

2. *Nader Engheta, Richard W. Ziolkowski* Metamaterials. Physics and Engineering Explorations Published by John Wiley & Sons, Inc. Published simultaneously in Canada. 2009.
3. *Панычев А.И.* Алгоритм трехмерной трассировки радиоволн локальной беспроводной сети // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2012. – № 11 (136). – С. 31-42.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.А. Зори.

Кисель Наталья Николаевна – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А; тел.: 88634371634; кафедра антенн и радиопередающих устройств; профессор; к.т.н.; доцент.

Грищенко Сергей Григорьевич – радиотехнический факультет; декан; к.т.н.; доцент.

Черемисов Виталий Анатольевич – радиотехнический факультет, студент.

Kisel' Natalia Nikolayevna – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371634; the department of antennas and radio transmitters; professor; cand. of eng. sc.; associate professor.

Grishchenko Sergey Grigorievich – the college of radio engineering; dean; cand. of eng. sc.; associate professor.

Cheremisov Vitaliy Anatolyevich – the college of radio engineering; engineer's degree; student.

УДК 621.12.3

Н.Н. Кисель, С.Г. Грищенко, Д.А. Богаченко

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМОГО ФАЗОВРАЩАТЕЛЯ СО СТРУКТУРОЙ МИКРОПОЛОСКОВОГО ПОЛОСНО-ЗАГРАЖДАЮЩЕГО ФИЛЬТРА

Рассмотрены вопросы моделирования характеристик фазовращателя на основе перестраиваемого полосно-заграждающего фильтра, представляющего собой набор резонаторов-шлейфов. Полоса пропускания устройства формируется резонансами этих резонаторов и управляется подключением емкостей (варакторов) к концам шлейфов. Для численного анализа использован пакет электромагнитного моделирования FEKO. Решение задачи получено точным методом с использованием функции Грина слоистой среды. Расчеты выполнялись в диапазоне частот при различных значениях емкости варакторных элементов. Исследовались амплитудно-частотные и фазочастотные характеристики вносимых S_{21} и обратных S_{11} потерь и частотная характеристика коэффициента стоячей волны (КСВ). При увеличении емкости варактора (что соответствует изменению управляющего напряжения) происходит смещение полосы пропускания в сторону более низких частот. В полосе частот 1,75–2,4 МГц уровень вносимых потерь не превышает 1 дБ, а уровень обратных потерь не хуже чем 9 дБ.

Фазовращатель; микрополосковая линия; варактор.

N.N. Kisel', S.G. Grishchenko, D.A. Bogachenko

MODELLING ELECTRICALLY THE OPERATED PHASE SHIFTER WITH STRUCTURE OF THE MICROSTRIP BAND BLOCKING FILTER

Questions of modeling of characteristics of the phase shifter on the basis of the reconstructed band blocking filter representing a set of resonators loops are considered. The pass-band of the device is formed by resonances of these resonators and control by connection of capacities (varac-

tors) to the ends of loops. For the numerical analysis the software of electromagnetic modeling of FEKO is used, the solution of a task is received by an exact method with use of function of Green of the multilayered medium. Calculations were carried out in the range of frequencies for various values of capacity of varactor elements. Amplitude-frequency and phase-frequency characteristics insertion S_{21} and the return S_{11} losses and the frequency characteristic of coefficient of power standing wave (VSWR) were investigated. At increase in capacity of the varactor (that corresponds to change of the operating voltage) occurs pass-band shift in area of lower frequencies. In the range of frequencies of 1,75–2,4 MHz level of insertion losses don't exceed 1 dB, and level of the return losses isn't worse than -9 dB.

Phase shift; microstrip line; varactor.

Электрически управляемые устройства в настоящее время являются наиболее распространенными в технике СВЧ. Принцип их работы заключается в том, что под воздействием внешних электрических или магнитных полей, а также тока или напряжения, происходит изменение параметров элементов, входящих в состав устройств. Управляемые устройства (УУ) с сосредоточенными элементами содержат в себе элементы с электрически управляемыми параметрами. Как правило, это варакторы, полупроводниковые или сегнетоэлектрические, емкость которых зависит от смещающего напряжения, а также *pin*-диоды, у которых проводимость определяется смещающим током или напряжением. В большинстве случаев управляемое устройство представляет собой несколько микрополосковых резонаторов. Подложка выполнена из обычных, не активных материалов, управление осуществляется элементами с электрически перестраиваемой емкостью (вариконд, варактор) или с электрически перестраиваемым сопротивлением (*pin*-диод), а управление осуществляется посредством перестройки резонансной частоты при изменении емкости подключенного к резонатору перестраиваемого элемента. Как правило, встречающиеся в литературе подобные устройства выполнены на основе двух типов перестраиваемых элементов: полупроводниковых и сегнетоэлектрических варакторах или управляемые емкости на основе жидкого кристалла [1–5].

Благодаря своей относительной простоте и большому числу положительных свойств полупроводниковые *pin*-структуры и варакторы нашли широчайшее применение в конструкциях многих разновидностей электрически УУ. Наибольшее применение они нашли в ВЧ- и СВЧ-диапазонах для управления уровнем и/или фазой сигналов, коммутации мощности в линиях передач, для защиты радиотехнической аппаратуры от случайных импульсов, для стабилизации мощности, а также в аттенуаторах.

Основным достоинством варакторов как перестраиваемой емкости является большой параметр управляемости (10 и более), что позволяет получить более широкий диапазон перестройки. Кроме того, они имеют довольно высокую добротность, а управляющие напряжения составляют единицы вольт при силе тока – десятки микроампер. Последнее означает, что устройства с варакторным управлением могут перестраиваться с высокой скоростью и малым энергопотреблением.

Одна из новых областей применения полупроводниковых элементов – электрически управляемые антенны. В работе [6] варактор используется в полосковой антенне для изменения ее электрической длины, что позволяет эффективно управлять ее рабочей частотой в сантиметровом диапазоне длин волн. Фазовращатели (ФВ) на основе варакторов являются наиболее часто применяемыми в современных радиотехнических системах. Активное использование УУ СВЧ на варакторах связано с тем, что современные полупроводниковые высокодобротные варакторы имеют меньшие паразитные емкости и индуктивности и способны работать на более высоких частотах. В работах [7–8] предлагаются конструкции управляемого ФВ на основе линии передач, нагруженной варакторами.

Для ФВ основными параметрами являются: число различных фазовых состояний, фазовый сдвиг, его стабильность, рабочая полоса частот, потери, число УУ, мощность, потребляемая по цепям управления и др.

На сегодняшний день можно выделить несколько подходов к проектированию СВЧ-устройств. Первый подход основан на плоскостных (планарных) интегральных схемах, второй – на использовании комбинаций симметричной и несимметричной щелевых, несимметричной полосковой, компланарной и других линии передач, т.е. использование трехмерной топологии – переход к объемным интегральным схемам СВЧ.

Второй подход позволяет существенно увеличить число схемных решений устройств и вариантов их конструктивного воплощения. Использование этого подхода позволяет разработать широкополосные и малогабаритные ФВ и их БЭ. В основе реализации ОИС положен принцип конструкционного соответствия, что позволяет расширить использование элементной базы.

В работе выполнено моделирование характеристик ФВ на основе перестраиваемого полосно-заграждающего фильтра. ФВ состоит из металлизированной с одной стороны диэлектрической подложки 1 (рис. 1), на верхней поверхности подложки нанесена полосковая структура, представляющая собой неоднородную микрополосковую линию 2, к низкоомным участкам которой подключены микрополосковые шлейфы 3. Между шлейфами и «землей» включены варакторы 4. Для развязки цепей смещения варакторов от внешних линий варакторы подключаются к устройству через конденсаторы 5, емкость которых определяется из условия оптимального согласования. Частоты режекции определяются длиной шлейфов 3 и емкостью варакторов 4. Полосы режекции чередуются с полосами пропускания, и при изменении емкости варакторов происходит смещение полос режекции: при уменьшении емкости варакторов полосы режекции смещаются вверх по частоте и наоборот, что эквивалентно смещению по частоте полос пропускания.

Для численного анализа использован пакет электромагнитного моделирования **FEKO**. Решение задачи получено точным методом с использованием функции Грина слоистой среды. Расчеты выполнялись в диапазоне частот и различных значениях емкости варакторных элементов, было проведено исследование влияния диэлектрической проницаемости подложки.

При моделировании использовались следующие конструктивные параметры устройства: подложка толщиной 1 мм и $\epsilon = 9,8$; ширина и длина высокоомных участков соответственно $\omega_1 = 0,7$ мм, $l_1 = 3,7$ мм; ширина и длина низкоомных участков соответственно $\omega_2 = 1$ мм, $l_2 = 9,9$ мм; длина и ширина шлейфов $l_3 = 12,5$ мм и $\omega_3 = 2,5$ мм; емкости конденсаторов 5 по 4,2 пФ. Модель ФВ в пакете **FEKO** показана на рис. 1. Характеристики рассчитаны для трех значений емкости варакторов: 8, 15 и 31 пФ. В **FEKO** активный элемент (диод) включен во внутренние порты, созданные в разрыве микрополосковой линии. Для моделирования диодов в случае классического крепления на микрополосковой плате применим порты **Edge port** на ребре.

С точки зрения электромагнитного моделирования ФВ на основе полосно-заграждающего фильтра представляет собой многомодовую резонансную систему. Пучности напряжения приходятся на концы шлейфов (как у резонаторов), и полоса пропускания устройства формируется резонансами этих резонаторов, подключение емкостей (варакторов) к концам шлейфов изменяет частоты этих мод.

На рис. 3–4 приведены АЧХ (а) и ФЧХ (б) характеристики подобного устройства для трех значений емкости варакторов. При увеличении емкости варактора (что соответствует изменению управляющего напряжения) происходит смещение полосы пропускания в сторону более низких частот. Однако имеется полоса частот, для которой вносимые потери остаются практически неизменными и не

превышают 1 дБ (см. рис. 3). ФЧХ смещается по оси ординат, не меняя своего наклона (см. рис. 4). А уровень обратных потерь в полосе пропускания не хуже чем -9 дБ (рис. 5). Таким образом, в полосе частот 1,75–2,4 МГц устройство может работать как управляемый фазовращатель.

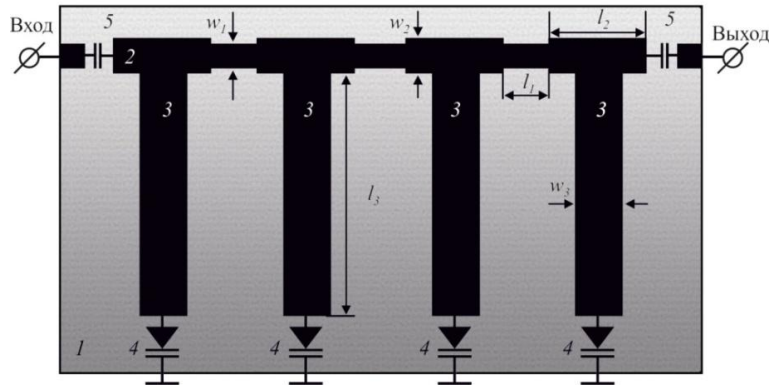


Рис. 1. Конструкция ФВ на основе полосо-заграждающего фильтра

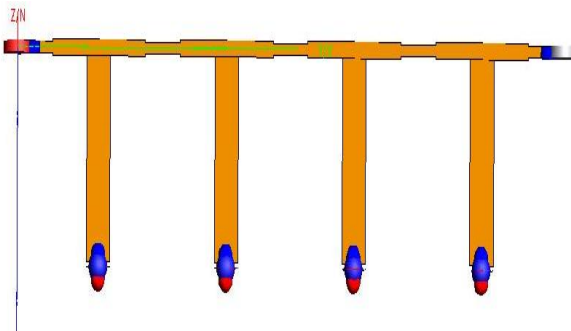


Рис. 2. Модель фазовращателя в пакете FEKO

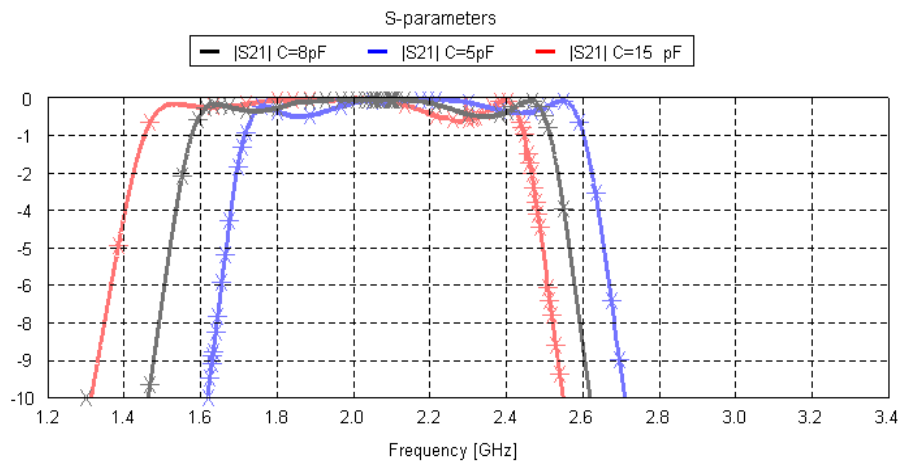


Рис. 3. АЧХ вносимых потерь

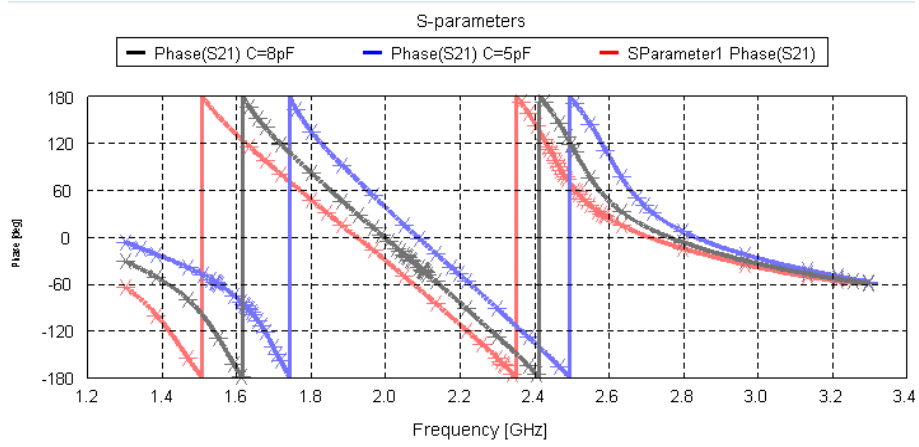


Рис. 4. ФЧХ вносимых потерь

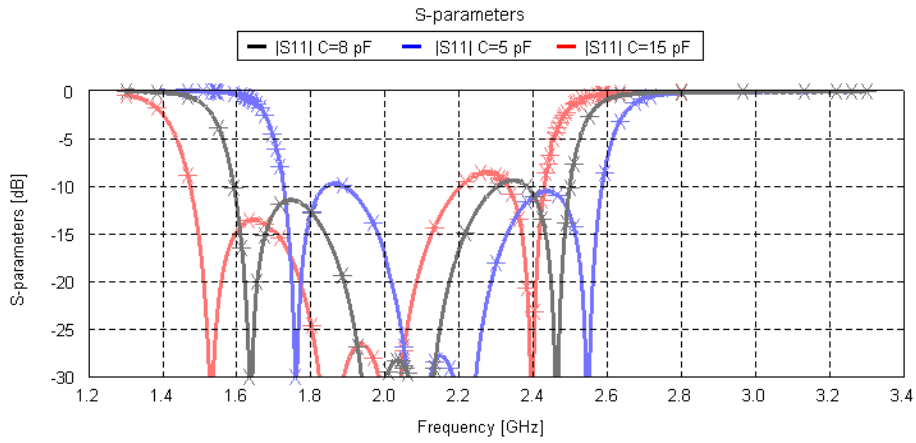


Рис. 5. АЧХ обратных потерь

Следует отметить, что при изменении емкости варакторов КСВ наиболее сильно меняется в области нижних частот. Увеличение емкости приводит к расширению области частот, в которой его значения не превышают 2 (рис. 6).

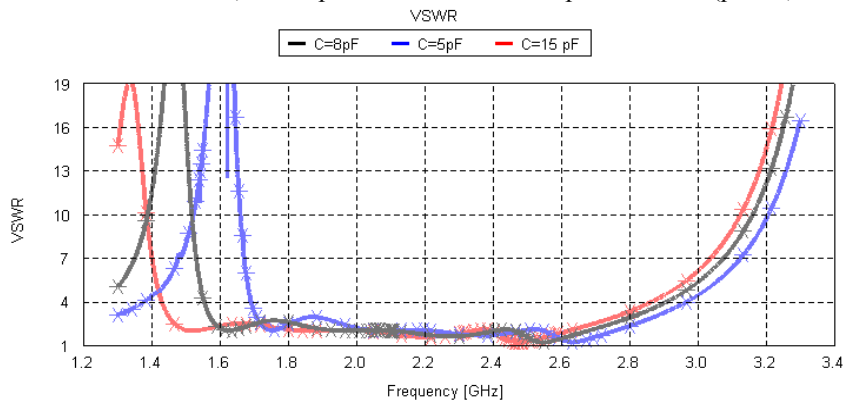


Рис. 6. Частотная характеристика КСВ устройства

Управляемый сдвиг фазы для данного устройства пропорционален числу шлейфов в устройстве. Для получения фазового сдвига в 360° ФВ должен иметь восемь шлейфов. При проектировании следует отдавать предпочтение широкополосным конструкциям, а оптимальная величина относительной ширины полосы пропускания 50 %.

Современные системы автоматизированного проектирования СВЧ-устройств, например, *FEKO*, *Microwave Office*, реализуют комплексный подход и позволяют осуществлять сквозной цикл проектирования: от расчета электрической схемы до компоновки устройства, состоящего из многих компонентов, и экспорта готовых чертежей. Электродинамический расчет СВЧ-структур, в которых имеются активные элементы, открывает широкие возможности как для улучшения характеристик традиционных структур, так и для создания новых структур, например, усилители и фильтры на активных элементах, ФВ.

Конструирование электрически малых устройств требует строгого моделирования пространственной и поверхностной дифракции электромагнитных волн, вызванной малыми размерами подложки. Вычисления с использованием методов моментов сходятся гораздо быстрее при использовании функции Грина, когда диэлектрическая подложка имеет бесконечно протяженные размеры (имеется возможность реализации в *FEKO*). Практическая тенденция, направленная на миниатюризацию устройств, уменьшает преимущества использования метода моментов, так как при малых размерах подложки дифракция и отражения на ее границах становятся ярко выраженными. Поэтому в некоторых случаях удобно использовать метод конечных элементов, реализованный в *FEKO*.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Плескачев В.В. Исследование перестраиваемых СВЧ-фильтров на использовании сегнетоэлектрических варакторов // Известия вузов: Радиоэлектроника. – 2005. – Вып. 1. – С. 29-32.
2. Vendik I., Vendik O., Pleskachev V. Tunable microwave filters using ferroelectric materials // IEEE Transactions on Applied Semiconductivity. – 2003. – Vol. 13, № 2. – P. 716-719.
3. Chen L.-Y.V., Forse R., Cardona A.H., Watson T.C., York R. Compact analog phase shifters using thin-film (Ba,Sr)TiO₃ varactors // Microwave Symposium. – 2007. – P. 667-670.
4. Brown A.R., Rebeiz G.M. A varactor-tuned RF filter // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2000. – Vol. 48, № 7. – P. 1157-1160.
5. Sanchez-Renedo M., Gomez-Garcia R., Alonso J.I., Briso-Rodriguez C. Tunable combine filter with continuous control of center frequency and bandwidth // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2005. – Vol. 53. – P. 191-199
6. Kim B., Yun S.W. Varactor-tuned combline bandpass filter using step-impedance microstrip lines // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – 2004. – Vol. 52. – P. 1279-1283.
7. Nagra A.S. Varactor loaded transmission lines for linear applications, Ph.D. Comprehensive Exam Presentation, University of California at Santa Barbara, Santa Barbara, CA, 1999.
8. Bourtoutian R., Ferrari P. Tapered distributed analogue tunable phase shifter with low insertion and return loss // Electronics Letters. – 2005. – Vol. 41. № 15. – P. 660-664.
9. Ould-Elhassen M., Mabrouk M., Ghazel A., Benech P. Circuit simulation of varactor loaded line phase shifter // Progress in Electromagnetics Research Symposium Proceedings. – 2011. – P. 987-990.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор А.А. Зори.

Кисель Наталья Николаевна – Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Южный федеральный университет»; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44, ГСП-17А; тел.: 88634371634; кафедра антенн и радиопередающих устройств; профессор; к.т.н.; доцент.

Грищенко Сергей Григорьевич – радиотехнический факультет; декан; к.т.н.; доцент.

Богаченко Денис Александрович – радиотехнический факультет, студент.

Kisel' Natalia Nikolayevna – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education “Southern Federal University”; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371634; the department of antennas and radio transmitters; professor; cand. of eng. sc.; associate professor.

Grishchenko Sergey Grigorievich – the college of radio engineering; dean; cand. of eng. sc.; associate professor.

Kisel' Natalia Nikolayevna – Taganrog Institute of Technology – Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education «Southern Federal University»; e-mail: dekanat-rtf@tti.sfedu.ru; GSP-17A, 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +78634371634; the department of antennas and radio transmitters; professor; cand. of eng. sc.; associate professor.

Grishchenko Sergey Grigorievich – the college of radio engineering; dean; cand. of eng. sc.; associate professor.

Bogachenko Denis Alexandrovich – the college of radio engineering, student.

УДК 621.396.96

М.Ш. Бозиев, А.А. Зори, Г.В. Мокрый

РЕАЛЬНЫЙ СПЕКТР КОРОТКИХ СООБЩЕНИЙ РАДИОЛИНИЙ

Поставлена задача по выделению полезного сигнала из принятого сообщения радиолитии, определению его специального гармонического спектра конечных отрезков сигнала (КСО), представлению его аппроксимирующей функцией, параметрами которой являются спектральные составляющие, которые составляют базу сигнатуры объекта распознавания радиолитии. Предлагается современный подход построения спектра и аппроксимации радиосигналов ограниченной длительности, основанный на понятиях конечного спектра отрезка процесса и оптимизационных методах определения счётного набора гармоник, характеризующих гармонический спектр процесса. Приводится один из вариантов алгоритмов расчёта и оценки параметров спектра КСО сигнала в реальном масштабе времени для практической реализации. Для ускорения быстройдействия вычислений по определению набора $\{\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K\}$ совокупностей спектра КСО рекомендуется разработать специализированные процессоры с распараллеливанием вычислений либо процессоры цифровой обработки сигналов на базе платформы TMS3206xxx, имеющие VLIW-инструкции распараллеливания вычислений.

Сигнал; спектр отрезка; алгоритм оценки.

M.Sh. Boziev, A.A. Zori, G.V. Mokryy

REAL SPECTRUM OF SHORT MESSAGES OF RADIO

The task is to separate the useful signal from the received of the radio link messages, to define its special harmonic spectrum of signal finite segments (SFS), to present the approximating function, which parameters are the spectral components that constitute the basis of the object signature of the link recognition. A modern approach of the spectrum construction and radio approximation of limited duration is proposed, based on the concept of a spectrum finite segment of the process and optimization methods for the identification of a harmonics countable set that characterize the harmonic spectrum of the process. One algorithm for the calculation and estimation of SFS spectrum parameters of the signal in real time for implementation is proposed. To speed up calculations on a set $\{\bar{A}_K, \bar{B}_K, \bar{\omega}_K\}$ of the SFS spectrum sets is encouraged to develop specialized processors with parallel computing, or digital signal processors based on a platform TMS3206xxx, with VLIW-instruction of parallelization.

Signal; spectrum of the interval; the estimate algorithm.