

2002, том 38, № 5

УДК 681.5

**В. А. Жмудь**

*(Новосибирск)*

### **МЕТОД РАЗДЕЛЕНИЯ ДВИЖЕНИЙ ДЛЯ ПОДАВЛЕНИЯ ВОЗМУЩЕНИЙ В ЛАЗЕРНЫХ СИСТЕМАХ**

Предложен метод синтеза двухканального регулятора с разнотемповыми модуляторами для подавления возмущающих воздействий в лазерных системах. Рассмотрен случай неполной модели объекта без учета быстрых корней её характеристического полинома. В двухканальном регуляторе порядок быстрого контура в верхнем частотном диапазоне приводится к первому порядку, а амплитудно-частотная характеристика медленного канала дополняется до интегрирующего звена второго или более высокого порядка. Методика может быть применена к нестационарным объектам и объектам с неточно известными параметрами.

**Введение.** Нестабильности частоты газовых лазеров характеризуются большим значением амплитуды низкочастотного дрейфа и малыми значениями высокочастотных компонент. Поэтому целесообразно применение двух каналов управления системой стабилизации частоты: низкочастотного и высокочастотного [1].

Однако сигнал тестовой девиации подается по быстрому каналу управления, и недопустимо, чтобы медленный канал подавлял этот сигнал, который для него эквивалентен возмущению. В противном случае возникают искажения суммарного тестового возмущения в виде нежелательного сдвига фаз и искажений гармонической формы этого возмущения. Переходный процесс медленного контура управления при ограниченном быстром действии модулятора вносит дополнительные гармонические компоненты в тестовую девиацию, что недопустимо особенно при детектировании на кратных гармониках тестового сигнала, которое применяется для устранения влияния линейной зависимости мощности излучения от частоты.

Поэтому основной задачей синтеза регуляторов для лазеров с системой стабилизации частоты на основе пьезокерамических модуляторов частоты, наряду с увеличением быстрого действия, является распределение энергии переходного процесса системы по спектру частот между быстрым и медленным каналами управления. Кроме того, требуется обеспечение максимально резкого подъема коэффициента усиления с уменьшением частоты.

Пьезокерамические модуляторы частоты излучения лазера могут быть выполнены либо быстродействующими (до десятков килогерц), но с малым диапазоном перестройки, либо с большим диапазоном перестройки, но с малым быстродействием (до сотен герц). Для сочетания положительных свойств различных модуляторов их применяют совместно в двух каналах воздействия (быстрый и медленный).

Медленные возмущения с большими амплитудами должны подавляться медленным регулятором и не влиять на быстрый модулятор. Быстрый модулятор должен не реагировать на медленные возмущения, чтобы не выходить в насыщение, но подавлять быстрые возмущения, обеспечивая широкую полосу всей системе. Область частот, в которой оба модулятора соизмеримо воздействуют на объект, необходимо минимизировать.

Распределение движений по модуляторам определяется видом АЧХ каналов управления, который зависит от неизменяемой части (объекта) и изменяемой части (регулятора) системы.

Современная теория строится на том, что объект достаточно полно описывается некоторой линейной моделью [2, 3], однако регулятор по этому методу не разделяет движения переходного процесса по возмущению. Например, пусть объект описывается уравнением

$$A_n(p)X(p) = \sum_{i=0}^n a_i p^i X(p) = bU(p), \quad (1)$$

а желаемое уравнение замкнутой системы имеет вид

$$C_m(p)X(p) = \sum_{j=0}^m c_j p^j X(p) = c_0 V(p). \quad (2)$$

Метод разделения движений [2] предлагает способ синтеза регулятора, обеспечивающего асимптотическое (сколь угодно точное) приближение уравнения замкнутой системы к виду:

$$\left( \sum_{j=0}^r \alpha_j \mu^j p^j \right) \left( \sum_{i=0}^m c_i p^i X(p) \right) = c_0 V(p), \quad (3)$$

где  $\alpha_0 = 1$ ;  $\mu$  – малый параметр в сравнении с  $\alpha_j$ ,  $a_i$  и  $c_j$ , такой, что моды переходного процесса, порождаемые корнями полинома в первых скобках, пренебрежимо малы в сравнении с модами от корней полинома во вторых скобках.

Метод базируется на предельных соотношениях вида:

$$\lim_{\mu \rightarrow 0} \left\{ \left( \sum_{i=0}^n a_i p^i \right) \sum_{j=0}^r \alpha_j \mu^j p^j \right\} = a_0 \sum_{i=0}^n a_i p^i + a_n \sum_{j=1}^r \alpha_j \mu^j p^{n+j}. \quad (4)$$

Это соотношение называется асимптотическим приближением и позволяет отдельно вычислять корни быстрых и медленных движений при условии, что асимптотический полином имеет соответствующий вид.

**Практические проблемы.** На примере  $n=2$  с учетом возмущающего воздействия  $H(p)$  уравнения объекта имеют вид

$$(p^2 + a_1 p + a_0)X(p) = bU(p), \quad (5)$$

$$X(p) = Y(p) + H(p), \quad (6)$$

а желаемое уравнение замкнутой системы получаем в виде

$$(c_1 p + c_0)Y(p) = c_0 V(p). \quad (7)$$

Уравнение регулятора для этого случая:

$$\mu(\mu d_2 p + d_1)U(p) = -(c_1 p + c_0)Y(p) + c_0 V(p). \quad (8)$$

Совместно решая (5), (6), (8) и оставляя внутри каждой скобки только члены, содержащие  $\mu$  в наименьшей степени, получим асимптотическое уравнение замкнутой системы:

$$\begin{aligned} X(p) &= \frac{c_1 p + c_0}{\mu^2 d_2 b^{-1} p^3 + \mu d_1 b^{-1} p^2 + c_1 p + c_0} H(p) + \\ &+ \frac{c_0}{\mu^2 d_2 b^{-1} p^3 + \mu d_1 b^{-1} p^2 + c_1 p + c_0} V(p) = \\ &= W_H(p)H(p) + W_V(p)V(p). \end{aligned} \quad (9)$$

Числитель передаточной функции по возмущению  $W_H(p)$  сокращается с одним из сомножителей асимптотического полинома знаменателя. Возмущение не фильтруется контуром медленных движений, форма переходного процесса от возмущений определяется модами быстрых корней. Как правило, управляющее воздействие  $V(p)$  равно нулю, и характеристическое уравнение замкнутой системы не так полно описывает обработку возмущения  $H(p)$ , как это принято считать.

Для оценки метода разделения движений с позиции качества подавления возмущающего воздействия систему (5), (6), (8) следует преобразовать к структуре с одним контуром, вводя промежуточную переменную

$$V^*(p) = \frac{c_0 V(p)}{c_1 p + c_0}. \quad (10)$$

Тогда уравнение регулятора примет вид

$$\mu(\mu d_2 p + d_1)U(p) = (c_1 p + c_0)[-Y(p) + V^*(p)]. \quad (11)$$

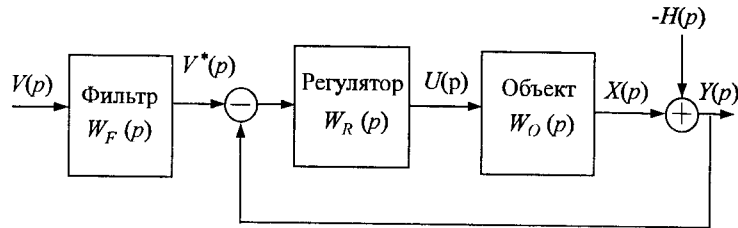


Рис. 1. Структурная схема системы (5), (6), (8)

Отсюда получаем асимптотическую структуру (рис. 1) с обозначениями

$$W_R(p) = \frac{c_1 p + c_0}{\mu^2 d_2 p^2 + \mu d_1}, \quad W_F(p) = \frac{1}{c_1 p + c_0}.$$

Поскольку для описания систем стабилизации ( $V = 0$ ) передаточная характеристика фильтра  $W_F(p)$  не имеет значения, свойства замкнутого контура следует изучать по передаточной функции разомкнутого контура  $W_p(p) = W_R(p)W_O(p)$ . Регулятор по уравнению (11) осуществляет дифференцирование с большим коэффициентом усиления ( $K = \mu^{-1}$ ). Иными словами, регулятор восстанавливает наклон логарифмической амплитудно-частотной характеристики до  $-20$  дБ/дек. и повышает коэффициент усиления.

Из теории следует, что, зная порядок объекта, выбором достаточно малого  $\mu$  и соответствующих коэффициентов  $d_i$  всегда можно обеспечить устойчивость быстрых движений [3]. И это справедливо. Но гипотеза о конечном порядке объекта не состоятельна. Многократное дифференцирование нежелательно, так как приводит к резкому возрастанию высокочастотных шумов. Реальное ограничение диапазона входных сигналов объекта определяет предельное быстродействие замкнутой системы. Задача определения предельно достижимого быстродействия замкнутой системы означает оценку количества больших постоянных времени объекта и выделение зоны малых постоянных времени, где дифференцирование уже невозможно. Поэтому следует получить участок АЧХ в начале этой зоны, чтобы наклон сохранял свое значение на протяжении одной-двух декад. Обеспечение единичного усиления контура в центре этого участка гарантирует устойчивость и предельно достижимое быстродействие системы.

**Разделение движений по модуляторам.** Пусть АЧХ объекта имеет участок, на котором наклон сохраняет свое значение на протяжении одной-двух декад. Для определенности примем наклон минус первого порядка. Если это невозможно, то ситуация приводится к указанной интегрированием или дифференцированием в этой области. Масштабированием управляющего сигнала мы можем обеспечить равенство АЧХ единице в точке желаемой постоянной времени  $T$ . Далее синтез регулятора сводится к синтезу низкочастотной части АЧХ, поскольку высокочастотная часть на качество системы не влияет. При этом требуется разделить управляющий сигнал на две компоненты и обеспечить подачу этих компонент на соответствующие модуляторы.

Пусть быстрый модулятор обеспечивает быстродействие системы до желаемой постоянной времени  $T$ . Требуемая граница между медленными и быстрыми движениями определена соотношением постоянных времени

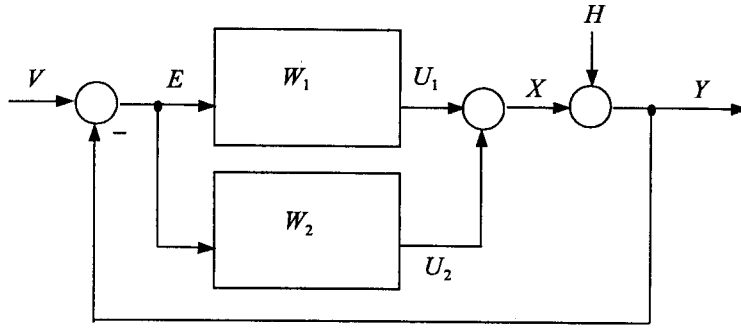


Рис. 2. Желаемая структура замкнутой системы с быстрым  $W_1$  и медленным  $W_2$  каналами

$T_G = \beta T$ . Далее требуется найти желаемые уравнения двух каналов управления, из которых уравнения регуляторов определяются с учетом известных передаточных функций модуляторов. Желаемая структура замкнутой системы показана на рис. 2. Уравнения движения системы имеют вид

$$E = V - Y, \quad Y = X + H, \quad X = U_1 + U_2, \quad U_1 = EW_1, \quad U_2 = EW_2. \quad (12)$$

Отсюда следует, что

$$E = V - X - H, \quad X = (W_1 + W_2)E, \quad U_1 = EW_1, \quad U_2 = EW_2.$$

Исключая  $X$ , получаем

$$E = \frac{1}{1 + W_1 + W_2} (V - H), \quad (13)$$

$$U_1 = \frac{W_1}{1 + W_1 + W_2} (V - H) = W_{U_1} (V - H), \quad (14)$$

$$U_2 = \frac{W_2}{1 + W_1 + W_2} (V - H) = W_{U_2} (V - H). \quad (15)$$

Далее предлагается обеспечивать передаточные функции быстрого  $W_1$  и медленного  $W_2$  каналов в виде

$$W_1 = \frac{b}{1 + bTp}, \quad W_2 = \frac{K^2}{(1 + GKTp)^2}, \quad (16)$$

где  $K^2 \gg b \gg G^2 \gg G \gg 1$ .

Тогда в силу  $b \gg 1, K^2 \gg b, K \gg G$  получим

$$W_{U_1} \approx \frac{b(1 + GKTp)^2}{K^2(1 + Tp)(1 + G^2Tp)(1 + bTp)},$$

$$W_{U_2} \approx \frac{1}{(1 + T\rho)(1 + G^2 T\rho)}.$$

Вид этих АЧХ в логарифмическом масштабе показан на рис. 3. Из рисунка видно, какой из контуров отвечает за подавление возмущения в данном частотном диапазоне. Граница разделения движений соответствует постоянной времени  $T_G = G^2 T$ , все возмущения на частоте ниже  $\omega_G = (G^2 T)^{-1}$  обрабатываются медленным каналом ( $W_2$ ). Отсюда вычисляем  $G = \sqrt{\beta}$ . Быстрый канал ( $W_1$ ) работает в диапазоне частот от  $\omega_G$  до  $\omega_T = T^{-1}$ .

Для более резкого подъема АЧХ с уменьшением частоты передаточные функции быстрого  $W_1$  и медленного  $W_2$  каналов должны иметь вид

$$W_1 = \frac{b}{1 + bT\rho}, \quad W_2 = \frac{K^3}{(1 + GKT\rho)^3}, \quad (17)$$

где  $K^3 \gg b \gg G^3 \gg G \gg 1$ .

**Практические рекомендации.** Далее формулируется метод синтеза регулятора для гарантированного разделения движений как по управлению, так и по возмущению. С этой целью разделение движений должно быть гарантировано видом АЧХ разомкнутого контура. АЧХ соединенных последовательно объекта и регулятора равна произведению их АЧХ, на логарифмическом графике это произведение получается графическим суммированием. При суммировании воздействий по двум каналам наименьшим из них можно пренебречь, если оно отличается на порядок. В этом случае АЧХ суммы на логарифмическом графике выглядит как огибающая отдельных АЧХ. На участке, где они соизмеримы, их сумма примерно в 1,5 раза превышает каждую из них. На этом участке движения не разделяются.

Для разделения движений по модуляторам необходимо и достаточно, чтобы АЧХ быстрого канала превышала АЧХ медленного канала в зоне высоких частот (не менее чем на порядок) и, наоборот, была меньше в зоне медленных частот. Область частот, где АЧХ соизмеримы, минимизируют. Для этого они не должны быть параллельными вблизи области их пересечения. Чем больше угол пересечения АЧХ быстрого и медленного каналов, тем лучше разделяются моды по модуляторам. Этим требованиям отвечают переда-

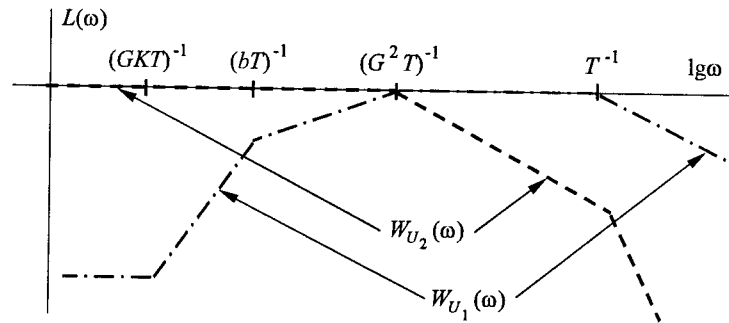


Рис. 3. Вид логарифмических амплитудно-частотных характеристик передаточных функций  $W_{U_1}$  и  $W_{U_2}$

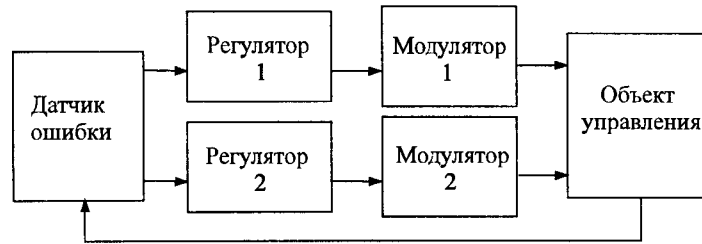


Рис. 4. Структурная схема системы с двумя модуляторами

точные функции трактов по уравнениям (16). При этом целесообразно обеспечить большой наклон АЧХ медленного канала: резкое её увеличение с уменьшением частот позволяет быстро достичь больших величин, что улучшает качество управления. По уравнениям (16) реализуется второй порядок затухания медленного тракта. Этот порядок может быть и выше.

Таким образом, разделение движений по модуляторам достигается двукратным или большим наклоном АЧХ медленного канала, т. е. введением в регулятор необходимого числа интеграторов. При этом наклон АЧХ быстрого канала обеспечивается однократным интегрированием в области, лежащей много раньше точки её пересечения с АЧХ медленного канала и много позже точки её пересечения с осью частот. Регулятор содержит два параллельных канала (рис. 4), причем АЧХ регулятора быстрого канала дополняет АЧХ быстрого модулятора (включая амплитудно-частотные характеристики объекта и датчика ошибки) до интегрирующего звена первого порядка, а АЧХ регулятора медленного канала дополняет АЧХ медленного модулятора до интегрирующего звена второго или более высокого порядка.

На рис. 5 показаны желаемые амплитудно-частотные характеристики медленного и быстрого каналов ( $W_1$  и  $W_2$  соответственно). Не следует располагать их так, чтобы имелся участок, на котором с уменьшением частоты не увеличивалась АЧХ (это не эффективно), а также допускать приближенного равенства АЧХ двух каналов на достаточно протяженном участке, так как в этом случае не происходит разделения движений. Признаком этой ошибки является устойчивость системы при отключении быстрого канала. Пьезокерамические модуляторы, изменяя длину резонатора лазера, позволяют управлять частотой излучения [4]. Как правило, АЧХ этих модуляторов в

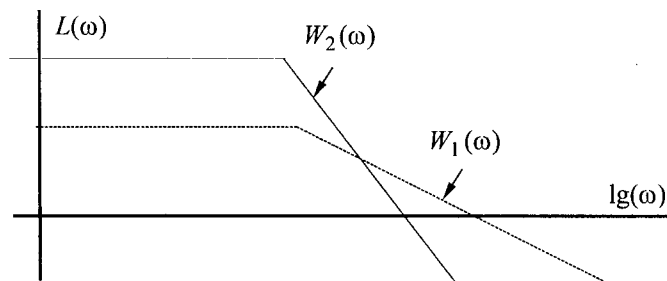


Рис. 5. Вид амплитудно-частотных характеристик быстрого  $W_1$  и медленного  $W_2$  каналов эффективно разделяющей моды

области от низких частот до первой частоты резонанса имеет нулевой наклон, а далее резко падает. Поэтому регулятор должен содержать интегратор первого порядка по быстрому каналу и интегратор второго или более высокого порядка по медленному каналу. В случае фазовой привязки частот двух лазеров следует учитывать начальный наклон первого порядка [5]. Поэтому регулятор должен содержать широкополосный усилитель по быстрому каналу (наклон нулевого порядка) и интегратор первого или более высокого порядка по медленному каналу.

В работах [4, 5] приведены результаты экспериментального исследования полученных систем, которые вполне согласуются с теоретическими данными.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гольдорт В. М., Ом А. Э. Электронный блок системы стабилизации частоты лазеров // ПТЭ. 1980. № 3. С. 190.
2. Востриков А. С., Воевода А. А., Жмудь В. А. Управление линейными динамическими объектами по методу разделения движений. Новосибирск, 1991. (Препр. ИИАиЭ СО АН СССР; 467).
3. Воевода А. А., Жмудь В. А. Синтез системы автофокусировки для магнитооптической памяти методом разделения движений, корректность метода // Автометрия. 1992. № 2. С. 59.
4. Бармасов С. В., Гительсон В. Д., Жмудь В. А. Электронная система стабилизации частоты He-Ne-лазера по линиям поглощения метана // ПТЭ. 1999. № 4. С. 127.
5. Бармасов С. В., Жмудь В. А. Аппаратура для фазовой автоподстройки разностной частоты двух лазеров // ПТЭ. 2000. № 3. С. 104.

*Институт лазерной физики СО РАН,  
E-mail: vadim@laser.nsc.ru*

*Поступила в редакцию  
2 июля 2001 г.*