

А. И. МАРКИНА, А. С. МИХАЛЕВ

ИТЕРАЦИОННЫЙ СИНТЕЗ АВТОМАТИЧЕСКИХ СИСТЕМ С РАЗРЫВНЫМИ ЗАКОНАМИ УПРАВЛЕНИЯ

ВВЕДЕНИЕ

Сложные иерархические и тем более нелинейные системы автоматического управления (САУ) создаются, как правило, эволюционно в результате многократных и целенаправленных процедур синтеза.

Ниже изложена разработанная авторами концепция итерационного синтеза систем с разрывными законами управления, хорошо зарекомендовавшая себя в ходе проектирования десятков конкретных систем, созданных для исследования околоземного космического пространства, изучения и освоения ресурсов Мирового океана, развития оборонной техники, атомной энергетики, промышленной робототехники и др.

Сущность этого подхода состоит в итерационном, эволюционном структурно-параметрическом синтезе следящих систем, когда на первой итерации синтеза обеспечивается устойчивость свободных движений систем, а также устанавливаются целесообразные разрывные способы управления и их структурные реализации, на второй итерации – выполняется параметрический синтез нелинейных регуляторов, исходя из требований к качеству переходных процессов, на третьей – обеспечивается заданная точность вынужденных движений САУ в типовых режимах, для чего совершенствуется структура регулятора, которая снабжается дополнительными нелинейными связями и блоками, и, наконец, на четвертой итерации – структура нелинейных регуляторов и их параметры окончательно определяются при учете возможных сопутствующих нелинейностей в конкретных ситуациях проектирования САУ.

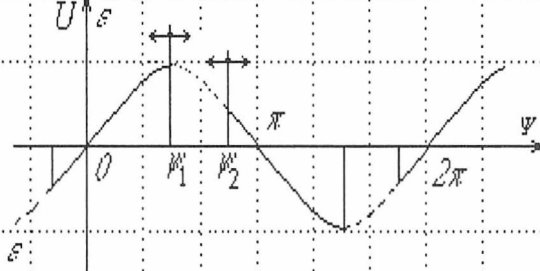
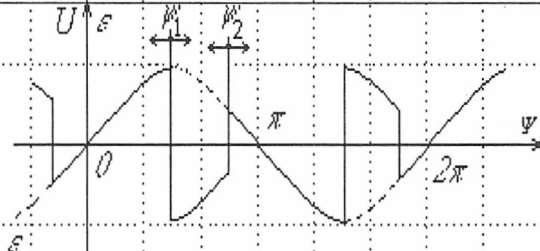
1. КЛАССИФИКАЦИЯ РАЗРЫВНЫХ ЗАКОНОВ УПРАВЛЕНИЯ

В теории и практике проектирования современных автоматических систем в последние десятилетия все более широкое использование находит идея преднамеренного и целенаправленного введения в контур управления нелинейностей, реализующих разнообразные нелинейные законы управления. Это объясняется тем, что потенциальные возможности нелинейных законов в задачах расширения областей устойчивости систем, обеспечения требуемых показателей переходных процессов, повышения точности, оптимизации по определенным критериям качества, компенсации вредных влияний сопутствующих нелинейностей значительно шире, чем у традиционных линейных законов управления.

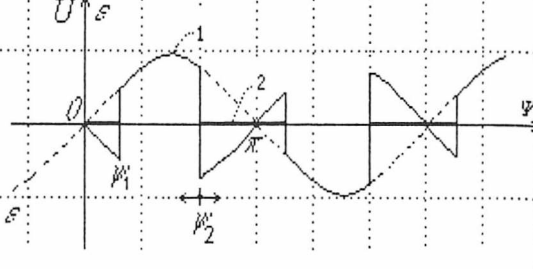
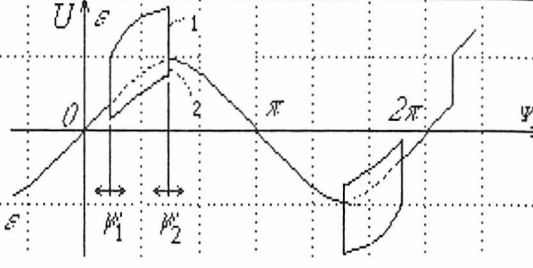
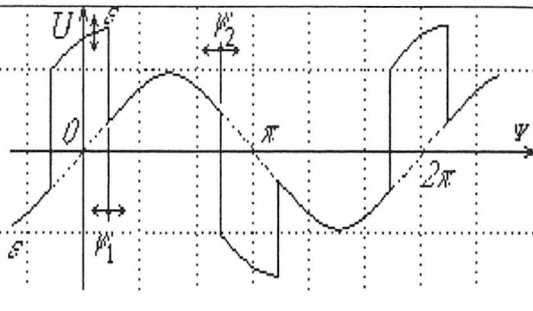
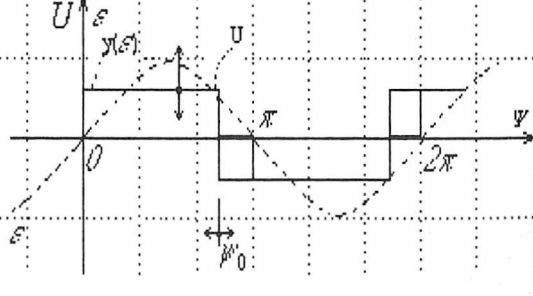
В основополагающих работах [1, 2], посвященных анализу и синтезу систем с нелинейными законами управления, особое внимание уделяется методом, которые реализуются с использованием ключевых устройств. С их помощью в регуляторах САУ можно осуществлять разнообразные разрывания и инвертирования сигналов рассогласования и других внутренних координат системы, скачкообразные изменения коэффициентов усиления основного тракта системы и более сложные, логические операции управления. Разработано уже достаточно большое число конкретных реализаций нелинейных законов управления с использованием ключевых устройств в САУ самых разнообразных классов, и количество их непрерывно увеличивается, что свидетельствует об их эффективности и практической целесообразности. В основе этих законов лежит, как правило, незначительное число приемов нелинейной деформации сигналов рассогласования, наиболее удобных для реализации современной схемотехникой. Поэтому при обсуждении того или иного закона управления в качестве основного классификационного признака принят тип указанной существенно нелинейной (разрывной) деформации. Рассмотрим основные законы нелинейного управления, классификация которых по типу выполняемой деформации сигнала рассогласования представлена в табл. 1. Будем полагать, что на входе регулятора действует гармонический сигнал рассогласования САУ, который деформируется на его выходе и приобретает вид, показанный в таблице. При таком подходе для количественной оценки эффективности закона управления удобно воспользоваться методом гармонической линеаризации, считая углы коммутации, при которых с сигналом происходят те или иные разрывные деформации, какими-либо обобщенными параметрами нелинейных регуляторов, общий статический коэффициент передачи которых проноормируем, т. е. будем считать равными единице.

Таблица 1

Классификация основных законов нелинейного управления

Закон управления	Деформации сигналов
$1. U = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } \psi_1 > \psi > \psi_2 \\ 0 & \text{при } \psi_1 < \psi < \psi_2 \end{cases}$	
$2. U = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } \psi_1 > \psi > \psi_2 \\ -\varepsilon & \text{при } \psi_1 < \psi < \psi_2 \end{cases}$	

Окончание табл. 1

Закон управления	Деформации сигналов
$3. U = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } \psi_1 < \psi < \psi_2 \\ -\varepsilon & \text{при } \psi_1 > \psi > \psi_2 \\ 0 & \end{cases}$	
$4. U = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } \psi_1 > \psi > \psi_2 \\ k\varepsilon & \text{при } \psi_1 < \psi < \psi_2 \end{cases}$	
$5. U = \begin{cases} \varepsilon & \text{при } \psi_1 < \psi < \psi_2 \\ \varepsilon + \gamma & \text{при } \psi_1 > \psi > \psi_2 \end{cases}$	
$6. U = \begin{cases} \gamma(\varepsilon) & \text{при } 0 < \psi < \psi_0 \\ -\gamma(\varepsilon) & \text{при } \psi_0 < \psi < \pi \\ 0 & \end{cases}$	

I закон. Сущность его состоит в размыкании канала усиления управляющего сигнала ε на некоторых интервалах времени $\psi_1 < \psi < \psi_2$. Нормированные и обобщенные (выраженные через углы коммутации ψ_1 и ψ_2) коэффициенты гармонической линеаризации регуляторов, реализующих этот закон, имеют вид

$$a = \frac{1}{\pi} \left[\pi + \psi_1 - \psi_2 + \frac{1}{2} (\sin 2\psi_2 - \sin 2\psi_1) \right], \quad (1)$$

$$b = \frac{1}{\pi} (\sin^2 \psi_1 - \sin^2 \psi_2). \quad (2)$$

При различном характере зависимостей углов $0 < \psi_1 < \psi_2$, $\psi_1 < \psi_2 < \pi$ от частоты ω и амплитуды A сигнала рассогласования САУ $\varepsilon = A \sin \omega t$ регуляторы могут иметь самые разнообразные амплитудно-фазовые частотные характеристики и могут быть отнесены к самым различным классам нелинейных устройств по другим классификационным признакам. Так, если в выражении для ψ_1 и ψ_2 входит только частота ω , то эти устройства относятся к классу псевдолинейных. Если же эти углы зависят и от частоты, и от амплитуды входного гармонического сигнала, их следует отнести к нелинейным четырехполюсникам.

Возможны различные варианты этого закона управления, когда, например, $\psi_2 = \pi$ и изменяется лишь $0 \leq \psi_1 \leq \pi$ или, наоборот, $\psi_1 = 0$, а $0 \leq \psi_2 \leq \pi$.

Из выражений (1) и (2) нетрудно видеть, что в первом случае $a \geq 0$, $b \geq 0$, т. е. регуляторы создают для первой гармоники выходного сигнала фазоопережающий сдвиг и могут включаться в прямой тракт САУ, а во втором случае $a \geq 0$, $b \leq 0$, т. е. регуляторы относятся к запаздывающим устройствам и включаются в прямые или обратные параллельные связи систем.

Отличительной чертой нелинейного закона управления этого типа является то, что одновременно с изменением фазы входного сигнала регулятора существенно (до нуля при $\psi_2 = \pi$ и $\psi_1 = 0$) изменяется и его амплитуда.

II закон. Отличается от предыдущего лишь тем, что на некотором интервале периода $\psi_1 < \psi < \psi_2$ гармонический сигнал инвертируется. В этом случае обобщенные выражения для нормированных коэффициентов гармонической линеаризации регуляторов имеют вид

$$a = \frac{1}{\pi} \left[\pi + 2(\psi_1 - \psi_2) + \sin 2\psi_2 - \sin 2\psi_1 \right], \quad (3)$$

$$b = \frac{2}{\pi} (\sin^2 \psi_1 - \sin^2 \psi_2), \quad (4)$$

при условии $0 \leq \psi_1 \leq \psi_2$, $\psi_1 < \psi_2 < \pi$.

Как видно из сравнения выражений (1)–(4), инвертирование сигнала рассогласования является более эффективным способом управления, чем его разрывание, так как в два раза увеличивается коэффициент b , коэффициент a может менять знак и, кроме того, в значительно меньшей степени ослабляется первая гармоника выходной координаты регулятора. В остальном регуляторы, реализующие этот способ, по своим свойствам и классификационным признакам могут быть столь же разнообразными, как и в предыдущем случае.

III закон. Особенность его состоит в том, что в отличие от предыдущих в нем имеют место не один, а два интервала времени $0 < \psi_1 < \psi_2$, $\psi_1 \leq \psi_2 \leq \pi$ на полупериоде гармонического сигнала, в которые происходит его разрывание или инвертирование. Для этого закона в случае инвертирования сигнала коэффициенты гармонической линеаризации приобретают вид

$$a = \frac{1}{\pi} [2(\psi_1 - \psi_2) - \pi + \sin 2\psi_2 - \sin 2\psi_1], \quad (5)$$

$$b = \frac{2}{\pi} (\sin^2 \psi_2 - \sin^2 \psi_1), \quad (6)$$

а в случае разрывания сигналов рассогласования определяются выражениями

$$a = \frac{1}{\pi} \left[\psi_2 - \psi_1 + \frac{1}{2} (\sin 2\psi_1 - \sin 2\psi_2) \right], \quad (7)$$

$$b = \frac{1}{\pi} (\sin^2 \psi_1 - \sin^2 \psi_2). \quad (8)$$

IV закон. С помощью ключевых устройств в составе нелинейного регулятора на некоторых интервалах своего периода гармонический сигнал рассогласования может усиливаться или ослабляться в K раз по сравнению с остальной частью периода, что показано в табл. 1 в качестве IV закона нелинейного управления. Для регуляторов, реализующих этот способ управления, коэффициенты гармонической линеаризации равны:

$$a = 1 + \frac{1-K}{\pi} \left[\psi_1 - \psi_2 + \frac{1}{2} (\sin 2\psi_2 - \sin 2\psi_1) \right], \quad (9)$$

$$b = \frac{1-K}{\pi} (\sin^2 \psi_1 - \sin^2 \psi_2), \quad (10)$$

и могут определять также самые различные амплитудно-фазовые характеристики в зависимости от характера функций $\psi_1(A, \omega)$, $\psi_2(A, \omega)$ и величины K .

Регуляторы, реализующие этот способ управления в некоторых случаях при $K > 1$, $\psi_1 = \text{const}$ и $\psi_2 = \pi/2$ или $K > 1$, $\psi_2 = \pi$, $\psi_1 = \pi/2$, получили в литературе название устройств с петлевыми или Δ -образными характеристиками и могут быть также отнесены к классу устройств с использованием элементов неизменяемой части системы (усилителя).

V закон. Он характерен тем, что на некоторых интервалах периода к гармоническому сигналу рассогласования добавляется дополнительный сигнал y . Этот сигнал может быть сформирован из внутренних координат системы или подан от внешнего постоянного источника. Если в первом случае $y(\omega)$, $\Psi_1(\omega)$, $\Psi_2(\omega)$, то реализующие его регуляторы относятся к классу псевдолинейных устройств, в любом другом варианте, а также всегда во втором случае — к нелинейным четырехполюсникам.

Коэффициенты гармонической линейризации регуляторов, реализующих закон, могут быть записаны следующим образом:

$$a = 1 + \frac{2}{\pi A} \int_0^{\pi} y(A \sin \psi; A \omega \cos \psi) \sin \psi d\psi, \quad (11)$$

$$b = \frac{2}{\pi A} \int_0^{\pi} y(A \sin \psi; A \omega \cos \psi) \cos \psi d\psi, \quad (12)$$

а вид определяемых ими частотных характеристик зависит от конкретной реализации регулятора.

VI закон. Наряду с нелинейной деформацией с помощью ключевых устройств сигнал рассогласования может предварительно подвергаться преобразованиям также с помощью нелинейных, например релейных элементов, линейных фильтров и т. п. Таким образом, сущность этого шестого закона управления состоит в том, что гармонический сигнал рассогласования дважды подвергается нелинейной деформации — вначале с помощью обычных нелинейных звеньев и линейных фильтров, а затем с помощью ключевых устройств. Вполне очевидно, что в рамках этого закона может быть синтезировано большое число самых разнообразных нелинейных регуляторов.

В работе [3] рассмотрен новый класс систем с реализацией этого закона управления, который назван авторами «квазирелейными системами». В этих системах выходной сигнал регулятора имеет разрывной релейный характер, однако величина его практически пропорциональна амплитуде рассогласования, и поэтому коэффициенты гармонической линейризации нелинейной части не зависят от амплитуды.

Действительно, если сигнал $y(\epsilon)$ на рисунке в табл. 1 получен путем усреднения сигнала рассогласования на полупериоде колебаний, то коэффициенты гармонической линейризации регулятора для первого случая инвертирования $y(\epsilon)$ на интервале $\psi_1 + \pi$ имеют вид

$$a = \frac{8}{\pi^2} \cos \psi_0, \quad (13)$$

$$b = \frac{8}{\pi^2} \sin \psi_0. \quad (14)$$

Рассмотренные выше законы управления являются основными, практически они наиболее часто и просто реализуются с помощью регуляторов, содержащих в своем составе ключевые элементы. Более сложные законы нелинейного управления этого типа могут быть получены путем различных комбинаций этих исходных.

Таким образом, предложенный здесь и развиваемый ниже подход к классификации нелинейных законов управления с ключевыми элементами не накладывает каких-либо ограничений на техническую реализацию регуляторов и в известной степени объединяет нелинейные законы управления, исследуемые в теории систем с переменной структурой, работающих в режиме переключения, и законы, реализуемые псевдолинейными, петлевыми, логическими и оптимизирующими регуляторами.

2. СТРУКТУРНО-ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ САУ С НЕЛИНЕЙНЫМИ ЗАКОНАМИ УПРАВЛЕНИЯ, ИСХОДЯ ИЗ ТРЕБОВАНИЙ К УСТОЙЧИВОСТИ (ПЕРВАЯ ИТЕРАЦИЯ СИНТЕЗА)

С помощью нелинейных законов управления можно решать самые разнообразные вопросы коррекции динамических свойств САУ, среди которых первоочередной является задача расширения до заданных размеров области устойчивости свободных движений системы в пространстве ее параметров и начальных условий.

При решении этих задач исключительно широкое распространение получили различные методы, основанные на гармонической линеаризации нелинейностей: Л.С. Гольдфарба, Е.П. Попова, Р. Коченбургера, К.Ф. Теодорчика и др. Как правило, эти методы ориентированы прежде всего на анализ устойчивости системы при уже заданных ее параметрах, оценку возможных периодических решений и в значительно меньшей степени на параметрический и тем более структурный синтез линейной и нелинейной частей системы, преследующий цель обеспечить отсутствие автоколебаний в некоторой заданной области параметров системы и начальных условий.

При нелинейных законах управления в системах актуальность указанной задачи еще более возрастает, так как закон управления, тип и структура нелинейного регулятора, а следовательно, и вид его коэффициентов гармонической линеаризации нами предполагаются заранее не заданными, и проектировщик на основании по возможности несложного предварительного анализа должен выбрать целесообразный закон нелинейного управления, выполнить его структурную реализацию и затем выбрать необходимые параметры звеньев и блоков, входящих в состав нелинейного регулятора.

Таким образом, можно наметить следующие основные этапы структурно-параметрического синтеза САУ с нелинейными законами управления.

Первый этап – анализ устойчивости системы до введения нелинейного регулятора.

По свойствам регуляторов и неизменяемой части системы последние можно разделить на шесть типов в соответствии с рис. 1.

Первые три типа имеют место, когда к линейной неизменяемой части добавляются линейные (ЛР), псевдолинейные (ПЛР) или нелинейные (НР) регуляторы. Следующие три типа получаются при сочетании каждого из указанных регуляторов с нелинейной неизменяемой частью.

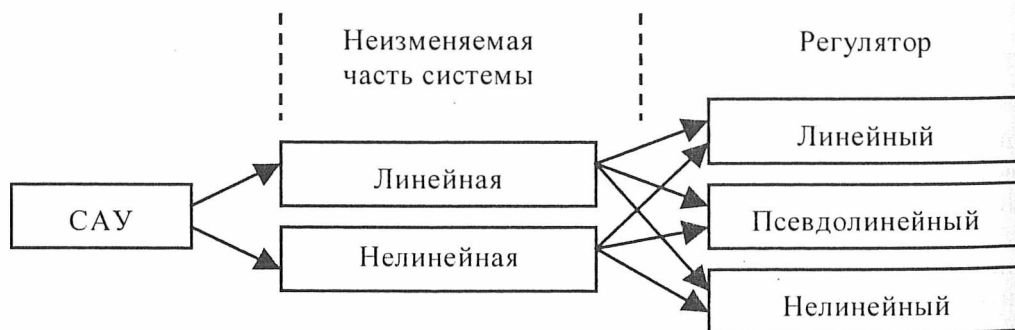


Рис. 1. Типы САУ

Очевидно, что в общем случае до введения корректирующих средств неизменяемая часть может быть устойчивой, неустойчивой, иметь автоколебания, области устойчивости «в малом», и цель первого этапа состоит в изучении всех этих особенностей и свойств корректируемой системы.

Второй этап — структурный синтез нелинейных регуляторов, когда выбирается тот или иной закон нелинейного управления, в рамках которого целесообразно решение задачи, а затем выполняется синтез структурной реализации этого закона.

Третий этап — параметрический синтез нелинейных регуляторов, т. е. определение параметров всех звеньев и блоков, входящих в их состав.

Четвертый этап — проверка справедливости всех принятых на предыдущих этапах допущений путем, например, моделирования системы на АВМ или ЦВМ и сравнения расчетных и экспериментальных результатов.

В работе [3] разработан и на конкретных примерах проиллюстрирован метод структурно-параметрического синтеза псевдолинейных и нелинейных регуляторов в линейных и нелинейных САУ на основе метода гармонической линеаризации, охватывающий все перечисленные основные этапы синтеза. Сущность этого метода состоит в совместном рассмотрении годографов амплитудно-фазовых частотных характеристик линейной части системы, эквивалентных комплексных коэффициентов усиления сопутствующих нелинейных звеньев и нелинейных регуляторов, реализующих всевозможные законы управления, и определении значений обобщенных параметров последних, переводящих систему из неустойчивого или автоколебательного состояния на границу с областью устойчивости равновесия.

Рассмотрим предлагаемый метод на конкретном примере, когда линейная система управляется с помощью псевдолинейного регулятора.

В характеристическое уравнение в этом случае не входит амплитуда A :

$$W_n(j\omega)J_k(\omega) + 1 = 0, \quad (15)$$

где $W_n(j\omega)$ — амплитудно-фазовая характеристика линейных частей системы, $J_k(\omega)$ — эквивалентные комплексные коэффициенты передачи псевдолинейного регулятора.

На этапе структурного синтеза при выборе того или иного нелинейного закона управления коэффициент $J_k(\omega)$ целесообразно считать не функцией частоты, а некоторых, чаще даже одного обобщенного параметра ψ , как это сделано в разделе 1.

Тогда, переписав уравнение (15) в виде

$$W_n(j\omega) = -[J_k(\psi)]^{-1}, \quad (16)$$

удобно находить искомое значение ψ графически, как показано на рис. 2. На этом рисунке кривые

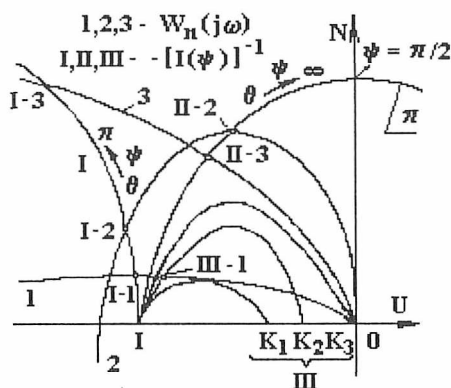


Рис. 2. К выбору способа нелинейной коррекции САУ

ми 1, 2 и 3 представлены варианты $W_n(j\omega)$ амплитудно-фазовой характеристики линейной части системы, а I и II — $-[J_k(\psi)]^{-1}$ — годографы псевдолинейных регуляторов в зависимости от параметра ψ . Например, при инвертировании сигнала во втором законе управления из таблицы при $\psi_2 = \pi$ и $\psi_1 = \psi = \text{var}$ единственным параметром, определяющим коэффициенты a и b , является ψ_1 , т.е. опережение вносимое фазовым каналом регулятора $\varphi = \pi - \psi_1$, и выражения для a и b приобретают вид:

$$a = \frac{1}{\pi}(\pi - 2\varphi + \sin 2\varphi), \quad (17)$$

$$b = \frac{1}{\pi}(1 - \cos 2\varphi). \quad (18)$$

Как видно из (17) и (18), коэффициенты a и b являются периодическими функциями параметра φ , годограф $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ представляет собой замкнутую кривую II, часть которой показана на рис. 2.

В первом законе управления при $\psi_2 = \pi$, $\psi_1 = \psi = \text{var}$ или, что то же самое, $\varphi = \pi - \psi_1 = \text{var}$, выражение (1) и (2) имеют вид

$$a = \frac{1}{\pi}(\pi - \varphi - \frac{1}{2}\sin 2\varphi), \quad (19)$$

$$b = \frac{1}{\pi}\sin^2 \varphi, \quad (20)$$

т. е. при $0 < \varphi \leq 180^\circ$ годограф $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ устремляется от точки с координатами $-1, j0$ к бесконечности и показан на рис. 2, кривая 1. В четвертом законе управления частотные характеристики при $\psi_1 = 0$ и $0 \leq \psi_2 \leq \pi$ определяются из выражений:

$$a = 1 + \frac{1-k}{\pi}(\frac{1}{2}\sin 2\psi_2 - \psi_2), \quad (21)$$

$$b = -\frac{1-k}{\pi}\sin^2 \psi^2, \quad (22)$$

т. е. зависят от двух варьируемых параметров ψ_2 и k .

На рис. 2 годографы $-[J_k(\psi)]^{-1}$, соответствующие этому закону, представлены серией кривых III при фиксированных значениях $k = k_{1,2,3}$ и параметром ψ , изменяющимся вдоль каждой кривой.

Аналогичным образом можно построить годографы $-[J_k(\psi)]^{-1}$ для других законов нелинейного управления.

В точках пересечения кривых $W_n(j\omega)$; $-[J_k(\psi)]^{-1}$ определяются значения ω_i , φ_i , соответствующие решениям уравнения (15), т. е. границе устойчивости системы.

Если какой-либо из годографов $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ не имеет точек пересечения с кривой $W_n(j\omega)$, то соответствующий закон управления не приемлем для решения задачи и рассмотрению подлежат оставшиеся.

Для выбора одного из возможных нелинейных законов управления необходимо анализировать величины φ_i и ω_i в точках пересечения и отдавать предпочтение такому способу, который обеспечивает перевод системы на границу устойчивости при меньших значениях φ_i и больших значениях частоты ω .

Полученные в результате указанных расчетов обобщенные параметры и частота собственных колебаний системы на границе ее устойчивости позволяют провести дальнейший синтез структуры и параметров регулятора, приемы которого детально рассмотрены в [3–4].

3. СИНТЕЗ НЕЛИНЕЙНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ УСТРОЙСТВ НА ОСНОВЕ ПОКАЗАТЕЛЯ КОЛЕБАТЕЛЬНОСТИ (ВТОРАЯ ИТЕРАЦИЯ СИНТЕЗА)

Для нелинейных систем с типовыми сопутствующими нелинейностями методы анализа и синтеза на основе показателя колебательности получили развитие в работах В. А. Бесекерского, И. П. Пальтова, Е. А. Фабриканта, С. М. Федорова. В общем случае характеристики нелинейных регуляторов зависят не только от амплитуды, но и от частоты входного сигнала.

Это обстоятельство создает целый ряд особенностей в построении запретных областей для амплитудно-фазовой частотной характеристики приведенной линейной части системы и решении задач синтеза нелинейных регуляторов.

Ниже исследованы эти особенности и метод оценки качества процессов управления на основе показателя колебательности развит для задач синтеза нелинейных регуляторов общего типа.

Частотную передаточную функцию гармонически линеаризованной системы с нелинейным регулятором последовательного типа представим в следующем виде:

$$\Phi(j\omega, A, \psi) = \frac{W_n(j\omega)J_k(A, \psi)}{1 + W_n(j\omega)J_k(A, \psi)}, \quad (23)$$

где $W_n(j\omega)$ – частотная передаточная функция приведенной линейной части системы; $J_k(A, \psi) = a(A, \psi) + jb(A, \psi)$ – нормированная эквивалентная передаточная функция нелинейного регулятора, в общем случае зависящая от амплитуды A колебаний на его входе и обобщенного параметра ψ .

Геометрическое место точек с постоянным значением показателя колебательности $M = \Phi(j\omega, A, \psi) = \text{const}$ на комплексной плоскости (U, jV) представляет собой окружность с координатами центра (U_0, jV_0) и радиусом R :

$$\begin{aligned}
 U_0 &= \operatorname{Re} \left\{ -[J_k(\mathcal{A}, \psi)]^{-1} \right\} \frac{M^2}{M^2 - 1}, \\
 V_0 &= \operatorname{Im} \left\{ -[J_k(\mathcal{A}, \psi)]^{-1} \right\} \frac{M^2}{M^2 - 1}, \\
 R &= \left| -[J_k(\mathcal{A}, \psi)]^{-1} \right| \frac{M^2}{M^2 - 1}.
 \end{aligned} \tag{24}$$

Используем эту запись для построения запретных областей, как это показано на рис. 3, для первого и второго законов управления из табл. 1. На этом рисунке изображены в качестве примера годографы псевдолинейного регулятора, т. е. $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ в зависимости от значений обобщенного параметра φ , для устройств инвертирующих (а) и разрывающих (б) сигнал управления.

При $\varphi = 0$ псевдолинейный регулятор не вносит в сигнал управления деформации и

$$U_0 = M^2(M^2 - 1)^{-1}, \quad V_0 = 0, \quad R = M(M^2 - 1)^{-1}, \tag{25}$$

т. е. окружность $M = \text{const}$ занимает такое же положение, как и в линейной системе.

С увеличением φ окружность $M = \text{const}$ мигрирует по комплексной плоскости, причем, как видно из (24), ее центр остается на радиусе-векторе ОС, проведенном от начала координат в точку $-[J_k(\varphi)]^{-1}$, соответствующую текущему значению φ .

Поэтому центр окружности описывает на плоскости кривую NL, подобную годографу $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ и отстоящую от последнего тем дальше, чем меньше M . Радиус окружности R пропорционален модулю $-[J_k(\varphi)]^{-1}$ и для псевдолинейного регулятора инвертирующего типа является периодической функцией, изменяясь в пределах

$$\frac{M}{M^2 - 1} \leq R \leq \frac{\pi M}{2(M^2 - 1)} \quad \text{при неограниченном изменении } \varphi. \quad \text{Для устройств,}$$

$$\text{разрывающих сигнал управления } \frac{M}{M^2 - 1} \leq R \leq \infty \quad \text{при } 0 < \varphi \leq \pi, \quad \text{так как при } \varphi = \pi,$$

$a_n = 0, \quad b_n = 0$. Построив всю совокупность окружностей при заданном значении $M = \text{const}$ и $\varphi = \text{var}$, можно, очевидно, найти предельную запретную область, ограниченную огибающей всех окружностей. На рис. 3 эти области заштрихованы, причем двойной штриховкой показаны окружности $M = \text{const}$ для исходной линейной системы.

Поскольку в системах с псевдолинейными регуляторами обобщенный параметр φ является функцией частоты, то запретные области изменяют с частотой свою конфигурацию внутри предельной области. Как видно из рис. 3, с увеличением φ нижний край запретной области для псевдолинейного регулятора инвертирующего типа смещается вверх и вправо, а у устройств, разрывающих сигнал управления, этот край перемещается вверх и влево.

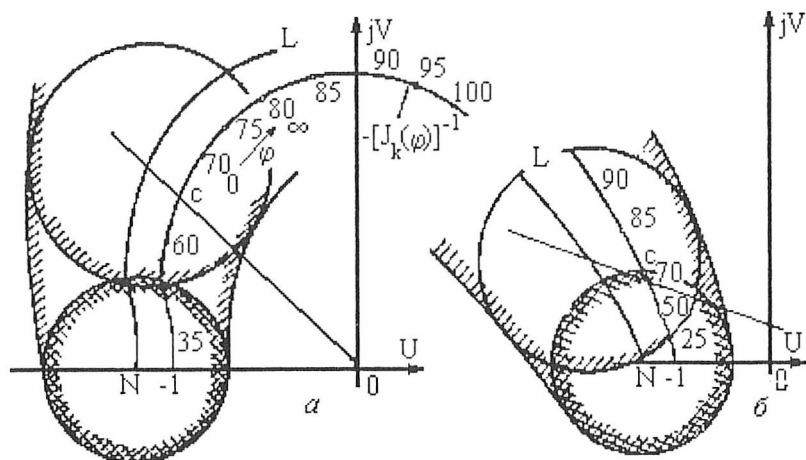


Рис. 3. Построение запретных областей для систем с нелинейными законами управления

Указанные перемещения запретных областей от частоты являются весьма характерной особенностью систем с разрывными законами управления, выполненными с использованием ключевых устройств, позволяющие по-иному поставить задачу синтеза таких систем на заданные показатели колебательности.

Обычно эта задача решалась путем деформации характеристики $W_n(j\omega)$ с помощью линейных средств коррекции таким образом, чтобы она не заходила вовнутрь неподвижных запретных областей. В системах же с нелинейными регуляторами задачу синтеза последних можно поставить как задачу деформации при изменении частоты запретных областей таким образом, чтобы они не пересекались с характеристикой $W_n(j\omega)$. Проиллюстрируем этот подход на конкретном примере синтеза.

Пусть в линейной системе $W_n(P) = \prod_{i=1}^3 k_i \left[P \prod_{i=1}^3 (T_i P + 1) \right]^{-1}$ и параметрами

$T_1 = 0,02$ с, $T_2 = 0,05$ с, $T_3 = 0,1$ с и $\prod_{i=1}^3 k_i = 150 \frac{1}{c}$ требуется синтезировать

псевдолинейный регулятор инвертирующего типа, реализующий второй способ коррекции из таблицы при $\psi_2 = \pi$ и $\varphi = \pi - \psi_1 = \text{var}$ и обеспечивающий показатель колебательности $M = 1,5$.

На рис. 4, а представлена характеристика $W_n(j\omega)$, которая свидетельствует о том, что система без коррекции существенно неустойчива.

На этом же рисунке приведен годограф $-[J_k(\varphi)]^{-1}$, соответствующий избранному способу коррекции, и по выражениям (24) выполнены построения кривых: NL , по которой инвертируют центры окружностей $M = 1,5$, границ QP и DK предельной запретной области в интересующем нас втором квадранте комплексной плоскости.

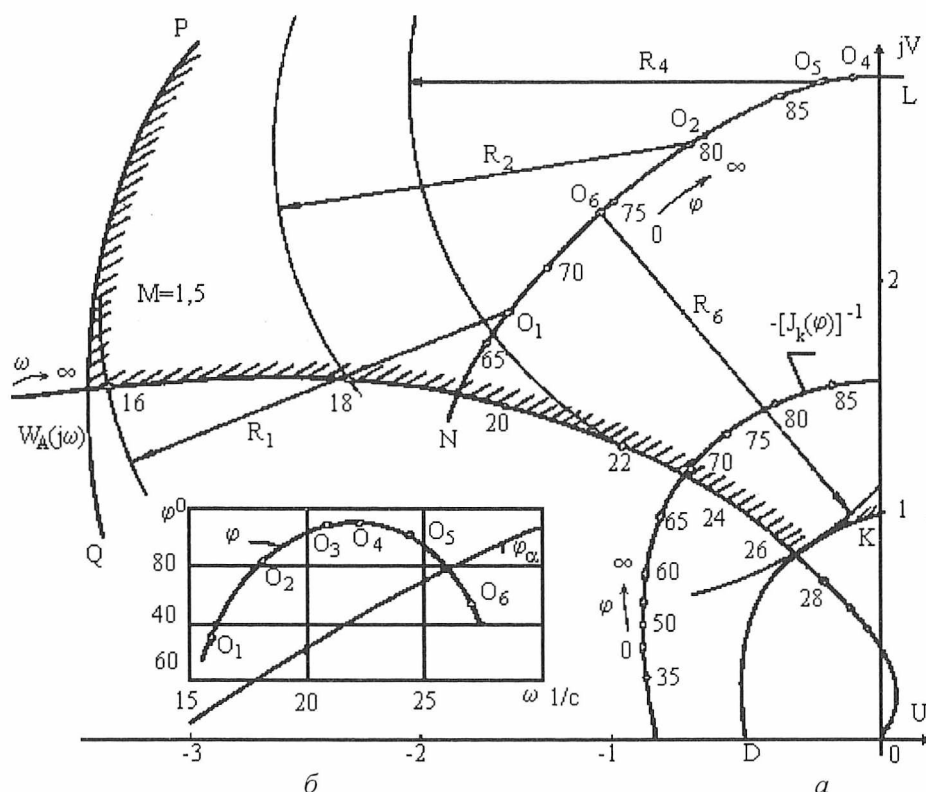


Рис. 4. Синтез псевдолинейного регулятора в линейной системе на заданный показатель колебательности — a и его результаты — b

Как видно из построений, характеристики $W_n(j\omega)$ при $15,8 \leq \omega \leq 27c^{-1}$ находятся внутри предельной запретной области. Таким образом, задача синтеза псевдолинейного регулятора сводится здесь к такой деформации нижнего края запретной области, чтобы он не пересекался с кривой $W_n(j\omega)$ и в предельном случае совпадал с ней в указанном диапазоне частот.

Как уже отмечалось выше и показано на рис. 3, нижний край запретной области представляет собой часть окружности, центр которой перемещается по кривой NL, а радиус таков, что она касается границ QP и DK предельной запретной области.

Это обстоятельство позволяет весьма просто выявить зависимость от частоты обобщенного параметра φ псевдолинейного регулятора, обеспечивающего указанную деформацию нижнего края запретной области. Действительно, если при изменении частоты $15,8 \leq \omega \leq 27c^{-1}$ находить последовательно ряд значений радиусов окружностей $R_1, R_2, \dots$ касательных к границам QP и DK запретной области, то их центры на кривой определяют искомые значения φ , а точки пересечения с

кривой $W_n(j\omega)$ определяют соответствующие значения частоты. На некоторой частоте окружность окажется касательной к кривой $W_n(j\omega)$, что соответствует максимальному значению φ (на рис. 4, а это $\omega = 22 \text{ с}^{-1}$ и $\varphi = 87^\circ$, определяемые окружностью с радиусом R_4 и центром O_4 на кривой NL).

При дальнейшем увеличении частоты окружности вновь пересекают кривую $W_n(j\omega)$ пока при некоторой частоте изображающая точка, двигаясь вдоль кривой $W_n(j\omega)$, не покинет запретную область, т.е. не пересечет ее границу ДК (на рис. 4, а это происходит при $\omega = 27 \text{ с}^{-1}$ и $\varphi = 74^\circ$, определяемым окружностью с радиусом R_6 и центром в точке O_6 на кривой NL).

Совокупность найденных таким образом значений φ и ω определяет функцию $\varphi(\omega)$, при которой нижняя граница запретной области совпадает с кривой $W_n(j\omega)$.

Для рассмотренного случая эта функция представлена на рис. 4, б и является исходной для дальнейшего структурно-параметрического синтеза псевдолинейных регуляторов, порядок которого детально изложен в [3–4], а в [5] разработана программа автоматизированного синтеза систем этого класса с использованием нескольких десятков оригинальных, запатентованных авторами нелинейных регуляторов.

4. ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ САУ СПОСОБАМИ СТРУКТУРНОГО И ПАРАМЕТРИЧЕСКОГО АСИММЕТРИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ (ТРЕТЬЯ ИТЕРАЦИЯ СИНТЕЗА)

Нелинейные регуляторы, как показано в [3], в режиме вынужденных движений возбуждают «быстрые» автоколебания, которые снижают коэффициент передачи системы для «медленных» полезных сигналов, и, следовательно, увеличивают среднюю составляющую ошибки. Эти особенности систем с нелинейными регуляторами, отмеченные многими авторами, достаточно остро ставят проблему повышения точности, актуальность которой возрастает в связи с тем, что известные, традиционные способы повышения точности САУ оказались для таких систем либо малоэффективными, либо неприемлемыми вовсе [3].

В связи с изложенным рассмотрим ниже способы повышения точности САУ, предложенные и разработанные в работах авторов [6–7] и основанные на структурном или параметрическом асимметрировании НР пропорционально управляющим и возмущающим воздействиям.

4.1. ОСНОВЫ СПОСОБОВ АСИММЕТРИРОВАНИЯ НЕЛИНЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

В самом общем виде предлагаемые способы управления можно интерпретировать структурной схемой, приведенной на рис. 5. Сущность предложения состоит в том, что основной контур регулирования, работающий по отклонению и состоящий из нелинейного регулятора (НР), линейной части (ЛЧ) и цепи обратной связи, дополняют контурами, вырабатывающими сигналы, пропорциональные η возмущениям f_0 и / их производным $f_0 k_j P^{(j)}$, а также n производными от входного воздействия $\theta_i \cdot b_i \cdot P^{(i)}$, причем эти сигналы используют для асимметрирования

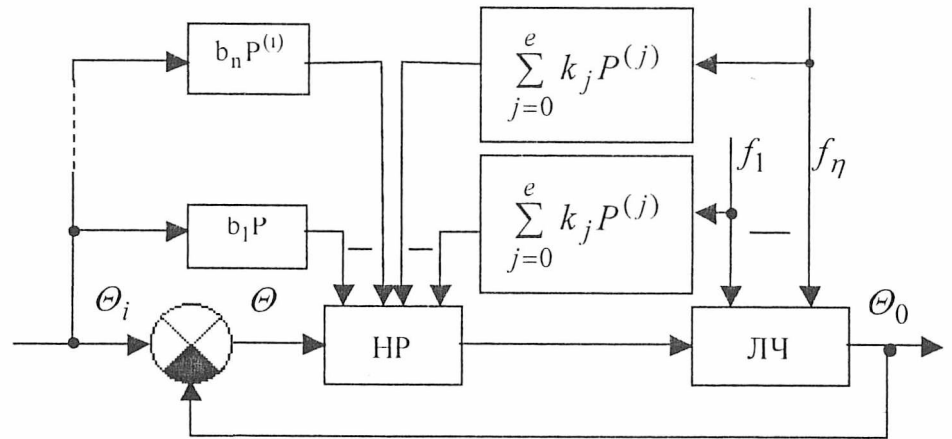


Рис. 5. Комбинированная система с параметрическим асимметрированием характеристик нелинейного звена

статических или динамических характеристик НР в основном контуре. В отличие от известных способов «симметричного» параметрического управления указанное асимметрирование позволяет получить на выходе НР среднюю составляющую управляющего воздействия при ее отсутствии на его входе, т. е. система парирует возмущения или отрабатывает входные воздействия в автоколебательном режиме без средней составляющей в сигнале установившейся ошибки.

Считая, что ЛЧ удовлетворяет свойству фильтра, анализ поведения таких систем, а также синтез параметров дополнительных контуров удобно проводить, используя метод гармонической линеаризации. Предполагая полную компенсацию средней составляющей установившейся ошибки за счет асимметрирования характеристик НР, гармонически линеаризованное уравнение системы на рис. 5 можно записать следующим образом

$$Q(P)\theta^* + R(P)F(\theta^*, P\theta^*) = Q(P)\theta_i + \sum_{l'=1}^n S_{l'}(P)f_{l'}, \quad (26)$$

где $\theta^* = A_1 \sin \Psi = A_1 \sin \omega t$ — сигнал установившейся ошибки системы;

$W_{\text{ЛЧ}}(p) = \frac{R(P)}{Q(P)}$, $S_{l'}(P)$ — передаточные функции ЛЧ системы по управляющему

сигналу и по возмущающему воздействию $f_{l'}$ соответственно;

$$F(\theta^*, P\theta^*) = F^0 + \left(\alpha + \frac{b}{\omega}\right)\theta^*, \quad (27)$$

уравнение гармонически линеаризованного нелинейного регулятора системы; F^0, α, b — коэффициенты гармонической линеаризации НР, являющиеся функ-

циями $\theta^*, \sum_{i=1}^n b_i P^{(i)}\theta_i; \sum_{l'=1}^n \sum_{j=0}^l K_j P^{(j)} f_{l'}$.

Соотношение (26) можно разделить на два взаимосвязанных уравнения

$$R(P)F^0 = Q(P)B_i + \sum_{r=1}^n S_r(P) \cdot f_r, \quad (28)$$

$$Q(P)\theta^* + R(P)\left(\alpha + \frac{P}{\omega}b\right)\theta^* = 0, \quad (29)$$

соответственно для «быстрых» автоколебательных движений и «медленных», обусловленных вариациями управляющих и возмущающих воздействий. Система уравнений (28), (29) является исходной для выбора таких коэффициентов b_i и k_i , которые обеспечивают полную инвариантность системы по средней составляющей установившейся ошибки.

Опыт проектирования САУ с НР свидетельствует о том, что при разработке конкретных реализаций способов асимметрирования характеристик последних целесообразно следовать следующим основным принципам:

1. Автоколебания, как правило, возникающие при вынужденных движениях систем с разрывными законами управления, удобно использовать в качестве исходной информации для построения каналов асимметрирования НР.

2. Нелинейные и логические блоки, осуществляющие указанное асимметрирование, оказываются наиболее простыми в технической реализации, если последнее выполнять путем коммутации сигналов, пропорциональных дестабилизирующим факторам.

3. Канал асимметрирования целесообразно рассматривать как нелинейный регулятор более высокого порядка иерархии по отношению к регулятору, характеристика которого асимметрируется.

При этом необходимо, очевидно, стремиться к тому, чтобы указанные регуляторы, образующие в ряде случаев сложные многоуровневые иерархические структуры, не оказывали друг на друга вредного влияния.

Рассмотрим далее конкретную реализацию предлагаемого способа повышения точности на примере следящей системы, разработанную с учетом указанных принципов.

4.2. КОМБИНИРОВАННЫЕ СЛЕДЯЩИЕ СИСТЕМЫ С ПАРАМЕТРИЧЕСКИМ АССИММЕТРИРОВАНИЕМ ПСЕВДОЛИНЕЙНЫХ РЕГУЛЯТОРОВ

На рис. 6 точками показана одна из структурных реализаций изложенного выше способа параметрического асимметрирования псевдолинейного регулятора комбинированной системы, которая заключается в отключении нереверсивного корректирующего сигнала от входа однополярного усилителя (ОУ) с помощью блоков умножения БУ2 и БУ3 и однополярного реле коммутации РК на тех интервалах, когда знак скорости Ω двигателя на выходе реле РС и состояние реле РР в фазовом канале ПЛКУ не совпадают. Анализ систем (28), (29) показывает, что выбор коэффициента передачи цепи корректирующего сигнала согласно выражению

$$K_n = \frac{2}{K\gamma K_2} \quad (30)$$

(т. е. в два раза больше общепринятых соотношений), позволяет исключить среднюю ошибку воспроизведения в рассматриваемом примере. Этот результат

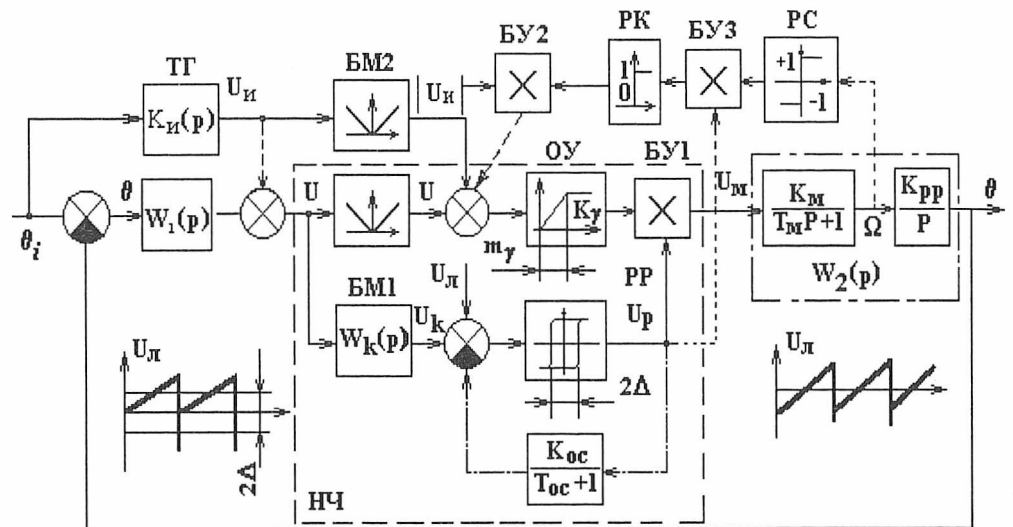


Рис.6. Комбинированная следящая система с параметрическим асимметрированием псевдолинейного регулятора

ожидался и из физических соображений, так как отключение корректирующего сигнала в течение полупериода симметричных автоколебаний действительно должно было потребовать увеличения в два раза ее коэффициента передачи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Емельянов С. В. Системы автоматического управления с переменной структурой. М., 1967.
2. Хлыпало Е. И. Нелинейные корректирующие устройства автоматических систем. М., 1973.
3. Михалев А. С. Приборные следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока и нелинейными корректирующими средствами: Дис. ... д-ра техн. наук. Владивосток, 1979.
4. Миловзоров В. П., Михалев А. С. Следящие системы с бесконтактными двигателями постоянного тока. М., 1979.
5. Михалев А. С., Заплетников И. А., Маркина А. И. // Актуальные проблемы социально-гуманитарных и естественных наук: В 2 т. Мн., 1996.
6. Михалев А. С., Куличенко А. Г. Комбинированное управление автоколебательными системами способом параметрического асимметрирования // Автоматика и телемеханика. № 11. 1977.
7. Михалев А. С., Куличенко А. Г. Способ релейного регулирования. А.с. №669333, 1979.