

УДК 621.391.82

ОЦЕНИВАНИЕ ОТНОШЕНИЯ СИГНАЛ/ПОМЕХА ПРИ ДИСКРЕТНОМ НЕЛИНЕЙНОМ МОДЕЛИРОВАНИИ РАДИОПРИЕМА В СЛОЖНОЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ОБСТАНОВКЕ

Е.В. СИНЬКЕВИЧ

*Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
П. Бровка, 6, Минск, 220013, Беларусь*

Поступила в редакцию 15 сентября 2008

Предложено использовать метод оценивания отношения сигнал/помеха по минимуму мощности помехи совместно с технологией дискретного нелинейного анализа радиоприемников. Сравняется метод минимума мощности помехи с применяемыми в рамках технологии дискретного нелинейного анализа методами оценивания отношения сигнал/помеха (методом двух итераций и методом частотной селекции) по двум критериям: области применения и вычислительной эффективности.

Ключевые слова: радиопомехи, электромагнитная совместимость, отношение сигнал/помеха, метод минимума мощности помехи.

Введение

Для компьютерного моделирования радиоприема в сложной электромагнитной обстановке (ЭМО) разработана и успешно применяется технология дискретного нелинейного анализа (ДНА) [1–5], которой присущи следующие ценные для анализа электромагнитной совместимости (ЭМС) качества: моделирование в широком частотном и большом динамическом диапазонах, учет основных типов нелинейных эффектов (интермодуляция, блокирование, перекрестные искажения, преобразование шумов гетеродинов, амплитудно-фазовая конверсия), независимость времени моделирования от сложности ЭМО на входе приемника.

Рассмотрим состав группового сигнала на входе модели приемника. Существуют ситуации, в которых вполне допустимо выполнять моделирование радиоприемника (в рамках анализа ЭМС) при отсутствии полезного сигнала во входной смеси — примером такой ситуации является анализ интермодуляционных помех. Вместе с тем имеются эффекты (например, блокирование, перекрестные искажения), возникающие в результате нелинейного взаимодействия помехи с полезным сигналом [6] — для анализа таких эффектов необходимо моделировать радиоприемник при наличии во входной смеси как полезного сигнала, так и помех.

При моделировании радиоприемника в присутствии полезного сигнала и помех классическим критерием ЭМС является отношение сигнал/помеха (ОСП) [6], анализируемое, как правило, на входе демодулятора (краткий обзор критериев ЭМС, используемых в [7], выполнен в работе [8]). В настоящее время для оценивания ОСП в рамках технологии ДНА можно воспользоваться методом двух итераций (ДИ) [4] или методом частотной селекции (ЧС), однако, как показано ниже, эти методы имеют ряд недостатков, ограничивающих область их применения.

Цель данной работы — оценить недостатки методов ДИ и ЧС и предложить альтернативный метод оценивания ОСП для использования совместно с технологией ДНА.

Для достижения поставленной цели были решены следующие задачи: 1) охарактеризованы достоинства, недостатки и область применения методов ДИ (разд. 2) и ЧС (разд. 3); 2) выполнен обзор известных методов оценивания ОСП (разд. 4) и обоснован выбор метода минимума мощности помехи (ММП) [9, 10] для использования совместно с технологией

ДНА (разд. 5); 3) выполнено сравнение метода ММП с методами ДИ и ЧС по области применения (разд. 6) и вычислительной эффективности (разд. 7).

1. Особенности задачи оценивания ОСП

Известно, что задача оценивания ОСП сводится к разделению наблюдаемой реализации $x(t)$ на сигнальную $s(t)$ и помеховую $n(t)$ составляющие:

$$x(t) = s(t) + n(t) \quad (1)$$

с помощью той или иной априорной информации [11 – 14] (например, с помощью опорного сигнала $s_0(t)$). Отсюда следуют два обстоятельства.

1. Имеется принципиальная возможность использовать для оценивания ОСП известные методы приема сигналов на фоне помех [15 – 17].

2. Область применения всякого метода оценивания ОСП ограничена теми ситуациями, в которых этот метод позволяет (практически полностью) отделить полезный сигнал от помехи.

2. Метод двух итераций

Метод двух итераций (ДИ) реализуется по следующему алгоритму [4]. На первой итерации нелинейное моделирование приемника производится в отсутствие помех, и в результате вычисляется полезный сигнал $s(t)$ в исследуемой точке ТРО модели приемника. На второй итерации на вход нелинейной модели приемника подается смесь полезного сигнала с помехами, а по наблюдаемой в точке ТРО смеси $x(t)$ вычисляется реализация помехи $n(t)$ в соответствии с (1):

$$n(t) = x(t) - s(t). \quad (2)$$

Вычисления по формуле (2) в силу ее линейности можно выполнять и в спектральной области

$$\dot{N}(f) = \dot{X}(f) - \dot{S}(f), \quad (3)$$

где $\dot{N}(f)$, $\dot{X}(f)$, $\dot{S}(f)$ — спектры реализаций $n(t)$, $x(t)$, $s(t)$ соответственно.

Как следует из приведенного алгоритма, в методе ДИ постулируется неизменность полезного сигнала при отсутствии и при наличии помех — данное допущение целесообразно рассматривать как недостаток, ограничивающий область применения метода ДИ, поскольку на практике оно может нарушаться: возможно изменение амплитуды (эффект блокирования) или запаздывания (эффект амплитудно-фазовой конверсии (АФК) [18]) полезного сигнала. В результате при ярко выраженных эффектах блокирования или (и) АФК оценка ОСП, полученная методом ДИ, будет иметь большую погрешность.

Вторым недостатком метода ДИ является низкая вычислительная эффективность (см. разд. 7).

3. Метод частотной селекции

Метод селекции полезного сигнала по одному или нескольким параметрам (частоте, времени, направлению, поляризации, амплитуде и т.д. [19]) давно применяется в радиотехнике. Поскольку в технологии ДНА спектральное представление сигналов является базовым, то наиболее просто реализуется в рамках данной технологии селекция по частоте, которая и рассмотрена ниже. Вместе с тем указанные ниже особенности, как правило, сохраняются и при селекции сигнала по другим параметрам.

Сущность метода частотной селекции (ЧС) заключается в следующем: все спектральные составляющие, частоты которых попадают в заданное множество (в частном случае — в диапазон частот), считаются полезным сигналом, а остальные гармоники в спектре относятся к

помехе. Иными словами, метод ЧС использует априорную информацию о спектральном составе полезного сигнала.

Достоинство метода ЧС — простота технической реализации: не требуется повторного нелинейного моделирования (как в методе ДИ) и сложных вычислений (как в методе ММП — см. разд. 6).

Благодаря простоте аппаратной реализации принцип разделения сигнала и помехи по частоте находит широкое применение при измерении ОСП, например, методами SINAD [7, Rec. 852] и NPR [7, Rec. SM.1446]. В работе [20] приведен пример использования метода NPR для экспериментального подтверждения результатов оценивания ОСП, полученных методом ММП.

Недостаток метода ЧС — невозможность отделить от полезного сигнала те составляющие помехи, которые совпадают с сигналом по частоте (в частном случае – попадают в полосу частот сигнала). Данный недостаток ограничивает область практического применения метода ЧС теми ситуациями, в которых имеется априорная информация о выполнении следующих двух условий: 1) основная часть мощности помех сосредоточена вне полосы частот полезного сигнала; 2) мощность помех, попадающих в полосу полезного сигнала, невелика по сравнению с мощностью самого сигнала.

4. Обзор методов оценивания ОСП

Классифицируем известные методы приема сигналов на фоне помех и методы оценивания ОСП по предъявляемым ими требованиям к свойствам полезного сигнала (ср. с классификацией из [15]) и помехи.

А. По требованиям к полезному сигналу будем различать: А1) методы, в которых форма полезного сигнала считается известной; А2) методы, не использующие информацию о форме сигнала.

Методы группы А1 разделим на А1.1) методы, вводящие ограничения на форму полезного сигнала (например, в [21] полезный радиосигнал должен иметь угловую модуляцию, а в [22] — фазовую манипуляцию) и А1.2) методы, не вводящие таких ограничений (метод оценивания параметров, включая статистически оптимальные методы [15, 16] и метод ММП; метод фильтрации изменяющихся во времени параметров [15 – 17]).

К группе А2 следует отнести: А2.1) метод селекции по параметрам (см. разд. 3); А2.2) метод фильтрации (сигнал считается случайным процессом с известными вероятностными характеристиками) [15 – 17]; А2.3) метод ДИ (см. разд. 2), в котором полезный сигнал вычисляется на первой итерации; А2.4) метод наилучшей линейной аппроксимации [23], использованный в [14].

В. По требованиям к помехе выделим следующие группы методов:

В1. Методы, в которых форма помехи считается известной (например, в [21] помехой является радиосигнал с угловой модуляцией).

В2. Методы приема сигналов и оценивания ОСП на фоне гауссовского шума: белого [15, 16, 22, 24–28] или "окрашенного" [15, 16].

В3. Методы, предназначенные для работы на фоне негауссовских помех. Например, в методе проекции помехи (interference projection) и в методе подпространств (subspace-based SIR estimation) помеха считается некоррелированным с сигналом белым шумом [11–13, 29], хотя это и не указано явно, но следует из представления корреляционной матрицы R дискретного наблюдения в виде

$$R = R_S + \sigma_{I+N}^2 I, \quad (4)$$

где R_S — корреляционная матрица сигнала; σ_{I+N}^2 — мощность помехи; I — единичная матрица.

Методы, представленные в [17], используют априорную информацию об одномерном распределении вероятности помехи в форме белого шума или о двумерном распределении коррелированной негауссовской (марковской) помехи.

В4. Методы, не делающие предположений о характере помехи: метод ДИ; метод ММП; метод наилучшей линейной аппроксимации [23].

5. Выбор метода оценивания ОСП

Сформулируем требования к методам оценивания ОСП, накладываемые спецификой задачи моделирования радиоприемника с целью экспресс-анализа ЭМС.

1. При моделировании приемника форма полезного сигнала известна: даже если полезный сигнал является случайным (примеры таких ситуаций приведены в [15]), то моделирование приемника методом ДНА в задачах экспресс-анализа ЭМС выполняется для конкретной реализации сигнала [1, 3, 4]. В качестве примеров приведем ряд типовых для задачи моделирования ситуаций:

S1) Форму полезного сигнала на входе модели приемника можно задать сигналом с выхода модели передатчика полезного сигнала или (если используемая модель среды распространения радиоволн не искажает полезный сигнал) сигналом на входе приемника, полученным от указанного передатчика. Если передатчик полезного сигнала не моделируется, то полезный сигнал задается непосредственно на входе модели приемника.

S2) При оценивании ОСП в модели линейной части приемника (от входа приемника до входа демодулятора) форму полезного сигнала можно вычислить, построив параллельно нелинейной модели приемника модель идеализированного тракта приема (без шумов и искажений), на вход которого воздействует только полезный сигнал.

S3) При оценивании ОСП после демодулятора можно воспользоваться приемом S2 или задать форму полезного сигнала модулирующим сигналом из модели передатчика.

Поскольку форма полезного сигнала известна, то целесообразно потребовать, чтобы метод оценивания ОСП использовал эту информацию и, кроме того, был универсальным, т.е. сохранял работоспособность при любой форме сигнала. Таким образом, метод должен относиться к группе А1.2.

2. Чтобы обеспечить возможность оценивания ОСП в любой точке нелинейной модели приемника и при любой помеховой обстановке, целесообразно наложить требование непараметричности метода оценивания ОСП по отношению к помехе: метод должен принадлежать к группе В4.

Единственным известным автору методом, относящимся к группам А1.2 и В4 одновременно, является метод ММП.

6. Метод минимума мощности помехи

Метод минимума мощности помехи (ММП) [9, 10] использует в качестве априорной информации о полезном сигнале $s(t)$ опорный сигнал $s_0(t)$ и постулирует совпадение по форме сигналов $s(t)$ и $s_0(t)$. Поскольку масштабирование (усиление, ослабление) сигнала в K_0 раз и запаздывание сигнала на время τ_0 традиционно не считаются искажениями [30], то указанное совпадение по форме означает

$$s(t) = K_0 s_0(t - \tau_0), \quad K_0 > 0, \quad \tau_0 \geq 0. \quad (5)$$

Подставив (5) в (1), получим

$$x(t) = K_0 s_0(t - \tau_0) + n(t). \quad (6)$$

В соответствии с принципом ММП параметры K_0 и τ_0 в (6) следует выбрать так, чтобы минимизировать среднюю мощность помехи $n(t)$ — решение данной задачи приведено в [10]. Подчеркнем следующую особенность: при совместной оценке параметров приведенными в [15, 16] методами минимизируются средние (по ансамблю $X(t)$ реализаций $x(t)$) квадраты ошибок оценок K_0^* и τ_0^* параметров K_0 и τ_0 , а метод ММП минимизирует средний (по одной

реализации $x(t)$) квадрат помехи $n(t)$. Отметим также возможность реализации метода ММП на основе комплексных огибающих [20].

Особенность использования метода ММП совместно с технологией ДНА состоит в том, что исходными данными для оценивания ОСП являются не реализации $x(t)$ и $s_0(t)$, а их спектры $\dot{X}(f)$ и $\dot{S}_0(f)$. Поэтому вычислительно эффективной будет реализация метода ММП в частотной области [9]; детали реализации рассмотрены в [31].

Ограничение на область применения метода ММП следует из определения (5) и результатов разд. 1: если моделирование приемника выполняется с точностью до несущей (когда на полосу основного канала приема приходится один частотный дискрет [1–4]), то на выходе тракта промежуточной частоты полезный сигнал и помеха, как правило, являются гармоническими колебаниями одинаковой частоты, т.е. совпадают по форме, — следовательно, их невозможно разделить методом ММП. В данной ситуации следует уменьшить шаг дискретизации спектров или провести раздельный анализ помех по следующему алгоритму: 1) выполнить моделирование приемника при отсутствии полезного сигнала во входной смеси и устранить наблюдаемые виды помех (помехи по основному и побочным каналам приема, прямое прохождение помех, интермодуляционные помехи, преобразование шумов гетеродинов [6]); 2) методом ДИ исследовать блокирование полезного сигнала, учитывая возможность изменения фазы сигнала вследствие АФК.

7. Вычислительная эффективность методов оценивания ОСП

Вычислительную эффективность методов оценивания ОСП, используемых при моделировании радиоприемника средствами ДНА, целесообразно оценивать показателем

$$\sigma = \frac{t_0}{t_1} = \frac{t_0}{t_0 + t_{SIR}}, \quad 0 < \sigma \leq 1, \quad (7)$$

где t_0 — длительность моделирования приемника без оценивания ОСП; t_1 — длительность моделирования приемника с оцениванием ОСП (в одной точке модели); t_{SIR} — время оценивания ОСП.

Наибольший практический интерес представляет асимптотический случай, когда количество отсчетов в спектральных моделях велико и, следовательно, затраты времени на моделирование приемника существенны – при этом (как показывает практика) основную часть времени занимает вычисление быстрых преобразований Фурье (БПФ).

Сравним по асимптотической вычислительной эффективности методы ДИ, ЧС, ММП.

При оценивании ОСП методом ДИ для получения сигнальной составляющей $s(t)$ наблюдаемого процесса $x(t)$ требуется дополнительный цикл нелинейного моделирования, поэтому можно принять $t_{SIR} \approx t_0$; тогда вычислительная эффективность (7) метода ДИ $\sigma_{ДИ} \approx 1/2 = 50\%$.

Для реализации метода ЧС не требуется выполнять БПФ, поэтому временем оценивания ОСП в (7) можно пренебречь, т.е. считать вычислительную эффективность метода ЧС $\sigma_{ФС}$ равной 100%.

Вычислительная эффективность метода ММП σ_{IPM} растет с увеличением сложности нелинейной модели приемника (так как при этом время t_0 в (7) возрастает, а t_{SIR} остается постоянным) и зависит от точки приемного тракта, в которой оценивается ОСП (тракт радиочастоты / промежуточной частоты / низкой частоты). В [31] выполнен анализ асимптотической вычислительной эффективности σ_{IPM} для максимально простой нелинейной модели приемника в виде типового радиотехнического звена (такая модель [16] находит применение в задачах анализа ЭМС [1, 5]): для нелинейности 3-го порядка $\sigma_{IPM} \approx 50\% = \sigma_{ДИ}$, уже для полинома 7-го порядка σ_{IPM} возрастает до $2/3 \approx 67\%$, а для сложных моделей, содержащих большое количе-

ство нелинейных звеньев, описываемых полиномами высоких порядков, значение σ_{IPM} приближается к 100%.

Заключение

Метод ММП позволяет оценить суммарное влияние всех видов помех и нелинейных эффектов на ОСП, обладает относительно высокой вычислительной эффективностью и может быть рекомендован к применению совместно с технологией ДНА.

ESTIMATION OF SIGNAL-TO-INTERFERENCE RATIO FOR DISCRETE NONLINEAR SIMULATION OF RADIO RECEIVERS OPERATING IN SEVERE ELECTROMAGNETIC ENVIRONMENT

E. V. SINKEVICH

Abstract

It is proposed to use the method of signal-to-interference ratio estimation by the minimum of interference power in combination with the technique of discrete nonlinear analysis of radio receivers. The method of the interference power minimum is compared to the signal-to-interference ratio estimation methods being used in the framework of the discrete nonlinear analysis (method of two iterations and frequency selection method) in terms of applicability and computational efficiency.

Литература

1. Мордачев В.И. // Тр. IX Междунар. Вроцлавского симпозиума по ЭМС. 1988. С. 565–570.
2. Loyka S.L., Mosig J.R. // Intern. J. RF and Microwave CAE. 2000. Vol. 10, No. 4. P. 221–237.
3. Mordachev V.I., Sinkevich E.V. // Proc. of 19th Intern. Wroclaw Symp. on EMC. 2008. P. 423–428.
4. EMC-Analyzer. Mathematical models and algorithms of electromagnetic compatibility analysis and prediction software complex. Minsk, 2002. Vol. 2. P. 36.
5. Mordachev V.I., Litvinko P.A. // Proc. of 17th Intern. Wroclaw Symp. on EMC. 2004. P. 119–122.
6. Петровский В.И., Седельников Ю.Е. Электромагнитная совместимость радиоэлектронных средств. М., 1986.
7. International Telecommunication Union. ITU-R Recommendations. Edition 2008-2. Geneva, 2008.
8. Кантор Л.Я. // Электросвязь. 2004. № 10. С. 23–25.
9. Jeruchim M.C., Balaban P., Shanmugan K.S. Simulation of communication systems: modeling, methodology and techniques. 2nd ed. New York, 2000. P. 678.
10. Tranter W.H. et al. Principles of communication systems simulation with wireless applications. Upper Saddle River, 2004.
11. Andersin M., Mandayam N.B., Yates R.D. // 46th IEEE Veh. Technol. Conf. 1996. P. 1155–1159.
12. Ramakrishna D., Mandayam N.B., Yates R.D. // IEEE Trans. Veh. Technol. 2000. Vol. 49, No. 5. P. 1732–1742.
13. Wang L.-C., Wang C.-W. // 54th IEEE Vehicular Technology Conf. 2001. P. 752–756.
14. Lavrador P.M., Carvalho N.B., Pedro J.C. // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 2004. Vol. 52, No. 3. P. 813–822.
15. Ван Трус Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. М., 1972. Т. 1. Гл. 1.
16. Левин Б.Р. Теоретические основы статистической радиотехники. 2-е изд. М., 1974. Т. 1. С. 274.
17. Шелухин О.И. Негауссовские процессы в радиотехнике. М., 1999.
18. Амплитудно-фазовая конверсия / Под ред. Г.М. Крылова. М., 1979. С. 31.
19. Апорович А.Ф. Проектирование радиотехнических систем: Учеб. пособие. Мн., 1988. С. 31.
20. Rafie M.S., Fernandez J.L., Shanmugan K.S. // IEEE Global Telecomm. Conf. 1992. Vol. 2. P. 700–706.
21. Kozono S. // IEEE Trans. Vehicular Technology. 1987. Vol. 36, No. 1. P. 7–13.
22. Linn Y. // IEEE Trans. Wireless Communications. 2004. Vol. 3, No. 6. P. 1984–1988.
23. Бендат Дж., Пирсол А. Прикладной анализ случайных данных. М., 1989. С. 188.
24. Pauluzzi D.R., Beaulieu N.C. // IEEE Trans. Communications. 2000. Vol. 48, No. 10. P. 1681–1691.
25. Simon M.K., Dolinar S. // IEEE Trans. Communications. 2005. Vol. 53, No. 6. P. 1063–1073.
26. Sampath A., Jeske D.R. // 2001 IEEE Intern. Conf. on Communications. 2001. Vol. 8. P. 2499–2503.
27. Fahrner A., Dieterich H., Frey T. // 56th IEEE Vehicular Technology Conf. 2002. P. 1274–1278.
28. Jingyu H. et al. // 60th IEEE Vehicular Technology Conf. 2004. P. 24–27.
29. Andersin M. // 47th IEEE Vehicular Technology Conf. 1997. P. 1089–1093.
30. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. М., 2003.
31. Синькевич Е.В. // Отчет о НИР / БГУИР. Минск, 2007. № ГР 20042538. С. 155–168.