

Ан.М. Носик¹, Е.В. Шубин, А.П. Нарезний², Ал.М. Носик²¹Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков²Метрологический центр военных эталонов Вооруженных Сил Украины, Харьков

МЕТОД ОЦЕНКИ РАЗНОСТИ ЧАСТОТ ОПОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ АСУ СПЕЦИАЛЬНОГО НАЗНАЧЕНИЯ ПО НАЧАЛЬНОЙ ФАЗЕ СИНХРОНИЗИРУЕМОГО БЛОКА ЦИФРОВОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ

В данной статье рассмотрен метод оценки разности частот опорных генераторов по начальной фазе синхронизируемого блока цифровой последовательности передаваемой в транспортном потоке цифровой сети SDH. Данный метод позволяет повысить надежность частотно-временного обеспечения цифровой сети связи автоматизированной системы управления (АСУ) специального назначения в условиях особого периода передачи навигационных сигналов глобальными навигационными спутниковыми системами (ГНСС) GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия).

Ключевые слова: частотная синхронизация, эталонные сигналы времени и частоты, шкала времени.

Введение

Постановка проблемы. Известно, что для обеспечения целостности и непрерывности доставки информации в транспортной среде АСУ специального назначения необходимо решать задачу частотной синхронизации узлов цифровой сети. Так как из-за нестабильности опорных генераторов (мер частоты) формирующих на физическом уровне одну и ту же тактовую частоту всей сети, может происходить явление срыва тактовой синхронизации называемое слипом (slip) [1]. Это явление приводит к нарушению связи как в плезиохронной (PDH) так и с синхронной (SDH) цифровой иерархией сети [1, 2]. Современные схемы тактовой сетевой синхронизации, состоят из первичных эталонных генераторов, первичных эталонных источников, вторичных задающих генераторов, транспортной платформы на основе технологий SDH, IP и др. В качестве внешнего источника сигналов единого точного времени применяют сигналы глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) GPS (США) и ГЛОНАСС (Россия) [2].

Однако ГНСС ГЛОНАСС/ GPS принадлежат зарубежным военным ведомств, что не позволяет использовать сигналы этих систем для синхронизации узлов сети АСУ специального назначения, без дополнительного применения резервных (альтернативных) сигналов синхронизации. Это обусловлено тем, что в особый период функционирования ГНСС ГЛОНАСС/ GPS в их навигационные сигналы вводятся преднамеренные псевдослучайные поправки, как на координаты, так и на эталонные сигналы времени. Принято считать, что компенсация данных поправок возможна специальными дифференциальными методами обработки навигационных сигналов [2]. Однако реализация данных методов подра-

зумевает построения специальной высокоточной системы единого времени, для пунктов контроля радионавигационного поля. Без построения данной системы известные дифференциальные методы не позволяют в режиме реального времени проводить коррекцию частоты опорных генераторов узлов цифровой сети.

В связи с этим задача оценки относительной разности частот опорных генераторов цифровой сети, в особый период функционирования ГЛОНАСС/ GPS, по цифровым сигналам, которые передаются в транспортной среде SDH, является актуальной.

Анализ литературы. В работе [2] показано, что для обеспечения целостности и непрерывности доставки информации в транспортной среде SDH развертывают сети (тактовой) синхронизации. В Рекомендации ИТУ-T G.810 (08/96) понятие синхронизации сети определяется как «способ распределения времени и/или частоты, общих для всех элементов сети» но в этом же нормативном документе рекомендуют не ссылаться на шкалу Всемирного скоординированного времени UTC, а использовать термин «частота UTC». Этим подчеркивают, что время в сетях синхронизации не имеет значения: достаточно во всех узлах цифровой сети связи любым способом поддерживать на физическом уровне одну и ту же тактовую частоту.

В цифровых системах с импульсно-кодовой модуляцией, использующих PDH и SDH цифровую иерархию, основной вид синхронизации – тактовая (частотная), она определяет остальные (по фреймам и мультифреймам) виды синхронизации. В качестве источника опорного сигнала узла сети допускается использование внешних высокостабильных источников, характеризующихся относительной нестабильностью частоты не хуже $5e^{-10}$ на 20-и минутном

интервале наблюдения [1, 2]. Так, в [4] показано, что погрешность хранения времени высокоточными мерами времени и частоты (МВЧ) зависит как от способов получения, так и использования именно информации о разности частот исследуемой и эталонной мер. В связи с этим в настоящее время практикуется использование сложных, но эффективных методов оценки разности частот исследуемой и эталонной мер [4]. Тем не менее, как показывает опыт проведения метрологической аттестаций эталонных комплексов аппаратуры времени и частоты, время получения необходимой информации для оценки с заданной точностью частотных погрешностей исследуемых МВЧ составляет десятки суток при сотнях проведенных измерений. При этом если длительное время не проводятся коррекции частот опорных генераторов (исследуемых МВЧ) относительно эталонной (первичной) МВЧ, то, как показано в [4], в этот период будет наблюдаться значительное увеличение погрешности хранения времени из-за фликкерных флуктуаций частоты исследуемого сигнала. А при отсутствии внешних эталонных сигналов ГНСС такая ситуация является неприемлемой так как не обеспечивается целостность и непрерывности доставки информации в транспортной среде АСУ специального назначения.

Следовательно, возникает необходимость дальнейшего совершенствования методов оценки разности частот опорных генераторов (МВЧ) АСУ специального назначения на основе применения внутренних схем тактовой сетевой синхронизации.

Цель статьи. Повышения надежности частотно-временного обеспечения АСУ специального назначения, в условия особого периода передачи сигналов ГНСС GPS/ГЛОНАС. При этом предполагается производить оценку относительной разности частот опорных генераторов цифровой сети методом средневзвешенной оценки с использованием «избыточности» измерений начальных фаз синхронизируемых блоков цифровой последовательности передаваемой в транспортном потоке цифровой сети SDH.

Основная часть

Как правило, при аттестации высокоточных МВЧ используется временные (фазовые) измерения как наиболее точные [3]. Представим процесс получения поправок к исследуемым часам в виде последовательности измерений интервалов времени ΔT_k между соответствующими импульсами эталонной (с периодом T_3) и исследуемой (с переменным периодом T_p) последовательностями:

$$\Delta T_k = t_k - t_{3k} = (t_0 - t_{03}) + \sum_{p=1}^k T_p - kT_3, \quad (1)$$

где K – количество измерений интервалов времени; t_0, t_{03} – начальные моменты времени измерений между соответствующими импульсами исследуемой и эталонной последовательностями.

С учетом обозначений для поправок $U_k = t_{3k} - t_k$ и $U_k = t_{03} - t_0$ выражение (1) можно привести к виду

$$-U_k = U_0 + \sum_{p=1}^k T_p - T_3.$$

Введём обозначение для постоянной разности эталонной f_3 и исследуемой частоты $f_{и}$ в следующем виде $\Delta f = f_3 - f_{и}$, а систематическим изменением частоты $f_{и}$ в дальнейшем пренебрежем, так как у высокоточных мер частоты зависимость частоты $f_{и}$ от времени обнаруживается только за большой интервал времени [3]. Тогда

$$T_p = T_u = 1/(f_3 - \Delta f)$$

$$\text{и } U_k = U_0 - k \frac{\Delta f \cdot T_3^2}{1 - \Delta f \cdot T_3}. \quad (2)$$

Формула (2) определяет текущую поправку на исследуемую ШВ для дискретности измерений T_u .

Рассмотрим интервал наблюдения $\tau_r = \sum_{i=1}^N \tau_i$, состоящий из N измерений с дискретностью τ_i ($\tau_i = p_i T_3$) и с начальным отсчётом U_k (2).

Если обозначить $\tau_k = kT_3$, то

$$U_{k+m} = U_0 - \left(\tau_k + \sum_{i=1}^m \tau_i \right) \frac{\Delta f T_3^2}{1 - \Delta f T_3}, \quad m = \overline{0, N},$$

где p_i – число периодов T_3 в интервале времени τ_i .

Для двух измерений поправок часов в момент времени τ_{k+m}, τ_{k+n} ($n > m, n, m \in [0, N]$) можно получить оценку разности поправок часов на интервале сравнения ($\tau_{k+n} - \tau_{k+m}$):

$$\begin{aligned} \Delta U_{(n,m)} &= U_{k+n} - U_{k+m} = \\ &= - \left(\sum_{i=1}^n \tau_i + \sum_{i=1}^m \tau_i \right) \frac{\Delta f T_3}{1 - \Delta f T_3} = - \frac{\Delta f T_3}{1 - \Delta f T_3} \sum_{i=m+1}^n \tau_i. \quad (3) \end{aligned}$$

Из последнего выражения можно непосредственно получить оценку измеряемой разности частот:

$$\Delta f = \Delta U_{(n,m)} / T_3 \left(\Delta U_{(n,m)} - \sum_{i=m+1}^n \tau_i \right). \quad (4)$$

Следует отметить, что полученное выражение (4), есть наиболее точное представление оценки измеряемой разности частот $\Delta f = f_3 - f_{и}$ через измеренные значения поправок исследуемых часов на интервале сравнения ($\tau_{k+n} - \tau_{k+m}$), а относитель-

ные оценки вида [4]

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{\Delta U_{(n,m)}}{(\tau_{k+n} - \tau_{k+m})} = -\Delta U_{(n,m)} \left(\sum_{i=m+1}^n \tau_i \right)^{-1}. \quad (5)$$

Есть упрощенное представление выражения (4)

при условии $\left| \frac{\Delta U_{(n,m)}}{(\tau_{k+n} - \tau_{k+m})} \right| \ll 1$.

Ясно, что это условие не всегда может быть выполнено и, кроме того, при условии (5) необходимо рассматривать масштаб выражения поправки, который в случае использования масштаба исследуемой шкалы становится неопределённым из-за фактического незнания длительности исследуемого периода, а в случае использования масштаба эталонной шкалы из-за неизвестной частоты исследуемого сигнала.

Кроме того, оценка относительной разности частот вида (5) является смещенной на величину

$$\left| \frac{\Delta \hat{f} - \Delta f}{f_3} \right| = \left| \frac{\Delta \hat{f}}{f_3} \right| - \left| \frac{\Delta f}{f_3} \right|.$$

Рассмотрим традиционно применяемые алгоритмы оценки измеряемой разности частот: среднеинтегральную оценку на интервале τ_n ; среднеарифметическую оценку по N измерениям поправок часов и использование оценок по методу наименьших квадратов (МНК) [3].

Для простоты сравнения введем следующие допущения: погрешность фазовых измерений (измерений величины U_k) одинаковы для всех измерений и определяется только инструментальной погрешностью σ_n ; $\tau_i = \tau_n$ и обработке подвергаются одни и те же данные, полученные на интервале $\tau_0 = \tau = N\tau$. Тогда выражение (3) и (4) запишутся в виде

$$\Delta U_{(n,m)} = -(n-m)\tau \frac{\Delta f T_3}{1 - \Delta f T_3};$$

$$\Delta f = \frac{\Delta U_{(n,m)}}{T_3 [\Delta U_{(n,m)} - (n-m)\tau]};$$

$n > m$; $n, m \in [0, N]$, а соответствующие оценки разности частот примут вид

$$\Delta f_{\tau_n} = \frac{\Delta U_{(N,0)}}{T_3 [\Delta U_{(N,0)} - N\tau]}; \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \Delta f_{cp} &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{\Delta U_{(n,m)}}{T_3 [\Delta U_{(n,m)} - \tau]} = \\ &= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \frac{\Delta U_{(n,n-1)}}{T_3 [\Delta U_{(n,n-1)} - \tau]}; \quad (7) \end{aligned}$$

$$\Delta f_{\text{МНК}} = \frac{\beta}{T_3 (\beta - \tau)}, \quad (8)$$

где выражение $\beta = -\tau \frac{\Delta f T_3}{1 - \Delta f T_3}$ может быть получено

при решении соответствующей системы нормальных уравнений для значений U_{k+m} и моменте времени τ_{k+m} ($m = \overline{0, N}$) для принятых допущений при поиске зависимости $U(t_{k+m})$ в виде

$$U(t_{k+m}) = \alpha + \beta t_{k+m}$$

по условию

$$D = \sum_{m=0}^N (U_{k+m} - \alpha - \beta t_{k+m})^2 = \text{минимум}.$$

Для соотношений (6)–(8) могут быть получены соответствующие выражения для погрешностей применяемых оценок:

$$\sigma_{\tau_n} = \sqrt{2} \sigma_n \frac{N\tau}{T_3 [\Delta U_{(N,0)} - N\tau]^2};$$

$$\sigma_{cp} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N}} \sigma_n \frac{\tau}{T_3 [\Delta U_{(n,n-1)} - \tau]^2}; \quad (9)$$

$$\sigma_{\text{МНК}} = \frac{\tau}{T_3 (\beta - \tau)^2} \sigma_\beta. \quad (10)$$

Учитывая, что

$$\Delta U_{(n,m)} = \frac{1}{N} \Delta U_{(N,0)} (n-m); \quad \beta = \Delta U_{(n,n-1)},$$

из условия минимума дисперсии следует

$$\sigma_\beta \cong \sqrt{\frac{D}{N+1}} \sqrt{\frac{12}{N(N+2)(N+1)}},$$

и учитывая, что величина $\sqrt{D/(N+1)}$ является соответствующей оценкой величины σ_n , то соотношения (9) и (10) можно привести к виду:

$$\sigma_{cp} = \sqrt{2} \sigma_n \frac{\tau}{T_3 [\Delta U_{(n,n-1)} - \tau]^2} \sqrt{N} = \sigma_{\tau_n} \sqrt{N}; \quad (11)$$

$$\sigma_{\text{МНК}} = \sqrt{2} \sigma_n \frac{N\tau \sqrt{\frac{6N}{(N+2)(N+1)}}}{T_3 [\Delta U_{(N,0)} - N\tau]^2} \approx \sigma_{\tau_n} \sqrt{\frac{6}{N}}.$$

Соотношение (11) указывает на важную роль длительности интервалов сравнения как своеобразного «временного» фильтра, среднеинтегральная оценка оказывается всегда эффективнее среднеарифметической, получаемой по набранному на данном интервале объему измерений. Альтернативой среднеинтегральной оценки является применение усложненной оценки по МНК, приводящей к существенному выигрышу в точности получаемой

оценки и, таким образом, позволяющей уменьшить необходимый интервал сравнения в N раз.

На интервале наблюдений $\tau_N = \sum_{i=1}^N \tau_i$ может быть получено $N(N+1)/2$ различных оценок величины вида $\Delta U_{(n,m)}$ каждая из которых, в свою очередь, может быть использована для оценки разности частот $\Delta f_{(n,m)}$:

$$\Delta f_{(n,m)} = \frac{\Delta U_{(n,m)}}{T_0 [\Delta U_{(n,m)} - \tau_{(n,m)}]},$$

где $n = \overline{1, N}$, $m = \overline{0, N-1}$, $\tau_{(n,m)} = \sum_{i=1}^N \tau_i$.

Эту «избыточность» измерений можно использовать для нахождения оптимальной в смысле минимума дисперсии $D_{(n,m)}$ средневзвешенной оценки $\tilde{\Delta f}_{(n,m)}$:

$$\tilde{\Delta f}_{(n,m)} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N p_{n,m} \Delta f_{(n,m)}, \quad (12)$$

$$D_{(n,m)} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N p_{n,m}^2 D[\Delta f_{(n,m)}] = \text{минимум}, \quad (13)$$

где $D[*]$ – символ операции нахождения дисперсии.

Для того, чтобы оценка $\Delta f_{(n,m)}$ являлась несмещенной, необходимо выполнить условие

$$\sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N p_{n,m} = 1.$$

Дифференцируя (13) по $p_{n,m}$ и используя метод неопределенных множителей Лагранжа, получаем условие минимума дисперсии $D_{(n,m)}$:

$$\begin{cases} 2p_{n,m} D[\Delta f_{(n,m)}] + \lambda = 0; \\ n = 1, 2, \dots, N; \quad m = 0, 1, \dots, N-1; \\ \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N p_{n,m} = 1. \end{cases} \quad (14)$$

Из (14) определяются оптимальные весовые коэффициенты $p_{n,m}$, дающие минимум дисперсии $D_{(n,m)}$:

$$p_{n,m} = D[\Delta f_{(n,m)}]^{-1} / \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N D[\Delta f_{(n,m)}]^{-1},$$

где

$$D[\Delta f_{(n,m)}] = \left\{ \frac{\tau_{(n,m)}}{T_0 [\Delta U_{(n,m)} - \tau_{(n,m)}]} \right\}^2 D[\Delta U_{(n,m)}].$$

При принятых ранее допущениях получим:

$$D[\Delta f_{(n,m)}] = \left\{ \frac{(n-m)\tau}{T_0 [\Delta U_{(n,m)} - (n-m)\tau]} \right\}^2 2\sigma_{\tau_i}^2 = \left\{ \frac{N^2\tau}{T_0 [\Delta U_{(N,0)} - N\tau]} \right\}^2 2\sigma_{\tau_i}^2 = \sigma_{\tau_i}^2 \frac{N^2}{(n-m)^2}.$$

Тогда весовые коэффициенты будут равны

$$p_{n,m} = \frac{(n-m)^2}{\sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N (n-m)^2} = \frac{12(n-m)^2}{N(N+1)^2(N+2)}, \quad (15)$$

а дисперсия оценки разности частот по всем возможным сочетаниям разностей поправок к исследуемым часам составит

$$D_{(n,m)} = 12N\sigma_{\tau_i}^2 / (N+1)^2(N+2).$$

Если обозначить $\sigma_p = \sqrt{D_{(n,m)}}$ погрешность оценки вида (12), то в рассматриваемом случае можно получить:

$$\sigma_p = \sigma_{\tau_i} \sqrt{\frac{12N}{(N+1)^2(N+2)}} \approx \sigma_{\tau_i} \frac{\sqrt{12}}{N} = \sigma_{\text{МНК}} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{N}}.$$

Из последнего соотношения видно, что использование «избыточности» измерений поправок к исследуемым часам для расчёта разности частот приводит к более эффективной (и более «быстрой») оценке этой характеристики исследуемой МВЧ.

Если пренебречь смещением оценки вида (5), то алгоритм нахождения разности частот исследуемой и эталонной меры, использующей «избыточность» фазовых измерений, может быть сведён к следующим соотношениям (при тех же допущениях):

$$\frac{\Delta f_{(n,m)}}{f_0} = \frac{\Delta U_{(n,m)}}{\tau};$$

$$\Delta \hat{U}_{(n,m)} = \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{n=m+1}^N p_{n,m} \Delta U_{(n,m)},$$

где весовые коэффициенты $p_{n,m}$ определяются с помощью выражения (15).

Такая оценка в N раз будет эффективнее среднеинтегральной оценки измеряемой разности частот.

На рис. 1 приведены отношения погрешности σ_{τ_i} , получаемой при использовании среднеинтегральной оценки разности частот на интервале сравнения с дискретностью τ при N измерениях, к погрешностям, получаемым при использовании МНК для обработки фазовых измерений ($\sigma_{\text{МНК}}$) и при использовании метода средневзвешенной оценки по всем совокупности возможных сочетаний разностей поправок к исследуемым часам (σ_p).

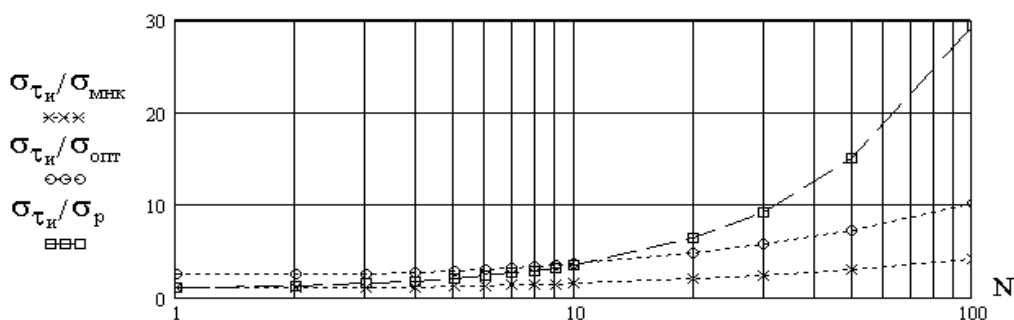


Рис. 1. Соотношение между погрешностями различных методов оценки разности частот МВЧ в АСУ

Кроме того, на рис. 1 для сравнения приведены соответствующие данные для погрешности $\sigma_{\text{ОПТ}}$ по применению метода оценки разности частот в виде оптимального алгоритма коррекции [4].

Выводы

Для того, чтобы определить возможности использования рассмотренных алгоритмов оценки разности частот, необходимо установить статистически значимое различие между дисперсиями соответствующих оценок. По известному критерию Фишера [4] и табличным данным легко определить, что МНК следует считать более эффективным по сравнению со среднеинтегральной оценкой при количестве измерений $N \geq 20$, оптимального алгоритма – при $N \geq 6$, а средневзвешенной оценки – при $N \geq 7$. Оптимальный алгоритм и средневзвешенная оценка становятся более эффективными по сравнению МНК при $N \geq 8$ и $N \geq 10$ соответственно. При $N \geq 20$ существенными преимуществами по сравнению со всеми рассматриваемыми методами обладает метод средневзвешенной оценки с использованием «избыточности» измерений. Практически это означает, что при небольшом объеме фазовых измерений ($N \cong 10-15$) для оценки исследуемой разности частот следует применять простой и эффективный метод среднеинтегральной оценки, а при большом объеме, для сокращения временных затрат на исследование, – метод средневзвешенной оценки с использованием «избыточных» фазовых измерений.

Дальнейшее совершенствование методов обработки фазовых измерений связано с учетом характеристик нестабильности аттестуемых (исследуемых) мер, выводом рекуррентных соотношений, позволяющих получать соответствующие оценки в темпе поступления измерений, а также с поиском «сверхэффективных» оценок.

Список литературы

1. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / Б. Скляр; пер. с англ. Е.Г. Грозы и др. – 2-е изд. – М.: Издат. дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.
2. Носик А.М. Синхронизация первичных атомных часов АСУ специального назначения по сигналам глобальных навигационных спутниковых систем / А.М. Носик, А.П. Нарежний, А.М. Носик // Системи обробки інформації: зб. наук. п. – Х.: ХУПС, 2010. – Вып. 9(90). – С. 70-73.
3. Носик А.М. Особливості організації еталонного сервера часу АСУ спеціального призначення на основі атомного годинника, що синхронізується за сигналами глобальних навігаційних спутникових систем / А.М. Носик, О.П. Нарежний // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС, 2010. – № 2(4). – С. 141-145.
4. Чирков А.Г. Современная теория стабильности прецизионных генераторов / А.Г. Чирков, Б.Г. Матисов. – СПб.: Изд-во Политехнического университета, 2005. – 355 с.

Поступила в редколлегию 24.09.2011

Рецензент: д-р техн. наук с.н.с Г.В. Худов, Харьковский университет Воздушных Сил им. И. Кожедуба, Харьков.

МЕТОД ОЦІНКИ РІЗНИЦІ ЧАСТОТ ОПОРНИХ ГЕНЕРАТОРІВ АСУ СПЕЦІАЛЬНОГО ПРИЗНАЧЕННЯ ЗА НАЧАЛЬНОЮ ФАЗОЮ СИНХРОНІЗУЄМОГО БЛОКА ЦИФРОВОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ

А.М. Носик, Є.В. Шубін, О.П. Нарежний, О.М. Носик

У даній статті розглянуто метод оцінки різниці частот опорних генераторів за початковою фазою синхронізованого блока цифрової послідовності переданої в транспортному потоці цифрової мережі SDH. Даний метод дозволяє підвищити надійність частотно-часового забезпечення цифрової мережі зв'язку автоматизованої системи управління (АСУ) спеціального призначення в умовах особливого періоду передачі навігаційних сигналів глобальними навігаційними супутниковими системами (ГНСС) GPS (США) і ГЛОНАСС (Росія).

Ключові слова: частотна синхронізація, еталонні сигнали часу і частоти, шкала часу.

METHOD OF BASE GENERATORS FREQUENCY DIFFERENCE ESTIMATING BY DIGITAL SEQUENCE SYNCHRONIZED BLOC STARTING PHASE IN SPECIAL AUTOMATED CONTROL SYSTEM (ACS)

An.M. Nosyk, Ye.V. Shubin, O.P. Narezniy, Al.M. Nosyk

The method of base generators frequency difference estimating by the starting phase of the digital sequence synchronized block transmitted in a transport stream of digital network SDH is discussed in this article. This method allows to improve the reliability of frequency-time digital network providing of special automated control system (SACS) in the special period of navigation signals transmission by global navigation satellite systems (GNSS) GPS (U.S.) and GLONASS (Russia).

Keywords: frequency synchronization, time and frequency standard signals, time scale.