

# Управление движением фотоэлектрических панелей в солнечной энергетической установке

О. Пчельникова-Гротова, к. т. н.<sup>1</sup>

УДК 620.4:621.311.25:685.58 | ВАК 05.11.16

В предыдущей статье авторского коллектива по теме проектирования солнечной энергетической установки (СЭУ) [1] были рассмотрены задачи, решаемые системой слежения за Солнцем, и работа ее основных агрегатов; приведена электрическая схема входящего в ее состав контроллера управления положением фотоэлектрических панелей, построенного на аппаратной базе микроконтроллера SAM4E с ядром Cortex-M4. В данной статье описан следующий этап работ – создание программы управления системой слежения.

**П**одробное описание работы системы слежения приведено в [1]. Объектом управления являются фотоэлектрические панели (ФЭП) с их поворотным механизмом, на который с регулятора (контроллера) поступает управляющее воздействие. Объект управления (регулирования) и автоматический регулятор образуют замкнутую систему автоматического регулирования (САР) (рис. 1) с двумя видами обратной связи для двух режимов работы СЭУ. В одном из режимов система обрабатывает сигналы от дифференциальных фотодатчиков, нулевое значение которых соответствует наиболее точному, в пределах возможностей системы, направлению ФЭП на Солнце. В другом режиме контроллер формирует сигнал управления как функцию рассогласования между программно заданными углами поворота ФЭП и сигналами об их реальном значении; последние поступают от тензومترических датчиков, измеряющих силу растяжения пружин гидроцилиндров, пропорциональную углу поворота ФЭП.

Контроллер выполняет все функции по управлению движением ФЭП, из которых наиболее сложной является функция корректирующего устройства, обеспечивающего динамические свойства системы слежения. Для ее реализации была разработана методика расчета параметров корректирующего устройства системы автоматического управления (расчет ПИД-регулятора [2]). В основе методики лежит частотный метод синтеза систем автоматического регулирования с применением логарифмических амплитудно-частотных характеристик (ЛАЧХ) [3]; далее результат синтеза, полученный в аналитической форме, подвергается преобразованиям с целью получения уравнений для расчета в цифровом контроллере.

В частотном методе синтеза передаточной функции корректирующего устройства первым этапом является формирование желаемой ЛАЧХ разомкнутой системы по требованиям к качеству процесса управления замкнутой системой. Другими словами, на этом этапе определяются параметры системы, которая не содержала бы корректирующего звена, по составу динамических звеньев была бы аналогична объекту регулирования и при этом обеспечивала бы требуемое качество управления.

Процесс синтеза начинается с определения передаточной функции неизменяемой части системы, в состав которой входят все элементы объекта управления, влияющие на его динамические характеристики. Поскольку инерционность датчиков не оказывает сколько-нибудь значимого влияния на динамику управления СЭУ, то в нашем случае неизменяемая часть системы содержит два типовых динамических звена:

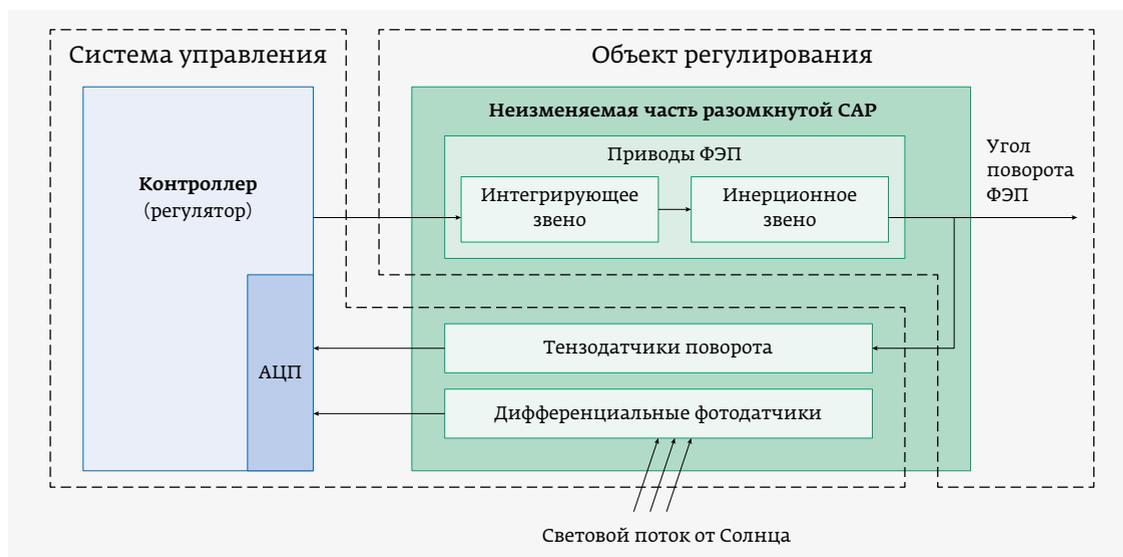
- блок солнечных панелей – инерционное (апериодическое) звено первого порядка с передаточной

$$\text{функцией } W(s) = \frac{1}{Ts+1};$$

- приводы механизма поворота – интегрирующее звено с передаточной функцией  $W(s) = \frac{K_{yc}}{s}$ ,

где  $T$  – постоянная времени;  $K_{yc}$  – коэффициент усиления гидравлического агрегата;  $s$  – комплексная переменная (оператор Лапласа). Для рассматриваемой системы слежения [1] из конструктивных соображений приняты коэффициент усиления  $K_{yc} = 200$  и время переходного процесса (время регулирования), определяемое инерционностью солнечных панелей и поворотного механизма,  $T = 0,2$  с.

<sup>1</sup> МАИ (НИУ), доцент, grotova@mail.ru.



**Рис. 1**  
Структурная  
схема системы  
автоматического  
регулирования  
СЭУ

Таким образом, нескорректированная система (неизменяемая часть САР) обладает астатизмом первого порядка, так как содержит только одно интегрирующее звено, и ее динамические свойства можно описать выражением

$$W_H(s) = \frac{K_{yc}}{s} \frac{1}{(Ts+1)}. \quad (1)$$

Как правило, на ЛАЧХ разомкнутой системы выделяют три области: низкочастотную, среднечастотную и высокочастотную. В каждой из этих областей вид частотной характеристики оказывает различное влияние на качество процесса управления в замкнутой системе.

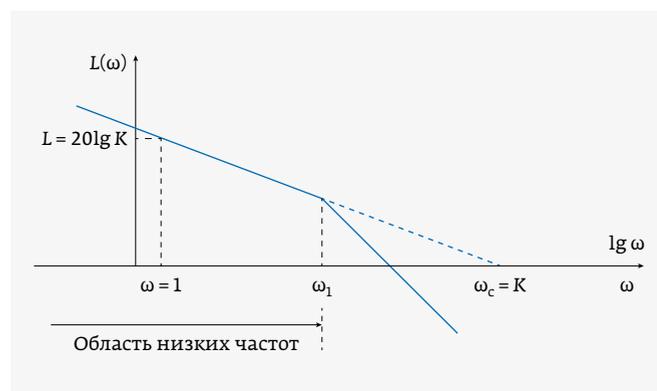
На рис. 2 приведена типовая асимптотическая ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования с астатизмом первого порядка. В области низких частот  $\omega < \omega_1$  ( $\omega_1$  – частота сопряжения низкочастотной и среднечастотной асимптот) уравнение асимптоты ЛАЧХ имеет вид  $L(\omega) = 20 \lg K - 20 \lg \omega$ , а ее наклон равен  $-20$  дБ/дек; здесь  $L(\omega)$  – амплитуда выходного сигнала,  $K$  – коэффициент передачи разомкнутой (нескорректированной) системы, равный в нашем случае произведению  $K_{yc} \cdot K_H$ , где  $K_H$  – коэффициент передачи звеньев неизменяемой части системы. Коэффициент передачи разомкнутой системы определяет точность замкнутой системы, так как при его увеличении уменьшаются все виды установившихся ошибок [3]; величину  $K$  можно вычислить по ординате  $L(\omega)$  при значении  $\omega = 1$ .

Вид желаемой ЛАЧХ разомкнутой системы определяется основным требованием, предъявляемым к любой САР, – непревышением допустимого значения ошибки, то есть расхождения между требуемым и действительным значениями управляемой переменной. В области низких частот выполнению этого требования соответствует наклон асимптоты ЛАЧХ, равный  $-20$  дБ/дек; расположение этой области относительно осей координат зависит

от соотношения между коэффициентом передачи разомкнутой системы и частотой сопряжения низкочастотной и среднечастотной асимптот ЛАЧХ.

Качество работы САР в динамическом режиме определяет среднечастотная часть ЛАЧХ, в которой расположена частота среза  $\omega_c$ . Как можно видеть из рис. 2, у разомкнутой (нескорректированной) астатической системы первого порядка на этом участке, находящемся в области  $\omega \geq \omega_1$ , асимптотическая ЛАЧХ имеет наклон  $-40$  дБ/дек. Однако для обеспечения приемлемой по перерегулированию и по степени затухания переходной характеристики САР участок средних частот должен иметь наклон  $-20$  дБ/дек. Задачей синтеза желаемой ЛАЧХ в области средних частот является определение местоположения этого участка и его протяженности с тем, чтобы на следующих этапах реализовать соответствующую коррекцию ЛАЧХ при помощи корректирующего устройства.

Основными показателями переходного процесса являются время регулирования  $t_p$ , характеризующее быстроедействие системы и соответствующее периоду, по



**Рис. 2.** ЛАЧХ разомкнутой системы регулирования

истечении которого управляемая величина входит в зону нечувствительности регулятора, и перерегулирование  $\sigma$ , представляющее собой максимальное отклонение управляемой величины от заданного значения. Эти показатели тесно связаны между собой. Перерегулирование появляется вследствие того, что к новому установившемуся состоянию система подходит с определенной скоростью, и чем больше эта скорость, тем дальше система «пройдет» по инерции за новое установившееся положение. Для уменьшения перерегулирования необходимо снизить скорость, с которой система подходит к новому установившемуся состоянию, что приводит к увеличению времени регулирования. В рассматриваемой системе слежения приемлемое качество регулирования достигается, если перерегулирование  $\sigma$  не превышает 40%, а время переходного процесса  $t_p$  составляет не более 1 с.

Построение среднечастотного участка желаемой ЛАЧХ (см. рис. 3) начинается с определения частоты среза  $\omega_c$ . Для этого по значениям параметров  $\sigma$  и  $t_p$  с использованием детально разработанных номограмм [4] находят параметр  $c$ , определяющий соотношение между  $t_p$  и  $\omega_c$ . При  $\sigma=40\%$  и  $t_p=1$  с номограммы дают значение параметра  $c$ , равное 3, и далее по формулам (2, 3) рассчитывается величина  $\omega_c$ :

$$t_p = \frac{c\pi}{\omega_c}, \text{ откуда при } c=3, \tag{2}$$

$$\omega_c = \frac{3 \cdot 3,14}{1} \cdot 6,3 \approx 60 \text{ рад/с.} \tag{3}$$

Через абсциссу  $\omega_c$  проводится среднечастотная асимптота в виде прямой с наклоном  $-20$  дБ/дек. Протяженность участка с таким наклоном устанавливается исходя из наименьшего допустимого запаса устойчивости по фазе  $\Delta\varphi$  в интервале частот  $\omega_2 \leq \omega \leq \omega_3$  при выполнении для амплитуды желаемой ЛАЧХ  $L_{ж}(\omega)$  условия, определяемого выражением

$$L_{\varphi} \geq L_{ж}(\omega) \geq -L_{\varphi}, \tag{4}$$

где  $L_{\varphi}$ ,  $-L_{\varphi}$  – амплитуды ЛАЧХ, соответствующие границам интервала частот, в котором система остается устойчивой.

Значения  $\Delta\varphi$  и  $L_{\varphi}$  определяются по соответствующим номограммам [4] на основании заданной величины перерегулирования  $\sigma$ ; в нашем случае  $\Delta\varphi=20^\circ$ ,  $L_{\varphi}=8$ .

Продолжение среднечастотного участка желаемой ЛАЧХ от  $\omega_2$  до точки сопряжения с низкочастотным участком ЛАЧХ нескорректированной системы проводится отрезком с наклоном  $-40$  дБ/дек, чтобы запас устойчивости по фазе не превышал допустимого значения.

Область частот, соответствующую низкочастотному и среднечастотному участкам ЛАЧХ, называют областью

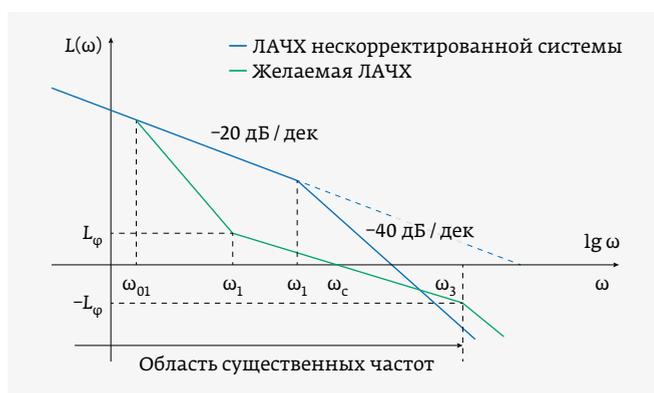


Рис. 3. Построение желаемой асимптотической ЛАЧХ

существенных частот, поскольку динамические характеристики системы в этой области решающим образом влияют на качество регулирования. Влияние высокочастотного участка ЛАЧХ ( $\omega > \omega_3$ ) на показатели качества процесса управления несущественно, что связано с относительно малыми постоянными времени на этом участке. Поэтому здесь желаемая ЛАЧХ строится из соображений простоты реализации корректирующего устройства: высокочастотной асимптоте желаемой ЛАЧХ придается тот же наклон, что у ЛАЧХ нескорректированной системы.

Полученный вид желаемой асимптотической ЛАЧХ показан зеленой линией на рис. 3, а передаточная функция желаемой системы  $W_{ж}(s)$  имеет вид

$$W_{ж}(s) = K_p \frac{T_2 s + 1}{(T_1 s + 1)(T_3 s + 1)}, \tag{5}$$

где  $K_p$  – коэффициент пропорциональности, который является параметром настройки пропорционального регулятора ( $K_p$  – передаточная функция пропорционального звена корректирующего устройства);  $T_1 = \frac{1}{\omega_{01}}$ ;  $T_2 = \frac{1}{\omega_2}$ ;  $T_3 = \frac{1}{\omega_3}$ .

Фиксировать величины  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_3$  не требуется, поскольку предстоит этап оптимизации желаемой ЛАЧХ, целью которого является упрощение реализации корректирующего звена системы регулирования. Для этого проводится совмещение точек перегиба разомкнутой и желаемой ЛАЧХ ( $\omega_1 = \omega_{01}$ ), что приводит к уменьшению числа изломов ЛАЧХ корректирующего устройства и, следовательно, числа множителей в его передаточной функции.

Результаты смещения желаемой ЛАЧХ показаны на рис. 4. Можно видеть, что при совмещении точек перегиба получено изменение  $\omega_c$  с рассчитанного ранее значения 60 на 45 рад/с. Уменьшение  $\omega_c$  не приводит к ухудшению качества регулирования; проблемы может вызвать только ее увеличение, поскольку выход  $\omega_c$  за некоторое

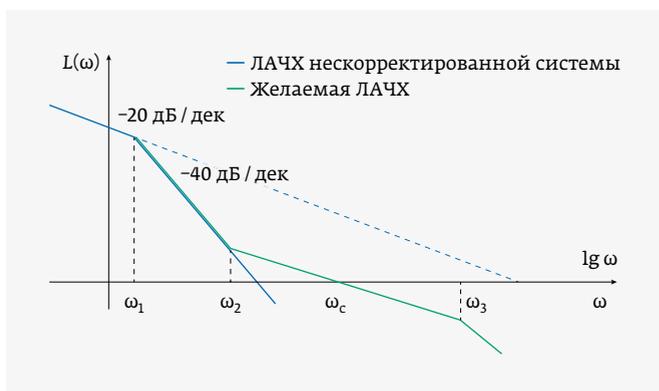


Рис. 4. Окончательный вариант желаемой ЛАЧХ

допустимое максимальное значение приводит к тому, что требования к параметрам системы приходят в противоречие друг с другом, и САР становится нереализуемой.

Условием определения передаточной функции корректирующего устройства  $W_{ку}(s)$  является равенство передаточной функции скорректированной разомкнутой системы  $W_{н}(s)$  и желаемой передаточной функции  $W_{ж}(s)$ , которая обеспечивает требуемое качество процессов управления; другими словами,  $W_{ку}(s)$  определяется из выражения

$$W_{ку}(s)W_{н}(s) = W_{ж}(s). \tag{6}$$

С учетом произведенного совмещения частот  $\omega_1$  и  $\omega_{01}$  передаточная функция корректирующего устройства принимает вид

$$W_{ку}(s) = K_p \frac{T_2 s + 1}{T_3 s + 1} = K_p W_{инт}(s) W_{диф}(s). \tag{7}$$

Из выражения (7) следует, что синтезированное корректирующее устройство содержит три звена: пропорциональное с передаточной функцией  $K_p$ , интегрирующее с передаточной функцией  $W_{инт}(s)$  и дифференцирующее с передаточной функцией  $W_{диф}(s)$ .

Для соответствующих асимптотических ЛАЧХ получим

$$L_{ку}(\omega) + L_{н}(\omega) = L_{ж}(\omega), \tag{8}$$

откуда

$$L_{ку}(\omega) = L_{ж}(\omega) - L_{н}(\omega). \tag{9}$$

Полученная асимптотическая ЛАЧХ корректирующего устройства показана на рис. 5.

Коррекция осуществляется под управлением контроллера SAM4E с ядром Cortex-M4F, вычислительные возможности которого гарантированно способны обеспечить высокую точность регулирования [5, 6].

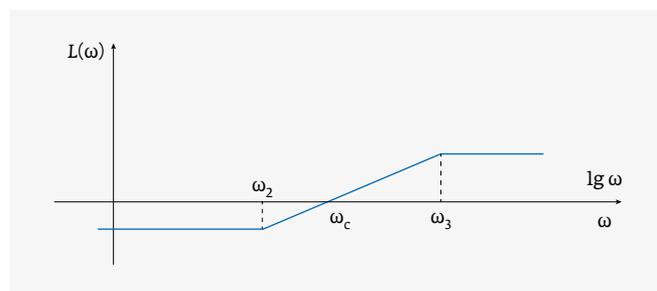


Рис. 5. Асимптотическая ЛАЧХ корректирующего устройства

Чтобы управлять системой слежения посредством цифрового контроллера, аналитическое выражение (7) для асимптотической ЛАЧХ корректирующего устройства необходимо привести к виду, который может быть реализован средствами цифрового контроллера, то есть выбрать частоту дискретизации входного воздействия и получить уравнения для расчета значения ЛАЧХ на каждом шаге квантования.

Для обеспечения линейности управления на основании рекомендаций [7] была выбрана частота повторения основного цикла программы в 100 раз выше, чем максимальная собственная частота объекта регулирования; при значении последней  $f = 1/T = 1/0,2 = 5$  Гц получаем  $f_s = 500$  Гц,  $T_s = 0,002$  с.

Основная помеха для системы регулирования СЭУ, подключенной к электросети, возникает на частоте 50 Гц. Блок фазовой автоподстройки частоты контроллера благодаря наличию нового делителя для тактирования USB позволяет тактировать устройство на максимальной скорости 120 МГц [6]; время преобразования АЦП равно 1 мкс, а время выполнения команды – 7 нс. Поэтому для разделения частот имеется возможность повышения частоты повторения основного цикла программы (частоты квантования) до  $f_k = 5000$  Гц (длительность шага квантования  $T_k = 0,0002$  с).

В соответствии с рекомендациями компаний Analog Devices и STMicroelectronics по синтезу цифрового регулятора на базе контроллера SAM4E [8, 9] передаточная функция динамического звена на каждом шаге квантования должна быть представлена выражением вида

$$y_{k+1} = y_k + A_1 x_{k+1} + A_0 x_k, \tag{10}$$

где  $y_k, y_{k+1}$  – управляемые переменные на  $k$ -ом и  $(k+1)$ -ом шагах квантования;  $x_k, x_{k+1}$  – задающее воздействие на  $k$ -ом и  $(k+1)$ -ом шагах квантования;  $A_0, A_1$  – коэффициенты.

Таким образом, для расчета выходного сигнала корректирующего устройства контроллер должен на каждом шаге вычислений решить три уравнения вида (10), соответствующих работе пропорциональной, интегральной

и дифференциальной составляющих ПИД-регулятора. Поскольку в документации производителя контроллера отсутствуют рекомендации по реализации на нем ПИД-регулятора, сначала рассмотрим работу пропорциональной и интегральной его составляющих, в совокупности представляющих собой ПИ-регулятор, рекомендации по которому в документации приведены, а затем дифференциальной составляющей – на основании имеющихся указаний по применению фильтра для акустического терминала.

Настройка и определение параметров ПИ-регулятора проводятся в непрерывной временной области, в которой его передаточная функция имеет вид

$$W(s) = K_p + \frac{K_i}{s}, \quad (11)$$

где  $K_p$  и  $K_i$  – параметры ПИ-регулятора, характеризующие пропорциональную и интегральную его составляющие соответственно,  $s$  – переменная Лапласа.

Для реализации на цифровом процессоре необходимо перейти от непрерывной временной области, в которой настраивается ПИ-регулятор, к дискретной временной области путем аппроксимации передаточной функции ПИ-регулятора (11) суммой дискретных значений. Произведя ряд преобразований в соответствии с методикой, изложенной в статье [8], для расчета передаточной функции ПИ-регулятора на каждом шаге квантования получаем два выражения:

$$y_{k+1} = y_k + K_p x_{k+1} + K_p (\omega_c T_k - 1) x_k, \quad (12)$$

$$y_{k+1} = y_k + K_p \left( \frac{\omega_c T_k}{2} + 1 \right) x_{k+1} + K_p \left( \frac{\omega_c T_k}{2} - 1 \right) x_k, \quad (13)$$

из которых первое описывает пропорциональную составляющую передаточной функции, а второе – интегрирующую.

При введенном выше ограничении по амплитуде  $L_\varphi = 8$  можно записать  $8 = 20 \lg K_p$ , откуда  $K_p = 2,4$ . Частота среза и длительность периода квантования уже определены:  $\omega_c = 45$  рад/с,  $T_k = 0,0002$  с. Подставляя эти значения в выражения (12) и (13), получаем для расчета пропорциональной и интегрирующей составляющих передаточной функции корректирующего звена уравнения, соответственно,

$$y_{k+1} = y_k + 2,4 x_{k+1} - 2,3808 x_k, \quad (14)$$

$$y_{k+1} = y_k + 2,4096 x_{k+1} - 2,3904 x_k. \quad (15)$$

Уравнение для вычисления передаточной функции на каждом шаге квантования дифференцирующей составляющей ПИД-регулятора выводилось с использованием

рекомендаций фирмы STMicroelectronics по применению фильтра для акустического терминала [9]. В соответствии с ними, эта передаточная функция в дискретной области описывается формулой

$$y(z) = \frac{b_0 + b_1 z^{-1}}{a_0 + a_1 z^{-1}} x(z), \quad (16)$$

а уравнение для ее вычисления на каждом шаге квантования имеет вид

$$y_{k+1} = \frac{a_1}{a_0} y_k + \frac{b_0}{a_0} x_{k+1} + \frac{b_1}{a_0} x_k. \quad (17)$$

В обоих выражениях  $b_0$ ,  $b_1$ ,  $a_0$ ,  $a_1$  – коэффициенты передаточной функции, которые вычисляются на основании известной частоты среза желаемой ЛАЧХ  $\omega_c$  и времени квантования  $T_k$ . Рассчитав эти коэффициенты, получаем уравнение для программирования вычислений на цифровом контроллере:

$$y_{k+1} = 0,49950675821275 y_k - 0,4997533816051429187 x_{k+1} - 0,4997533816051429187 x_k. \quad (18)$$

ЛАЧХ пропорционального, интегрирующего и дифференцирующего звеньев корректирующего устройства, описанных уравнениями (14), (15), (18), показаны на рис. 6. Необходимая для коррекции характеристика (рис. 5) получается при суммировании логарифмических характеристик этих звеньев.

Ниже приведен фрагмент реализованной на контроллере программы синтеза корректирующего устройства (рис. 7), предназначенной для решения уравнений (14), (15), (18).

Критерием правильного функционирования разработанной программы является соответствие производимого ею преобразования входного сигнала требуемой частотной характеристике коррекции (рис. 5). На этапе автономной отладки на вход АЦП контроллера подавался синусоидальный сигнал с генератора гармонических колебаний, а выходной сигнал с ЦАП контролировался осциллографом.

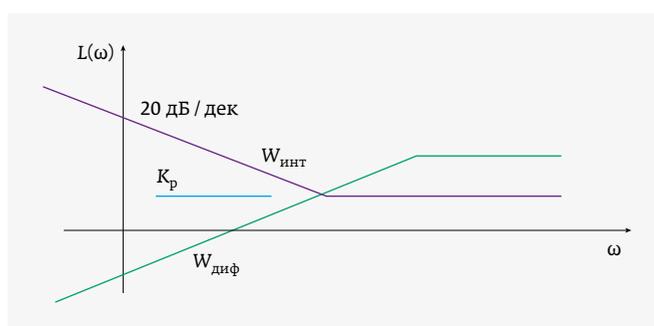


Рис. 6. ЛАЧХ звеньев корректирующего устройства

Следующим этапом стала отработка программы в составе замкнутой системы автоматического регулирования. Для имитации такой системы использовалась аналоговая модель, отражающая динамические свойства объекта регулирования; ее электрическая схема приведена на рис. 8.

Имитация интегрирующего звена, которым в реальной системе слежения является гидравлический привод, осуществляется операционным усилителем U1. Постоянная времени такого привода  $T_{\text{инт}}$  определяет его быстродействие как динамической системы и зависит от механических свойств гидропривода, характеризующих его инерционность, и гидравлической жесткости

системы. Значение  $T_{\text{инт}}$  обычно колеблется в пределах от 1 до 10 с [10], причем большее значение соответствует нормальной инерционной нагрузке при отсутствии заметных активных сопротивлений, то есть условиям работы гидропривода рассматриваемой системы слежения. Задав параметры  $C1=1000$  мкФ,  $R1=10$  кОм, получим  $T_{\text{инт}} = 0,001 \cdot 10\,000 = 10$  с.

У инерционного звена, для имитации которого предназначен операционный усилитель U2, постоянная времени  $T_{\text{инц}}$  зависит от веса панелей и механизма поворота и должна равняться заданному значению  $T=0,2$  с. Требуемый результат получен путем выбора  $C2=200$  мкФ,  $R2=100$  кОм:  $T_{\text{инц}} = 0,0002 \cdot 100\,000 = 0,2$  с.

```
float32_t tmp;
float32_t tmp1;
float32_t tmp2;
float32_t var1 = 2.4;
float32_t var2 = 2.3808;

float32_t var3 = 2.3904;
float32_t var7 = 2.4096;

float32_t var4 = 0.4997533816051429187;
float32_t var5 = 0.4997533816051429187;
float32_t var6 = 0.49950675821275;
//current_ch_num it determines which channel queried next
ioport_set_pin_level(TEST_PIN, 1);

cntr_number[0] = 0x05;//for measurement in channel ADC for B1 pin

g_afec_sample_data.value = afec_get_latest_value(AFECO);
// dacc_write_conversion_data(DACC_BASE, g_afec_sample_data.value);
avtom_control.in_data = g_afec_sample_data.value;
//PI regul. from AD app note ZOH
//avtom_control.out_lofiltr =avtom_control.out_lofiltr1 - var1*avtom_control.in_data +
var2*avtom_control.in_data_1;
arm_mult_f32(&var1,&avtom_control.in_data,&tmp,1);
arm_mult_f32(&var2,&avtom_control.in_data_1,&tmp1,1);
arm_min_f32(&avtom_control.out_lofiltr,&tmp,&avtom_control.out_lofiltr,1);
arm_add_f32(&avtom_control.out_lofiltr,&tmp1,&avtom_control.out_lofiltr,1);
avtom_control.in_data_1 = avtom_control.in_data;
avtom_control.out_lofiltr_1 = avtom_control.out_lofiltr;//out out_lofiltr_1
avtom_control.in_dataFOH = avtom_control.out_lofiltr_1;
//PI regul. from AD app note FOH
//avtom_control.out_lofiltrFOH =avtom_control.out_lofiltr_1FOH - var1*avtom_control.in_dataFOH +
var2*avtom_control.in_data_1FOH;
arm_mult_f32(&var1,&avtom_control.in_dataFOH,&tmp,1);
arm_mult_f32(&var2,&avtom_control.in_data_1FOH,&tmp1,1);
arm_min_f32(&avtom_control.out_lofiltrFOH,&tmp,&avtom_control.out_lofiltrFOH,1);
arm_add_f32(&avtom_control.out_lofiltr_1FOH,&tmp1,&avtom_control.out_lofiltr_1FOH,1);

avtom_control.in_data_1FOH = avtom_control.in_dataFOH;
avtom_control.out_lofiltr_1FOH=avtom_control.out_lofiltrFOH;//out out_lofiltr_1
//avtom_control.test_DAC = avtom_control.out_lofiltr*1000000/4096;
//dacc_write_conversion_data(DACC_BASE,avtom_control.test_DAC );
//Hi pass filter
//avtom_control.out_Hifiltr = 0,49975338160514291878*avtom_control.out_lofiltr -
0,49975338160514291878*avtom_control.in_Hifilter_1 + 0.4995067*avtom_control.out_Hifiltr_1;
arm_mult_f32(&var4,&avtom_control.out_lofiltr_1FOH,&tmp,1);
arm_mult_f32(&var5,&avtom_control.in_Hifilter_1,&tmp1,1);
arm_mult_f32(&var6,&avtom_control.out_Hifiltr_1,&tmp2,1);
arm_add_f32(&tmp,&tmp1,&tmp1,1);
arm_add_f32(&tmp1,&tmp2,&avtom_control.out_Hifiltr,1);
avtom_control.in_Hifilter_1 = avtom_control.out_lofiltr;
avtom_control.out_Hifiltr_1 = avtom_control.out_Hifiltr;
avtom_control.test_DAC = avtom_control.out_Hifiltr*1000000/4096;
dacc_write_conversion_data(DACC_BASE,avtom_control.test_DAC );
```

Рис. 7. Фрагмент программы синтеза корректирующего устройства

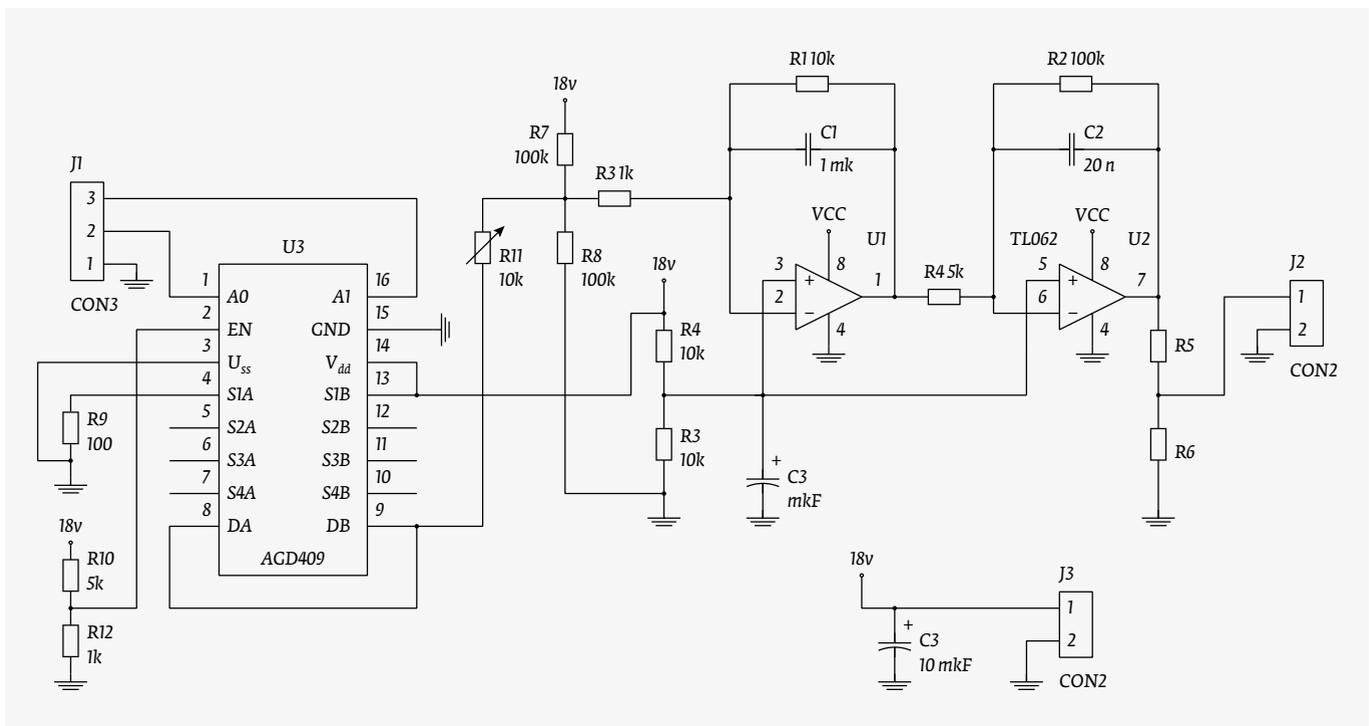


Рис. 8. Электрическая схема аналоговой модели объекта управления

Коэффициент усиления аналоговой модели реализуется с помощью усилителей  $U1$  и  $U2$ , коэффициенты усиления которых соответственно равны  $K_{y_{c1}} = R1/R3 = 10\,000/1\,000 = 10$  и  $K_{y_{c2}} = R2/R4 = 100\,000/5\,000 = 20$ . Тогда общий коэффициент усиления  $K_{yc} = K_{y_{c1}} \cdot K_{y_{c2}} = 10 \cdot 20 = 200$ , что соответствует заданному коэффициенту усиления гидропривода системы слежения.

Для имитации движения вперед и назад в модели используются оптроны  $U3$  и  $U4$  соответственно, на которые поступает сигнал от системы управления.

Таким образом, использование метода синтеза корректирующих устройств с помощью логарифмических частотных характеристик совместно с рекомендациями компаний STMicroelectronics, Analog Devices и Atmel позволило разработать систему управления устройством непрерывного слежения за Солнцем, позволяющую в среднем на 40% увеличить КПД солнечных панелей и количество вырабатываемой энергии, а также обеспечить более равномерное генерирование электроэнергии в течение дня.

## ЛИТЕРАТУРА:

1. Пчельникова-Гротова О., Иванов А., Латыпов В. Устройство слежения за Солнцем в фотоэлектрических энергетических установках // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2019. № 2 (183). С. 120–125.
2. Денисенко В. ПИД-регуляторы: принципы построения и модификации. Ч. 2. // Современные технологии автоматизации. 2007. № 1. С. 78–88.
3. Тумеля П. М., Белоногов В. Д., Березуев А. В., Мулин П. В. Частотный метод синтеза систем автоматического регулирования: Учебное пособие. – М.: Изд-во МАИ, 2017. 64 с.
4. Теория автоматического регулирования. – Кн. 2. Анализ и синтез линейных непрерывных и дискретных систем автоматического регулирования / Под ред. В. В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1967. 518 с.
5. Королев Н. Компания ATMEL: новые микроконтроллеры на ядрах Cortex-M // ЭЛЕКТРОНИКА: Наука, Технология, Бизнес. 2014. № 5 (136). С. 42–47.
6. Ламберт Е. SAM4E – новое семейство микроконтроллеров с ядром Cortex-M4 корпорации Atmel // Компоненты и технологии. 2013. № 7. С. 126–129.
7. Зырянов Г. В. О выборе максимального периода дискретности в частотном методе синтеза цифровой САП // Вестник ЮрГУ. 2010. № 2. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». Вып. 11. С. 33–36.
8. ADSP-21990: Implementation of PI Controllers. Analog Devices Inc., December, 2001. 11 p.
9. AN3984 Application note. IIR filter design equations for Sound Terminal devices. Doc ID 022240 Rev 1. 46 p.
10. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления. Техническая кибернетика. Кн. 3. Исполнительные устройства и сервомеханизмы / Под ред. В. В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1976. 735 с.

18-я Международная выставка технологий,  
оборудования и материалов для производства  
изделий электронной и электротехнической  
промышленности

**13–15 апреля 2021**

Москва, Крокус Экспо

**[electrontechexpo.ru](http://electrontechexpo.ru)**

Получите Ваш  
бесплатный билет  
по промокоду **ee21print**

