

України в цілому й окремих її регіонах, ослаблення позицій України на світовому ринку транспортних послуг.

Список літератури

1. Зеркалов Д.В. Транспорт України. Довідник.— К.:Основа,2002. — 416 с.
2. Новікова А.М. Методологічні основи розвитку транзитного потенціалу України. Автореферат дисертації на здобуття наук. ступ. д.е.н. — К.: ПП «Графіка», 2004. — 36 с.
3. Повышение эффективности эксплуатации транспорта: Межвуз. науч. сб. / Саратов. гос. техн. ун-т, Рос. акад. транспорта и др. ; Редкол. Отставнов А.А. (отв. ред.) и др. - Саратов: СГТУ, 2001. - 190 с.
4. Кондратьев В.Б. Транспорт как фактор глобальной конкурентоспособности // Транспорт и экономический рост.: Тезисы докладов Третьей международной конференции по транспорту/ Санкт-Петербург, 2004. С. 33 - 35.

Надійшла 16.08.2005
Після доробки 5.09.2005

УДК 681.5

С.Б. Гордиенко, В.К. Стеклов

ФАЗОВАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ В СИСТЕМАХ СПЕЦИАЛЬНОЙ СВЯЗИ

Системы фазовой синхронизации (СФС) во многих практических случаях работают при ступенчатом изменении задающего воздействия $\varphi_{\text{вх}}(t)$ (разности фаз двух сравниваемых по фазе напряжений одинаковой частоты) [1,2]

В настоящей работе решается задача повышения быстродействия с помощью разомкнутого компенсационного канала управления.

Структурная схема СФС с управлением по отклонению изображена на рис.1,а, где $\varphi_{\text{вых}}(t)$ - фаза напряжения управляющего генератора; $\Delta\varphi(t)$ - ошибка СФС; $W_p(p) = W_1(p)W_2$ - оператор элементов (фазового дискриминатора, фильтра нижних частот, усилителя - преобразователя, управляемого генератора) замкнутого контура в разомкнутом состоянии; ЭС - элемент сравнения (фазовый дискриминатор); $\varphi_{\text{вых}}(t)$ - фаза выходного напряжения СФС.

Уравнения элементов системы рис.1, а определяются выражениями

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \varphi_{\text{вх}}(t) - \varphi_{\text{вых}}(t); \\ \varphi_{\text{вых}}(t) &= W_1(p)W_2(p)\Delta\varphi(t), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $p = d/dt$.

Из уравнений (1), исключая $\varphi_{\text{вых}}(t)$, получим уравнение движения СФС с управлением по отклонению относительно ошибки

$$[1 + W_1(p)W_2(p)]\Delta\varphi(t) = \varphi_{\text{вх}}(t),$$

или

$$[D_1(p)D_2(p) + F_1(p)F_2(p)]\Delta\varphi(t) = F_1(p)F_2(p)\varphi_{\text{вх}}(t), \quad (2)$$

где $W_1(p) = D_1(p)/F_1(p)$; $p \equiv d/dt$, $j = 1,2$.

Полное решение уравнения (2) можно представить в виде суммы переходной $\Delta\varphi_{\Pi}(t)$, и вынужденной $\Delta\varphi_B(t)$, составляющих ошибки

$$\Delta\varphi(t) = \Delta\varphi_{\Pi}(t) + \Delta\varphi_B(t).$$

Во многих практически важных случаях (фазовая и частотная манипуляции, ступенчатое изменение фазы входного сигнала в СФС) предъявляются жесткие требования к величине переходной составляющей ошибки (ПСО). Для повышения точности СФС с управлением по отклонению в переходных режимах необходимо изменять параметры замкнутого контура, что влияет на его устойчивость. Поэтому при выборе параметров замкнутого контура СФС из условия уменьшения переходной или вынужденной составляющих ошибки следует учитывать требование устойчивости.

Трудности, возникающие в высококачественных СФС с управлением по отклонению, устраняются в комбинированных СФС (КСФС). Структурная схема КСФС изображена на рис. 1,б.

Уравнения элементов КСФС.

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(t) &= \varphi_{BX}(t) - \varphi_{BbIX}(t); \\ \varphi_{BbIX}(t) &= W_2(p) \sum \sum (t) \\ \sum \sum (t) &= W_1(p) \Delta\varphi(t) + W_{\varphi_{BX}}(t) \varphi_{BX}(t) \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Исключая промежуточные переменные из выражений (3), получаем уравнение движения КСФС относительно ошибки

$$[1 + W_1(p)W_2(p)]\Delta\varphi(t) = [1 - W_{\varphi_{BX}}(p)W_2(p)]\varphi_{BX}(t) \quad (4)$$

Как следует из выражения (4), рациональным выбором параметров разомкнутой компенсационной связи по фазе входного сигнала КСФС с оператором $W_{\varphi_{BX}}(p)$ можно

существенно уменьшить как вынужденную, так и переходную составляющие ошибки. При выполнении условия инвариантности

$$W_{\varphi_{BX}}(p) = 1/W_2(p) = F_2(p)^{m_1} / D_2(p)^{m_1} \quad (5)$$

где m_1 и m_2 - степени соответствующих полиномов;

полностью устраняется как вынужденная, так и переходная составляющие ошибки. Однако на практике условие (5) физически нереализуемо, так как степень числителя m_1 оператора $W_{\varphi_{BX}}(p)$ больше степени m_2 его знаменателя.

Известно, что значительно уменьшить переходную составляющую ошибки СФС можно соответственным изменением начальных значений одной или нескольких его компонент [1,3]. При некратных вещественных корнях характеристического уравнения замкнутого контура управления ПСО комбинированной СФС определяется выражением

$$\Delta\varphi_{\Pi}(t) = \sum_{i=1}^m A_i e^{\lambda_i t} \quad (6)$$

где A_i - начальное значение i -й компоненты ПСО; $A_i = F_1(\lambda_i)$

$F_3'(\lambda) A_i = F_1(\lambda_i)F_2(\lambda_i) / F_3'(\lambda_i)$; λ_i - i -й корень характеристического уравнения

$$F_3(s) = D_1(s) D_2(s) + F_1(s)F_2(s) = 0$$

s - оператор Лапласа.

Если характеристическое уравнение имеет l простых корней и $q-1$ комплексных, то

$$\Delta\varphi_{\Pi}(t) = \sum_{j=1}^l A_j e^{\lambda_j t} + \sum_{j=1}^{\frac{q-1}{2}} A_j e^{-r_j t} \sin(\omega_j t + \varphi_j), \quad (7)$$

где r_j - вещественная часть j -того комплексного корня.

Аналогично при кратных корнях уравнения $F_3(s) = 0$ имеем

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi_{\Pi}(t) &= \sum_{k=1}^l \sum_{j=1}^{q_k} A_{kj} t^{q_{kj}} e^{\lambda_k t} / (q_k - j)!; \\ F_3(s) &= (s - \lambda_1)^{q_1} (s - \lambda_2)^{q_2} \dots (s - \lambda_k)^{q_k} \dots (s - \lambda_r)^{q_r} \end{aligned} \right\} \quad (8)$$

$$\sum_{j=1}^r q_j = m, k$$

где m - степень характеристического уравнения.

Как видно из выражении (6) - (8), переходная составляющая ошибки $\Delta\varphi_{\Pi}(t)$ зависит от начальных значений компонент A_j или A_{kj} и корней характеристического уравнения, определяющих интенсивность затухания этих компонент. По вещественным корням характеристического уравнения можно оценить длительность переходного процесса. При этом наибольшее влияние на длительность переходного процесса оказывают вещественные корни (вещественные части корней), малые по абсолютной величине.

Время регулирования определяют по формуле $t_p = (1/\eta) / \ln(1/\Delta)$ где η - ближайший к мнимой оси вещественный корень; $\Delta = 0,1 - 0,05$, или $t_p \leq (1/\eta) / \ln(1/\Delta)$, если η - ближайшая к мнимой оси вещественная часть корня. Переходная составляющая ошибки $\Delta\varphi_{\Pi}(t)$ располагается в промежутке

$$1 + Q(\eta, t) > \Delta\varphi_{\Pi}(t) > 1 - Q(\eta, t)$$

где $Q(\eta, t) = e^{-\eta t} [1 + \eta t + \dots + (\eta t)^{n-1} / (n-1)!]$; $1 + Q(\eta, t)$ - мажоранта; $1 - Q(\eta, t)$ - миноранта.

Метод расчета параметров разомкнутой компенсирующей связи по задающему воздействию из условия подавления наиболее медленно затухающих компонент ПСО, в основном определяющих длительность переходного процесса (рис. 1,б), рассмотрен в работах [3,4]. При этом для уменьшения l компонент необходимо в систему ввести l производных от задающего воздействия. Обычно получение производных выше третьего порядка сопряжено со значительными трудностями. В связи с этим возникает задача компенсировать начальные значения всех медленно затухающих компонент ПСО с помощью ограниченного числа производных (не выше второго порядка) от задающего воздействия (фазы входного сигнала)

Замкнутый контур любой КСФС в разомкнутом состоянии можно представить в виде соединения элементарных звеньев направленного действия (рис.1,в). Тогда передаточная функция в разомкнутом состоянии определяется выражением

$$W_p(s) = \varphi_{\text{вых}}(s) / \Delta\varphi(s) = \prod_{i=1}^n W_i(s) = \prod_{i=1}^n k_i / (T_i s + 1) s^v \quad (9)$$

где v - порядок астатизма замкнутого контура относительно фазы входного сигнала.

При построении КСФС разомкнутый канал управления представим в виде n каналов, каждый из которых подключен ко входу элементарного звена замкнутого контура управления. Передаточная функция каждого отдельного разомкнутого канала

$$W_{\varphi_{bx}}(s) = \tau_\nu s^\nu / (d_i s + d_{0i}) \quad (10)$$

Структурная схема КСФС с учетом выражений (9) и (10) изображена на рис.1,г. Запишем уравнения элементов этой системы

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(s) &= \varphi_{ax}(s) - \varphi_{оах}(s); \beta(s) = W_n(s) \sum_{n-1}(s); \\ \sum_i(s) &= W_{i-1}(s)W_{i-2}(s) + W_{\varphi_i}(s)\varphi_{ax}(s); \sum_i(s) = \Delta\varphi(s) + W_{\varphi_{ax1}}(s)\varphi_{ax}(s); i = 1, n \end{aligned} \right\} \quad (11)$$

Исключая из уравнений (11) промежуточные переменные $\varphi_{оах}(s)$, $\sum_i(s)$, получаем уравнение системы относительно ошибки $\Delta\varphi(s)$.

$$\begin{aligned} \left[1 + \prod_{i=1}^n W_i(s) \right] \Delta\varphi(s) &= \\ = \left[1 - W_{\varphi}(s) - W_{\varphi_{ax2}}(s) \prod_{i=2}^n W_i(s) - \dots - W_{\varphi_{ax(n-1)}}(s) \prod_{i=n-1}^n W_i(s) - W_{\varphi_{axn}}(s)W_n(s) \right] \varphi_{BX}(s) \end{aligned} \quad (12)$$

Из уравнения (12) находим условие абсолютной инвариантности, обеспечивающее равенство нулю ошибки системы

$$\begin{aligned} 1 - W_{\varphi_{ax1}}(s) \prod_{i=1}^n W_i(s) s^\nu - W_{\varphi_{ax2}}(s) \prod_{i=2}^n W_i(s) s^\nu - \dots \\ - W_{\varphi_{ax(n-1)}}(s) \prod_{i=n-1}^n W_i(s) s^\nu - W_{\varphi_{axn}}(s)W_n(s) s^\nu = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

Условие (13) позволяет определить передаточную функцию $W_{\varphi_{ax1}}(s)$ через параметры замкнутого контура. Из выражения (13) следует, что значение $W_{\varphi_{ax1}}(s)$, соответствующее

условию абсолютной инвариантности, зависит не только от параметров замкнутого контура, но и от параметров соседних разомкнутых компенсационных каналов с передаточными функциями $W_{\varphi_{axj}}(s)$ ($j \neq i$) В частности,

$$W_{\varphi_{ax1}}(s) = \left[1 - W_{\varphi_{ax2}}(s) \prod_{i=2}^n W_i(s) - \dots - W_{\varphi_{axn}}(s)W_n(s) \right] / \left[\prod_{i=1}^n W_i(s) \right].$$

Порядок низшей производной, формируемой разомкнутым каналом, от задающего воздействия должен быть равен порядку астатизма ν СФС с управлением по отклонению, и в большинстве практических систем $\nu = 1$, поэтому при определении вида $W_{\varphi_{ax1}}(s)$

Будем в дальнейшем пользоваться выражением (10) при $\nu = 1$. Припишем уравнение (12) с учётом выражений (9) и (10)

$$\begin{aligned} \left[\prod_{i=1}^n (\tau_i s + 1) + k_{0n} \right] \prod_{i=1}^n (d_i s + d_{0i}) \Delta\varphi(s) &= \\ = \left[\prod_{i=1}^n (T_i s + 1) s \prod_{i=1}^n (d_i s + d_{0i}) - \tau_1 s k_{0n} - \tau_2 s (T_1 s + 1) k_{0(n-1)} - \dots - \tau_n s \prod_{i=1}^{n-1} (T_i s + 1) k_0 \right] \varphi_{BX}(s) \end{aligned} \quad (14)$$

где $k_{0n} = \prod_{i=1}^n k_i$; $k_{0(n-1)} = \prod_{i=2}^n k_i, \dots, k_0 = k_n$

Уравнение (14) можно представить в виде

$$M_3(s)\Delta\varphi(s) = D_3(s)\varphi_{BX}(s)$$

где

$$M_3(s) = F_3(s) F_{\varphi_{\text{вх}}}(s); \quad F_3(s) = \prod_{i=1}^n (T_1 s + 1)s + k_{0n}; \quad F_{\varphi_{\text{вх}}}(s) = \prod_{i=1}^n (d_i + d_{0i}),$$

$$D_3(s) = \prod_{i=1}^n (T_i s + 1) \prod_{i=1}^n (d_i + d_{0i} s) - \tau_1 s k_{0n} - \tau_2 s (T_1 s + 1) k_{0(n-1)} - \dots - \tau_n s \prod_{i=1}^{n-1} (T_i s + 1)$$

Переходная составляющая ошибки КСФС при простых некратных полюсах и ступенчатом задающем воздействии определяется выражением

$$\Delta\varphi_n(t) = \Delta\varphi_{n1}(t) + \Delta\varphi_{n2}(t), \quad (15)$$

где $\Delta\varphi_{n1}(t) = \sum_{i=1}^n A_i e^{\lambda_i t}$; $\Delta\varphi_{n2}(t) = \sum_{i=1}^n A_{i\varphi_{\text{вх}}} e^{\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}} t}$; λ_i - i-й корень характеристического

уравнения $F_3(s)=0$ замкнутого контура КСФС; $\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}$ - i-й корень i-го уравнения

$F_{\varphi_{\text{вх}}}(s) = 0$ разомкнутой компенсирующей связи по фазе входного сигнала КСФС

$$A_i = \frac{D_3(\lambda_i) \varphi_0}{M_3(\lambda_i) \lambda_i}; \quad A_{i\varphi_{\text{вх}}} = \frac{D_3(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) \varphi_0}{M_3(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) \lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}}; \quad M_3(\lambda_i) = \left. \frac{dM_3(s)}{ds} \right|_{s=\lambda_i}$$

$$M_3(\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}) = \left. \frac{dM_3(s)}{ds} \right|_{s=\lambda_{i\varphi_{\text{вх}}}}$$

Выражение (15) показывает, что ПСО КСФС можно представить в виде сумм ее компонент, интенсивность затухания которых определяется корнями характеристического уравнения замкнутого контура $[\Delta\varphi_{n1}(t)]$ и корнями характеристических уравнений $F_{\varphi_{\text{вх}}}(s) = 0$ связи по фазе входного сигнала КСФС $[\Delta\varphi_{n2}(t)]$. Поскольку корни уравнений $F_{\varphi_{\text{вх}}}(s) = 0$ можно выбрать значительно большими по абсолютной величине значений корней (вещественных частей) уравнения $F_3(s) = 0$, то интенсивность затухания ПСО комбинированной СФС определяется абсолютными значениями корней характеристического уравнения $F_3(s) = 0$. Начальные значения компонент ПСО можно

компенсировать за счет соответствующего выбора параметров $\tau_i (i = \overline{1, n})$ связей по фазе входного сигнала $\varphi_{\text{вх}}(t)$. Методику определения параметров τ_i из условия подавления медленно затухающих компонент ПСО системы рассмотрим на конкретном примере.

Пример. Пусть передаточные функции элементов замкнутого контура управления КСФС определяются выражениями

$$W_1(s) = k / (T_1 s + 1); \quad W_2(s) = k_2 / s$$

где $k_1 = 0$; $k_2 = 22$; $T_1 = 0,1$

Требуется обеспечить длительность переходного процесса системы $t_p \tau < 0,08c$. Структурная схема СФС с управлением по отклонению изображена на рис.2,а. Передаточная функция системы относительно ошибки

$$W_{\Delta\varphi}(s) = \frac{\Delta\varphi(s)}{\varphi_{\text{вх}}(s)} = \frac{1}{1 + W_1(s)W_2(s)} = \frac{(T_1 s + 1)s^{v-1}}{(T_1 s + 1)s + k_1 k_2} = \frac{D_3(s)}{F_3(s)} \quad (16)$$

Характеристическое уравнение замкнутого контура СФС с учетом численных значений $0,1s^2 + s + 2,2 = 0$. Решение этого уравнения дает следующие значения корней: $\lambda_1 = -6,732$; $\lambda_2 = -3,2679$; . Приближенное значение времени переходного процесса в соответствии с формулой $t_p = (1/\eta)/(1/\Delta)$ равно

$$t_p \approx 8/|\lambda_2| = 3/3,2679 \approx 0,918c \quad (17)$$

Полученное значение $t_p \approx 0,918c$ отличается от требуемого $t_{p.T.} \leq 0,08c$ Выражение для переходного процесса при $\varphi_{BX}(t) = \varphi_0 1(t)$, где $\varphi_0 = 1$, определяется формулой

$$\Delta\varphi_{II}(t) = A_1 e^{\lambda_1 t} + A_2 e^{\lambda_2 t} = -0,943e^{-6,732t} + 1,943e^{-3,2679t} \quad (18)$$

Где

$$A_1 = \frac{D_3(\lambda_1)\varphi_0}{F_3(\lambda_1)\lambda_1} = \frac{T_1\lambda_1^2 + \lambda_1}{2T\lambda_1 + 1} \frac{1}{\lambda_1} = \frac{0,1(-6,732)^2 - 6,732}{2 \cdot 0,1(-6,732) + 1} \frac{1}{-6,732} = -0,943$$

$$A_2 = \frac{D_3(\lambda_2)\varphi_0}{F_3(\lambda_2)\lambda_2} = \frac{T_2\lambda_2^2 + \lambda_2}{2T\lambda_2 + 1} \frac{1}{\lambda_2} = \frac{0,1(-3,2679)^2 - 3,2679}{2 \cdot 0,1(-3,2679) + 1} \frac{1}{-3,2679} = 1,943$$

Кривая переходного процесса, соответствующая выражению (16) изображена на рис.2,б. Время переходного процесса практически совпадает со временем, вычисленным по приближенной формуле (17).

Для обеспечения заданного времени регулирования необходимо компенсировать начальные значения A_1 и A_2 компонент ПСО. Для этого определим вид передаточных функций $W_{\varphi_{BX}}(s)$. Так как в соответствии с выражением (16) порядок астатизма исходной

СФС с управлением по отклонению равен единице ($v = 1$), то каждая из передаточных функций определяется выражением (10). Структурная схема КСФС в этом случае изображена на рис.2,в.

Найдем коэффициенты d_i и d_{oi} передаточной функции $W_{\varphi_{BX}}(s)$ из следующих

соображений. В соответствии со значениями коэффициентов реальных дифференцирующих устройств $d_{oi} = 1$, а значение d_i ; можно вычислить из следующего соотношения: $d_i \leq t_{p.T.}/3 \approx 0,0266$ Выбираем $d_1 = 0$; $d_2 = 0,02$ В соответствии со структурной схемой рис.2, в уравнение элементов системы

$$\left. \begin{aligned} \Delta\varphi(s) = \varphi_{BX}(s) - \varphi_{ВЫЫ}(s); \varphi_{ВЫЫ}(s) = \frac{k}{s} \bar{\Sigma}_2(s); \bar{\Sigma}_2(s) = \frac{k_1}{T_1s + 1} \bar{\Sigma}_1s + \frac{\tau_2s}{d_2s + 1} \varphi_{BX}(s) \\ \bar{\Sigma}_1(s) = \Delta\varphi(s) + \frac{\tau_1s}{d_1s + 1} \varphi_{BX}(s) \end{aligned} \right\} \quad (19)$$

Из уравнений (19) получаем передаточную функцию относительно ошибки

$$W_{\Delta\varphi}(s) = \frac{\Delta\varphi(s)}{\varphi_{BX}(s)} = \frac{D_{31}(s) + D_{32}(s) + D_{33}(s)}{F_3(s)F_{\varphi_{BX}}(s)} = \frac{D_3(s)}{M_3(s)}, \quad (20)$$

где $D_{31}(s) = (T_1s + 1)(d_1s + 1)(d_2s + 1)s$; $D_{32}(s) = k_1k_2\tau_1(d_2s + 1)s$;

$D_{33}(s) = k_2\tau_2(T_1s + 1)(d_1s + 1)s$; $D_3(s) = D_{31}(s) - D_{32}(s) - D_{33}(s)$;

$F_3(s) = T_1s^2 + s + k_1k_2$; $F_{\varphi_{BX}} = F_{\varphi_{BX1}}(s)F_{\varphi_{BX2}}(s) = (d_1s + 1)(d_2s + 1)$; $M_3(s) = F_3(s)F_{\varphi_{BX}}(s)$

С учетом выражений (16) и (20) получаем выражение для ПСО комбинированной СФС

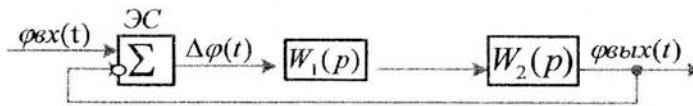
$$\Delta\varphi_{II}(t) = \sum_{i=1}^2 A_i e^{\lambda_i t} + \sum_{i=1}^2 A_{i\varphi_{BX}} e^{\lambda_{\varphi_{BX}} t} \quad (21)$$

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= \frac{D_3(\lambda_1)\varphi_0}{M_3(\lambda_1)\lambda_1} = \frac{(-1,583396 + 12,816328\tau_1 + 45,23967\tau_2)1}{5,417654(-6,732)} \\ A_2 &= \frac{D_3(\lambda_2)\varphi_0}{M_3(\lambda_2)\lambda_2} = \frac{(-1,88821 + 6,71949\tau_1 + 45,620215\tau_2)1}{0,2973277(-3,2679)} \end{aligned} \right\}$$

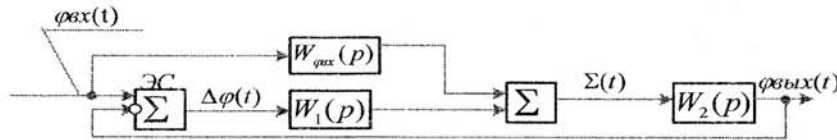
Найдем значения τ_1 и τ_2 обеспечивающие подавление начальных значений A_1 и A_2 .

Из выражений (21) получаем систему, состоящую из двух уравнений

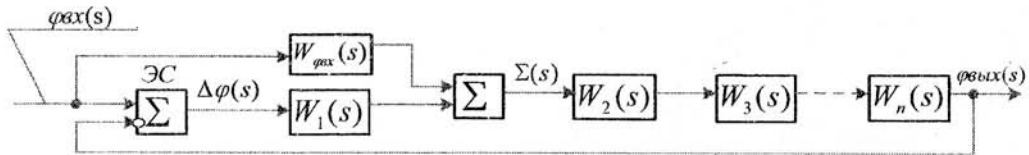
$$\left. \begin{aligned} -1,583396 + 12,816328\tau_1 + 45,23967\tau_2 &= 0 \\ -1,88821 + 6,71949\tau_1 + 45,620215\tau_2 &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (22)$$



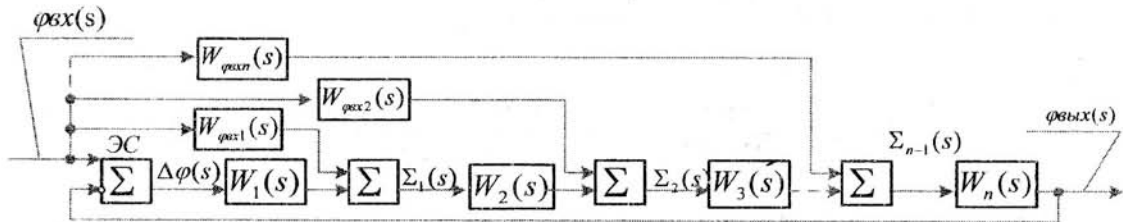
а



б



в



г

Рис.1. Структурные схемы ФС:

а – с управлением по отклонению; б-г – комбинированные

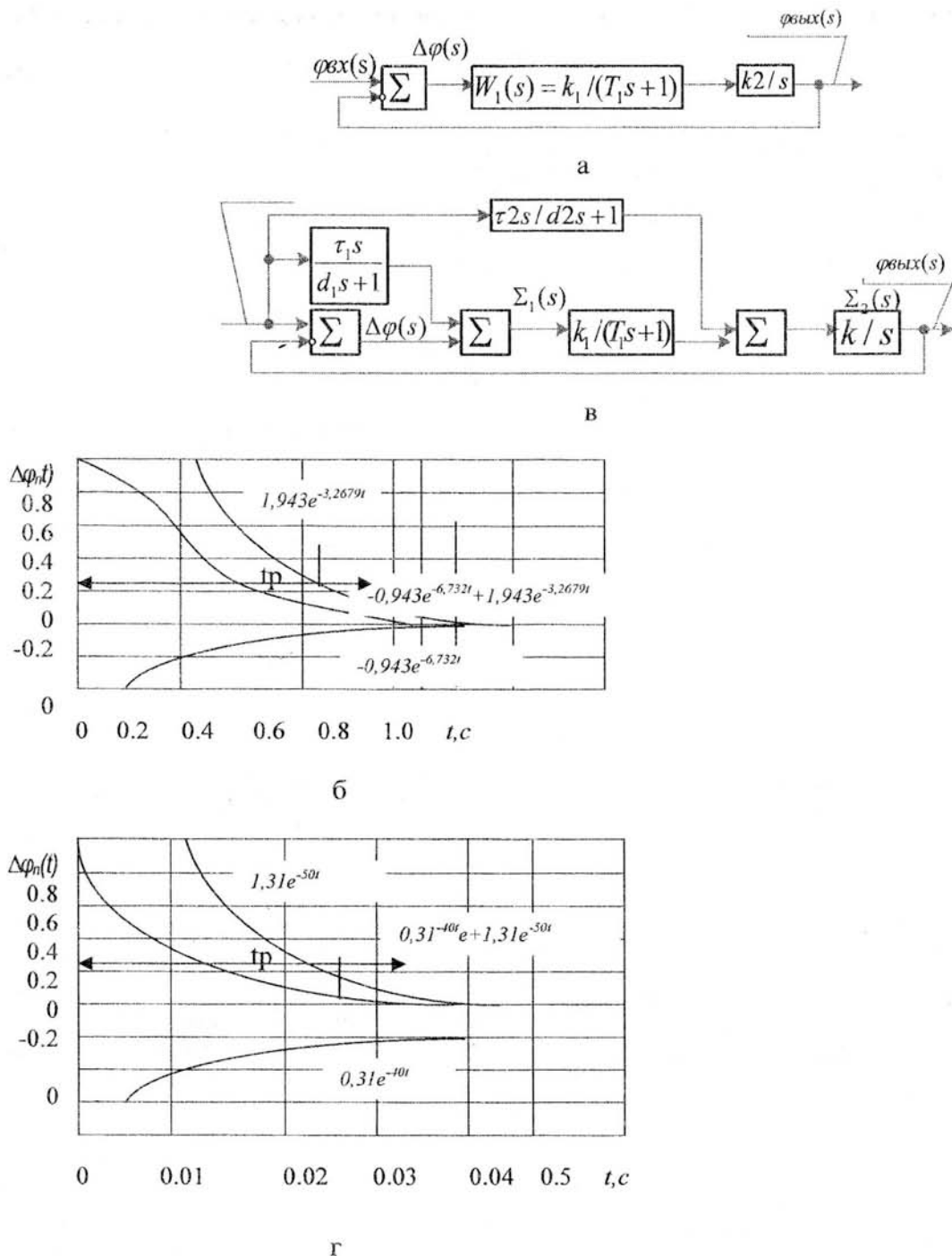


Рис.2. Структурные схемы и графики переходных процессов:
 а, в – структурные схемы; б, г – переходные процессы

Решение системы уравнений (22) дает следующие значения: $\tau_1 = -0,04698$; $\tau_2 = 0,048$ При найденных значениях τ_1 и τ_2 начальные значения A_1 и A_2 равны нулю, а ПСО определяется выражением

$$\Delta\varphi_{II}(t) = \sum_{i=1}^2 A_{i\varphi_{BX}} e^{\lambda_{i\varphi_{BX}} t}$$

где

$$A_{1\varphi_{BX}} = \frac{D_3(\lambda_{1\varphi_{BX}})\varphi_0}{M_3(\lambda_{1\varphi_{BX}})\lambda_{1\varphi_{BX}}} = -0,31 \qquad A_{2\varphi_{BX}} = \frac{D_3(\lambda_{2\varphi_{BX}})\varphi_0}{M_3(\lambda_{2\varphi_{BX}})\lambda_{2\varphi_{BX}}} = -1,31$$

С учетом численных значений $A_{1\varphi_{BX}}$ и $A_{2\varphi_{BX}}$ выражение для ПСО принимает вид

$$\Delta\varphi_{\Pi}(t) = -0,31e^{-40t} + 1,31e^{-50t} \qquad (23)$$

Кривая переходного процесса в соответствии с выражением (23) изображена на рис.2,г.

Время переходного процесса составляет 0,04с, что в 2 раза меньше заданного.

В рассмотренной системе для подавления двух начальных значений используется только первая производная по задающему воздействию. В то же время, по известной методике, для этого понадобились бы первая и вторая производные.

Таким образом, представление замкнутого контура управления КСФС в виде соединения элементарных звеньев позволяет осуществлять подачу сигналов разомкнутых компенсационных каналов на входы этих звеньев, что обеспечивает использование только низших производных по фазе входного сигнала КСФС для повышения точности КСФС в переходных режимах. Техническая реализация дифференцирующих звеньев низкого порядка практически не представляет затруднений.

Список литературы

1. Складенко С.Н. и др. Системы фазовой синхронизации. - К.: Техника, 1994. 160с.
2. Линдсей В. Системы синхронизации в связи и управлении. - М.: Сов. радио, 1978.-598с
3. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К., Брицкий I.O. Теория автоматического управления. - К.: Техника, 2002.-688с
4. Зайцев Г.Ф., Стеглов В.К. Квазиоптимальные следящие системы.-К.: Высш. шк., 1981.-176с.

Поступила 11.04.2005

УДК 629. 735.03

О. Н. Котламина, В.М. Фисенко

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЙ ДИСТАНЦИОННОГО И ЗАДЕРЖАННОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ ТКО ГА

Большая номенклатура и декомпозиция действующего и вводимого в эксплуатацию в ГА Украины современного телекоммуникационного оборудования (ТКО) требуют в целях защиты информации формализации задач построения общего профиля защищенности, это особенно важно по отношению к высокоразвитым в техническом отношении информационно – телекоммуникационным системам, к которым относятся отдельные виды бортового радиоэлектронного оборудования (БРЭО). Решение указанных задач непосредственно определяется уровнем декомпозиции проводимых контрольных мероприятий и работ по техническому обслуживанию ТКО/РЭО.

В общем случае эксплуатация современного БРЭО допускает следующие виды контроля соответствия его функционирования и технического состояния (ТС):

- непрерывный КС 1-1, осуществляемый по наличию (отсутствию) проблемных ситуаций (ПС) или неисправных ТС БРЭО в процессе его эксплуатации;
- периодический контроль КС 1-2, выполняемый по результатам негативных оценок контроля КС 1-1 в процессе послеполетных наземных проверок, являющихся составной частью технологии обслуживания Т1;