

УДК 681.513.3

**Ю.Р. Кузин, А.В. Калинин, Д.С. Гримак****МЕТОД КОРРЕКЦИИ СЛЕДЯЩЕГО ПРИВОДА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ  
ТОКОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА В МЕСТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ**

*Предлагается новый метод параллельной коррекции следящего привода на двигателе постоянного тока с использованием трансформатора тока в местной обратной связи. Трансформатор используется в дифференцирующем режиме. В отличие от классического режима трансформатор в этом режиме способен работать в области низких рабочих частот привода, сохраняя небольшие габариты. При этом метод обладает преимуществами по сравнению с другими видами организации обратной связи по току. В отличие от резистивного шунта трансформатор обеспечивает гальваническую изоляцию системы управления от силовой части. В отличие от датчика Холла трансформатор обладает радиационной стойкостью и может применяться на космических аппаратах. Особенно полезен предлагаемый метод для разработчиков радиоэлектронной аппаратуры военного назначения в виду существующих ограничений на применение электронной компонентной базы. Для расчета корректирующей цепи используется традиционный частотный подход. Корректирующая цепь в местной обратной связи представляет собой последовательно включенные трансформатор и две RC-цепи, образующие фильтр нижних частот с двумя действительными полюсами. Этот фильтр играет двойную роль: корректирует частотную характеристику следящей системы, чтобы обеспечить определенное техническим заданием качество, и отделяет полезный сигнал на выходе трансформатора от высокочастотного шума широтно-импульсного усилителя мощности. Особенность предлагаемой схемы в том, что отношение сигнал/шум на выходе трансформатора может быть меньше единицы, но благодаря большому частотному разнесению сигнала и шума, собственной избирательной способности цепей коррекции оказывается достаточно для выделения сигнала, пригодного для замыкания местной обратной связи. Местная обратная связь в целом представляет собой полосовой фильтр с максимальным коэффициентом усиления в рабочей полосе частот привода. Рассматриваются вопросы проектирования трансформатора для организации обратной связи по току, выбора компонентов и расчета его параметров. На основе предлагаемой методики был изготовлен трансформатор и проведены эксперименты, подтверждающие адекватность математической модели системы.*

*Следящий привод; трансформатор тока; параллельная коррекция; система автоматического управления.*

**Yu.R. Kuzin, A.V. Kalinin, D.S. Grimak****COMPENSATION OF THE SERVOMECHANISM USING MINOR FEEDBACK  
LOOP WITH CURRENT TRANSFORMER**

*The servo system synthesis approach is proposed to use the current transformer in the minor feedback loop. The transformer is used as highpass filter of motor rotor current. Its cutoff frequency is out of the servo system bandwidth, so transformer behaves like differentiator. This way is used to avoid transformer low frequency challenge. So the small transformer can operate at low frequencies. This approach has advantages over others. As opposed to current shunt a transformer provides electrical isolation of control and power nets. As opposed to Hall sensor a transformer has a high ionization resistance, so it can be used in the space. Moreover, transformer is a simple winding product: it can be made as a part of motor windings, so special servo drive motor can be developed. Output signal of the transformer is rotor current derivative mixed with pulse modulation noise. Signal gets the adder through compensator nets. The synthesis of compensator is performed in frequency domain by means of Bode diagram. Compensator is 2-poles lowpass filter to achieve system required quality. Physically the lowpass filter is two RC nets connected serially. Due to the noise frequency is well above the frequency of signal, that RC-filter is sufficient to get current derivative to be clear enough for compensation. Minor feedback loop as a whole is*

*bandpass filter, which has passthrough range in the servo system bandwidth. The theory has been verified by means of experiments. Mathematical model has been proved experimentally. Technique to calculate the parameters of current transformer in minor feedback path is discussed.*

*Servomechanism; current transformer; minor feedback loop; feedback control system.*

**Введение.** При проектировании высокоточного быстродействующего следящего привода приходится увеличивать коэффициент усиления по рассогласованию, чтобы выполнить требования технического задания. При этом возникает задача коррекции следящего контура с целью обеспечения запаса устойчивости и нужного качества переходного процесса. На этом этапе разработчик должен принять решение о способе реализации корректирующего устройства. Параллельная коррекция по сравнению с последовательной требует более сложных и дорогих технических решений. Однако она обладает рядом преимуществ, главное из которых - нечувствительность системы к параметрам неизменяемой части (объекта управления). Это общее свойство систем с глубокой обратной связью. Нередко параллельная коррекция - единственный способ добиться желаемого качества работы системы. В любом случае целью коррекции является изменение амплитудной частотной характеристики (АЧХ) системы с оборванной главной обратной связью в области частоты единичного усиления, именуемой частотой среза следящей системы, где итоговая характеристика должна иметь спад со скоростью 20 дБ/дек. Увеличение коэффициента усиления разомкнутого контура (добротности) приводит к усилению шумов и наводок в системе, в том числе шума дискретизации сигнала по уровню при цифровом способе реализации системы управления приводом. По этой причине необходимо сделать полосу пропускания замкнутого контура по возможности более узкой, но не уже, чем это требуется для отслеживания входного воздействия в рабочей полосе частот. В идеале АЧХ разомкнутого контура должна иметь прямоугольную форму, но это невозможно на практике, так как такая система была бы неустойчива. Если верхняя граница рабочей полосы частот близка к частоте первого излома диаграммы Боде неизменяемой части, то алгоритм управления при параллельной коррекции выглядит проще, чем при последовательной. Это еще одно преимущество параллельной коррекции, которое играет большую роль как при аналоговой, так и при цифровой реализации системы управления. При последовательной коррекции сложный алгоритм управления потребует не только большего объема вычислений, но и более высокой точности расчетов, характерной для систем высокого порядка. Особые трудности применения последовательной коррекции могут быть вызваны необходимостью компенсировать отрицательные изломы АЧХ неизменяемой части, что приводит к многократному дифференцированию сигнала и большим ошибкам в условиях шума.

Реализация параллельной коррекции предполагает организацию местной обратной связи, когда управляющее воздействие формируется с учетом измерения какой-либо физической величины. Обычно измеряется скорость движения или ток двигателя. В первом случае систему нужно дополнить датчиком скорости. Для коррекции скоростной сигнал дифференцируется, чтобы получить вторую производную от положения. Этот способ параллельной коррекции широко распространен, несмотря на конструктивное усложнение привода, благодаря простоте алгоритма и независимости от типа двигателя. Измерение тока конструктивно проще, а в системах без внешнего момента сил позволяет добиться высокого качества работы, применяя очень простые алгоритмы. Типовой пример чисто инерционной нагрузки - наведение средств видеонаблюдения. Однако, прямая обратная связь по току ограничивает способность привода сопротивляться статической внешней нагрузке, так как снижает коэффициент усиления системы по отношению к возмущающему воздействию. В такой ситуации для местной обратной связи применяется производная от тока.

**Способы организации обратной связи по току.** Рассмотрим виды датчиков тока:

- ◆ резистивный шунт;
- ◆ датчик на эффекте Холла;
- ◆ трансформатор тока.

Резистивный шунт обладает существенным активным сопротивлением, чтобы обеспечить уровень сигнала достаточно большой для последующей обработки. В силовом приводе шунт должен иметь большие размеры, чтобы рассеивать тепло. Зарубежная промышленность выпускает большое количество типов токовых шунтов, обладающих специальными свойствами, такими как высокая стабильность характеристик, низкий уровень собственного шума и стойкость по отношению к импульсным токам. Среди отечественных предприятий можно отметить ОАО "НИИ электронно-механических приборов" г. Пенза, предлагающее мощные шунты Р2-103, и ОАО "НПО "ЭРКОН" г. Нижний Новгород, которое производит безындуктивные фольговые чип-резисторы Р2-105 международных типоразмеров мощностью до 2 Ватт и номиналом от 1 мОм. Важно, что указанные изделия отечественных производителей включены в «Перечень электронной компонентной базы, разрешенной для применения при разработке, модернизации, производстве и эксплуатации вооружения, военной и специальной техники». Фактически, разработчик радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) военного назначения при подборе шунта ограничен в выборе между проволокой из манганина и шунтами Р2-103, Р2-105. Недостатком схем, использующих шунт для измерения тока, является отсутствие гальванической изоляции между силовой и измерительной частью, либо очень сложная ее организация.

Датчик Холла в качестве инструмента для измерения тока, возможно, самое подходящее решение в большинстве случаев, так как он достаточно мал даже при измерении тока в сотни ампер благодаря небольшому активному сопротивлению, которое теоретически может быть сколь угодно мало из-за иного физического принципа измерения тока по сравнению с шунтом. Кроме того, датчик Холла обеспечивает гальваническую изоляцию силовой и измерительной цепей. За рубежом выпускаются интегральные микросхемы, представляющие собой законченное полнофункциональное решение по измерению тока, основанное на этом эффекте. Главным недостатком таких устройств является их сложность, что служит причиной отсутствия подобных микросхем в Перечне ЭКБ. Самостоятельное изготовление датчиков Холла на неспециализированных предприятиях также не представляется возможным по той же причине. Поэтому разработчику РЭА военного назначения такие устройства недоступны.

Трансформатор тока обеспечивает гальваническую изоляцию, прост в изготовлении, а его габариты определяются желаемыми частотными свойствами. Основным ограничением на его использование в качестве измерительного устройства служит неспособность работать на низких частотах.

В табл. 1 сравниваются перечисленные датчики тока.

Таблица 1

Сравнительные характеристики датчиков тока

	Токовый шунт	Датчик Холла	Трансформатор тока
Гальваническая изоляция	нет	да	да
Доступность датчика	да	нет	да
Работа по постоянному сигналу	да	да	нет

Наличие нижней границы полосы пропускания у трансформатора кажется непреодолимым препятствием для его применения в следящем приводе, который напротив имеет рабочую полосу в области низких частот: от нуля, то есть сигналы содержат постоянную составляющую, и до десятков герц. И, если говорить об измерении тока с целью выполнить схему токоограничения или защиты от короткого замыкания, то так оно и есть. Однако, частотная коррекция привода - совсем другое дело. Данная статья посвящена тому, как обойти указанное ограничение трансформатора.

**Математическая модель трансформатора тока.** Рассмотрим принцип работы трансформатора, используя, принятый в теории автоматического управления, структурный подход. На рис. 1 приведена эквивалентная схема трансформатора и обозначения физических величин.

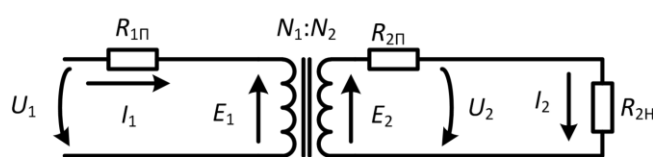


Рис. 1. Эквивалентная схема трансформатора

Приняты следующие обозначения:

$N_1, N_2$  – количество витков первичной и вторичной обмоток;

$U_1, U_2$  – входное и выходное напряжения;

$i_1, i_2$  – токи первичной и вторичной обмоток;

$R_{1П}, R_{2П}$  – активные сопротивления обмоток;

$R_{2Н}$  – активное сопротивление нагрузки;

$E_1, E_2$  – ЭДС, наведенная в обмотках.

На рис. 2 показана структурная схема, поясняющая физические принципы работы трансформатора.

На схеме использованы следующие обозначения:

$p$  – оператор дифференцирования;

$l$  – эффективная длина магнитного пути замкнутого сердечника;

$S$  – эффективное сечение сердечника;

МДС<sub>1</sub>, МДС<sub>2</sub> – магнитодвижущая сила обмоток;

$H$  – напряженность магнитного поля;

$B$  – магнитная индукция;

$\Phi$  – магнитный поток;

$\Psi_1, \Psi_2$  – потокоцепления обмоток

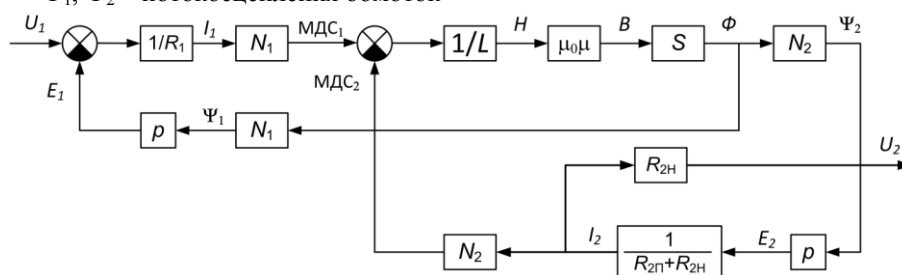


Рис. 2. Структурная схема математической модели трансформатора

Приведем структуру, изображенную на рис. 2, к виду более удобному для анализа трансформатора в токовом режиме (рис. 3).

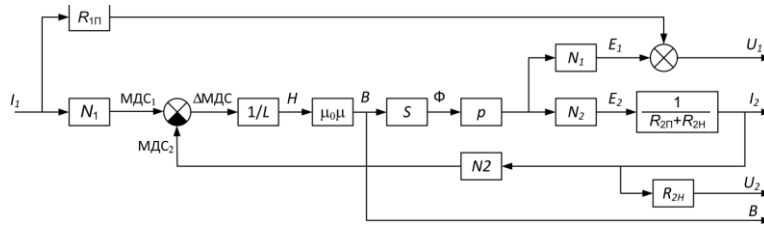


Рис. 3. Структурная схема трансформатора тока

$U_1$  – входное напряжение, которое будем рассматривать как падение напряжения на первичной (силовой) обмотке, так как входным сигналом является ток  $i_1$ ;

$U_2$  – выходное напряжение трансформатора, измеряемое на низкоомном резисторе нагрузки  $R_{2Н}$  вторичной (измерительной) обмотки;

$B$  – индукция магнитного поля в сердечнике.

Допустим, что в качестве исполнительного элемента в приводе использован двигатель постоянного тока (ДПТ). Силовую обмотку трансформатора можно включить непосредственно в цепь якоря двигателя. Благодаря гальванической изоляции сигнал с измерительной обмотки можно подать в любую часть схемы управления без дополнительных издержек, поэтому сигнал поступает сразу в систему управления через цепи коррекции как показано на рисунке 4.

Сигнал на выходе токового трансформатора, который поступает на цепи коррекции, можно представить так:

$$U_2 = W_{ТТ}(p)i_1, \tag{1}$$

где  $W_{ТТ}(p)$  - передаточная функция трансформатора тока.

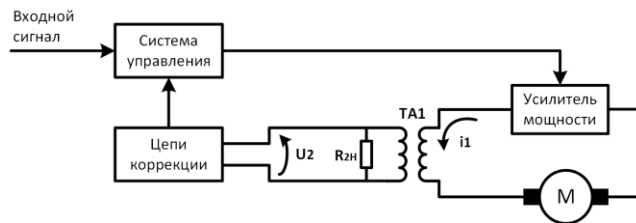


Рис. 4. Структурная схема следящего привода с местной обратной связью на трансформаторе тока (главная обратная связь не показана)

Из структуры на рис. 3 можно определить, что

$$W_{ТТ}(p) = \frac{R_{ТТ}p}{p+\omega_0}, \tag{2}$$

где  $R_{ТТ}$  – коэффициент усиления на высоких частотах, имеющий размерность сопротивления;  $\omega_0$  – частота среза трансформатора.

Из (2) следует, что трансформатор тока ведет себя как фильтр высоких частот первого порядка, дифференцируя сигнал в диапазоне низких частот (при  $\omega \ll \omega_0$ ). На рисунке 5 приведена типовая частотная характеристика трансформатора.

Параметры в выражении (2) определяются так:

$$R_{ТТ} = R_{2Н} \frac{N_1}{N_2}. \tag{3}$$

$$\omega_0 = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{A_l N_2^2}, \tag{4}$$

где  $T$  – постоянная времени трансформатора тока;  $R_2 = R_{2Н} + R_{2П}$  – суммарное сопротивление во вторичной цепи;  $A_l$  – начальная индуктивность:

$$A_l = \frac{\mu_0 \mu S}{l}. \tag{5}$$

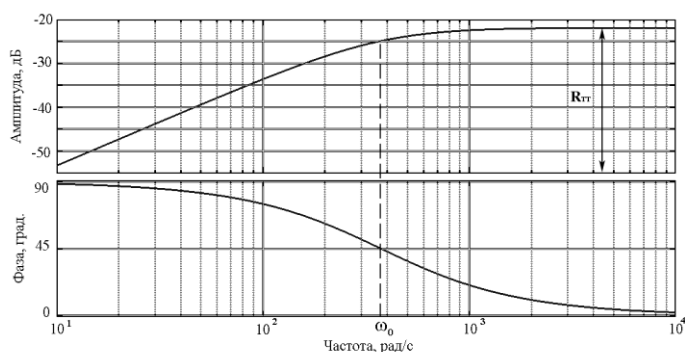


Рис. 5. Частотная характеристика трансформатора

Пусть  $L_1$  и  $L_2$  - индуктивности первичной и вторичной обмоток:

$$L_1 = A_l N_1^2. \quad (6)$$

$$L_2 = A_l N_2^2 \quad (7)$$

заимная индуктивность обмоток:

$$L_{12} = \sqrt{L_1 L_2} = A_l N_1 N_2. \quad (8)$$

Обозначим  $\chi$  полезную долю выходного сигнала, которая представляет собой отношение сопротивления нагрузки к суммарному сопротивлению выходной цепи:

$$\chi = \frac{R_{2H}}{R_2}. \quad (9)$$

Тогда, учитывая что

$$T = \frac{L_2}{R_2}. \quad (10)$$

$$\frac{R_{ТТ}}{\omega_0} = \chi L_{12} \quad (11)$$

передаточную функцию (2) можно переписать так:

$$W_{ТТ}(p) = \frac{\chi L_{12} p}{Tp + 1}. \quad (12)$$

Таким образом, из (2) и (12) следует, что на высоких частотах (при  $\omega \gg \omega_0$ ) передаточную функцию можно рассматривать как безынерционное звено:

$$W_{ТТ}(p) \approx R_{ТТ}, \quad (13)$$

а на низких частотах (при  $\omega \ll \omega_0$ ) как дифференциатор:

$$W_{ТТ}(p) \approx \chi L_{12} p. \quad (14)$$

**Коррекция на основе трансформатора тока.** Используя трансформатор тока в качестве дифференцирующего устройства, можно организовать обратную связь по производной тока двигателя. Для этого необходимо, чтобы рабочая частота следящей системы  $\omega_p$  была меньше частоты среза трансформатора ( $\omega_p \ll \omega_0$ ). Полученная таким образом местная обратная связь работает во всей полосе пропускания системы, начиная с постоянного сигнала. Дополнительное дифференцирование тока не только не мешает коррекции частотной характеристики, но, напротив, дает дополнительные преимущества, так как увеличивает жесткость системы по возмущающему воздействию. Постоянный момент на выходном валу привода не влияет на сигнал обратной связи и не ведет к снижению величины управляющего сигнала, что следует с позиций метода рассматривать как норму: производная от постоянной величины равна нулю. Заметим, что для выполнения схем токоограничения и защиты от короткого замыкания этот метод не подходит.

Однако, эти две задачи обычно решаются схемотехнически в силовой части, не требуя гальванической изоляции. В качестве критерия срабатывания защиты может использоваться, например, выход силовых транзисторов из состояния насыщения. Заменяя ток его производной, получим более крутой срез частотной характеристики разомкнутой системы сразу после рабочей частоты. Вместо спада 40 дБ/дек будет наклон минус 60 дБ/дек. На рисунке 6 показан пример частотного синтеза следящей системы с использованием трансформатора тока.

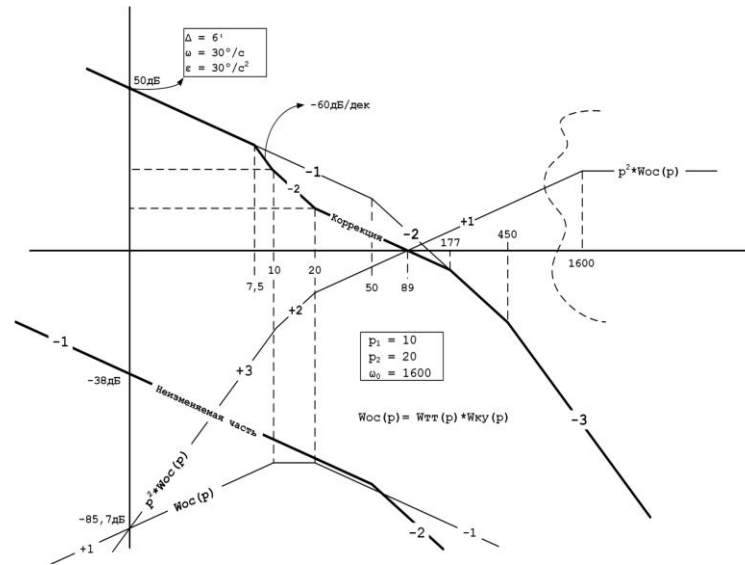


Рис. 6. Пример частотного синтеза следящей системы с трансформатором тока

Более быстрый спад желаемой характеристики приводит к необходимости усложнения корректирующих цепей (рис. 4). Их передаточная функция увеличивается на порядок по сравнению с прямой обратной связью по току из-за дополнительного полюса<sub>2</sub>:

$$W_{КУ}(p) = \frac{K_{КУ}}{(p-p_1)(p-p_2)}. \tag{15}$$

Без второго полюса характеристика пересекла бы линию единичного усиления под наклоном минус 40 дБ/дек и замкнутая система была бы неустойчива. Оба полюса действительные, поэтому передаточная функция  $W_{КУ}$  представляет собой апериодическое звено второго порядка и может быть реализована с помощью двух RC-цепей. Теоретически один из полюсов можно было бы получить как частоту среза трансформатора  $\omega_0$ , но практически это потребует изготовления трансформатора чрезмерно больших размеров. На рисунке 6 показана система, в которой оба полюса  $p_1 = 10$  и  $p_2 = 20$  реализуются с помощью корректирующих цепей, а собственная частота среза трансформатора  $\omega_0 = 1600$  находится далеко за значащими частотами системы и не оказывает влияния на ее функционирование.

Полная передаточная функция цепей обратной связи по току представляет собой произведение передаточных функций трансформатора тока и цепей коррекции:

$$W_{ОС}(p) = W_{ТТ}(p)W_{КУ}(p).$$

Корректирующее устройство  $W_{КУ}$  может быть реализовано как цифровым, так и аналоговым способом. В первом случае можно избежать RC-цепей с большими постоянными времени, однако перед АЦП потребуется реализовать предва-

рительный фильтр, который эффективно подавит шумы на частотах выше половины частоты дискретизации сигнала. Если предварительный фильтр выбрать с небольшими постоянными времени, это приведет к большой полосе пропускания и потребует увеличения порядка фильтра, чтобы добиться равноценного подавления шума на той же частоте. Эксперименты показали, что само корректирующее устройство, реализованное в аналоговом виде, служит эффективным фильтром, подавляющим шумы перед дискретизацией. Это связано с тем, что АЧХ цепей обратной связи имеет вид полосового фильтра (рисунок 6) с максимумом в области средних частот, то есть в зоне коррекции, и, несмотря на малую скорость спада характеристики, подавление шума эффективно благодаря раннему началу спада. При этом конденсаторы корректирующих цепей имеют номинал в несколько микрофарад, что не создает больших проблем по реализации. Таким образом, при цифровом способе реализации системы управления коррекцию также выгоднее делать в аналоговом виде: проще выполнить цифро-аналоговое преобразование сигнала коррекции, чем непосредственно трансформатора тока.

**Расчет корректирующего трансформатора тока.** Выясним, на что следует обратить внимание при проектировании трансформатора тока с целью коррекции следящего привода.

В отличие от стандартного режима работы трансформатора, когда магнитный поток в сердечнике мал, в дифференцирующем режиме величину магнитной индукции  $B$  нужно принимать в расчет. При работе привода на номинальную нагрузку сердечник не должен насыщаться, то есть требуется выполнение условия:

$$B < B_{\text{нас}}. \quad (16)$$

Из (16) следует, что выбирать сердечник нужно из материала с большой предельной величиной магнитной индукции. Желательно также, чтобы проницаемость  $\mu$  слабо зависела от напряженности магнитного поля. Для таких целей подойдет феррит силовой марки, например 2500НМС1 ( $B_{\text{нас}} = 0,25\text{Тл}$ ), в виде сердечника с зазором, или мо-пермаллой, например П60 ( $B_{\text{нас}} = 0,5\text{Тл}$ ), в кольцевом сердечнике с распределенным зазором. Принципиально важно, что сердечник должен запасать энергию, и более правильно было бы называть такой трансформатор дросселем с двумя обмотками.

Из структуры на рис. 3 с учетом (4) и (5) можно получить зависимость магнитной индукции от тока в первичной цепи:

$$B = \frac{A_l N_1}{S} \frac{1}{T\rho + 1} i_1.$$

Рабочие частоты следящего привода лежат существенно ниже  $\omega_0 = 1/T$ , поэтому можно записать:

$$B \approx \frac{A_l N_1}{S} i_1. \quad (17)$$

Из (16) и (17) получим ограничение на максимальное количество витков первичной цепи:

$$N_1 < \frac{B_{\text{нас}} S}{i_{1\text{max}} A_l}, \quad (18)$$

где  $i_{1\text{max}}$  - максимально возможное значение тока якоря в следящем режиме, включая ток нагрузки и динамический ток;  $B_{\text{нас}}$ ,  $S$ , и  $A_l$  - параметры сердечника трансформатора.

Коэффициент начальной индуктивности  $A_l$  слабо зависит от габаритов сердечника, но возрастает с увеличением магнитной проницаемости материала  $\mu$ . Однако, увеличение  $A_l$  требует снижения количества витков первичной цепи  $N_1$  ровно в такое же количество раз, так как произведение  $A_l * N_1$  ограничено условием насыщения (18). Сравнивая (8) с условием насыщения (18), и принимая во внимание,



что коэффициент передачи трансформатора в дифференцирующем режиме равен  $\chi L_{12}$ , можно сделать вывод о том, что для увеличения размаха полезного сигнала желательно обеспечить:

$$A_l N_1 = \frac{B_{нас} S}{i_{1max}}. \quad (19)$$

Тогда коэффициент передачи трансформатора в дифференцирующем режиме:

$$\chi L_{12} = \frac{R_{2н}}{R_{2н} + R_{2п}} \frac{B_{нас} S N_2}{i_{1max}}. \quad (20)$$

При этом произведение  $A_l * N_1$  лучше увеличивать за счет  $A_l$ , уменьшая  $N_1$ , чтобы минимизировать коэффициент усиления высокочастотных шумов  $R_{тг}$ . Выражение (20) показывает факторы, способствующие увеличению полезного сигнала на выходе. Коэффициент дифференциатора пропорционален количеству витков во вторичной цепи  $N_2$ , которое ограничено только габаритами сердечника и толщиной провода. Однако, чем больше витков (и чем тоньше провод), тем выше сопротивление провода  $R_{2п}$ , что, возможно, потребует увеличения  $R_{2н}$ . В случае когда  $R_{2п} \gg R_{2н}$ , коэффициент передачи практически не зависит от  $N_2$  вследствие того, что сопротивление провода  $R_{2п}$  пропорционально  $N_2$ :

$$R_{2п} = \rho_{2п} l_{витка} N_2, \quad (21)$$

где  $\rho_{2п}$  – удельное сопротивление провода вторичной обмотки;  $l_{витка}$  – средняя длина одного витка провода.

Также коэффициент возрастает с увеличением максимально допустимого потока сердечника  $B_{нас} * S$ , а значит зависит от материала и опять же габаритов. Максимальный поток кольца из мо-пермаллоя приблизительно в полтора раза больше, чем у Ш-образного сердечника того же габарита на основе феррита 2500НМС1. При этом преимущество достигается за счет двойного преобладания по  $B_{нас}$ . Сечение же магнитопровода у мо-пермаллоя даже меньше, что благотворно отражается на итоговой длине провода при увеличении числа витков. Число витков  $N_2$  на кольце выходит более, чем в два раза больше, чем на стержне трансформатора на Ш-образных сердечниках, из-за большей его длины. С другой стороны применение феррита может быть оправдано на П-образных сердечниках, благодаря, во-первых, возможности устанавливать две последовательно соединенные катушки на оба стержня, а, во-вторых, увеличению длины стержней без увеличения длины яра. Применение ферритовых сердечников с зазором позволяет снизить количество витков первичной цепи за счет увеличения  $A_l$ , чтобы снизить уровень высокочастотного шума, не меняя амплитуду рабочего сигнала. Дополнительный плюс от использования П-образных сердечников с зазором в более технологичной намотке по сравнению с кольцом.

Еще одно требование появляется из желания сделать падение напряжения на первичной цепи трансформатора тока незначительным, чтобы снизить влияние на цепь управления двигателем. Передаточную функцию напряжения  $U_1$  от тока  $i_1$  в первичной цепи получим из структуры на рисунке 3 с учетом (5), (6), (7) и (10):

$$W_{ПАД}(p) = \frac{L_1 p}{N_1 T p + 1} + R_{1п} \quad (22)$$

или через частоту излома

$$W_{ПАД}(p) = R_2 \left( \frac{N_1}{N_2^2} \right) \frac{p}{p + \frac{\omega_0}{N_1}} + R_{1п}. \quad (22^*)$$

В идеале трансформатор тока должен работать в короткозамкнутом режиме, когда суммарное сопротивление во вторичной цепи  $R_2 = 0$ . Тогда падение напряжения на первичной обмотке в силовой цепи будет определяться только ее активным сопротивлением  $R_{1п}$ , которое мало. В действительности трансформатор работает, по крайней мере, на собственное сопротивление вторичной обмотки  $R_{2п}$ . Кроме того, желательно, чтобы ток вторичной цепи, протекающий через резистор  $R_{2н}$  при рабочей нагрузке двигателя, создавал падение напряжения достаточно большое для последующих преобразований:

$$U_{2p} > U_{2min} \cdot \quad (23)$$

Условие (23) ограничивает номинал  $R_{2H}$  снизу и увеличивает падение напряжения в силовой цепи трансформатора. Однако, как будет показано ниже, размах полезного сигнала  $U_{2p}$  возрастает с увеличением  $R_{2H}$  до некоторых пор, затем этот рост замедляется, а отношение сигнал/шум начинает существенно ухудшаться. Практически, это ограничивает номинал  $R_{2H}$  сверху до того, как нагрузка вторичной цепи будет преобладать над  $R_{1П}$ . Лучше выбирать  $R_{2H}$  по меньшей мере в несколько раз больше  $R_{2П}$ , чтобы ослабить влияние технологической и температурной нестабильности собственного сопротивления провода.

Кроме того, желательно ограничить мощность, рассеиваемую на резисторе  $R_{2H}$ , чтобы уменьшить его габариты:

$$P_2 < P_{2max} \cdot \quad (24)$$

Условие (24) необходимо проверить после выбора  $R_{2H}$ .

Рассмотрим первую (динамическую) составляющую в выражении (22). Частота среза АЧХ зависимости  $U_1(i_1)$  меньше в  $N_1$  раз по сравнению с выходной характеристикой трансформатора  $U_2(i_1)$ , как это видно из (12). На рис. 7 показаны АЧХ обеих зависимостей для сравнения.

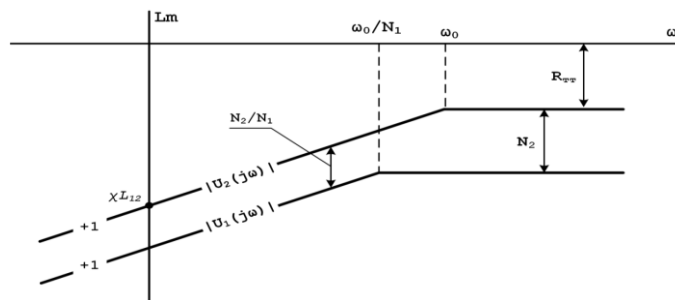


Рис. 7. Амплитудно-частотные характеристики входного и выходного напряжений трансформатора тока в зависимости от входного тока

В области низких частот ( $\omega \ll \omega_0/N_1$ ) выражение (22) можно представить проще:

$$W_{\text{ПАД}}(p) \approx L_1 p + R_{1П} = L_{12} \frac{N_1}{N_2} p + R_{1П}.$$

Таким образом, для низких частот, в т.ч. для типового гармонического закона движения, динамическая составляющая падения напряжения на первичной обмотке трансформатора будет меньше уровня полезного сигнала на выходе приблизительно в передаточное отношение раз (полагаем  $\chi \approx 1$ ). На практике, если  $N_1$  достаточно велика, частота среза  $|U_1(j\omega)|$  окажется внутри диапазона рабочих частот следящей системы, что способствует ограничению влияния трансформатора на силовую цепь. Благодаря более раннему срезу, величина динамической составляющей высокочастотного шума, наведенного импульсным усилителем мощности, будет на первичной обмотке меньше, чем на вторичной в  $N_2$  раз. Это следует из рассмотрения (22) в области высоких частот с учетом (3), (6), (7), (9), (10):

$$W_{\text{ПАД}}(p) \approx \frac{L_1}{N_1 T} + R_{1П} = \frac{R_{ГТ}}{\chi N_2} + R_{1П}$$

и сравнения результата с (13) (полагаем  $\chi \approx 1$ ).

Так как  $N_2$  велико, то динамической составляющей можно пренебречь в расчетах и считать падение напряжения исключительно исходя из активного сопротивления обмотки  $R_{1П}$ :

$$U_1 \approx R_{1П} i_1 \cdot \quad (25)$$

Оценить величину полезного сигнала на рабочей частоте можно с помощью выражения (1), откуда с учетом (14):

$$U_{2p} \approx \chi L_{12} \omega_p I_{1p} \cdot \quad (26)$$

где  $\omega_p$  и  $I_{1p}$  - круговая частота и амплитуда тока типового гармонического закона нагружения привода. Используя выражение (20), можно переписать (26):

$$U_{2p} \approx \frac{R_{2H}}{R_{2H} + R_{2П}} \frac{I_{1p}}{i_{1max}} \omega_p B_{нас} S N_2 \cdot \quad (26^*)$$

Аналогично из (1) и (13) следует, что величину шума, наведенного на выходе в области высоких частот импульсным усилителем мощности, можно оценить с помощью выражения:

$$U_{2шум} \approx R_{ТТ} I_{1шум} \cdot \quad (27)$$

Из рис. 7 видно, что коэффициент передачи трансформатора на высоких частотах, где присутствуют пульсации тока в цепи якоря, вызванные импульсной модуляцией управляющего сигнала, выше, чем в области дифференцирования. Уменьшение  $R_{ТТ}$  пропорционально снизит  $L_{12}$ , так что отношение сигнал/шум останется неизменным. На практике отношение сигнал/шум очень мало: меньше единицы. Например, пульсации тока, вызванные широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), имеют треугольный вид со скоростью нарастания сигнала, зависящей исключительно от свойств неизменяемой части: напряжения питания и индуктивности обмоток двигателя. При частоте ШИМ 20 кГц, напряжении питания ДПТ 80В и индуктивности якоря 0,3 мГн пульсации тока в якорной цепи  $I_{1шум}$  будут иметь амплитуду до 3 А. При соотношении витков - 10 и сопротивлении  $R_{2H} = 5$  Ом, наведенные ШИМом, пульсации составят 1,5 В, что может в 10 раз превышать амплитуду полезного сигнала! Главным поводом для оптимизма служит большой разнос по частоте между полезным сигналом и шумом (приблизительно в 1000 раз), тем не менее желательно, чтобы частота излома АЧХ трансформатора  $\omega_0$  была как можно меньше. Тогда, как следует из (11), отношение сигнал/шум возрастет в той же пропорции. Подводя итог вышесказанному, и с учетом (11) и (4) можно записать выражение для отношения сигнал шум:

$$SNR = \frac{\chi L_{12} \omega_p I_{1p}}{R_{ТТ} I_{1шум}} = \frac{A_t N_2^2}{R_{2H} + R_{2П}} * \frac{\omega_p I_{1p}}{I_{1шум}} \cdot \quad (28)$$

Если сопротивление провода вторичной обмотки  $R_{2П} \ll R_{2H}$ , то отношение сигнал/шум возрастает пропорционально квадрату числа витков вторичной обмотки  $N_2$  и обратно пропорционально номиналу резистора  $R_{2H}$ . Однако, при существенном увеличении числа витков ( $R_{2П} \gg R_{2H}$ ), отношение сигнал/шум не зависит от изменения  $R_{2H}$ , а с увеличением  $N_2$  растет прямо пропорционально, что следует из (21). Из (26\*) видно, что увеличение  $N_2$  оказывает положительный эффект также и на полезный сигнал. На рис. 8 в логарифмическом масштабе показано влияние отношения  $R_{2H}/R_{2П}$  на отношение сигнал/шум в сравнении с полезным сигналом.

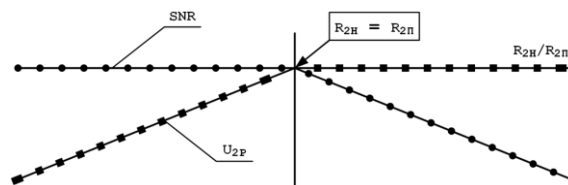


Рис. 8. Зависимость отношения сигнал/шум (SNR) и амплитуды рабочего сигнала ( $U_{2p}$ ) от отношения сопротивления нагрузки  $R_{2H}$  к собственному сопротивлению провода вторичной обмотки  $R_{2П}$  (логарифмический масштаб)

При  $R_{2H} = R_{2П}$  достигается компромисс, однако из технологических соображений лучше принять  $R_{2H} > 3R_{2П}$ .

В соотношении (24)  $P_2$  - это суммарная мощность, рассеиваемая на  $R_{2H}$ , включая как полезный сигнал, так и шум. Причем шум, как отмечалось, может вносить больший вклад в разогрев резистора.

Для снижения рассеиваемой мощности при пуске двигателя можно применить ограничитель напряжения типа 2С401БС2, поставленный параллельно резистору. При этом нужно обеспечить, чтобы в следящем режиме суммарное напряжение сигнал + шум не выходило за пределы ограничителя  $U_{огр}$ . В противном случае будет утеряна полезная информация. В условиях преобладания шума на  $R_{ТТ}$  накладывается ограничение, которое следует из (27):

$$R_{ТТ} < \frac{U_{огр}}{I_{1шум}}. \quad (29)$$

Аналогично из (26) следует, что при высоком уровне полезного сигнала необходимо гарантировать

$$\chi L_{12} < \frac{U_{огр}}{\omega_p I_{1р}}. \quad (30)$$

Требование (30) начинает преобладать над (29) с ростом рабочей частоты, так как производная тока пропорциональна его частоте. Подставляя в условия (29), (30) выражения (3),(20) и учитывая что  $\chi < 1$  и  $I_{1р} < i_{1max}$ , получим:

$$R_{2H} \frac{N_1}{N_2} < \frac{U_{огр}}{I_{1шум}}. \quad (31)$$

$$N_2 < \frac{U_{огр}}{\omega_p B_{нас} S}. \quad (32)$$

Неравенства (31), (32) накладывают ограничения на выбор количества витков обмоток и номинал резистора  $R_{2H}$ .

**Экспериментальная проверка математической модели.** В соответствии с изложенной методикой был изготовлен трансформатор на кольцевом сердечнике из мо-пермаллоя марки П60. Сердечник состоял из двух сложенных колец полукруглого сечения КП 44 x 28 x 10,3 производства ОАО «Ферроприбор» г. Санкт-Петербург. Сначала была уложена первичная обмотка, которая выполнялась проводом ПЭТВ-2 диаметром 0,5 мм в пучке из 10 штук. Затем - вторичная тем же, но уже одиночным проводом. Первичная обмотка содержала 39 витков, вторичная - 250. В качестве нагрузки использовался резистор номиналом 5,1 Ома мощностью 2 Вт. Расчетное значение сопротивления вторичной обмотки - 1,28 Ом, измеренное - 1,25 Ом.

На рис. 9 приведена функциональная схема экспериментальной установки для проверки математической модели корректирующего трансформатора.

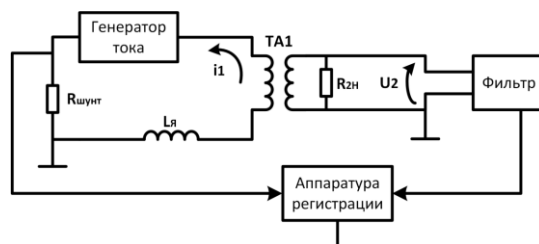


Рис. 9. Функциональная схема экспериментальной установки

Генератор тока формирует импульсным способом синусоидальный ток  $i_1$  с заданными амплитудой и частотой. Ток протекает через первичную обмотку трансформатора, индуктивность  $L_{д} = 0,3$  мГ и шунт сопротивлением 0,15 Ом. Ток

вторичной обмотки создает на резисторе нагрузки  $R_{2Н}$  падение напряжение  $U_2$ , которое поступает на предварительный фильтр, ослабляющий гармоники выше половины частоты дискретизации регистрирующей аппаратуры. Одновременно происходит запись уровня напряжения на измерительном шунте, которое пропорционально току первичной обмотки.

Трансформатор спроектирован для применения в цепях коррекции привода на базе ДПТ номинального тока 17,5 А. Верхняя граница рабочих частот, где требуется обеспечить заданную динамическую ошибку - 1,5 Гц. Зона коррекции лежит выше этой частоты. Наихудшие условия работы корректирующих цепей соответствуют частоте 1,5 Гц. С увеличением частоты отношение сигнал/шум на выходе трансформатора растет. Ниже приводится результат теста для тока первичной цепи с амплитудой 30 А и частотой 1,5 Гц. Исходные для анализа данные нагрузки и шунта были сохранены в mat-файлах формата MATLAB, затем использованы в среде Simulink для верификации модели трансформатора тока.

В структуру на рис. 3 были подставлены параметры трансформатора:

$N_1 = 39$  – количество витков первичной обмотки;

$N_2 = 250$  - количество витков вторичной обмотки;

$l = 0,11$  м – эффективная длина магнитного пути;

$S = 162$  мм<sup>2</sup> – эффективное сечение сердечника;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  – магнитная постоянная;

$\mu = 45$  – магнитная проницаемость сердечника;

$R_{2П} = 1,25$  Ом – сопротивление провода вторичной обмотки;

$R_{2Н} = 5,1$  Ом – сопротивление резистора нагрузки.

Полученная числовая модель была использована в Simulink в качестве эталона трансформатора для преобразования тока первичной цепи, измеренного на резисторе  $R_{ШУНТ}$ , и сравнения результата с напряжением на резисторе нагрузки вторичной цепи  $R_{2Н}$ .

На рис. 10 показаны данные измерений на выходе трансформатора в сравнении с выходом эталонной модели.

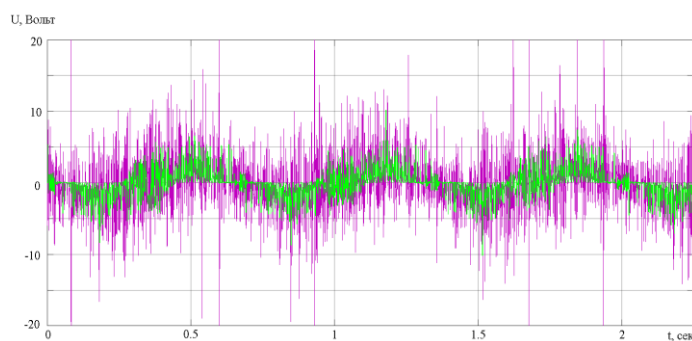


Рис. 10. Выход трансформатора (зеленый) и эталонной модели трансформатора (фиолетовый)

Ток, создаваемый импульсным генератором в первичной цепи, имеет ярко выраженный ступенчатый характер вследствие малости  $L_я$ , поэтому сигнал на выходе трансформатора (на рисунке показан зеленым цветом) сильно зашумлен после дифференцирования. Сигнал на выходе эталонной модели (на рисунке показан фиолетовым цветом) имеет более высокий уровень шума, что связано с заменой производной входного тока конечными разностями.

Те же сигналы после коррекции (15) с полюсами  $p_1 = 10$  и  $p_2 = 20$  представлены на рис. 11. Несмотря на высокий уровень шума исходного сигнала, на выходе цепей коррекции наблюдается сигнал, пригодный для замыкания местной обратной связи, в том числе для аналого-цифрового преобразования в случае цифровой реализации системы. Цепи коррекции, как отмечалось, обладают свойствами эффективного фильтра с высокими избирательными способностями, благодаря большому постоянному времени.

Графики на рис. 11 позволяют судить о соответствии свойств изготовленного корректирующего трансформатора его математической модели.

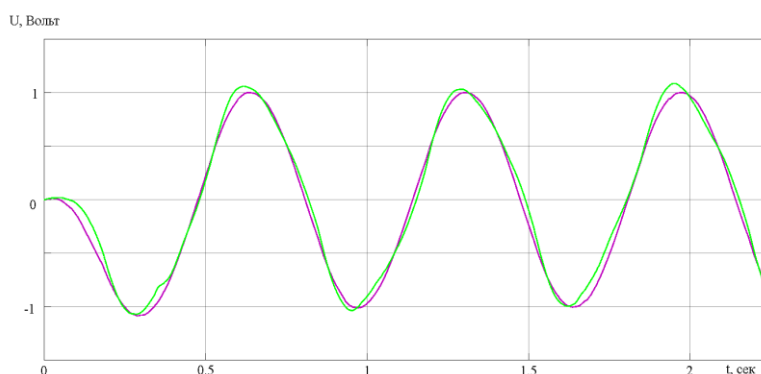


Рис. 11. Выход корректирующего устройства после трансформатора (зеленый) и после эталонной модели трансформатора (фиолетовый)

**Заключение.** Рассмотрен метод синтеза следящей системы на базе ДПТ с применением параллельной коррекции с трансформатором тока в местной обратной связи. Даны рекомендации по выбору параметров трансформатора.

Основными выражениями для расчета трансформатора тока с целью его применения для частотной коррекции следящего привода являются (19), (20), (25), (26), (28) при соблюдении условий (23), (24), (31), (32). Из этих выражений вытекают следующие рекомендации по проектированию трансформатора тока:

- ◆ выбирать сердечник из силовых марок магнитомягких материалов, чтобы получить максимально возможное значение  $B_{нас}$ ; хорошо подходят феррит 2500НМС1 и мо-пермаллой;
- ◆ увеличивать начальную индуктивность  $A_l$  путем выбора материала с большей магнитной проницаемостью  $\mu$ ; при этом нужно учесть, что при больших  $\mu$  магнитные свойства материала менее стабильны;
- ◆ увеличивать число витков вторичной обмотки  $N_2$ , чтобы увеличить полезный сигнал и ослабить высокочастотные наводки;
- ◆ число витков первичной обмотки  $N_1$  не влияет на отношение сигнал/шум, оно однозначно связано с  $A_l$  выражением (19):  $N_1$  уменьшается с возрастанием  $A_l$ ; не следует брать  $N_1$  существенно меньше, чем это следует из (19), так как это может привести к нарушению неравенства (23);
- ◆ диаметр провода первичной обмотки определяется не только его токонесущей способностью, но и допустимой степенью влияния трансформатора на цепь питания двигателя; имеет значение только сопротивление провода  $R_{лп}$ , а влиянием нагрузки трансформатора можно пренебречь, если придерживаться остальных рекомендаций;

- ◆ номинал резистора нагрузки  $R_{2H}$  следует уменьшать до некоторого предела, чтобы улучшить соотношение сигнал/шум; нижняя граница  $R_{2H}$  определяется сопротивлением провода вторичной цепи  $R_{2П}$  ( $R_{2H} > 3..4R_{2П}$ ) и максимально допустимой мощностью резистора.

Описанный в статье метод коррекции был применен при разработке аппаратуры управления следящего привода мощностью 1500 Вт на базе двигателя постоянного тока. В настоящее время опытный образец изделия находится на завершающей стадии испытаний.

#### БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Блейз Е.С., Зимин А.В., Иванов Е.С. и др. Следящие приводы. В 3 т. – 2-е изд., доп. и перераб. / под ред. Б.К. Чемоданова. Т. I: Теория и проектирование следящих приводов. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 1999. - 904 с.
2. Isaac M. Horowitz. Synthesis of Feedback Systems. – New York: Academic press INC., 1963.
3. Chestnut H. and Meyer R.W. Servomechanisms and Regulating System Design. Vol. I. – New York: Wiley, 1955.
4. Гостев В.И., Гусовский С.В. Корректирующие устройства автоматики на несущей переменного тока: справочник. – Киев: Техника, 1981. – 208 с.
5. Нелинейные корректирующие устройства в системах автоматического управления / под ред. Ю.И. Топчеева. – М.: Машиностроение, 1971. – 466 с. (Нелинейные системы автоматического управления). – 2 т.
6. Артым А.Д. Электрические корректирующие цепи и усилители. Теория и проектирование: научное издание. – М.-Л.: Энергия, 1965. – 418 с.
7. Левицкий М.Я. Корректирующие устройства: научное издание. – Киев: Техника, 1969. – 190 с.
8. Пальтов И.П. Качество процессов и синтез корректирующих устройств в нелинейных автоматических системах: научное издание. – М.: Наука, 1975. – 367 с. (Теоретические основы технической кибернетики).
9. Лурье Б.Я., Энрайт П.Дж. Классические методы автоматического управления: учебное пособие / под ред. А.А. Ланнэ. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 624 с.
10. Устройства и элементы систем автоматического регулирования и управления: в 3-х кн. / под ред. В.В. Солодовникова. – М.: Машиностроение, 1973.
11. Goodwin G.C., Graebe S.F., and Salgado M.E. Control System Design. – Prentice Hall, 2001.
12. Корректирующие цепи в автоматике: сборник переводов статей / под ред. М.З. Литвина-Седого. – М.: Иностран. лит., 1954. – 268 с.
13. Основы автоматического регулирования: научное издание / под ред. В.В. Солодовникова. Т. 2. Элементы систем автоматического регулирования. Ч. 2. Корректирующие элементы и элементы вычислительных машин. – М.: Машгиз, 1959. – 451 с.
14. Antsaklis P.J., and A.N. Michel. Linear Systems. – McGraw-Hill, 1997.
15. Gao Z., Huang Y. and Han J. An Alternative Paradigm for Control System Design. Presented at the 40th IEEE.
16. Галиев А.Л., Галиева Р.Г. Элементы и устройства автоматизированных систем. – Уфа: Изд-во: Стерлитамакская академия, 2008. – 222 с.
17. Ogata K. Modern Control Engineering. – 3rd ed., Prentice Hall, 1997.
18. Дорф Р., Бишоп Р. Современные системы управления. – М.: Изд-во Лаборатория базовых знаний, 2002. – 832 с.
19. Солодовников В.В. Синтез корректирующих устройств следящих систем при помощи оптимальных и типовых логарифмических частотных характеристик // Автоматика и телемеханика. – 1953. – Т. 14. – Вып. 5. – С. 531-555.
20. Franklin G.F., Powell J.D., and Emami-Naeimi A. Feedback Control of Dynamic Systems. – 3rd ed., Addison-Wesley, 1994.
21. Kuo B.C. Automatic Control Systems. – 7th ed., Prentice Hall, 1995.
22. Астанов Ю.М. Частотные методы анализа автоматических систем. Машиностроение. Энциклопедия в сорока томах. Т. 14. Автоматическое управление. Теория. Редактор-составитель Е.А. Федосов. – М.: Машиностроение, 2000. – С. 38-43.

23. Feedback Control of Dynamic Systems, Fifth Edition, by Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini. ISBN 0-13-149930-0. 2006 Pearson Education, Inc., Upper Saddle River, NJ.
24. Rohrs C.E., Melsa J.L., and Schultz D.G. Linear Control Systems. – McGraw-Hill, 1993.

REFERENCES

1. Bleyz E.S., Zimin A.V., Ivanov E.S. *i dr.* Sledyashchie privody [The servo drives]. In 3 vol. 2nd ed., Ed. by B.K. Chemodanova. Vol. I: Teoriya i proektirovanie sledyashchikh privodov [Theory and design of servo drives]. Moscow: Izd-vo MGTU im. N.E. Baumana, 1999, 904 p.
2. Isaac M. Horowitz. Synthesis of Feedback Systems. New York: Academic press INC., 1963.
3. Chestnut H. and Meyer R.W. Servomechanisms and Regulating System Design. Vol. I. New York: Wiley, 1955.
4. Gostev V.I., Gusovskiy S.V. Korrektiruyushchie ustroystva avtomatiki na nesushchey peremennogo toka: spravochnik [Corrective devices of automation at carrier AC: a Handbook]. Kiev: Tekhnika, 1981, 208 p.
5. Nelineynye korrektiruyushchie ustroystva v sistemakh avtomaticheskogo upravleniya [Nonlinear corrective devices in the systems of automatic control], Under ed. Yu.I. Topcheeva. Moscow: Mashinostroenie, 1971, 466 p. (Nelineynye sistemy avtomaticheskogo upravleniya [the Nonlinear system automatic control]. 2 vol.).
6. Artym A.D. Elektricheskie korrektiruyushchie tsepi i usiliteli. Teoriya i proektirovanie: nauchnoe izdanie [Electric correction circuit and amplifiers. Theory and design: scientific publishing]. Moscow- Leningrad: Energiya, 1965, 418 p.
7. Levitskiy M.Ya. Korrektiruyushchie ustroystva: nauchnoe izdanie [Corrective device: a scientific publication]. Kiev: Tekhnika, 1969, 190 p.
8. Pal'tov I.P. Kachestvo protsessov i sintez korrektiruyushchikh ustroystv v nelineynykh avtomaticheskikh sistemakh: nauchnoe izdanie [The quality of processes and synthesis of correcting devices in nonlinear automatic systems: scientific publication]. Moscow: Nauka, 1975, 367 p. (Teoreticheskie osnovy tekhnicheskoy kibernetiki [Theoretical foundations of technical Cybernetics]).
9. Lur'e B.Ya., Enrayt P.Dzh. Klassicheskoe metody avtomaticheskogo upravleniya: uchebnoe posobie [The classical methods of automatic control: textbook], Under ed. A.A. Lanne. St. Petersburg: BKhV-Peterburg, 2004, 624 p.
10. Ustroystva i elementy sistem avtomaticheskogo regulirovaniya i upravleniya [Devices and elements of automatic control systems and control]: in 3 books, Under ed. V.V. Solodovnikova. Moscow: Mashinostroenie, 1973.
11. Goodwin G.C., Graebe S.F., and Salgado M.E. Control System Design. Prentice Hall, 2001.
12. Korrektiruyushchie tsepi v avtomatike: sbornik perevodov statey [Correction circuit in automation: a collection of translations of articles], Under ed. M.Z. Litvina-Sedogo. Moscow: Inostr. lit., 1954, 268 p.
13. Osnovy avtomaticheskogo regulirovaniya: nauchnoe izdanie [Fundamentals of automatic control: the scientific edition], Under red. V.V. Solodovnikova. Vol. 2. Elementy sistem avtomaticheskogo regulirovaniya [Elements of automatic control systems]. Part 2. Korrektiruyushchie elementy i elementy vychislitel'nykh mashin [The corrective elements and the elements of computing machines]. Moscow: Mashgiz, 1959, 451 p.
14. Antsaklis P.J., and A.N. Michel. Linear Systems. McGraw-Hill, 1997.
15. Gao Z., Huang Y. and Han J. An Alternative Paradigm for Control System Design. Presented at the 40th IEEE.
16. Galiev A.L., Galieva R.G. Elementy i ustroystva avtomatizirovannykh sistem [Elements and devices of automated systems]. Ufa: Izd-vo: Sterlitamaskaya akademiya, 2008, 222 p.
17. Ogata K. Modern Control Engineering. 3rd ed., Prentice Hall, 1997.
18. Dorf R., Bishop R. Sovremennye sistemy upravleniya [Modern control system]. Moscow: Izd-vo Laboratoriya bazovykh znaniy, 2002, 832 p.
19. Solodovnikov V.V. Sintez korrektiruyushchikh ustroystv sledyashchikh sistem pri pomoshchi optimal'nykh i tipovykh logarifmicheskikh chastotnykh kharakteristik [Synthesis of corrective devices, tracking systems by using the optimal model and the logarithmic frequency characteristics of], *Avtomatika i telemekhanika* [Automation and Remote Control], 1953, Vol. 14, Issue 5, pp. 531-555.



20. *Franklin G.F., Powell J.D., and Emami-Naeimi A.* Feedback Control of Dynamic Systems. 3rd ed., Addison-Wesley, 1994.
21. *Kuo B.C.* Automatic Control Systems. 7th ed., Prentice Hall, 1995.
22. *Astapov Yu.M.* Chastotnye metody analiza avtomaticheskikh sistem. Mashinostroenie. Entsiklopediya v soroka tomakh [Frequency methods of analysis of automatic systems. Engineering. The encyclopedia in forty volumes]. Vol. 14. Avtomaticheskoe upravlenie. Teoriya [Automatic control. Theory]. Edited and compiled by E.A. Fedosov. Moscow: Mashinostroenie, 2000, pp. 38-43.
25. Feedback Control of Dynamic Systems, Fifth Edition, by Gene F. Franklin, J. David Powell, and Abbas Emami-Naeini. ISBN 0-13-149930-0. 2006 Pearson Education, Inc., Upper Saddle River, NJ.
23. *Rohrs C.E., Melsa J.L., and Schultz D.G.* Linear Control Systems. McGraw-Hill, 1993.

Статью рекомендовал к опубликованию д.т.н. С.Г. Цариченко.

**Кузин Юрий Рудольфович** – Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана; e-mail: kuzin\_yr@bmstu.ru; 105005, г. Москва ул. 2-я Бауманская, 5; тел.: +79175790180; кафедра специальной робототехники и мехатроники – ст. преподаватель; НИИ Специального машиностроения – зав. сектором.

**Калинин Алексей Владимирович** – e-mail: kalinin\_mvту@mail.ru; тел.: +79032967362; к.т.н.; кафедра специальной робототехники и мехатроники – доцент; НИИ Специального машиностроения – зав. сектором.

**Гримак Дмитрий Сергеевич** – e-mail: gds.vse@gmail.com; тел.: +79265830227; НИИ Специального машиностроения; инженер 2-ой категории.

**Kuzin Yuriy Rudolfovich** – Bauman Moscow State Technical University; e-mail: kuzin\_yr@bmstu.ru; 5, 2nd Baumanskaya street, Moscow, 105005, Russia; phone: +79175790180; the department of special robotics and mechatronics – senior lecturer; NIISM – sector head.

**Kalinin Aleksey Vladimirovich** – e-mail: kalinin\_mvту@mail.ru; phone: +79032967362; the department of special robotics and mechatronics – associate professor; NIISM – sector head.

**Grimak Dmitriy Sergeevich** – e-mail: gds.vse@gmail.com; phone: +79265830227; NIISM; engineer.

УДК 004.272.2

**Е.С. Балака, Д.А. Городецкий, В.С. Рухлов, А.Н. Щелоков**

### **РАЗРАБОТКА ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ СУММАТОРОВ ПО МОДУЛЮ НА БАЗЕ КОМБИНАЦИОННЫХ СУММАТОРОВ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ПЕРЕНОСОМ\***

*Рост сложности вычислительных систем, обработка данных большой размерности ставят задачу поиска решений по усовершенствованию структуры вычислителей как на алгоритмическом, так и на аппаратном уровнях. Для обработки многоразрядных данных используются комбинационные параллельные сумматоры с регулярной структурой, обладающие высоким быстродействием. При этом, с увеличением разрядности входных данных, соответственно, увеличивается и длина цепи переносов. Вычисления в модулярной системе ведутся параллельно и независимо по модульным вычислительным каналам, разрядность которых меньше, чем разрядность исходных операндов, что дает возможность сократить число логических уровней цепи переноса относительно позиционной реализации. Рассматривается задача построения параллельного модульного сумматора на базе архи-*

\* Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проект № 15-51-04006).