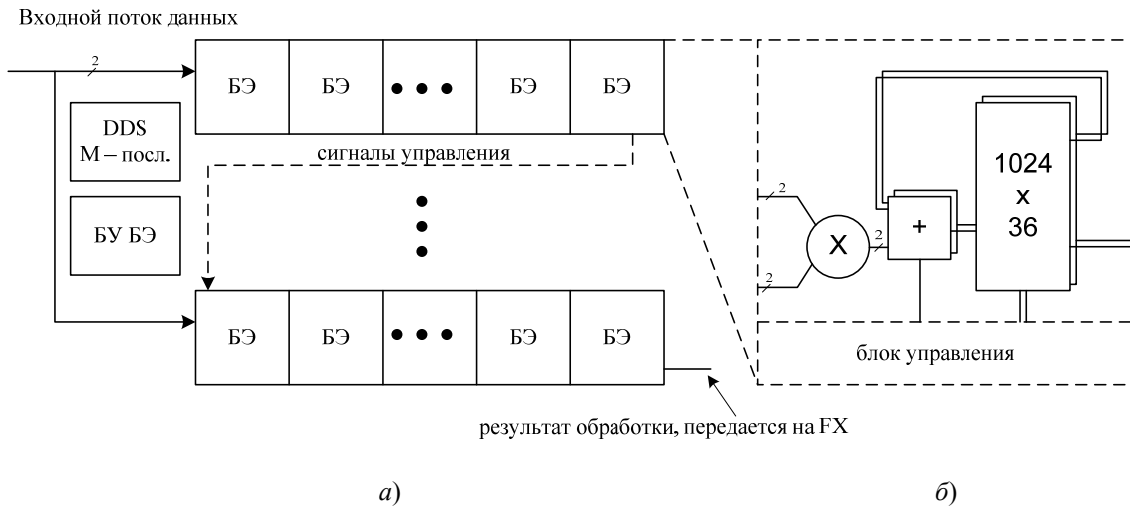


Рис. 3. Устройство коррелятора:
а – структура коррелятора; б – структура базового элемента

Структура «коррелятора» представляет собой 60 базовых элементов (БЭ) распределенных в виде матрицы размерностью 5 линеек по 12 БЭ в каждой. Такая структура позволяет полностью задействовать все БЭ при изменяемых параметрах обработки. Структура БЭ состоит из комплексного умножителя, двух сумматоров и памяти, предназначенной для хранения плоскости «дальность–скорость». Блок управления БЭ (БУ БЭ) производит распределение входного потока по БЭ, привязку БЭ как к лучам, так и гипотезам по дальности и скорости.

Обработка входного массива производится в реальном времени: «коррелятор» начинает расчет, как только получает первую выборку сигнала. Такой способ обработки сигнала позволяет получить плоскость «дальность–скорость» к окончанию строка оцифровки.

Основные ресурсы ПЛИС SX на реализацию «коррелятора»: модули XtremeDSP (DSP48)–241, блочная память (BRAM)–257, логические ячейки (4 input LUTs)–40317. Частота работы «коррелятора» составляет 200 МГц.

Разработка математической модели позволила адаптировать теорию обработки радиолокационных сигналов к конкретной аппаратной платформе с учетом их свойств и параметров, а также оптимизировать алгоритм, что в дальнейшем привело к упрощению реализации «коррелятора» на ПЛИС.

Литература

1. Свистов, В. М. Радиолокационные сигналы и их обработка / В. М. Свистов. – М. : Совет. радио, 1977. – 448 с.
2. Борисов, В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов методом псевдослучайной перестройки рабочей частоты / В. И. Борисов [и др.]. – М. : Радио и связь, 2000. – 384 с.
3. URL. – Режим доступа: <http://www.cifronik.ru/AMS-SVopis.html>.

УПРАВЛЯЕМЫЙ ВНУТРИТРУБНЫЙ ГЕРМЕТИЗАТОР

А. В. Сахарук, М. В. Столбов

Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь

Научные руководители: Ю. В. Крышнев, Э. М. Виноградов, Л. А. Захаренко

При проведении ремонтных работ на магистральных нефтепроводах ОАО «Гомельтранснефть Дружба», с целью сокращения объема откачки нефти, в настоящее время используются внутритрубные герметизаторы, представляющие собой манжетные очистные устройства с механизмом удержания. Герметизаторы вводятся в нефтепровод и потоком нефти перемещаются к месту проведения ремонтных работ. После приведения герметизатора в действие останавливается перекачка нефти и начинаются ремонтные работы. Принцип герметизации заключается в фиксации положения герметизатора за счет трения манжет о внутреннюю поверхность труб, сдвигаемых по конусному штоку под действием избыточного давления нефти. После этого герметизатор удерживает гидростатическое давление столба нефти на время проведения ремонтных работ с остановкой перекачки нефти, предотвращая потери нефтепродукта и загрязнение окружающей среды от слива нефти с ремонтируемого участка по рельефу. После завершения работ и восстановления целостности трубопровода герметизатор потоком нефти перемещается в камеру приема, откуда и извлекается [1], [3], [4].

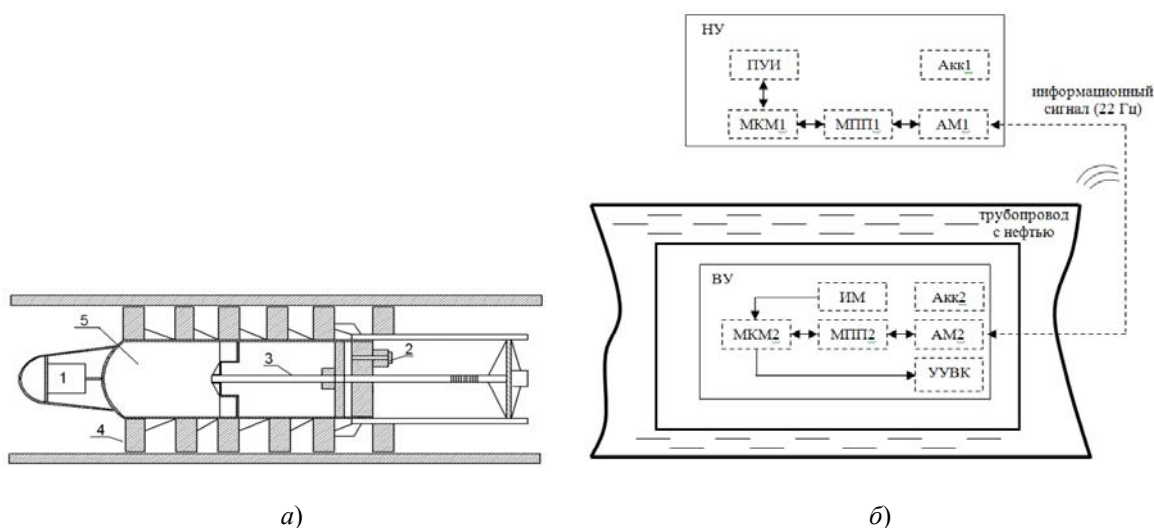


Рис. 1. Структура управляемого герметизатора: а – конструкция: 1 – антенный модуль; 2 – впускной клапан; 3 – шток; 4 – уплотнители (манжеты); 5 – камера, предназначенная для размещения электронных модулей в герметизаторе; б – функциональная схема электронных модулей герметизатора: НУ – наземное устройство; ВУ – внутритрубное устройство; Акк1, Акк2 – аккумуляторы; АМ1, АМ2 – антенные модули; МПП1, МПП2 – модули приемопередатчиков; МКМ1, МКМ2 – микроконтроллерные модули; ПУИ – пульт управления и индикации; ИМ – измерительный модуль; УУВК – устройство управления впускным клапаном

Алгоритм работы ВУ

Внутритрубное устройство располагается непосредственно на герметизаторе. В процессе движения по нефтепроводу ВУ излучает пакеты импульсов частотой 22 Гц, длительностью 0,36 с и периодом следования 1,09 с (рис. 2). В промежутках между

пачками импульсов внутритрубное устройство переключается в режим приема и ожидает запроса на передачу команд. После получения запроса устройство прекращает передачу импульсов и переходит в режим приема.

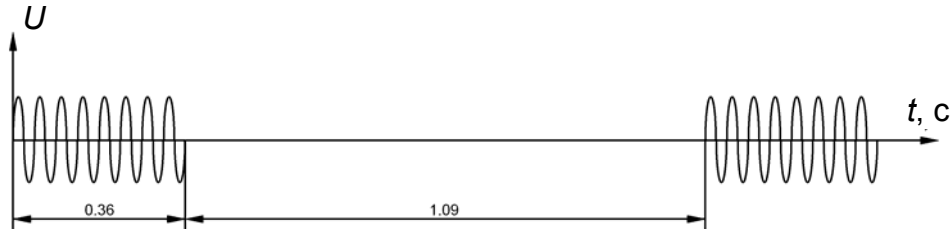


Рис. 2. Временные диаграммы сигналов «маячка»

Алгоритм работы НУ

Наземное устройство принимает сигналы «маячка», передаваемые от внутритрубного устройства, и отображает их на экране в виде импульсов в центральной части дисплея ПУИ, как показано на рис. 3. По уровню сигнала определяется местоположение ВУ в трубопроводе.

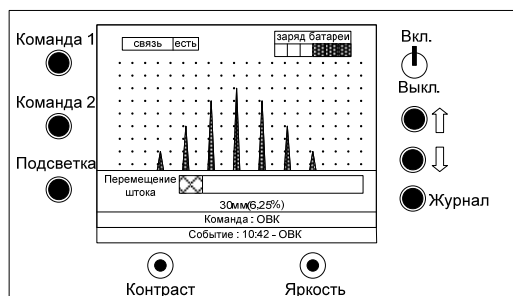


Рис. 3. Внешний вид ПУИ наземного устройства

Когда местоположение герметизатора определено, от НУ передаются команды. Сначала передается запрос о положении штока, для определения текущего состояния герметизатора, а затем передается команда на открытие впускного клапана.

Реализация схемы обработки информационного сигнала

Схема обработки информационного сигнала как для наземного, так и для внутритрубного устройств состоит из антенного модуля (АМ) и модуля приемопередатчика (МПП). Антенна представляет собой катушку индуктивности, намотанную на металлический сердечник. Антенный модуль реализован согласно функциональной схеме, показанной на рис. 4.

Приемопередающая часть модуля представляет собой колебательный контур, образованный обмоткой W_2 и конденсатором C_2 . Резонансная частота контура равна 22 Гц и определяется его параметрами по формуле

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_2C_2}}$$

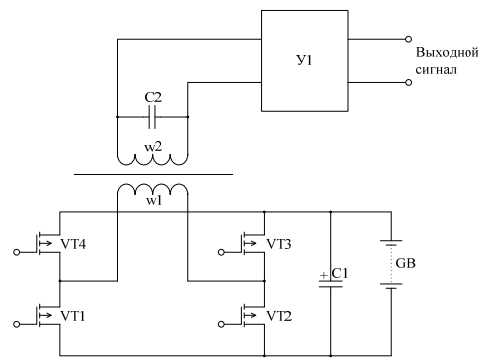


Рис. 4. Функциональная схема антенного модуля

В режиме передачи сигнала (генерации пачек импульсов) контур возбуждается разнополярными импульсами тока, протекающими по обмотке W_1 .

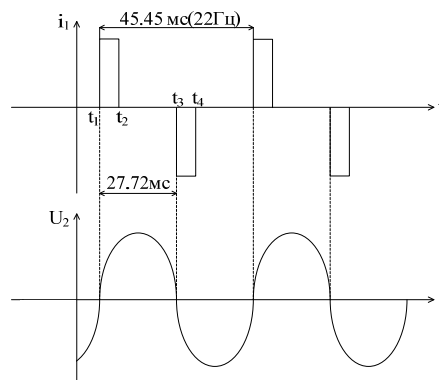


Рис. 5. Временные диаграммы тока i_1 в обмотке W_1 и напряжения U_2 на обмотке W_2

Обмотка W_2 подключена к предварительному усилителю. В момент передачи сигналов «маячка» через него на вход фильтра нижних частот, предназначенного для подавления помех частотой выше 22 Гц, поступает довольно большой сигнал, и промежуточные каскады фильтра могут войти в насыщение [2]. Вследствие этого после окончания передачи сигнала могут возникнуть «хвосты» частотой 22 Гц, которые могут помешать приему запроса из НУ, передаваемого в паузах между импульсами «маячка» (рис. 6).

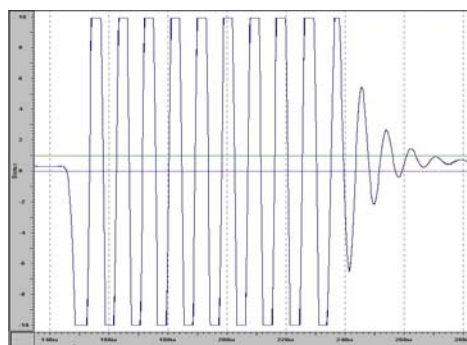


Рис. 6. Сигнал на выходе фильтра в условиях насыщения каскадов фильтра (передается 8 импульсов частотой 22 Гц)

Для исключения возникновения «хвостов» частотой 22 Гц между выходом предварительного усилителя и входом ФНЧ была введена схема электронного коммутатора, показанная на рис. 7.

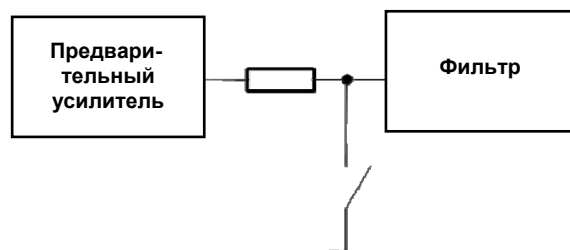


Рис. 7. Схема ограничения входного сигнала фильтра

В режиме приема ключ разомкнут, и сигнал через проходной резистор поступает на вход фильтра. В режиме передачи сигнала ключ, управляемый микроконтроллером, замыкается и не пропускает сигнал большой амплитуды на вход фильтра (рис. 8).

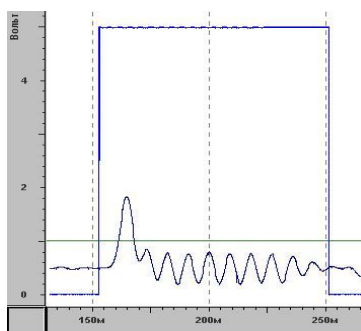


Рис. 8. Сигнал на выходе фильтра со схемой ограничения входного сигнала

Вышеуказанные схемные решения были применены при разработке и изготовлении управляемого внутритрубного герметизатора для ОАО «Гомельтранснефть Дружба».

Литература

1. Kryshneu, Y. The monitoring and control system of the intrapipe sealer / Y. Kryshneu [и др.] // ITELMS'2010. – Materials of 5th International Conference Intelligent Technologies in Logistics and Mechatronics Systems / Panevezys, Lithuania, 2010. – С. 31–36.
2. Джонсон, Д. Справочник по активным фильтрам : пер. с англ. / Д. Джонсон [и др.]. – Энергоиздат, 1983.
3. Крышнев, Ю. В. Алгоритм работы системы поиска, управления и контроля состояния внутритрубного герметизатора / Ю. В. Крышнев [и др.] // Современные проблемы машиноведения : тез. докл. VIII Междунар. науч.-техн. конф., Гомель, 28–29 окт. 2010 г. / М-во образования Респ. Беларусь, Гомел. гос. техн. ун-т им. П. О. Сухого, ОАО «ОКБ Сухого» ; под общ. ред. С. И. Тимошина. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2010. – С. 132–133.
4. Разработка средств поиска, управления и контроля состояния внутритрубного тампонагерметизатора : отчет о НИР. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого. – 2010. – № ГР 20101085.

**РАЗРАБОТКА ЦИФРОВЫХ ФИЛЬТРОВ
НА ОСНОВЕ DSP-ПРОЦЕССОРОВ****О. О. Гурницкая***Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научные руководители: Ю. В. Крышнев, С. Н. Кухаренко

Цифровая обработка информации получила широкое распространение практически во всех сферах науки и техники. Цифровая фильтрация на сегодняшний день применяется практически везде, где требуется обработка сигналов, в частности в спектральном анализе, обработке изображений, обработке видео, обработке речи, звука и многих других приложениях. Цифровые фильтры имеют ряд преимуществ по сравнению с аналоговыми:

1) простота реализации и удобство использования (используются одни и те же алгоритмы для проектирования фильтров с различными импульсными характеристиками);

2) качественные характеристики (при соответствующем выборе разрядности вычислителя можно получить практически любую заданную точность обработки сигналов);

3) возможность спроектировать фильтр любой сложности.

Разработка цифрового фильтра включает в себя пять этапов:

1. Спецификация требований к фильтру.

2. Вычисление подходящих коэффициентов фильтра.

3. Представление фильтра подходящей структурой.

4. Анализ влияния конечной разрядности на реальную характеристику фильтра.

5. Реализация фильтра на программном и/или аппаратном уровне.

Проследим перечисленные этапы разработки на примере цифрового фильтра нижних частот первого порядка с частотой среза $f_c = 1$ кГц.

Вычисление цифровой передаточной характеристики выполняется с помощью билинейного z -преобразования [1]. Для любого преобразования из аналогового фильтра в цифровой необходимо учитывать, что на высоких частотах цифровая частота начинает нелинейно зависеть от аналоговой, что приводит к нежелательным искажениям. Во избежание этого эффекта аналоговый фильтр предварительно деформируется перед применением билинейного преобразования. Формула, связывающая аналоговую и цифровую частоты [1]:

$$\omega_{cp} = \operatorname{tg}\left(\frac{\omega_c T}{2}\right),$$

где T – период дискретизации; ω_c – аналоговая частота среза; ω_{cp} – цифровая частота среза.

После проведенных преобразований получили цифровой фильтр, структура и передаточная характеристика которого представлена на рис. 1.

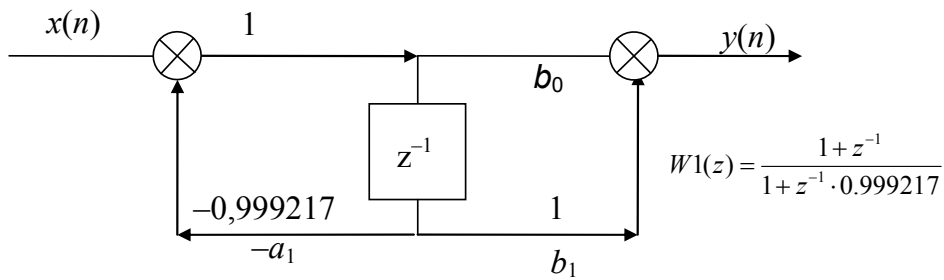


Рис. 1. Структура цифрового фильтра и его передаточная характеристика

Требовалось проанализировать влияние конечной разрядности на погрешность фильтрации. Исследования показали, что при увеличении количества разрядов, с помощью которых обрабатывается информация, погрешность уменьшается (см. таблицу).

Зависимость погрешности квантования для различных разрядностей обрабатываемых данных

Значения для разрядностей	8 бит	10 бит	12 бит	14 бит	16 бит
Истинное значение коэффициента a_1	-0,999217	-0,999217	-0,999217	-0,999217	-0,999217
Значение коэффициента a_1 после квантования	-0,984375	-0,996093	-0,999023	-0,999267	-0,999206
Погрешность квантования Δ , %	1,48	0,31	0,019	0,005	0,001

Цифровой фильтр был программно реализован на языке программирования C. Часть программы, описывающей фильтр, имеет вид:

```
for(n=0; n,(Ns-1); ++n){ /*Ns-число выборок данных*/
  xn=x[n];
  w=xn-0.999217w1;
  y=w+w1;
  w1=w;
  y[n]=y; /*n-ая выходная выборка*/
}
```

Для исследования в реальном времени характеристик рассчитанного фильтра была спроектирована схема эксперимента (рис. 2).

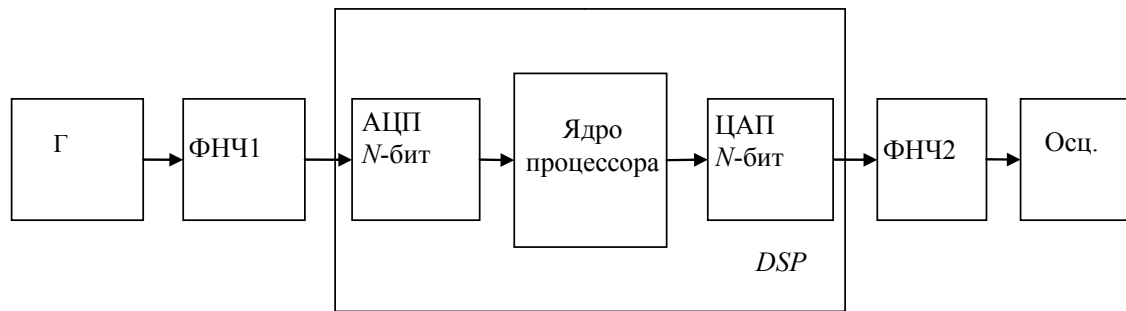


Рис. 2. Схема эксперимента:

Г – генератор с частотой сигнала f_a (в целях исследования необходим генератор, формирующий как гармонический сигнал, так и прямоугольные импульсы);
DSP – сигнальный процессор; ФНЧ1 – входной антиалайзинговый фильтр;
 ФНЧ2 – выходной антиимиджинговый фильтр; Осц. – осциллограф

Антиалайзинговый фильтр применяется для подавления эффекта наложения спектров после дискретизации сигналов N -битным АЦП.

Антиимиджинговый фильтр применяется для подавления побочных составляющих спектра полезного сигнала, преобразованного в аналоговый вид при помощи ЦАП.

Оба фильтра должны рассчитываться, исходя из критерия Найквиста:

$$f_s \geq 2f_a,$$

где f_s – частота дискретизации, f_a – максимальная частота спектра сигнала.

Примем $f_s = 10f_a$, тогда

$$f_s = \frac{10}{RC} = \frac{10}{100 \text{ Ом} \cdot 10 \cdot 10^{-6} \text{ мкФ}} = 10 \cdot 10^3 \text{ Гц.}$$

В случае обработки широкополосного сигнала лучше всего для реализации обоих аналоговых фильтров подходит фильтр Бесселя, так как он имеет оптимальную фазочастотную характеристику с точки зрения неискаженной передачи сигнала в полосе пропускания. Будем использовать в качестве антиалайзингового и антиимиджингового фильтр Бесселя 2-го порядка на основе схемы Рауха [2] с частотой среза $f_c = 0,5f_s = 5 \text{ кГц}$.

Частотные характеристики фильтра, рассчитанного по методике, приведенной в [2], представлены на рис. 3.

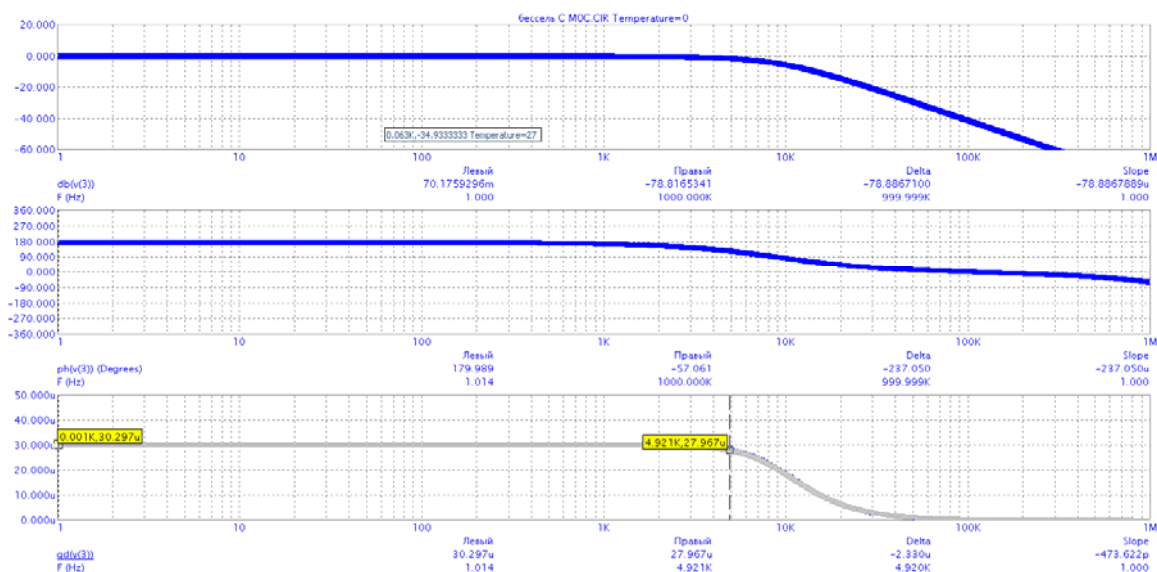


Рис. 3. Частотные характеристики фильтра Бесселя

Заключение. 1. В работе исследовано влияние ошибок квантования коэффициентов на качество фильтрации.

2. При увеличении числа бит, используемых для обработки сигнала, уменьшается погрешность искажения передаточной характеристики.

3. Достоинством цифровых фильтров является возможность реализации передаточных функций фильтров произвольного порядка без пропорционального наращивания аппаратных затрат.

Литература

1. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис. – 2-е изд., 2004. – 992 с.
2. Лэм, Г. Аналоговые и цифровые фильтры. Расчет и реализация : пер. с англ. / Г. Лэм. – М. : Мир, 1984.

ПЕРЕДАЮЩИЕ АНТЕННЫ ДЛЯ ЗАГОРИЗОНТНЫХ РАДИОЛОКАТОРОВ

К. К. Нарбут

Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь

Научный руководитель В. П. Кудин

Целью работы было численное исследование возможности применения синфазной вибраторной антенны (СВА) в качестве излучателя для загоризонтной радиолокационной станции. Как известно, скрытые за горизонтом цели удается наблюдать с помощью радиолокаторов декаметрового диапазона волн (10–100 м, 3–30 МГц) и не удается, как правило, наблюдать на более коротких волнах. В связи с этим СВА моделировалась и исследовалась в диапазоне частот 5–9 МГц.

Геометрия СВА полностью определяется следующими параметрами: коэффициентом подобия τ , углом при вершине α , числом вибраторов N , радиусом вибраторов a_n .

Моделирование и анализ характеристик синфазной вибраторной антенны проводились при помощи пакета программы *SAPRA*, в основе которой лежит обобщенный метод наведенных ЭДС с кусочно-синусоидальным базисом.

Модель исследуемой антенны представлена на рис. 1. Первоначальные параметры СВА $\alpha = 15^\circ$, $\tau = 0,89$, $N = 10$. Исследование СВА заключается в отыскании оптимальной по КСВ геометрии антенны. Анализ проводился по входному импедансу, КСВ и диаграммам направленности (ДН).



Рис. 1. Модель исследуемой СВА

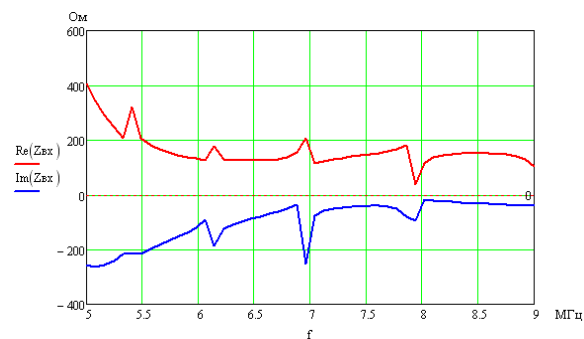


Рис. 2. График входного импеданса СВА

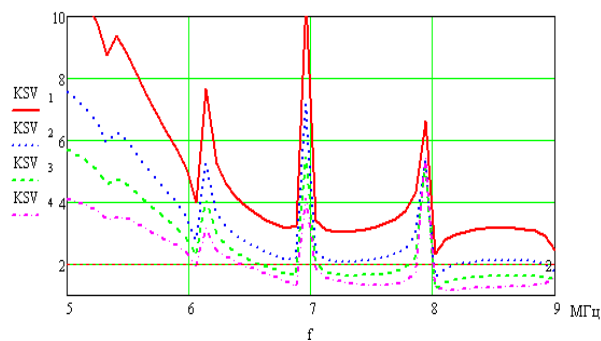


Рис. 3. Графики КСВ для различных значений входного сопротивления питающего фидера ($KSV_1 \sim 50$ Ом, $KSV_2 \sim 75$ Ом, $KSV_3 \sim 100$ Ом, $KSV_4 \sim 140$ Ом)

В результате численного анализа у СВА обнаружались паразитные резонансные явления (рис. 2, 3). Чтобы избавиться от них, была введена поглощающая нагрузка $Z_{\text{нагр}} = 200 \text{ Ом}$.

Далее было исследовано влияние количества вибраторов на параметры антенны. Малое число вибраторов (7 и меньше) сужает полосу частот из-за больших электрических длин конечных вибраторов у вершины антенны. Большое число вибраторов (12 и более) не дает такого расширения полосы частот, как у логопериодических антенн. Оптимальное количество вибраторов – 8.

Большое влияние на входное сопротивление антенны оказывает волновое сопротивление двухпроводной линии WL . Расчеты показали, что оптимальным для выбранного числа вибраторов $N = 8$ является значение $WL = 350 \text{ Ом}$.

При увеличении угла при вершине антенны $\alpha = 20^\circ$ уменьшается общая длина антенны на 10 м и КСВ в высокочастотной области диапазона немного превышает значение $\text{КСВ} = 2$. Если одновременно с увеличением α увеличить и значение коэффициента подобия $\tau = 0,91$, то КСВ вернется в область ниже $\text{КСВ} = 2$. Но увеличение τ приводит к увеличению длины вибраторов (кроме первого) и неустойчивости ДН. При уменьшении коэффициента подобия $\tau = 0,87$ и прежнем $\alpha = 20^\circ$ характер КСВ и диаграммы направленности имеют вид, подобный предыдущему случаю. При уменьшении α до 10° общая длина антенны увеличивается до 51 м (при $\alpha = 15^\circ$ она составляла 31 м) и при τ , принимающем значения 0,87, 0,89 и 0,91, получаем небольшие изменения характеристики КСВ, а ДН также неустойчивы. Исходя из результатов исследования влияния параметров α и τ на характеристики антенны, можно сделать вывод о нестабильности ДН в полосе частот при отклонении угла при вершине СВА и коэффициента подобия от принятых первоначально.

Таким образом, в результате исследования влияния параметров антенны на ее характеристики были найдены их оптимальные величины: $N = 8$, $WL = 350 \text{ Ом}$, $\alpha = 15^\circ$, $\tau = 0,89$. Графики КСВ и ДН приведены на рис. 4–6.

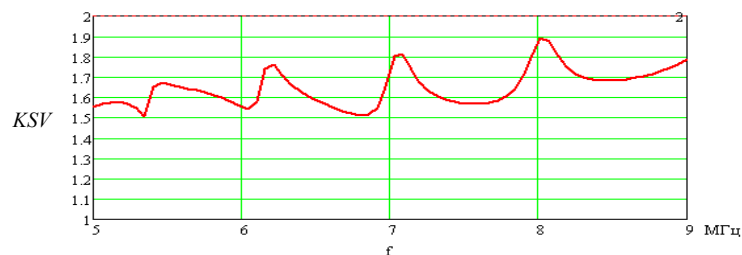


Рис. 4. КСВ СВА при $N = 8$, $WL = 350 \text{ Ом}$, $\alpha = 15^\circ$, $\tau = 0,89$

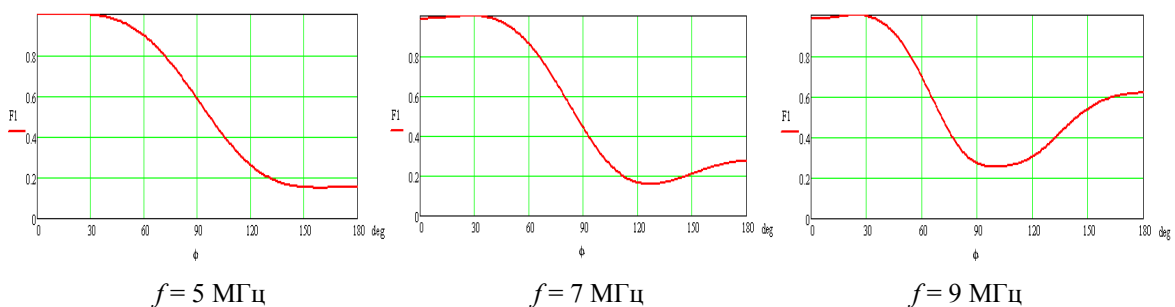


Рис. 5. Нормированные ДН в горизонтальной плоскости при $N = 8$, $WL = 350 \text{ Ом}$, $\alpha = 10^\circ$, $\tau = 0,89$

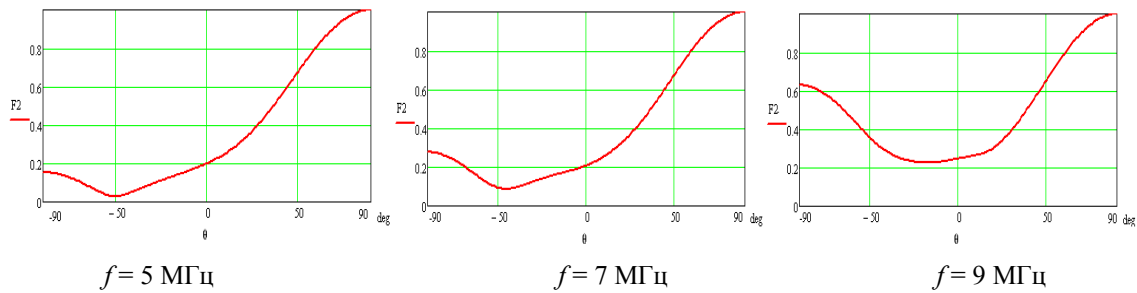


Рис. 6. Нормированные ДН в вертикальной плоскости при $N = 8$, $WL = 350$ Ом, $\alpha = 10^\circ$, $\tau = 0,89$

Таким образом, в процессе анализа результатов вычислений было выявлено, что в отличие от обычной логопериодической антенны широкополосность СВА слабо зависит от увеличения количества вибраторов. По результатам исследования зависимости характеристик синфазной вибраторной антенны от изменения коэффициента подобия и угла у вершины была выбрана оптимальная по КСВ и виду ДН геометрия.

Антенна является широкополосной с коэффициентом перекрытия по частоте более 1,9. КСВ антенны не превышает двух.

Синфазная вибраторная антенна оптимальной геометрии является однонаправленной с низким уровнем излучения в сторону большего вибратора.

СВА может применяться в загоризонтных РЛС.

Литература

1. Марков, Г. Т. Антенны : учеб. для студентов радиотехн. специальностей вузов / Г. Т. Марков, Д. М. Сазонов. – 2-е изд., перераб. и дополн. – М. : Энергия, 1975.
2. Кэррел, Р. Расчет логопериодических вибраторных антенн / Р. Кэррел // Сверхширокополосные антенны / под ред. Л. С. Бененсона. – М. : Мир, 1964. – С. 296–319.
3. Коротковолновые антенны / Г. З. Айзенберг [и др.] ; под ред. Г. З. Айзенберг. – 2-е изд., перераб. и дополн. – М. : Радио и связь, 1985. – 536 с. : ил.
4. Верига, Б. А. Широкодиапазонные фазированные решетки из логопериодических вибраторных антенн / Б. А. Верига [и др.] // Сб. науч.-метод. работ по прикладной электродинамике. – М. : Высш. шк. – 1980. – Вып. 4. – С. 132–163.
5. Петров, Б. М. Логопериодические вибраторные антенны : учеб. пособие для вузов / Б. М. Петров, Г. И. Костромитин, Е. В. Горемыкин. – М. : Горячая линия-Телеком, 2005. – 239 с. : ил.
6. Кудин, В. П. Алгоритмизация задач возбуждения проволочных структур / В. П. Кудин, А. П. Рубан // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1986. – Т. 29, № 8. – С. 10–15.
7. Антенны УКВ : в 2 ч. Ч. 1, 2 / под ред. Г. З. Айзенберга. – М. : Связь, 1977.

СТЕНД ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТЕПЕНИ УПЛОТНЕНИЯ ГРУНТА

А. В. Карпов, В. А. Хананов

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель А. В. Ковалев

Цель работы: разработка и исследование измерительного стенда степени уплотнения грунта.

Современные дорожные катки с гидравлической системой управления для автоматической настройки на оптимальный режим работы оснащаются электронной системой с микропроцессорной техникой. Применение электронной системы управ-

ления позволяет, в зависимости от требуемой плотности и толщины укатываемого слоя, выбирать и автоматически поддерживать постоянную скорость передвижения катка, а ее изменение производить плавно, равномерно и качественно уплотняя материал. Эта система обеспечивает не только соответствие между направлением движения машины и вращением вала вибровозбудителя, но и автоматический разгон и торможение, а также изменение частоты колебаний в зависимости от плотности укатываемой поверхности, включение и отключение вибровозбудителя при изменении направления движения катка [1].

В качестве датчика степени уплотнения оптимальным является использование интегрального акселерометра. По мере роста плотности, прочности и жесткости уплотняемого грунта или щебня колебания вальца виброкатка увеличиваются (растет амплитуда, ускорение и сила воздействия) [2]. Эти изменения фиксируют с помощью акселерометра и подключенной к нему измерительной схемы. На выходе измерительной схемы должен присутствовать сигнал, пропорциональный степени уплотнения грунта.

Для анализа зависимости выходного сигнала акселерометра от степени уплотнения грунта был разработан специальный стенд. Устройство стенда представлено на рис. 1.

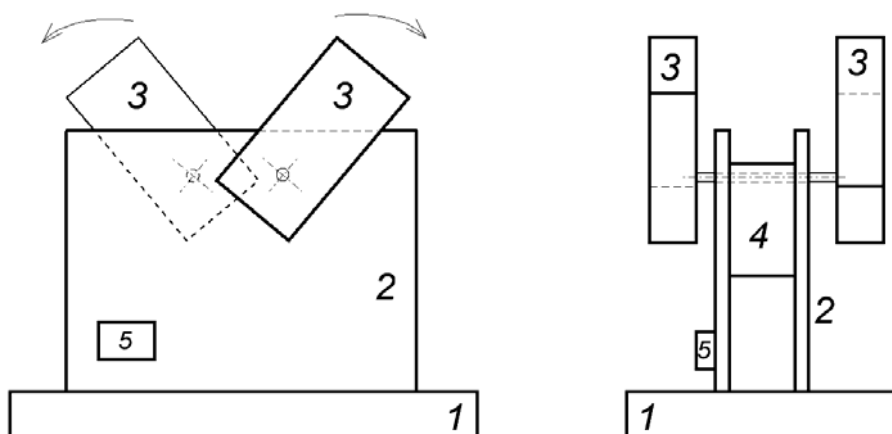


Рис. 1. Устройство стенда: 1 – тяжелое основание; 2 – рама; 3 – эксцентрически вращающиеся грузы; 4 – электромотор с редуктором; 5 – акселерометр

Эксцентрики 3, вращаясь в разные стороны, вызывают колебания стенда относительно вертикальной оси с частотой 30 Гц. При установке данного стенда на «рыхлый» грунт происходит постепенное уплотнение материала. Производя замеры плотности грунта (p) и сравнивая их с сигналом от акселерометра ($U_{\text{вых}}$), определяем зависимость $p = f(U_{\text{вых}})$.

Сигнал с датчика подавался на электронный самописец, после чего производится его исследование и обработка. Пример такого сигнала представлен на рис. 2.

На рис. 2 видно, как по мере роста плотности уплотняемого материала (в данном случае это – влажный песок) амплитуда колебаний стенда увеличивается. Для плотностей, которые необходимо получать виброкатком, эта зависимость практически линейна.

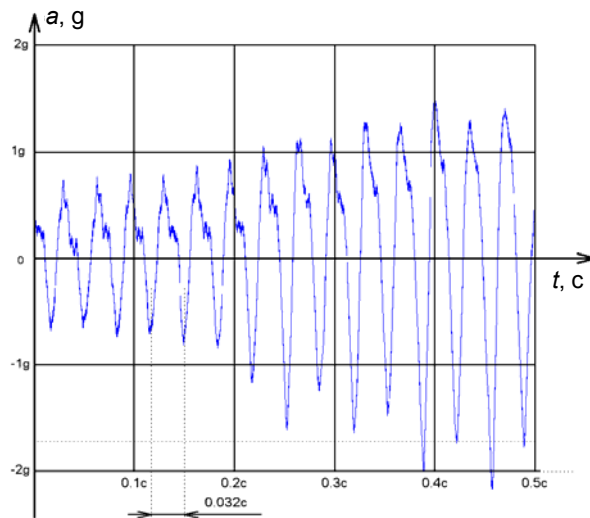


Рис. 2. Выходной сигнал акселерометра

Таким образом, можно сделать вывод, что использование акселерометра в качестве датчика степени уплотнения грунта является обоснованным и требует дальнейшего изучения.

Литература

1. Интернет ресурс: Методы и средства контроля качества уплотнения дорожного земляного полотна, щебеночного основания и асфальтобетонного покрытия. – Режим доступа: <http://library.stroit.ru/articles/control/index.html>.
2. Уплотнение и укладка дорожных материалов. Теория и практика. – СПб. : Тест-Принт, 1995. – 195 с.

ОЦЕНКА УХУДШЕНИЯ АВТОКОРРЕЛЯЦИОННОЙ ФУНКЦИИ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННОГО ПСЕВДОСЛУЧАЙНОГО СИГНАЛА ПОСЛЕ КАНАЛА СВЯЗИ

В. Н. Гарбуз

*Гомельский государственный технический университет
имени П. О. Сухого, Беларусь*

Научный руководитель Е. А. Храбров

При организации связи в условиях сильных шумов, в частности, когда уровень шума превышает уровень сигнала, чаще всего применяют корреляционный метод приема [1, с. 174]. Требования к передаваемым сигналам в этом случае – хорошие корреляционные свойства, которые обеспечат разборчивость сигнала на фоне шумов. М-последовательности [2] обладают хорошими корреляционными характеристиками (большой центральный всплеск автокорреляционной функции и незначительные побочные) и часто используются при построении каналов связи, в частности в сейсморазведке.

Расчет надежности корреляционного декодера приведен, например, в [3, с. 236]. Вероятность неприема p_n сигнала синхронизации длиной N символов корреляционным приемником с порогом срабатывания k определится с учетом того, что передаваемая последовательность будет не принята, если количество искаженных шумом

отсчетов будет лежать в пределах от $N-k-1$ до N следующим образом (p_T – вероятность искажения одного символа передаваемой последовательности):

$$p_n = \sum_{i=N-k-1}^N C_N^i \cdot p_T^i (1-p_T)^{N-i}. \quad (1)$$

Следует учесть, что данная формула была получена для двоичного канала связи, т. е. символы «1» и «0» передаются постоянными уровнями напряжения. Однако в системах связи для передачи сообщений по каналу связи используется аналоговая реализация М-последовательности с фазовой модуляцией, модулируемым сигналом в которой является синусоида, период следования которой равен периоду следования одного символа модулирующей последовательности [4, с. 22].

Очевидно, что маленькие уровни фазоманипулированного сигнала на участках с фазами около 0 и 180° будут искажены шумом больше, чем большие уровни этого сигнала на участках с фазами 90 и 270° . При приеме моменты выборки отсчетов фазоманипулированного сигнала могут попасть на участки сигнала с фазами около 0 и 180° . В этом случае отсчеты фазоманипулированного сигнала будут сильно искажены шумом в канале связи. Чтобы повысить надежность приема, выборки отсчетов фазоманипулированного сигнала производят несколько раз за период поднесущей фазоманипулированного сигнала. Таким образом, осуществляется корреляционный прием отсчетов, расположенных на участках сигнала и с фазами около 0 и 180° , и с фазами около 90 и 270° . Для оценки помехоустойчивости приемника фазоманипулированного сигнала необходимо найти соотношение, учитывающее рассмотренные выше особенности.

В результате рассмотрения приема фазоманипулированного сигнала, поднесущей которого является синусоида, была получена формула вероятности неприема в зависимости от отношения сигнал-шум x и количества отсчетов на период поднесущей r :

$$p_n(r) = \prod_{i=1}^r \sum_{j=N-k-1}^N C_N^j \cdot p_T \left(r x \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi}{r}(i-1) + \frac{\pi}{r}\right)}{\sum_{j=1}^r \sin^2\left(\frac{2\pi}{r}(i-1) + \frac{\pi}{r}\right)} \right)^j \cdot \left(1 - p_T \left(r x \frac{\sin^2\left(\frac{2\pi}{r}(i-1) + \frac{\pi}{r}\right)}{\sum_{j=1}^r \sin^2\left(\frac{2\pi}{r}(i-1) + \frac{\pi}{r}\right)} \right) \right)^{N-j}. \quad (2)$$

Найденная формула была проверена методом имитационного моделирования в математическом пакете *MathCAD*. Результаты проверки, представленные на рис. 1, показывают хорошее соответствие найденной теоретической зависимости (2) и зависимости, полученной на модели системы связи.

Неидеальности канала связи, например, неравномерность его АЧХ и ФЧХ, вносят дополнительные искажения формы передаваемого сигнала, а значит, ухудшают его корреляционные характеристики и разборчивость на фоне шума. Искажение каналом связи фазовых и амплитудных характеристик сигнала приводит к тому, что на входе приемника помимо текущего передаваемого символа присутствует еще и отклик канала на несколько предыдущих символов. Такое явление получило название межсимвольной интерференции. Учесть влияние параметров канала при передаче в качестве сигнала М-последовательности очень сложно. Оценки ухудшения разборчивости приема для самых простых случаев приводятся, например, в [5, с. 325–331]. В силу свойств М-последовательности условия приема каждого символа оказываются уникальными, отличными от любого другого символа. Поэтому определение вероятности неприема по формулам (1) и (2) не дает корректных результатов.

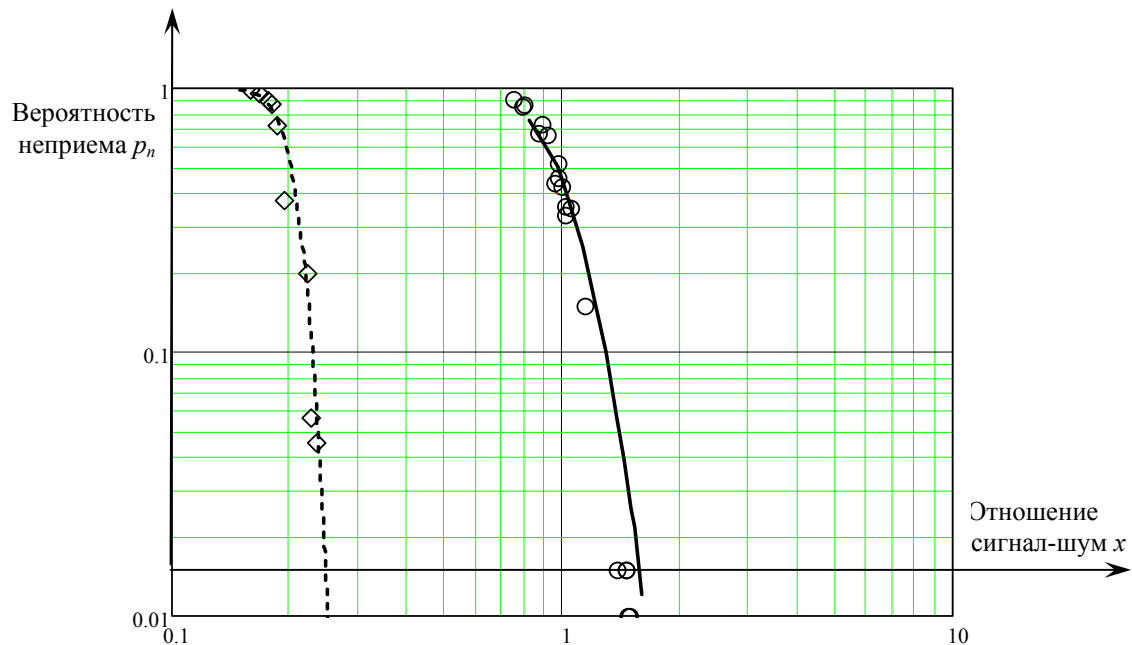


Рис. 1. Зависимость вероятности неприема от соотношения сигнал-шум:

- — — — — корреляционного декодера при числе отсчетов на период следования фазоманипулированного сигнала $r = 6$ (рассчитана по формуле (2));
- ◇ ◇ ◇ — вероятность неприема декодера, определенная методом имитационного моделирования в среде *MathCAD*;
- результаты расчета для канала с искажениями при помощи разработанной программы;
- ○ ○ — точки, полученные на канале с искажениями экспериментально

Для оценки характеристик системы связи с неидеальным каналом передачи сообщения в пакете математического программирования *MathCAD* была разработана программа. Данная программа позволяет, располагая переходной характеристикой канала связи, определить при заданных r , N , k и соотношении сигнал-шум x вероятность неприема M -последовательности.

Проведено макетирование системы передачи цифровой информации. В качестве канала с искажениями для передачи цифрового сообщения использовался звуковой канал: фазоманипулированный сигнал с поднесущей частотой 1 кГц излучался с помощью колонки и принимался на микрофон. Результаты (рис. 1), полученные при макетировании системы цифровой связи, и результаты работы программы совпали, что показывает, что программу можно использовать при расчетах надежности приемников, работающих на каналах с искажениями.

Таким образом, повышение количества отсчетов фазоманипулированного сигнала на период следования одного символа M -последовательности приводит к повышению надежности приема. Предложена формула для расчета вероятности неприема передаваемого фазоманипулированного сигнала в зависимости от заданного соотношения сигнал-шум и количества отсчетов на период. Корректность формулы доказана с помощью имитационного моделирования.

АЧХ и ФЧХ канала связи необходимо учитывать при проектировании телекоммуникационных систем, использующих псевдослучайные сигналы. Искажения сигнала в канале связи приводят к размытию его формы, а следовательно, и ухудшению

его корреляционных свойств. Ухудшение приема при прочих равных, обусловленное искажениями сигнала в канале, иллюстрируется зависимостями на рис. 1. В данном случае для достижения вероятности неприема в 0,01 на канале с искажениями необходимо соотношение сигнал-шум на входе декодера увеличить с 0,25 до 1,601. Предложена программа, позволяющая, располагая параметрами приемника, АЧХ и ФЧХ канала связи, рассчитать вероятность неприема фазоманипулированного сигнала. Работоспособность программы доказана экспериментально.

Л и т е р а т у р а

1. Тепляков, И. М. Радиолнии космических систем передачи информации / И. М. Тепляков [и др.]. – М. : Совет. радио, 1975. – 218 с.
2. Шахтарин, Б. И. Синхронизация в радиосвязи и радионавигации : учеб. пособие / Б. И. Шахтарин [и др.]. – М. : Гелиос АРВ, 2007.
3. Сигорский, В. П. Математический аппарат инженера / В. П. Сигорский. – 2-е изд., стер. – Киев : Техника, 1977. – 768 с.
4. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1985. – С. 22.
5. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации / под. ред. В. Б. Пестрякова. – М. : Совет. радио, 1973. – С. 325–331.