МЕТОД СТРУКТУРНОГО СИНТЕЗА ЛИНЕЙНЫХ ТРАКТОВ ПРИЕМНЫХ И ПЕРЕДАЮЩИХ РАДИОУСТРОЙСТВ

DOI: 10.36724/2072-8735-2020-14-10-4-16

Manuscript received 16 June 2020;
Accepted 14 September 2020

Вишняков Рустам Рустамович,
МИРЭА – Российский технологический университет,
Москва, Россия, Vishn9-r@yandex.ru

Ключевые слова: Метод синтеза схем,
линейный тракт, компонентная база,
микросхемы, радиоприемный модуль.

Рассмотрен алгоритм синтеза линейных трактов приемных и передающих радиоустройств. На его основе возможна разработка программы, осуществляющей автоматизированный синтез системы с заданными техническими характеристиками и позволяющей разработчику получить наиболее оптимальную схему в классе Парето-оптимальных решений. В основе алгоритма лежат методы полного перебора структурных и элементных построений и принятия решений на основе свертки критериев. Перебор возможных структурно-элементных построений позволяет сформировать полную совокупность реализаций и таким образом осуществить выбор схемы по заданным критериям среди всех возможных вариантов. Применение метода векторной оптимизации для выбора структурного построения линейных трактов приемных и передающих радиоустройств позволяет выбрать наилучшее по критерию максимума целевой функции оптимизации, сформированной методом свертки критериев. Также рассмотрен практический пример синтеза схемы входной части линейного тракта приемного модуля. В качестве примера приведена задача замены электронных компонентов входной части линейного тракта приемного модуля на альтернативные микросхемы. Для решения описанной задачи разработана программа на языке MATLAB. Результаты работы программы также приведены в статье. Показана эффективность разработанного алгоритма и метода для решения поставленной задачи синтеза схемы линейного тракта из элементной базы, представленной современными электронными компонентами и схемными решениями. Даны рекомендации по дальнейшему перспективному применению предложенного алгоритма и метода. Описанный в данной работе метод применен в программе структурного синтеза, анализа и параметрической оптимизации RF Systems Designer.

Информация об авторе:

Вишняков Рустам Рустамович, аспирант каф. РСuK Института радиотехнических и телекоммуникационных систем РТУ МИРЭА, ФГБОУВО, МИРЭА – Российский технологический университет, Москва, Россия

Для цитирования:

Вишняков Р.Р. Метод структурного синтеза линейных трактов приемных и передающих радиоустройств // T-Comm: Телекоммуникации и транспорт. 2020. Том 14. №10. С. 4-16.

For citation:

Vishnyakov R.R. (2020) Method of structural synthesis of receiving and transmitting radio devices block schemes T-Comm, vol. 14, no.10, pp. 4-16. (in Russian)

Введение

Достижения современной электроники предоставляют разработчикам радиоприемных и радиопередающих устройств большую вариативность при проектировании их СВЧ-частей. Наличие большого количества электронных компонентов, микросхем, схемных решений ставит перед разработчиком проблему поиска и выбора наиболее подходящих электронных компонентов, и составления из них структурной схемы. Из-за большого количества доступных микросхем и схемных решений структурное построение также может быть весьма разнообразным.

Основная сложность при синтезе схемы заключается в многообразии вариантов построения, поскольку функциональные узлы тракта могут быть представлены различным исполнением: отдельные устройства электроники (диоды, используемые в качестве аттенуаторов, умножителей частоты, переключателей и др.), транзисторные устройства (смесительные каскады, каскады усиления и др.), микросхемы (корпусированные каскады, зачастую требующие подключения только внешнего питания), связки из микросхем, активных и пассивных элементов, имеющие единое функциональное назначение и которые могут быть описаны единой математической моделью.

Каждый из вариантов структурной и элементной реализации тракта обладает своими преимуществами и недостатками. Определить наиболее подходящую схему можно лишь на основе проверки модели такой схемы. Учитывая количество вариантов построения, анализ каждого из возможных вариантов становится трудозатратным, а процесс проектирования – малоэффективным.

На практике задача синтеза структурной схемы разработчиками решается интуитивным и эмпирическим подходом на основе личного опыта и исходя из той элементной

базы и схемотехнических решений, которые доступны разработчику при проектировании и которые принимаются во внимание. Очевидно, что при таком подходе проектирования количество вариантов структурно-элементного построения весьма ограничено и напрямую определяется субъективным опытом.

При синтезе схемы тракта помимо элементов, отличающихся значением характеристик (например, различные усилители), необходимо учитывать различные схемные решения. Под схемными решениями следует понимать различные способы достижения тех или иных характеристик тракта. Так, в [1,2] представлен альтернативный метод подавления зеркального приема в супергетеродинных приемниках, не требующий введения преселектора. Однако такой вариант обеспечения избирательности по зеркальному каналу обладает относительно невысокими значениями селективности в относительно узкой частотной полосе. Структурные схемы схемных решений представлены на рис. 1.

Другой сложностью при проектировании структурной схемы при выбранной элементной базе является расположение функциональных узлов в тракте. Так, например, при составлении каскадов усиления и фильтрации при изменении порядка включения элементов в тракт суммарное значение коэффициента передачи не изменится в силу линейности данной характеристики тракта. В то же время, такие характеристики тракта как коэффициент шума и динамические характеристики (точка пресечения интермодуляций третьего порядка, точка однодецибельной компрессии) являются нелинейными и определяются порядком включения узлов.

Данным примером является часть тракта, представленная на рис. 2. Характеристики схем, представленных на рис. 2, приведены в табл. 1.

Рис. 1. варианты различных схемных решения обеспечения подавления зеркального канала:
а) с помощью преселектора б) фазовым методом

Рис. 2. Варианты реализации тракта усиления и фильтрации

Таблица 1

Электрические характеристики трактов

Схема/ параметр	Усиление G, дБ	Точка однодецибельной компрессии по выходу $OP_{1дБ}$, дБм	Коэффициент шума NF, дБ
Схема а	24	24	1,47
Схема б	24	26,46	1,81
Схема в	24	16,96	2,57

Из анализа данного примера различного структурного построения очевидно, что некоторые характеристики трактов, например, такие как коэффициент шума и точка однодецибельной компрессии усиления, являются оппозитивными по отношению друг к другу. Улучшение одного параметра приводит к ухудшению другого. Это видно при сравнении характеристик схем, представленных на рис. 2а и 2б (табл. 1).

Таким образом, разработчикам приходится сталкиваться с большой вариативностью как структурной, так и элементной реализации тракта при его проектировании. Автоматизированный синтез структурной схемы линейного тракта, отвечающего требованиям технического задания, из заранее определенной элементной базы, предлагаемый в настоящей работе, является решением описанной проблемы.

Разработка алгоритма структурного синтеза схем

На данный момент существует несколько различных методов структурного синтеза. Такую задачу можно отнести к NP полным задачам [3], это означает, что в общем случае ее решение в принципе не может быть найдено за конечное время ни одним алгоритмом [4]. Вариантом частичного устранения такой проблемы является использование генетических методов синтеза [5], методов, основанных на формировании И-ИЛИ деревьев [6]. В настоящей работе поставленная задача разработки метода структурного синтеза решается способом последовательного полного перебора с введением ограничений. Преимущество полного перебора с эвристическими ограничениями заключается в следующем:

- Алгоритмичность и простота программной реализации на любом языке программирования.

В отличие от генетического алгоритма нет необходимости кодирования/декодирования хромосомы, что усложнило бы алгоритм синтеза, реализацию и программную интерпретацию.

- Полный перебор вариантов при ограниченной длине тракта может охватить все возможные варианты.

В случае ограниченного количества вариантов (при фиксированной максимальной длине тракта) полный перебор позволит сравнить все возможные структурно-элементные и схемные решения, что гарантирует оптимальность метода проектирования линейных трактов, заключающегося в определении наилучшего структурного построения при заданной элементной базе и заданных критериях.

- Возможность непрерывного совершенствования разработчиками путем дополнения физических ограничений.

Простые правила ограничений, основанные на физической целесообразности и реализуемости, могут дополняться различными разработчиками по мере возникающих потребностей и не потребуют специальных знаний об особенностях реализации метода ветвей, генетического и других методов.

В качестве функциональных узлов могут выступать современные элементы, представленные на рынке электронных компонентов, полупроводниковые приборы, разработанные на их основе устройства, их связи, представляющие собой схемные решения, а также любые каскады, имеющие отдельное функциональное назначение в составе тракта и имеющие математическое описание характеристик.

Для предлагаемого метода полного перебора каждый из функциональных узлов нумеруется порядковым номером. Для синтеза схемы фиксированной длины M формируется матрица полного перебора A_M из пронумерованных элементов размером $V \times M$

$$A_M = \begin{pmatrix} A_{1,1} & A_{1,i} & A_{1,M} \\ A_{j,1} & A_{j,i} & A_{j,M} \\ A_{V,1} & A_{V,i} & A_{V,M} \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где V – количество вариантов схем;

$$V = I^M, \quad (2)$$

где I – количество доступных функциональных узлов.

Каждая строка j матрицы A_M представляет собой отдельный вариант структурно-элементного построения, где значение элемента матрицы $[A_{j,i}]$ указывает на порядковый номер функционального узла, порядковый номер i (номер столбца матрицы) в j -ой строке указывает на порядковый номер в тракте.

В описываемом алгоритме после синтеза матрицы для тракта максимальной длины M осуществляется синтез матрицы полного перебора элементов тракта длины $M + 1$. Таким образом, длина строк размер матрицы A_M последовательно увеличивается от $M = 1$ до значения M , определяемого разработчиком. Таким образом, осуществляется перебор всех возможных длин тракта, максимальная длина определяется целесообразностью построения и требуемыми характеристиками.

Таким образом, матрица полного перебора для тракта, состоящего из двух функциональных узлов при базе данных из двух элементов, будет выглядеть следующим образом:

$$A_2 = \begin{pmatrix} 1 & \\ & 2 \\ 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}$$

Общее количество возможных схем можно рассчитать по соотношению:

$$L = \sum_{M=1}^k I^M, \quad (3)$$

где k – максимально допустимая длина тракта.

На практике не всегда разрабатываемые схемы являются одноканальными. Существуют практические задачи, в которых необходима реализация тракта с одним выходом и несколькими входами, и наоборот, а также одним входом и одним выходом, но делением на несколько каналов внутри тракта. Таковыми, например, являются многоканальные ретрансляционные комплексы, в которых на каждый канал отводится свой тракт внутри одного приемного устройства. Разделение на несколько каналов производится с помощью делителей мощности, мультиплексоров и др. радиотехнических устройств. Пример разделения схемы на несколько каналов усиления представлен на рис. 3, 4.

На рисунке 3 представлена схема с разделением тракта на несколько каналов с тем, чтобы узкополосными усилителями обеспечить результирующее усиление в широкой полосе, поскольку каждый из каналов настроен на работу в своем частотном диапазоне.

Рис. 3. Пример схемы разделением усиления на несколько каналов

На рисунке 4 представлено решение задачи построения схемы деления сигнала гетеродина на пять каналов пятиканального приемного модуля. Основным требованием при реализации подобных схем является обеспечение равного уровня сигнала гетеродина в каждом канале и минимизация каскадов усиления, с целью минимизации тока потребления и уровня фазовых шумов сигнала гетеродина.

Рис. 4. пример схемы деления сигнала гетеродина на пять каналов

Задача разработки алгоритма синтеза многоканальных схем не приводится в настоящей работе и является перспективным вопросом для рассмотрения.

При синтезе схемы одноканального линейного тракта без разделения при количестве элементов 5 и длине тракта 6 функциональных узлов количество вариантов схем в соответствии с выражением (3) составит:

$$L = \sum_{M=1}^k I^M = \sum_{M=1}^6 5^M = 19530$$

Очевидно, что количество схем для анализа и оптимизации при построении велико даже для одноканального тракта. Чтобы обеспечить практическую реализуемость синтеза схем методом полного перебора и практическую целесообразность применения данного метода, необходимо введение физических ограничений на синтезируемые схемы.

На практике, длина тракта определяется несколькими единицами-десятком функциональных узлов. Это связано с физическими ограничениями применения тех или иных функциональных узлов. Например, количество каскадов фильтрации ограничивается тем, что подавление сигнала более чем на 70-100 дБ в большинстве случаев не требуется, и может обеспечить достаточную помехозащищенность. Количество каскадов усиления сводится к пределу, определяемым насыщением аналогово-цифровых преобразователей, количество аттенюаторов, переключателей и прочих пассивных элементов сдерживается максимальным требуемым коэффициентом шума и динамическими характеристиками.

Сокращение количества анализируемых вариантов возможно за счет уменьшения объема базы данных. Исключение функциональных узлов может быть осуществлено исходя из класса синтезируемого устройства и предъявляемых требований. Число схем может быть уменьшено за счет ограничений на структурные построения. Таким образом, для минимизации вариантов структурного построения могут быть введены два различных типа физических ограничений:

1. Ограничения на применяемую элементную базу при синтезе схемы;
2. Ограничения на структурное построение схемы.

При синтезе линейного тракта супергетеродинного приемника, первое ограничение подразумевает, что из рассмотрения могут быть исключены усилители высокой мощности, применяющиеся в выходных каскадах передатчиков, синтезаторы, умножители частоты и т.п. По принципу предъявляемых требований могут быть исключены из рассмотрения элементы, чей рекомендованный рабочий частотный диапазон, температурный режим, минимальное рабочее напряжение и др. требования не соответствует требованиям к схеме.

База данных элементов должна корректироваться автоматически в зависимости от вида проектируемого устройства – передающий/приемный модуль, вид приемного/передающего устройства. Иными словами, база данных элементов должна быть адаптивной по отношению к решаемой задаче – при проектировании приемника прямого усиления нет необходимости учета смесителей, при проектировании супергетеродинных приемников с двукратным преобразованием наоборот – следует учесть к применению два смесителя различных диапазонов и т.д. Корректировка объема элементной базы наряду с ограничениями, накладываемыми на

синтезируемую структурную схему по критериям физической реализуемости и целесообразности применения элементной базы и схемных решений, позволяют уменьшить объем требуемых вычислений, ускорить работу программы и сформировать корректные структурные схемы для дальнейшего анализа и расчета.

Второй вид физических ограничений применяется уже к синтезированной матрице полного перебора структурных построений. Например, при синтезе линейного тракта супергетеродинного приемника могут быть введены следующие эвристические правила и ограничения на структурно-элементное построение:

- Запрет на использование класса элемента больше определенного количества раз: МШУ – не более двух раз; смеситель – не более одного раза; фильтры – пять раз; аттенюаторы – два раза.
- Запрет на определенное позиционирование элементов определённых классов: не допускается применение смесителя перед МШУ; УПЧ перед смесителем, МШУ; аттенюатора перед МШУ; аттенюатора после аттенюатора.
- Запрет на последовательное включение элементов одного класса больше определенного количества раз: усилители – три раза; аттенюаторы – один раз; фильтры – четыре раза; МШУ – два раза; УПЧ – четыре раза.

Представленный подход обеспечивает синтез всех возможных вариантов структурно-элементного построения схемы линейного тракта. Решение задачи выбора наиболее оптимального среди них может быть найдено с помощью методов принятия решения и векторной оптимизации.

Сложность проблемы принятия решений по векторному критерию связана не столько с вычислительными трудностями, сколько с концептуальной обоснованностью выбора оптимального решения. Невозможно строго математически доказать, что выбранное решение наилучшее. Любое решение из числа неулучшаемых одновременно по всем частным критериям, может оказаться наилучшим для конкретного лица принимающего решение в конкретных условиях. Сказать, какое из двух решений объективно лучше другого, не представляется возможным. Впервые проблема многокритериальной векторной оптимизации была формализована итальянским экономистом В. Парето [7]. В настоящий момент разработано множество методов решения задачи векторной оптимизации, но все они носят эвристический характер. Ниже рассмотрены наиболее распространенные методы.

Существует два основных способа решения задачи векторной оптимизации. Первый способ заключается в отыскании компромиссных Парето-оптимальных решений. Применение первого способа сложно в связи с трудностями применения строгих математических методов оптимизации, а также отсутствием единственности искомого решения. Второй способ заключается в поиске решений, оптимальных по обобщенному скалярному критерию. Методы скаляризации представлены на рис. 5.

К основным методам свертки векторного критерия оптимальности (ВКО) (рис. 5) относятся:

- методы, основанные на последовательной оптимизации по частным критериям (метод ведущей составляющей, оптимизация по ранжированной последовательности критериев, метод последовательных уступок, методы «Электра-1»)

– методы, основанные на получении обобщенных скалярных критериев (метод аддитивной свертки составляющих ВКО с весовыми коэффициентами, метод идеальной (утопической) точки, метод вероятностной свертки).

Рис. 5. Классификация методов принятия решения

Особенностями первой группы методов является последовательный (по всем компонентам ВКО) характер решения задачи оптимизации, что приводит к возможности потери компромиссно-оптимального решения уже на первых шагах. Среди второй группы критериев следует выделить метод свертки критериев. Основным достоинством свертки является то, что с ней связаны достаточные и необходимые условия оптимальности по Парето [8].

Оптимальными по Парето считаются такие характеристики тракта $\vec{\Lambda}^* = \{\lambda_1^*, \dots, \lambda_K^*\}$ если не существует никакой другой ситуации $\vec{\Lambda}' = \{\lambda_1', \dots, \lambda_K'\}$ такой что:

$$F_i(\vec{\Lambda}') \geq F_i(\vec{\Lambda}^*), \quad \forall i \in \overline{1, K} \quad (4)$$

и хотя бы для одного λ_{i_0} $i \in \overline{1, K}$ выполнялось строгое неравенство

$$F_{i_0}(\lambda_{i_0}') > F_{i_0}(\lambda_{i_0}^*), \quad \forall i \in \overline{1, K}, \quad (5)$$

где $F(\Lambda)$ – целевая функция оптимизации; Λ' – вектор параметров схемы; Λ^* – вектор оптимальных параметров схемы; λ_i' – значения параметров схемы; λ_i^* – оптимальные значения параметров схемы; K – общее количество параметров.

Множество точек λ_i^* являются оптимальными по Парето. Данное множество является множеством неулучшаемых точек, т.е. нельзя найти другой точки, чтобы улучшался ка-

кой-либо из критериев, а остальные при этом не ухудшались [9-14].

Используя свойство необходимости и достаточности условий оптимальности по Парето метода скаляризации векторного критерия путем аддитивной свертки, можно получить решение ранее поставленной векторной задачи оптимизации. Для этого необходимо ввести вектор весовых коэффициентов критериев $A = \{\alpha_i, i = \overline{1, K}\}$, характеризующий относительную важность соответствующей характеристики линейного тракта. Весовые коэффициенты используются в нормированном виде и удовлетворяют равенству:

$$\sum_{i=1}^K \alpha_i = 1, \alpha_i \geq 0, \forall i \in K, \quad (6)$$

где α_i – весовые коэффициенты параметров.

Предполагается, что весовые коэффициенты неотрицательны. Если нормированные значения характеристик тракта сложить с весовыми коэффициентами, то получится линейная скаляризованная функция, которая максимизируется (минимизируется) на допустимой области ограничений.

Каждое из $n \in \overline{1, L}$ построений характеризуется своим набором результирующих характеристик и своим значением целевой функции $F(\vec{\Lambda})$ и вектором $\vec{\Lambda}_j = \{\lambda_i, i = \overline{1, K}\}$, характеризующим все параметры линейного тракта. Следовательно, формулируется скалярная задача оптимизации

$$F_0 = \max_{n \in L} (F_n(\Lambda) = \sum_{i=1}^K \alpha_i \cdot \bar{\lambda}_i) \quad (7)$$

где F_0 – оптимальное значение целевой функции; $\bar{\lambda}_i$ – нормированные значения характеристик тракта.

В результате решения задачи (8) можно определить точку оптимума $\Lambda = \{\lambda_1^*, \dots, \lambda_K^*\}$ и соответствующее ему n -ое структурно-элементное построение.

Недостатком может являться то, что не всегда потеря качества по одному из критериев компенсируется приращением качества по-другому. Получаемое решение оптимально в смысле единого суммарного критерия, но может характеризоваться низким качеством по ряду частных критериев.

На практике, такая ситуация может быть связана с тем, что линейный тракт обладает средними показателями коэффициента шума и динамическими характеристиками, что, например, для работы в составе радиолокационной станции означает средний показатель максимальной дальности, обусловленный коэффициентом шума и средний показатель минимальной дистанции работы РЛС, ограничиваемый насыщением приемного канала. Однако вопрос распределения ограниченных ресурсов не рассматривается на этапе проектирования приемных/передающих модулей и должен решаться на предыдущем системном уровне.

В дальнейшем в представленном методе принятия решения считается, что требования приоритетности характеристик тракта известны и определены исходя из соображений целесообразности улучшения или ухудшения характеристик

радиоприемных/радиопередающих устройств при функционировании составе радиосистемы.

Второй недостаток заключается в сложности задания весов параметров, в ряде случаев известна лишь сопоставимая важность параметров. Данный недостаток может быть устранен путем введения функции распределения весовых коэффициентов между параметрами.

В выражении (7) параметры схемы представлены в нормированном виде. К нормализации критериев в векторных задачах предъявляется два основных требования [8]:

- Нормализованные критерии должны быть измерены в одних и тех же единицах;
- В точках оптимума $\lambda_i, \forall i \in K$ величины всех критериев должны иметь одинаковую величину.

При задаче максимизации параметра нормализация критериев выполняется по соотношению:

$$\bar{\lambda}_i = \frac{\lambda_i - \lambda_{\min, i}}{\lambda_{\text{opt}, i} - \lambda_{\min, i}}, \quad (8)$$

где $\bar{\lambda}_i$ – нормированное значение i -го параметра; $\bar{\lambda}_{\text{opt}}$ – требуемое значение i -го параметра; $\lambda_{\min, i}$ – минимальное значение i -го параметра.

При решении задачи минимизации параметров целевой функции нормировка выполняется по выражению:

$$\bar{\lambda}_i = \frac{\lambda_{\max, i} - \lambda_i}{\lambda_{\max, i} - \lambda_{\text{opt}, i}} \quad (9)$$

где $\lambda_{\max, i}$ – максимальное значение i -го параметра.

При решении задачи оптимизации параметров целевой функции к заданному значению нормировка выполняется по выражению:

$$\bar{\lambda}_i = \frac{\lambda_{\max, i} - |\lambda_i - \lambda_{\text{opt}, i}|}{\lambda_{\max, i}} \quad (10)$$

В выражении (7) приоритетность параметров схемы определена весовыми коэффициентами. Основным требованием к расчету весовых коэффициентов является то, что они должны численно отражать интуитивно понятное распределение важности параметров элементов. Например, степень важности параметров схемы может определяться путем ранжирования от 1 до K , где 1 – наиболее важный параметр, K – наименее важный параметр.

Тогда, весовые коэффициенты α_i в соответствии с линейным распределением и условием нормировки (6) будут определяться выражением:

$$\alpha_{j,i} = \frac{\int_{j-1}^j f(j) dj}{\int_0^K id i} = \frac{\int_{j-1}^j (j-K) dj}{\int_0^K id i} = \frac{(K \cdot j - \frac{j^2}{2}) - (K \cdot (j-1) - \frac{(j-1)^2}{2})}{\frac{K^2}{2}}, \quad (11)$$

где $f(j)$ – функция распределения весов между параметрами; j – ранг i -го параметра.

Весовые коэффициенты α_i позволяют формализовать различную степень важности тех или иных характеристик тракта при проектировании. При этом различные функции распределения весовых коэффициентов $f(i)$, например, квадратичные и кубические, позволяют получить различное распределение степени важности параметров, а также избежать ситуации равных весовых коэффициентов, которая в условиях нормировки параметров не позволит получить оптимальное решение задачи векторной оптимизации.

Обобщая представленный метод синтеза и выбора схем, можно составить алгоритм структурно-элементного синтеза схем.

1. Первым этапом осуществляется заполнение базы данных функциональных узлов, представляющих собой различные элементные, схмотехнические и схемные решения.

2. Далее в соответствии с требованиями, предъявляемыми к схеме, неподходящие элементы исключаются из рассмотрения.

3. Следующим этапом функциональные узлы нумеруются порядковыми номерами, в соответствии с которыми им будет осуществляться обращение.

4. После этого осуществляется формирование матрицы A_M методом полного перебора.

5. После формирования матрицы перебора элементов, каждая строчка которой представляет собой отдельный вариант реализации тракта с указателем на функциональный блок в виде порядкового номера, производится корректировка матрицы A_M путем исключения строк, структурно-элементное построение которых не отвечает правилам и ограничениям.

6. После формирования все возможных вариантов построения схемы производится расчет векторов $\bar{\lambda}_j = \{\lambda_i, i = \overline{1, K}\}$.

7. Заключительным этапом алгоритма является сравнение схем по значениям их электрических характеристик и выбор наилучшей по критерию наибольшего значения целевой функции.

Блок-схема алгоритма представлена на рис. 6.

Рассмотрим пример синтеза схемы входной части супергетеродинного приемника. Входная часть супергетеродинного приемника, зачастую, представляет собой каскадное соединение преселектора, малошумящего усилителя, понижающего смесителя (рис. 7).

Описываемая задача является задачей модернизации части приемного модуля и замены снятых с производства микросхем. Структурная схема входной части приемного модуля представлена на рис. 8.

Для замены элементов схемы, представленной на рис. 8, современный рынок радиоэлементов предоставляет широкий выбор микросхем. Процесс подбора элементов и выбора наиболее подходящих среди них является сложной задачей, поскольку требует составления множества вариантов структурного построения и анализа электрических характеристик каждого.

Рис. 6. Блок-схема алгоритма синтеза структурной схемы линейного тракта. Пример синтеза структурной схемы входной части приемного модуля

Рис. 7. Структурная схема супергетеродинного приемника

Рис. 8. Структурная схема входной части супергетеродинного приемника

Учитывая большое количество элементов на современном рынке, процесс ручного синтеза и анализа схем может потребовать значительного времени. Таким образом, задача автоматизированного синтеза структурной схемы, удовлетворяющей требованиям технического задания, является актуальной, поскольку позволит значительно упростить процесс проектирования. Технические требования к электрическим характеристикам синтезируемой схемы представлены в табл. 2.

Синтез схемы будет осуществлен из элементов, представленных и пронумерованных в табл. 3. Элементы, представленные в табл. 3, представляют собой современные, коммерчески доступные, представленные на рынке современной элементной базы, микросхемы. При этом фильтр представляет собой топологический микрополосковый фильтр.

Таблица 2

Технические требования к разрабатываемой схеме

Параметр	Обознач. изм.	Не менее	Не более	Оптимальное знач. $\lambda_{опт.}$	Мин. знач. $\lambda_{мин}$	Макс. знач. $\lambda_{макс}$	Ранг параметра	Вес опт-ции метод. свертки критериев α_i
Усиление	G, дБ	10			-20	60	1	0,3056
Коэффициент шума	NF, дБ		3	1,55	0	6	2	0,2500
Точка однодецибелной компрессии по выходу	OP _{1дБ} , дБ	-10		-1	-20	20	3	0,1944
Точка пересечения интермодуляций третьего порядка по выходу	OIP ₃ , дБм	5		10	0	40	4	0,1389
Суммарный ток потребления	I, мА		120	50		250	5	0,0833
Избирательность по зеркальному каналу	и, дБ	10			0	60	6	0,0278
Диапазон входных частот	f_1, f_2 , МГц	14225	14275					
Диапазон промежуточных частот	f_3, f_4 , МГц	50	100					

Таблица 3

Элементы для синтеза схемы

№ элемента	Элементы	Усиление G, дБ	Коэффициент шума NF, дБ	Точка компрессии OP1, дБм	Точка пересечения интермодуляций третьего порядка OIP3, дБм	Ток потребления I, мА	Избирательность по зеркальному каналу, дБ	Диапазон входных частот f_1, f_2 , МГц	Диапазон выходных частот f_3, f_4 , МГц
Смесители									
1	HMC8191 + TC1-1	-9	9	4	13	0	25	14225-14275	50-100
2	MMIQ-0520HSM + TC1-1	-14	14	-3	1	0	35	14225-14275	50-100
Малошумящие усилители									
3	CMD157	26	1,5	10,5	22	35	0	14225-14275	14225-14275
4	HMC903LP3	18	1,7	14	25	80	0	14225-14275	14225-14275
Конверторы									
5	HMC1131 + TC1-1	12	1,8	4	13	160	25	14225-14275	50-100
6	TGC2610-SM + TC1-1	14	1,5	16	16	163	18	14225-14275	50-100
Фильтры									
7	Microstrip filter	-1,7	1,7	100	100	0	45	14225-14275	14225-14275

В соответствии с представленным алгоритмом с помощью программы MATLAB из элементов, представленных в табл. 3, была синтезирована матрица А. В представленном примере программой в соответствии с налагаемыми физическими ограничениями на схему автоматические были удалены строки, в которых последним элементом были микросхемы, работающие в диапазоне СВЧ, а также строки, в которых СВЧ элементы следуют за смесителем, на выходе которого должен присутствовать только сигнал промежуточной частоты. Например, запрещены комбинации 5, 3 либо 2, 4 и т.д. Также запрещены схемы, не содержащие смеситель - элементы 1,2,5 или 6. Максимальная длина тракта в представленном примере – три элемента.

Матрица полного перебора, полученная автоматизированным способом с помощью программы на языке MATLAB, представлена в табл. 4.

Таблица 4

Матрица структурных построений

схема			схема			схема			схема			
1	5		13	3	3	25	4	3	37	7	3	1
2	6		14	3	3	26	4	3	38	7	3	
3	3	1	15	3	3	27	4	3	39	7	3	
4	3	2	16	3	3	28	4	3	40	7	3	
5	3	5	17	3	4	29	4	4	41	7	4	
6	3	6	18	3	4	30	4	4	42	7	4	
7	4	1	19	3	4	31	4	4	43	7	4	
8	4	2	20	3	4	32	4	4	44	7	4	
9	4	5	21	3	7	33	4	7	45	7	7	
10	4	6	22	3	7	34	4	7	46	7	7	
11	7	5	23	3	7	35	4	7				
12	7	6	24	3	7	36	4	7				

Данная матрица соответствует схемам, составленным из каскадного соединения соответствующих элементов, представленных в табл. 3.

Пример возможного структурного построения из полученной матрицы представлен на рис. 9.

Для анализа наиболее подходящей схемы из всех составленных, был произведен расчет электрических характеристик данных схем. Расчет производился в соответствии с выражениями, представленными ниже [15-18]. Результаты для каждой схемы сведены в табл. 5. Все расчеты произведены на центральной частоте диапазона входных частот 14250 МГц и центральной частоты диапазона промежуточных частот 75 МГц.

Рис. 9. Структурное построение синтезированных схем: а) схема 8; б) схема 13; в) схема 11

Коэффициент передачи тракта, представленного каскадным соединением M -го количества элементов определяется выражением

$$K_{\Sigma} = \prod_{i=1}^M K_i \quad (12)$$

где $K_{\Sigma}(\vec{X})$ – коэффициент передачи тракта; $i = \overline{1, M}$ – порядковый номер функционального узла в тракте.

Здесь i является порядковым номером функционального узла в тракте и совпадает со вторым индексом (номером столбца) синтезированной матрицы A .

Формула коэффициента шума каскадного соединения M -го количества функциональных узлов с коэффициентами передачи K_i и коэффициентами шума F_i описывается выражением:

$$F_{\Sigma} = F_1 + \frac{F_2 - 1}{K_1} + \frac{F_3 - 1}{K_1 \cdot K_2} + \dots + \frac{F_M - 1}{K_1 \cdot K_2 \cdot \dots \cdot K_{M-1}} = F_1 + \sum_{i=2}^M \frac{F_i - 1}{\prod_{j=1}^{i-1} K_j}, \quad (13)$$

где F_{Σ} – коэффициент шума тракта.

Точка пересечения интермодуляций третьего порядка по выходу тракта, представляющего собой каскадное соединение M -го количества функциональных узлов с коэффициентами передачи K_j и значениями точки пересечения интермодуляций по выходу $OIP3_i$, определяется выражением:

$$OIP3_{\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{OIP3_M} + \sum_{i=M-1}^1 \frac{1}{OIP3_i} \cdot \frac{1}{\prod_{j=1}^i K_j}} \quad (14)$$

где $OIP3_{\Sigma}$ – точка пересечения интермодуляций третьего порядка по выходу тракта; $OIP3_M$ – точка пересечения интермодуляций третьего порядка по выходу тракта M -го каскада.

Верхняя граница линейности амплитудной характеристики $OP_{1dB\Sigma}$ по критерию однодецибельной компрессии по выходу каскадного соединения M -го количества функциональных узлов с коэффициентами передачи K_i и значениями точки однодецибельной компрессии усиления $OP_{1dB,i}$ определяется рекуррентным выражением:

$$OP_{1dB\Sigma} = \frac{1}{\frac{1}{\left|OP_{1dB,\Sigma_{M-1}} \cdot K_i\right|^2} + \frac{1}{\left|OP_{1dB,i}\right|^2}} \cdot Z_{нагр.} \quad (15)$$

где $OP_{1dB\Sigma}$ – точка однодецибельной компрессии усиления тракта из N каскадов по выходу; $OP_{1dB,\Sigma_{N-1}}$ – точка однодецибельной компрессии усиления тракта каскадного соединения из $N-1$ элементов по выходу; $Z_{нагр.}$ – сопротивление нагрузки.

Избирательность приемника по побочному каналу приема можно определить по выражению:

$$A = \frac{K_{f_0}}{K_{f_{побочн}}} \quad (16)$$

где K_{f_0} – коэффициент передачи тракта по мощности на основной частоте; $K_{f_{побочн}}$ – коэффициент передачи тракта по мощности на побочной частоте приема.

Суммарный ток потребления схемы $I_{сум}$ рассчитывается как сумма токов потребления отдельных функциональных узлов I_i определяемых соответствующими напряжениями питания U_i и потребляемой мощностью P_i элементов.

$$I_{сум} = \sum_{i=1}^M \frac{P_i}{U_i} \quad (17)$$

Для дальнейшего подбора схемы методом свертки критериев, из таблицы 4 необходимо осуществить выбор тех схем, чьи характеристики удовлетворяют требованиям технического задания (табл. 2). После удаления схем с неудовлетворительными характеристиками, нормировки параметров характеристик подходящих схем в соответствии с выражениями (8)-(10) и параметрами, представленными в табл. 2, расчета значения целевой функции для оставшихся схем и сортировки схем по критерию наибольшего значения целевой функции была определена наилучшая схема – схема 21. Результаты нормировки, расчета целевой функции и сортировки сведены в табл. 5.

Таблица 5

Результаты анализа схем

Схема	Приоритет					
	1	2	3	4	5	6
	Параметр					
	G, дБ	NF, дБ	OP _{1дБ} , дБ	OP _{3дБ} , дБ	I, мА	η, дБ
1	12	1.9701	4	13	160	25
2	14	1.6157	16	16	163	25
3	17	1.5822	-0.7643	9.9897	32	25
4	12	1.7706	-6.5390	0.2099	32	35
5	38	1.5042	3.9317	12.9656	192	25
6	40	1.5033	15.3611	15.9568	195	25
7	9	2.1734	1.4610	11.2357	80	25
8	4	3.1220	-4.7643	0.5861	80	35
9	30	1.7252	3.9727	12.9827	240	25
10	32	1.7200	15.7343	15.9783	243	25
11	10.3	3.5859	4	13	160	70
12	12.3	3.2583	16	16	163	70
13	43	1.5033	-0.7716	9.9842	64	25
14	38	1.5037	-6.5451	0.2081	64	35
15	64	1.5032	3.9315	12.9656	224	25
16	66	1.5032	15.3596	15.9567	227	25
17	35	1.5045	1.3851	11.1900	112	25
18	30	1.5066	-4.8217	0.5736	112	35
19	56	1.5038	3.9716	12.9822	272	25
20	58	1.5037	15.7240	15.9776	275	25
21	15	1.5822	-1.9673	9.0570	32	70
22	10.3	1.7706	-7.5668	-0.1231	32	80
23	36.3	1.5096	3.8994	12.9493	192	70

Схема	Приоритет					
	1	2	3	4	5	6
	Параметр					
	G, дБ	NF, дБ	OP _{1дБ} , дБ	OP _{3дБ} , дБ	I, мА	η, дБ
24	38.3	1.5084	15.0854	15.9362	195	70
25	35	1.7200	-0.7672	9.9870	112	25
26	30	1.7220	-6.5414	0.2090	112	35
27	56	1.7192	3.9316	12.9656	272	25
28	58	1.7192	15.3605	15.9567	275	25
29	27	1.7273	1.4306	11.2127	160	25
30	22	1.7399	-4.7873	0.5798	160	35
31	48	1.7226	3.9723	12.9825	320	25
32	50	1.7225	15.7302	15.9779	323	25
33	7.3	2.1734	0.6256	10.5912	80	70
34	2.3	3.1220	-5.4088	0.4009	80	80
35	28.3	1.7573	3.9597	12.9745	240	70
36	30.3	1.7504	15.6125	15.9679	243	70
37	15.3	3.2533	-0.7643	9.9897	32	70
38	10.3	3.3824	-6.5390	0.2099	32	80
39	36.3	3.2040	3.9317	12.9656	192	70
40	38.3	3.2032	15.3611	15.9568	195	70
41	7.3	3.7117	1.4610	11.2357	80	70
42	2.3	4.3983	-4.7643	0.5861	80	80
43	28.3	3.4238	3.9727	12.9827	240	70
44	30.3	3.4192	15.7343	15.9783	243	70
45	8.6	5.2000	4	13	160	115
46	10.6	4.9000	16	16	163	115

Таблица 6

Результаты нормировки, расчета целевой функции и сортировки схем

Схе- ма	При- оритет	1	2	3	4	5		Знач. целевой функции F
	Пара- метр	G , дБ	NF , дБ	$OP_{1дБ}$, дБ	OP_{P3} , дБ	I , мА	κ , дБ	
21		0,9717	0,9928	0,9491	0,9057	1,09	4,1176	1,0606
3		1,0	0,9928	1,0124	0,9990	1,09	1,4706	1,021

Таким образом, наиболее оптимальным структурно-элементным построением из заданной элементной базы в классе Парето-оптимальных решений при заданной приоритетности параметров, является схема 21, структурное построение которой представлено в табл. 4 и на рис. 10.

Рис. 10. структурное построение схемы 21

Представленный пример автоматизированного синтеза, сравнения и выбора схемы также демонстрирует эффективность разработанного метода и алгоритма, позволяющие автоматически синтезировать наиболее оптимальную схему в классе Парето-оптимальных решений при заданной приоритетности параметров, удовлетворяющую всем требованиям технического задания из базы элементов, представленных современными электронными компонентами. В соответствии с представленным алгоритмом разработчику требуется лишь заполнить базу данных элементов и ввести требования к электрическим характеристикам схемы. Таким образом разработанный алгоритм, метод и программа на языке MATLAB позволяют автоматизировать синтез структурных схем линейных трактов приемных и передающих радиоустройств.

Заключение

В данной работе был рассмотрен метод синтеза структурно-элементного построения структурных схем линейных трактов приемных и передающих радиоустройств. Показана алгоритмическая возможность реализации автоматизированного синтеза схем. Для рассмотренного примера количество элементов базы данных составляло 6 единиц для более простой интерпретации и анализа результатов. Элементы предварительно были выбраны на рынке современных микросхем. Алгоритм демонстрирует эффективность при применении для синтеза линейных трактов. Для синтеза аналоговых СВЧ схем база элементов может быть многократно увеличена, в том числе за счет неподходящих элементов.

Схемы, чьи характеристики и/или структурно-элементное построение не удовлетворяют требованиям технического задания и требованиям физической реализуемости, будут удалены из рассмотрения алгоритмом.

Таким образом, открывается возможность создания обширной элементной базы, включающей в себя большое количество современных микросхем лидирующих компаний-разработчиков. Такая база данных и программное обеспечение, использующее представленный алгоритм, позволят существенно упростить процесс проектирования СВЧ-схем. При таком подходе разработчику структурной схемы приемного/передающего устройства для того, чтобы спроектировать схему, достаточно ввести требуемые параметры и их приоритетность. На основе базы данных программа автоматически синтезирует наиболее оптимальное структурно-элементное построение.

Представленный метод может применяться разработчиками как самостоятельно, так и в составе метода проектирования линейных трактов [19], автоматизированных систем проектирования и программных комплексов. К таковым можно отнести программный комплекс RF Systems Designer [20]. Данная программа отличается от современных существующих САПР рядом функциональных возможностей, обычно относящихся к различным уровням проектирования – системотехническому и схемотехническому, и представленным отдельно в пакетах системотехнического и схемотехнического моделирования соответственно. Реализованный в программе и представленный в настоящей работе метод синтеза позволяет автоматизировать синтез структурных схем, что упрощает процесс проектирования схем линейных трактов приемных и передающих устройств из современной элементной базы.

Представленный пример синтеза схемы является лишь частью приемного модуля, имеет малую максимальную длину тракта и небольшое количество элементов. С его помощью показано, что разработанный алгоритм автоматизированного синтеза схемы эффективен. Представленный метод синтеза схем может быть использован для больших схем, с большим количеством каскадов и элементов. При этом представленный метод синтеза может быть модифицирован или заменен на более алгоритмичный и менее ресурсозатратный, что не повлияет на конечный результат.

Рассмотренный метод автоматизированного синтеза схемы позволяет учесть не только различные структурные, элементные построения, но и различные схемные решения. Так, в представленном примере выбора схемы линейного тракта приемного устройства рассмотрены схемы с различным способом подавления зеркального канала – фазовым методом с помощью применения балансных смесителей, и с помощью преселектора, каждый из которых обладает своими преимуществами и недостатками. Другим примером является сравнение различных схем, построенных с помощью понижающих конвертеров, объединяющих в себе малошумящий усилитель (МШУ) и балансный смеситель и схем с отдельными микросхемами МШУ и смесителя. Решение о целесообразности тех или иных схемных решений принимается на основе функционирования приемного устройства в составе РЭС, поскольку критерии приоритетности параметров схемы должны определяться исходя из системного уровня проектирования.

При дополнении представленного алгоритма синтеза методом оптимизации параметров функциональных блоков структурной схемы возможна оптимизация каждой из синтезируемых схем, что позволит осуществлять выбор структурного и элементного построения схемы среди их большего количества. Это объясняется тем, что многие из синтезируемых схем без параметрической оптимизации могут не удовлетворять требованиям технического задания по одному или нескольким параметрам и таким образом не будут рассматриваться на этапе принятия решения. Вопрос дополнения разработанного алгоритма параметрической оптимизацией является перспективным и будет рассмотрен в следующих работах.

Литература

1. Haruoka M., Utsurogi Y., Matsuoka T., Taniguchi K. A Dual-band Image-reject Mixer for GPS with 64dB Image Rejection // Proc. IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology, Oct. 2003. pp. 168-169. DOI: 10.1109/WCT.2003.1321472
2. Henderson B. C., Cook J. A. Image-Reject and Single-Sideband Mixers // The Communications Edge. Watkins-Johnson Company Vol. 12 No. 3 May/June 1985. P. 1-6.
3. Алексеев В.Б., Носов В.А. NP-полные задачи и их полиномиальные варианты. Обзор // Обозрение прикладной и промышленной математики. Т. 4, вып. 2. 1997. С. 165-193.
4. Акимов С.В. Исследование и разработка методов структурно-параметрического синтеза линейных транзисторных усилителей СВЧ. СПб: СПбГУТ, 2002.
5. Жабин Д.А., Бабак Л.И. Комбинированный метод синтеза СВЧ транзисторных усилителей с реактивными согласующе-корректирующими цепями // Актуальные научные исследования в современном мире. 2017. № 9-1. С. 86-91.
6. Дорофеев С.Ю. Структурно-параметрический синтез широкополосных согласующе-корректирующих цепей СВЧ устройств на основе морфологического И-ИЛИИ дерева и генетического алгоритма: дис. ... канд. техн. наук. Томск, 2011. 235 с.
7. Pareto V. Cours d'économie Politique / Sage Publications: The Annals of the American Academy of Political and Social Science Vol. I, II F. Rouge, Lausanne, 1896, p. 97.
8. Хоменюк В.В. Машунин Ю.К. Многокритериальная задача линейного программирования // Информация и управление. Владивосток: ИАПУ ДВНЦ АН СССР. Вып. 12, 1974. С. 134-141.
9. Saaty T.L. Multicriteria Decision Making. The Analytic Hierarchy Process: Planning, Priority Setting, Resource Allocation. University of Pittsburgh, 1990.
10. Steuer R. Multiple Criteria Optimization: Theory, Computation, and Application. J.Wiley&Sons Inc., N.Y.-Chichester-Brisbane-Toronto-Singapore, 1986. Русский перевод: Штойер Р. Многокритериальная оптимизация. Теория, вычисления и приложения / Пер с англ. М. Радио и связь. 1992.
11. Jahn J. Scalarization in vector optimization // Math. Program. 1984. Vol. 29. P. 203-218.
12. Jahn J. Some characterization of the optimal solutions of a vector optimization problem // Operat. Res. Spektrum. 1985. Vol. 7. P. 7-17.
13. Yu P.L. Multiple Criteria Decision making: Concepts, Techniques, and Extensions. Plenum Press, N.Y.-London, 1985.
14. Кини Р.Л. Райфа Х. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения: Пер. с англ. / Под ред. И.Ф. Шахнова. М.: Радио и связь, 1981. 560 с.
15. Gu, Q. RF system design of transceivers for wireless communications. NY: Springer, USA. 2005. 479 p.
16. Maas, S.A. Third-Order Intermodulation Distortion in Cascaded Stages // IEEE Microwave and Guided Wave Letters, Vol. 5, No. 6, June, pp. 189-191.
17. Roychowdhury J., Demir A. Estimating Noise in RF Systems // 1998 IEEE ACM International Conference on Computer-Aided Design, pp. 199-202, Nov. 1998.
18. Friis H.T. Noise Figure of Radio Receivers // Proc. IRE, vol. 32, pp. 419-422, July 1944.
19. Вишняков Р.Р. Алгоритм структурно-параметрического синтеза радиотехнической системы // Системы компьютерной математики и их приложения: материалы XX Международной научной конференции. Смоленск. 17-19 мая 2019 г. Смоленск: Изд-во СмолГУ. 2019. Вып. 20. 423 с.
20. Р. Вишняков. RF Systems Designer. Онлайн программа структурного синтеза, анализа и параметрической оптимизации линейных трактов радиоустройств / Режим доступа <https://rfsystemsdesigner.com/> (дата обращения 01.06.2020).

METHOD OF STRUCTURAL SYNTHESIS OF RECEIVING AND TRANSMITTING RADIO DEVICES BLOCK SCHEMES

Rustam R. Vishnyakov, MIREA – Russian Technological University, Moscow, Russia,
Vishn9-r@yandex.ru

Abstract

This paper is devoted to development of an algorithm for the synthesis of receiving and transmitting radio devices block schemes. Based on the presented algorithm, it is possible to develop a program that implements automated circuit synthesis. Such a program allows to a developer to obtain the most optimal scheme in the class of Pareto-optimal solutions. The algorithm is based on the method of exhaustive search of structural and elemental designs, and the decision-making method based on the criteria convolution method. The application of the exhaustive search of possible structural-element designs method allows creating a complete set of implementations and thus making choice decision of a scheme according to certain criteria among all possible constructions. This allows asserting the optimality of the obtained solutions, selected from a complete ensemble of possible designs. The use of the vector optimization method to select the optimal structural block scheme design of receiving and transmitting radio devices allows determining the most optimal construction according to the criterion for the highest value of the optimization function formed by the criteria convolution method. In the paper also considered a practical example of the synthesis of the input circuit of the receiving module RF part. As an example, the task of change the electronic components of the input part of the receiving module RF part with alternative microcircuits is given. To solve the described problem, a program was developed in the MATLAB. The results of the program are also given in the paper. The effectiveness of the developed algorithm and method for solving the task of synthesizing a block scheme from an elemental base represented by modern electronic components and circuit solutions is shown. Recommendations on further promising application of the proposed algorithm and method are presented.

Keywords: Method of schemes synthesis, RF block, components base, microcircuits, receiving module..

References

1. Haruoka M., Utsurogi Y., Matsuoka T., Taniguchi K. A Dual-band Image-reject Mixer for GPS with 64dB Image Rejection. *Proc. IEEE Topical Conference on Wireless Communication Technology*, Oct. 2003. pp. 168-169. DOI: 10.1109/WCT.2003.1321472
2. Henderson B. C., Cook J. A. Image-Reject and Single-Sideband Mixers. *The Communications Edge. Watkins-Johnson Company* Vol. 12 No. 3 May/June 1985, pp. 1-6.
3. Alekseev V. B and Nosov B. A. Np-full tasks and their polyinomial options. Overview. *Overview of the Applied and Advanced Mathematics*, vol. 4, no. 2, pp. 165-193, 1997.
4. Akimov S. V. Research and development of methods of structural-parametric synthesis of linear microwave transistor amplifiers. St. Petersburg, 2002.
5. Zhabin D.A., Babak L.I. Combined method for the synthesis of microwave transistor amplifiers with reactive matching-correcting circuits. *Actual scientific research in the modern world*. 2017. Vol 9-1, pp. 86-91.
6. Dorofeev S. U. Структурно-параметрический синтез широкополосных согласующе-корректирующих цепей СВЧ устройств на основе морфологического И-ИЛИ дерева и генетического алгоритма: PhD dissertation. Tomsk, 2011. 235 p.
7. Pareto V. *Cours d'economie Politique* / Sage Publications: The Annals of the American Academy of Political and Social Science Vol.I, II F. Rouge, Lausanne, 1896, p. 97.
8. Khomenuk V.V. Mashunin U. K. Programming task for linear programming. *Information and control*. Vladivostok: USSR. vol. 12, 1974. pp. 134-141.
9. Saaty T.L. *Multicriteria Decision Making. The Analytic Hierarchy Process: Planning, Priority Setting, Resource Allocation*. University of Pittsburgh, 1990.
10. Steuer R. *Multiple Criteria Optimization: Theory, Computation, and Application*. J.Wiley&Sons Inc., N.Y.-Chichester-Brisbane-Toronto-Singapore, 1986.
11. Jahn J. Scalarization in vector optimization. *Math. Program.* 1984. Vol. 29. P. 203-218.
12. Jahn J. Some characterization of the optimal solutions of a vector optimization problem. *Operat. Res. Spektrum*. 1985. Vol. 7. P. 7-17.
13. Yu P.L. *Multiple Criteria Decision making: Concepts, Techniques, and Extensions*. Plenum Press, N.Y.-London, 1985.
14. Keeney L. R., Howard R. *Decisions with multiple objectives: preferences and value tradeoffs*. John Wiley & Sons New York Santa Barbara London Sydney Toronto.
15. Gu, Q. *RF system design of transceivers for wireless communications*. NY.: Springer, USA. 2005. 479 p.
16. Maas, S. A. Third-Order Intermodulation Distortion in Cascaded Stages. *IEEE Microwave and Guided Wave Letters*. Vol. 5, No. 6, June, pp. 189-191.
17. Roychowdhury J., Demir A. Estimating Noise in RF Systems. *1998 IEEE ACM International Conference on Computer-Aided Design*, pp. 199-202, Nov. 1998.
18. Friis H.T. Noise Figure of Radio Receivers. *Proc. IRE*, vol. 32, pp. 419-422, July 1944.
19. Vishnyakov R.R. structural and parametric synthesis algorithm of radio system. *Computer mathematics systems and their applications: proceedings of the XX International Scientific Conference. Smolensk*. May 17-19, 2019 - Smolensk: Publishing House of SmolSU. 2019. Issue. 20 423 p.
20. RF Systems Designer. Online program of structural synthesis, analyze and optimization of radio devices RF schemes. Access mode <https://rfsystems-designer.com/> (accessed 01.06.2020).

Information about author:

Rustam R. Vishnyakov, M. Sc., Technical science, PhD student, MIREA – Russian Technological University, 78, Vernadskogo ave., Moscow, Russia