В схему FPAA2 дополнительно введен КАБ ФНЧ с частотой среза равной минимальной частоте в спектре входного сигнала Uвх. В схеме FPAA1 оставлен только КАБ усилителя с коэффициентом усиления соответствующим М=1. Дополнительные внешние блоки не требуются.

Использование микросхем ПАИС даёт преимущество не только в точности, но и в сокращении количества внешних элементов. А часто и в их отсутствии, т.к. можно использовать свободные элементы микросхем ПАИС. Кроме того возможно изменение параметров КАБ или структуры схемы, обрабатывающей сигналы непосредственно во время работы устройства.

Список использованных источников

1. Щерба А. Программируемые аналоговые схемы Anadigm. Использование виртуальных генераторов сигналов в САПР AnadigmDesigner2 [Текст] /А. Щерба //Компоненты и технологии. -2015 -№ 12. С.12-18.

2. Петросянц К.О. Электроника интегральных схем [Текст]/К.О. Петросянц. М:Солон-Пресс, 2017. – 556 с.

УДК 621.398

ИМПУЛЬСНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ВОДНОЙ ЛИНЗЫ ПРИ РАССЕЯНИИ НЕСТАЦИОНАРНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ

С.А. Маркелов
«Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П.Королева», г.Самара

Мониторинг дорожных конструкций в последнее время становится ощутимой потребностью, удовлетворения которой требуют задачи реконструкции и ремонта дорожного покрытия. Однако выделяемых средств на мониторинг часто недостаточно и на первый план выступает выбор максимально экономных и мобильных методов мониторинга. Используемый в настоящее время контроль состояния дорожной одежды по кернам, полученным в результате бурения керноотборником сравнительно экономичен, но обладает и недостатками по сравнению с приборами неразрушающего контроля.

С другой стороны, радиотехнические методы неразрушающего контроля нельзя назвать экономичными, но они позволяют получить детальную информацию о состоянии дорожного покрытия в короткие сроки, что при использовании упомянутых стандартных методов бурения достаточно сложно, а иногда и невозможно.

Таким образом в распоряжении дорожников есть целый спектр методов контроля разной степени эффективности и экономичности. Одним из элементов этого спектра можно считать методы радиоволновой идентификации опасного объекта в дорожной одежде автотрассы или под ней. Радиоволновая идентификации подразумевает процесс сравнения принятого сигнала, рассеянного неоднородностью, с реперной импульсной характеристикой при облучении неоднородности сверхкоротким импульсом. Для этого необходимо формирование базы данных, в которых содержатся импульсные характеристики эквивалентных неоднородностей различных неоднородностей и структур материальных сред, созданных на основе численного моделирования полей, рассеянных неоднородностями. Построению таких моделей и посвящена данная работа.

Будем считать, что эллипсоид сложен из воды, заполняющей полость в дорожной одежде автотрассы, то есть из материала с большой относительной диэлектрической проницаемостью (около 81) и большой проводимостью (0.1 ...1 См/м). Будем считать, что эллипсоид существенно удален от границы раздела «воздух-асфальт» и на него из воздуха падает плоская электромагнитная волна. Расположим начало декартовой системы координат в точке пересечения осей эллипсоида, а в точке с радиус-вектором $\bar{R}$, находящейся в воздушном полупространстве, разместим приемную антенну, которая принимает рассеянное в направлении радиус-вектора поле Y(t). Принятый сигнал связан с падающим соотношением

$$Y(t) = \int_{-\infty}^{\infty} \mathrm{X(t)} \cdot \dot{\mathrm{h}}(\mathrm{t} - \tau)\mathrm{d}\tau \ ,$$

где X(t) – излученный в направлении $\bar{R}$ сигнал, *Y(t)* — принятый с того же направления сигнал, *h(t)* – комплексная импульсная характеристика, а интеграл берется в пределах существования сигнала (обычно бесконечных). По определению импульсная характеристика есть реакция канала распространения на дельта-импульс, однако на практике приходится использовать импульсы, имеющие ограниченный спектр, а значит реально мы имеем дело с импульсной характеристикой, ширина полосы частот которой определяется спектром зондирующего импульса («сглаженная импульсная характеристика»). Импульсная характеристика несет информацию о форме объекта (для этого нужно в заданных пределах менять положение радиус-вектора и находить отдельные реализации импульсной характеристики) и может использоваться для распознавания объектов.

Установление связи импульсной характеристики с формой объекта и положением радиус-вектора может проводиться численными методами, однако такой подход требует дорогого программного обеспечения и значительных затрат памяти и машинного времени. Положение существенно облегчится, если предварительно решить задачу рассеяния плоской волны на объекте. При этом обычно используется метод интегральных уравнений, однако соответствующие вычислительные средства опять же являются чрезвычайно емкими по затратам компьютерной памяти и времени из-за необходимости вычисления большого числа поверхностных или объемных интегралов. В настоящей работе для уменьшения потребных вычислительных средств предлагается предварительно отобразить плоское пространство в пространство с тремя направлениями сжатия (по направлениям осей эллипсоида). В результате эллипсоид превратится в шар, дифракция на котором хорошо изучена [1].

Итак, пусть есть эллипсоид с полуосями

$$c < b < a$$

и декартовая система координат, ориентированная по осям эллипсоида так, что

$$\left.\begin{matrix} a & \in & x \\ b & \in & y \\ c & \in & z \end{matrix}\right\}.$$

Вводим новую систему координат u, v, w так, что

$$\left.\begin{aligned} w &= z \\ y &= c\cdot\frac{e^{\lambda_3 V}-1}{e^{\lambda_4 V}+1} \\ \lambda &= c\,\frac{e^{\lambda_1 U}-1}{e^{\lambda_2 U}+1} \end{aligned}\right\}. \tag{1}$$

При такой деформации эллипсоид схлопывается в шар радиуса *C*. Введем достаточно большое расстояние S_{max} , на котором еще учитывается рассеянное поле (актуальная бесконечность) и будем считать, что преобразованиями (1) бесконечно удаленные по U и V точки переводятся на поверхность цилиндра радиуса S_{max} в декартовой системе координат. Отсюда получаем соотношения для расчета λ_i :

$$\left.\begin{matrix} \propto_i = 0 & \Longrightarrow & \beta_i = 0 \\ \propto_i = c & \Longrightarrow & \beta_i = \begin{cases} a, & i = 1 \\ b, & i = 2 \end{cases} \\ \propto_i = \infty & \Longrightarrow & \beta_i = \begin{cases} \infty, & i = 3 \\ S_{max}, & i = 1{,}2 \end{cases} \end{matrix}\right\},$$

где

$$\langle\alpha\rangle = \{U, V, W\},$$
$$\langle\beta\rangle = \{x, y, z\}.$$

В точке приема рассеянного поля не протекают токи и нет зарядов, поэтому система уравнений Максвелла для поля принимает вид [2,3].

$$\left.\begin{aligned} \frac{\partial f_{ik}}{\partial x_n} = 0 \\ \frac{\partial F_{ik}}{\partial x_m} + \frac{\partial F_{km}}{\partial x_i} + \frac{\partial F_{mi}}{\partial x_k} = 0 \end{aligned}\right\},$$

где тензор индукции: $f_{ik} = (\overline{H}, -jC\overline{D}) = \frac{1}{\mu_0} Rot_{ik}\widehat{\Phi}$,

тензор напряженности: $F_{ik} = (c\overline{B}, -j\overline{E}) = cRot_{ik}\widehat{\Phi}$

$\widehat{\Phi}$ - 4-вектор потенциала с составляющими $\Phi_i = \left(A_1, A_2, A_3, j\frac{\varphi}{c}\right)$,

A_i - векторный потенциал,

φ – потенциал.

Пусть в деформированном пространстве существует поле:

$$\overline{\dot{E}_V} = \overline{1}_w \cdot E_m \cdot e^{-jk_w w} \quad .$$

Тогда классическое поле рассеяния для шара радиуса *С* принимает вид [1].

$$\dot{\overline{E}}_{m0} = -E_m \sum_{n=1}^{\infty} (-j)^n \frac{2n+1}{n(n+1)} \left[r_n^{(0)} \cdot \widehat{M}_{n+}^1 - j\rho_n^{(0)} \widehat{N}_{n-}^1 \right],$$

где

$$\widehat{M}_{n+}^1 = \sqrt{\frac{\pi}{2kr}} \cdot \left[1_v \frac{1}{\sin v} \cdot Z_{n+1/2}(kr) \cdot \rho_n^1(\cos\vartheta) \cdot \cos\varphi - 1_v Z_{n+1/2}(kr) \frac{\partial \rho_n^1(\cos\vartheta)}{\partial\vartheta} \cdot \sin\varphi \right]$$

$$\widehat{N}_{n-}^1 = \overline{1}_r \sqrt{\frac{\pi}{kr}} \frac{r(n+1)}{kr} \cdot Z_{n+1/2}(kr) \cdot P_n^1(\cos\vartheta) \cdot \sin\varphi +$$
$$+ \overline{1}_\vartheta \frac{1}{kr} \frac{\partial}{\partial r} \left[\sqrt{\frac{\pi kr}{2}} \cdot Z_{n+1/2}(kr) \right] \cdot \frac{\partial}{\partial\vartheta} \left[P_n' (\cos\vartheta) \cos\varphi \right] -$$
$$- \overline{1}_\varphi \frac{1}{kr \sin\vartheta} \frac{\partial}{\partial r} \left[\sqrt{\frac{\pi kr}{2}} \cdot Z_{n+1/2}(kr) \right] \cdot \left[P_m^1 (\cos\vartheta) \sin\varphi \right]$$

Скаляр ϑ есть угол места наблюдения в деформированной системе координат. Скаляр φ есть азимут места наблюдения в деформированной системе координат.

Функция $\sqrt{\frac{\pi kr}{2}} \cdot Z_{n+1/2}(kr)$ называется сферической функцией Бесселя. Функция $P_n^1(x)$ называется присоединенной функцией Лежандра. Скаляр r - расстояние до точки наблюдения в деформированной системе координат. Поскольку инвариант тензора напряженности имеет энергетический характер, его определение в деформированной системе координат позволяет найти искомое поле в точке наблюдения без существенных затрата компьютерной памяти и времени вычисления.

Список использованных источников

1. Кугушев А.М., Голубева Н.С Основы радиоэлектроники (Линейные электромагнитные процессы) /А.М. Кугушев, Н.С. Голубева – М.,Энергия, 1969 г.

2. А. Дж. Мак Коннел Введение в тензорный анализ /А. Дж. Мак Коннел – М., Физматгиз, 1963 г.

3. С.А. Маркелов, Тензорный анализ электромагнитной обстановки //сб. материалов Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы радиоэлектроники и телекоммуникаций» г. Самара, 13-15 мая 2015 Самара: ООО «Офорт», 2015.

УДК 621.396.41

АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ И ИСПРАВЛЕНИЯ ОШИБОК В ЦИФРОВОМ КАНАЛЕ СВЯЗИ

Н.С. Левенец, В.А. Глазунов
«Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П.Королева», г.Самара

При разработке цифровых систем передачи информации (ЦСПИ) необходимо знать не только основы построения этих систем, их принципы работы и основные характеристики, но и решать задачи оптимального проектирования, которые включают в себя такие вопросы как:

1) назначение наиболее важных показателей качества проектируемой ЦСПИ,

2) методы оптимального проектирования и примеры конкретного расчета ЦСПИ,

3) экспериментальное исследование основных показателей цифровых систем связи.

Анализ проведенных исследований [1] показывает, что эффективность проектируемой ЦСПИ необходимо проводить на основе основного – главного показателя: результирующей погрешности на выходе системы. В настоящем докладе рассмотрен один из основных факторов, существенно влияющего на результирующую погрешность, или точность воспроизведения цифрового сообщения на выходе системы – корректирующее кодирование. При использовании дополнительных разрядов, вводимых при передаче цифровых данных, требуется дополнительно расширять полосу частот канала связи, но за счет дополнительной обработки информации в приемнике можно снизить погрешность на выходе ЦСПИ.

В результате проведенного анализа сформулирована задача оптимального проектирования, сводящаяся к решению итоговой задачи векторного или скалярного синтеза, т.е. требуется:
найти

$$\mathbf{X}_0 = (x_1 \ldots x_n), \text{ обеспечивающий } \max(\min)\, W(X) = W(x_1 \ldots x_n), \quad (1)$$

при $V_i\ (x_1 \ldots x_n) \le 0, \quad i = \mathbf{1,I}$.