tanulmányok

2/1973

MTA Számitástechnikai és Automatizálási Kutató Intézet Budapest

Расчленение многосвязных промышленных процессов с помощью вычислительной машины

Вашкеви Иштван
младший научный сотрудник

I973

A kiadásért felelős:

Dr. Vámos Tibor

az

MTA Számitástechnikai és Automatizálási

Kutató Intézet

igazgatója

Készült az Országos Müszaki Könyvtár és Dokumentációs Központ

házi sokszorositójában

F.v.: Janoch Gyula

Содержание

	страница
I. Введение	5
2. Постановка задачи	7
2.I. Наилучшие аналоговые методы расчленения	7
2.2. Метод дискретного расчленения	I0
3. Исследование дискретного расчленения непрерывной многосвязной системы на примере системы с двумя регулируемыми величинами	I2
4. Минимизация сигнала ошибки	I7
5. Литература	2I

I. Введение

Объектом многомерной системы регулирования является такой объект, количество регулируемых величин которого больше одной. Если для каждой регулируемой величины составляется замкнутый контур регулирования, тогда в целом имеется многомерная система регулирования.

Если регулируемые величины объекта принимаются за выходные сигналы, тогда в общем случае выходной сигнал многомерной системы y_i может зависеть от всех входных сигналов x_i $(i=1,\ldots,n)$ или от их части. Если существует функциональная зависимость $y_i = f(\underline{x})$, где $\underline{x}$ – вектор входных сигналов, вызывающих изменение выходного сигнала y_i, тогда многомерная система регулирования связанная. В случае $y_i = f(x_i)$ имеет место отсутствие взаимосвязи. В этом случае n-мерная система регулирования расподает на n одно-мерные системы. Отдельные системы называются при этом автономными. Такая автономность может быть полной или может выдерживаться с точностью до некоторой малой величины.

Объектом многосвязной системы регулирования может служить, например, котел, при котором регулируемые величины – уровень воды, давление и температура острого пара, давление в топливнике и состав дымового газа; синхронный генератор, регулируемыми величинами которого являются напряжение и число оборотов; ректификационные колонны; станы непрерывной прокатки холодного и горячего металла и т.д.

Было бы не правильными предположить, что теория одноконтурных систем регулирования с соответствующим обобщением может быть распространена на многосвязные системы. Для многосвязных систем имеются свои специфические задачи. Наличие взаимосвязей между отдельными подсистемами принуждает рассматривать такие вопросы, как устройчивость и качество системы другими методами. Кроме этого при рассмотрении многосвязных систем регулирования возникают и такие проблемы, которые не существуют в системах регулирования с одной регулируемой величиной. Сюда относятся проблемы автономности, поддержание определенного соотношения между регулируемыми величинами, проблемы такого связанного регулирования, которое обеспечивает максимум или минимум одной, заренее определенной регулируемой величины.

В дальнейщем мы занимаемся вопросами автономности в случае непрерывных линейных многосвязных систем.

По имеющейся литературе проблемами автономности многосвязных систем регулирования в первые занимался Вознесенский. В своей статьи, выходящей в 1938 он рассматривал автономность такой многосвязной системы, объект которой описывается дифференциальным уравнением первого порядка [1]. Датчики, регуляторы и испольнительные механизмы, имеющиеся в каждом контуре регулирования, обладают результирующей передаточной функцией в виде усилительного звена. На этот простой случай были определены Вознесенским критерии автономности. Эти работы продолжил его ученик, Пивень, кто в своей книге, изданной в 1947 уже рассматривает автономность такой многосвязной системы, в отдельных подсистемах которой регуляторы обладают передаточной функцией в виде интегрирующего звена [2].

При рассмотрении американских публикаций находим, что основоположниками теории автономности были Боксенбом и Худ. Их работы были опубликованы в 1950, рассматривали они общий случай и в качестве математического аппарата использовали матричную алгебру [3]. Так как этот аппарат значительно упращает и сделает более наглядным описание многосвязных систем, дальнейшие исследователи этой проблемы использовали матричные методы. Боксенбом и Худ сформулировали основной критерий автономности: многосвязная система регулирования расподает на автономные подсистемы, если обеспечена диагональность матрицы передаточных функций разомкнутой системы регулирования.

По существу, на основании этого критерия были определены другими авторами возможности получения автономности в различных случаях.

Эта проблема иначе рассматривается Мееровым [4], но в настоящей работе этим не будем заниматься.

2. Постановка задачи

Нашей задачей являлось рассмотрение возможности дискретного расчленения непрерывной многосвязной системы и разработка программ на ЦВМ , служащих для осуществления дискретного расчленения. Эта проблема возникает в том случае, если в непрерывных многосвязных производственных процессах в первом этапе вычислительная машина используется для осуществления расчленения, а регулирование обеспечивается аналоговыми регуляторами, имеющимися в каждом контуре регулирования еще до введения ЦВМ.

Такая постановка задачи требует определение наилучших методов обеспечения автономности и выбора дискретного метода расчленения в непрерывных многосвязных системах.

2.I. Наилучшие аналоговые методы расчленения

I. Объект регулирования имеет v-каноническую структуру /рис. I./

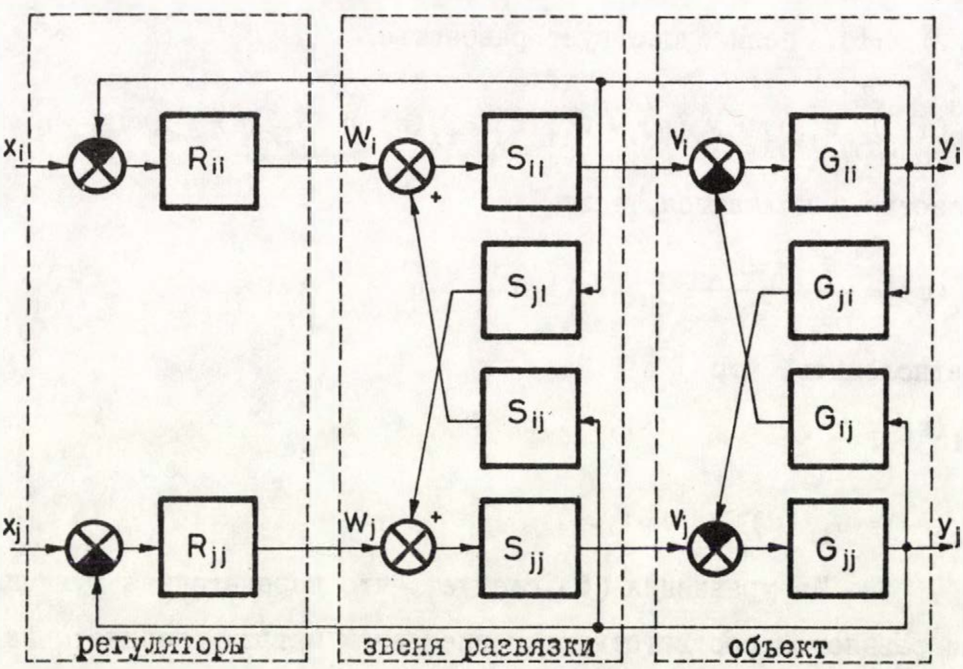

Рис. I.

Для простоты на рисунке I. мы выбрали i-тую и j-тую подсистему n-связной системы, но это понемается таким образом, что внутри обекта как и на i-тую, так и на j-тую подсистему действует k подсистем $(k=1,\dots n;\ k\neq i,\ k\neq j)$. На основании этого уравнение системы в операторном виде:

$$y_i(s) = G_{ii}(s)[v_i(s) - \sum_{k=1;k\neq i}^{n} G_{ik}(s)\, y_k(s)] \tag{1a}$$

$$w_i(s) = R_{ii}(s)[x_i(s) - y_i(s)] \tag{1b}$$

$$v_i(s) = S_{ii}(s)[w_i(s) + \sum_{k=1;k\neq i}^{n} S_{ik}(s)\, y_k(s)] \tag{1c}$$

$$v_i(s) = S_{ii}(s)\, R_{ii}(s)[x_i(s) - y_i(s)] + S_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} S_{ik}(s)\ \ y_k(s) \tag{1d}$$

$$\begin{aligned} y_i(s) = {} & G_{ii}(s)\, S_{ii}(s)\, R_{ii}(s)[x_i(s) - y_i(s)] + \\ & + G_{ii}(s)\, S_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} S_{ik}(s)\, y_k(s) - G_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} G_{ik}(s)\, y_k(s) \end{aligned} \tag{1e}$$

$$\begin{aligned} & [\,1 + G_{ii}(s)\, S_{ii}(s)\, R_{ii}(s)]\, y_i(s) + G_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} G_{ik}(s)\, y_k(s) = \\ & G_{ii}(s)\, S_{ii}(s)\, R_{ii}(s)\, x_i(s) + G_{ii}(s)\, S_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} S_{ik}(s)\, y_k(s) \end{aligned} \tag{1f}$$

Рассматривая уравнение (1f) значение $y_i(s)$ не зависит от значения $y_k(s)$ $(k=1,\dots,n;k\neq i)$, если существует равенство

$$G_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} G_{ik}(s)\ y_k(s) = G_{ii}(s)\ S_{ii}(s) \sum_{k=1;k\neq i}^{n} S_{ik}(s)\ y_k(s) \tag{2}$$

Это равенство выполняется, если

$$S_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{S_{ii}(s)} \qquad k=1,\dots,n \qquad k\neq i \tag{3}$$

Если предположить, что

$$S_{ii}(s) = 1\ , \qquad i=1,\dots,n \tag{4}$$

тогда

$$S_{ik}(s) = G_{ik}(s) \qquad k=1,\dots,n \qquad k\neq i \tag{5}$$

Из уравнения (5) следует, что передаточная функция звенев развязки равняется соответствующим элементам матрицы передаточных функций, описывающих объект. Их сложность определяется сложностью взаимосвязей внутри объекта.

2. Объект регулирования имеет Р-каноническую структуру /рис. 2./

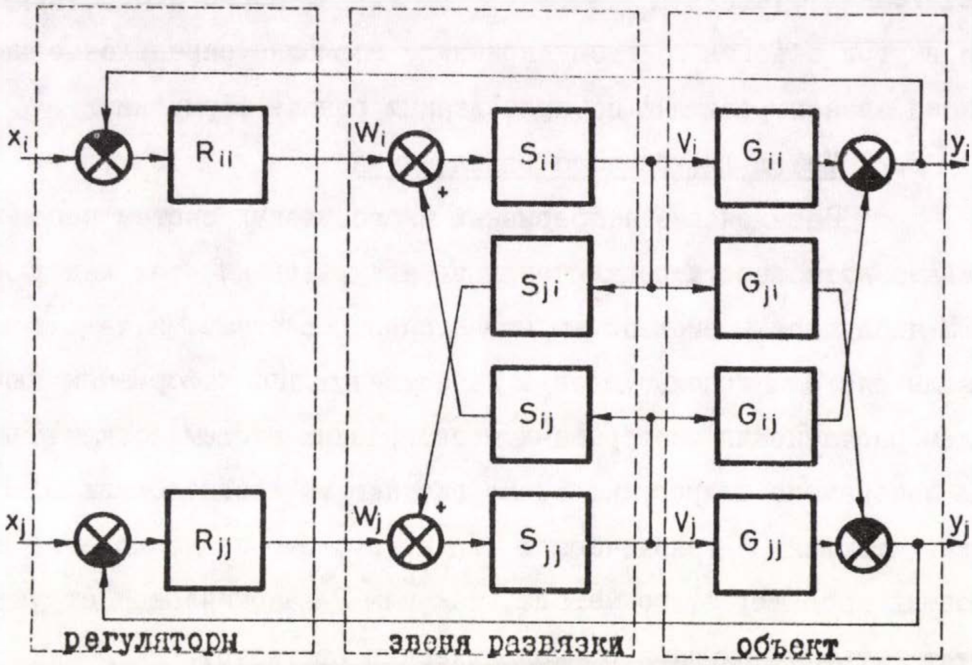

Рис. 2.

В этом случае методика определения уравнения системы такая же, как было приведено в предыдущем случае, поэтому здесь не приводится. Конечный результат - передаточная функция звенев развязки определяется следующим уравнением

$$S_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{S_{ii}(s)G_{ii}(s)} \qquad k=1,\dots,n \qquad k\neq i \qquad (6)$$

Если предположить, что

$$S_{ii}(s) = 1\ , \qquad i=1,\dots,n \qquad (7)$$

тогда

$$S_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{G_{ii}(s)} \qquad k=1,\dots,n \qquad k\neq i \qquad (8)$$

Из уравнения (8) следует, что передаточные функции звенев развязки равняются соотношением соответствующих элементов матрицы передаточных функций, описывающих объект.

Так как P и V-канонические структуры взаимосвязей внутри объекта могут быть переписаны друг в друга, поэтому при выборе структуры мы должны стремиться к упрощению передаточных функций взаимосвязей. Значит, необходимо ту структуру выбирать, которая обеспечивает более простой вид передаточных функций $G_{ij}(s)$ и $G_{ji}(s)$ $(i \neq j)$. После выбора структуры взаимосвязи внутри объекта по этому принципу возможно определение передаточных функций звенев развязки по приведенным раньше формулам.

2.2. <u>Метод дискретного расчленения</u>

Расчленение непрерывных многосвязных систем с помощью ЦВМ ограничивает возможности подключения звенев развязки, так как для подключения ЦВМ наилучшей возможностью является вход системы, и чаще всего выходные сигналы системы используются в качестве входной информации для ЦВМ. При дискретном расчленении непрерывных многосвязных систем подключение звенев развязки изображено на рисунке 3. На рисунке мы предпологали объект регулирования, имеющий V-каноническую структуру. Это предположение не ограничивает общий характер этого метода, так как P-каноническая структура объекта может быть переписана в V-каноническую структуру.

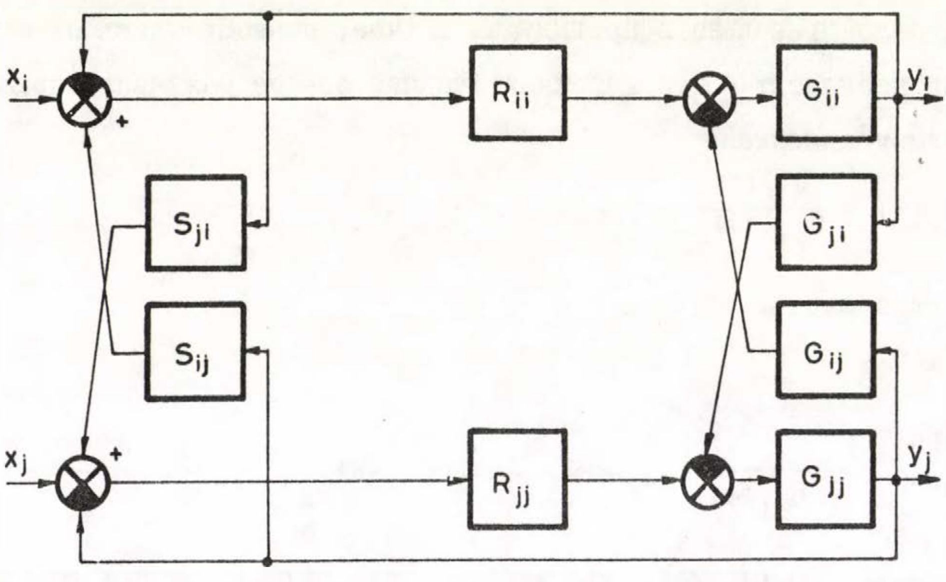

Рис. 3.

Так как и в этом случае методика определения передаточных функций s_{ij} и s_{ji} звенев развязки не отличается от предыдущей, поэтому здесь не приводится.

Передаточная функция звенев развязки

$$S_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{R_{ii}(s)} \qquad k=1,\ldots,n \qquad k\neq i \tag{9}$$

При объекте с Р-канонической структурой, переписав Р-каноническую структуру в V-каноническую структуру передаточные функции соответствующих взаимосвязей принимают вид

$$G'_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{G_{ii}(s)G_{kk}(s)} \tag{10}$$

где: $G_{ik}(s)$ – передаточная функция взаимосвязи при Р-канонической структуре объекта;

$G'_{ik}(s)$ – передаточная функция взаимосвязи, соответствующая $G_{ik}(s)$ при преобразовании Р-канонической структуры объекта в V-каноническую структуру.

С использованием формулы (IO) передаточная функция звенев развязки имеет вид

$$S_{ik}(s) = \frac{G_{ik}(s)}{R_{ii}(s)G_{ii}(s)G_{kk}(s)} \qquad k=1,\ldots,n \quad k\neq i \tag{11}$$

3. Исследование дискретного расчленения непрерывной многосвязной системы на примере системы с двумя регулируемыми величинами

Исследуемая система с двумя регулируемыми величинами изображена на рисунке 4.

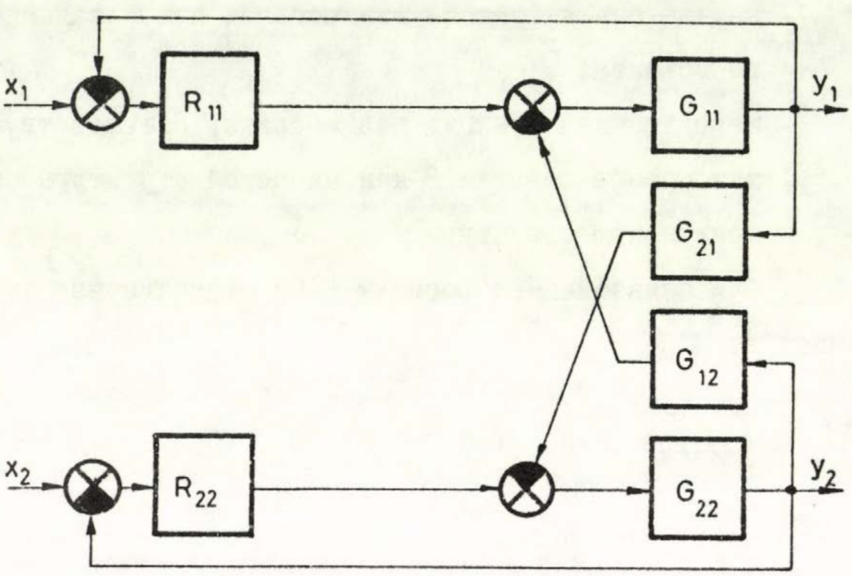

Рис. 4.

Матрица $\underline{G}$ является матрицей передаточных функций объекта, элементы матрицы, расположенные на главной диагонали - передаточные функции регулируемого участка отдельных подсистем. Они имеют вид

$$G_{11}(s) = G_{22}(s) = \frac{K_o(T_1 s + 1)}{s(T_2 s + 1)} \tag{12}$$

Звеня G_{12} и G_{21}, описывающие взаимосвязи, соответствуют усилительным звеням с коэффициентом усиления $G_{21}=G_{12}$

Регулирование системы обеспечивается с помощью регуляторов R_{11} и R_{22}, находящихся в контуре отдельных подсистем. Их передаточная функция

$$R_{11}(s) = R_{22}(s) = \frac{K}{s(T_3 s + 1)(T_4 s + 1)} \tag{13}$$

Для простоты мы рассматривали случай идентичных подсистем. Численные значения параметров системы

$K=1$

$K_o = 0.1$

$T_1 = 10$ sec

$T_2 = 0.1$ sec

$T_3 = 0.5$ sec

$T_4 = 0.3$ sec

$G_{12} = G_{21} = 0.1$

Исследование заданной непрерывной системы с двумя регулируемыми величинами мы проводили моделированием на ЦВМ по блок-схеме, изображенной на рисунке 5.

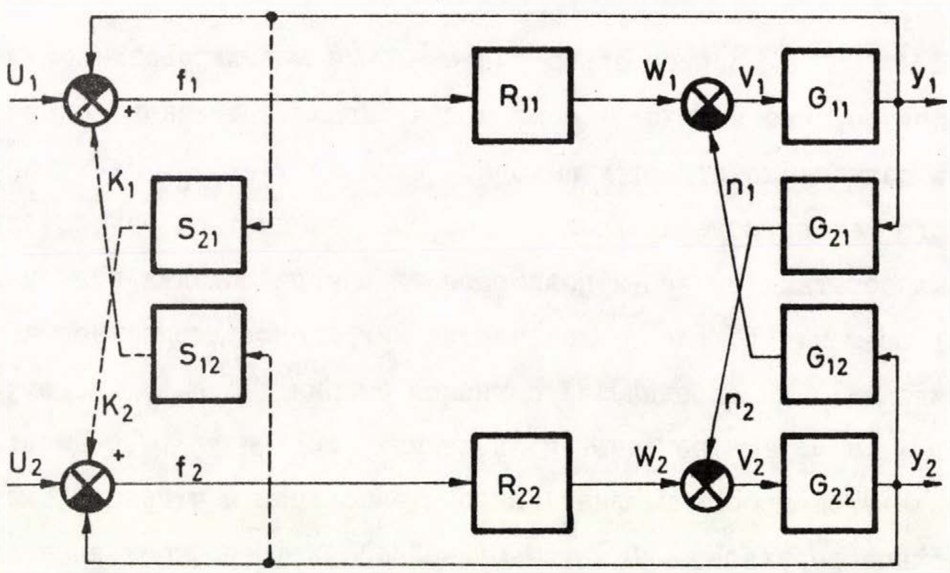

Рис. 5.

Мы применили моделирование с помощью z-преобразования таким образом, что систему разбили на отдельные блоки, изображенные на рисунке 5. Блоки R_{11} и R_{22} включают в себя передаточные функции регуляторов, блоки G_{11} и G_{22} - передаточные функции участков регулирования соответствующих подсистем, а блоки G_{12} и G_{21} - взаимосвязи внутри объекта. Модели z-преобразования отдельных блоков были определены исходя из передаточных функций методом их разложения на элементарные дроби. Перед каждым блоком мы предположим наличие запоминающего элемента нулевого порядка, в соответствии этому дискретные передаточные функции отдельных блоков

$$R_{11}(z)=R_{22}(z)=$$

$$=\frac{\left[1.25e^{-\frac{T}{T_3}}-0.45e^{-\frac{T}{T_4}}+(T-0.8)\right]+\left[0.45e^{-\frac{T}{T_4}}\left(2+e^{-\frac{T}{T_3}}\right)-1.25e^{-\frac{T}{T_3}}\left(2+e^{-\frac{T}{T_4}}\right)(T-0.8)\left(e^{-\frac{T}{T_3}}+e^{-\frac{T}{T_4}}+1\right)+T\right]z^{-1}}{1-\left(e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_3}}+1\right)z^{-1}+\left(e^{-\frac{T}{T_4}}e^{-\frac{T}{T_3}}+e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_3}}\right)z^{-2}-\left(e^{-\frac{T}{T_4}}e^{-\frac{T}{T_3}}\right)z^{-3}}+$$

$$+\frac{\left[(T-0.8)\left(e^{-\frac{T}{T_3}}e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_3}}\right)-T\left(e^{-\frac{T}{T_3}}+e^{-\frac{T}{T_4}}\right)+1.25e^{-\frac{T}{T_3}}\left(1+2e^{-\frac{T}{T_4}}\right)-0.45e^{-\frac{T}{T_4}}\left(1+2e^{-\frac{T}{T_3}}\right)\right]z^{-2}}{1-\left(e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_3}}+1\right)z^{-1}+\left(e^{-\frac{T}{T_4}}e^{-\frac{T}{T_3}}+e^{-\frac{T}{T_4}}+e^{-\frac{T}{T_3}}\right)z^{-2}-\left(e^{-\frac{T}{T_4}}e^{-\frac{T}{T_3}}\right)z^{-3}} \qquad (14)$$

$$G_{11}(z)=G_{22}(z)=$$

$$=\frac{\left[0.1T+0.99-0.99e^{-\frac{T}{T_2}}\right]+\left[0.1T-(0.1T+0.99)\left(e^{-\frac{T}{T_2}}+1\right)+1.98e^{-\frac{T}{T_2}}\right]z^{-1}}{1-\left(e^{-\frac{T}{T_2}}+1\right)z^{-1}+e^{-\frac{T}{T_2}}z^{-2}} \qquad (15)$$

На первом этапе система была моделирована без расчленения таким образом, что на вход u_1 был подан сигнал единичного скачка и рассматривались полученные при этом выходные сигналы y_I и y_2. Из-за применения блочечного метода моделирования нужно было заниматься осуществлением отрицательных обратных связей и взаимосвязей внутри объекта в виду того, что в момент времени nT, где n-количество интервалов дискретности, T-время дискретизации, для определения сигналов ошибки f_1 и f_2 и регулирующих сигналов v_1 и v_2 еще не имеются значения $y_I(nT)$ и $y_2(nT)$. Имеется два метода решения этой проблемы: линейная экстраполяция и итерация, которая дает более точные результаты. С помощьюлинейной экстраполяции значение $y(nT)$ определяется следующим образом

$$y(nT) = 2y[(n-1)T] - y[(n-2)T] \qquad (16)$$

Для снижения машинного времени итерация только в подсистеме с единичным входным сигналом была применена, а в подсистеме с нулевым входным сигналом применялась экстраполяция. Это не дает большие ошибки, ведь во второй подсистеме выходной сигнал y_2 на несколько порядков меньше выходного сигнала первой подсистемы y_I. Количество итерационных циклов не высокое, при точности ε=0.0000I не превышает 3.

Результаты моделирования системы без расчленения представлены в таблице I. Время дискретизации соответственно T_M=0.0I сек.

Дискретное расчленение непрерывной системы с двумя регулируемыми величинами было осуществлено по методике, приведенной в предыдущем параграфе. На рисунке 5. подключение звенев развязки показано пунктиром. Передаточные функции звенев развязки мы определили по уравнению (9) и рассматривали в виде отдельного блока, как это изображается на рисунке 5. Для того, чтобы в моделированной непрерывной системе мы могли исследовать действие дискретного расчленения необходимо было выбрать моменты подачи сигналов с выходов звенев развязки таким образом, чтобы время интервала подачи превышало времени дискретизации, применяемого при моделировании. На основании передаточных функций звенев развязки S_{21} и S_{12} расчитанных по уравнению (9) определяем дискретные передаточные функции этих звенев с применением z-преобразования и с предположением наличия запоминающего элемента нулевого порядка на входе звенев. В полученные дискретные передаточные функции в качестве времени дискретизации поставляется время интервала подачи сигналов развязки T_B. Мы проводили исследование данной системы со значениями T_B равным 0.05, 0.I, 0.2 сек. При этом моделирование непрерывной системы мы проводили с временем дискретизации T_M=0.0I сек. Результаты этих исследований приведены в таблице I.

Таблица I.

Без минимизации сигнала ошибки	Без расчленения	С расчленением		
		T_B=0.05 сек	T_B=0.I сек	T_B=0.2 сек
$y_{2макс}$	$-0.8879.I0^{-I}$	$0.I53I7.I0^{-2}$	$0.3464.I0^{-2}$	$-0.776I.I0^{-2}$
$y_2(t)/_{t=I0сек}$	$0.I27.I0^{-I}$	$0.2045.I0^{-3}$	$0.47I8.I0^{-3}$	$0.I043.I0^{-2}$

На основании полученных результатов можно сделать вывод, что в подсистеме, на вход которой был подан сигнал единичного скочка выходной сигнал $y_I(t)$ достигает своего максимального значения $y_{Iмакс}$=I.3539 при t=0.32 сек. Это означает 35.39%-ное перерегулирование в подсистеме. Максимальное значение выходного сигнала подсистемы с нулевым входом $y_{2макс}$=-0.0888. С помощью дискретного расчленения максимальное значение y_2 нам удалось снизить при T_B=0.05 сек примерно 58 раз, при T_B=0.I сек 25 раз и при T_B=0.2 сек II раз. Мы рассматривали переходной процесс в течении времени t=I0 сек, в этот момент значение выходного сигнала $y_{2(t)}$ уменьшилось по отношению исходного состояния при T_B=0 .05 сек в 62 раза, при T_B=0.I сек в 27 раз и при T_B=0.2 сек в I2 раз.

Из полученных результатов видно, что с увеличением времени T_B снижается эффективность расчленения, так как при увеличении времени интервала подачи сигналов развязки увеличивается значение сигнала ошибки $f_2(t)$ /смотри рисунок 5./. Для повышения эффективности дискретного расчленения оказывается целесообразным минимизировать значение этого сигнала ошибки. Минимальное значение сигнала ошибки обеспечивается определением соответствующих параметров регулятора.

4. Минимизация сигнала ошибки

Снижение взаимосвязи, полученное дискретным расчленением непрерывных многосвязных систем можно повысить, если произведем минимизацию сигнала ошибки, полученного из-за наличия взаимосвязи и дискретного характера расчленения. На рисунке 5. этот сигнал ошибки обозначается буквой f_2. Для минимизации сигнала ошибки мы воспользовались квадратичным интегральным критерием. При применении его необходимо записать преобразование Лапласа сигнала ошибки в виде соотношения двух полиномов.

Из рисунка 5. видно, что при $u_2(t)=0$

$$f_2(s) = -y_2(s) \tag{17}$$

$$y_2(s) = -\frac{G_{21}\ G_{22}(s)}{1+G_{22}(s)\ R_{22}(s)}\ y_1(s) \tag{18}$$

$$y_1(s) = \frac{R_{11}(s)\ G_{11}(s)}{1+R_{11}(s)G_{11}(s)}\ u_1(s) - \frac{G_{12}\ G_{11}(s)}{1+R_{11}(s)G_{11}(s)}\ y_2(s) \tag{19}$$

Решая уравнения (17), (18) и (19) по отношению $f_2(s)$ и подставляя значения

$$R_{11}(s) = R_{22}(s) = \frac{K}{s(T_3s+1)(T_4s+1)}$$

$$G_{11}(s) = G_{22}(s) = \frac{K_o(T_1s+1)}{s(T_2s+1)}$$

$$u_1(s) = \frac{1}{s}$$

получим преобразование Лапласа сигнала ошибки в следующей форме

$$f_2(s) = \frac{a_4s^4 + a_3s^3 + \dots + a_1s + a_o}{b_{10}s^{10} + b_9s^9 + \dots + b_1s + b_o} \tag{20}$$

где

$a_4 = K_o^2 K G_{I2} T_3 T_4 T_I^2$

$a_3 = a_o [T_3T_4T_I + T_4T_I^2 + T_3T_I^2 + T_3T_4T_I]$

$a_2 = a_o [T_3T_4 + T_4T_I + T_I^2 + T_3T_4 + T_4T_I + T_3T_I]$

$a_I = a_o[2T_I + T_3 + T_4]$

$a_o = K_o^2 K \sigma_{I2}$

$b_{I0} = T_3^2 T_4^2 T_2^2$

$b_9 = 2[T_3T_4T_2 + T_3T_4 + T_4T_2 + T_3T_2]$

$b_8 = 2T_3T_4T_2[T_3 + T_4 + T_2] - K_o^2\sigma_{I2}^2 T_3^2 T_4^2 T_I^2 + [T_3T_4 + T_4T_2 + T_3T_2]^2$

$b_7 = 2T_3T_4T_2 + 2T_3T_4T_2(T_3T_4 + T_4T_2 + T_3T_2) - 2K_o^2\sigma_{I2}^2[T_3T_4T_I(T_3T_4 + T_4T_I + T_3T_I)]$

$b_6 = 2(T_3T_4 + T_4T_2 + T_3T_2) + (T_3 + T_4 + T_2)^2 + 2K_oKT_3T_4T_IT_2 - K_o^2\sigma_{I2}^2[2T_3T_4T_I(T_3 + T_4 + T_I) +$

$(T_3T_4 + T_4T_I + T_3T_I)^2]$

$b_5 = 2(T_3 + T_4 + T_2) + 2K_oK(T_3T_4T_I + T_4T_IT_2 + T_3T_IT_2 + T_3T_4T_2) - 2K_o^2\sigma_{I2}^2[T_3T_4T_I + (T_3 + T_4 + T_I)$

$(T_3T_4 + T_4T_I + T_3T_I)]$

$b_4 = I + 2K_oK(T_3T_I + T_4T_I + T_IT_2 + T_3T_4 + T_3T_2 + T_4T_2) - K_o\sigma_{I2}^2[2(T_3T_4 + T_4T_I + T_3T_I) + (T_3 + T_4 + T_I)^2]$

$b_3 = 2K_oK(T_3 + T_4 + T_I + T_2) - 2K_o^2\sigma_{I2}^2(T_3 + T_4 + T_I)$

$b_2 = 2K_oK + K_o^2K^2T_I^2 - K_o^2\sigma_{I2}^2$

$b_I = 2K_o^2K^2T_I$

$b_o = K_o^2K^2$

Оптимализацию мы проводили для трех параметров: T_3, T_4 и К на основании [I4]. Поисковая процедура программы основана на секвенциальном симплексном методе, расчет квадратичного интеграла производится решением системы линейных уравнений.

С помощью программы оптимализации были определены значения параметров регулятора

$$T_3 = 0.04 \text{ сек}, \quad T_4 = 0.036 \text{ сек}, \quad K = I.I4$$

Нужно отметить, что эти значения параметров действительны только при вхдном сигнале в виде единичного скочка. С применением этих параметров в уравнении (I4) мы снова проводили дискретное расчленение моделированной непрерывной системы с ранее применяемыми временами интервалов сигналов развязки. Полученные результаты приведены в таблице 2.

Таблица 2.

С минимизацией сигнала ошибки	Без расчленения	С расчленением		
		T_B=0.05 сек	T_B=0.I сек	T_B=0.2 сек
$y_{2макс}$	$-0.5229.I0^{-I}$	$-0.24I3.I0^{-2}$	$-0.584I.I0^{-2}$	$-0.I354.I0^{-I}$
$y_2(t)$ /t=I0сек	$0.3998.I0^{-3}$	$-0.9052.I0^{-6}$	$-0.II04.I0^{-5}$	$0.I36.I0^{-5}$

Из полученных результатов видно, что при установлении параметров регулятора, обеспечивающих минимум сигнала ошибки, максимальное значение выходного сигнала подсистемы с единичным входным воздействием - $y_{Iмакс}$=I.0536. Выходной сигнал это значение достигает при t=0.29 сек. Значит, можно сделать вывод, что перерегулирование значительно уменьшалось и точка максимума выходного сигнала сдвинулась вперед. Значение $y_{2макс}$ по отношению исхдного состояния /взаимосвязанная система без минимизации сигнала ошибки/ уменьшилось при T_B=0.05 сек в 37 раз, при T_B=0.I сек в I5 раз и при T_B=0.2 сек в 7 раз. В момент времени t=I0 сек значение $y_2(t)$ по отношению исходного состояния снизилось при T_B=0.05 сек примерно в I4000 раз, при T_B=0.I сек в II000 раз и при T_B=0.2 сек в 9000 раз. Значит, можно сделать заключение, что при минимизации сигнала ошибки в переходном процессе эффективность дискретного расчленения ухудшалась по отношению состояния без применения минимизации сигнала ошибки, но в установившемся состоянии значительно улучшалась.

Мы проводили моделирование рассматриваемой системы без расчленения с помощью параметров, полученных после минимизации сигнала ошибки f_2. Если сопоставим эти результаты с результатами, полученными при расчленении можно проследить, что максимальное значение выходного сигнала $y_{2макс}$ уменьшается при T_B=0.05 сек примерно в 22 раза, при T_B=0.I сек в 9 раз и при T_B=0.2 сек в 4 раза. В момент времени t=I0 сек значение $y_2(t)$

в зависимости от значения T_B уменьшалось в 412 раза, в 362 раза и в 294 раза.

На основании высше сказанных рекомендуем совместное применение дискретного расчленения и минимизации сигнала ошибки.

5. Литература

[1] Вознесенский, И. Н.: О регулировании машин с большим числом регулируемых параметров. Автоматика и телемеханика, I938. №4-5.

[2] Корнилов, Ю. Г.-Пивень, В. Д.: Основы теории автоматического регулирования. Изд. МАШГИЗ, Москва I947.

[3] Boksenbom,A.S.- Hood,R.:General Algebraic Method Applied to Control Analysis of Complex Engine Types.
National Advisory Committee for Aeronautics,Washington,D.C.,1950.

[4] Мееров, М. В.: Системы многосвязного регулирования. Изд. НАУКА, Москва I965.

[5] Sponer,J.:Zur Bemessung exact entkoppelter und nichtentkoppelter Zweifachregelungen.Messen-Steuern-Regeln,9,NO.12,1966.

[6] Zalkind,C.S.:Practical Approach to noninteracting control.PartI. Instrum. and Control Syst . 40,No 3,1967.

[7] Weller,W.: Zur Synthese autonomisierter Mehrfachregelungen.

Messen-Steuern-Regeln,11,No10,1968.

[8] Минчев, И.: Автономни многомерни системи за автоматично управление при обекте с прави и обратни кръсмосани връзки. Известия на института по техническа кибернетика. Том IX, София I968.

[9] Карначук, В. И.-Дурновцев, В. Я.: Исследование системы связанного регулирования одного класса объектов с распределенными параметрами. Известия Томского политехнического института, Том I62, I967.

[10] Dr.Gertler,J.-Hencsey,G.: Lineáris rendszerek szimulációja állapot-tér módszerrel.VI.Magyar Automatizálási Konferencia előadásai.II.kötet, Budapest,1970.

[11] Кузин, Л. Т.: Расчет и проектирование дискретных систем управления. Изд. МАШГИЗ, Москва, I962.

[12] Bellman,R.:Introduction to matrix analysis.McGraw-Hill Book Company,INC. N.Y.,Toronto,London,1960.

[13] Rózsa,P.:Lineáris algebra I.,Tankönyvkiadó,Budapest,1969.

[14] Dr.Keviczky,L. - Bányász,Cs.:Egyszerű szabályozási körök tervezése időtartományban a hibrid üzemmód szimulációjával.Mérés és Automatika,No5, 1972.