

ИМПЕДАНС НИЗКОЧАСТОТНЫХ ПАССИВНЫХ КОМПОНЕНТОВ
БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ В ДИАПАЗОНЕ ДО 20 ГГц

© 2012 г. И. Ф. Калимулин, Т. Р. Газизов, А. М. Заболоцкий

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Россия, 634050, Томск, просп. Ленина, 40

Поступила в редакцию 27.09.2011 г.

Показана актуальность исследования импеданса низкочастотных пассивных компонентов бортовой аппаратуры в диапазонах частот до десятков гигагерц. Представлены предварительные результаты измерений импеданса резистора и конденсатора до 20 ГГц, а также их анализ. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами. Получены модели резистора и конденсатора для частоты до 1 ГГц.

ВВЕДЕНИЕ

Бортовая аппаратура (б.а.) космических аппаратов (к.а.) состоит из большого количества модулей, имеющих как аналоговую, так и цифровую части. Современной тенденцией является повышение рабочих частот б.а., даже если говорить о низкочастотной аппаратуре к.а. Кроме того, очень широкий спектр частот могут иметь внешние воздействия.

Для примера, на рис. 1 приведена напряженность электрического поля, измеренная со спутника на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли [1]. Видно, что спектр излучений содержит составляющие с напряженностью электрического поля >100 В/м в области 10 ГГц и простирается до 100 ГГц. Таким образом, по низкочастотным цепям к.а. могут протекать высокочастотные наводки. Указанные факторы обостряют проблему электромагнитной совместимости (э.м.с.) – способности удовлетворительно работать и не мешать работе других систем в заданной электромагнитной обстановке.

Для обеспечения э.м.с. проводят комплексные испытания к.а. в жестких условиях [2]. Испытания по э.м.с. рекомендуется проводить в диапазонах частот до 1, 18, 40 и 100 ГГц [3, 4]. Однако с ростом частот затраты на оборудование для таких испытаний резко возрастают, увеличивая стоимость разработки к.а. Традиционным конструкторским средством обеспечения э.м.с. является экранирование, но с ростом частот его эффективность резко ухудшают резонансы щелей и корпуса [5]. Кроме того, оно увеличивает массу к.а., а значит, и стоимость его выведения на орбиту.

Для решения указанных проблем целесообразно использовать имитационное моделирование как нормального режима работы бортовой аппаратуры к.а., так и самих испытаний на э.м.с. Для соответствия результатов моделирования реали-

ям необходимы адекватные модели компонентов, учитывающие их поведение на заданных частотах. Иностранные производители часто предоставляют модели компонентов на своих сайтах. В системы автоматизированного проектирования включаются библиотеки, содержащие не только схемные символы и посадочные места для компонентов печатных плат, но и их электрические модели.

Такое обеспечение облегчает моделирование б.а. с импортными компонентами, но часто необходимо использование именно отечественной элементной базы. Однако модели для российских компонентов, особенно для указанных выше диапазонов частот, обычно отсутствуют. Между тем, при увеличении частоты пассивные компоненты (резисторы, конденсаторы и катушки индуктивности) перестают адекватно описываться одиноч-

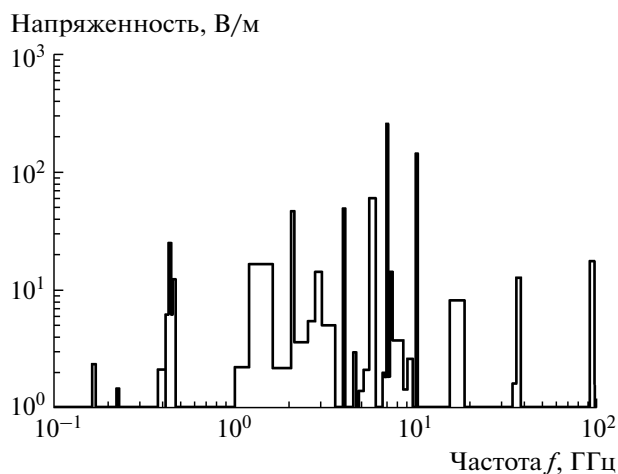


Рис. 1. Напряженность электрического поля, измеренная спутником на расстоянии 200 морских миль (около 360 км) от поверхности Земли [1].

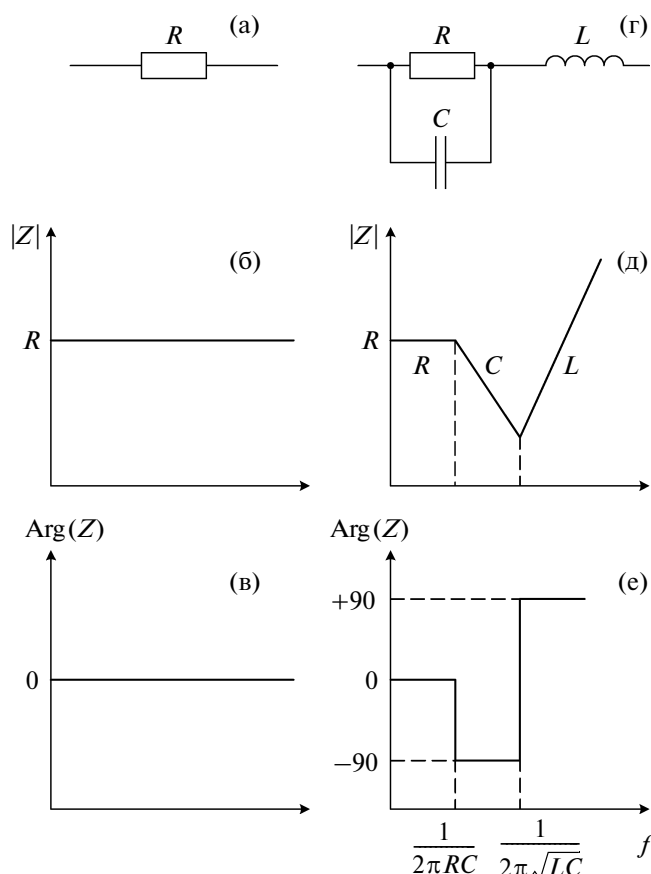


Рис. 2. Эквивалентная схема, модуль и фаза импеданса идеального (а–в) и реального (г–е) резисторов.

ными идеальными элементами, а должны представляться эквивалентными схемами из нескольких идеальных элементов.

Примеры эквивалентных схем, а также обобщенных графиков модуля и фазы импеданса для идеальных и реальных резисторов и конденсаторов приведены на рис. 2 и 3 [5]. Видно, что учет паразитных индуктивностей или емкостей реальных компонентов делает частотную зависимость импеданса существенно отличной от идеальных. В частности, появляется резонансная частота компонента, в области которой резко изменяется его импеданс. Для обычных компонентов эта частота, как правило, находится в области достаточно низких частот (сотни и даже десятки мегагерц), тогда как поведение компонентов в диапазоне частот до 1 ГГц, а тем более до 18 ГГц, остается неясным. Таким образом, для низкочастотных пассивных компонентов актуальна задача создания моделей, адекватно описывающих их поведение в широком диапазоне частот.

Одним из подходов [6] к созданию модели пассивного компонента является измерение комплексного коэффициента отражения S_{11} в заданном диапазоне частот с последующим формиро-

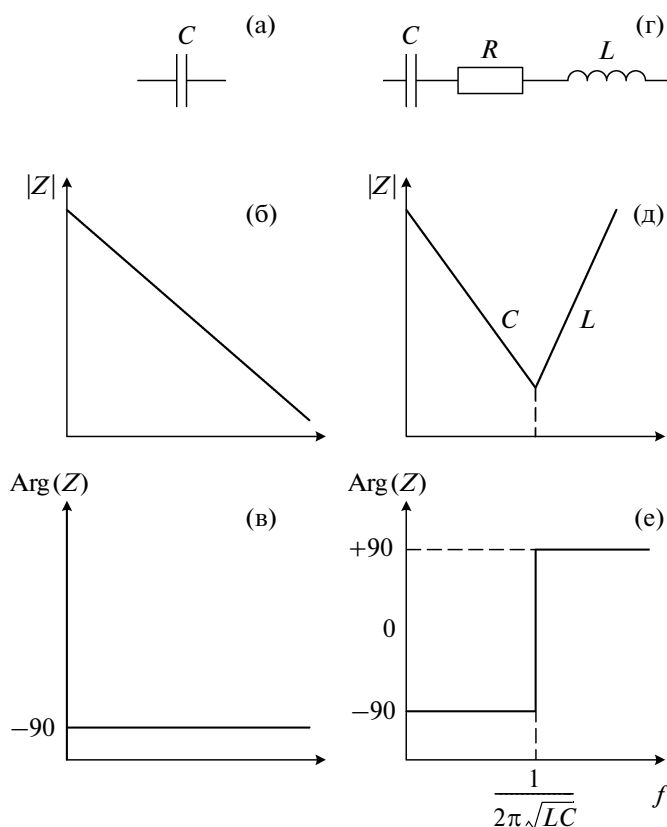


Рис. 3. Эквивалентная схема, модуль и фаза импеданса идеального (а–в) и реального (г–е) конденсаторов.

ванием из этих результатов эквивалентной схемы компонента. Вторая часть этой работы, в общем случае, требует структурно-параметрической оптимизации по критерию максимальной близости частотной характеристики схемы к измеренной и выходит за рамки данной статьи. Между тем, измерение S_{11} является исходной частью этой работы, часто позволяющей получить модели до 1 ГГц. Следующий диапазон доходит до 18 ГГц, поэтому разумно провести измерения и в этом диапазоне.

Цель данной работы – представить результаты измерений S_{11} и анализа импеданса в диапазоне до 20 ГГц для реальных пассивных компонентов, используемых в бортовой аппаратуре космических аппаратов.

ТЕХНИКА И ОБРАБОТКА РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Для обеспечения указанного диапазона и достоверности измерений эксперимент проводился на двух векторных анализаторах цепей: Wiltron 37369A (в диапазоне от 40 МГц до 20 ГГц) и Rohde-Schwarz ZVA40 (в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц).

Ход эксперимента для обоих измерений одинаков: включение прибора; ожидание выхода на

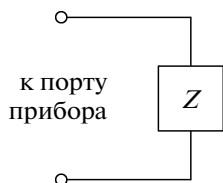


Рис. 4. Схема подключения к прибору измеряемого компонента (как двухполюсника).

рабочие параметры; установка диапазона измерений; калибровка порта с помощью ручных мер (на холостом ходу, коротком замыкании и согласованной нагрузке 50 Ом); подключение исследуемой структуры; измерение, визуальный контроль и сохранение результатов. Измеряемый компонент припаивался к коаксиально-микрополосковому переходу с розеткой типа SMA. Перед пайкой укорачивался центральный проводник перехода. Один из контактов измеряемого компонента припаивался к центральному проводнику, другой – к внешнему.

Исследовались два низкочастотных компонента. Резистор P1-12-0.062 51 ±5% Ом имеет безвыводное исполнение (тип корпуса 0603) для уменьшения паразитной индуктивности и предназначен для поверхностного монтажа. Конденсатор К10-17а-0.47 ±5% мкФ имеет формованные выводы длиной около 1.5 см, и для учета паразитных параметров выводов он был припаян к переходу без их укорачивания.

Измерения проводились, как для двухполюсника (рис. 4). Погрешность приборов при измерении коэффициента отражения зависит от области частот и уровня сигнала. Уровень сигнала находился в диапазоне от 0 до -10 дБ. Максимальные погрешности измерения модуля, фазы и частоты (относительная) в заданном диапазоне частот и уровня сигнала: для Wiltron 37369A – 0.4 дБ, 2° и $1 \cdot 10^{-7}$ [7]; для Rohde-Schwarz ZVA40 – 1 дБ, 6° и $8 \cdot 10^{-6}$ [8].

В результате измерений снималась зависимость коэффициента отражения S_{11} от частоты. Из полученной зависимости S_{11} рассчитывался импеданс

$$Z = Z_0 \frac{1 + S_{11}}{1 - S_{11}}, \quad (1)$$

где Z_0 – сопротивление тракта 50 Ом.

Для оценки корректности выполненных измерений вычислялся процент относительной разности результатов двух приборов соответственно для модуля и фазы:

$$\Delta_{\text{mag}} = \left| \frac{|Z_{\text{Wiltron}}| - |Z_{\text{ZVA}}|}{|Z_{\text{Wiltron}}|} \right| 100\%, \quad (2)$$

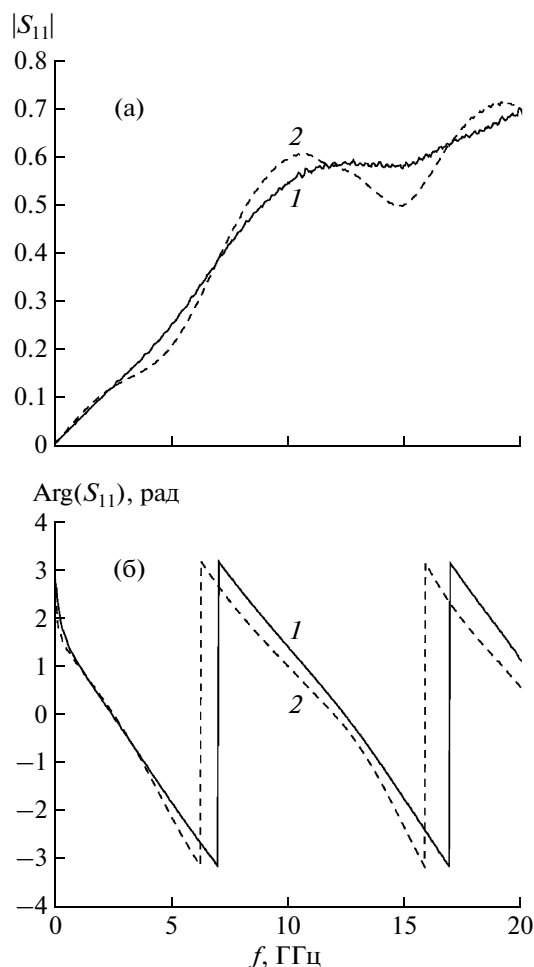


Рис. 5. Модуль (а) и фаза (б) коэффициента отражения S_{11} резистора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA.

$$\Delta_{\text{arg}} = \left| \frac{\text{Arg}(|Z_{\text{Wiltron}}|) - \text{Arg}(|Z_{\text{ZVA}}|)}{\text{Arg}(|Z_{\text{Wiltron}}|)} \right| 100\%. \quad (3)$$

РЕЗУЛЬТАТЫ ДЛЯ РЕЗИСТОРА

Измеренные частотные зависимости модуля и фазы коэффициента отражения S_{11} для резистора приведены на рис. 5. Отметим, что при подключении к тракту 50 Ом идеального резистора номиналом 50 Ом частотная зависимость модуля коэффициента S_{11} представляет собой прямую линию со значением 0 во всем диапазоне частот, поскольку падающая волна полностью поглощается в согласованной нагрузке, и отраженной волны нет. Однако измерения реальной структуры показывают отсутствие горизонтального участка согласования даже на самых низких частотах: модуль коэффициента S_{11} приблизительно линейно возрастает до частоты 10 ГГц от 0 до 0.5 (рис. 5а). Частотная зависимость фазы коэффициента S_{11}

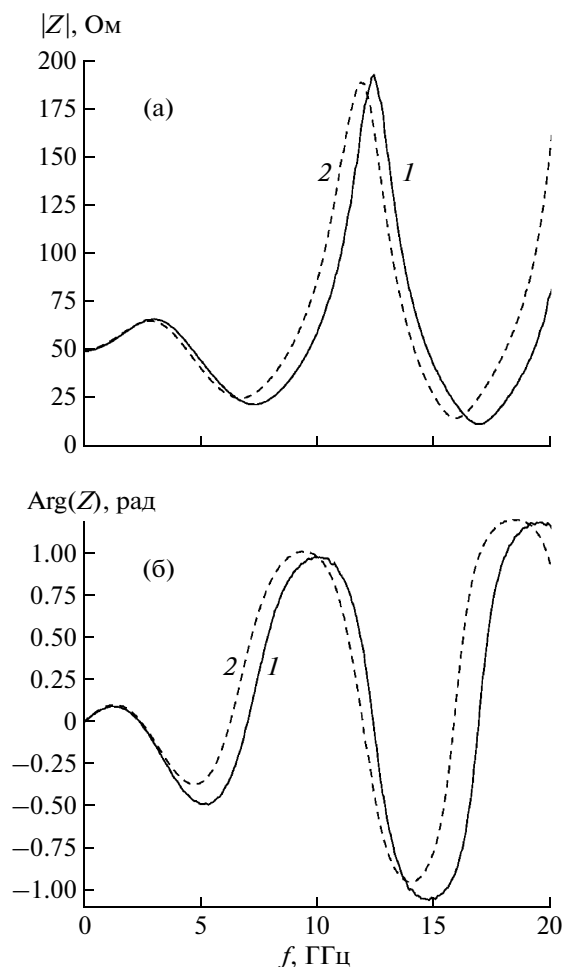


Рис. 6. Модуль (а) и фаза (б) импеданса Z резистора: 1 – Wilttron; 2 – ZVA.

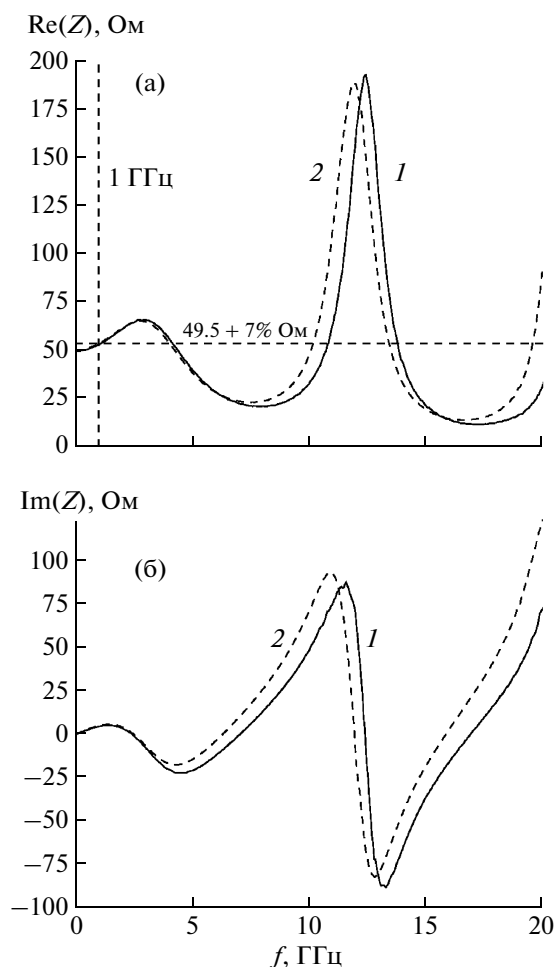


Рис. 7. Действительная (а) и мнимая (б) части импеданса Z резистора: 1 – Wilttron; 2 – ZVA.

показывает наличие не одного, а нескольких резонансов (рис. 5б).

Переход от коэффициента отражения S_{11} к импедансу проясняет поведение исследуемых структур с изменением частоты. Рассчитанные по формуле (1) частотные зависимости для импеданса представлены на рис. 6 (модуль и фаза) и рис. 7 (действительная и мнимая части).

Как видно из рис. 6а, $|Z|$ не меняется только до определенной, сравнительно низкой, частоты – менее 1 ГГц. Дальше с моделью рис. 2 наблюдается различие: поведение $|Z|$ носит не емкостный, а индуктивный характер. (Это объяснимо тем, что на рис. 2 представлена модель типового резистора, а в данном эксперименте использован керамический резистор для поверхностного монтажа.) Действительно, мнимая часть Z (рис. 7б) приблизительно линейно возрастает до частоты 1 ГГц от 0 до 5 Ом, что соответствует индуктивности 0.8 нГн. Поэтому до частоты 1 ГГц пригодна упрощенная эквивалентная схема из последова-

тельно включенных сопротивления и индуктивности (рис. 8). Импеданс такой схемы

$$Z = R + j\omega L. \quad (4)$$

Из начала графика реальной части импеданса (рис. 7а) следует, что $R = 49.5$ Ом. Однако горизонтальной части в начале графика почти нет, и он возрастает (почти линейно) до значения 65 Ом на частоте 2.5 ГГц. Между тем, до частоты 1 ГГц R увеличивается лишь до 53 Ом, т.е. на 7%. Таким образом, из приведенных результатов получена модель исследуемого резистора до 1 ГГц в виде эквивалентной схемы, приведенной на рис. 8, где $R = 49.5$ Ом и $L = 0.8$ нГн.

Конечно, нельзя оставить без внимания поведение характеристик и на более высоких частотах:



Рис. 8. Упрощенная эквивалентная схема реального резистора.

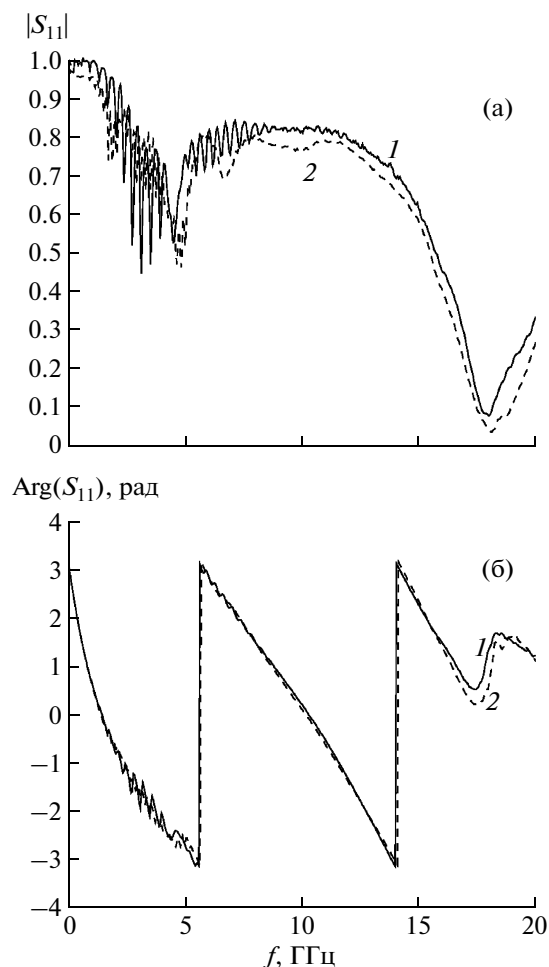


Рис. 9. Модуль (а) и фаза (б) коэффициента отражения S_{11} конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA.

значение $|Z|$ уменьшается до 20 Ом на частоте 8 ГГц, затем возрастает до 200 Ом на частоте 12 ГГц и спадает до 10 Ом на частоте 17 ГГц. Примечательно, что эти значения сохраняются и на графике для действительной части Z . Такое поведение графиков может объясняться различным влиянием нескольких факторов, причем связанных не только с самим компонентом (частотная зависимость потерь в керамике и резистивном слое резистора), но и с исследуемой системой “переход–соединение–компонент” (частотная зависимость потерь в переходе, излучение структуры). Однако подобные структуры (например “соединитель–контактная площадка–компонент”) есть в реальной бортовой аппаратуре к.а.

Таким образом, для разработчика важно осознавать, что сопротивление установленного резистора, на низких частотах имеющее значение 50 Ом, на частотах до 18 ГГц может меняться в диапазоне 10–200 Ом. Этот факт может иметь сильное влияние, например увеличить рассеяние мощности на резисторе в 5 раз и вывести его из

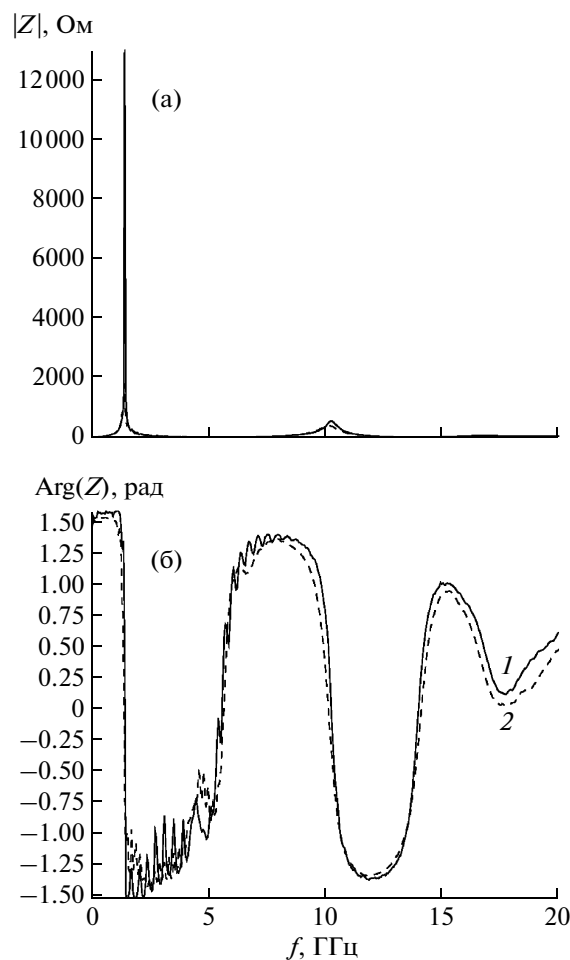


Рис. 10. Модуль (а) и фаза (б) импеданса Z конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA.

строю. Что же касается корректного моделирования резистора до частоты 18 ГГц, то видно, что полученные зависимости позволяют это, но требуется более сложная эквивалентная схема.

РЕЗУЛЬТАТЫ ДЛЯ КОНДЕНСАТОРА

Измеренные зависимости для конденсатора приведены на рис. 9. Видно, что до частоты 1 ГГц $|S_{11}|$ практически равен 1, что означает полное отражение падающей волны от исследуемой системы. С ростом частоты его значение уменьшается, затем возрастает и вновь уменьшается, теперь уже значительно. Примечательно, что на частоте около 18 ГГц $|S_{11}|$ близок к нулю, что означает почти полное поглощение падающей волны, т.е. по существу конденсатор стал резистором 50 Ом.

Рассчитанные по (1) частотные зависимости импеданса приведены на рис. 10 и 11. Индуктивный характер (при фазе $+90^\circ$) роста импеданса до частоты около 1 ГГц (рис. 10) показывает, что начальный спадающий участок импеданса конден-

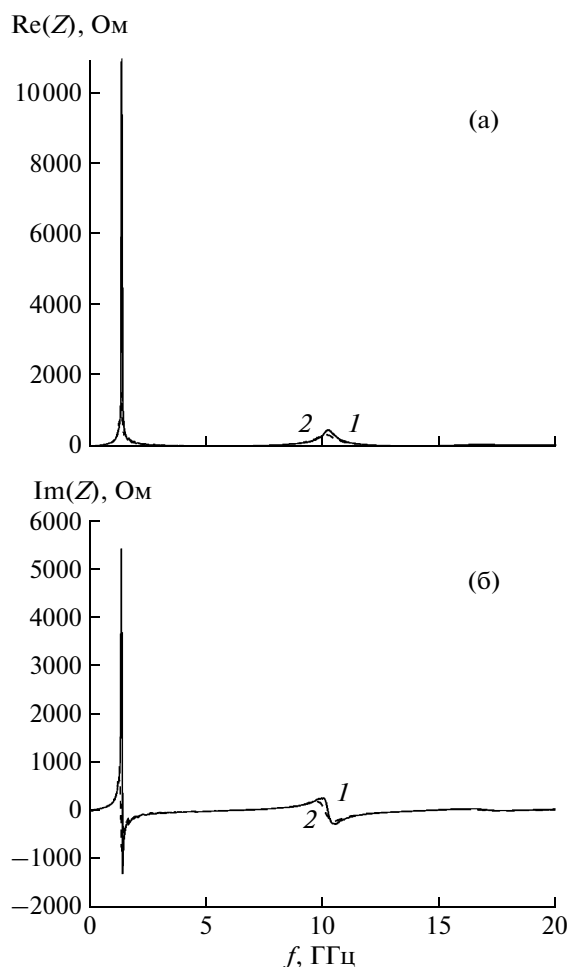


Рис. 11. Действительная (а) и мнимая (б) части импеданса Z конденсатора: 1 – Wiltron; 2 – ZVA.

сатора, который должен быть согласно рис. 3, отсутствует. Очевидно, что резонансная частота конденсатора оказалась ниже первой частоты измерения 10 МГц.

Попытаемся получить приближенную модель конденсатора, соответствующую эквивалентной схеме рис. 3г. Линейный участок (до 1 ГГц) в начале графика мнимой части импеданса (рис. 11б) соответствует значению $L = 14$ нГн и резонансной частоте конденсатора 2 МГц. (При вычислении в TALGAT [9] индуктивности выводов как отрезка линии передачи получено значение $L = 13$ нГн.)

Таким образом, неукороченные выводы исследуемого конденсатора имеют индуктивность, в 17 раз большую, чем у безындуктивного резистора. Такой конденсатор ведет себя как емкость лишь до частоты порядка 2 МГц, тогда как после нее реактивная часть его импеданса определяется индуктивностью выводов. Отметим, что уменьшение индуктивности (за счет укорочения выводов), например, в 16 раз даст увеличение резонансной частоты всего в 4 раза, т.е. всего до 8 МГц.)

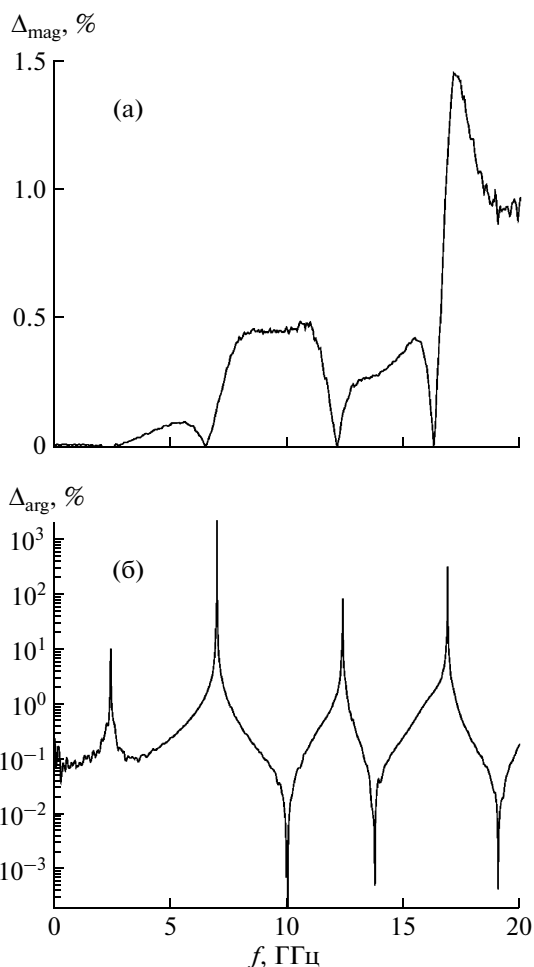


Рис. 12. Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б) Z резистора.

Что касается определения значения R , то ввиду существенного значения мнимой части импеданса во многих случаях можно полагать, что $R = 0$. Если важна более точная оценка R , то можно взять его равным значению действительной части импеданса на резонансной частоте. Однако ввиду отсутствия этого значения можно определить только его верхнюю границу $R = 0.07$ Ом по первой частотной точке 10 МГц.

В поведении характеристик на более высоких частотах обращает на себя внимание следующее. Наличие нескольких резонансов и участков индуктивного и емкостного характера дает возможность построения не очень сложной модели (на основе нескольких индуктивностей и емкостей), адекватной до 18 ГГц.

Однако факт близости геометрии выводов к отрезку воздушной линии передачи длиной около 1.5 см с высоким волновым сопротивлением говорит о том, что более точной может быть модель в виде цепи из элементов не только с сосредоточенными, а и с распределенными параметрами. В

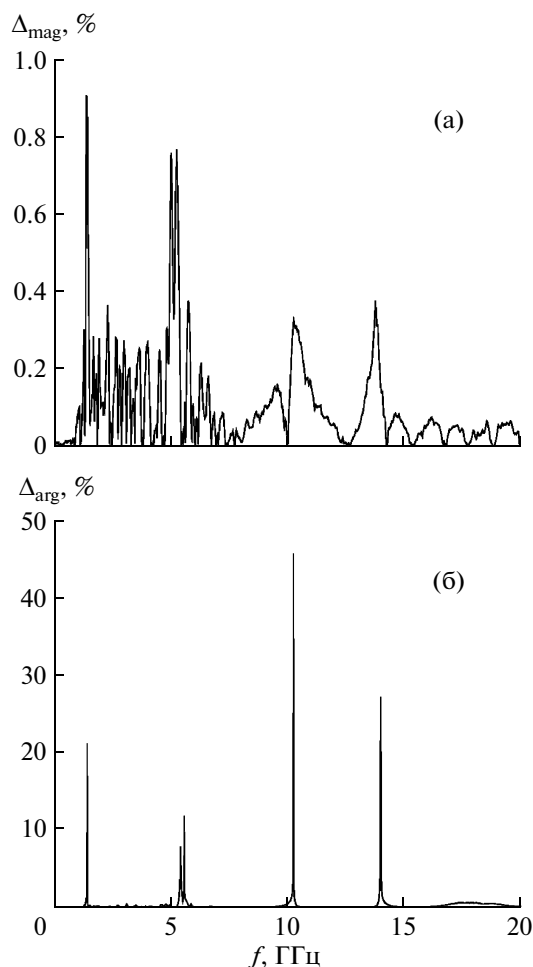


Рис. 13. Разность Δ между Wiltron и ZVA для модуля (а) и фазы (б) Z конденсатора.

частности, рост действительной части Z до 500 Ом на частоте 10 ГГц (длина волны 3 см) может быть связан с полуволновым резонансом отрезка линии передачи. Резкий рост действительной части Z на частоте 1.2 ГГц может быть связан с потерями в диэлектрике. Примечательно также, что в широкой полосе вне этих резонансов действительная часть Z составляет около 10 Ом.

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ РАЗНЫМИ ПРИБОРАМИ

Разность Δ между измерениями на разных приборах вычислена по формулам (2) и (3). Графики для резистора показаны на рис. 12. Видно, что Δ_{mag} меньше 2%, причем до 17 ГГц – меньше 0.5%. Для Δ_{arg} наблюдаются 7 пиков, что объясняется некоторым сдвигом по частоте. Аналогичные графики для конденсатора (рис. 13) показывают значения для Δ_{mag} меньше 1%, и от 6 ГГц – меньше 0.4%. Для Δ_{arg} наблюдаются 4 узких пика из-за сдвига по частоте. Максимальный относитель-

ный сдвиг по частоте из обоих измерений составил 12% (6.2 и 7 ГГц на рис. 5б).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Представлены предварительные результаты измерений коэффициента отражения S_{11} конденсатора и резистора в диапазоне от 10 МГц до 20 ГГц двумя приборами. Получена хорошая согласованность результатов. Продемонстрировано существенное различие между идеальными элементами, классическими моделями и реальными компонентами. Показано, что результаты можно использовать для создания математических моделей данных компонентов для частот до 18 ГГц для последующего имитационного моделирования, предваряющего или заменяющего дорогостоящие испытания на электромагнитную совместимость. Созданы модели компонентов, применимые до 1 ГГц.

Авторы выражают глубокую благодарность Е.В. Дмитриченко, А.В. Кондратенко и И.М. Добушу за помощь в проведении измерений.

Работа выполнена в порядке реализации постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. “О мерах государственной поддержки развития кооперации российских высших учебных заведений и организаций, реализующих комплексные проекты по созданию высокотехнологичного производства” и договора № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010 между ОАО “Информационные спутниковые системы” имени академика М.Ф. Решетнева” и Минобрнауки РФ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Heise E.R., Heise R.E. // Proc. of IEEE EMC Symp. 2006. V. 1. P. 182.
2. Brewer R., Trout D. // Proc. of IEEE EMC Symp. 2006. V. 1. P. 213.
3. MIL-STD-461F. Requirements for the Control of Electromagnetic Interference Characteristics of Subsystems and Equipment. 2007.
4. Electromagnetic Compatibility Requirements for Space Equipment and Systems. Aerospace Report № TOR-2005(8583)-1. 2005.
5. Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость и безопасность радиоэлектронной аппаратуры. Томск: ТМЛ-Пресс, 2007.
6. Bahl I. Lumped Elements for RF and Microwave Circuits. Norwood (USA): Artech House, 2003.
7. Anritsu Co. Operation manual. Model 37XXXC Vector Network Analyzer, 2003. P/N: 10410-00226. Revision: B.
8. Rohde&Schwarz. Operation manual. R&S ZVA/ZVB/ZVT Vector Network Analyzer, 2011. 1145.1084.12–17.
9. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Свидетельство об официальной регистрации программы для ЭВМ № 2009614871. TALGAT 2008 // Бюл. 2009. № 4. С. 313 (М.: Роспатент).