

вая 2 на рис. 6). Для этого можно воспользоваться любым из известных методов расчета настроек ПИД-регулятора. По мнению специалистов НПП "ПОРА-USWO" наиболее удобным и надежным является метод масштабирования (ММ) [2]. Применение ММ в рассматриваемом примере дает следующий результат:

$$K_p = 5; T_i = 60 \text{ с}; T_d = 10 \text{ с}. \quad (17)$$

Судить о работе системы позволяют графики, представленные на рисунках 5а и 5б. Кривые 2 — это процессы в замкнутой САР с объектом управления (13) и ПИД-регулятором с настройками (17), использующим опцию предиктора Смита. Сравнение кривых 1 и 2 позволяет оценить эффект от применения предиктора. Он, безусловно, положительный, а главное, весьма существенный, способный представлять интерес для практики.

#### Выводы

1. Предиктор Смита является эффективным средством повышения качества работы замкнутых САР с запаздывающими ОУ и объектами высоких порядков. На данный момент имеется необходимый опыт, позволяющий реально улучшать работу автоматики на производственных предприятиях за счет использования предиктора.

2. Технические возможности современных цифровых регуляторов вполне достаточны для полноценной реализации предиктора Смита в виде программной опции.

3. Применение предиктора позволяет упростить расчет оптимальных настроек ПИД-регуляторов на запаздывающих объектах и уменьшает затраты времени на наладку систем авторегулирования.

4. Для цифровых регуляторов массового (общепромышленного) применения необходимы простые и удобные в употреблении реализации предиктора Смита, способные работать на запаздывающих объектах управления различного типа. Разработанные в НПП "ПОРА-USWO" и прошедшие экспериментальную проверку универсальные программные реализации предиктора отвечают этим требованиям, и могут быть использованы производителями средств автоматизации для установки в серийно выпускаемые цифровые контроллеры.

Широкое и успешное внедрение предиктора Смита на промышленных объектах станет возможным при наличии на предприятиях подготовленного соответствующим образом персонала. В помощь специалистам, желающим быстро овладеть навыками использования предиктора Смита на практике, в Самарском государственном университете путей сообщения организованы курсы "Школы практической автоматики". Предлагается содействие высшим и средним учебным заведениям, выпускающим специалистов по системам автоматизации, в постановке изучения предиктора Смита и других специальных разделов учебной программы.

#### Список литературы

1. Бажанов В.Л. Функция самонастройки по методу масштабирования для цифровых регуляторов // Промышленные АСУ и контроллеры. 2007. № 12.
2. Бажанов В.Л. Метод масштабирования — эффективный инструмент для практической настройки регуляторов в замкнутых САР // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2006. № 6.

*Бажанов Владимир Леонидович — канд. техн. наук, доцент кафедры "Автоматика, телемеханика и связь на железнодорожном транспорте" Самарского государственного университета путей сообщения (СамГУПС).*

*Контактный телефон (927) 760-28-84.*

*E-mail: uswo@samtel.ru; tklinkov@mail.ru http://uswo.lgg.ru*

## УПРАВЛЕНИЕ АПЕРИОДИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ

### ИМПУЛЬСНЫМИ РЕГУЛЯТОРАМИ С АВТОМАТИЧЕСКОЙ КОМПЕНСАЦИЕЙ ЛЮФТА

**А.М. Шубладзе (ИПУ РАН), С.И. Кузнецов (ОАО "НИИТеплоприбор"),  
Н.М. Бобриков, И.К. Денисов (ОАО "Газавтоматика"),  
С.В. Гуляев, В.Р. Ольшванг, В.А. Малахов (ИПУ РАН)**

*Проводится сравнение работы предлагаемого импульсного регулятора, в котором заложен способ автоматического определения и компенсации люфта, с работой импульсного регулятора без компенсации люфта при управлении аperiodическим объектом. Демонстрируются существенные преимущества предлагаемого регулятора.*

*Ключевые слова: регулятор, минимизация числа изменений, квантование, дискретный элемент.*

Институтом проблем управления РАН совместно с ОАО "НИИТеплоприбор" и ОАО "Газавтоматика" (Москва) разработан на основе ПИД регулятора промышленный импульсный регулятор с минимизацией числа изменений его выходного сигнала — ПИДмл регулятор, в котором осуществляется идентификация и компенсация отрицательного влияния изменяющегося во времени люфта. ПИДмл регулятор предназначен для

применения в локальных АСУТП в теплоэнергетике, атомной, нефтегазовой и нефтехимической и других отраслях промышленности, где имеет место сравнительно высокий износ исполнительных органов, сочетающийся с появлением люфта в кинематических связях от исполнительного органа к объекту управления.

На практике при построении АСУТП наиболее часто применяются ПИД регуляторы, выходной сиг-

нал которых постоянно меняется, и, как следствие, меняется положение выходного органа исполнительного механизма, что и приводит к его быстрому износу. Предложенный в работе [1] ПИДм регулятор, сохранив все положительные свойства ПИД регулятора, имеет значительно меньшее число изменений его выходного сигнала, что значительно повышает ресурс исполнительных органов систем управления.

Во многих случаях воздействие исполнительного механизма на объект управления осуществляется с помощью цепочек кинематических связей, в шарнирных соединениях которых появляются люфты. В процессе эксплуатации эти люфты увеличиваются, что приводит к снижению качества работы систем управления, а в определенных случаях и к потере устойчивости. Для устранения отрицательного влияния люфтов в состав систем управления вводятся устройства идентификации величины люфта, и с их помощью корректируется величина сигнала управления, компенсирующая его отрицательное влияние.

Наиболее естественно и просто такая компенсация делается в классе импульсных систем управления, например так, как это было предложено в работе [2]. Но импульсные системы по качественным показателям работы часто проигрывают линейным ПИД системам, поэтому введение в состав ПИДм регуляторов, которые по своим свойствам близки к импульсным системам, блоков идентификации и коррекции влияния люфтов имело бы, по мнению авторов, определенный практический смысл.

Работа системы управления с ПИДмл регулятором осуществляется [1] в соответствии с системой уравнений

$$u_{\text{ПИДм}}(t) = \begin{cases} u_{\text{ПИД}}(t_i) = k_p \varepsilon(t_i) + k_n \int_0^t \varepsilon(\tau) d\tau + \\ + k_d \dot{\varepsilon}(t_i) \text{ при } t_i \leq t < t_{i+1}, \\ u_{\text{ПИД}}(t_{i+1}) = k_p \varepsilon(t_{i+1}) + k_n \int_0^{t_{i+1}} \varepsilon(\tau) d\tau + \\ + k_d \dot{\varepsilon}(t_{i+1}) \text{ при } t = t_{i+1}, \end{cases} \quad (1)$$

где  $i = 1; 2; 3; 4; \dots$ ,  $\varepsilon(t) = g(t) - x(t)$  — ошибка регулирования,  $g(t)$  — задающее воздействие,  $x(t)$  — выходной сигнал объекта,  $k_p$ ,  $k_n$  и  $k_d$  — настроечные параметры ПИД управления, которые могут быть выбраны, например, по методике, описанной в [3],  $t_{i+1} - t_i = T_{\text{кв}}$  — период квантования, который определяется динамическими параметрами системы управления и значительно превосходит период квантования цифрового ПИД регулятора.

С целью компенсации отрицательного влияния люфта дополнительно в систему управления вводятся "Блок идентификации параметров люфта" и "Блок регулируемого люфта" (рис. 1).

Люфт в объекте управления сказывается только когда изменяется знак приращений выходного ступенчатого сигнала исполнительного механизма  $u_{\text{ИМПС}}(t)$ . Но если в момент изменения знака прира-

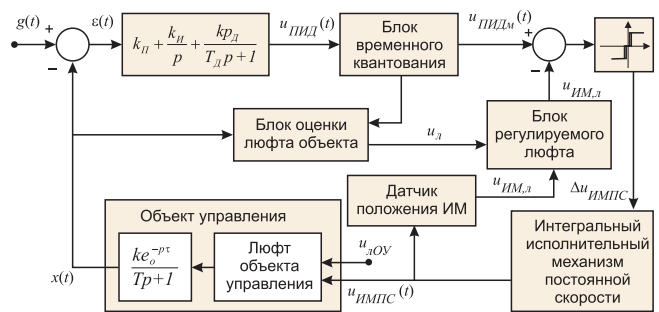


Рис. 1. Блок-схема ПИДмл регулятора

щения  $u_{\text{ИМПС}}(t)$  к этому приращению добавить сигнал, равный по величине люфту, со знаком, равным знаку приращения, то система управления будет работать так, как будто люфт отсутствует.

Такая компенсация может быть осуществлена, например, как показано на рис. 1. В контур, содержащий релейный элемент и двигатель постоянной скорости с датчиком положения его выходного вала вводится дополнительно элемент люфта. Если величина люфта введенного элемента равна величине люфта в объекте управления, то будет иметь место компенсация, о которой говорилось выше. Формально это утверждение выглядит следующим образом. Приращение  $u_{\text{ПИДм}}(t)$  в момент  $t_i$

$$\Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) = u_{\text{ПИДм}}(t_i) - u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}), \quad (2)$$

тогда приращение  $u_{\text{ИМПС}}(t)$  в момент  $t_i$  имеет вид:

$$\Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i) = \begin{cases} \Delta u_{\text{ПИДм}}(i), \\ \text{если } \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) > 0, \\ \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) + u_{\text{л}}, \\ \text{если } \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) < 0, \end{cases} \quad (3)$$

где  $u_{\text{л}}$  — величина люфта в "Блоке регулируемого люфта". Тогда приращение на выходе люфта объекта управления:

$$\Delta u_{\text{выкл}}(t_i) = \begin{cases} \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i), \\ \text{если } \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i) > 0, \\ \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i) - u_{\text{лоу}}, \\ \text{если } \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i) < 0, \end{cases} \quad (4),$$

где  $u_{\text{лоу}}$  — величина люфта объекта управления. С учетом (3)

$$\Delta u_{\text{выкл}}(t_i) = \begin{cases} \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i), \\ \text{если } \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) > 0, \\ \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) - (u_{\text{лоу}} - u_{\text{л}}), \\ \text{если } \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i) < 0, \end{cases} \quad (5)$$

Так как знаки произведений приращений  $\Delta u_{\text{ПИДм}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i)$  и  $\Delta u_{\text{ИМПС}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ИМПС}}(t_i)$  совпадают, из (5) следует, что при любых знаках последовательных приращений:

$$\Delta u_{\text{выкл}}(t_i) = \Delta u_{\text{ПИДм}}(t_i), \text{ если } u_{\text{аОУ}} = u_{\text{л}}. \quad (6)$$

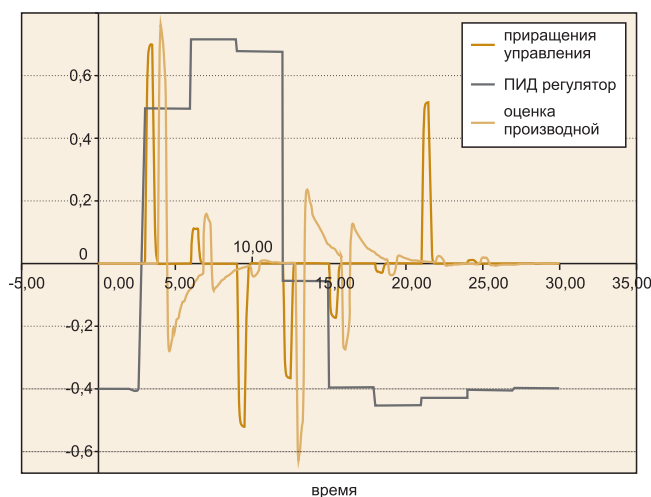


Рис. 2. Верхняя часть рисунка – усредненное фильтром приращение управлений  $\Delta u_{\text{ИМПС}}(t)$  релейного контура, средняя часть рисунка – управление  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$ , нижняя часть рисунка – оценка разности производных  $\dot{x}(t) - \dot{x}(t - \tau)$  для случая, когда  $u_{\text{л}} = u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$

Полученное равенство (6) показывает справедливость сделанного выше утверждения о компенсации люфта в объекте управления, если величина этого люфта известна, и ее можно ввести в "Блок регулируемого люфта".

В реальных системах управления величина люфта  $u_{\text{ЛОУ}}$  является сумой локальных люфтов в кинематических связях исполнительных механизмов, которая в процессе эксплуатации системы управления постоянно растет. Поэтому для компенсации люфта нужно оценивать его величину, и оценку вводить в гистерезисный элемент релейного следящего контура рис. 1. Оценивается величина люфта "Блоком оценки люфта объекта управления".

Сущность метода оценки величины люфта "Блоком оценки люфта объекта управления" (рис. 1) состоит в том, что реакция объекта управления на одно и то же изменение дискретного управления  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$  разная и зависит от того, изменился ли знак приращения  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$  или нет. Если этот знак не изменился, то выходной сигнал объекта изменится на одну величину, в противном случае изменение выходного сигнала будет меньшим на величину, определяемую разностью  $(u_{\text{ЛОУ}} - u_{\text{л}})$  (5).

Оценить эффективность дискретных приращений постоянного знака управления  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$  можно, например, с помощью функции:

$$K(t_i) = \frac{\max_{t_i < t < t_{i+1}} (\dot{x}(t) - \dot{x}(t - \tau))}{\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)}, \quad (7)$$

где  $\tau = 0,1 T_{\text{нв}}$ . В том случае, если знак приращения изменился, то есть  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_{i-1}) \Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i) < 0$  и  $u_{\text{ЛОУ}} > u_{\text{л}}$ , то в соответствии с (5) реакция объекта управления будет изменена уже не на величину  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$ , а на меньшую по модулю величину  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i) - (u_{\text{ЛОУ}} - u_{\text{л}})$ . Поэтому

$$K(t_{i-1}) - K(t_i) > 0. \quad (8)$$

Из (7) и (8) можно определить, на какую величину следует увеличить  $K(t_i)$ , чтобы при последующих измене-

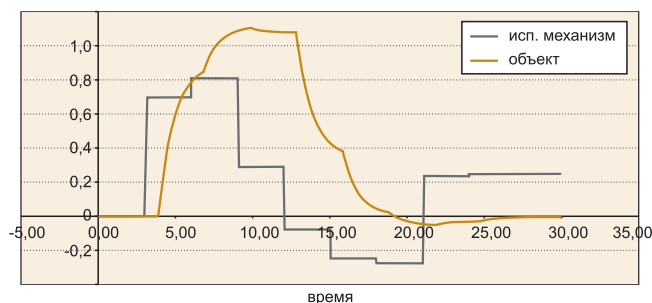


Рис. 3. Сплошной линией показан управляющий сигнал  $u_{\text{ИМПС}}(t)$ , штрих-пунктирной линией – выходной сигнал объекта  $x(t)$  в случае баланса люфтов, когда величина люфта в следящем релейном контуре равна величине люфта в объекте

ниях знака приращений  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$  выполнялось равенство:  $\Delta u_{\text{вых,л}}(t_i) = \Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$ .

$$\Delta u_i(t_i) = \left| \Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i) \right| - \frac{\max_{t_i < t < t_{i+1}} (\dot{x}(t) - \dot{x}(t - \tau))}{K(t_{i-1})} \quad (9)$$

или на основании (9)

$$u_{\text{л}}(t_i) = \Delta u_{\text{л}}(t_i) + u_{\text{л}}. \quad (10)$$

Все функции, входящие в (9) и (10), реализуются в "Блоке оценки люфта объекта управления". Логика работы "Блока временного квантования" соответствует логике (1), описанной [1].

Рассмотрим типовой общепромышленный объект

$$W_{\text{об}}(p) = \frac{k_0 e^{-\tau p}}{(Tp + 1)},$$

где  $k_0 = 2$ ,  $T = 1$  и  $\tau = 0,8$ ,  $T_{\text{кв}} = 3$ . Проведем моделирование процессов управления отработки импульсного ступенчатого воздействия, при котором задание  $g(t)$  на момент  $t = 0$  с изменилось от значения "0" до значения "1", а при  $t = 10$  с – от "1" до "0".

Из рис. 2 следует, что в случае баланса люфтов, когда величина люфта в следящем контуре равна величине люфта в объекте, то есть  $u_{\text{л}} = u_{\text{ЛОУ}}$  (рис. 1), относительно большой люфт в объекте управления ( $u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$ ) компенсируется, как следует из (9), за одно даже небольшое изменение управления  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$ . Из тех же графиков видно, что при постоянных по знаку приращений  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$  отношения амплитудных значений производных к амплитудным значениям приращений  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$  (7) является величиной постоянной, что подтверждает сделанное выше утверждение об информативности этого отношения.

Из рис. 3 следует, что в случае баланса люфтов время переходного процесса в замкнутой системе управления практически заканчивается при  $t = 18$  с. Из рис. 3 также следует, что незначительное уменьшение выходного сигнала объекта после его монотонного роста приводит к формированию на 8 с импульсного воздействия, амплитуда которого превышает величину люфта  $u_{\text{ЛОУ}}$  в объекте управления на величину  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t_i)$ .

Из графиков рис. 4 следует, что в случае небаланса

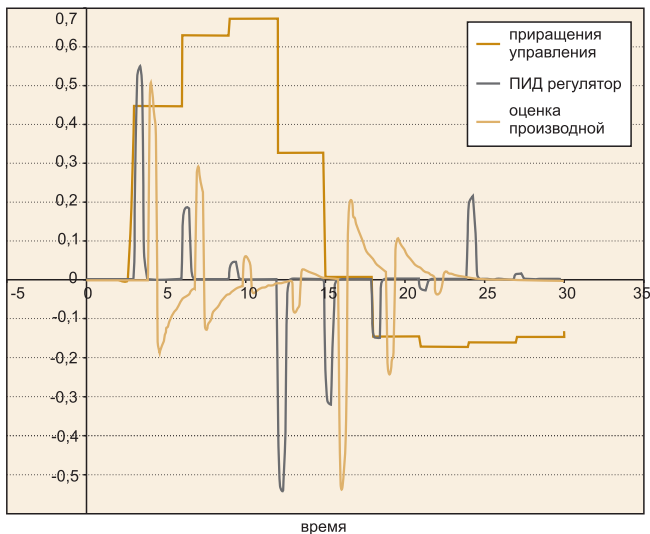


Рис. 4. Верхняя часть рисунка – усредненное фильтром приращение управлений  $\Delta u_{\text{ИМПС}}(t)$  релейного контура, средняя часть рисунка – управление  $u_{\text{ПИДМ}}(t)$ , нижняя часть рисунка – оценка разности производных  $\dot{x}(t) - \dot{x}(t - \tau)$  для случая небаланса, когда  $u_{\text{л}} = 0,2$ , а  $u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$

люфтов, когда величина люфта в следящем контуре  $u_{\text{л}} = 0,2$ , а в объекте  $u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$ , компенсации люфта за одно управляющее воздействие на 12 с не происходит, а заканчивается вторым воздействием на 15 с. На участках монотонности управления, как и в случае рис. 2, отношения амплитудных значений производных к амплитудным значениям приращений  $\Delta u_{\text{ПИДМ}}(t)$  (7) является величиной постоянной и не зависит от соотношений величин  $u_{\text{л}}$  и  $u_{\text{ЛОУ}}$ .

Из графиков рис. 5 следует, что в случае небаланса люфтов, когда  $u_{\text{л}} = 0$ , а  $u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$ , время переходного процесса в замкнутой системе управления заканчивается на 24 с, то есть длительность переходного процесса в сравнении с процессом на рис. 3 увеличилась на 6 с. Компенсации люфта также не происходит за одно управляющее воздействие и заканчивается вто-

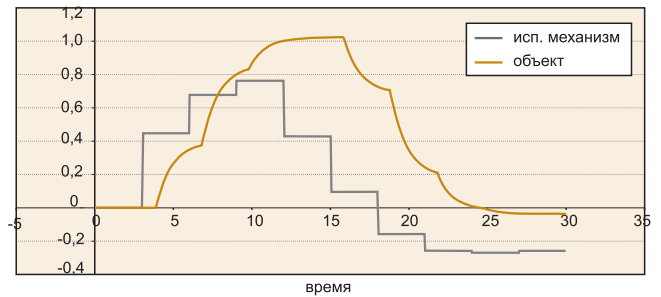


Рис. 5. Сплошной линией показан управляющий сигнал  $u_{\text{ИМПС}}(t)$ , штрих-пунктирной линией – выходной сигнал объекта  $x(t)$  в случае небаланса люфтов, когда  $u_{\text{л}} = 0$ , а в объекте  $u_{\text{ЛОУ}} = 0,5$

рым воздействием при  $t = 15$  с, что и привело к увеличению времени переходного процесса.

Таким образом, введение в состав системы управления "Блока идентификации параметров люфта" и "Блока регулируемого люфта" позволяет в рассмотренной непрерывно-импульсной системе полностью скомпенсировать отрицательное влияние неконтролируемого люфта, возникающего при эксплуатации систем автоматического управления со сложными кинематическими связями в силовой, исполнительской части этих систем.

#### Список литературы

1. Шубладзе А.М., Кузнецов С.И., Бобриков Н.М., Денисов И.К. и др. Общепромышленный ПИД регулятор с минимизацией числа изменений его выходного сигнала (ПИДм регулятор) // Автоматизация в промышленности. 2009. №3.
2. Шубладзе А.М., Гуляев С.В., Шубладзе А.А. Управление аperiodическими объектами с автоматической компенсацией люфта // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. 2003. № 10.
3. Шубладзе А.М. Методика расчета оптимальных по степени устойчивости ПИД-законов управления. // Автоматика и Телемеханика. 1987. № 6.

**Шубладзе Александр Михайлович** – д-р техн. наук, проф.,  
**Гуляев Сергей Викторович** – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник,  
**Ольшванг Владимир Рафаилович** – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник,  
**Малахов Валерий Александрович** – канд. техн. наук,  
 ст. науч. сотрудник Института проблем управления им. В.А. Трапезникова РАН,  
**Кузнецов Сергей Иванович** – ген. директор ОАО "НИИТеплоприбор",  
**Бобриков Николай Михайлович** – канд. техн. наук, начальник департамента,  
**Денисов Игорь Константинович** – главный инженер проекта ОАО "Тазавтоматика".  
 Контактный телефон (495) 334-88-81. E-mail: shub@ipu.ru

#### Новинки лета 2009 FarPoint AES5 и MA21 Pro

Компания ФарПоинт представляет две новинки: стильный компьютер FarPoint MA21 Pro, предназначенный для работы под встраиваемыми ОС Microsoft, и предельно коммуникабельный FarPoint M22AES5. Компьютеры построены на основе популярного центрального процессора Atom N270, набора 945GSE, размещенного на системной плате типоразмера mini-ITX.

Оба компьютера скромны в размерах и энергопотреблении, бесшумны, достаточно работоспособны. MA21-Pro – мощный графический терминал, исполнительная часть развитого устройства операторского интерфейса. M22AES5 отличается глубоко промышленной коммуникативностью, располагая двумя гигабитными сетями, пятью асинхронными портами RS-232 и множеством каналов USB 2.0.

[Http://www.farpoint.ru](http://www.farpoint.ru)