

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ УПРАВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТАМИ В СИСТЕМАХ МАГНИТНОГО ПОДВЕСА

В.П. Верещагин, А.В. Рогоза
(ОАО «Корпорация «ВНИИЭМ»)

Рассмотрены процессы управления однополярным током электромагнита, протекающим в импульсном выходном усилителе с широтно-импульсной модуляцией сигналов. Показана возможность идентификации этого импульсного усилителя линейным усилителем с ограничениями по величине напряжения питания и направлению тока в обмотке электромагнита. Это позволяет проводить моделирование процессов управления форсированным электромагнитом в системах магнитного подвеса с использованием стандартных математических программ. В качестве примера проведено исследование частотных характеристик виртуального форсированного электромагнита при различных уровнях управляющего сигнала. Рассмотрены некоторые вопросы синтеза параметров системы управления электромагнитом для обеспечения требуемой частоты среза динамической характеристики.

Ключевые слова: моделирование, управление, электромагнит, импульсный выходной усилитель.

Одним из элементов системы магнитного подвеса (СМП), определяющим её динамические свойства, являются электромагниты (ЭМ), которые воздействуют на ротор машины, создавая управляющие тяговые усилия, т. е. являются органом управления (ОУ) СМП. В силу физических свойств, создаваемые ЭМ тяговые усилия связаны с входными параметрами (током возбуждения и зазором) нелинейными зависимостями. Кроме того, при управлении током возникает запаздывание относительно приложенного к обмотке напряжения. В связи с этим вопросы линеаризации тяговых характеристик и обеспечения необходимого быстродействия ЭМ имеют важное значение в общей проблеме управления СМП и частично рассмотрены в отечественных и зарубежных публикациях по СМП [1 – 3].

Однако в имеющихся материалах нет практических данных по конкретным решениям и рекомендациям, связанным с выбором структуры и параметров управления ЭМ. В частности, для управления током в обмотках ЭМ в основном применяются импульсные выходные усилители (ИВУ) с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигналов, но процессы управления и вопросы идентификации таких устройств не получили достаточного для практики отражения.

Целью данной работы является проведение анализа протекающих в ИВУ электромагнитных процессов и разработка практических рекомендаций по выбору структуры и параметров системы управления ЭМ.

Рассмотрим полупассивную мостовую схему ИВУ с однополярным управлением током ЭМ, которая встречается в отечественной [4] и зарубежной [3] литературе и упрощённо показана на рис. 1.

Эта схема содержит два управляемых ключа К1 и К2 и два диода Д1 и Д2, включённых последовательно с ключами. К одной диагонали моста, образованного этими элементами, подключён источник постоянного напряжения U_n , а к другой – обмотка возбуждения ЭМ с датчиком тока (ДТ) в её цепи. На входы ключей подаётся сигнал в виде управляющих импульсов, соответствующих включённому – «1» и выключенному – «2» состоянию ключей. Регулирование тока в обмотке ЭМ при ШИМ-управлении осуществляется за счёт изменения соотношения продолжительности импульсов «1» и «2». Частота следования импульсов выбирается из условия обеспечения минимума потерь в ключах и пульсаций тока в обмотке. Обычно период квантования $T_k = t_1 + t_2 \ll \tau$, где t_1 и t_2 – соответственно продолжительность импульсов «1» и «2», а τ – постоянная времени ЭМ. Исходя из этого можно считать, что процессы нарастания и спада тока в обмотке, в первом приближении, соответствуют линейной зависимости.

При равной продолжительности импульсов «1»

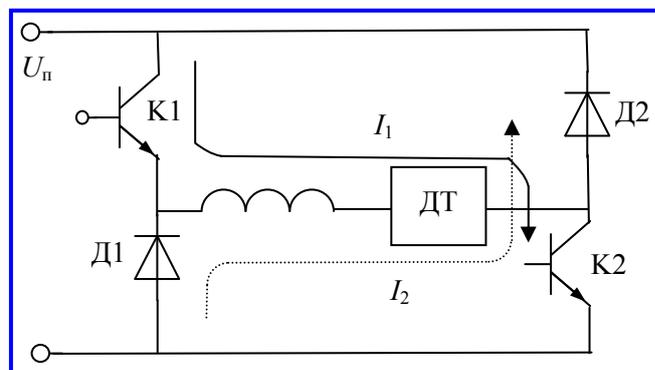


Рис. 1. Схема ИВУ

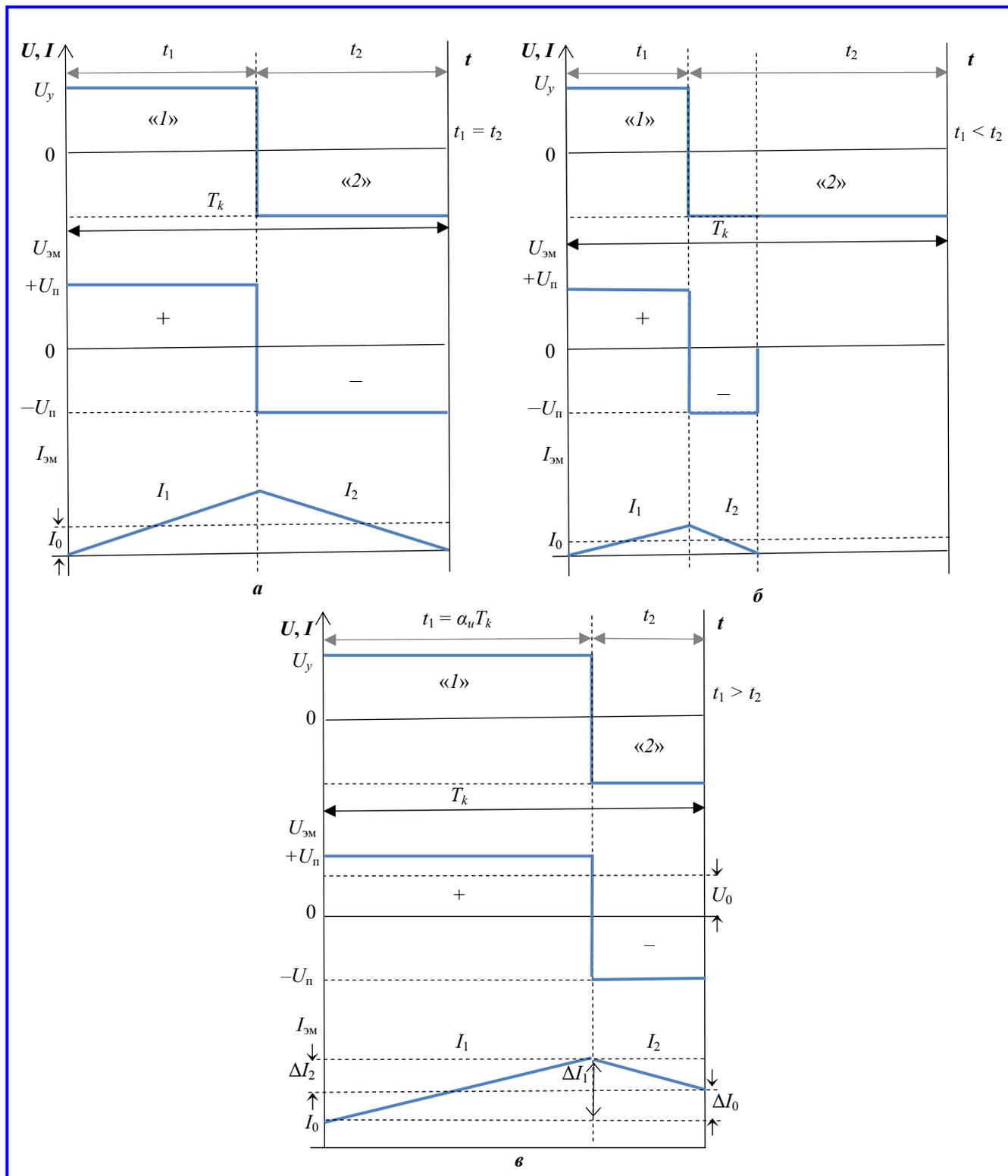


Рис. 2. Процессы изменения тока ЭМ

и «2», т. е. $t_1 = t_2$, процесс изменения тока проходит, как показано на рис. 2, а, ток I_1 в обмотке ЭМ при открытых К1 и К2 и воздействии $U_{п}$ сначала возрастает, а затем при закрытых К1 и К2 ток I_2 начинает спадать и под воздействием ЭДС замыка-

ется через диоды Д1 и Д2, как показано пунктиром на рис. 1. Поскольку $t_1 \ll \tau$ и, соответственно, постоянная составляющая тока I_0 мала по сравнению с установившимся значением, то падением напряжения в активном сопротивлении обмотки, в ключ-

чах и диодах можно пренебречь. В результате можно считать, что темпы нарастания тока dI_1/dt и спадания dI_2/dt равны между собой и противоположны по знаку, т. е. $dI_1/dt = -dI_2/dt$. Следовательно, за период квантования T_k при равной продолжительности импульсов «1» и «2» величина постоянной составляющей тока I_0 не изменится и остаётся малой ($I_0 = 0,5t_1 dI_1/dt$).

При уменьшении продолжительности t_1 ($t_1 < 0,5T_k$) и соответствующем увеличении t_2 процессы изменения тока ЭМ, как показано на рис. 2, б, охватывают только часть периода T_k . Процесс снижения тока I_2 заканчивается в момент $I_2 = 0$, когда диоды Д1 и Д2 закроются. Величина импульса тока в обмотке ЭМ и его постоянная составляющая за период квантования снижается по мере уменьшения t_1 . Следует отметить, что для режимов с $t_2 > t_1$ характерно снижение тока I_2 с темпом $dI_2/dt \cong U_{\text{п}}$, т. е. эквивалентно противовключению для однополярного тока.

Рассмотрим наиболее общий режим изменения тока, когда $t_1 > t_2$, представленный на рис. 2, в. Допустим, что входной аналоговый знакопеременный управляемый сигнал U_x преобразован в импульсный сигнал с продолжительностью включения $t_1 = \alpha_{\text{и}} T_k$, тогда зависимость $\alpha_{\text{и}}$ от величины сигнала U_x можно записать в следующем виде:

$$\alpha_{\text{и}} = \frac{1 + \frac{U_x}{U_{x \text{ max}}}}{2},$$

где $-U_{x \text{ max}} < U_x < +U_{x \text{ max}}$.

Уравнения Кирхгофа, описывающие процессы в обмотке ЭМ без учёта падения напряжения в коммутирующих элементах, имеют следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{п}} &= L \left. \frac{dI_1}{dt} \right|_{t=0} + I_0 R \\ -U_{\text{п}} &= L \left. \frac{dI_2}{dt} \right|_{t=T_k} + (I_0 + \Delta I_0) R \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где L и R – индуктивность и активное сопротивление обмотки ЭМ.

Преобразуя систему уравнений (1) и переходя к конечным разностям, можно получить выражение для темпа роста тока ΔI_0 за период квантования T_k в следующем виде:

$$\frac{\Delta I_0}{T_k} = \frac{U_{\text{п}}(2\alpha_{\text{и}} - 1) - I_0 R}{L}. \quad (2)$$

Из анализа уравнения (2) следует, что оно соответствует общей форме уравнения Кирхгофа при среднем значении напряжения питания за период квантования T_k :

$$U_{\text{п.ср}} = U_{\text{п max}} (2\alpha_{\text{и}} - 1), \quad (3)$$

в диапазоне изменения $\alpha_{\text{и}}$ от 0,5 до 1.

При изменении $\alpha_{\text{и}}$ в диапазоне от 0 до 0,5 режим работы ИВУ эквивалентен подаче отрицательного значения напряжения питания, но только до момента, соответствующего нулевому значению тока в обмотке ЭМ. Кроме того, если сопоставить выражение (3) с ранее рассмотренным выражением для $\alpha_{\text{и}}$, то, опустив промежуточные преобразования, получим выражение для среднего значения напряжения

$$\frac{U_{\text{п.ср}}}{U_{\text{п max}}} = k_y U_x,$$

где $k_y = U_{\text{п max}}/U_{x \text{ max}}$ – коэффициент усиления ИВУ.

Таким образом, рассмотренный ИВУ можно идентифицировать линейным усилителем с ограничениями напряжения питания обмотки величиной напряжения источника питания и однополярным значением тока, имитирующим процессы работы ИВУ с ШИМ-управлением.

В результате традиционная схема форсированного управления током в обмотке ЭМ, применяемая в различных типах АМП [2], может быть преобразована для удобства моделирования к виду, показанному на рис. 3.

Передаточная функция форсированного ЭМ с постоянной времени T_3 определяется следующим образом:

$$W_{\text{оу}}(p) = \frac{I_y(p)}{U_x(p)} = \frac{1}{K_{\text{oc}} \left[\left(\frac{T_3}{K_{\text{oc}} K_y K_3} \right) p + 1 \right]}. \quad (4)$$

Из уравнения (4) следует, что постоянная времени

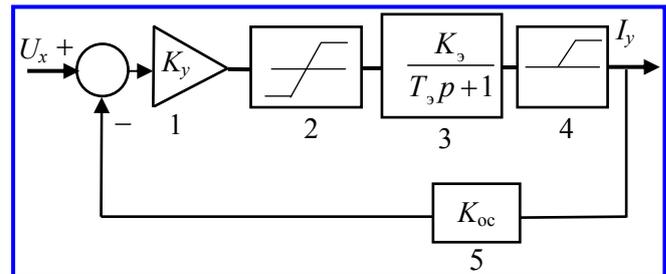


Рис. 3. Схема управления ЭМ с обратной связью по току

ОУ соответствует исходному значению постоянной времени ЭМ, уменьшенному в раз, а коэффициент передачи ОУ определяется величиной.

Обычно входной управляющий сигнал U_x состоит из постоянной составляющей U_0 и переменной U_{ω} , т. е. $U_x = U_0 + U_{\omega}$. Входное напряжение U_0 , соответствующее току I_0 , переводит схему в номинальную рабочую точку, вокруг которой происходят колеба-

ния переменного тока амплитудой I_{ω} . Если рассогласование входного сигнала и сигнала обратной связи не превышает уровня, соответствующего ограничению в звене 2, то можно считать, что система управления током ЭМ работает в линейном диапазоне и к ней применимы основные положения теории линейных систем автоматического управления. В этом случае для виртуального ЭМ с

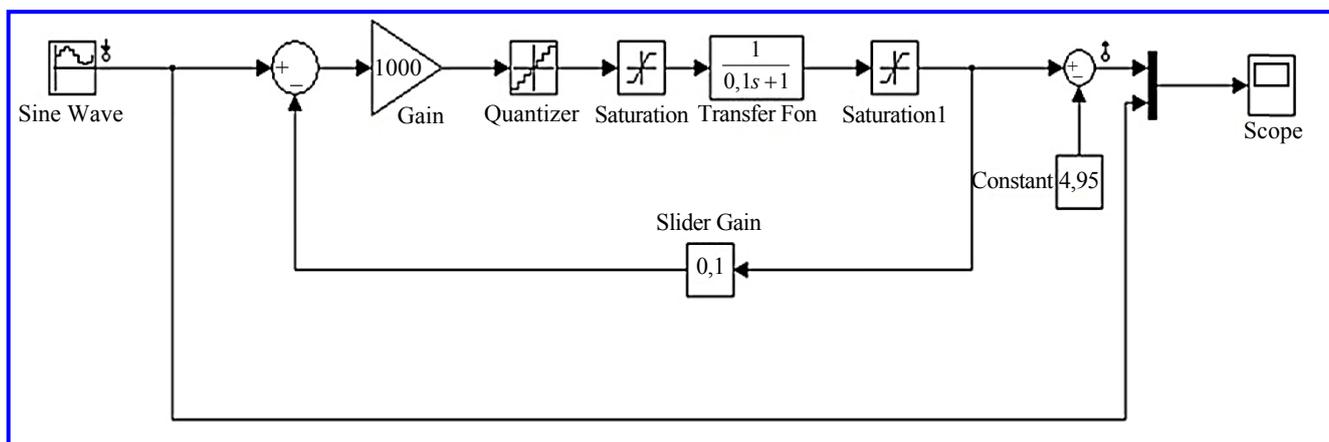


Рис. 4. Расчётная схема ОУ в программе MatLAB

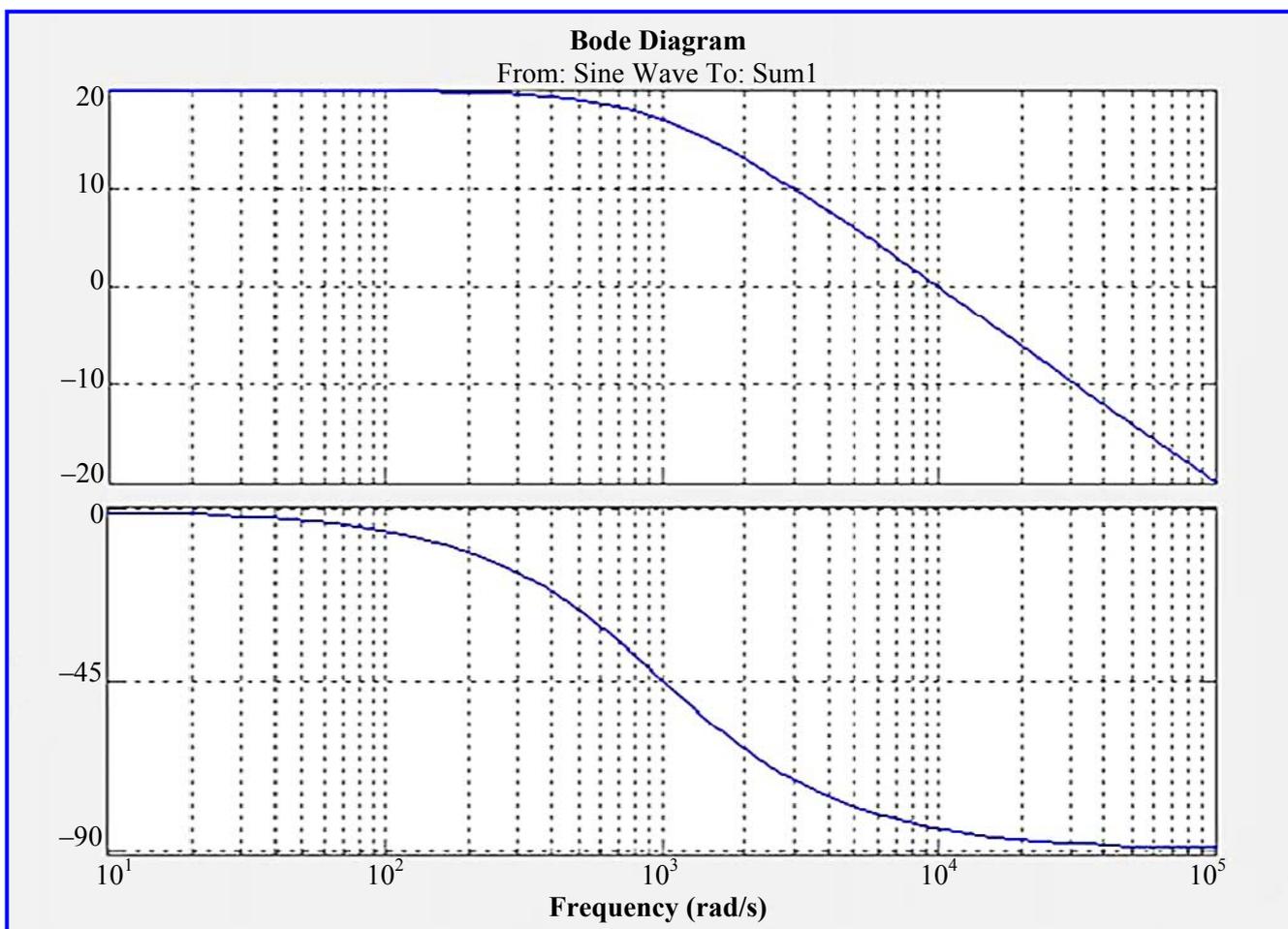


Рис. 5. Частотные характеристики виртуального ОУ

$K_3 = 1,0 \text{ A/V}$, $T_3 = 0,1 \text{ с}$ при $K_{oc} = 0,1$, $K_y = 1000$ и ограничении в звене 2 – $U_{п\text{ max}} = 100 \text{ В}$ в результате моделирования в программе MatLAB Simulink для расчётной схемы ОУ, представленной на рис. 4, получаем частотные характеристики (ЧХ), показанные на рис. 5.

Анализ представленных ЧХ показывает, что частоты среза для ОУ при форсированном управлении с ОС по току составляет $\omega_0 = 10^3 \text{ рад/с}$ и соответствует постоянной времени $T_{oy} = 10^{-3} \text{ с}$. Следовательно, быстродействие ОУ по сравнению с прямым управлением ЭМ, которое характеризуется постоянной времени $T_3 = 0,1 \text{ с}$, возрастает в 100 раз, что соответствует формуле (4).

Однако при увеличении сигнала рассогласования за пределы линейного диапазона звена 1 может происходить снижение частоты среза из-за насыщения в системе управления. Например при увеличении переменной составляющей сигнала до уровня, в два раза превышающего диапазон линейности, происходит заметное уменьшение частоты среза ОУ по сравнению со значением для линейного диапазона. Как показано на рис. 6, воздействие входного сигнала амплитудой 0,2 В на виртуальный ОУ с указанными выше параметрами (кривая 1) приводит к возникновению на выходе переменного тока (кривая 2), отстающего примерно на 45° . При частоте сигналов $8 \cdot 10^2 \text{ рад/с}$ из сопоставления амплитуд и фаз сигналов следует, что это происходит при частоте среза ОУ, которая по сравнению со значением, соответствующим линейному диапазону, снизилась на 25%. Это необходимо учитывать при разработке и выборе параметров системы управления ОУ, схема которого показана на рис. 3.

Таким образом, рассмотренная модель ОУ с учётом проведённой идентификации ИВУ с ШИМ-управлением, реализованная в стандартной компьютерной программе MatLAB, может быть использована для различных уровней входных сигналов управления, в том числе за пределами зоны линейности.

Кроме того, при выборе параметров системы ОУ некоторые вопросы синтеза могут представлять интерес по ряду основных исходных положений. В частности, если определено требование по величине ω_0 для конкретного ОУ, то для выбранных значений T_3 и K_3 можно в соответствии с типом ДТ, его передаточным коэффициентом, уровнем сигналов в схеме управления определить K_{oc} . Причём величина K_{oc} определяет

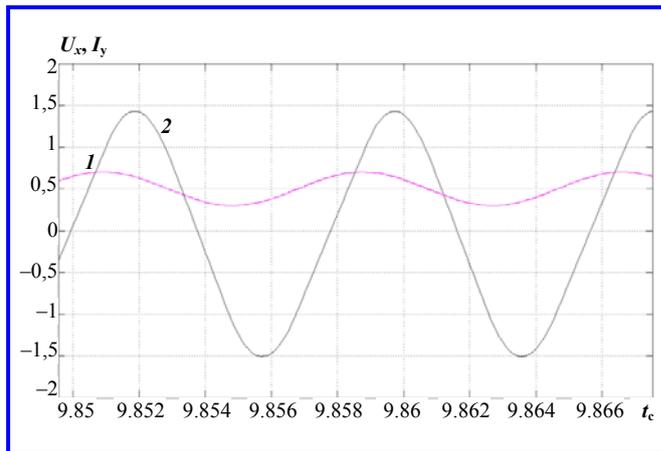


Рис. 6. Изменение выходного переменного тока ОУ 2 при уровне входного сигнала 1 больше, чем линейный диапазон управления

статическую характеристику ОУ, что видно из соотношения (4). Выбор значения K_y осуществляется на основе поиска компромисса. С одной стороны, величина его должна быть достаточной для обеспечения требуемой ω_0 , так как должно выполняться условие:

$$\omega_0 > \frac{K_y K_{oc} K_3}{T_3}.$$

Кроме того, точность управления возрастает по мере увеличения K_y . С другой стороны, чрезмерное увеличение K_y снижает помехоустойчивость системы управления и отрицательно сказывается на её устойчивости. В результате по оценке перечисленных факторов можно, в первом приближении, определить основные параметры схем ОУ и провести исследования с использованием разработанной модели.

Выводы

1. На основе анализа процессов, протекающих в ИВУ при управлении током в активно-индуктивной нагрузке, обоснована идентификация в виде детерминированных звеньев, удобных для исследований в стандартной программе MatLAB.

2. Рассмотрена связь параметров схемы ОУ с выходными частотными характеристиками и показана, на примере исследования виртуального электромагнита, возможность повышения быстродействия в 100 раз.

3. Отражены некоторые вопросы синтеза параметров схемы ОУ на основе сопоставления противоречивых требований к величине частоты среза и устойчивости системы управления.

Литература

1. Журавлёв Ю. Н. Активные магнитные подшипники: теория, расчёт, применение / Ю. Н. Журавлёв. – СПб. : Политехника, 2003. – 206 с.
2. Структура системы управления электромагнитными подшипниками / Д. Н. Богданов, В. П. Верещагин // Вопросы электромеханики. Труды НПП ВНИИЭМ. – М. : ФГУП «НПП ВНИИЭМ», 2010. – Т. 114. – №1. – С. 9–14.
3. Schweitzer G., Maslen E. H. Magnetic bearings: theory, design and application to rotating machinery / G. Schweitzer, E. H. Maslen. – Berlin : Springer, 2009. – 535 с. : ил.
4. Овчинников И. Е. Электромеханические и электронные системы : учебное пособие : в 2 ч. / И. Е. Овчинников. – СПб. : Корона Век, 2012. – 400 с. : ил. – (Для высших учебных заведений).

Поступила в редакцию 11.12.2013

Владимир Петрович Верещагин, д-р техн. наук, главный научн. сотрудник,
т. (495) 365-50-73.

Александр Валерьевич Рогоза, канд. техн. наук, начальник научно-производственного комплекса,
т. (495) 366-04-79.

E-mail: vniiem@vniiem.ru.