

V. I. Ivanchura, V. V. Suhanov, N. A. Nikulin

EQUATIONS OF THREE DIMENSION ELECTROMAGNETIC FIELD MODEL OF MULTIPHASE LINEAR INDUCTION MOTOR WITH TRANSVERSE FLUX

Theoretical research of an electromagnetic field of the single-sided multiphase linear induction motor with transverse flux on the basis of three-dimensional model are presented. Analytical dependencies and the differential parameters of the electromagnetic field in terms of geometry and motor linear current density with arbitrary number of phases are received.

Keywords: linear induction motor; magnetic flux, induction, electromagnetic field, alternating current, wind, phase, multiphase system.

УДК 621.393.3

С. С. Абрамов, Е. В. Кулясов, Е. В. Малинкин, В. Б. Малинкин, В. И. Панарин

ИНВАРИАНТНЫЙ МЕТОД С АСИММЕТРИЧНОЙ СТРУКТУРОЙ ПОСТРОЕНИЯ ЭХО-КОМПЕНСАТОРА

Синтезирована структура инвариантного эхо-компенсатора второго порядка с защитным временным интервалом. Приведены элементы управления подобным эхо-компенсатором. Приведен расчет основных технических характеристик.

Ключевые слова: эхо-компенсаторы, моделирование параметров, инвариантный.

Для решения проблемы «последней мили» используются многочисленные эхо-компенсаторы, принцип работы которых основан на моделировании параметров неизвестной системы. Такой принцип обработки информационных сигналов имеет ряд положительных и отрицательных сторон. Среди существенных отрицательных моментов работы подобных алгоритмов следует считать сложность их реализации в реальном масштабе времени при организации высокоскоростного дуплексного обмена, а также критичность их работы от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Другим подходом в построении адаптивных эхо-компенсаторов является использование инвариантных соотношений, являющихся неизменными при изменении геометрических координат в выбранном пространстве.

Инвариантные методы построения эхо-компенсаторов позволили избавиться от серьезного недостатка работы классических эхо-компенсаторов. Технические характеристики инвариантных эхо-компенсаторов не зависят от корреляционных связей сигналов двух направлений.

Однако в подобных эхо-компенсаторах используются зеркально симметричные структуры и необходимо применять особые меры для устойчивой работы рекурсивных цепей.

Данная работа является продолжением исследования в области построения инвариантных эхо-компенсаторов и направлена на синтез устойчивых инвариантных алгоритмов эхо-компенсации.

Постановка задачи. Имеется канал связи, отвечающий условию стационарности. Полоса пропускания канала связи ограничена нижней и верхней частотами. В качестве эхо-компенсатора используются инвариантные ал-

горитмы эхо-компенсации, включающие зеркально-симметричные структуры. Необходимо синтезировать инвариантный алгоритм эхо-компенсации, не требующей дополнительных мер к устойчивой работе.

Теория. В работах [1; 2] приведены алгоритмы функционирования инвариантных эхо-компенсаторов с защитным и без защитного временных интервалов. Суть этих алгоритмов основана на использовании инвариантного соотношения энергетических спектров. При синтезе инвариантного эхо-компенсатора с защитным временным интервалом использовался инвариант, равный [1]

$$\frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)} = \frac{\Pi_i(z)}{\Pi_{i-1}(z)}, \quad (1)$$

где $S_i(z)$, $S_{i-1}(z)$ – z -изображение сигнала передачи соответственно на i -м и $(i-1)$ блоках обработки; $\Pi_i(z)$, $\Pi_{i-1}(z)$ – z -изображение эхо-сигнала соответственно на i -м и $(i-1)$ блоках обработки.

При построении инвариантного алгоритма работы эхо-компенсатора без защитного временного интервала параллельно передающему устройству включен дополнительный, физически реализуемый четырехполосник [2]. В работе [3] доказано, что если на входы параллельно работающих четырехполосников подается одинаковое возмущающее воздействие, то отношение энергетических спектров, вычисленных на соседних блоках обработки на выходах указанных выше четырехполосников, есть величина постоянная, т. е. является инвариантом.

В первом и втором случаях сама структура эхо-компенсатора, включенного перед приемным устройством, представляет собой зеркально симметричный четырехполосник с передаточной характеристикой, равной

$$H(z) = \frac{1 - M_i(z) \cdot z^{-1}}{1 - M_i(z) \cdot c \cdot z^{-1}}, \quad (2)$$

где $M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -м блоке обработки; $c < 1$ – дополнительный аттенуатор, включенный в рекурсивную цепь.

Если реализуется алгоритм эхо-компенсации с защитным временным интервалом, то $M_i(z)$ равно

$$M_i(z) = \frac{S_i(z)}{S_{i-1}(z)}. \quad (3)$$

Если реализован алгоритм эхо-компенсации без защитного временного интервала, то $M_i(z)$ равен:

$$M_i(z) = \frac{Q_i(z)}{Q_{i-1}(z)}. \quad (4)$$

В выражениях (3) и (4) приняты следующие обозначения:

$M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -м блоке обработки;

$S_i(z)$ – z -изображение сигнала передачи на i -м блоке обработки;

$Q_i(z)$ – z -изображение сигнала, наблюдаемого на выходе дополнительного четырехполосника, если на его вход подан сигнал $S_i(z)$.

Из теории цифровой фильтрации известно, что физически реализуемый цифровой фильтр по выражению (2) должен иметь полюс, лежащий внутри единичного круга на z плоскости [4]. Отсюда следует, что

$$M_i(z) < 1. \quad (5)$$

Для достижения условия (5), в работах [1; 2] использовались нормирующие четырехполосники, которые были включены на информационные и управляющие входы самого эхо-компенсатора.

Однако устойчивость рекурсивной структуры любого цифрового фильтра можно обеспечить путем преобразования ее в нерекурсивную структуру.

Преобразуем передаточную рекурсивную характеристику, описываемую выражением (2) в нерекурсивную структуру:

$$\frac{1}{1 - M_i(z) \cdot c \cdot z^{-1}} = \sum_{j=0}^{K-1} [M_{i-j}(z)] \cdot z^{-j} \cdot c^j, \quad (6)$$

где $M_i(z)$ – z -изображение управляющего коэффициента на i -м блоке обработки; k – число сигналов во вновь синтезированной нерекурсивной структуре цифрового фильтра.

Структура инвариантного эхо-компенсатора первого порядка, использующая в своей работе два нерекурсивных цифровых фильтра приведена на рис. 1.

Впервые такое преобразование приведено в [5].

В первом цифровом фильтре производится компенсация эхо-сигналов. Наряду с компенсацией эхо-сигналов, в этом цифровом фильтре одновременно производится преобразования сигналов приема.

Во второй части синтезированной структуры производится восстановление сигнала приема.

Следует отметить, что синтезированная структура представляет собой однородный цифровой фильтр [4].

У двух каскадно-соединенных нерекурсивных цифровых фильтров фазочастотная характеристика будет линейной [4].

Технические характеристики. Для определения величины собственного шума необходимо знать импульсные реакции первого и второго цифровых фильтров. Импульсные реакции $h_1(nT)$ и $h_2(nT)$ необходимо определить при единичном сигнале управления ($M_i(z) = 1$). При других значениях сигнала управления импульсные реакции линейно изменяются.

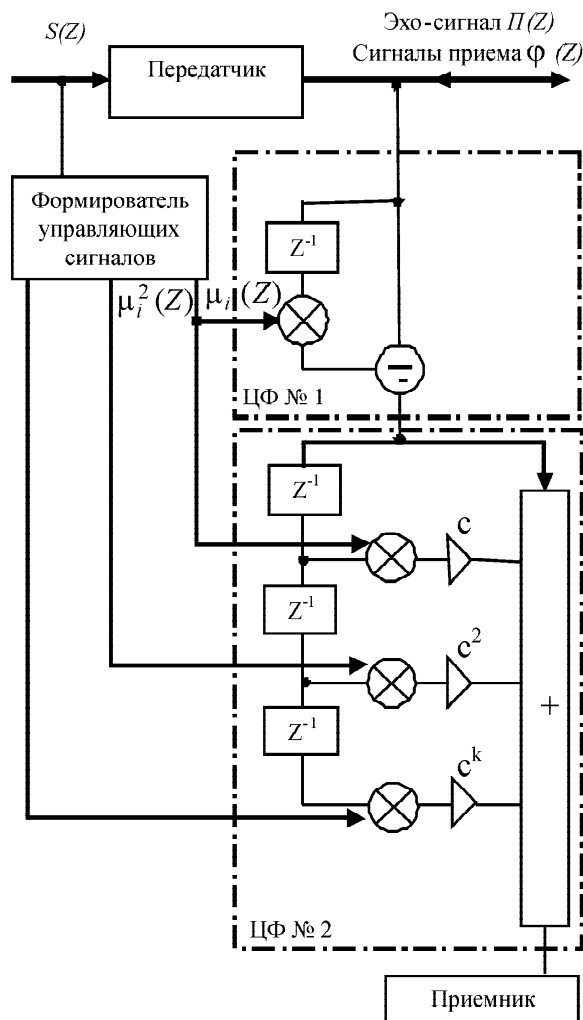


Рис. 1. Инверторный асимметричный эхо-компенсатор

Тогда

$$h_1(nT) = \{ 1 - 1 \},$$

$$h_2(nT) = \{ 1, c, c^2, \dots, c^k \} = c^n.$$

Общая импульсная реакция всего эхо-компенсатора определяется сверткой:

$$h_{\Sigma}(nT) = h_1(nT) \cdot h_2(nT) = c^n - c^{n-1}, \quad (7)$$

где $c < 1$ – коэффициент передачи аттенуатора.

Мощность собственных шумов определяется известным соотношением

$$\sigma^2 = \frac{\Delta_0^2}{12} \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma}^2(nT) + \frac{\Delta_0^2}{12} \sum_{j=0}^{K-1} \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma_j}^2(nT), \quad (8)$$

где Δ – шаг квантования в эхо-компенсаторе; Δ_0 – шаг квантования входного информационного слова; $h_{\Sigma}(nT)$ – определена выражением (7); $h_{\Sigma_j}(nT)$ – импульсная реакция от j -го источника шума (j -й ветви) до выхода; K – число отводов в ЦФ2.

Для упрощения расчетов будем полагать что $\Delta_0 = \Delta$, $h_{\Sigma}(nT) = h_{\Sigma_j}(nT)$. Тогда величина собственного шума определяется как

$$\begin{aligned} \sigma^2 &= \frac{\Delta^2}{12} (K+1) \sum_{n=0}^{K-1} h_{\Sigma}^2(nT) = \\ &= \frac{\Delta_0^2}{12} (K+1) \sum_{n=0}^{K-1} (c^n - c^{n-1})^2. \end{aligned} \quad (9)$$

Но

$$\sum_{n=0}^{K-1} (c^n - c^{n-1})^2 = \sum_{n=0}^{K-1} c^{2n} (1 - \frac{1}{c})^2 = (1 - \frac{1}{c})^2 \cdot \frac{c^{2K} - 1}{c^2 - 1}.$$

Тогда общая формула расчета величины собственного шума при указанных выше ограничениях будет равна

$$\sigma^2 = \frac{\Delta_0^2}{12} (K+1) \cdot (1 - \frac{1}{c})^2 \cdot \frac{c^{2K} - 1}{c^2 - 1}. \quad (10)$$

Таким образом, синтезирован инвариантный асимметричный эхо-компенсатор и найдено аналитическое выражение для расчета собственных шумов.

Синтезированный алгоритм может быть широко применен в телекоммуникационном оборудовании для борьбы с эхо-сигналом.

S. S. Abramov, E. V. Kulyasov, E. V. Malinkin, V. B. Malinkin, V. I. Panarin

INVARIANT METHOD WITH ASYMMETRIC STRUCTURE OF THE ECHO-COMPENSATOR BUILDING

The structure of the invariant echo-compensator of the second order with the defensive temporary interval is synthesized. The elements to control such a echo-compensator and calculation of the main technical features are given.

Keywords: echo-compensator, parameters modeling, invariant.

УДК 621.3.063.8 (07)

М. Н. Петров, Д. Г. Михайлов

АНАЛИЗ НАГРУЗКИ НА СОТОВОЙ СЕТИ СТАНДАРТА GSM В г. КРАСНОЯРСКЕ

Современное развитие систем телекоммуникации характеризуется переходом на мобильные системы сотовой связи. В г. Красноярске такие системы появились недавно. Услуги сотовой связи представляют компании «ЕТК», «МТС», «Мегафон», «Билайн». Число абонентских номеров значительно превысило число стационарных. Мобильные системы имеют ряд особенностей в отличие от систем стационарных, поэтому результаты теории телетрафика не могут быть в полной мере применены к анализу, проектированию и расчету мобильных систем. Для учета специфических особенностей необходимо проводить анализ статистических данных для выяснения закономерностей изменения нагрузки.

Ключевые слова: сотовая, сеть, нагрузка, потери, обслуживание.

Для повышения эффективности работы сотовой сети необходимо постоянно анализировать интенсивность нагрузки. По результатам анализа должны вноситься коррективы в топологию построения сети с целью адаптации под условия эксплуатации.

Нагрузка, поступающая от абонентов – это основной параметр при работе сети сотовой связи. Данный параметр определяет, в каком объеме необходимо устанавливать ком-

мутационное оборудование (а также линейное и управляющее). Статистическое изучение количества занятых телефонных каналов и направлений на этапе эксплуатации дает возможность определить перспективы по загрузке коммутатора исходящим и входящим трафиком, и, делая из этого выводы, принимать решения о наращивании номерной емкости.

Уменьшение качества и скорости передачи в сотовой сети обусловлено, в основном, двумя факторами:

Библиографический список

1. Левин, Д. Н. Инвариантный эхо-компенсатор с защитным временным интервалом / Д. Н. Левин, В. Б. Малинкин, С. С. Абрамов // Электросвязь. 2008. № 2. С. 48–49.
2. Малинкин, В. Б. Инвариантный эхо-компенсатор без защитного временного интервала и его характеристики / В. Б. Малинкин, С. С. Абрамов, Д. Н. Левин // Научный вестник НГТУ. 2007. № 2. С. 25–29.
3. Малинкин, В. Б. Инвариантные компенсаторы помех / В. Б. Малинкин, Д. Н. Левин, С. С. Абрамов. Красноярск, 2006.
4. Гольдберг, Л. М. Цифровая обработка сигналов / Л. М. Гольдберг, Б. Д. Матюшкин, М. Н. Поляк. М.: Радио и связь, 1990.
5. Малинкин, В. Б. Повышение помехоустойчивости модифицированных фильтров Калмана в относительных компенсационных методах: дис. ... д-ра техн. наук / В. Б. Малинкин. Омск, 2003.