

3. Храпченко В.М. Об одном способе преобразования многорядного кода в однорядный // ДАН СССР, 1963. – Т. 148, № 2. – С. 296-299.
4. Dadda L. Some schemes for parallel multipliers. – Alta Freg. – May. – 1965. – P. 349-356.
5. Храпченко В.М. Методы ускорения арифметических операций, основанные на преобразовании многорядного кода // Вопросы радиоэлектроники. – Сер. УП ЭВТ. 1965. – Вып. 8. – С. 121-144.
6. Храпченко В.М. Об асимптотической оценке времени сложения параллельного сумматора // Проблемы кибернетики. – М.: Наука, 1967. – Вып. 19. – С. 107-123.
7. Ромм Я.Е., Иванова А.С. Оценка роста числового диапазона в методе вертикального суммирования без вычисления переноса / ТГПИ. – Таганрог, 2010. – 29 с. Деп. в ВИНТИ 19.11.2010, № 644-В2010.
8. Ромм Я.Е., Иванова А.С. Поточковая вертикальная арифметическая обработка целочисленных двоичных кодов с фиксированной точкой / ТГПИ. – Таганрог, 2011. – 56 с. Деп. в ВИНТИ 19.07.2011, № 350-В2011.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Н.И. Чернов.

Ромм Яков Евсеевич – Таганрогский государственный педагогический институт; e-mail: romm@list.ru; 347926, г. Таганрог, ул. Инициативная, 48; тел.: 88634601753; 88634601812; 88634601807; д.т.н.; профессор.

Иванова Анна Сергеевна – e-mail: anya.ivanova@inbox.ru; тел.: +79045001153; аспирантка.

Romm Yakov Evseevich – Taganrog State Pedagogical Institute; e-mail: romm@list.ru; 48, Initsiativnaya street, Taganrog, 347926, Russia; phone: +78634601753, +78634601812, +78634601807; dr. of eng. sc.; professor.

Ivanova Anna Sergeevna – e-mail: anya.ivanova@inbox.ru; phone: +79045001153; postgraduate student.

УДК 621.82: 621.397

Л.К. Самойлов

ИТЕРАЦИОННЫЕ АЛГОРИТМЫ ВЫБОРА ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗАЦИИ АНАЛОГОВЫХ СИГНАЛОВ В ЦИФРОВЫХ СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И КОНТРОЛЯ

Частота временной дискретизации низкочастотных сигналов определяется погрешностями трех процессов: дискретизации, восстановления и запаздывания сигнала. Оценка влияния этих трех процессов традиционно базируется на использовании понятия граничной частоты. При увеличении точности представления сигналов датчиков возникают проблемы ограничения их спектра и определения граничной частоты. В работе рассматриваются итерационные алгоритмы нахождения частоты дискретизации реальных сигналов в системах контроля и управления без использования понятия граничной частоты.

Частота дискретизации; восстановление сигналов; запаздывание сигналов; граничная частота; системы управления.

L.K. Samoylov

THE ITERATIVE ALGORITHMS OF A DETERMINATION OF ANALOGUE SIGNALS SAMPLING FREQUENCY IN THE CONTROL AND THE SUPERVISING SYSTEMS

Sampling frequency of low-frequency signals is defined by errors of three processes: sampling; recovery; signal delay. The estimation of influence of these three processes traditionally is based on the use of concept of boundary frequency. At increasing of accuracy of representation of sensors signals there are problems of obtaining of their finite spectrum and determination of a

value of boundary frequency. In work the iterative algorithms of a computation of sampling frequency of real signals in control and supervising systems without use of concept of boundary frequency are considered.

Sampling frequency; recovery of signals; delay of signals; boundary frequency; control systems.

Параметры объекта управления оцениваются датчиками. Сигналы N датчиков имеют различные спектральные характеристики. Между датчиками и цифровой системой управления находится аналоговый интерфейс, который осуществляет ввод сигналов датчиков в систему.

Аналоговый интерфейс состоит из: 1) N фильтров, ограничивающих спектр сигналов N датчиков; 2) амплитудного мультиплексора (АМХ), осуществляющего временную дискретизацию сигналов N датчиков; 3) аналого-цифрового преобразователя (А/Д); 4) генератора импульсов (G), который задает частоту дискретизации датчиков. Цифровая система управления имеет M выходных цифровых сигналов. Эти цифровые сигналы необходимо преобразовать в аналоговые сигналы. Это делается с помощью процедуры восстановления. Различают программное, аппаратное и смешанное восстановление выходных цифровых сигналов системы управления. После процедуры восстановления цифровые выходные сигналы проходят процесс цифроаналогового преобразования (D/A). Далее сигналы подаются на исполнительные механизмы, которые корректируют состояние объекта управления.

Система на рис. 1 может не иметь замкнутого контура управления. В этом случае система (см. рис. 1) называется *системой контроля*. В системе контроля исполнительные механизмы отсутствуют. Выходные сигналы системы восстанавливаются и поступают на устройства допускового контроля, индикаторы или в запоминающее устройство.

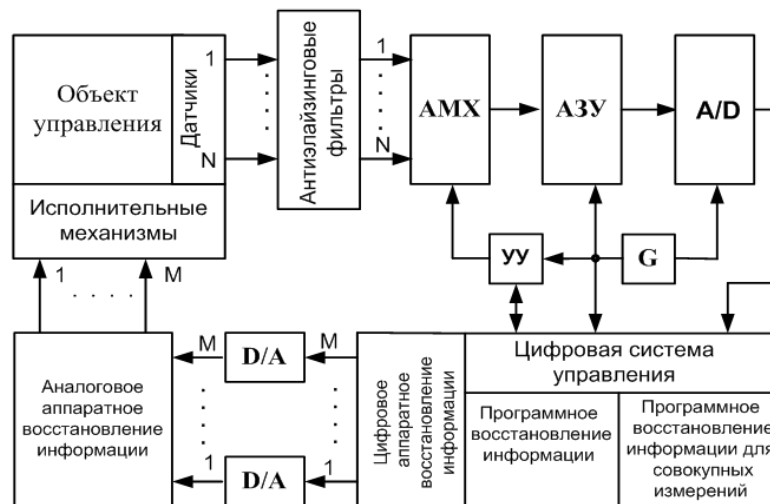


Рис. 1. Структурная схема системы управления

Каждое устройство системы управления (см. рис. 1), может характеризоваться: величиной погрешности, которую устройство вносит в процесс управления (γ), и временем задержки информации (t).

Введем обозначения для устройств системы: датчиков γ_s^i и t_s^i , $i = 1, 2, \dots, N$; антиэлайзинговых фильтров γ_F^i и t_F^i , $i = 1, 2, \dots, N$; аналогового мультиплексора (АМХ) γ_{MX} и t_{MX} ; аналого-цифрового преобразователя (А/Д) γ_{AD} , t_{AD} ; циф-

ровой системы управления γ_{CY} , t_{CY} ; программного восстановления информации γ_{MP}^i и t_{MP}^i , $i = 1, 2, \dots, N$; аппаратного восстановления информации γ_{MA}^j и t_{MA}^j , $i = 1, 2, \dots, M$, цифроаналогового преобразователя (D/A) γ_{DA} t_{DA} ; исполнительных механизмов γ_{OM}^j , t_{OM}^j .

Кроме этого, каждый канал аналогового интерфейса имеет погрешность наложения спектров (γ_H^i), $i = 1, 2, \dots, N$ и методическую погрешность восстановления информации (γ_P^i), $i = 1, 2, \dots, N$. Амплитудный мультиплексор и A/D-преобразователь являются причиной появления динамической погрешности (γ_{IP}).

Система управления рис.1 имеет погрешность за счет запаздывания сигнала в отдельных устройствах (γ_{id}^i). Погрешности всех устройств некоррелированы между собой, что позволяет применять геометрическое суммирование погрешностей.

Введем понятие погрешности процесса дискретизации – восстановления информации в i -м канале (γ_{dv}^i):

$$(\gamma_{dv}^i)^2 = (\gamma_F^i)^2 + \gamma_{MX}^2 + \gamma_{AD}^2 + (\gamma_{MP}^i)^2 + (\gamma_{MA}^j)^2 + \gamma_{DA}^2 + (\gamma_H^i)^2 + (\gamma_P^i)^2 + \gamma_{IP}^2. \quad (1)$$

Погрешность всей системы управления для канала каждого датчика (γ_{SC}^i) равна

$$(\gamma_{SC}^i)^2 = (\gamma_s^i)^2 + (\gamma_{OM}^j)^2 + \gamma_{CY}^2 + (\gamma_{id}^i)^2 + (\gamma_{dv}^i)^2. \quad (2)$$

Погрешность системы контроля для канала каждого датчика (γ_{SD}^i) не имеет погрешности за счет задержек сигналов в отдельных устройствах (γ_{id}^i):

$$(\gamma_{SD}^i)^2 = (\gamma_s^i)^2 + (\gamma_{OM}^j)^2 + \gamma_{CY}^2 + (\gamma_{dv}^i)^2. \quad (3)$$

Выбор частоты дискретизации сигнала i -го датчика в системе контроля.

Погрешность всей системы (γ_{SD}^i) для i -го канала распределяется между отдельными устройствами (прямая задача распределения погрешностей). Решение этой задачи позволяет найти из (3) погрешность, которая выделяется на процесс дискретизации – восстановления информации в i -м канале:

$$(\gamma_{dv}^i)^2 = (\gamma_{SD}^i)^2 - [(\gamma_s^i)^2 + (\gamma_{OM}^j)^2 + \gamma_{CY}^2]. \quad (4)$$

Решение аналогичной задачи распределения погрешностей для γ_{dv}^i позволяет найти из (1) погрешности, которые непосредственно определяют частоту дискретизации в i -м канале:

$$(\gamma_H^i)^2 + (\gamma_P^i)^2 = (\gamma_{dv}^i)^2 - [(\gamma_F^i)^2 + \gamma_{MX}^2 + \gamma_{AD}^2 + (\gamma_{MP}^i)^2 + (\gamma_{MA}^j)^2 + \gamma_{DA}^2 + \gamma_{IP}^2]. \quad (5)$$

Прямые задачи распределения погрешностей в (4) и (5) решаются при безусловном выполнении условий

$$\gamma_{dv}^i > 0; \quad \gamma_H^i > 0; \quad \gamma_P^i > 0. \quad (6)$$

Две независимые погрешности (γ_H^i) и (γ_P^i) определяют две частоты дискретизации сигнала i -го канала: частоту дискретизации с точки зрения процессов наложения спектров (ω_H^i) и частоту дискретизации с точки зрения процессов восстановления информации (ω_P^i).

Из двух частот дискретизации необходимо выбирать большую частоту. Оптимальным вариантом следует считать расчет, когда $\omega_H^i = \omega_p^i$.

Проблемы выбора частоты дискретизации. Современные системы сбора информации и управления имеют разрядность представления сигнала на уровне 14–24 двоичных разрядов [2]. Погрешность величин, участвующих в процессе обработки информации в таких системах, находится в пределах $5 \cdot 10^{-5} \div 1 \cdot 10^{-7}$. Высококачественные антиэлайзинговые фильтры имеют погрешность порядка $\gamma_F \geq 1 \cdot 10^{-4}$. Такие величины погрешностей фильтров не позволяют применять их в точных системах управления.

Для неограниченного спектра нельзя указать граничную частоту ω_{bf}^i . Соответственно, нельзя воспользоваться неравенством (8) для определения максимальной производной сигнала. Погрешность наложения спектров γ_H^i имеет существенную величину. Значение частоты ω_H^i сравнимо со значением частоты ω_p^i .

Определение максимальной производной низкочастотного сигнала с неограниченным спектром. Дискретизация сигналов с неограниченным спектром приводит к наложению спектров. Графики спектральных плотностей исходного сигнала $A^i(\omega)$ и сигнала после дискретизации $A_d^i(\omega)$ показаны на рис. 2.

Процесс временной дискретизации сигнала (рис. 2) может характеризоваться зависимостью

$$\gamma_H^i = 2 \frac{\int_0^{\infty} |A^i(\omega)|^2 d\omega}{\int_0^{\infty} |A^i(\omega)|^2 d\omega}. \quad (10)$$

Формула (10) позволяет получить функцию для определения частоты дискретизации с точки зрения процессов наложения спектров:

$$\omega_H^i = F[A^i(\omega), \gamma_H^i]. \quad (11)$$

По аналогии с теоремой отсчетов (7) можно ввести понятие граничной частоты (рис. 2):

$$\omega_{bf}^i = 0,5 \cdot \omega_H^i. \quad (12)$$

В формуле (12) используется значение ω_H^i из (11). Частота ω_{bf}^i из (12) является граничной частотой, за пределами которой можно пренебречь влиянием спектральных составляющих. Отрицательное влияние этих спектральных составляющих учтено в величине γ_H^i .

Граничная частота (12) не задается спектром сигнала $A^i(\omega)$. Эта частота вычисляется и может иметь множество значений для одного $A^i(\omega)$. Значение A_H^i может быть получено из $A^i(\omega)$:

$$A_H^i = A^i(\omega_{bf}^i). \quad (13)$$

По аналогии с неравенством Бернштейна (8) для сигнала с неограниченным спектром можно предложить два значения k -й производной при $\omega = \omega_{bf}^i$ из рис. 2:

$$M_k^1 \leq (\omega_{bf}^i)^k \cdot A_0; M_k^2 \leq (\omega_{bf}^i)^k \cdot A^i(\omega_{bf}^i), \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (14)$$

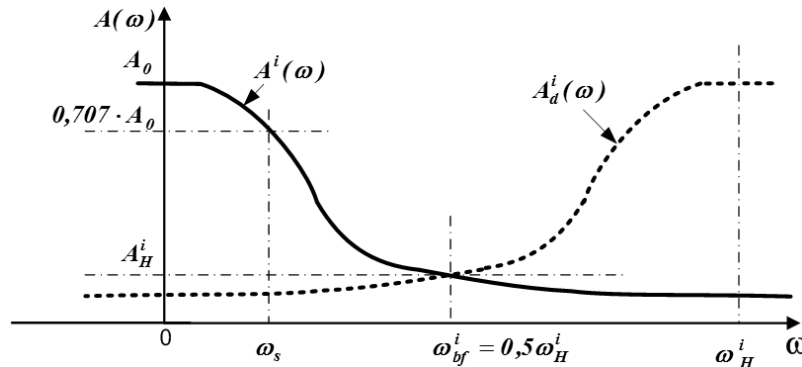


Рис. 2. Предложенные неограниченные значения k -й производной при $\omega = \omega_{bf}^i$

Оба значения M_k из (14) будут неточными. Из рис. 2 нетрудно видеть, что значение M_k^1 будет завышено в 5–10 раз. Проведенные исследования показали, что использование значения M_k^2 почти всегда дает существенно заниженный результат.

Точное значение M_k^i может быть получено вычислением максимального значения функции

$$M_k^i(\omega) \leq \sup_{\omega} [\omega^k \cdot A^i(\omega)]. \quad (15)$$

Неравенство (15) является обобщенным выражением для известного неравенства Бернштейна (8). Функция $A^i(\omega)$ может быть задана или аналитически, или таблично. Функция $A^i(\omega)$ должна быть определена во всем диапазоне ω от нуля до возможных значений частот дискретизации. Табличная функция может быть задана не во всем диапазоне ω . В этом случае табличную функцию необходимо аппроксимировать аналитической функцией, которая представлена во всем диапазоне ω .

Табличная функция $A^i(\omega)$ позволяет получить табличную функцию $\omega^k \cdot A^i(\omega)$ и найти максимальное значение производной.

Если на выходе датчика имеется антиэлайзинговый фильтр (рис. 1), то значение $A^i(\omega)$ будет определяться амплитудно-частотной характеристикой этого фильтра. Далее в статье рассматриваются результаты, полученные при использовании фильтра Баттерворта [4]. Для выходного сигнала этого фильтра можно записать

$$A^i(\omega) = A_0 \frac{\omega_s^n}{\sqrt{\omega_s^{2n} + \omega^{2n}}}. \quad (16)$$

В формуле (16) величина n – это порядок фильтра. Частота ω_s является так называемой «частотой среза фильтра» на уровне 0,707 (рис. 2). Если подставить значение $A^i(\omega)$ из (16) в неравенство (15), то можно получить

$$M_k^i \leq A_0 \cdot \omega_s^k \left(\frac{n-k}{n}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{k}{n-k}\right)^{\frac{k}{2n}}. \quad (17)$$

Анализ неравенства (17) позволяет сделать следующие выводы. При увеличении n значение максимальной производной из (17) приближается к значению M_k^i из (8) и отличается от него на коэффициент H_B :

$$H_B = \left(\frac{n-k}{n}\right)^{\frac{1}{2}} \left(\frac{k}{n-k}\right)^{\frac{k}{2n}}. \quad (18)$$

Проведенные расчеты показали, что всегда

$$0,707 < H_B < 1. \quad (19)$$

Эти результаты исследования позволяют утверждать следующее. Максимальная производная для сигналов с неограниченным спектром может быть вычислена для заданного спектра с небольшими вычислительными затратами. Скорость изменения спектра слабо влияет на значение максимальной производной (19).

Итерационный алгоритм для определения частоты дискретизации низкочастотных сигналов с неограниченным спектром. Как было показано ранее, две независимые погрешности (γ_H^i) и (γ_P^i) определяют две частоты дискретизации сигнала i -го канала: ω_H^i и ω_P^i . Обозначим сумму этих погрешностей (5) в виде

$$\gamma_{HP}^i = (\gamma_H^i)^2 + (\gamma_P^i)^2. \quad (20)$$

При расчете частоты сумма погрешностей (20) остается постоянной величиной. Оптимальным результатом для рассматриваемой системы контроля будет решение, когда

$$\left| \frac{\omega_H^i - \omega_P^i}{\omega_H^i} \right| < \nabla. \quad (21)$$

Типичное значение ∇ находится в пределах $\nabla = 0,01 \div 0,05$. Минимальная частота дискретизации будет при выполнении равенства $\omega_d^i = \omega_H^i$. Оптимальное решение (21) может быть получено в результате перераспределения погрешностей (γ_H^i) и (γ_P^i) внутри постоянной суммы (20). Блок-схема итерационного алгоритма приведена на рис. 3. Итерационный процесс начинается при условии, что $\gamma_H^i = \gamma_P^i = \sqrt{0,5\gamma_{HP}^i}$.

Две частоты дискретизации (ω_H^i и ω_P^i) вычисляются по формулам (9) и (11). Если условие (21) не выполняется, то производится перераспределение погрешностей (γ_H^i) и (γ_P^i) с задаваемым шагом. Итерационный процесс закончится, когда выполнится условие (21). Устойчивость итерационного процесса будет выполняться при монотонном убывании функции спектральной плотности сигнала и использовании восстанавливающих операторов на основе интерполяционной формулы Лагранжа. Процесс является завершенным, когда выполнится условие (21). Устойчивость итерационного процесса будет выполняться при монотонном убывании функции спектральной плотности сигнала и использовании восстанавливающих операторов на основе интерполяционной формулы Лагранжа.

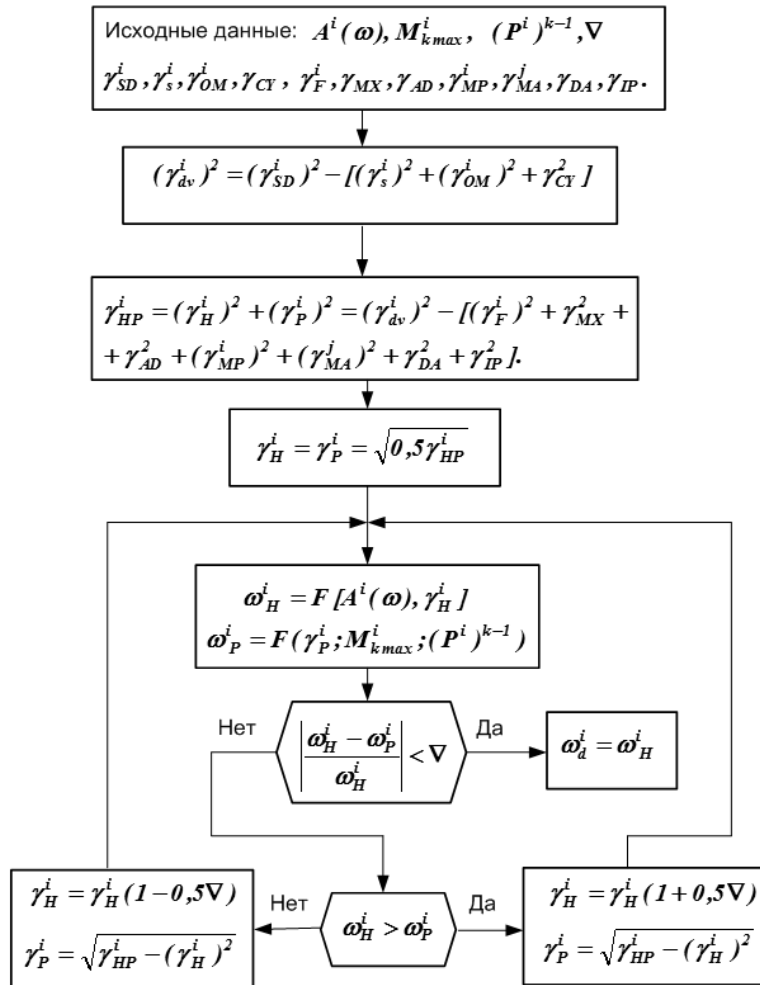


Рис. 3. Предлагаемый алгоритм нахождения минимальной частоты дискретизации с граничной частотой

Необходимая скорость работы АМХ и А/Д в системе контроля рис. 1 (ω_Σ) может быть определена суммированием отдельных частот дискретизации:

$$\omega_\Sigma = \sum_{i=1}^N \omega_d^i \quad (22)$$

Предлагаемый алгоритм нахождения минимальной частоты дискретизации позволяет проводить процесс оптимизации системы контроля (рис. 1). Приведем два примера.

Антизлайинговые фильтры уменьшают эффект наложения спектров. Это должно приводить к снижению частоты дискретизации.

Но фильтры имеют инструментальную погрешность γ_F^i , которая уменьшает значение погрешности γ_{HP}^i . Уменьшение γ_{HP}^i приводит к увеличению частоты дискретизации. Оптимальное решение можно получить путем подбора величины порядка фильтра n . Ответ можно получить путем расчетов по предлагаемому ите-

рациональным алгоритмам. Частота дискретизации сигнала (ω_d^i) уменьшается при увеличении порядка восстанавливающего полинома. Но при этом растет погрешность устройства аппаратного восстановления γ_{MA}^j , что приводит к увеличению частоты дискретизации.

Выбор частоты дискретизации сигнала i -го датчика в системе управления с учетом влияния задержек. Изменение состояния объекта управления (см. рис. 1) фиксируется датчиками. На основании сигналов датчиков цифровая система управления вырабатывает сигналы для исполнительных механизмов. Исполнительные механизмы реагируют на изменение состояния объекта управления с временной задержкой. Временная задержка информации в i -м канале (t_{Σ}^i) определяется от момента изменения состояния объекта управления до момента начала воздействия исполнительного механизма:

$$t_{\Sigma}^i = t_s^i + t_F^i + t_{MX} + t_{AD} + t_{CY} + t_{MP}^i + t_{MA}^i + t_{DA} + t_{OM}^j. \quad (23)$$

Некоторые составляющие суммарного времени задержки (23) не зависят от выбора значения частоты дискретизации. Обозначим их сумму как

$$t_{cns}^i = t_s^i + t_{MX} + t_{AD} + t_F + t_{DA} + t_{OM}^j. \quad (24)$$

Значение t_{Σ}^i (23) запишется в виде

$$t_{\Sigma}^i = t_{CY} + t_{MP}^i + t_{MA}^i + t_{cns}^i. \quad (25)$$

В момент начала воздействия исполнительного механизма на объект управления он уже будет в другом состоянии. Максимальная скорость возможного изменения состояния объекта может быть определена первыми производными от величины $A^i(\omega)$ из (15):

$$M_{lmax}^i(\omega) \leq \sup_{\omega} [\omega^1 \cdot A^i(\omega)]. \quad (26)$$

Максимальное значение приведенной погрешности за счет задержки информации в контуре управления будет равно

$$\gamma_{td}^i = \frac{M_{lmax}^i \cdot t_{\Sigma}^i}{A_0^i}. \quad (27)$$

В формуле (27) величина A_0^i – максимальное значение амплитуды сигнала i -го датчика. Погрешность за счет запаздывания (27) уменьшит величину погрешности γ_{dv}^i и увеличит требуемую частоту дискретизации. Для системы управления из (2) получим

$$(\gamma_{dv}^i)^2 = (\gamma_{SD}^i)^2 - [(\gamma_s^i)^2 + (\gamma_{OM}^i)^2 + \gamma_{CY}^2 + (\gamma_{td}^i)^2]. \quad (28)$$

Далее расчеты производятся по формулам, аналогичным для алгоритма рис. 3.

Структура предлагаемого итерационного алгоритма по расчету частоты дискретизации с учетом временных задержек [5], на первом шаге алгоритма учитываются только постоянные задержки t_{cns}^i (24):

$$t_{\Sigma}^i = t_{cns}^i.$$

На первом шаге ($m=1$) вычисляется значение частоты дискретизации, равное $(\omega_d^j)^1$. Величина $(\omega_d^j)^1$ позволяет определить значения времен задержки остальных устройств:

$$\begin{aligned} t_{CY} &= J_1(\omega_d^i); \\ t_{MP}^i &= J_2(\omega_d^i); \\ t_{MA}^i &= J_3(\omega_d^i). \end{aligned} \quad (29)$$

Полученные значения времен задержки позволяют уточнить величину t_{Σ}^i (25). На втором цикле ($m=2$) полученное значение $(\omega_d^i)^2$ всегда больше $(\omega_d^i)^1$. Это приводит к уменьшению времен $t_F^i, t_{MP}^i, t_{MA}^i$ и снижению частоты. Итерационный процесс закончится при выполнении условия

$$\left| \frac{(\omega_d^i)^{m+1} - (\omega_d^i)^m}{(\omega_d^i)^m} \right| < \Omega \quad (30)$$

Устойчивость итерационного процесса обеспечивается монотонным характером зависимостей времен задержек от частоты (29).

Проведенный анализ полученных алгоритмов показывает, что системы управления предъявляют повышенные требования к частоте дискретизации [4].

Предлагаемые итерационные алгоритмы позволяют проводить процесс оптимизации систем управления и контроля. Оптимизация состоит в перераспределении суммарной погрешности системы между устройствами системы и процессами дискретизации – восстановления.

Обычно итерационные алгоритмы рис. 3 и 4 реализуются в виде прикладных программ. Для увеличения эффективности прикладных программ необходима база данных приборов, участвующих в процессе дискретизации – восстановления информации и алгоритмов восстановления.

Наличие данных $\gamma_F^i, \gamma_{MX}^i, \gamma_{AD}^i, \gamma_{MP}^i, \gamma_{MA}^i, \gamma_{DA}^i, \gamma_H^i, \gamma_P^i, \gamma_{IP}^i, \gamma_s^i, \gamma_{OM}^i, \gamma_{CY}^i, t_s^i, t_F^i, t_{MX}^i, t_{AD}^i, t_{CY}^i, t_{MP}^i, t_{MA}^i, t_{DA}^i, t_{OM}^i, A^i(\omega)$ для типичных устройств конкретных систем управления позволит оперативно получать оптимальный результат.

Для получения оптимального результата желательно иметь: время задержки реакции датчика; время задержки реакции исполнительного механизма; зависимость времени задержки низкочастотного фильтра от порядка фильтра; величины динамических погрешностей АМХ и А/D [5]; зависимость времени задержки информации при программном восстановлении от порядка восстанавливающего полинома.

В системах управления и контроля стараются обеспечить режим конечных спектров сигналов датчиков. Это необходимо для получения граничных частот спектров сигналов. Значения максимальных производных сигналов датчиков вычисляются на основе величин граничных частот с помощью неравенства Бернштейна.

В статье показано, что максимальные производные сигналов можно вычислить для случая неограниченных спектров без использования понятия граничной частоты.

При дискретизации аналоговых сигналов есть две частоты дискретизации: 1) с точки зрения процессов наложения спектров; 2) с точки зрения процессов восстановления информации. При выборе частоты дискретизации оптимальный вариант будет при равенстве этих двух частот.

Предлагаемый в статье итерационный алгоритм нахождения оптимальной частоты дискретизации позволяет проводить оптимизацию системы путем выбора

порядка фильтра и степени восстанавливающего полинома. Задержки сигналов в устройствах систем управления являются причиной появления дополнительной динамической погрешности. Эта погрешность зависит от частоты дискретизации. В статье предлагается итерационный алгоритм нахождения оптимальной частоты дискретизации с учетом влияния задержек информации в отдельных устройствах систем управления и контроля.

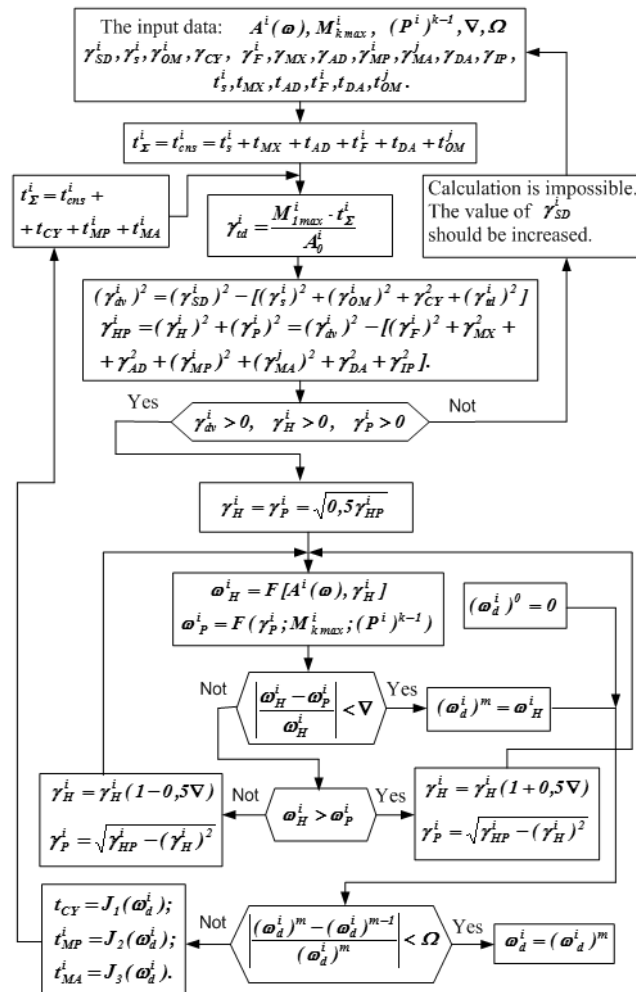


Рис. 4. Предлагаемый алгоритм нахождения минимальной частоты дискретизации без использования понятия граничной частоты

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Тревис Дж. LabVIEW для всех. – М.: ДМК Пресс: Прибор комплект, 2005. – 544 с.
2. Редькин П.П. Прецизионные системы сбора данных семейства MSC12xx фирмы Texas Instruments: архитектура, программирование, разработка приложений. – М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2006. – 608 с.
3. Самойлов Л.К., Жуков А.В. Выбор частоты дискретизации реальных сигналов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2009. – № 1.

4. *Samoylov L.K.* The account of influence of time delays of processing of signals in digital control systems" in The 2nd Chaotic Modeling and Simulation International Conference, Chania, 1-5 June 2009.
5. *Самойлов Л.К.* Динамические погрешности аналоговых мультиплексоров // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2011. – № 2 (115). – С. 118-122.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н., профессор Я.Е. Ромм.

Самойлов Леонтий Константинович – Технологический институт федерального автономного государственного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Южный федеральный университет» в г. Таганроге; e-mail: samoilov@tti.fep.sfedu.ru; 347928, г. Таганрог, пер. Некрасовский, 44; тел.: +78634311193; д.т.н.; профессор.

Samoilov Leonty Konstantinovich – Taganrog Institute of Technological – Taganrog Institute of Technology - Federal State-Owned Autonomy Educational Establishment of Higher Vocational Education "Southern Federal University"; e-mail: samoilov@tti.fep.sfedu.ru; 44, Nekrasovsky, Taganrog, 347928, Russia; phone: +786343111193; dr. of eng. sc.; professor

УДК 681.51.01

А.В. Семенов, А.Р. Гайдук

СИНТЕЗ ДИСКРЕТНЫХ НЕМИНИМАЛЬНО-ФАЗОВЫХ СЛЕДЯЩИХ СИСТЕМ

Рассматривается синтез двумерного устройства управления электромеханической дискретной следящей системы по заданным показателям качества. Введена классификация дискретных неминимально-фазовых одномерных объектов управления. Предложен метод синтеза дискретных неминимально-фазовых астатических следящих систем с многомерным устройством управления. Метод позволяет обеспечить показатели качества синтезируемой неминимально-фазовой следящей системы в переходном и в установившемся режиме не хуже заданных. Рассмотрен численный пример синтеза дискретной астатической системы управления неминимально-фазовым объектом.

Следящая система; неминимально-фазовый; двумерное устройство; цифровой; управление; показатели качества.

A.V. Semenov, A.R. Gaiduk

SYNTHESIS OF DISCRETE NONMINIMUM-PHASE TRACKING LOOP SYSTEM

Synthesis of two degree of freedom control device of discrete tracking loop system by specified quality parameters is investigated in the given paper. Classification of nonminimum-phase one-dimensional control object is suggested. Method of synthesis of discrete nonminimum-phase astatic tracking loop systems with multivariable control device is offered. The method provides specified quality parameters of synthesized tracking loop system both for transient and stable mode. Example of synthesis of discrete astatic tracking loop system of nonminimum-phase object is described.

Tracking loop; nonminimum-phase; two degree of freedom; digital; control; control quality.

Рассматриваемая в данной работе электромеханическая следящая система (СС) предназначена для угловых перемещений некоторого объекта – нагрузки. Функциональная схема системы приведена на рис. 1, где: ИП – измерительный преобразователь; ЦУУ – цифровое устройство управления; ЦИ – цифровой инвертор, ИД – исполнительный двигатель, Р – редуктор.