

Р.А. Мазур, В.Л. Соседка, канд. техн. наук

(Украина, Днепрпетровск, Национальный горный университет)

РАСЧЕТ МИКРОПРОЦЕССОРНОЙ ДВУХКОНТУРНОЙ СИСТЕМЫ ПОДЧИНЕННОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ В ПАКЕТЕ МАТЛАВ (часть 1)

В настоящее время ведущие электротехнические фирмы мира практически прекратили выпуск электроприводов, основанных на аналоговой элементной базе, и начали выпуск приводов на цифровых устройствах, которые благодаря своей высокой вычислительной мощности и производительности позволяют без аппаратных доработок сравнительно просто и гибко реализовывать различные алгоритмы управления и внедрять регулируемые электропривода во все отрасли производства. Мощность современных цифровых устройств настолько велика, что дает возможность в режиме реального времени реализовать цифровые регуляторы системы управления, систему самодиагностики и подстройки параметров САР, систему защиты от сбоев и реакции на аварийные события. Учитывая все достоинства цифровых систем, а также их низкую стоимость ныне намечается тенденция не только внедрения новых цифровых электроприводов, но и замены существующих аналоговых на цифровые.

Специализированные ориентированные на электропривод микроконтроллеры выпускают многие фирмы, но наибольшее распространение получили семейства цифровых сигнальных процессоров (DSP) 8xC196 фирмы Intel (США) [1-3], TMS320C24x Texas Instruments (США) [4, 5] и C167CR Siemens AG (Германия) [6].

Микроконтроллер 8xC196МН специально разработан для управления двигателями постоянного тока и трехфазными асинхронными двигателями. Он оснащен программно-аппаратной трехфазной системой импульсно-фазового управления, широтно-импульсным модулятором (ШИМ). Причем, имеется возможность программировать частоту и скважность появления управляющего импульса с шагом до 0,125 мкс (зависит от несущей частоты ШИМ, которая выбирается программно). Кроме того, этот микроконтроллер содержит быстродействующий 32-х битовый арифметический процессор, который выполняет умножение двух 16-битовых слов за 1.75 мкс и деление 32-битового операнда на 16-битовое слово за 3 мкс. Также в процессоре имеется 8-канальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП) с возможностью программирования времени выборки и преобразования.

Характерной особенностью цифровых, ориентированных на электропривод микроконтроллеров является то, что с целью удешевления на кристалле фактически расположен один аналого-цифровой преобразователь, к которому последовательно через мультиплексор подключаются сигналы с датчиков регулируемых параметров (тока, напряжения, частоты вращения). Ввод в обратную связь АЦП с коммутатором делает структурную схему цифровой системы от-

личной от классической (двухконтурной) системы, а учет квантования по уровню приводит к возникновению колебаний тока. Поэтому разработка методов коррекции и расчета цифровых систем является актуальной задачей.

Решение поставленной задачи достигается применением Z , W преобразований, частотных характеристик в функции абсолютной псевдочастоты, с использованием пакетов Simulink и Control System Toolbox, иллюстрирующих и упрощающих расчетные процедуры.

На первом этапе работы к измерительному входу АЦП через мультиплексор MUX подключается требуемый канал (рис.1).

На втором этапе при разомкнутых ключах $K2$ и $K3$ через замкнутый ключ $K1$ входное напряжение выработанного мультиплексором канала прикладывается к первоначально разряженной емкости $C_{и}$. Время заряда емкости $C_{и}$ через ключ $K1$ называют временем выборки. Если время выборки слишком маленькое, то емкость $C_{и}$ до уровня входного напряжения не зарядится. При слишком большом времени выборки емкость $C_{и}$ совместно с входным сопротивлением образует фильтр низких частот, который уменьшит уровень высокочастотных составляющих аналогового напряжения.

На третьем этапе размыкаются ключи $K1$ и $K2$. Напряжение накопленного на предыдущем этапе заряда измерительной емкости прикладывается к входу сравнивающего преобразователя, который переводит аналоговый сигнал в цифровой код. Время замкнутого состояния ключа $K2$ называют временем преобразования. Это время должно быть достаточно большим, чтобы без потерь перевести аналоговое напряжение в цифровой код. Однако при слишком большом времени преобразования может произойти саморазряд измерительной емкости, что приведет к снижению точности получаемого цифрового кода.

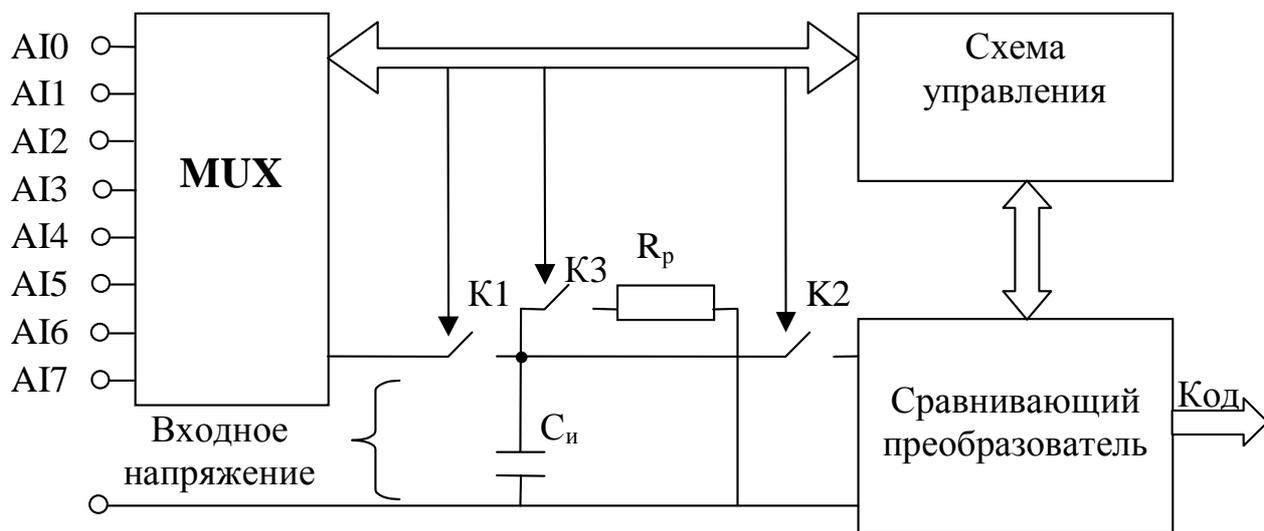


Рис.1. Структурная схема АЦП

На четвертом этапе при разомкнутых ключах $K1$ и $K2$ замыкается разрядный ключ $K3$, подготавливая АЦП к следующему циклу преобразования. Это время должно быть достаточно большим для гарантированного полного разряда измерительной емкости, с одной стороны, и малым - для приемлемого быстродействия АЦП, с другой стороны. В микроконтроллере АЦП и центральный

процессор образуют отдельные блоки, и их совместная работа зависит от режима настройки, которая влияет на длительность преобразования информации в этих блоках. В основном в цифровых системах управления двигателями постоянного тока используются два режима: программный опрос – АЦП полностью управляется программой; опрос по прерыванию – АЦП управляется специальным аппаратным сервером взаимодействия периферийных устройств (Peripheral Transaction Server).

Для микроконтроллера 8xС196МН время аналого-цифрового преобразования, состоящее из времени коммутации мультиплексора, времени выборки и времени преобразования составляет 30 мкс. В режиме “Опрос по прерыванию” оцифрованные данные асинхронно по отношению к управляющей программе с предварительно заданной частотой выборки и запаздыванием 30 мкс гарантированно поступают в центральный процессор. Такой режим очень эффективен, запаздывание минимальное, однако его реализация достаточно трудоемкая и требует от программиста высокой квалификации. Режим “Программный опрос” реализуется гораздо проще, но из-за невозможности программного опроса АЦП через фиксированные промежутки времени интервал ожидания передачи данных в центральный процессор может оказаться достаточно большим и трудно прогнозируемым. Поэтому в этом режиме корректная работа системы регулирования возможна только при интервалах опроса АЦП значительно превышающими 30 мкс. В дальнейшем будет показано, что выбор режима опроса АЦП сложным образом влияет на качество переходных процессов системы.

Исходя из частотных характеристик аналоговой системы регулирования, количества коммутируемых каналов и суммарного времени преобразования аналогового сигнала в цифровой, определяется дискретность съема аналоговой информации и периодичность выдачи управляющего воздействия микроЭВМ. Например, для двухконтурной системы управления двигателем постоянного тока необходимо в цифровой код преобразовать три аналоговые величины: ток, угловую скорость и напряжение. Первые два параметра используются для расчета законов управления, а третий – для идентификации и реакции на аварийные режимы, то есть в сервисных программах. На данном этапе функционирование сервисных программ не рассматривается, и поэтому рассмотрим случай мультиплексирования двух аналоговых сигналов. Выберем период коммутации значительно больше времени преобразования, что, во-первых, поставит систему в более жесткие условия и позволит исследовать работу АЦП в режиме программного опроса, а, во-вторых, позволит в случае необходимости увеличить число коммутируемых каналов.

Частота дискретизации аналогового сигнала зависит от граничной частоты $\omega_{гр}$, которую для систем автоматического регулирования, можно определить по крайней правой точке области средних частот ЛАЧХ. Для систем подчиненного регулирования $\omega_{гр}$ связана с малыми некомпенсированными постоянными времени $T_{ц}$, численное значение которых определяется блоками, образующими замкнутый контур системы регулирования.

Большей частью T_{μ} состоит из постоянной времени тиристорного преобразователя, которая зависит от частоты питающего напряжения и схемы силового преобразователя. Для наиболее распространенной 6-пульсной схемы

$$T_{\mu} \approx \frac{1}{kf} = \frac{1}{6 \cdot 50} = 0,0033 \text{ с},$$

где $k = 6$ – число импульсов за период; $f = 50$ Гц – частота сети.

Согласно теореме Котельникова аналоговый сигнал с данными частотными характеристиками можно передать дискретными посылками частотой $f_{\Pi} = \frac{2}{T_{\mu}} = 600$ Гц и временем преобразования $T_{\Pi} = \frac{1}{f_{\Pi}} \approx 0,0016$ с. Учитывая

необходимость коммутации двух каналов, принимаем частоту поступления информации в микроконтроллер 1200 Гц (время между переключением каналов $T_1 \approx 800$ мкс). При таком значении T_1 в режиме программного опроса АЦП в систему регулирования вносится максимальное запаздывание. Если учесть, что обработка цифровой информации в пропорционально-интегральных регуляторах тока и скорости заканчивается за 50 мкс, а время преобразования сигналов в АЦП составляет 30 мкс, то величину T_1 можно уменьшить в 10-12 раз, что свидетельствует о недоиспользовании возможностей данного микроконтроллера при решении этой задачи методом программного опроса.

С учетом изложенного на рис.2 представлена модель блока ввода сигналов обратных связей. Каналы тока (In_I-Out_I) и скорости (In_w-Out_w) выполнены идентично и отличаются только параметрами настройки. Блоки Switch коммутируют аналоговые сигналы. Блоки Fsp осуществляют выборку, путем деления текущего времени на интервал дискретности. Константа Constant, добавленная к текущему времени, изменяет начало работы АЦП, т.е. позволяет перейти от режима «программный опрос» к режиму «опрос по прерыванию». Блоки Rounding округляют аналоговый сигнал до целого значения, определяемого разрядной сеткой, а блоки Memory хранят оцифрованные данные на интервале T_{Π} . Преобразование сигналов по схеме рис.2 моделирует работу АЦП с учетом квантования сигнала по уровню. Блоки Fsp (рис.2) настроены так, что интервалы дискретности по каналу тока и угловой скорости одинаковы и равны 0,0016 с, а сдвиг между выборкой тока и скорости - 0,0008 с. То есть АЦП с частотой 1250 Гц последовательно подключается к датчикам тока и скорости.

Без квантования сигналов, достигаемых исключением блока Rounding, система становится линейной, что позволяет, используя пакет Control System Toolbox, провести расчеты по определению параметров дискретной системы и

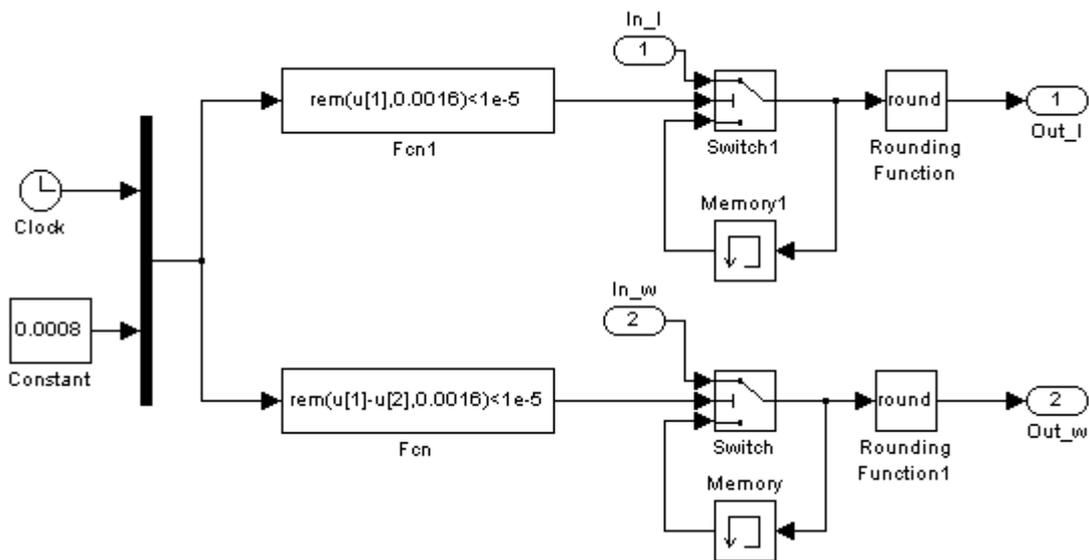


Рис.2 Модель блока ввода обратных связей

построить логарифмические характеристики (ЛЧХ) в функции абсолютной псевдочастоты [7].

При $T_{II} = 0,003$ ЛАЧХ дискретной системы в функции абсолютной псевдочастоты и аналоговой системы в функции круговой частоты в области существенных частот совпадают. Частота среза системы равна 151,93 рад/с, запас по амплитуде – 10,37 дБ, а по фазе - 45°.

В пакете Control System Toolbox по непрерывным передаточным функциям регуляторов тока и скорости командой `s2d` определены z – передаточные функции дискретных регуляторов при разных интервалах дискретности и разных методах аппроксимации. На основании расчетных данных построена модель исследуемой системы при $T_{II} = 0,0008$ с (рис.3). С изменением настройки блоков Fcn (рис.2) меняется значение времени выборки, а с изменением структуры блока АЦП (ввод блока Rounding или его исключение) имеется возможность моделировать систему как линейную или нелинейную.

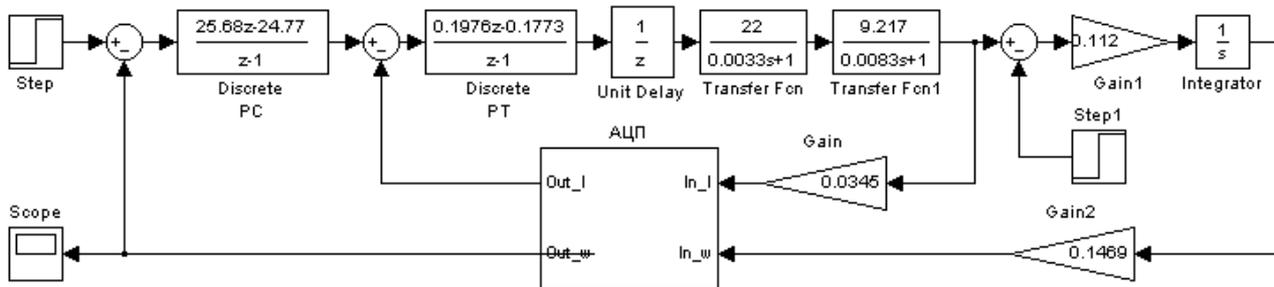


Рис.3. Схема моделирования системы подчиненного регулирования

Результаты моделирования систем представлены на рис. 4. Для исключения наложения графиков в линейной системе изменены начальные условия.

Как видно из рис.4, в линейной системе увеличено до 62% перерегулирование (кривая 1), а в нелинейной- возникли незатухающие колебания (кривая 2). Проанализируем нежелательные последствия ввода АЦП поэтапно. Сначала рассмотрим линейную систему и попытаемся уменьшить величину перерегулирования, а затем нелинейную и попытаемся убрать или уменьшить амплитуду колебаний.

При переходе от аналоговой системы к цифровой всегда увеличивается перерегулирование от ввода запоминающих блоков и блоков задержек, уменьшающих запас по фазе. Причем, увеличение времени дискретизации увеличивает перерегулирование. Поэтому на первом этапе попытаемся улучшить динамические показатели системы путем уменьшения интервала дискретности с 800 до 30 мкс. Величина $T_{II} = 30$ мкс для данной микроЭВМ является наименьшей и учитывает только работу АЦП. С учетом уменьшенного интервала определены дискретные передаточные функции регуляторов тока и скорости, а затем в пакете Simulink проведено моделирование с новыми параметрами регуляторов. Результаты моделирования показали, что перерегулирование уменьшилось не-

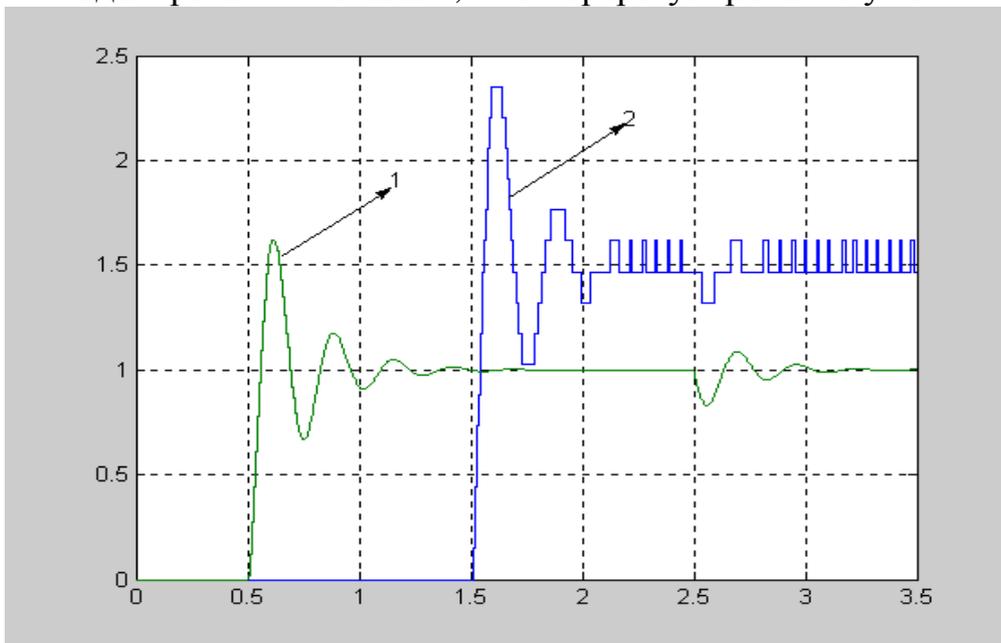


Рис.4 Результаты моделирования цифровых систем регулирования при $T_{II} = \frac{T_{\mu}}{4} \approx 0,0008$ с.

(1 – переходный процесс в линейной системе; 2 – нелинейной системе)

значительно.

Для уменьшения перерегулирования применяют дискретное корректирующее устройство, методика которого основана на построении ЛЧХ контура скорости в функции псевдочастоты и состоит из нескольких этапов.

1. По заданным передаточным функциям, структурной схеме и выбранному интервалу дискретности T_{II} определяют z – передаточную функцию разомкнутой системы.
2. Используя преобразование

$$Z = \frac{1 - j\omega T_{II}}{1 + j\omega T_{II}}$$

определяют передаточную функцию разомкнутой системы в функции абсолютной псевдочастоты.

3. Строят ЛЧХ разомкнутой системы в функции круговой частоты и псевдочастоты и оценивают правильность выбора T_{II} . При правильно выбранном интервале дискретизации ЛЧХ непрерывной и дискретной систем в области низких и средних частот должны практически совпадать.
4. Определяют запас по фазе цифровой системы и оценивают величину перерегулирования.
5. Если запас по фазе цифровой системы меньше $45-60^\circ$, то целесообразно определить параметры непрерывного корректирующего устройства по частоте среза ω_{cp} ЛЧХ непрерывной системы. Коррекция осуществляется в области средних частот: дифференцирующее звено включается при частоте $\omega_{дн} \approx 0,5\omega_{cp}$, а выключается при $\omega_{дк} \approx 2\omega_{cp}$. В этом случае параметры непрерывного корректирующего устройства определяются выражением

$$W_{нк}(j\omega) = \frac{\left(\frac{1}{0,5\omega_{cp}}\right)(j\omega) + 1}{\left(\frac{1}{2\omega_{cp}}\right)(j\omega) + 1}, \quad (1)$$

6. Учитывая, что ЛЧХ непрерывной системы в функции круговой частоты и цифровой системы в функции псевдочастоты в области существенных частот совпадают, используют подстановку

$$j\omega = \frac{2}{T_{II}} \frac{z-1}{z+1} \quad (2)$$

и определяют передаточную функцию дискретного корректирующего устройства.

При $T_{II} = 0,003$ с ЛЧХ непрерывной системы в функции круговой частоты совпадают с ЛЧХ цифровой системы в функции абсолютной псевдочастоты (программа 1). При уменьшении T_{II} диапазон частот, в котором ЛЧХ двух систем идентичны, увеличится, но частота среза системы остается неизменной. Поэтому независимо от интервала дискретности исходным данным для определения параметров дискретных корректирующих устройств является выражение (1). Заменяя в этом выражении круговую частоту абсолютной псевдочастотой, а затем подставляя в (2), получим формулу для определения передаточной

функции дискретных корректирующих устройств при различных интервалах дискретности

$$W_k(z) = \frac{\frac{2}{u_{cp}} \frac{2}{T_{\Pi}} \frac{(z-1)}{(z+1)} + 1}{\frac{0,5}{u_{cp}} \frac{2}{T_{\Pi}} \frac{(z-1)}{(z+1)} + 1} \cdot \quad (3)$$

В таблице приведены качественные характеристики (величина перерегулирования) исследуемых систем до и после ввода цифровых корректирующих устройств. В данном эксперименте аналоговая часть системы оставалась неизменной, а менялся интервал дискретности T_{Π} и, как следствие этого, дискретные передаточные функции регуляторов тока и скорости. Для каждого значения T_{Π} по выражениям (1)-(3) определялась дискретная коррекция. Из таблицы видно, что изменение T_{Π} практически не влияет на величину перерегулирования.

Ввод в цифровую систему регулирования дискретной коррекции, рассчитанной по предложенной методике, уменьшает перерегулирования до величины, характеризующую непрерывную систему и поэтому является эффективным средством повышения качества регулирования.

T_{Π}, мкс	Дискретное корректирующее устройство	Перерегулирование нескорректированной системы, %	Перерегулирование скорректированной системы, %
3000	$3 \cdot \frac{z - 0,77}{z - 0,33}$	62	43
825	$6.45 \cdot \frac{z - 0,93}{z - 0,56}$	60	43
30	$3.985 \cdot \frac{z - 0,9975}{z - 0,99}$	59	43

Список литературы

1. Козаченко В., Шишов Н., Черняк М., Иванов С., Куцаков С., Смернитский М. Комплект аппаратно-программных средств для встраиваемых систем прямого цифрового управления электроприводами на базе микроконтроллера Intel 8xC196MH // "CHIP NEWS", 1999. – № 1.
2. MSC-96 A/D Converter Quick Reference, 272115-001, Intel Corporation, 1995.
3. 8XC196MC, 8XC196MD, 8XC196MH Microcontroller User's Manual, 272181-002, Intel Corporation 1995.
4. Mohammed, D. Figoli, and Z. Yu, "New generation DSP controllers provide cost effective motion control solution", PCIM, vol. 24, no. 2, pp. 26-38, 1998.
5. Digital Signal Processing Solution for AC Induction Motor, BPRA043, Texas Instruments 1996.
6. Микроконтроллер C167CR фирмы «Сименс АГ» – наиболее подходящая основа для любого преобразователя // Электротехника, 1996. - № 12. – с. 45-47.

7. Соседка В.Л., Мазур Р.А. /Гірнича електромеханіка та автоматика: Наук.- техн. зб. – 2003.
-Вип. 70 – С. 58 – 65.