

УДК 621.3.049.77

О. В. Непомнящий, К. В. Кондратьев, В. Н. Сергеевич

*Институт космических и информационных технологий
Сибирского федерального университета
ул. Киренского, 26, Красноярск, 660074, Россия*

Kondratyev-37@mail.ru

МЕТОД КОМПЕНСАЦИИ РЕВЕРБЕРАЦИОННЫХ ПОМЕХ, ОСНОВАННЫЙ НА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОМ ВЫЧИСЛЕНИИ СИГНАЛА КОРРЕКЦИИ *

Предложен метод, позволяющий поднять уровень усиления сигнала в системах с обратной связью без искажения сигнала и без возникновения возбуждения вследствие реверберационных помех. Метод основан на предварительном вычислении сигнала коррекции. Рассмотрены способы определения импульсной переходной характеристики. Показана высокая эффективность предложенного метода, которая достигается за счет применения высокоскоростного процессора обработки сигнала. Полученные результаты предварительных испытаний на действующем оборудовании позволили отметить значительную степень подавления реверберационных помех в отличие от существующих подходов.

Ключевые слова: цифровая обработка сигнала, компенсация реверберационных помех, цифровой сигнальный процессор, алгоритм.

Введение

На современном этапе развития вычислительных систем и методов передачи информационных сигналов в каналах беспроводной связи наиболее актуальными являются задачи сохранения целостности передаваемой информации. Это, в первую очередь, обусловлено широким спектром применения таких систем, к которым следует отнести системы гражданской и стратегической связи, встраиваемые системы для звуковоспроизводящей аппаратуры (слуховые аппараты, тактические, летные шлемы и гарнитуры приемопередающей радиоаппаратуры), модули обработки информационных сигналов для медицинского, научно-исследовательского и промышленного оборудования и проч. Наиболее негативным эффектом проявления реверберационных помех является возникновение петли отрицательной обратной связи в режиме приема сигнала сенсором. Данный эффект можно наблюдать практически во всех системах с положительной обратной связью [1].

Таким образом, актуальность решения задач подавления помех, возникающих при передаче и обработке сигналов на низкой частоте в воздушном пространстве, не вызывает сомнений.

* Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации (контракт № 14.578.21.0021).

Непомнящий О. В., Кондратьев К. В., Сергеевич В. Н. Метод компенсации реверберационных помех, основанный на предварительном вычислении сигнала коррекции // Вестн. Новосиб. гос. ун-та. Серия: Информационные технологии. 2015. Т. 13, вып. 1. С. 91–96.

Существующие методы подавления реверберационных помех

Хорошо известно, что условия для возникновения автоколебаний возникают в том случае, когда на некоторой частоте петлевой коэффициент усиления в системе становится ≥ 1 и петлевой сдвиг фазы равен $2\pi n$ (n – целое) [2]. Известные подходы к решению означенной проблемы, выраженные в целом ряде устройств шумоподавления [2-6], в той или иной степени подавляют реверберационные помехи, но не решают эту проблему полностью. При технической реализации таких систем используются технологии, направленные только на предотвращение возбуждения. Простейшие из них при возникновении возбуждения просто снижают общий коэффициент усиления системы, устанавливая его < 1 во всем рабочем диапазоне частот [3; 4]. Другие – «вырезают» из сигнала, выдаваемого в систему, узкие полосы частот, на которых возникает возбуждение [5]. Более совершенные и сложные системы тем или иным способом сдвигают диапазон воспроизводимых частот по отношению к входному сигналу [6].

В рамках проводимых исследований авторами был выполнен ряд экспериментальных работ с различными типами подобных систем. Эксперименты показывают, что все эти устройства снижают уровень усиления сигнала и / или искажают его. При этом малые искажения хорошо заметны и существенно ухудшают целостность сигнала.

Метод компенсации реверберационных помех

Предлагается метод, позволяющий поднять уровень усиления сигнала в системах с обратной связью без искажения сигнала и без возникновения возбуждения вследствие возникновения реверберационных помех. Этот метод близок к методу, предложенному в работе [7]. Однако в нем имеются существенные отличия в понимании природы компенсации, расчета сигнала коррекции и, как следствие, методе построения фильтра.

Построение математической модели метода сводится к линеаризации качественных и количественных свойств нелинейной системы, подверженной самовозбуждению вследствие РВП. При линейном подходе к решению означенной задачи для сигнала будет справедлив принцип суперпозиции, а помеха будет носить аддитивный характер. В построенной модели замкнутого пространства в некоторый момент времени t в приемнике системы суммируются два сигнала (рис. 1): полезный и «паразитный» (излучаемый источниками сигнала).

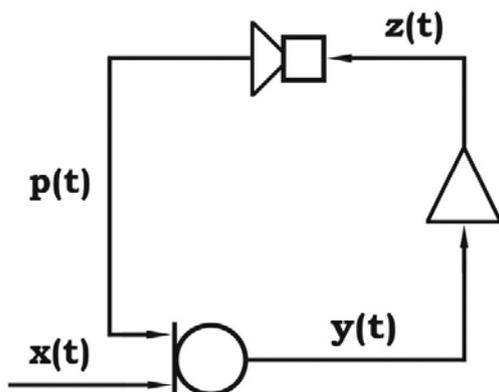


Рис. 1. Схема возникновения возбуждения: $y(t)$ – общий сигнал, поступающий из приемника в тракт, $x(t)$ – полезный сигнал и $p(t)$ – «паразитный» сигнал, поступающий из системы в виде неоднократно отраженных волн

Так как

$$y(t) = x(t) + p(t), \quad (1)$$

то можно выразить полезный сигнал $x(t) = y(t) - p(t)$ и только его подать далее в усилительную систему. Тем самым разомкнуть (или сильно ослабить) обратную связь.

Сигнал $z(t)$, поступающий на излучатели, принимается известным, и считается, что именно он (и только он), пройдя далее через излучатели, воздушную среду исследуемого пространства и достигнув приемника, порождает «паразитный» сигнал $p(t)$.

Сигнал помехи определяется как $p(t) = L\{z(t)\}$, где $L\{\}$ – оператор, представляющий математическую модель исследуемого пространства, преобразующий $z(t)$ в $p(t)$.

Исходя из того факта, что подобные системы являются квазилинейными, делается достаточно обоснованное предположение о том, что оператор $L\{\}$ – линейный. Помеха $p(t)$ выражается как свертка сигнала $z(t)$ с импульсной переходной характеристикой $h(\tau)$ приемопередающего тракта, включающего излучатель и среду распространения сигнала:

$$p(t) = \int_0^{\infty} h(\tau) z(t - \tau) d\tau. \quad (2)$$

Формула (2) – определенный интеграл в пределах от 0 до бесконечности. В частотной области для спектров сигналов это соотношение выражается формулой

$$P(\omega) = H(\omega) \cdot Z(\omega). \quad (3)$$

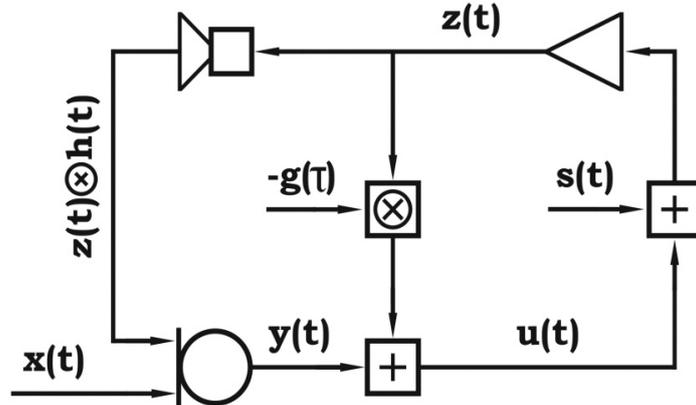
Перейдя для (1) в частотную область, полагая $Z(\omega) = Y(\omega)$ и используя (3), получим

$$Y(\omega) = \frac{X(\omega)}{1 - H(\omega)}.$$

Данное выражение показывает, насколько тракт искажает частотную характеристику полезного сигнала. Самовозбуждение возникает на частотах, для которых знаменатель равен 0.

Если известна оценка для $h(\tau)$ (обозначим ее $g(\tau)$), то имеется возможность скомпенсировать искажения частотной характеристики и подавить эхо-сигнал, причем чем точнее эта оценка, тем качественней будет осуществлена фильтрация (рис. 2).

Рис. 2. Блок-схема компенсации сигнала



На схеме символ \otimes означает свертку согласно выражению (2). Сигнал $s(t)$, показанный на блок-схеме суммирует все сторонние сигналы в тракте (помехи, сигналы от сторонних излучателей и др.). Во временной области данная схема описывается уравнениями

$$y(t) = x(t) + h(t) * z(t);$$

$$u(t) = y(t) - g(t) * z(t).$$

Подставляя первое уравнение во второе, получаем

$$u(t) = x(t) + \{h(t) - g(t)\} * z(t) \quad (* - \text{свертка}).$$

При $h(t) = g(t)$ эхо-сигнал будет полностью подавлен, поскольку $u(t) = x(t)$, что и означает отсутствие обратной связи. Особо отметим, что будет подавлено не только эхо входного сигнала, но и прохождение через данный приемник той части «паразитного» сигнала, которая порождена эхо-сигналом $s(t)$.

Для простейшей модели, когда излучатель и приемник можно считать точечными, находящимися на расстоянии L друг от друга, переходная характеристика определяется как

$$h(\tau) = \alpha * \delta\left(\tau - \frac{L}{C}\right),$$

где α – константа (нормирующий коэффициент, зависящий от расстояния L и «эффективности» излучателей); δ – дельта-функция; C – скорость звука в среде распространения.

В этом случае, с учетом выражения (2), «паразитный» сигнал $p(t)$ представляет собой сигнал $z(t)$, задержанный на время его распространения от излучателя до приемника.

Как следует из (2), $h(\phi)$ является откликом системы на воздействие короткого импульса в виде $\delta(\tau)$ дельта-функции. Таким образом, если в отсутствие «полезного» сигнала сформировать сигнал $z(t)$ в виде такого короткого импульса, то на выходе сенсора-приемника мы будем иметь сигнал $y(t)$, совпадающий с импульсной переходной характеристикой $h(\tau)$.

Можно и далее усложнять физическую модель системы, но с введением реальных отражающих поверхностей в пространстве ее сложность существенно возрастает, а точность модели падает.

Вследствие этого найти аналитическое выражение для $h(\phi)$ для реальных замкнутых систем с обратной связью и излучателей практически невозможно. Но эту функцию можно получить экспериментально. Как следует из (2), $h(\phi)$ является откликом системы на воздействие короткого импульса в виде $\delta(\phi)$ дельта-функции. Таким образом, если в отсутствие «полезного» сигнала сформировать сигнал $z(t)$ в виде такого короткого импульса, то на выходе сенсора-приемника мы будем иметь сигнал $y(t)$, совпадающий с импульсной переходной характеристикой $h(\phi)$.

Можно предложить и более совершенную процедуру определения $h(\phi)$. Например, можно воздействовать на систему серией таких импульсов, разделенных интервалами времени достаточно большими для того, чтобы отклики на разные импульсы не перекрывались, после чего провести процедуру усреднения во временной или частотной области.

Другой возможный способ – формировать сигнал $z(t)$ в виде «белого шума», тогда импульсную переходную характеристику $h(\phi)$ можно получить, вычисляя отношение автоспектра $y(t)$, к взаимному спектру сигналов $z(t)$ и $y(t)$ и выполняя обратное преобразование Фурье.

Представляется вполне разрешимой также задача оценки $h(\phi)$ по любому реальному сигналу $s(t)$, поступающему в систему и далее через излучатели достигающего микрофона, если сам сигнал $z(t)$ при этом регистрируется.

В рамках проводимых исследований не ставится задача выявления наиболее эффективного способа получения импульсной переходной характеристики сигнального тракта. Однако следует отметить, что при описанном подходе тонкости распространения сигнала в замкнутой системе (включая неравномерность АЧХ-излучателей), а также все реверберационные свойства системы проявятся именно в $h(\phi)$.

Выводы

Таким образом, предложенный метод позволяет в режиме реального времени осуществить построение модели помеховой обстановки еще до ее возникновения и поступления сигнала на сенсор-приемник, за счет чего осуществляется компенсация исключения помехи из обще-

го сигнала, подаваемого на усилительный тракт. Для вычисления сигнала коррекции, при линейном подходе к решению означенной задачи, требуется достаточно точная оценка переходной характеристики обратного сигнального тракта. Однако заметим, что в этом случае предложенный подход требует мощного вычислителя, находящегося непосредственно за сенсором-приемником. Такой вычислитель был реализован на базе высокопроизводительного сигнального процессора и позволяет вычислять свертку текущего сигнала с импульсной переходной характеристикой, длина которой не меньше времени реверберации сигнала. Причем все вычисления происходят за время, равное интервалу дискретизации сигнала с сенсора-приемника.

Отметим, что предложенное решение в области компенсации помех обратного сигнального тракта и полученные результаты экспериментов на действующем оборудовании позволяют с уверенностью утверждать о наличии решения задачи подавления реверберационных помех при использовании предлагаемого метода.

Список литературы

1. Галиев А. Л. Об ослаблении акустической обратной связи методом транспонирования спектра сигнала // Датчики, системы. 2001. № 10. С. 51-55 .
2. Булгака В. Б., Ефимова А. П. Техника проводного вещания и звукоусиления. М.: Радио и связь, 1985
3. Скучик Е. Основы акустики. М.: Мир, 1976. Т. 2.
4. Васильев В. А. Зарубежные радиолобительские конструкции. М.: Радио и Связь, 1982.
5. Тартаковский Б. Д. Ультразвуковые интерференционные фильтры с изменяемыми частотами пропускания // Акустический журнал. 1957. Т. 3, № 2. С. 183-191.
6. Ржевкин С. Н., Курс лекций по теории звука // М., 1960; 336 с
7. Аношенко А. Е., Петровский А. А. Перцептуальный метод повышения качества частотно-ограниченного речевого сигнала: одноканальный вариант, комбинированная система, частотный подход. Минск, 2003.

Материал поступил в редколлегию 08.04.2015

O. V. Nepomnyaschiy, K. V. Kondratjev, V. N. Sergeevich

*Institute of Space and Information Technologies of SFU
st. Kirensky 26, Krasnoyarsk, 660074, Russia*

Kondratyev-37@mail.ru

PAYMENT METHOD REVERBERATION NOISE BASED ON PRE-CALCULATED SIGNAL CORRECTION

We propose a method which allows to raise the level of signal amplification systems with feedback signal without distortion and without the occurrence of excitation due to reverberation noise. The method is based on a preliminary calculation of the correction signal. The methods of determining the impulse response characteristics. The high efficiency of the proposed method, which is achieved through the use of high-speed signal processor. The obtained results of preliminary tests on the existing equipment will allow to note a considerable degree of suppression of reverberation noise in contrast to existing approaches.

Keywords: digital signal processing, compensation reverberation noise, a digital signal processor algorithm.

References

1. Galiev A. L. A weakened acoustic feedback by the transposition of the signal sensors. *Systems*, 2001, № 10, p. 51-55.
2. Bulgakov V. B., Efimov A. P. Technique wire broadcasting and sound reinforcement. Moscow, Radio and Communication, 1985.
3. Skuchik E. Fundamentals of acoustics. Moscow, Mir, 1976, vol. 2.
4. Vasilev V. A. Foreign amateur radio designs. Moscow, Radio and Communication, 1982.
5. Tartakovsky B. D., Ultrasonic interference filters with variable transmission frequencies. *Acoustic Magazine*, 1957, vol. 3, № 2, p. 183-191.
6. Rzhavkin S. N., Lectures on the theory of sound. Moscow, 1960.
7. Anoshenko A. E., Petrovsky A. A. The perceptual method of improving the quality of frequency-limited speech signal: the combined single-channel system, the frequency approach. Minsk, 2003. p