



УДК 519.718.2

Н. Е. Липаков

ОАО "ВНИИРА" (Санкт-Петербург)

В. К. Орлов, Б. П. Подкопаев

Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Использование средств функционального диагностирования для обеспечения отказоустойчивости цифровых узлов радионавигационных систем

Рассмотрен частный случай узлов с восстановлением – отказоустойчивые узлы, имеющие в своем составе средства функционального диагностирования. Отмечено, что построение такого узла сводится к синтезу отказочувствительного узла, состоящего из безызбыточной части и диагностического модуля. Приведены варианты реализации указанного модуля; выбор предпочтительного (гомоморфного) варианта иллюстрирован примером.

Восстановление, отказоустойчивость, отказочувствительность, функциональное диагностирование, избыточность, диагностический модуль, гомоморфизм

Из литературных источников [1], [2] известно, что один из самых эффективных способов повышения надежности радионавигационных систем предусматривает введение в их состав отказоустойчивых узлов, построенных с использованием средств функционального диагностирования (ФД). Такие узлы представляют собой двухканальные конструкции, состоящие либо из двух одинаковых отказочувствительных узлов с коммутатором, либо из двух разнородных (одного отказочувствительного и одного безызбыточного) узлов с таким же коммутатором, либо из двух безызбыточных узлов с общими средствами ФД и двумя коммутаторами. При идеальных коммутаторах лучшим по достоверности функционирования является первый вариант, худшим – второй, третий имеет

промежуточные показатели надежности, но проигрывает второму по сложности связей [2].

Таким образом, рассматриваемая конструкция с необходимостью включает в себя отказочувствительный узел (в третьем случае в таковой входит любой из каналов плюс средства ФД), поэтому задача синтеза указанного узла лежит в основе ее создания.

Структура отказочувствительного узла исследовалась в работе [3]. В общем случае она должна состоять из трех основных элементов (рис. 1, а). Первый из них – безызбыточный (исходный) узел S , характеризуемый тройкой (X, Q, Y) , где X, Q и Y – множества значений векторов входа, состояний и выхода узла соответственно. Второй узел –

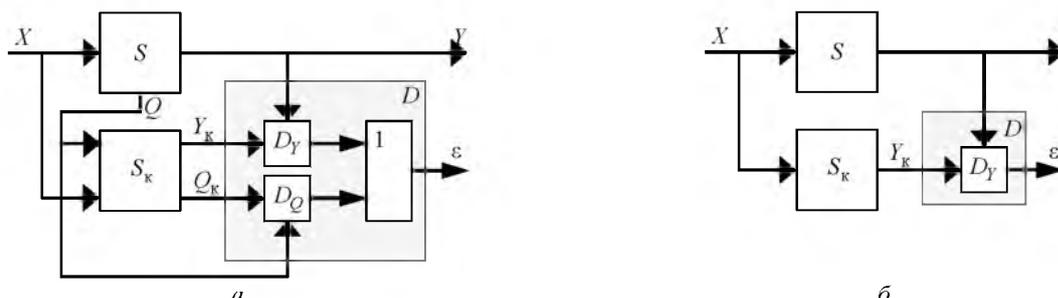


Рис. 1

узел контроля S_K , характеризуемый тройкой $(X_K = (X, Q), Q_K, Y_K)$. Третий элемент представляет собой дискриминатор ошибок D , в который входят два независимых обнаружителя D_Q и D_Y для фиксации нарушений в векторах из Q , Q_K и Y , Y_K соответственно, в результате чего на выходе ε генерируется сигнал ошибки.

Достаточно очевидно, что при построении отказочувствительного узла в соответствии с принятой структурой (см. рис. 1, а) необходимо решить две нетривиальные задачи: задачу синтеза дискриминатора D и задачу синтеза узла контроля S_K . Первая из них сводится к поиску реализации функционального преобразователя, вычисляющего на каждом такте i функции $f_1(q_i)$ и $f_2(y_i)$, определенные на $q_i \in Q$ и $y_i \in Y$. Их значения при появлении ошибок заданного класса в состояниях и выходах обязательно должны меняться [3]. Рациональные способы выбора таких функций применительно к цифровым устройствам изложены в [4], где показано, что эта задача подобна задаче поиска своеобразных кодов с обнаружением ошибок.

Решение второй задачи состоит в синтезе узла контроля S_K по известному исходному узлу S и выбранным функциям $f_1(q_i)$ и $f_2(y_i)$. В результате должен быть построен узел S_K , обеспечивающий при отсутствии ошибок как в S , так и в нем самом, непрерывное выполнение соотношений $f_1(q_i) = q_{ki} \in Q_K$ и $f_2(y_i) = y_{ki} \in Y_K$. Методы синтеза указанных узлов подробно исследованы в монографии [3], где показано, что для цифровых устройств текущие значения векторов состояний и выхода контрольного узла задаются двумя соотношениями:

$$q_{k(i+1)} = \delta_K [x_{ki} = (x_i, q_i), q_{ki} = f_1(q_i)] = f_1[\delta(x_i, q_i)] = f_1[q_{(i+1)}], \quad (1)$$

$$y_{ki} = \lambda_K [x_{ki} = (x_i, q_i), q_{ki} = f_1(q_i)] = f_2[\lambda(x_i, q_i)] = f_2(y_i); \quad (2)$$

где δ, λ – функции переходов и выходов S ; δ_K и λ_K – функции переходов и выходов S_K ; $q_i, q_{(i+1)}, y_i, q_{ki}, q_{k(i+1)}, y_{ki}$ – значения векторов в i -м и $i+1$ -м тактах.

Выполнение соотношений (1) и (2) совместно с надлежащим выбором функций $f_1(q)$ и $f_2(y)$ гарантирует выполнение условий диагностического моделирования узла S и как следствие – отказочувствительность всей конструкции [3].

Главное достоинство рассмотренной структуры отказочувствительного узла состоит в том, что она обладает минимально возможной избыточностью. Однако в некоторых случаях в ней возможно размножение ошибок и как следствие – их необнаружение из-за превышения обнаруживающей способности дискриминатора ошибок. Это объясняется вхождением во входной вектор узла контроля S_K вектора состояний узла S (см. рис. 1, а). Для устранения указанного явления следует удалить из структуры магистраль, связывающую S_K и D с Q , при этом из состава D исчезнет обнаружитель D_Q (рис. 1, б). Ценой такого преобразования будет увеличение избыточности, в худшем случае возможно равенство S и S_K [3].

В преобразованном отказочувствительном узле (рис. 1, б) имеется гомоморфизм S на S_K , причем при синтезе узла контроля на первом этапе из условий обнаружения ошибок выбирается лишь функция $f_2(y)$, а $f_1(q)$ считается тождественной функцией [3]. В результате соотношения (1) и (2) переходят в соотношения вида

$$q_{k(i+1)} = \delta_K (x_{ki} = x_i, q_{ki} = q_i) = \delta(x_i, q_i) = q_{(i+1)}; \quad (3)$$

$$y_{ki} = \lambda_K (x_{ki} = x_i, q_{ki} = q_i) = f_2[\lambda(x_i, q_i)] = f_2(y_i). \quad (4)$$

Сложность узла контроля, построенного в соответствии с (3) и (4), приближается к сложности исходного узла, поэтому с целью уменьшения аппаратных затрат его подвергают редукции (приведению). Для решения этой задачи можно использовать известные положения теории автоматов, в частности эффективный метод редукции, предложенный в [4].

В результате определится нетривиальная функция $f_1(q_i)$ и будет получена окончательная форма соотношений, задающих S_K , в которой исключена зависимость векторов входа для обеих функций от состояний S :

$$q_{k(i+1)} = \delta_K [x_{ki} = x_i, q_{ki} = f_1(q_i)] = f_1[\delta(x_i, q_i)] = f_1[q_{(i+1)}]; \quad (5)$$

$$y_{ki} = \lambda_k [x_{ki} = x_i, q_{ki} = f_1(q_i)] = f_2[\lambda(x_i, q_i)] = f_2(y_i). \quad (6)$$

Определенная в результате редукции функция $f_1(q_i)$ порождает разбиение со свойством подстановки на множестве состояний S , а построенный по соотношениям (5) и (6) контрольный узел минимизирован на структурном уровне [3], [4].

Для иллюстрации рассмотренного метода синтезируем отказочувствительное устройство обработки дальномерного сигнала широкополосной радионавигационной системы. Потребуем, чтобы в нем гарантированно обнаруживались произвольные однократные ошибки.

Исходное устройство обработки предназначено для точной фиксации временного положения дальномерного сигнала и, поскольку он представляет собой 13-импульсный код Баркера, то является фильтром сжатия, максимум отклика которого совпадает по времени с моментом окончания сигнала. Помимо сжатия кода Баркера в устройстве обработки дальномерного сигнала фиксируется захват несущей системой ФАПЧ (обнаружение преамбулы), причем как в фильтре сжатия, так и фиксаторе захвата, используется один и тот же 120-разрядный сдвиговый регистр (рис. 2). Перечень входных и выходных сигналов рассматриваемого устройства приведен в таблице.

Проанализировав устройство обработки дальномерного сигнала как объект диагностирования, можно убедиться, что оно представляет собой ко-

Имя	Назначение	Примечание
PDD	Выход фазового детектора приемного устройства	Вход
CLK40	Тактовая частота 40 МГц (меандр)	
0_UPR	Сигнал управления (логический "0")	От микропроцессора
RESET	Системный сброс	
LS	Индикатор преамбулы	Выход
DIM	Импульс дальности (логическая "1")	
NDIM	Инверсия импульса дальности (логический "0")	

нечный автомат в форме логической задержки с достаточно большим числом внутренних состояний и малоразмерным вектором выхода. Указанная особенность приводит к форме реализации контрольной системы, не зависящей от того, какая из предложенных ранее процедур синтеза используется для построения средств ФД. Использование стандартных диагностических отображений из-за недостаточной доступности вектора внутренних состояний объекта приводит к изоморфной диагностической модели, т. е. к дублированию. Для уменьшения вводимой избыточности следует учесть независимость функций переходов внутренних триггеров регистра сдвига от сигнала на его входе. Покажем это на примере проверки правильности формирования сигнала DIM (см. рис. 2).

Относительно выхода DIM исходный узел представляет собой приведенный цифровой автомат с однокомпонентным вектором выхода, из чего следует его изоморфность с узлом S_k [3]. Вторая функция преобразователя при этом имеет

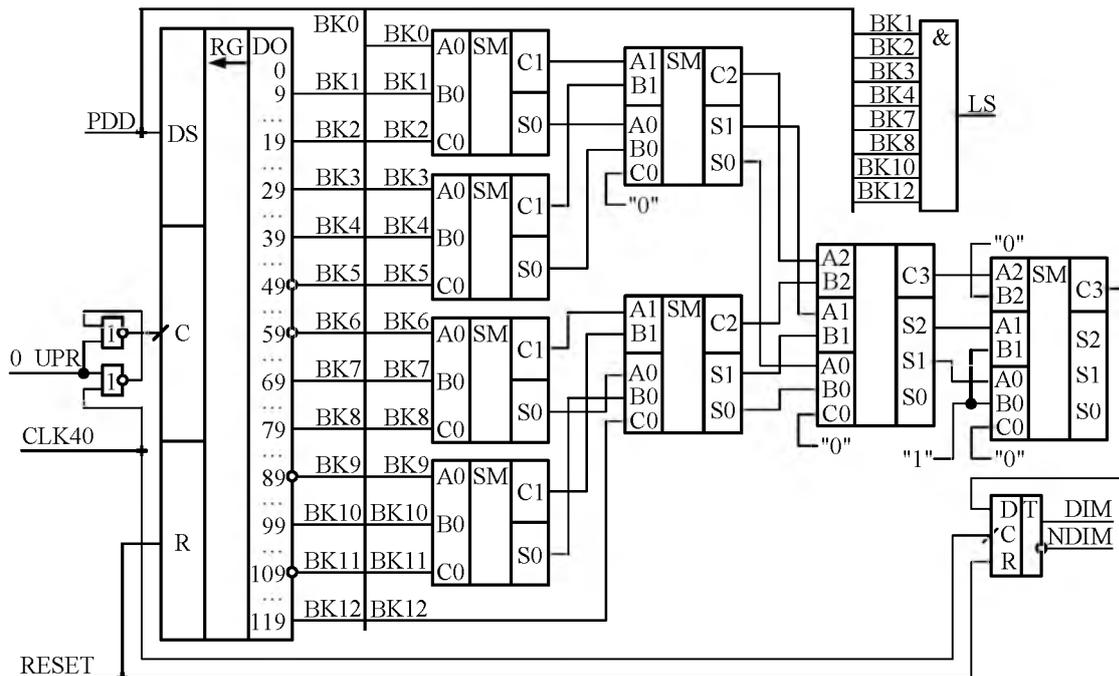


Рис. 2

вид $f_2(y_i) = y_i$. Поскольку при данных условиях переход от изоморфизма к гомоморфизму невозможен, найдем более рациональный способ построения контрольной системы.

Прежде всего отметим, что значение сигнала DIM равно задержанному на такт значению старшего разряда арифметической суммы 12 компонент вектора состояний регистра декодера, инвертированных по закону кода Баркера, входа PDD и некоторой константы, определяемой порогом обнаружения (см. рис. 2). Для фиксации ошибки на этом выходе достаточно, чтобы функция $f_1(q_i)$ представляла сумму 13 разрядов регистра q_{pi} , $p = 0, 10, \dots, 120$, сдвинутых относительно друг друга на 10 позиций, начиная с нулевой:

$$f_1(q) = q_0 + q_{10} + \dots + q_{110} + q_{120}.$$

Такая функция позволяет обнаружить и однократные ошибки в регистре декодера, однако для ее вычисления необходимо обеспечить доступ к внутренним разрядам регистра и увеличить его длину на один разряд. Учитывая особенности работы сдвигового регистра и вид найденной функции $f_1(q_i)$, можно определить функцию переходов контрольного узла S_K как

$$\delta_K(x_i, q_i) = x_i + q_{9i} + q_{19i} + \dots + q_{109i} + q_{119i},$$

где x – сигнал, поступающий на вход декодера с выхода фазового детектора (PDD).

Анализ показывает, что значение $\delta_K(x_i, q_i)$ с точностью до константы и инверсий некоторых аргументов совпадает со значением на выходе сумматора устройства обработки дальномерного сигнала (см. рис. 2), поэтому с диагностической точки зрения выход DIM и старший разряд функции $f_1(q_i)$ равноправны. Указанное обстоятельство позволяет утверждать, что, определив независимым образом значение DIM повторно, можно полноценно решить задачу ФД и далее синтеза отказочувствительного узла.

В основе повторного определения значения DIM также лежит вычисление суммы значений 13 доступных разрядов регистра декодера, последовательно сдвинутых на 10 позиций, простейшей из которых является сумма

$$\sum(q_i) = q_{9i} + q_{19i} + \dots + q_{119i} + q_{129i}.$$

Все слагаемые этой суммы, за исключением q_{129i} , доступны, а для его определения доста-

точно к выходу регистра декодера подключить вспомогательный 10-разрядный регистр.

Сумму $\sum(q_i)$ можно трактовать как функцию переходов $\delta_K^*(x_i, q_i)$ узла контроля S_K в форме функциональной задержки, вектор состояний которой соответствует функции

$$f_1^*(q_i) = q_{10i} + q_{20i} + \dots + q_{120i} + q_{130i}.$$

Уравняв значения старшего разряда $f_1^*(q_i)$ и DIM задержкой последнего на 10 тактов и добавлением в $\sum(q_i)$ соответствующей константы, можно синтезировать узел контроля и дискриминатор ошибок для рассматриваемого устройства обработки дальномерного сигнала. В их состав войдут два 10-разрядных регистра сдвига, аналогичный использованному в декодере сумматор с фиксатором переноса, 10-входовая схема "И", два сумматора по модулю 2 и выходная сборка (рис. 3). Три последних элемента образуют дискриминатор ошибок.

Искомый отказочувствительный узел включает в себя помимо построенных узлов и исходный безыбыточный узел, однако возможности уменьшения избыточности в принятом техническом решении нельзя считать до конца исчерпанными.

Действительно, в полученной структуре можно исключить один из введенных регистров сдвига, для чего достаточно опустить в функции $f_1(q_i)$ последнее слагаемое. Функция переходов S_K при этом тоже потеряет последний член, перейдя в соотношение вида

$$\delta_K(x_i, q_i) = [(x_i + q_{9i} + q_{19i} + \dots + q_{99i} + q_{109i}), \\ q_{k0i}, q_{k1i}, \dots, q_{k7i}, q_{k8i}].$$

Задержка вектора состояний такого S_K на 11 тактов даст сумму $q_{10i} + q_{20i} + \dots + q_{110i} + q_{120i}$, отличающуюся от использованной при формировании сигнала DIM лишь отсутствием первого слагаемого, что позволит исключить дополнительную задержку вектора перед сравнением. Необходимая коррекция сигнала DIM на входе дискриминатора ошибки и изменение вида диагностического отображения приведут к некоторому сужению класса обнаруживаемых ошибок, однако анализ показывает, что возможность обнаружения однократных ошибок при этом сохраняется, т. е. решение поставленной задачи гарантировано.

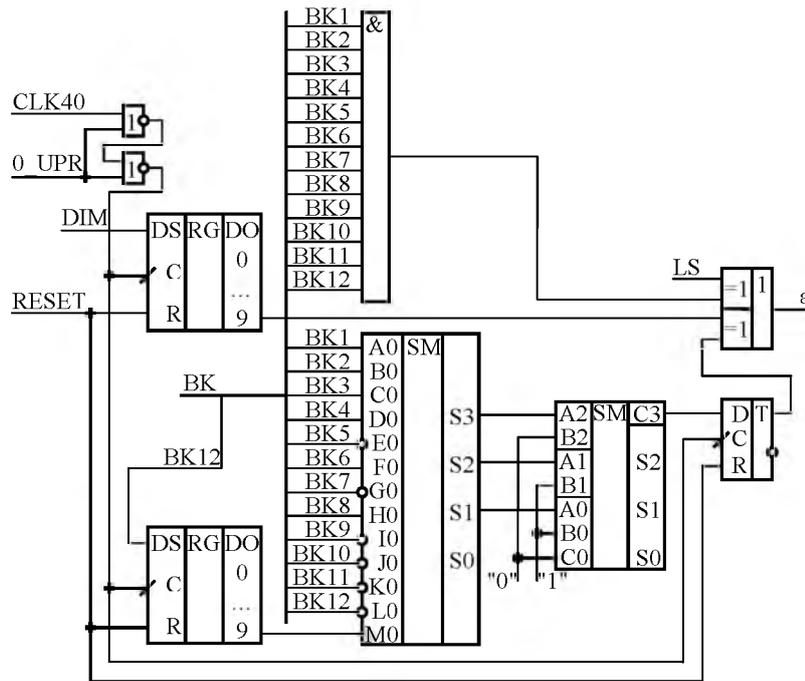


Рис. 3

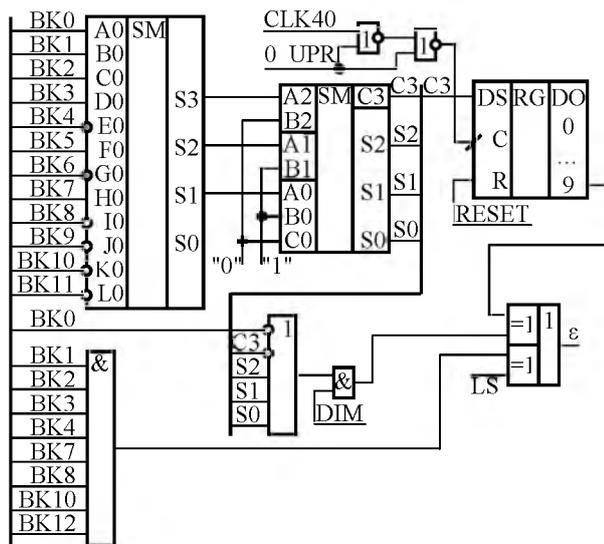


Рис. 4

Контрольный узел и дискриминатор ошибок с уменьшенной избыточностью состоят в основном из тех же узлов, что и построенные ранее. Отличие состоит лишь в измененных размерах компонентов и структуры связей между ними (рис. 4). Так, единственный входящий в них регистр сдви-

га содержит вместо 10 разрядов 11, а суммирующее устройство имеет 12 входов вместо 13. Кроме того, для согласования выхода регистра с сигналом DIM в их состав включены логические схемы "И" и "И-ИЛИ".

Очевидно, что на базе синтезированного отказочувствительного обнаружителя можно создать и отказоустойчивую структуру в любом из трех рассмотренных в начале настоящей статьи вариантов. В ней обеспечена автоматическая коррекция однократных ошибок, причем по сравнению с мажоритарной структурой выигрыш по аппаратным затратам составит более 40 % при более высокой достоверности функционирования.

Представленный пример относится к числу достаточно удачных, поскольку в нем отказочувствительность достигается ценой малых (менее 20 %) аппаратных затрат. Обычно величина избыточности больше, однако построенные с применением ФД отказоустойчивые и отказочувствительные узлы практически всегда обладают лучшими характеристиками надежности, чем мажоритарные [2].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Герчиков А. Г., Орлов В. К., Подкопаев Б. П. Оценка надежности бортовой аппаратуры РСБН со средствами диагностирования и восстановления // Вопр. радиоэлектроники. Серия РЛТ. 2009. Вып. 2. С. 12–20.
2. Орлов В. К., Подкопаев Б. П. Характеристики надежности избыточных радиолокационных и ради-

онавигационных систем // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2014. Вып. 1. С. 45–49.

3. Алгебраическая теория функционального диагностирования динамических систем. Ч. 2: Системные алгебры, алгебраическая модель функционального диагностирования, реализация модели функци-

онального диагностирования. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ "ЛЭТИ", 2013. 132 с.

4. Щербаков Н.С., Подкопаев Б.П. Структурная теория аппаратного контроля цифровых автоматов. М.: Машиностроение, 1982. 191 с.

N. E. Lipakov
JSC "VNIIRA" (Saint-Petersburg)
V. K. Orlov, B. P. Podkopaev
Saint-Petersburg state electrotechnical university "LETI"

A special case of nodes with the restoration – failover nodes having in its composition tools for functional diagnosis is considered. It is marked that creation of such node is reduced to synthesis of an failure sensitivity unit consisted on non-redundant part and diagnostic module. Variant of implementation of the specified module are given. The choice of preferred (holomorphic) choice is illustrated by an example.

Restoration, failover, failure sensitivity, functional diagnosing, redundancy, diagnostic module, homomorphism

Статья поступила в редакцию 18 апреля 2014 г.

УДК 621.372.543.2

С. А. Кершис
Санкт-Петербургский государственный электротехнический
университет "ЛЭТИ" им. В. И. Ульянова (Ленина)

Фазочастотные характеристики каналов диплексера на паре фильтров высоких и низких частот с кауэровской аппроксимацией амплитудно-частотной характеристики¹

Рассмотрены фазочастотные характеристики каналов диплексера на паре идеальных фильтров нижних и верхних частот с кауэровской аппроксимацией амплитудно-частотной характеристики. Исследовано поведение характеристики в полосе пропускания, стыковки и задерживания. Аналитически получена зависимость максимального значения фазового сдвига от ширины области стыковки каналов диплексера, а также от уровня их развязки.

Диплексер, идеальные фильтры высоких и нижних частот с кауэровской аппроксимацией АЧХ, области стыковки, ФЧХ каналов диплексера

В современных многодиапазонных системах связи, какими являются мобильная связь GSM, беспроводные локальные сети WLAN 902.11 a/b/c/n, стандарты прямой передачи данных Bluetooth, протоколы передачи наземного цифрового телевидения первого и второго поколений DVB T/T2, спутниковые системы навигации GPS/ГЛОНАСС/Galileo и др., применяются приемные устройства, работающие сразу в нескольких диапазонах, в состав антенно-фидерного тракта которых входят частотно-разделительные устройства (мультиплексеры) и многополосные фильтры. В работах [1]–[3] предложены СВЧ-диплексеры на паре широкополосных фильтров нижних частот (ФНЧ) и фильтров верхних частот

(ФВЧ), которые могут быть использованы в аппаратуре потребителей спутниковой радионавигации ГЛОНАСС для разделения сигналов поддиапазонов L1 и L2. Диплексеры обладают высокой избирательностью в силу наличия контролируемых нулей передачи в полосе задерживания фильтров, причем нули в процессе синтеза фильтров можно располагать непосредственно на центральных частотах поддиапазонов L1 и L2, добиваясь высокой степени развязки каналов диплексера друг с другом. Потери в каналах диплексеров не превышают 2 дБ, что крайне важно для спутниковых навигационных систем, где мощность сигнала в приемной антенне находится на грани чувствительности приемного устройства.

¹ Статья выполнена в рамках работы "Проведение научно-исследовательских работ" базовой части Государственного задания Минобрнауки России № 2014/187 (код проекта 1031).