

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ЧАСТОТНО-ИЗБИРАТЕЛЬНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ СИГНАЛОВ В СВЧ И КВЧ РАДИОУСТРОЙСТВАХ

д.т.н., проф. В.М. Илюшко, Е.С. Козелкова

Рассмотрены вопросы исследования возможностей повышения эффективности функционирования космических систем дистанционного зондирования земной поверхности при помощи частотно-избирательного ограничения сигналов в СВЧ и КВЧ радиоустройствах (РУ).

Введение. Одним из основных направлений повышения эффективности функционирования космических систем дистанционного зондирования земной поверхности (в частности, в интересах морских исследований) является повышение информативности этих систем за счет использования сантиметровых и миллиметровых радиоканалов [1, 2]. При этом особое значение имеет создание соответствующих радиоустройств [1]. Однако работоспособность этих устройств зависит от частотно-избирательного ограничения сверхвысокочастотного (СВЧ) и крайневысокочастотного (КВЧ) радиосигналов [2]. Поэтому представляет интерес исследование возможностей этих ограничений в реальных радиоустройствах.

Целью исследования является выявление возможных путей повышения функционирования нелинейных радиоустройств, используемых в космических системах дистанционного зондирования Земли.

Связь с научными программами. Данная работа выполнена в соответствии с кафедрой проектирования систем летательных аппаратов ХАИ, связанная с решением возможностей частотно-избирательного ограничения сигналов в СВЧ и КВЧ РУ.

Результаты исследований. Известно, что «размытие» спектра сигналов в нелинейных РУ существенно ограничивает эффективность применения известных методов борьбы с линейным влиянием помех и, в первую очередь, основанных на использовании широкополосных переносчиков полезных сообщений [1, 2]. При этом необходимо учитывать также, что для реальных радиоустройств (особенно для радиоустройств СВЧ и КВЧ радиодиапазонов, характеризующихся распределенными параметрами) имеет место нелинейное «затягивание» (т.е. увеличение дли-

тельности) переходных процессов, наиболее заметное в режиме «большого сигнала» [1, 3]. Действительно, выходной сигнал «узкополосного» (по отношению к несущей частоте) нелинейного радиоустройства с одним входом и выходом и постоянными во времени параметрами может быть записан в виде ряда Вольтерра от входного воздействия $X(\bullet)$ [3, 4]:

$$Y(f_1, f_2, \dots) = \sum_{p=0}^m H_{2p+1}(f_1, \dots, f_{2p+1}) \prod_{i=1}^{2p+1} X(f_i), \quad (1)$$

где $\Gamma = 2M + 1$ – верхняя граница усечения ряда Вольтерра (1), обеспечивающая требуемую для конкретно решаемой задачи точность анализа; $H_j(\circ)$ – нелинейная передаточная функция (ядро Вольтерра) j -го порядка исследуемого радиоустройства; f_i – i -аргумент многомерного преобразования Фурье.

При этом для большинства практически важных случаев ядра Вольтерра реальных СВЧ радиоустройств могут быть найдены методом «нелинейных входных сигналов» (или с помощью его частного варианта – метода «нелинейных токов») и описаны следующей общей рекуррентной формулой:

$$H_n(f_1, \dots, f_n) = Q(f_1 + \dots + f_n) F_n \{ [K_j(\bullet), Q(\bullet)]^n_2 ; \prod_{i=1}^n H_1(f_i) \}, \quad (2)$$

где $Q(\bullet)$ – ассоциированная (т.е. присоединенная) часть исследуемого СВЧ радиоустройства; $K_j(\bullet)$ – Ядро Вольтерра j -го порядка разложения нелинейной (в общем случае – частотно-зависимой) характеристики данного радиоустройства в ряд Вольтерра; $F_n \{ \bullet \}$ – «нелинейный входной сигнал» n -го порядка; $[\bullet]^n_2$ – символ, означающий множество стоящих в квадратных скобках операторов с различными значениями целочисленного коэффициента j , изменяемого в пределах [2, n].

Анализ выражения (2) показывает, что выражение для нелинейных передаточных функций имеет характер формул для каскадного соединения эквивалентных «блоков», характеризующихся операторами Вольтерра низких порядков. Поэтому для реальных СВЧ радиоустройств с неидеальными характеристиками частотной избирательности и, следовательно, с нелинейной ФЧХ передаточной функции $H(\bullet)$, имеет место следующее соотношение:

$$\Delta f_1 \geq \Delta f_{i_2}, \quad \forall i_1 > i_2 \geq 1, \quad (3)$$

где Δf_i – полоса «прозрачности» подсистемы Вольтерра i -го порядка общей функциональной модели радиоустройства, причем $\Delta f_1 = \Delta f$.

Тогда $\tau_{i_1} \geq \tau_{i_2}$, $\forall i_1 > i_2$, где τ_i – постоянная времени подсистемы Вольтерра i -го порядка. Это означает, что ширина полосы «прозрачности» (величина постоянной времени) подсистем Вольтерра общей функциональностью модели реальных нелинейных инерционных СВЧ радиоустройств с

неидеальными характеристиками частотной избирательности является в общем случае невозрастающей (неубывающей) функцией порядка указанных выше подсистем. Отметим, что данный вывод справедлив и в случае так называемых безинерционных нелинейностей, т.е. при $K_j(\circ) = \text{const}(f)$, $\forall j \in [2, \Gamma]$. С учетом уровней линейной составляющей $|Y_1(\circ)|$ и «попадающих» в полосу частот Δf нелинейных компонентов нечетных порядков $|Y_{2i+1}(\Delta f)^{(\circ)}|$ сигнала на выходе исследуемого СВЧ радиоустройства верхнюю границу полной длительности переходных процессов $t_n(\Delta f)$ в полосе пропускания этого устройства можно оценить следующей формулой:

$$t_n(\Delta f) = \{ \tau_1 \ln[|Y_1(\bullet)|/Y_0] \} \cup \left\{ \bigcup_{i=1}^m \tau_{2i+1} \ln[|Y_{2i+1}(\Delta f)^{(\bullet)}|/Y_0] \right\}, \quad (4)$$

где Y_0 – некоторый априорно заданный уровень выходного сигнала, начиная с которого и ниже переходные процессы в исследуемом радиоустройстве условно считаются закончившимися.

Таким образом, в общем случае имеет место ненулевая нелинейная «добавка» к полной длительности переходных процессов

$$\Delta t_{\Pi(\Delta f)_{\text{нел}}} = t_{\Pi(\Delta f)} \setminus \{ \tau_1 \ln[|Y_1(\bullet)|/Y_0] \} = [t_{\Pi(\Delta f)} \setminus t_{\Pi_{\text{лин}}}] \geq 0. \quad (5)$$

Следовательно, нелинейные процессы в реальных радиоустройствах приводят не только к «размытию» спектра обрабатываемых сигналов по частоте [4], но и, вообще говоря, к дополнительному «рассеиванию» их энергии во времени. При этом очевидно, что нелинейное «затягивание» переходных процессов будет более заметно для работающих в режиме «большого сигнала» СВЧ радиоустройств, адекватное описание которых требует учета достаточно большого количества членов ряда Вольтерра (1) высших порядков. Учитывая также известные эффекты «накопления» нелинейных искажений по физической длине линий передачи СВЧ сигналов, по каскадам радиоустройства и по полосе их пропускания можно утверждать, что при прочих равных условиях удельный «вес» $[\Delta t_{\Pi(\Delta f)_{\text{нел}}}] [\Delta t_{\Pi(\Delta f)}]^{-1}$ нелинейной добавки $\Delta t_{\Pi(\Delta f)_{\text{нел}}}$ к полной длительности переходных процессов $\Delta t_{\Pi(\Delta f)}$ в СВЧ радиоустройствах является, в общем случае, неубывающей функцией их пропускания, количества каскадов или физической длины.

В частности, применительно к используемым в системах цифровой связи [1, 2] СВЧ радиоустройствам, инерционность нелинейных преобразований дискретных сигналов в этих устройствах в ряде случаев может приводить к увеличению уровня и «глубины» максимальных искажений (МСИ) указанных сигналов. Результаты количественного анализа показывают, что если для функционирующих в малосигнальном режиме СВЧ радио-

устройств снижение величины отношения сигнал/МСИ не превышает, как правило 10 – 20 % по сравнению с линейным режимом работы этих устройств, то для режима “большого” сигнала данное снижение в ряде случаев может достигать 60 – 80 % и более. Отметим, что данные выводы получены без учета возможных ошибок синхронизации приемников дискретных сигналов.

Кроме указанных выше “количественных” явлений увеличения уровня и “глубины” МСИ в нелинейных СВЧ радиоустройствах с реальными характеристиками частотной избирательности имеют место и “качественные” эффекты нарушения условий селективности и появления перекрестных искажений между синфазным и квадратурным каналами обработки дискретных сигналов. Действительно, даже при идеальной синхронизации, неравенство полос “прозрачности” линейной и нелинейной подсистемы Вольterra общей функциональной модели СВЧ радиоустройства приводит к различию условий селективности [5] для данных подсистем. Это в свою очередь, обуславливает невозможность полного устранения МСИ в отчетных (тактовых) точках (без применения специальных мер). С другой стороны в нелинейных системах цифровой связи происходит снижение эффективности конкретной и, особенно, квадратной обработки дискретных сигналов. В самом деле, фазовые ошибки вследствие амплитудно-фазовой конверсии и явлений типа АМ-ФМ приводят к дополнительным потерям при конкретном приеме символов. Кроме того, наличие ненулевых компонент перекрестных искажений между синфазным и квадратурным каналом приводит к нарушению их ортогональности и, следовательно, к ухудшению качества фильтрации квадратурных составляющих МСИ.

Известные оценки показывают [3], что при высококачественной синхронизации приемников дискретных сигналов влиянием «линейных» (МСИ) можно пренебречь уже при 50 – 70 % «запаса» по полосе (практически независимо от тока используемого фильтра). В тоже время результаты численного моделирования свидетельствуют о том, что для достаточного ослабления влияния МСИ в нелинейных СВЧ радиоустройствах в ряде случаев необходимо введение 80 – 100 % «запаса» по полосе пропускания для «малосигнального» режима и 120 – 200 % «запаса» для режима «большого сигнала». С другой стороны, целесообразно уменьшить ширину (т.е. повышать компактность) спектра передаваемых сигналов и снизить степень неравномерности (или, по крайней мере, степень асимметрии относительно несущей частоты) этого спектра. Указанные предложения дополняют известные требования точной настройки несущей частоты сигнала на центральную частоту полосы пропускания радиоустройства и уменьшения нестационарности огибающей этого сигнала во времени.

Необходимо отметить однако, что в некоторых случаях частотно-селективные (т.е. инерционные) свойства нелинейных процессов могут играть и определенную положительную роль. В качестве характерного для СВЧ диапазона волн и весьма важного в теоретическом и перспективного в практическом отношении примера можно указать, частотно-избирательное ограничение (ЧИО) уровня радиосигналов, в частности – путем прямого поглощения интенсивных составляющих этих сигналов на основе использования электронного парамагнитного резонанса [1, 3]. С учетом полученных выше результатов, свойственных ЧИО, эффект «концентрации» нелинейных компонентов в сравнительно узкой полосе поглощения в окрестности частоты ω_N , ограничиваемой интенсивной составляющей, может быть объяснен повышенной инерционностью нелинейных характеристик этих ограничителей. Это приводит к ярко выраженной резонансной (резкой) зависимости ядер Вольтерра $M(\bullet)$ нелинейного элемента ограничителей от частоты и, следовательно, к существенной узкополосности подсистем Вольтерра высших порядков общей функциональной модели данных ограничителей – по сравнению с полосой «прозрачности» линейной подсистемы указанной модели ($\Delta f_j \ll \Delta f_i, \forall j > 1$). Адекватное формальное математическое описание рассмотренной выше модели частотно-избирательного ограничителя может быть представлено следующим образом:

$$Y(f_1, f_2, \dots) \cong G(f_1)M_1(f_1)P(f_1)X(f_1) + \sum_{n=1}^m G(f_1 + f_{2n+1}) \left\{ \sum_{l=1}^L M_{2n+1}^{(l)}(f_1, \dots, f_{2n+1}) \right\} \prod_{i=1}^{2n+1} P(f_i)X(f_i). \quad (6)$$

Из выражения (10) следует, в частности, что в случае выполнения очевидного условия имеет место, причем данное нестрогое неравенство, как правило, выражается в строгое при неидеальных характеристиках частотной избирательности фильтра с передаточной функцией [5]. Необходимо отметить также достаточную универсальность предложенной выше общей функциональной модели, позволяющей описывать работу и характеристики практически всех известных типов [3] ЧИО: на основе взаимно-расстроенных резонансных контуров, каждый из которых содержит два встречно-включенных диода [3, 5], ферритовых ЧИО с параметрической генерацией субгармоник [3] и ЧИО с прямым поглощением интенсивных составляющих сигнала на основе использования ящериного магнитного резонанса или упомянутого выше электронного парамагнитного резонанса. При этом в наибольшей степени пригодном для реализации в СВЧ и КВЧ диапазонных волн случае, применительно к радиоустройствам ММД, реально достижимо уменьшение ширины полосы ло-

кализации частот нелинейных компонент сотен и даже десятков ГЦ.

Техническая реализация ЧИО и, в частности, основанных на использовании электронного парамагнитного резонанса, достаточно подробно описана в ряде известных работ и, в частности, в обзорной статье [5]. При этом представляет существенный теоретический интерес применение принципов теории адаптации для упрощения аппаратурной реализации ЧИО [3]. Отметим, что указанные механизмы адаптации нелинейной схемы в случае ЧИО с использованием электронного парамагнитного резонанса осуществляется весьма просто – изменением величины напряжения смещения, примененного к парамагнетикам [5]. При этом реализация устройств анализа нелинейных процессов на основе современных Фурье-процессоров также не представляет значительных трудностей [3]. Отсюда следует, что применение адаптивных методов обеспечивает существенное упрощение схем и аппаратурной реализации ЧИО.

Выводы. Проведенный выше анализ показал возможные пути повышения функционирования нелинейных радиоустройств, используемых, в частности, в космических системах дистанционного зондирования Земли. При этом актуальность данных исследований и соответственно выигрыш от использования результатов этих исследований возрастает в случае радиозондирования морской поверхности, когда значительно увеличивается влияние частотно-селективной среды распространения СВЧ и КВЧ радиоканалов за счет повышения активности подстилающей поверхности [2, 6].

ЛИТЕРАТУРА

1. Крэсснер Г.Н., Михаелс Дж.В. Введение в системы космической связи. – М.: Связь, 1967. – 392 с.
2. Лившиц И.И., Рожков В.М., Рябов Б.А. Использование ИСЗ для связи в диапазоне миллиметровых волн // Зарубежная электроника. – 1987. – № 5. – С. 41 – 49.
3. Иванов М.А. Согласование многокаскадных частотноизбирательных радиоприемных устройств с входными воздействиями // Радиотехника. – Х.: ХИРЭ. – 1983. – Вып. 65. – С. 70 – 73.
4. Пупков К.А., Капалин В.И., Ющенко А.С. Функциональные ряды в теории нелинейных систем. – М.: Наука, 1978. – 448 с.
5. Богданович Б.М. Состояние и использование теории и методов расчета цепей класса Вольтерра-Винери для проектирования приемно-усилительных трактов по критериям нелинейности. – Минск.: РТИ, 1977. – 100 с.
6. Ипполито Л.Дж. Влияние условий атмосферного распространения радиоволн на космические системы // ТИИЭР. – 1981. – Т. 69. – № 6. – С. 29 – 58.

Поступила 4.06.2003

ИЛЮШКО Виктор Михайлович, доктор технических наук, профессор, декан аэрокосмического факультета НАУ "ХАИ". Область научных интересов – системы управления летательными аппаратами.

КОЗЕЛКОВА Елена Сергеевна, студентка аэрокосмического факультета НАУ "ХАИ".
