

СОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ МОДУЛЕЙ СОПРЯЖЕНИЯ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ КОНТРОЛЛЕРОВ

Светников О.Г., заместитель директора филиала – первый заместитель главного конструктора, филиал ФГУП «ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс» - ОКБ «Спектр», к.т.н., заслуженный изобретатель РФ, teandr@spectr.ryazan.ru

Симкин В.В., главный специалист, филиал ФГУП «ГНПРКЦ «ЦСКБ-Прогресс» - ОКБ «Спектр», к.т.н., доцент, 4371@spectr.ryazan.ru

Ключевые слова: программируемые логические контроллеры, модули сопряжения, способы повышения надежности и быстродействия, схемотехническая реализация.

При создании автоматизированных систем управления технологическими процессами подготовки и пуска ракет различного назначения одной из задач является проектирование программируемых логических контроллеров (ПЛК), которые обеспечивают преобразование, сбор, предварительную обработку информации от датчиков и выдачу команд на исполнительные элементы объекта управления. Ракетный космический комплекс является сложным техническим объектом, на котором установлено большое количество источников информации с широким диапазоном частотных характеристик, различными интенсивностями измерительных потоков, разнотипными электрическими интерфейсами и форматами данных [1]. Кроме того, процессы подготовки и пуска ракет осуществляются в условиях воздействия промышленных и внешних помех, как на объект управления, так и на сложное наземное технологическое оборудование, подключаемое к объекту управления с использованием проводных и кабельных соединений различной длины.

Узловыми аспектами проектирования ПЛК являются повышение их надежности, помехоустойчивости и быстродействия. Для решения данных задач необходимо рационально распределить функции между аналого-цифровым модулем сопряжения с датчиком и цифровым аппаратно-программным модулем ПЛК, реализуемым с использованием ЗУ или ППЗУ. Рассмотрим способы и структурные особенности построения модулей сопряжения, позволяющие обеспечить повышение функциональных и эксплуатационных характеристик.

При схемотехнической реализации модулей сопряжения широко используется способ симметрирования входных цепей, который является основным методом подавления шумов во входных цепях за счет обеспечения одинаковых шумовых составляющих сигнала по обоим входам дифференциального каскада [2]. Однако, и в условиях высокой степени симметрирования входной сигнал дифференциального каскада часто бывает искажен и поперечной, и продольной помехой. Поэтому в структурах нормализаторов сигналов модуля сопряжения, особенно при усилении напряжений и электриче-

Анализируются способы и схемотехническая реализация модулей сопряжения повышенной надежности, помехоустойчивости и быстродействия. Рассматриваются методики выбора параметров модулей сопряжения и оценки их основных характеристик.

ских зарядов, широко используются разделительные конденсаторы. Известен широкий класс усилителей [3], содержащих во входных цепях разделительные конденсаторы, нижняя граничная частота усиления f_H которых на уровне 3 дБ определяется величиной постоянной времени входной разделительной цепи:

$$f_H = (2\pi RC)^{-1} . \quad (1)$$

В них даже при невысоких требованиях к уровню частотных искажений во входных разделительных цепях приходится ставить конденсаторы большой емкости. Простейшие расчеты показывают: при $f_H \leq 5$ Гц необходимая величина разделительной емкости превышает 20 мФ, что говорит о необходимости применения в данном случае электролитического конденсатора.

Аналогичная проблема возникает и в усилителях электрических зарядов, где разделительный конденсатор используется, в частности, при работе с пьезоэлектрическими датчиками [3].

Применение электролитических конденсаторов в разделительных цепях усилителей ПЛК нежелательно по целому ряду причин. В сравнении с керамическими они обладают низкой добротностью, имеют низкую надежность и температурную стабильность основных параметров. Поэтому в составе усилителя электролитические конденсаторы в значительной мере определяют нестабильность его характеристик и уровень надежности функционирования. Однако, для того чтобы во входных разделительных цепях усилителей можно было заменить электролитические конденсаторы на керамические, необходимо многократно уменьшить величину их емкости без увеличения уровня частотных искажений. Обеспечить это можно за счет создания условий взаимодействия входных разделительных RC-цепей с цепями внутренней структуры усилителя, при которых передаточная функция усилителя превращается в действительное число [4]. Это можно сделать, если рассматривать структуру дифференциального каскада как структуру операционного преобразователя, общие принципы построения которого изложе-

ны в [5]. Схема операционного преобразователя изображена на рис.1,

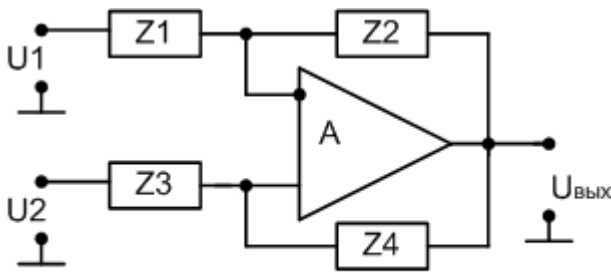


Рис. 1

где: $Z_1(p), Z_3(p), Z_4(p)$ – операторные сопротивления двухполюсников входных цепей преобразователя;

$Z_2(p)$ – операторное сопротивление цепи отрицательной обратной связи преобразователя;
 p – оператор Лапласа.

Передаточная функция преобразователя ПЛК по инвертирующему и неинвертирующему входам определяется соответственно соотношениями [5]:

$$W_1(p) = -Z_2(p)/Z_1(p); \tag{2}$$

$$W_2(p) = [Z_2(p)/Z_1(p)] \times [1 + Z_1(p)/Z_2(p)] / [1 + Z_3(p)/Z_4(p)] \tag{3}$$

Если в качестве двухполюсников в структуре ПЛК рис. 1 использовать RC-цепи с последовательным соединением элементов, то получим схему дифференциального усилителя переменного напряжения. Схема такого усилителя изображена на рис. 2,

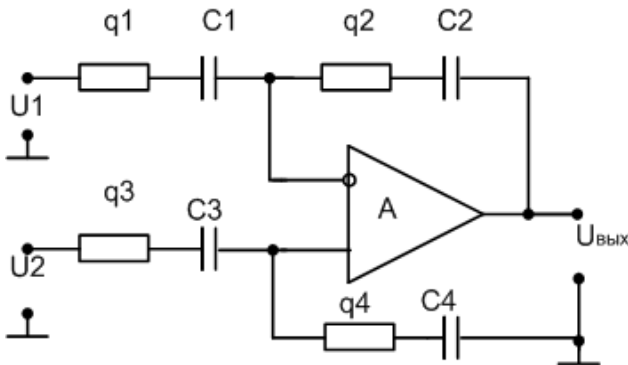


Рис. 2

где: q_1, q_2, q_3, q_4 – активные проводимости RC-цепей;

C_1, C_2, C_3, C_4 – емкости RC-цепей.

Элементы схемы задают значения передаточных проводимостей цепей усилителя:

$$\begin{aligned} Y_1 &= 1/Z_1 = q_1 p C_1 (p C_1 + q_1)^{-1}; \\ Y_2 &= 1/Z_2 = q_2 p C_1 (p C_2 + q_2)^{-1}; \\ Y_3 &= 1/Z_3 = q_3 p C_3 (p C_3 + q_3)^{-1}; \\ Y_4 &= 1/Z_4 = q_4 p C_4 (p C_4 + q_4)^{-1}. \end{aligned} \tag{4}$$

Передаточная функция усилителя в соответствии с (3) будет иметь вид:

$$W_1(p) = -Y_1/Y_2 = -q_1 p C_1 (p C_1 + q_1)^{-1} (q_2 p C_2)^{-1} (p C_2 + q_2). \tag{5}$$

Для того чтобы в схеме преобразователя рис.2 отсутствовали частотные искажения за счет входных разделительных цепей, достаточно обеспечить условия, при которых передаточная функция преобразователя по обоим входам была бы равна действительному числу. По инвертирующему входу преобразователя ПЛК для этого достаточно обеспечить равенство параметров элементов входной разделительной цепи и соответствующих элементов отрицательной обратной связи:

$$q_1 = q_2 = q; \tag{6}$$

$$C_1 = C_2 = C. \tag{7}$$

В этом случае согласно (5) $W_1(p) = -1$.

Передаточная функция (5) равна действительному числу и в том случае, когда соотношение между параметрами однотипных элементов этих цепей равно некоторому действительному числу K , то есть, когда для обоих типов элементов RC-цепей выполняются равенства:

$$q_1 = K q_2 = q; \tag{8}$$

$$C_1 = K C_2 = C. \tag{9}$$

В этом случае в структуре преобразователя ПЛК также обеспечивается полная взаимная компенсация емкостных проводимостей цепей Y_1, Y_2 .

Аналогичным образом для неинвертирующего входа преобразователя, согласно (3), можно получить $W_2(p) = 1$, если совместно с условиями (6), (7) выполняется условие:

$$Z_2(p)/Z_1(p) = Z_3(p)/Z_4(p),$$

то есть когда:

$$q_1 = q_2 = q_3 = q_4 = q; \tag{10}$$

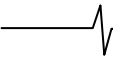
$$C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C. \tag{11}$$

Или можно получить равенство $W_2(p) = K$, если выполняются условия:

$$q_1 = K q_2 = q_3 = K q_4 = q; \tag{12}$$

$$C_1 = K C_2 = C_3 = K C_4 = C. \tag{13}$$

Условия (10), (11), (12), (13) задают соотношения между параметрами однотипных элементов RC-цепей и не обуславливают какие-либо ограничения на величину этих параметров. Следовательно, можно ожидать, что даже при самых минимальных значениях параметров RC-цепей, если выполняются условия (10), (11) или условия (12), (13), преобразователь рис.2 будет обеспечивать минимальные частотные искажения, вызываемые только паразитными параметрами операционного усилителя. Однако нормально функционировать такой преобразователь не будет, так как в его структуре отсутствует отрицательная обратная связь по постоянному току. Для стабилизации рабочей точки усилителя и обеспечения устойчивой работы необходимо ввести в его структуру сопротивление отрицательной обратной связи по постоянному току. Однако это сопротивление в совокупности с проходным сопротивлением операционного усилителя шунтирует RC-цепь отрицательной обратной



связи преобразователя ПЛК, нарушая тем самым условия (10), (11) или (12), (13). Для оценки влияния этого элемента на работу устройства рассмотрим упрощенную схему усилителя с одним (инвертирующим) входом и дополнительной проводимостью $q_0 = 1/R_0$, имитирующей сопротивление цепи отрицательной обратной связи по постоянному току и проходное сопротивление операционного усилителя. Схема такого усилителя изображена на рис. 3.

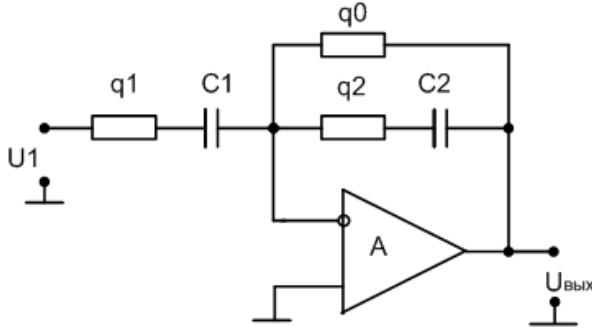


Рис. 3

Передаточная проводимость Y_{21} цепи отрицательной обратной связи в таком случае будет определяться соотношением:

$$Y_{21} = q_2 p C_2 (p C_2 + q_2)^{-1} + q_0,$$

и передаточная функция $W_3(p)$ усилителя рис. 3 будет иметь вид:

$$W_3(p) = -Y_1/Y_{21} = -q_1 p C_1 (p C_1 + q_1)^{-1} \times \\ \times [q_2 p C_2 + q_0 (p C_2 + q_2)]^{-1} (p C_2 + q_2)$$

При выполнении условий (10), (11) последнее соотношение упрощается:

$$W_3(p) = -[1 + q_0 q^{-1} + q_0 (p C)^{-1}]^{-1}. \quad (14)$$

Существив переход $p \rightarrow j\omega$, где ω – круговая частота, определим амплитудно-частотную характеристику (АЧХ) преобразователя:

$$W_3(\omega) = [1 + R/R_0]^2 + (\omega\tau_0)^{-2}]^{-0,5}. \quad (15)$$

Здесь $\tau_0 = R_0 C$ – постоянная времени RC-цепи.

На нижней граничной частоте $\omega = \omega_H = 2\pi f_H$ спад АЧХ не должен превышать 3 дБ. Согласно (15), это будет выполняться при условии:

$$1 + R/R_0 = (\omega_H \tau_0)^{-1}. \quad (16)$$

Следовательно:

$$\omega_H = 1/(R + R_0)C. \quad (17)$$

Если в схеме преобразователя ПЛК использовать операционный усилитель с полевыми транзисторами на входе, то сопротивление обратной связи R_0 можно увеличить до нескольких МОм. Так, например, для обеспечения значения нижней граничной частоты $f_H = 5$ Гц, при величине сопротивления $R_0 = 6$ МОм, в структуре рассматриваемого преобразователя достаточно иметь величину разделительной емкости 5000 пФ, что в несколько тысяч раз меньше, чем необходимая величина разделительной емкости в традиционной структуре уси-

лителя. Малая величина разделительной емкости позволяет использовать в качестве ее керамический конденсатор.

Аналогичный результат обеспечивается и в структуре усилителя электрических зарядов, построенной по схеме операционного преобразователя, у которого передаточная функция равна действительному числу. Такой подход позволяет либо многократно снизить необходимую величину разделительной емкости при заданном уровне частотных искажений, либо значительно снизить уровень частотных искажений при заданной величине разделительной емкости.

Проблема быстродействия в структурах ПЛК особенно остро встает при выполнении одной из наиболее часто встречающихся операций: операции по дистанционному измерению активного сопротивления электрической цепи. При измерениях такого рода в контролируемую цепь контроллера вносится емкость проводов линии связи, соединяющих ее с устройством измерения, а также емкости всех элементов, входящих в измерительный канал. Емкость может быть обусловлена также наличием конденсатора в контролируемой цепи. Подобная ситуация возникает, например, при оценке величины сопротивления утечки выходной цепи источника электропитания, содержащей в своем составе электролитический конденсатор большой емкости. Активное сопротивление такой цепи может быть определено только по окончании переходного процесса, когда заканчивается шунтирующее действие конденсатора на измеряемое сопротивление.

Традиционный способ измерения активного сопротивления электрической цепи предполагает пропускание через нее стабильного по величине тока и измерение падения напряжения на этой цепи [6]. Более точный результат позволяет получить способ [7], при котором стабильный по величине ток пропускают одновременно и через контролируемую электрическую цепь, и через последовательно соединенный с ней масштабирующий резистор. Измеряют падения напряжения на обоих элементах и определяют отношение измеренных величин.

Недостатком обоих способов является то, что при пропускании через контролируемую цепь фиксированного по величине тока, на ней возникает падение напряжения, пропорциональное измеряемому сопротивлению. При больших значениях сопротивления падение напряжения на нем может превысить допустимое значение и вывести из строя контролируемую цепь. Снижение величины тока позволяет уменьшить напряжение на контролируемой цепи, но при этом существенно затягивается по времени процесс измерения. Так, при измерении сопротивления утечки выходной цепи источника электропитания с допустимым напряжением 10 – 15 В длительность процесса измерения может превышать десятки секунд. Существенно сократить время измерения позволяет ПЛК, построенный по схеме [8], и содержащий кроме стабилизатора тока стабилизатор напряжения. Нагрузкой стабилизатора является контролируемая электрическая цепь.

Измерительная цепь ПЛК [8] содержит операционный усилитель А, включенный в цепь отрицательной обратной связи таким образом, что в схеме стабилизируется ток транзистора за счет стабилизации напряжения на

его коллекторе. Контролируемая цепь R_x включается параллельно коллекторному сопротивлению так, что напряжение на ней поддерживается также неизменным и в режиме измерения, и при переходном процессе, когда производится подключение контролируемой цепи к измерителю. За счет цепи глубокой отрицательной обратной связи в данной структуре удастся многократно сократить длительность переходного процесса, возникающего при подключении к измерителю контролируемой цепи, и, как следствие, – сократить время измерения.

Для примера сравним по быстродействию структуру [8] с широко применяемым устройством [6], в котором обеспечивается неизменность тока в контролируемой цепи. Для этого определим реакцию рассматриваемых устройств на подключение к ним в качестве измеряемого сопротивления конденсатора емкостью C . При этом будем полагать, что заряд емкости в обоих случаях производится до одной и той же величины допустимого напряжения U_C , задаваемой в относительных единицах:

$$M = U_C / U_H, \quad (18)$$

где U_H – напряжение питания измерителя.

При традиционном способе заряд емкости производится постоянным током I_T и напряжение U_T на конденсаторе C изменяется по линейному закону:

$$U_T = C^{-1} \int I_T dt = I_T t C^{-1}. \quad (19)$$

Время заряда конденсатора t с учетом (18) составит величину:

$$t = M U_H C / I_T. \quad (20)$$

В схеме стабилизации напряжения [8] контролируемой цепи в переходном режиме происходит свободный заряд емкости от источника питания U_T через сопротивление открытого транзистора. Напряжение на емкости U_H изменяется по экспоненциальному закону:

$$U_H = U_H [1 - \exp(-t/\tau)], \quad (21)$$

где $\tau = RC$ – постоянная времени заряда емкости, R – суммарное значение сопротивления в цепи заряда емкости. За время t_H напряжение на емкости достигает значения U_C . Согласно (18) и (21), t_H при этом составит величину:

$$t_H = \tau \ln[1/(1-M)]. \quad (22)$$

Тогда отношение t/t_H , характеризующее относительное быстродействие рассматриваемых способов измерения, будет равно:

$$t/t_H = M I_H / I_T^* \ln[1/(1-M)], \quad (23)$$

где $I_H = U_H / R$ – начальное значение тока заряда емкости от источника питания через сопротивление R . В рассматриваемых способах измерения напряжение источника питания U_H распределяется между контролируемой цепью и стабилизатором тока или стабилизатором напряжения. Поэтому в большинстве практически важных случаях величина $M = U_C / U_H$ не выходит из диапазона значений $1/3 \leq M \leq 2/3$. Соответственно

выражение $H = M / \ln[1/(1-M)]$ будет принимать в этом случае значения из диапазона $0.99 \geq H \geq 0.61$ и существенного влияния на отношение t/t_H не будет оказывать. Тогда, в соответствии с (23), время заряда емкостей и, следовательно, быстродействие сравниваемых способов обратно пропорционально максимальным значениям токов заряда емкостей в каждом из устройств.

При рассматриваемом способе [8] измерения максимальное значение тока заряда емкости ограничивается допустимым значением тока транзистора или тока контролируемой электрической цепи и может достигать нескольких сотен мА при неизменном напряжении на этой цепи.

При традиционном способе измерения, когда через контролируемую цепь пропускается неизменный ток, как уже отмечалось, величина падения напряжения на ней пропорциональна измеряемому параметру, и при жестких ограничениях на напряжение приходится исходить из худшего варианта, ограничивая величину тока десятками мкА. В этих условиях отношение t/t_H может достигать нескольких сотен единиц, что говорит о высокой эффективности способа [8].

Рассмотренные способы и варианты схемотехнической реализации модулей сопряжения, позволяют проектировать ПЛК повышенной надежности, помехоустойчивости и быстродействия, что обеспечивает возможность организации измерительных каналов с высокими функциональными и эксплуатационными характеристиками.

Литература

1. Меньшиков В.А. Полигонные испытания. М. КОСМО. 1997 – 416 с.
2. Сопряжение датчиков и устройств ввода данных с компьютерами IBM PC. Под ред. У. Томпкинса, Дж. Уэбстера. – М.: Мир. 1992. – 589 с.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е издание, переработанное и доп. Л.: Энергоатомиздат, 1988 – 303 с.
4. Патент 2333592 РФ МКИ H03F1/26. Способ обеспечения допустимой величины частотных искажений усилителя и устройство для его осуществления / Светников О.Г., Симкин В.В. № 2006138337/09; заявл. 30.10.2006; опубл. 10.09.2008.
5. Волгин Л.И. Аналоговые операционные преобразователи для измерительных приборов и устройств. М.: Энергоатомиздат, 1983 г.
6. Левшина Е.С., Новицкий П.В. Электрические измерения физических величин, измерительные преобразователи. – Л.: Энергоиздат, 1983. С. 271.
7. Патент 2247999 РФ МКИ G01R27/02. Способ дистанционного измерения активного сопротивления резистора и устройство для его осуществления / Рабочий А.А.. № 2004100508/28; заявл. 05.01.2005; опубл. 10.03.2005.
8. Патент 2327176 РФ МКИ G01R27/02. Способ дистанционного измерения относительной величины активного сопротивления электрической цепи и устройство для его осуществления / Светников О.Г., Симкин В.В., Спиваков С.С. № 2006122723/28; заявл. 26.06.2006; опубл. 10.01.08.