

Задачей синтеза является создание такой системы стабилизации, которая обладала бы высокими динамическими качествами с точки зрения эффективного подавления быстроменяющихся возмущающих воздействий; что касается обработки управляющих воздействий при изменении входного сигнала системы стабилизации α_r , ДНГ, относительно которой измеряются ошибки стабилизации, то эти воздействия изменяются очень медленно и не влияют на динамику системы стабилизации.

Действительно, выражение для передаточной функции системы стабилизации по ошибке при обработке входного воздействия имеет вид

$$\Phi_{\Sigma}(s) = \frac{1}{1 + W_{cc}(s)} = \frac{\alpha_n - \alpha_r}{\alpha_r}. \quad (3.33)$$

Поскольку на очень низких частотах управления модуль частотной характеристики $|W_{cc}(j\omega)|$ во много раз превышает единицу, то ошибка $(\alpha_n - \alpha_r)$ на этих частотах близка к нулю практически независимо от вида передаточной функции $W_{cc}(s)$.

3.3.1. Формирование ЛАХ в области низких частот

Низкочастотная часть ЛАХ системы стабилизации, охватывающая частоты, значительно меньшие частоты среза, формируется на основе требований по точности стабилизации.

На основании рис. 3.4 выражение для передаточной функции системы стабилизации относительно момента, приложенного к платформе, может быть записано в виде

$$\Phi_m(s) = \frac{\alpha_n}{N^0} = \frac{W_0(s)}{1 + W_{cc}(s)}, \quad (3.34)$$

где

$$W_0(s) = \frac{1}{J_n s^2 + D_n s} = \frac{1}{D_n s(T_0 s + 1)} \quad (3.35)$$

— передаточная функция объекта стабилизации, а в изображении момента N^0 опущен нижний индекс, указывающий ось, по которой он действует; $T_0 = \frac{J_n}{D_n}$ — постоянная времени объекта стабилизации.

он действует; $T_0 = \frac{J_n}{D_n}$ — постоянная времени объекта стабилизации.

В результате выражение для передаточной функции разомкнутой системы стабилизации $W_{cc}(s)$ может быть представлена в виде

$$W_{cc}(s) = K_y W_p(s) W_0(s) = \frac{K_y W_p(s)}{D_n s(T_0 s + 1)} = \frac{K_c W_p(s)}{s(T_0 s + 1)}, \quad (3.36)$$

где $K_c = K_y / D_n$ — добротность по скорости.

На низких частотах

$$|W_{cc}(j\omega)| \gg 1, \quad (3.37)$$

поэтому выражение для передаточной функции $\Phi_m(s)$ может быть приближенно записано в виде

$$\Phi_m(s) = \frac{\alpha_n}{N^0} \cong \frac{W_0(s)}{W_{cc}(s)}. \quad (3.38)$$

Отсюда получаем выражение для ошибки стабилизации под действием моментного возмущения:

$$\alpha_n = \frac{W_0(s)}{W_{cc}(s)} N^0. \quad (3.39)$$

Здесь N^0 включает в себя все моментные возмущения, действующие на платформу гиросtabilизатора. Достаточно полный их перечень представлен, например, в [4]. В разных условиях эксплуатации и применения стабилизатора роль различных моментных возмущений неодинакова. В настоящее время гиросtabilизаторы на ДНГ применяются в основном в инерциальных системах навигации. В этих условиях наибольшими из моментных возмущений следует считать моменты трения, демпфирующие моменты, возникающие при обкатке, моменты токоподводов [5].

Рассмотрим сначала инфранизкие частоты, близкие к нулевым. Здесь на платформу стабилизатора действуют близкие к постоянным моменты N_0^0 , состоящие в основном из моментов трения и тяжения токоподводов. Амплитуда ошибки стабилизации на этих частотах α_n^0 определяется из (3.39):

$$\alpha_n^0 = \frac{|W_0(j\omega)|}{|W_{cc}(j\omega)|} N_0^0. \quad (3.40)$$

Поскольку на инфранизких частотах, меньших $\frac{1}{T_0}$, $|W_0(j\omega)| = \frac{1}{D_n \omega}$,

из (3.40) получаем

$$\alpha_n^0 = \frac{N_0^a}{D_n |W_{cc}(j\omega)|}. \quad (3.41)$$

Для того чтобы ошибка стабилизации α_n^0 не превосходила некоторого значения $\alpha_{доп}^0$, необходимо выполнение неравенства

$$|W_{cc}(j\omega)| \geq \frac{N_0^a}{D_n \omega \alpha_{доп}^0}. \quad (3.42)$$

Это позволяет построить запретную зону, ниже которой не должна опускаться ЛАХ системы стабилизации на ДНГ, чтобы ошибка стабилизации на инфранизких частотах не превышала заданного значения. Эта зона, очевидно, ограничена прямой

$$20 \lg |W_{cc}(j\omega)| = 20 \lg \frac{N_0^a}{D_n \alpha_{доп}^0} - 20 \lg(\omega), \quad (3.43)$$

отмеченной на рис. 3.9 цифрой 1.

Для построения запретной зоны ЛАХ на низких частотах кроме момента N_0^a учтем моменты обкатки, возникающие при качке основания.

В гиросtabilизаторах на ДНГ применяются в основном безредукторные приводы, в которых возникают только моменты скоростной обкатки. Поэтому выражение для моментов обкатки имеет вид

$$N_{обк}^a = D_n s \theta, \quad (3.44)$$

где θ — угол качки основания.

Ошибка стабилизации, вызванная моментами обкатки, может быть записана на основании (2.40) и (2.45) следующим образом:

$$\alpha_n^{обк} = \frac{W_0(s)}{W_{cc}(s)} D_n s \theta. \quad (3.45)$$

Выражение для амплитуды $\alpha_{обк}^m$ ошибки от обкатки на качке имеет следующий вид:

$$\alpha_{обк}^m = \frac{|W_0(j\omega)|}{|W_{cc}(j\omega)|} D_n s \theta_m, \quad (3.46)$$

или с учетом (3.35):

$$\alpha_{обк}^m = \frac{D_n s \theta_m}{|D_n j\omega(T_0 j\omega + 1) W_{cc}(j\omega)|}, \quad (3.47)$$

здесь θ_m — амплитуда угла качки.

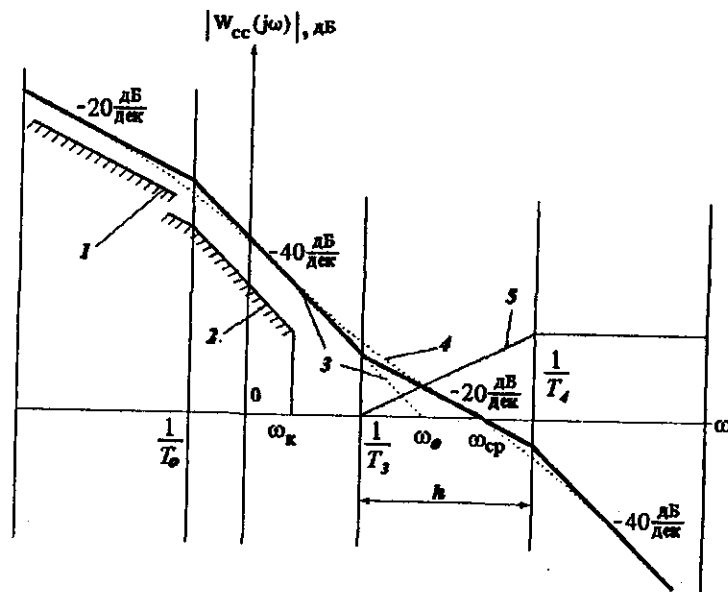


Рис. 3.9. Формирование ЛАХ системы стабилизации на низких и средних частотах

Суммарная ошибка на качке определяется как моментом обкатки, так и моментами трения и тяжения токоподводов. Если отбросить всплеск ошибки стабилизации, определяемый изменением зна-

ка момента трения при перемене знака скорости платформы относительно основания, то амплитуда суммарной ошибки α_n^m вычисляется из выражения

$$\alpha_n^m = \alpha_{обк}^m + \alpha_n^0, \quad (3.48)$$

где $\alpha_n^0 = \frac{N_0^p}{K_y}$ — установившаяся ошибка от действия постоянных моментов N_0^p .

Отсюда с учетом (2.48) получаем

$$\alpha_n^m - \alpha_n^0 = \frac{\theta_m}{|T_0 j\omega + 1| |W_{cc}(j\omega)|}. \quad (3.49)$$

Для того чтобы амплитуда суммарной ошибки на качке α_n^m не превышала заданного значения $\alpha_{доп}^k$, необходимо выполнение неравенства

$$W_{cc}(j\omega) \geq \frac{\theta_m}{|T_0 j\omega + 1| (\alpha_{доп}^k - \alpha_{доп}^0)}, \quad (3.50)$$

Здесь вместо α_n^0 учтено допустимое значение установившейся ошибки $\alpha_{доп}^0$. В стабилизаторах на ДНГ допустимая ошибка на качке $\alpha_{доп}^k$ обычно значительно превышает допустимую установившуюся ошибку $\alpha_{доп}^0$. Это связано со стремлением снизить величину собственного дрейфа ДНГ, непосредственно зависящего (в случае неточного выполнения условия динамической настройки) от установившейся ошибки системы стабилизации.

Часто движение основания задается не углом качки θ_m , а максимальным значением скорости качки $\dot{\theta}_m$ и частоты ω_k . В этом случае для гармонической качки $\theta_m = \dot{\theta}_m / \omega$, и выражение (3.50) принимает вид

$$|W_{cc}(j\omega)| \geq \frac{\dot{\theta}_m}{\omega |T_0 j\omega + 1| (\alpha_{доп}^k - \alpha_{доп}^0)}, \quad (3.51)$$

что позволяет построить еще одну запретную зону для ЛАХ системы стабилизации на низких частотах, не превышающих максимальную частоту качки ω_k . Эта зона ограничена на рис. 3.9 линией, отмеченной цифрой 2.

Как уже указывалось, при определении запретной зоны ЛАХ системы стабилизации на низких частотах не учитывались моментные возмущения, связанные, например, с инерцией рам карданова подвеса на качке, со смещением центра масс платформы относительно оси подвеса, с нежесткостью рам карданова подвеса при действии линейных ускорений, которые в стабилизаторах на ДНГ, применяемых в ИНС, обычно невелики. Кроме того, не учитывался всплеск ошибки от трения. Поэтому реальная ЛАХ на низких частотах должна проходить несколько выше запретной зоны, обеспечивая некоторый запас (3...6 дБ).

Реальную ЛАХ некорректированной системы стабилизации на низких частотах строят по выражению (3.36) для передаточной функции разомкнутой системы $W_{cc}(s)$, в котором принимают $W_p(s) = 1$; она отмечена на рис. 3.9 цифрой 3. При этом постоянная T_0 задана, а коэффициент K_c выбирают таким образом, чтобы реальная ЛАХ проходила выше запретной зоны с указанным запасом.

Построение ЛАХ реальной системы стабилизации, обеспечивающей заданную точность на низких частотах, позволяет определить базовую частоту ω_0 , которая находится с осью нуля децибелов (см. рис. 3.9).

3.3.2. Формирование ЛАХ в области средних частот

Построение ЛАХ в области средних частот, где она пересекает ось нуля децибелов, проводится на основании требований по устойчивости системы стабилизации и качеству регулирования.

Если базовая частота ω_0 , полученная с учетом требований по точности, не слишком высока, то желаемую ЛАХ в области средних частот удобно формировать на основании заданного показателя колебательности. (При повышении базовой частоты снижается помехозащищенность системы; обычно в стабилизаторах на ДНГ стремятся к тому, чтобы базовая частота не превышала $0,1 \phi$; случай высокой базовой частоты рассмотрен ниже.)

Показатель колебательности M определяется отношением

$$M = \frac{|\Phi_{cc}(j\omega)|_{\max}}{|\Phi_{cc}(0)|},$$

где $\Phi_{cc}(j\omega)$ — частотная характеристика замкнутой системы стабилизации, а $|\Phi_{cc}(j\omega)|_{\max}$ — максимальное значение ее модуля. Поскольку для системы с астатизмом $\Phi_{cc}(0) = 1$, то показатель колебательности равен пику амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы. Чем выше этот пик, тем больше склонность системы к колебаниям, меньше запас устойчивости. В хорошо демпфированных системах этот показатель составляет 1,3...1,7, однако допускаются и большие значения: $M = 2...2,5$.

Найдем вид асимптотической ЛАХ системы стабилизации в области средних частот, отвечающий заданному показателю колебательности.

Без введения в регулятор корректирующего звена вид ЛАХ в области средних частот определяется выражением

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c}{s(T_0 + 1)}. \quad (3.52)$$

Наклон ЛАХ в точке ω_0 пересечения оси нуля децибелов равен -40 дБ/дек, а запас по фазе очень мал, что следует из выражения для фазовой характеристики

$$\psi(\omega) = -\frac{\pi}{2} - \arctg \omega T_0.$$

Действительно, постоянная времени $T_0 = \frac{J_n}{D_n}$ в стабилизаторах на

ДНГ обычно велика, что определяется малым коэффициентом демпфирования в безредукторном D_n двигателе стабилизации. Поэтому на базовой частоте $\omega_0 T_0 \gg 1$ и $\psi(\omega_0)$ приближается к $-\pi$, а запас по фазе $\Delta\psi(\omega_0)$ — к нулю.

Хорошее качество переходного процесса в системе по рекомендациям работы [6] соответствует ЛАХ, пересекающая ось нуля децибелов с наклоном -20 дБ/дек, причем отрезок с таким наклоном ограничен с обеих сторон отрезками ЛАХ с наклоном -40 дБ/дек. В

этом случае в области средних частот передаточная функция разомкнутой системы стабилизации имеет вид

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c(1 + T_3s)}{s^2 T_0(1 + T_4s)}, \quad (3.53)$$

в котором добротность по скорости K_c и базовая частота связаны соотношением

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{K_c}{T_0}}. \quad (3.54)$$

Вид ЛАХ для этого случая представлен на рис. 3.9.

Фазовая характеристика, соответствующая (3.53), определяется выражением

$$\psi(\omega) = \pi + \arctg \omega T_3 - \arctg \omega T_4, \quad (3.55)$$

что соответствует запасу по фазе

$$\Delta\psi(\omega) = \arctg \omega T_3 - \arctg \omega T_4. \quad (3.56)$$

Выражение (3.56) может быть представлено в следующем виде:

$$\Delta\psi(\omega) = \arctg \frac{(h-1)\omega T_4}{(1+h\omega^2 T^2)}, \quad (3.57)$$

где $h = \frac{T_3}{T_4}$ — протяженность участка ЛАХ с наклоном -20 дБ/дек.

Из последнего выражения следует, что запас устойчивости по фазе зависит от параметра h . Наименьшая протяженность h участка ЛАХ с наклоном -20 дБ/дек, необходимая для получения заданного показателя колебательности M для ЛАХ вида (3.53), определяется выражением

$$h = \frac{M+1}{M-1}. \quad (3.58)$$

С точки зрения повышения помехоустойчивости заданные динамические свойства целесообразно получать при наименьшей протяженности участка h , что обеспечивает выполнение условия (3.58).

Если базовая частота ω_0 известна, то постоянные времени T_3, T_4 , характеризующие желаемую ЛАХ в области средних частот, определяются выражениями:

$$T_3 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M}{M-1}}, \quad (3.59)$$

$$T_4 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M(M-1)}{M+1}}. \quad (3.60)$$

Данные выражения получены из условия, что в области высоких частот (превышающих $\frac{1}{T_4}$) ЛАХ имеет наклон -40 дБ/дек. Если же

в системе имеются или вводятся динамические звенья, изменяющие характер ЛАХ в области высоких частот, то в выражение (3.60) следует внести уточнения, указанные в п. 3.3.3.

Желаемая ЛАХ в области средних частот, построенная по выражению (3.53), отмечена на рис. 3.9 цифрой 4. Реальная ЛАХ некорректированной системы, отмеченная цифрой 3 и найденная из условия выполнения требований по точности, не совпадает с желаемой. Для приближения к желаемой ЛАХ в регулятор системы стабилизации необходимо внести корректирующее звено. Его ЛАХ получается как разница между желаемой ЛАХ и ЛАХ некорректированной системы. Она отмечена на рис. 3.9 цифрой 5.

Передаточная функция регулятора, соответствующая полученной ЛАХ корректирующего звена, равна

$$K_p W_p(s) = K_p \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1}, \quad (3.61)$$

а передаточная функция разомкнутой скорректированной системы стабилизации имеет вид

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c (T_3 s + 1)}{s(T_0 s + 1)(T_4 s + 1)}. \quad (3.62)$$

3.3.3. Формирование ЛАХ в области высоких частот

ЛАХ, соответствующая выражению (3.62), имеет в области высоких частот (превосходящих $\frac{1}{T_4}$) наклон -40 дБ/дек. Система ста-

билизации с такой передаточной функцией, обладая заданной точностью на низких частотах, устойчивостью и заданным качеством регулирования, имеет низкую помехозащищенность. Источником помех могут быть электрические наводки, квадратурные и высокочастотные составляющие выходного сигнала датчика угла, собственные шумы усилителей и источников питания. Существенным источником помех является фазочувствительный выпрямитель.

Все эти помехи обычно имеют высокую частоту, значительно превосходящую частоту среза ω_{cp} , в которой ЛАХ пересекает ось нуля децибелов, поэтому ослабляются в системе. Запишем на основании (3.32) выражение для частотной характеристики замкнутой системы стабилизации

$$\Phi_{cc}(j\omega) = \frac{W_{cc}(j\omega)}{1 + W_{cc}(j\omega)}.$$

Из вида ЛАХ на рис. 3.9 следует, что на высоких частотах

$$W_{cc}(j\omega) \ll 1,$$

поэтому можно считать, что на этих частотах

$$|\Phi_{cc}(j\omega)| = |W_{cc}(j\omega)| \ll 1.$$

Таким образом, если помеха возникает на входе системы стабилизации (например, в сигнале датчика угла гироскопа), то на выходе системы (т. е. по углу поворота платформы гиросtabilизатора α_n) она оказывается значительно ослабленной. Причем это ослабление тем больше, чем выше частота помехи, что также следует из вида ЛАХ.

Однако это ослабление обеспечивается инерционностью объекта стабилизации (платформы), поэтому происходит только в конце разомкнутого тракта системы стабилизации (см. рис. 3.4). На выходе же регулятора помеха не только не ослабляется, а наоборот, про-

исходит ее значительное усиление. Это следует из выражения (3.61) для передаточной функции регулятора, в котором

$$K_p \gg 1, T_3 > T_4.$$

Таким образом, усиление помехи внутри тракта регулирования осуществляется как усилителями регулятора, так и из-за подъема ЛАХ регулятора на средних частотах, необходимого для обеспечения заданного качества регулирования (см. рис. 3.9, ЛАХ отмечена цифрой 5). Поэтому в п. 3.3.2 указано, что с точки зрения повышения помехозащищенности целесообразно добиваться заданного качества регулирования при наименьшем параметре $h = T_3/T_4$.

Из этого следует, что помехи в процессе стабилизации играют крайне вредную роль, забывая тракт регулирования значительными по величине электрическими сигналами. При этом происходит дополнительный нагрев двигателей стабилизации, выходных каскадов усилителей, а при превышении сигналом помехи линейной зоны усилителя нарушается линейность его выходной характеристики, снижается крутизна для основного сигнала, что приводит к увеличению ошибок системы стабилизации. Поэтому при проектировании системы стабилизации стремятся к тому, чтобы уровень помех не превышал по крайней мере половины от линейной зоны усилителя мощности.

Указанная выше вредная роль помехи особенно заметна в гиросtabilизаторах на ДНГ, где для снижения погрешности от углового отклонения ротора вызванного статической ошибкой контура стабилизации используют очень высокий коэффициент усиления регулятора. К тому же, ДНГ, обладая низкой помехозащищенностью на нутационной частоте, что характеризуется наличием резкого резонансного пика ЛАХ на этой частоте (см. рис. 1.11), может являться источником помех на этой частоте, особенно при запуске гироскопа на подвижном основании (при касании ротора ограничительных упоров имеет место самовозбуждение нутационных колебаний). Кроме того, выходной сигнал датчика угла ДНГ содержит значительные помехи на частоте вращения ротора $\dot{\phi}$ и на частоте, равной удвоенной частоте вращения ротора $2\dot{\phi}$. Первая помеха определяется в основном технологическими погрешностями динамической балансировки, а вторая объясняется моментными возмуще-

ниями на частоте $2\dot{\phi}$, которые были опущены в целях упрощения при выводе уравнений движения ДНГ. Наиболее опасна помеха на частоте $\dot{\phi}$, как имеющая наименьшую частоту и наибольшую (при современной технологии изготовления ДНГ) амплитуду.

Частота указанных выше помех сравнительно невысока, она измеряется обычно сотнями герц (для сравнения следует заметить, что одна из наиболее значительных по амплитуде помех, возникающая в демодуляторе, имеет частоту, равную частоте питания или удвоенной частоте питания датчика угла, составляющей обычно единицы и десятки килогерц), и поэтому ослабляется в системе стабилизации недостаточно. Это приводит к тому, что платформа гиросtabilизатора, на которой установлен ДНГ, оказывается под воздействием угловой вибрации на указанных частотах. Колебания платформы, в свою очередь, приводят к моментным возмущениям, действующим на ротор ДНГ, обусловленным инерционными, демпфирующими моментами, неточностью балансировки гироскопа и пр., что отрицательно отражается на точности гиросtabilизатора.

Так, колебания платформы с частотой $2\dot{\phi}$ могут привести к значительному дрейфу ДНГ определяемому, как показано выше, соотношениями (2.16) и (2.17).

Для повышения помехозащищенности стабилизатора на ДНГ в регулятор гиросtabilизатора вводят динамические звенья, обеспечивающие быстрое снижение ЛАХ разомкнутой системы после пересечения ею оси нуля децибелов (точнее после частоты $1/T_0$), т. е. фильтры нижних частот и, в частности, вводят в регулятор одно или несколько апериодических звеньев. Такую же роль играют неучтенные малые постоянные времени усилителя, двигателя, модулятора и т. п. Наиболее предпочтительным решением этой задачи является введение в регулятор интегрирующего звена [8].

Для примера введем с целью повышения помехозащищенности в регулятор системы стабилизации два апериодических звена с постоянными времени T_5 и T_6 ($T_4 > T_5 > T_6$). Тогда передаточная функция регулятора примет вид

$$K_p W_p(s) = K_p \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} \cdot \frac{1}{T_5 s + 1} \cdot \frac{1}{T_6 s + 1}, \quad (3.63)$$

а передаточная функция разомкнутой системы стабилизации — вид

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c(T_3s + 1)}{s(T_0s + 1)(T_4s + 1)(T_5s + 1)(T_6s + 1)} \quad (3.64)$$

Соответствующая ЛАХ для средних и высоких частот представлена на рис. 3.10.

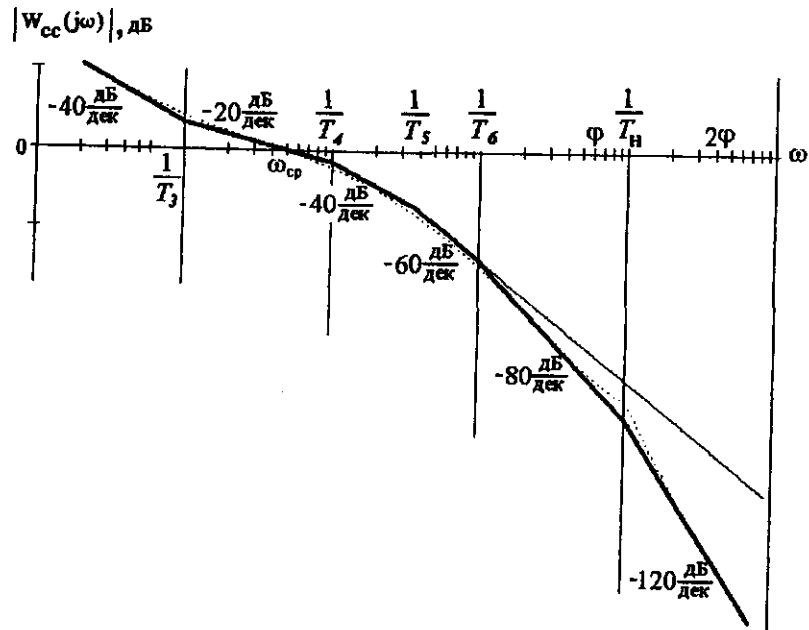


Рис. 3.10. Формирование ЛАХ системы стабилизации на высоких частотах

Ординатами L_ϕ , L_H , $L_{2\phi}$ отмечено дополнительное подавление помех на частотах ϕ , нутационной и 2ϕ , обусловленное введением фильтра нижних частот. При необходимости число аperiodических звеньев может быть увеличено или введены другие фильтры нижних частот.

Однако при этом важно отметить, что применение таких фильтров вводит в систему дополнительное запаздывание

$$\Delta\psi(\omega) = -\arctg \omega T_5 - \arctg \omega T_6,$$

что уменьшает запас устойчивости по фазе, определенный на частоте среза $\omega_{ср}$.

Для восстановления качества регулирования, определенного заданным показателем колебательности M , следует внести поправку в выражение для постоянной времени T_4 корректирующего звена. Если сумма малых постоянных времени аperiodических звеньев

$$T_\Sigma = T_5 + T_6 + \dots$$

меньше постоянной времени T_4 , то для ее определения вместо выражения (3.60) следует взять соотношение

$$T_4 = \frac{1}{\omega_0} \sqrt{\frac{M(M-1)}{M+1}} - T_\Sigma. \quad (3.65)$$

Это накладывает ограничение на количество и величину постоянных времени, введенных для фильтрации аperiodических звеньев.

Для повышения качества фильтрации помех на фиксированных частотах ϕ , нутационной и 2ϕ , оказывающих наиболее сильное влияние на точность гиросtabilизатора на ДНГ, в регулятор могут быть введены один или несколько заграждающих фильтров на этих частотах.

На рис. 3.11 представлена схема, ЛАХ и ЛФХ двойного Т-образного моста, который может быть применен для этих целей.

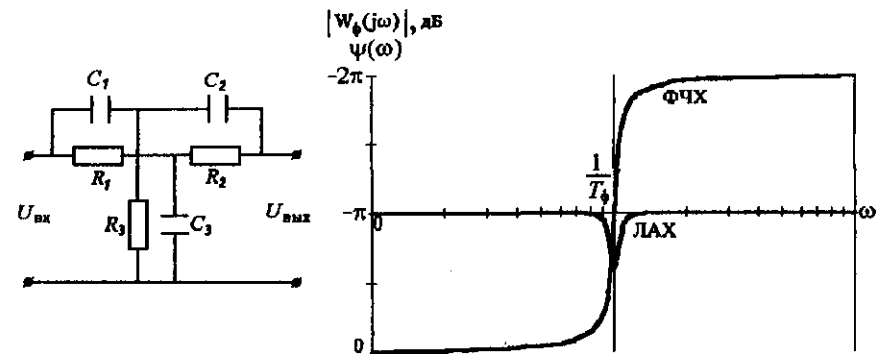


Рис. 3.11. Электрическая схема, ЛАХ и ЛФХ двойного Т-образного моста

Передаточная функция и частотные характеристики такого фильтра имеют следующий вид:

$$W_\phi(s) = \frac{T_\phi^2 s^2 + 1}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi_\phi T_\phi s + 1}; \quad (3.66)$$

$$|W_\phi(j\omega)| = \frac{|1 - T_\phi^2 \omega^2|}{\sqrt{(1 - T_\phi^2 \omega^2)^2 + (2\xi_\phi T_\phi \omega)^2}}; \quad (3.67)$$

$$\psi_\phi(\omega) = -\operatorname{arctg} \frac{2\xi_\phi T_\phi \omega}{1 - \omega^2 T_\phi^2} \quad \left(\omega < \frac{1}{T} \right); \quad (3.68)$$

$$\psi_\phi(\omega) = \pm\pi - \operatorname{arctg} \frac{2\xi_\phi T_\phi \omega}{1 - \omega^2 T_\phi^2} \quad \left(\omega > \frac{1}{T} \right),$$

где постоянные T_ϕ и ξ_ϕ определяются выражениями [7]:

$$T_\phi^2 = \frac{ab}{d} T^2; \quad 2\xi_\phi T_\phi = \frac{[(a+1)d+1]b+1}{d} T,$$

где $T = RC$; $R_1 = R$; $R_2 = \alpha R$; $C_1 = C$; $C_2 = bC$;

$$\frac{R_1 R_2}{(R_1 + R_2) R_3} = d = \frac{C_1 + C_2}{C_3}. \quad (3.69)$$

Обычно прежде всего стараются ввести заградительный фильтр на частоте ϕ помехи, имеющей наибольшую амплитуду. Этим же фильтром обеспечивается некоторое дополнительное подавление помех на нутационной частоте и частоте 2ϕ .

Если введен один заградительный фильтр, то передаточная функция регулятора принимает вид

$$K_p W_p(s) = K_p \cdot \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1} \cdot \frac{1}{T_5 s + 1} \cdot \frac{1}{T_6 s + 1} \cdot \frac{T_\phi^2 s^2 + 1}{T_\phi^2 s^2 + 2\xi_\phi T_\phi s + 1}, \quad (3.70)$$

а соответствующая передаточная функция разомкнутой системы стабилизации равна

$$W_\infty(s) = \frac{K_c (T_3 s + 1)(T_\phi^2 s^2 + 1)}{s(T_0 s + 1)(T_4 s + 1)(T_5 s + 1)(T_6 s + 1)(T_\phi^2 s^2 + 2\xi_\phi T_\phi s + 1)}. \quad (3.71)$$

ЛАХ разомкнутой системы стабилизации, в которую введены два фильтра низких частот и один заградительный фильтр на частоте ϕ , представлена на рис. 3.12.

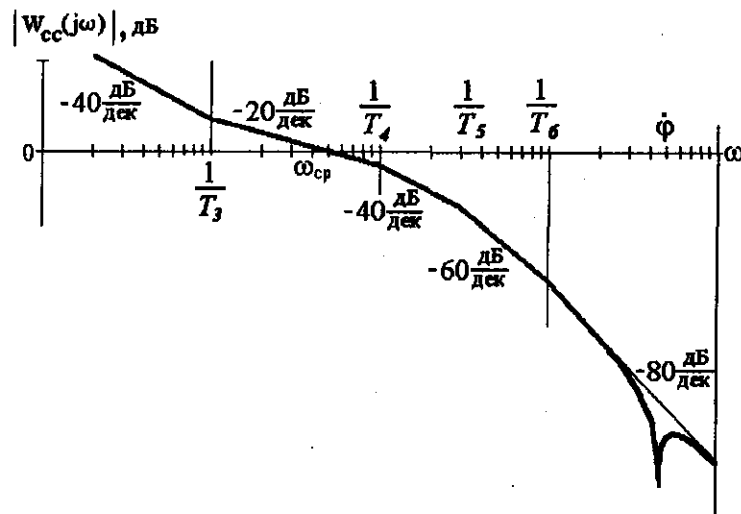


Рис. 3.12. ЛАХ системы стабилизации с заградительным фильтром

Резкое снижение ЛАХ в зоне частоты ϕ обеспечивает эффективное подавление одной из наиболее значительных помех стабилизатора на ДНГ.

Однако введение заградительного фильтра вносит дополнительные отрицательные сдвиги в фазочастотную характеристику системы стабилизации, что снижает качество регулирования. На частотах, близких к частоте среза, $\omega T_\phi \ll 1$, и выражение для частотной характеристики фильтра может быть приближенно представлено в следующем виде:

$$\psi_\phi(\omega) = -\operatorname{arctg} 2\xi_\phi T_\phi \omega \approx -2\xi_\phi T_\phi \omega. \quad (3.72)$$

Для восстановления качества переходного процесса, вызванного этим фазовым сдвигом, необходимо в указанную выше сумму малых постоянных времени T_{Σ} выражения (3.65) включить величину $2\xi_{\phi}T_{\phi}$ столько раз, сколько введено заградительных фильтров, т. е.

$$T_{\Sigma} = T_5 + T_6 + 2\xi_{\phi}T_{\phi}\omega + \dots$$

Из данного выражения следует, что общее количество заградительных фильтров и фильтров низких частот должно быть ограничено, так как сумма всех постоянных времени T_{Σ} не должна (с некоторым запасом) превышать величины постоянной T_4 , с целью сохранения заданного качества регулирования.

3.3.4. Формирование ЛАХ условно устойчивой системы стабилизации

Статическая точность системы стабилизации гиросtabilизатора непосредственно связана с величиной собственного дрейфа ДНГ и поэтому выбирается высокой. Согласно вышеизложенной методике построения низкочастотной части ЛАХ системы стабилизации это приводит к подъему запретной зоны 1 на рис. 3.9 и соответствующему увеличению базовой частоты ω_0 и частоты среза $\omega_{\text{ср}}$.

Однако значительное увеличение частоты среза, а с ней и частоты $1/T_4$ нецелесообразно прежде всего из-за снижения помехозащищенности системы, как это показано в п. 3.3.3.

Неоправданное увеличение частоты среза приводит также к тому, что упругая податливость конструкции гиросtabilизатора в цепи передачи момента от двигателя стабилизации к платформе начинает оказывать отрицательное влияние на устойчивость. Как показывает опыт разработок гиросtabilизаторов [5], этим влиянием можно пренебречь, если частота среза не меньше, чем на порядок ниже частоты углового резонанса конструкции подвеса и привода. Приблизительно такое же соотношение требуется между частотой среза и частотой основной помехи ϕ .

Эти обстоятельства накладывают ограничение сверху на значение частоты среза. Нижняя граница частоты среза определяется требованиями по быстродействию системы стабилизации. Выбор частоты среза в пределах между этими границами осуществляется

на основании опыта предыдущих разработок. Обычно желаемое значение частоты среза не превышает нескольких десятков герц.

Если полученная на основании требований по формированию низкочастотной части ЛАХ системы стабилизации базовая частота и частота среза выше рекомендуемой, то в указанную выше методику построения ЛАХ следует внести изменения. В этом случае может быть предложен следующий порядок построения регулятора гиросtabilизатора на ДНГ.

Низкочастотная часть ЛАХ формируется способом, указанным в п. 3.3.1. Далее после выбора частоты среза необходимо сформировать исследуемую ЛАХ системы стабилизации в области средних частот, по-прежнему исходя из требований по устойчивости и качеству регулирования. В соответствии с рекомендациями [4] частотная характеристика в этой области формируется таким образом, чтобы асимптота ЛАХ пересекла ось нуля децибел с наклоном -20 дБ/дек. При этом необходимо иметь в виду, что увеличение длины этого участка повышает запас устойчивости, но снижает помехозащищенность системы. Длина этого участка, как правило, не превышает одной декады. Критерием выбора длины участка h может быть также величина запаса по фазе, которая в хорошо демпфированных системах составляет $30 \dots 60^\circ$.

Далее необходимо провести сопряжение низкочастотной части ЛАХ с полученной среднечастотной частью. Поскольку выбранная частота среза $\omega_{\text{ср}}$ в данном случае оказывается меньше базовой частоты ω_0 , то при сопряжении в желаемой ЛАХ неизбежно появится участок с наклоном -60 дБ/дек, а фазовая характеристика почти всегда заходит за линию $-\pi$ на низких частотах, что свидетельствует об условной устойчивости системы. Построение желаемой ЛАХ проведено на рис. 3.13.

После того, как сформирована желаемая ЛАХ в среднечастотной области, определяют разность между желаемой ЛАХ, отмеченной на рис. 3.13 цифрой 4, и ЛАХ некорректированной системы, отмеченной цифрой 3, что дает ЛАХ корректирующего звена 5.

Передачная функция регулятора в этом случае

$$K_p W_p(s) = K_p \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} \cdot \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1}, \quad T_1 > T_2 > T_3 > T_4, \quad (3.73)$$

а передачная функция разомкнутой системы принимает вид

Для восстановления качества переходного процесса, вызванного этим фазовым сдвигом, необходимо в указанную выше сумму малых постоянных времени T_{Σ} выражения (3.65) включить величину $2\xi_{\phi}T_{\phi}$ столько раз, сколько введено заградительных фильтров, т. е.

$$T_{\Sigma} = T_5 + T_6 + 2\xi_{\phi}T_{\phi}\omega + \dots$$

Из данного выражения следует, что общее количество заградительных фильтров и фильтров низких частот должно быть ограничено, так как сумма всех постоянных времени T_{Σ} не должна (с некоторым запасом) превышать величины постоянной T_4 , с целью сохранения заданного качества регулирования.

3.3.4. Формирование ЛАХ условно устойчивой системы стабилизации

Статическая точность системы стабилизации гиросtabilизатора непосредственно связана с величиной собственного дрейфа ДНГ и поэтому выбирается высокой. Согласно вышеизложенной методике построения низкочастотной части ЛАХ системы стабилизации это приводит к подъему запретной зоны 1 на рис. 3.9 и соответствующему увеличению базовой частоты ω_0 и частоты среза $\omega_{ср}$.

Однако значительное увеличение частоты среза, а с ней и частоты $1/T_4$ нецелесообразно прежде всего из-за снижения помехозащищенности системы, как это показано в п. 3.3.3.

Неоправданное увеличение частоты среза приводит также к тому, что упругая податливость конструкции гиросtabilизатора в цепи передачи момента от двигателя стабилизации к платформе начинает оказывать отрицательное влияние на устойчивость. Как показывает опыт разработок гиросtabilизаторов [5], этим влиянием можно пренебречь, если частота среза не меньше, чем на порядок ниже частоты углового резонанса конструкции подвеса и привода. Приблизительно такое же соотношение требуется между частотой среза и частотой основной помехи ϕ .

Эти обстоятельства накладывают ограничение сверху на значение частоты среза. Нижняя граница частоты среза определяется требованиями по быстродействию системы стабилизации. Выбор частоты среза в пределах между этими границами осуществляется

на основании опыта предыдущих разработок. Обычно желаемое значение частоты среза не превышает нескольких десятков герц.

Если полученная на основании требований по формированию низкочастотной части ЛАХ системы стабилизации базовая частота и частота среза выше рекомендуемой, то в указанную выше методику построения ЛАХ следует внести изменения. В этом случае может быть предложен следующий порядок построения регулятора гиросtabilизатора на ДНГ.

Низкочастотная часть ЛАХ формируется способом, указанным в п. 3.3.1. Далее после выбора частоты среза необходимо сформировать исследуемую ЛАХ системы стабилизации в области средних частот, по-прежнему исходя из требований по устойчивости и качеству регулирования. В соответствии с рекомендациями [4] частотная характеристика в этой области формируется таким образом, чтобы асимптота ЛАХ пересекла ось нуля децибел с наклоном -20 дБ/дек. При этом необходимо иметь в виду, что увеличение длины этого участка повышает запас устойчивости, но снижает помехозащищенность системы. Длина этого участка, как правило, не превышает одной декады. Критерием выбора длины участка h может быть также величина запаса по фазе, которая в хорошо демпфированных системах составляет $30 \dots 60^\circ$.

Далее необходимо провести сопряжение низкочастотной части ЛАХ с полученной среднечастотной частью. Поскольку выбранная частота среза $\omega_{ср}$ в данном случае оказывается меньше базовой частоты ω_0 , то при сопряжении в желаемой ЛАХ неизбежно появится участок с наклоном -60 дБ/дек, а фазовая характеристика почти всегда заходит за линию $-\pi$ на низких частотах, что свидетельствует об условной устойчивости системы. Построение желаемой ЛАХ проведено на рис. 3.13.

После того, как сформирована желаемая ЛАХ в среднечастотной области, определяют разность между желаемой ЛАХ, отмеченной на рис. 3.13 цифрой 4, и ЛАХ некорректированной системы, отмеченной цифрой 3, что дает ЛАХ корректирующего звена 5.

Передаточная функция регулятора в этом случае

$$K_p W_p(s) = K_p \frac{T_2 s + 1}{T_1 s + 1} \cdot \frac{T_3 s + 1}{T_4 s + 1}, \quad T_1 > T_2 > T_3 > T_4, \quad (3.73)$$

а передаточная функция разомкнутой системы принимает вид

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c(T_2s+1)(T_3s+1)}{s(T_0s+1)(T_1s+1)(T_4s+1)} \quad (3.74)$$

В условно устойчивой системе запас по амплитуде оценивается не только в сторону увеличения усиления, но и в сторону его уменьшения, поскольку система может стать неустойчивой в обоих случаях. Соответствующие запасы устойчивости по амплитуде отмечены на рис. 3.13 как $\Delta A \uparrow$ и $\Delta A \downarrow$. $\Delta A \uparrow$ определяется снижением ЛАХ под точкой δ , $\Delta A \downarrow$ — превышением ЛАХ под точкой a , в которых ФЧХ достигает $-\pi$.

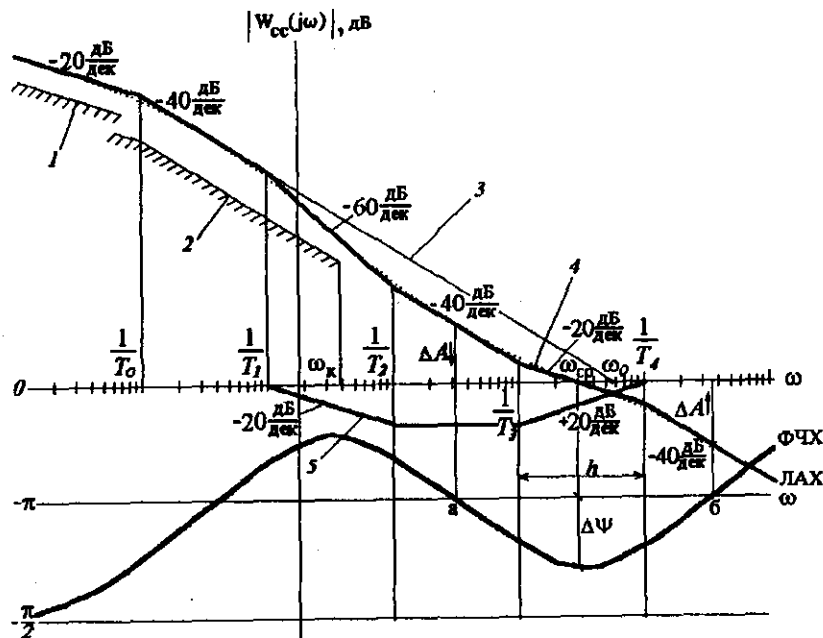


Рис. 3.13. ЛАХ и ФЧХ условно устойчивой системы стабилизации

Наличие условной устойчивости в гиросtabilизаторе требует введения специальных устройств для начальной выставки. Это объясняется тем, что при большой амплитуде колебаний в системе, выходящей за зону линейности усилителя (что может иметь место во время включения прибора при начальной выставке), осредненная за

период колебаний крутизна нелинейной (из-за «насыщения») характеристики этого усилителя и всей системы снижается. В условно устойчивой системе это может привести к потере устойчивости. Во избежание этого при включении гиросtabilизатора изменяют структуру регулятора. Обычно для этого снижают крутизну по моменту K_y и заменяют корректирующее звено регулятора звеном, передаточная функция которого имеет вид (3.61), т. е. приводит ЛАХ системы к виду, изображенному на рис. 3.9. После того, как система придет к положению равновесия в зоне линейности, включают штатную структуру, соответствующую передаточной функции регулятора, определяемой выражением (3.73).

Формирование ЛАХ системы стабилизации на высоких частотах, превышающих частоту среза, проводится на основании требований по помехозащищенности указанным в п. 3.3.3 способом, т. е. в регулятор вводятся динамические звенья, обеспечивающие фильтрацию помех. Тогда для случая введения одного заграждающего фильтра и двух фильтров нижних частот передаточная функция разомкнутой условно устойчивой системы стабилизации принимает вид

$$W_{cc}(s) = \frac{K_c(T_2s+1)(T_3s+1)(T_\phi^2s^2+1)}{s(T_0s+1)(T_1s+1)(T_4s+1)(T_5s+1)(T_6s+1)(T_\phi^2s^2+2\xi_\phi T_\phi s+1)} \quad (3.75)$$

Число введенных фильтров по-прежнему определяется амплитудой помех. Однако, как указывалось, введение фильтров вносит отрицательные фазовые сдвиги в ФЧХ, что снижает запас по фазе. Если постоянная времени каждого фильтра мала по сравнению с $1/\omega_{ср}$, то общий фазовый сдвиг ψ_ϕ , вносимый фильтрами, может быть приближенно определен выражением

$$\psi_\phi = -\omega_{ср}(T_5 + T_6 + 2\xi_\phi T_\phi \omega). \quad (3.76)$$

Число фильтров и их постоянные времени необходимо выбрать из условия, чтобы сдвиг (3.76) не изменял существенно запаса по фазе $\Delta\psi$, полученного при формировании низкочастотной и среднечастотной частей ЛАХ. В противном случае необходимо внести коррекцию в среднечастотную часть ЛАХ либо уменьшить число фильтров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пельпор Д.С. Гироскопические системы. Ч. I. М.: Высш. шк., 1971.
2. Пельпор Д.С., Осокин Ю.А., Рахтеенко Е.Р. Гироскопические приборы систем ориентации и стабилизации. М.: Машиностроение, 1977.
3. Бесекерский В.А., Фабрикант Е.А. Динамический синтез систем гироскопической стабилизации. Л.: Судостроение, 1968.
4. Гироскопические системы. Проектирование гироскопических систем. Ч. II. Гироскопические стабилизаторы / Под ред. Д.С. Пельпора. М.: Высш. шк., 1977.
5. Индикаторные гироскопические платформы / А.Д. Александров, Е.А. Правоторов, В.Ф. Рефельсон, М.П. Гельдман; Под ред. А.Д. Александрова. М.: Машиностроение, 1979.
6. Бесекерский В.А., Попов Е.П. Теория систем автоматического регулирования. М.: Наука, 1975.
7. Проектирование следящих систем малой мощности / В.А. Бесекерский, В.П. Орлов, Л.В. Полонская, С.М. Федотов. Л.: Судпромгиз, 1958.
8. Пельпор Д.С., Колосов Ю.А., Рахтеенко Е.Р. Расчет и проектирование гироскопических стабилизаторов. М.: Машиностроение, 1972.
9. Пельпор Д.С., Матвеев В.А., Арсеньев В.Д. Динамически настраиваемые гироскопы. М.: Машиностроение, 1988.
10. Расчеты на прочность в машиностроении: В 2 т Т.1 / С.Д. Пономарев и др. М.: Машиностроение, 1956.

Валерий Александрович Матвеев
Виктор Павлович Подчерзцев
Владимир Васильевич Фатеев

ГИРОСКОПИЧЕСКИЕ СТАБИЛИЗАТОРЫ НА ДИНАМИЧЕСКИ НАСТРАИВАЕМЫХ ВИБРАЦИОННЫХ ГИРОСКОПАХ

Учебное пособие

Редактор С.А. Серебрякова
Корректор Л.И. Малютина

Подписано в печать 19.03.03. Формат 60×84/16. Бумага офсетная.
Печ. л. 6,5. Усл. печ. л. 6,05. Уч.-изд. л. 5,57. Тираж 150 экз.
Изд. № 121. Заказ 31

Издательство МГТУ имени Н.Э. Баумана.
105005, Москва, 2-я Бауманская, 5.