

М. А. ИВАНОВ, канд. техн. наук, Е. А. СПАСИБО, канд. техн. наук,
О. Н. ПРОСУНКО

ИССЛЕДОВАНИЕ ОСОБЕННОСТЕЙ СИСТЕМ СИГНАЛЬНОЙ СИНХРОНИЗАЦИИ СВЕРХСКОРОСТНЫХ РАДИОЛИНИИ ЦИФРОВОЙ СВЯЗИ

Необходимостью обеспечения высокого качества и надежности сверхскоростной передачи цифровой информации по СВЧ и КВЧ радиолиниям значительной протяженности обусловлены весьма жесткие и противоречивые требования к точностям и динамическим характеристикам систем сигнальной (тактовой и восстановления несущей) синхронизации [1—5]. Учитывая недостаточную степень проработки и освещения указанных вопросов в литературе, целью статьи является анализ специфики построения, реализации и функционирования систем синхронизации рассматриваемого класса.

Повышение скорости передачи цифровых сообщений сопровождается увеличением уровня и глубины межсимвольных искажений (МСИ) дискретных сигналов, т. е.

$$x \cong \sum_{l=-n}^n \xi_l Q_l, \quad (1)$$

причем $n_1(R) \geq n_1(R_2)$ и $\xi_l(R_1) \geq \xi_l(R_2) \quad \forall R_1 > R_2; \quad \forall l \in [1, 2]$ и $\forall l \neq 0$, где x — принимаемый сигнал; a_l — значение l -го элемента сигнала; \forall — квантор общности; ξ_l — весовой коэффициент, характеризующий отклик приемника с ограниченной полосой пропускания; $n_1; n_2$ — числа, характеризующие глубину МСИ по отношению к предшествующим и последующим символам соответственно; R — скорость передачи. Необходимость учета МСИ объясняется и влиянием ошибок синхронизации приемника дискретных сигналов, а для сверхскоростных систем связи — и неидеальностью стробирования цифровой информации. Действие данной неидеальности эквивалентно некоторой конечной погрешности тактирования демодулятора [3]. Высококачественный и энергетически эффективный прием сверхскоростных цифровых потоков должен быть не только синхронным, но и когерентным. Учитывая характерное для сверхскоростных систем связи требование простоты аппаратной реализации [3] и преимущественное использование энергетически эффективных методов цифровой модуляции дискретных сигналов с относительно невысокой кратностью [2; 3], целесообразно осуществлять «снятие» модуляции в системах когерентного восстановления несущей на «видеочастоте» с помощью нелинейных элементов [1—3]. Предпочтительность практического использования схем указанного типа в сверхскоростных радиосис-

темах цифровой связи обусловлена также и повышенной технологичностью умножителей для данных приложений. Создание прецизионных и высокостабильных линий сверхмалых временных задержек является чрезвычайно сложной и трудноразрешимой на практике задачей и составляет основное препятствие на пути внедрения других известных устройств снятия модуляции (типа схем ремодуляции и других) в сверхбыстродействующие квазикогерентные демодуляторы дискретных сигналов [2; 3]. Таким образом, в настоящее время и в ближайшем будущем когерентная демодуляция сверхскоростных цифровых потоков будет обеспечиваться прежде всего с помощью нелинейных устройств «снятия» модуляции возведением последних в степень, равную числу разрешенных состояний их информационного параметра.

При неидеальности характеристик нелинейных устройств возведения в степень можно записать следующее общее аналитическое соотношение для определения спектра $Y(\cdot)$ сигнала на его выходе, т. е. на входе схемы ФАПЧ системы восстановления несущей:

$$Y(f_1, f_2, \dots) \cong \sum_{n=1}^M H_n(f, \dots, f_n) \prod_{j=1}^n x(f_j), \quad (2)$$

где f_j — j -й аргумент многомерного преобразования Фурье; M — верхняя граница усечения ряда Вольтерра (2), обеспечивающая требуемую для конкретной задачи точность анализа, причем $M \geq m \geq 2$; S_m — порядок полезной компоненты ряда Вольтерра (2); $H_n(\cdot)$ — ядро Вольтерра n -го порядка последовательного соединения входного фильтра с передаточной функцией $G(\cdot)$ собственно нелинейного элемента для «снятия» модуляции

несущего нелинейным аналитическим функционалом $F[\cdot] \cong \sum_{l=1}^m F_l[\cdot]$ и выходного фильтра для выделения m -й гармоники синхросигнала, который характеризуется оператором $k[\cdot]$. При этом

$$H_1(f_1) = K(f_1) F_1(f_1) G(f_1); \quad (3)$$

$$H_2(f_1, f_2) = K(f_1 + f_2) F_2(f_1, f_2) G(f_1) G(f_2); \quad (4)$$

$$H_3(f_1, f_2, f_3) = K(f_1 + f_2 + f_3) F_3(f_1, f_2, f_3) G(f_1) G(f_2) G(f_3). \quad (5)$$

Неидеальность «амплитудной» характеристики нелинейного элемента снятия модуляции, т. е. наличие конечных ядер Вольтерра $F_k(\cdot)$ и, следовательно, ненулевых нелинейных передаточных функций $H_k(\cdot)$ с $k \in [1, M]$ и $k \neq m$, приводит к соответствующему снижению помехоустойчивости функционирования системы когерентного восстановления несущей [3]. Аналогичный вывод можно сделать и для систем тактовой синхронизации с нелинейностью четного порядка [1, 3]. В частности, применив формулы (3)–(5), можно показать [3], что сужение полосы пропускания входного фильтра позволяет заметно повысить помехоустойчивость функционирования систем синхронизации. Из выражения (1) следует

[3], что возрастание инерционности входного фильтра приводит к резкому снижению надежности и качества работы данных систем из-за существенного ухудшения формы синхросигнала [2—4] и обусловленного этим повышения вероятности сбоев тактовой синхронизации [2; 3]. Полученные Б. Г. Теряевым количественные оценки свидетельствуют о необходимости сужения полосы синхронизации до 1...5 % от ширины информационной полосы частот. Здесь влияние МСИ на качество восстанавливаемого по информационному потоку синхросигнала будет носить определяющий характер [1—4]. Указанные искажения формы данного сигнала в значительной мере «усиливаются» после прохождения им через нелинейный элемент для «снятия» модуляции вследствие образования «нелинейных» МСИ; аномального «затягивания» переходных процессов при нелинейных динамических преобразованиях [3] и т. п. Таким образом, оптимальная ширина полосы «прозрачности» входного фильтра должна выбираться из условий наиболее рационального компромисса между требуемыми надежностью и качеством сигнальной синхронизации, с одной стороны, и ее помехоустойчивостью — с другой. С возрастанием скорости передачи цифровой информации и с повышением требований к точности синхронизации приемника дискретных сигналов необходимо увеличивать «запас» по ширине полосы пропускания входного фильтра. Количественные оценки показывают необходимость введения (10...15)-кратного «запаса» по входной полосе частот для обеспечения вероятности ошибки $P \sim 10^{-5} \dots 10^{-6}$ и надежности $\sim 0,995$ передачи цифровой информации со скоростями $R \sim 10^8 \dots 10^9$ бит/с. Отсюда следует, что для перспективных сверхскоростных систем цифровой связи целесообразно осуществлять «снятие» модуляции с нефильТРованных дискретных сигналов, т. е. еще до ограничения спектра их частот в «информационном» тракте приемника. В работах Б. Г. Теряева и других исследователей показана реальная возможность и практическая целесообразность существенного уменьшения потерь качества связи из-за влияния МСИ на основе введения (50...70)-процентного «запаса» по полосе пропускания основного тракта приемника и не менее (100...150)-процентного «запаса» по полосе передатчика, работающего в сугубо нелинейном режиме насыщения активных элементов — по сравнению с информационной полосой частот полезных сигналов. Характер данных выводов практически не зависит от типа фильтров. В ряде случаев целесообразно использовать простейшие одно- и, реже, двухзвенные фильтры. Наиболее рациональной в условиях неидеальной сигнальной синхронизации оказывается, как правило, обычная прямоугольная форма АЧХ этих фильтров. Это одновременно обуславливает актуальность применения нефильТРационных методов обеспечения помехоустойчивости функционирования связанных систем рассматриваемого класса, основанных, в частности, на использовании автокомпенсаторов помех и (или) адаптивных антенных решеток [3].

Минимально допустимая ширина полосы пропускания выходного фильтра устройства «снятия» модуляции — ширина зоны поиска для схемы ФАПЧ системы когерентного восстановления несущей ограничена снизу максимально возможным значением доплеровских сдвигов частоты и взаимной нестабильностью частоты задающих генераторов приемных и передающих терминалов корреспондирующих пунктов [1—5]. Для случая использования кварцевых задающих генераторов ширина зоны априорной неопределенности по частоте для систем сигнальной синхронизации сверхскоростных радиолний не может быть меньше десятков герц — единиц килогерц [3—5]. Учитывая при этом, что шумовая полоса систем синхронизации некоторых радиолний значительной протяженности не должна превышать единиц герц [5], указанные системы целесообразно построить по адаптивной двухкольцевой схеме и дополнить внешнее широкополосное кольцо ФАПЧ или ЧАП устройством поиска по частоте с повышенным быстродействием [3]. Для сверхскоростных радиолний с информационными полосами $\Delta f \sim 10^8 \dots 10^9$ Гц номиналы частот синхроколебаний не могут быть «ниже» диапазонов ОВЧ или УВЧ, а иногда и СВЧ. Следовательно, данные адаптивные системы сигнальной синхронизации реализуются чаще всего на базе радиоустройств с распределенными параметрами. Тогда условную математическую запись используемого здесь алгоритма адаптации можно представить в виде

$$\bar{U}_{\text{ФД}(T)} < U_{\text{п}} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{«С}_T\text{»} \div (1/\beta); \text{«И»} \div [(\beta - 1)/\beta]; \\ \text{«С}_Г\text{»} \div 0 \end{array} \right\}; \quad (6)$$

$$\bar{U}_{\text{ФД}(T)} \geq U_{\text{п}} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} \text{«С}_T\text{»} \div (1/\beta); \text{«С}_Г\text{»} \div [(\beta - 1)/\beta]; \\ \text{«И»} \div 0 \end{array} \right\}; \quad (7)$$

где $\bar{U}_{\text{ФД}(T)}$ — среднее значение напряжения на выходе фазового детектора внутреннего узкополосного кольца ФАПЧ точной синхронизации; $U_{\text{п}}$ — пороговое значение величины $U_{\text{ФД}(T)}$, характеризующее наличие при $\bar{U}_{\text{ФД}(T)} < U_{\text{п}}$ или отсутствие при $\bar{U}_{\text{ФД}(T)} > U_{\text{п}}$ состояние синхронизма во внутреннем кольце ФАП; \Rightarrow — импликация; «И», «С_T» и «С_Г» — обозначение информационного «канала», а также точного и грубого «синхроканалов» — внутреннего и внешнего кольца АПЧ. Отдельный знак соответствия (\div) характеризует энергетику соответствующего «канала» приемника.

В выражениях (6), (7) верхняя строка фигурных скобок указывает «рабочие» «каналы» приемника, а нижняя строка — «нерабочий» «канал». Здесь $1 < \beta < \infty$. Ускорение процессов установления и восстановления состояния синхронизма обеспечивается использованием в грубом «синхроканале» приемника той доли $[(\beta - 1)/\beta]$ полной мощности сигнала, которая в стационарном состоянии наличия точного синхронизма поступает в информационный «канал» приемника и служит для извлечения полезных

сообщений. В переходном состоянии (отсутствие точного синхронизма) она является бесполезной в данном канале, так как при этом информация в когерентных приемниках претерпевает существенные искажения и почти всегда необратимо утрачивается [1—3]. Поэтому информационный «канал» и грубый «синхроканал» работают поочередно и одновременно функционировать не могут. В то же время точный «синхроканал» данного приемника работает постоянно — для обеспечения процессов извлечения информации и с целью оперативного контроля текущего наличия состояния точного синхронизма — в режиме точного удержания, либо только для решения последней задачи — в режиме захвата. Это позволяет в $(\beta-1)$ расширить шумовую полосу внешнего кольца АПЧ и соответственно увеличить его быстродействие, а также в $(\beta-1)^2$ раз повысить максимально возможную скорость поиска по частоте в том кольце [3]. Данное улучшение динамических характеристик систем сигнальной синхронизации достигается без введения энергетической избыточности, что существенно для практического использования перспективных высокоэффективных методов модуляции дискретных сигналов и помехоустойчивого кодирования [3; 4]. Специфика СВЧ-систем с распределенными параметрами и, в частности, необходимость использования делителей мощности в случае решения задач синхронизации играет определенную положительную роль.

Представляет интерес и использование цифрового метода «псевдопараллельного» поиска синхронизма на основе записи реализации сигнала и считывания его с повышенной частотой. Таким образом, за один такт последовательно во времени и с повышенной скоростью поочередно проверяются гипотезы о возможных значениях синхропараметра принимаемого сигнала. Однако практическая применимость данного метода для сигнальной синхронизации сверхскоростных систем цифровой связи существенно ограничена реально достижимым быстродействием известных элементов современной цифровой техники. Поэтому для указанного класса систем передачи информации лучше использовать метод «псевдопараллельного» поиска для повышения динамических характеристик прежде всего устройств циклового фазирования, являющихся сравнительно низкочастотными. В этой связи целесообразна также организация оптимального взаимодействия схем тактовой синхронизации, устройств когерентного восстановления несущей и систем циклового фазирования сверхскоростных радиолиний цифровой связи.

Относительная нестабильность несущей частоты в реальных связных радиолиниях часто значительно больше нестабильности тактовой частоты [2], поэтому системы тактовой синхронизации могут выполняться узкополосными [4]. Желательно первую из указанных выше систем сигнальной синхронизации сделать «ведущей» и использовать получаемую с ее помощью информацию о временных границах тактовых интервалов для повышения надежности, качества и помехоустойчивости функционирования «ве-

домой» системы восстановления когерентной несущей [2—4]. Наиболее рациональный алгоритм сигнальной синхронизации когерентных приемников сверхскоростных радиолиний представляется четырехэтапным

- 1: $[t_0^{\#}, t_0^{\#} + T^{\#}] \Rightarrow$
- 2: $\Rightarrow t \in [t_0^{\#}, t_0^{\#} + \tau_1] \rightarrow f_n^{\#}; \Rightarrow$
- 3: $\Rightarrow t \in [t_0^{\#} + \tau_1, t_0^{\#} + \tau_1 + \tau_2] \rightarrow \{f_n^{\#}; [t_0^{\otimes}, t_0^{\otimes} + T^{\otimes}]\}; \Rightarrow$ (8)
- 4: $\Rightarrow t \in [t_0^{\otimes} + \tau_{\text{опт}_1}, t_0^{\otimes} + \tau_{\text{опт}_1} + \tau_{\text{опт}_2}] \rightarrow f_n^*$.

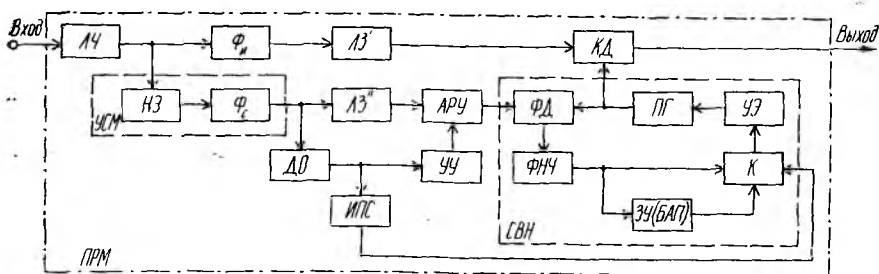
На первом этапе определяются временные границы текущего тактового интервала, в начале второго — осуществляется грубая оценка $f_n^{\#}$ значение несущей частоты f_n , используемая затем на третьем для извлечения тактовой информации и применяемая потом на четвертом этапе с целью получения точной оценки f_n^* несущей частоты на оптимальном по критерию отношение сигнал—шум промежутке времени. При этом необходимо задать такой временной режим работы реализующей данный алгоритм объединенной, т. е. тактовой и высокочастотной системы сигнальной синхронизации, чтобы обеспечить выполнение неравенства

$$t_0^{\#} < (t_0^{\#} + \tau_1) < \tau_0^{\#} + \tau_1 + \tau_2 < (t_0^{\otimes} + \tau_{\text{опт}_1}) < (t_0^{\otimes} + \tau_{\text{опт}_1} + \tau_{\text{опт}_2}) \leq (t_0^{\otimes} + T^{\otimes}). \quad (9)$$

Для сверхскоростных систем цифровой связи наиболее предпочтительный метод извлечения информации о тактовой частоте и границах тактовых интервалов связан с использованием нелинейных преобразователей четного порядка и схемы замкнутого или, хуже, разомкнутого типа. При окончательном выводе об интегральной эффективности функционирования систем сигнальной синхронизации сверхскоростных радиолиний необходимо учитывать также характерную для линий связи данного типа неидеальность стробирования дискретных сигналов [3].

Исследуем возможности ослабления влияния изменений уровня синхросигнала на точность и надежность синхронизации. Вариации амплитуды синхросигнала могут быть следствием колебаний мощности сигнала в канале [1—3] и (или) изменений текущей статистики передаваемых сообщений [3—5]. Борьба с указанными дестабилизирующими явлениями должна основываться как на оптимизации формы и структуры используемых сигналов, так и на применении специальных конструктивных мер по устранению либо максимально возможному ослаблению влияния этих явлений. В частности, достаточно эффективный метод обеспечения весьма высокой степени инвариантности надежности и качества сигнальной синхронизации к текущей статистике исходных сообщений связан с внедрением алфавитных балансных кодов и в первую очередь неблочной структуры, характеризующей су-

щественной простотой циклового фазирования [3]. Кроме того, в случае глубоких замираний, главным образом при полных пропаданиях передаваемых сигналов, в канале связи целесообразно осуществлять запоминание значений синхропараметров или, лучше, их предсказание на основе результатов предварительного анализа априорных данных и (или) оперативного экспресс-анализа «накапливаемой» апостериорной информации [3; 4]. Существенная инерционность систем сигнальной синхронизации сверхско-



ростных линий цифровой связи и особенно с большой физической задержкой распространения радиоволн позволяет не учитывать влияние усредняемых быстрых флюктуаций уровня и других параметров синхросигнала [3—5]. Однако медленные изменения уровня синхросигналов в ряде практически важных случаев могут приводить к заметному снижению точности, а иногда и надежности, синхронизации. Борьба с указанным выше типом вариаций уровня синхросигналов с помощью ограничителей их амплитуды и других устройств представляется не целесообразной вследствие того, что ограничение сигналов принципиально неизбежно сопровождается появлением фазовых искажений — вследствие нелинейных эффектов амплитудно-фазовой конверсии [3; 6].

Наиболее предпочтительны обычные схемы АРУ, установка которых после нелинейного устройства «снятия» модуляции позволяет сравнительно просто и достаточно надежно «сгладить» медленные изменения уровня синхросигнала. На рисунке представлена структурная схема когерентного приемника с системой восстановления несущей устойчивой к изменениям уровня сигналов. Здесь ЛЧ — линейная часть приемника ПРМ; КД — когерентный демодулятор; НЭ — нелинейный элемент устройства «снятия» модуляции УСМ; Фс — выходной фильтр УСМ; Фи — фильтр ПРМ для выделения информационной полосы частот полезного сигнала; ДО — детектор огибающей, отслеживающий медленные изменения амплитуды синхросигнала; УУ — устройство управления схемой АРУ в соответствии с сигналом ДО; СВН — система восстановления несущей, представленная для простоты в виде простой однокольцевой схемы ФАПЧ; ФД, ФНЧ, УЭ и ФГ — фазовый детектор, фильтр нижних частот, управляющий элемент и подстраиваемый генератор схемы ФАПЧ; ИПС — индикатор пропадания и глубоких замираний сигналов; ЗУ (БАП) — запоминающее

устройство (блок анализа и предсказания) значений управляющих напряжений с выхода ФНЧ; К — коммутатор подключающий ко входу УЭ выход ФНЧ или выход ЗУ (БАП) соответственно при отсутствии или наличие сигнала на выходе ИПС; ЛЗ — малодисперсионные линии задержки для выравнивания временных запаздываний прохождения сигналов по различным «каналам» ПРМ. Отметим также, что данная схема может быть дополнена индикаторами ложного захвата синхронизма и другими устройствами для повышения надежности и (или) качества синхронизации.

Верхняя оценка дисперсии полной ошибки синхронизации в традиционно используемых системах при достаточно длительных пропаданиях либо глубоких замираниях сигналов и, следовательно, срывах режима удержания точного кольца ФАПЧ может быть определена следующим образом [3]: $\sigma_1^2(\Delta t) \leq \sigma_{\text{ПРД}}^2(\Delta t) + \sigma_{\text{ПРМ}}^2(\Delta t)$, где $\sigma_{\text{ПРД}}^2(\cdot)$ и $\sigma_{\text{ПРМ}}^2(\cdot)$ — дисперсия флуктуаций фазы (частоты) задающего генератора соответственно передающего и приемного терминалов системы связи — с учетом влияния доплеровских сдвигов частоты вследствие возможного взаимного движения носителей указанных выше терминалов; Δt — длительность пропаданий или глубоких замираний сигналов, причем $\Delta t \geq \tau_{\text{ФАП}}$; $\tau_{\text{ФАП}}$ — постоянная времени точного внутреннего кольца ФАПЧ, характеризующая инерционность системы сигнальной синхронизации.

Отметим, что если $\Delta t' < \tau_{\text{ФАП}}$, то $\sigma_1^2(\Delta t') \equiv \sigma_1^2 \equiv \sigma_{\text{ФАП}}^2, \forall \Delta t' < \tau_{\text{ФАП}}$, (10), где $\sigma_{\text{ФАП}}^2$ — дисперсия установившейся ошибки точной узкополосной схемы ФАПЧ в режиме синхронизма — с учетом дестабилизирующего влияния изменений уровня синхросигнала.

В предлагаемой системе сигнальной синхронизации (см. рисунок) с экстраполяцией уходов частоты и фазы и «сглаживанием» изменений уровня несущей принимаемого сигнала имеем $\sigma_2^2(\Delta t) \leq \leq \sigma_N^2(\Delta t) + \sigma_{\text{ФАП}_2}^2$, (11), где $\sigma_N^2(\cdot)$ — дисперсия ошибки экстраполяции N -го порядка. Причем запоминание последнего — до срыва точного синхронизма — значения управляющего сигнала с выхода ФНЧ и простой «перенос» этого значения на Δt «вперед» является фактически экстраполяцией нулевого порядка; $\sigma_{\text{ФАП}_2}^2$ — дисперсия установившейся ошибки точной инерционной схемы ФАПЧ в режиме синхронизма — с учетом сглаживания измерений уровня сигнала и, следовательно, с ослаблением влияния этих изменений.

Поскольку в схеме ФАПЧ влияние уходов частоты и фазы несущей, влияния изменений ее уровня «неразличимы», то справедливо $\sigma_{\text{ФАП}_1}^2 \gg \sigma_{\text{ФАП}_2}^2$. Кроме того, в практически важном случае применения состоятельных, несмещенных и эффективных алгоритмов экстраполяции и при условии достаточности использу-

емой для прогноза статистики имеем $\sigma_1^2(\Delta t^*) \geq \sigma_2^2(\Delta t^*)$, $\forall \Delta t^* \geq 0$, причем $\sigma_0^2(\Delta t) \geq \sigma_{N^*}^2(\Delta t)$, $\forall \Delta t \geq \tau_{\text{ФАП}}$ и $\forall N^* > 1$. Это одновременно обуславливает и соответствующее снижение вероятности потери синхронизма после появления сигнала на входе приемника, т. е. уменьшение вероятности «обрыва» синхронизации вследствие пропадания или глубокого замирания сигналов в канале связи. Таким образом, предлагаемая адаптивная система сигнальной синхронизации (рисунок) характеризуется существенно повышенными по сравнению с известными схемами точностью и надежностью [2—5] функционирования. Это наиболее заметно при использовании радиоканалов с замираниями сигналов и (или) в случае значительной неравномерности во времени статистических характеристик передаваемых сообщений. В целом проведен комплексный анализ специфики сигнальной синхронизации сверхскоростных радиолиний цифровой связи, на основании результатов которого разработаны рекомендации по рациональному построению и применению систем тактовой синхронизации и когерентного восстановления несущей, включая вопросы совершенствования организации взаимодействия последних.

Список литературы: 1. *Спилкер Дж.* Цифровая спутниковая связь/Пер. с англ.; Под ред. В. В. Моркова. М., 1979. 152 с. 2. *Банкет В. П., Мельник А. М.* Система восстановления несущей при когерентном приеме дискретных сигналов// Зарубеж. радиоэлектроника. 1983. № 12. С. 28—49. 3. *Иванов М. А., Козаков А. М., Георгиевский В. И.* Адаптивные методы синхронизации сверхскоростных радиолиний цифровой связи//Тез. докл. III Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы повышения эффективности и качества систем синхронизации», Львов, 27—28 марта 1985 г. М., 1985. С. 64. 4. *Немировский М. С.* Синхронизация в современных системах связи//Программа III Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы повышения эффективности и качества систем синхронизации», Львов, 27—28 марта 1985 г. М., 1985. С. 1. 5. *Кантор Л. Я., Паньков Г. Х., Симонов М. М.* Принципы построения и взаимодействия систем синхронизации в цифровых системах спутниковой связи с МДВР//Тез. докл. III Всесоюз. науч.-техн. конф. «Проблемы повышения эффективности и качества систем синхронизации», Львов, 27—28 марта 1985 г. М., 1985. С. 5—6.

Поступила в редколлегию 18.11.85

УДК 621.396

В. П. ОНУФРИЕВ, канд. техн. наук

ВОПРОСЫ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКИХ МЕТЕОРНЫХ РЛС. СООБЩЕНИЕ 2. НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ СИНТЕЗА

Рассмотрим некоторые аспекты синтеза метеорной РЛС (МРЛС) по критерию эффективность — стоимость, исходя из следующих положений [1]. Мерой целесообразности системы, связанной с ее назначением, является функция эффективности с заданными коэффициентами и ограничениями. Эффективность системы зависит от ее параметров и внешних условий. Здесь важен резуль-