

19. Гальченко В.Я., Якимов А.Н. Оптимальное конструирование электромагнитов с коническими полюсами для генерации высокооднородного магнитного поля. — Электронное моделирование, 2010, т. 32, №6: <http://www.nbuiv.gov.ua/portal/natural/em/texts.html>

20. Гальченко В.Я., Якимов А.Н., Остапушенко Д.Л. Использование метода граничных интегральных уравнений в оптимальном 3-D проектировании осесимметричных электромагнитов с выбором формы полюсных наконечников. — Електротехніка і електромеханіка, 2010, № 6: <http://www.nbuiv.gov.ua/portal/natural/eie/texts.html>

21. Батищев Д.И., Шапошников Д.Е. Многокритериальный выбор с учетом индивидуальных предпочтений. — Нижний Новгород: ИПФ РАН, 1994.

22. Воронін А.М., Зіатдінов Ю.К., Козлов О.І., Чабанюк В.С. Векторна оптимізація динамічних систем. — Техніка, 1999.

23. Афанасьев Ю.В. Феррозондовые приборы. — Л.: Энергоатомиздат, 1986.

24. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники. — М.: Энергия, 1967, т. 2.

25. Мельгуй М.А. Формулы для описания нелинейных и гистерезисных свойств ферромагнетиков. — Дефектоскопия, 1987, №11.

[12.04.11]

Авторы: Гальченко Владимир Яковлевич окончил в 1982 г. Ворошиловградский машиностроитель-

ный институт. В 1999 г. защитил докторскую диссертацию по специальности «Приборы и методы контроля» в Харьковском государственном политехническом университете. Профессор, заведующий кафедрой «Медицинская и биологическая физика, медицинская информатика, биостатистика» ГУ «Луганский государственный медицинский университет» (ЛГМУ).

Якимов Александр Николаевич окончил в 2004 г. Восточноукраинский национальный университет им. В. Даля и в 2010 г. Луганский национальный университет им. Т. Шевченко. Преподаватель кафедры «Медицинская и биологическая физика, медицинская информатика, биостатистика» ГУ ЛГМУ.

Остапушенко Дмитрий Леонидович окончил в 2005 г. Восточноукраинский национальный университет им. В. Даля. В 2010 г. защитил кандидатскую диссертацию по специальности «Приборы и методы контроля и определения состава веществ» в Национальном техническом университете «Харьковский политехнический институт». Старший преподаватель кафедры «Медицинская и биологическая физика, медицинская информатика, биостатистика» ГУ ЛГМУ.

\* \* \*

## Частотные характеристики канала регулирования момента в синхронных электроприводах<sup>1</sup>

УСЫНИН Ю.С., ГРИГОРЬЕВ М.А., ШИШКОВ А.Н.

*Рассмотрены особенности частотных характеристик канала регулирования электромагнитного момента в частотно-регулируемых электроприводах с синхронными электрическими машинами. Канал регулирования момента рассматривается как линейная система с амплитудной модуляцией.*

**Ключевые слова:** электропривод, частотное регулирование, амплитудная модуляция, синхронный реактивный двигатель

Регулируемые электроприводы переменного тока выполняются по схеме подчиненного регулирования с внутренним контуром косвенного регулирования электромагнитного момента и внешним — скорости. И если в типовых электроприводах постоянного тока между током якоря двигателя и его моментом существует прямая зависимость, что упрощает настройку внутреннего контура, то в электроприводах переменного тока такой явной за-

*Specific features relating to the frequency characteristics of the channel for controlling electromagnetic torque in adjustable-frequency electric drives with synchronous electric machines are considered. The control channel is regarded as a linear system with amplitude modulation.*

**Key words:** electric drive, frequency control, amplitude modulation, synchronous reluctance motor

висимости нет. Ниже с использованием аппарата частотных характеристик рассмотрены особенности описания динамических свойств канала регулирования электромагнитного момента в частотно-регулируемых электроприводах с синхронными и синхронными реактивными электродвигателями.

**Структурная схема канала регулирования момента.** Канал регулирования момента (КРМ) в частотно-регулируемом синхронном электроприводе следует отнести к многомерным однотипным системам регулирования с амплитудной модуляцией входного сигнала  $U_{вх}$  [1, 2]. Последовательность математических операций, с помощью которых описываются процессы передачи сигнала через

<sup>1</sup> Статья написана по результатам работы, проводимой в рамках реализации Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 гг.»

звенья одной фазы статора синхронного двигателя, иллюстрируется структурной схемой (рис. 1,а). Здесь последовательно соединены звенья: УФФТ – узел формирования фазных токов; КРТ – контур регулирования фазного тока статора; СД – синхронный двигатель.

В математической модели УФФТ после операции умножения (модуляции) входного сигнала  $U_{вх}$  на синусоидальную функцию получается сигнал задания  $U_3$  на входе КРТ двигателя:

$$U_3 = U_{вх} \sin \omega_1 t,$$

где  $\omega_1$  – угловая частота модулирующего сигнала, равная частоте напряжения, задаваемого преобразователю частоты, как правило, датчиком углового положения ротора двигателя;  $t$  – время.

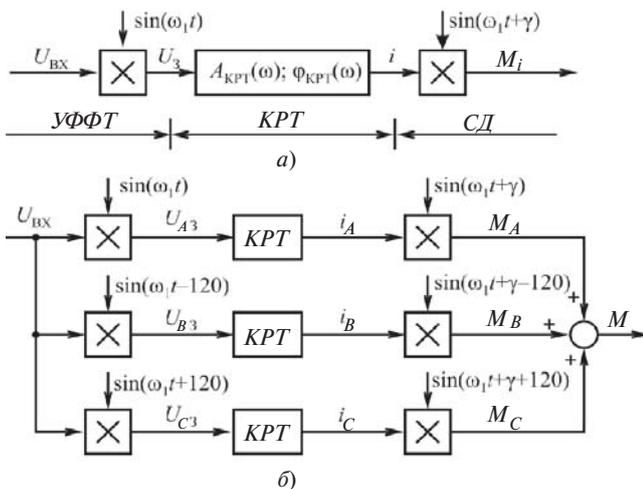


Рис. 1. Схема прохождения сигнала  $U_{вх}$  через однофазный (а) и трехфазный (б) каналы регулирования момента

Модулирующий сигнал  $\sin \omega_1 t$  может или генерироваться датчиком углового положения ротора двигателя непосредственно, что наблюдается в схемах частотно-токового формирования момента [3], или пройдя координатные преобразования переменных [4, 5]. В первом случае пространственный результирующий вектор тока статора формируется в полярных координатах, во втором – обычно в ортогональных.

Затем контуром регулирования тока статора КРТ сигнал  $U_3$  преобразуется в ток статора  $i$ . Связь между этими величинами может быть описана, например, передаточной функцией КРТ:

$$W_{крт}(p) = i(p) / U_3(p).$$

Звеном СД учитывается взаимодействие тока фазы статора  $i$  с возбужденным ротором. Вызванная этим взаимодействием составляющая электромагнитного момента двигателя  $M_i$  представлена как результат вторичного умножения (демодуля-

ции) тока  $i$  на синусоидальную величину той же частоты, что и в УФФТ, но со сдвигом по фазе на угол  $\gamma$ :

$$M_i = L_M I_p i \sin(\omega_1 t + \gamma),$$

где  $L_M$  – максимальное значение коэффициента взаимной индуктивности между обмоткой ротора и одной из фаз статора;  $I_p$  – ток ротора синхронного двигателя;  $\gamma$  – угол сдвига между синусоидальными величинами, подаваемыми на входы УФФТ и СД.

**Прохождение синусоидального сигнала через звена КРТ.** Для применения к анализу процессов в частотно-регулируемом электроприводе переменного тока общепринятого аппарата частотных характеристик и передаточных функций рассмотрим прохождение синусоидального сигнала через звена одной фазы канала регулирования момента.

Подадим на вход канала регулирования момента КРТ синусоидальный сигнал частоты  $\omega$ , т.е.

$$U_{вх} = U_M \sin \omega t,$$

тогда на выходе первого блока умножения (звена УФФТ)

$$U_3 = U_M \sin \omega t \sin \omega_1 t = 0,5 U_M [\cos(\omega - \omega_1)t - \cos(\omega + \omega_1)t].$$

Видим, что основная гармоника частоты  $\omega$  утрачивается, но появляются две гармоники суммарной  $(\omega + \omega_1)$  и разностной  $(\omega - \omega_1)$  частот.

Если динамические свойства звена КРТ описать амплитудной  $A_{крт}(\omega)$  и фазовой  $\phi_{крт}(\omega)$  частотными характеристиками, то сигнал на его выходе также можно представить суммой двух гармоник суммарной и разностной частот:

$$i = 0,5 U_M A_{крт1}(\omega - \omega_1) \cos[(\omega - \omega_1)t - \phi_1(\omega - \omega_1)] - 0,5 U_M A_{крт2}(\omega + \omega_1) \cos[(\omega + \omega_1)t - \phi_1(\omega + \omega_1)].$$

Здесь  $A_{крт1}(\omega - \omega_1)$  и  $A_{крт2}(\omega + \omega_1)$  – значения амплитудной характеристики звена КРТ при частотах  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$ ;  $\phi_1(\omega - \omega_1)$  и  $\phi_2(\omega + \omega_1)$  – значения фазовой характеристики звена КРТ при тех же частотах.

В общем случае эти гармоники отличаются между собой по амplitудам и сдвигам по фазе, лишь в случае безынерционного КРТ амплитуды и фазы у них одинаковые.

После вторичного умножения в звене СД каждая из гармоник вновь распадется на два слагаемых, тогда

$$M_i = i L_M I_p \sin(\omega_1 t + \gamma) = 0,25 U_M L_M I_p A_{крт1}(\omega - \omega_1) \times \times [\sin[\omega t + \gamma - \phi_1(\omega - \omega_1)] - \sin[\omega t - 2\omega_1 t - \gamma - \phi_1(\omega -$$

$$-\omega_1)] + 0,25U_M L_M I_p A_{крт2} (\omega + \omega_1) \{ \sin[\omega t - \gamma - \varphi_2 (\omega + \omega_1)] - \sin[\omega t + 2\omega_1 t + \gamma - \varphi_2 (\omega + \omega_1)] \}.$$

Из последнего выражения следует, что на выходе однофазного канала регулирования момента синусоидальный сигнал  $U_{вх}$  частоты  $\omega$  преобразуется в сигнал, содержащий четыре гармоники: две с основной частотой  $\omega$ , но с разными фазовыми сдвигами, и две гармоники с боковыми частотами  $(\omega - 2\omega_1)$  и  $(\omega + 2\omega_1)$ .

В трехфазном частотно-регулируемом электроприводе электромагнитный момент синхронного двигателя может быть представлен как результат совместного действия трех соответствующих фазам  $A$ ,  $B$  и  $C$  статора параллельно включенных идентичных однофазных каналов регулирования, имеющих общий входной сигнал  $U_{вх}$  и сумматор на выходе (рис. 1, б). Особенность этой трехканальной структуры заключается в том, что сигналы, проходящие по основным каналам регулирования, умножаются в звеньях  $УФФТ$  и  $СД$  на синусоидальные величины, образующие между собой трехфазную симметричную систему. Это приводит к тому, что в сумматоре на выходе системы (который должен содержать двенадцать слагаемых) две тройки синусоид, сдвинутых между собой на  $120^\circ$ , взаимно уравновешиваются, и в выражении для электромагнитного момента остаются лишь две утроенные гармоники основной частоты  $\omega$ . Амплитуды этих гармоник и значения их фазовых сдвигов определяются частотными характеристиками звена  $КРТ$  на боковых частотах  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$ :

$$M = M_A + M_B + M_C = M_1 (\omega - \omega_1) + M_2 (\omega + \omega_1) = 0,75U_M L_M I_p A_{крт1} (\omega - \omega_1) \sin[\omega t + \gamma - \varphi_1 (\omega - \omega_1)] + 0,75U_M L_M I_p A_{крт2} (\omega + \omega_1) \sin[\omega t - \gamma - \varphi_2 (\omega + \omega_1)].$$

**Анализ выражения для логарифмических частотных характеристик (ЛЧХ)  $КРМ$ .** Рассмотрим приведенное выше выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя более подробно.

В простейшем случае считаем  $КРТ$  безынерционным звеном. В электроприводах с питанием обмоток статора от вентильных преобразователей, работающих в режиме источника тока, полоса пропускания частот  $КРТ$  доходит до нескольких тысяч радиан в секунду, так что принятое допущение не только упрощает картину процессов, но и незначительно отличает её от истинной.

При безынерционном  $КРТ$  его амплитудная частотная характеристика  $A_{крт} = \text{const}$ , а фазовая частотная характеристика  $\varphi_{крт} = 0$ . Вектор результирующего момента  $M$  получается как сумма равных по длине векторов  $M_1$  и  $M_2$ . При этом вектор  $M_1$  опережает вектор  $U_{вх}$  на угол  $\gamma$ , а вектор  $M_2$  от-

стает на такой же угол. Выражение для момента приобретает вид

$$M = 1,5U_{вх} L_M I_p A_{крт} \cos \gamma,$$

т.е. при постоянной амплитуде синусоидального входного сигнала  $U_{вх} = \text{const}$  имеем  $M = \text{const}$  во всей полосе частот. Если  $\gamma = 0$ , то направления вектора  $U_{вх}$  и слагаемых  $M_1$  и  $M_2$  совпадают.

Рассмотрим в общем случае, как выглядят ЛЧХ канала регулирования момента ( $КРМ$ ) при разных фиксированных значениях  $\omega_1$ . При этом будем сопоставлять значения  $\omega_1$  и  $\omega_T$  (частота среза  $КРТ$ ). Для наглядности представим слагаемые  $M_1$  и  $M_2$  в векторной форме. Напомним, что это – синусоидальные величины частоты  $\omega$ , амплитуды и фазовые сдвиги которых зависят от значений боковых частот  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$ . Обратимся к векторным диаграммам  $КРМ$  (рис. 2), когда за базовый (входной) вектор принимается вектор  $U_{вх}$ , а за выходной – вектор  $M$ , представляемый как сумма слагаемых  $M_1$  и  $M_2$ .

Сначала рассмотрим случай, когда  $\omega_1 \ll \omega_T$ , что наблюдается при работе электропривода на упор, а также в режиме «ползучих» скоростей; тогда  $\omega \pm \omega_1 \approx \omega$ , поэтому

$$A_{крт1} (\omega - \omega_1) \approx A_{крт2} (\omega + \omega_1) \approx A_{крт} (\omega);$$

$$\varphi_1 (\omega - \omega_1) \approx \varphi_2 (\omega + \omega_1) \approx \varphi (\omega).$$

Модули слагаемых  $M_1 (\omega - \omega_1)$  и  $M_2 (\omega + \omega_1)$  равны, а при изменении  $\omega$  в равной мере изменяют свою амплитуду и фазовый сдвиг (рис. 2, а). Частотные характеристики  $КРТ$  и  $КРМ$  в относительных единицах совпадают, выражение для момента приобретает вид

$$M = 1,5U_{вх} L_M I_p A_{крт} (\omega) \cos \gamma \sin[\omega t - \varphi (\omega)].$$

Когда  $\omega_1$  и  $\omega_T$  сопоставимы по значению и  $(\omega - \omega_1)$  и  $(\omega + \omega_1)$  отличаются существенно, а из-за

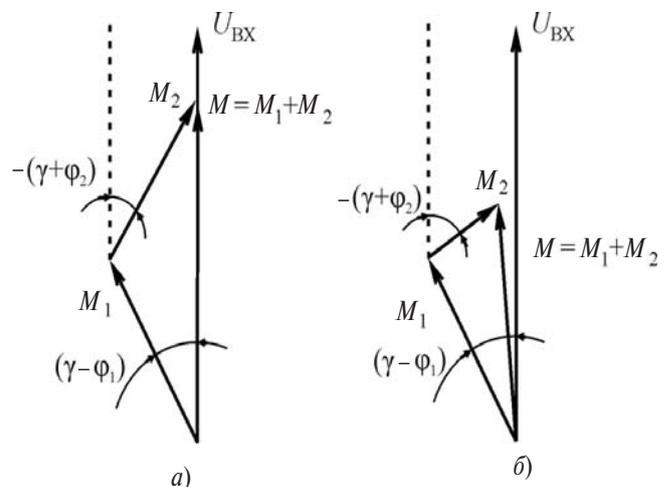


Рис. 2. Сложение составляющих момента в синхронном электроприводе: а –  $\omega_1 \ll \omega_T$ ; б –  $\omega_1 \approx \omega_T$

влияния инерционностей в звеньях *KPT* необходимо учитывать ограниченную полосу пропускания частот *KPT*, то слагаемые  $M_1$  и  $M_2$  изменяются по-разному в функции  $\omega$ . Наиболее значительно эта разница проявляется в области частоты среза  $\omega_T$ ; тогда при значении частоты напряжения на статоре, близком значению этой частоты при  $\omega_1 \approx \omega_T$ , разность частот  $(\omega - \omega_1)$  лежит в пределах рабочей полосы пропускания частот *KPT*, где вектор  $M_1$  изменяется незначительно. Другая же боковая частота  $(\omega + \omega_1)$  выходит за правую границу равномерного пропускания частот, где амплитуда вектора  $M_2$  существенно уменьшается. В результате оказывается  $|M_1| > |M_2|$ , поэтому значение и направление результирующего вектора  $M = M_1 + M_2$  в большей мере определяются вектором  $M_1$ , который изменяется мало (рис. 2,б). На результирующей амплитудной ЛЧХ наблюдается некоторое расширение полосы равномерного пропускания частот при сниженных значениях амплитудной характеристики *KPM*, а фазовая ЛЧХ *KPM* проходит выше, чем фазовая ЛЧХ *KPT*.

Описанное явление проявляется тем сильнее, чем значения  $\omega_1$  и, следовательно, угловой скорости двигателя ближе к значению частоты среза  $\omega_T$  *KPT*. В диапазоне очень высоких частот тестового сигнала  $U_{вх}$ , когда  $\omega \rightarrow \infty$ , при любом конечном значении  $\omega_1$  частотные характеристики *KPT* и *KPM* совпадают. В районе средних частот, когда значения  $\omega_1$  и  $\omega_T$  близки, эти характеристики отличаются, и для их вычисления следует пользоваться вышеприведенным выражением.

**Расчетные и экспериментальные ЛЧХ *KPT* и *KPM*.** Расчет выполнялся для *KPM*, в котором замкнутый по току *KPT* каждой фазы статора был аппроксимирован колебательным звеном 2-го порядка с передаточной функцией

$$W_{\text{крт}}(p) = \frac{1}{(1 + 2\zeta Tp + T^2 p^2)}$$

Расчетные ЛЧХ, соответствующие этой передаточной функции, получены заменой  $p = j\omega$  и для удобства представлены в функции безразмерной величины  $\omega_T$ . Амплитудные ЛЧХ *KPT* и *KPM* были представлены в относительных единицах. За базовые значения амплитуды тока и момента были взяты их значения при  $\omega_1 = 0$  и  $\omega = 0$ . Коэффициент демпфирования был принят равным  $\zeta = 0,5$ , что соответствует стандартной настройке замкнутого *KPT* с относительной частотой среза  $\omega_T T = 1$  и запасом устойчивости по фазе  $\Delta\varphi \approx 50^\circ$ . Расчетные ЛЧХ *KPT* и *KPM* при  $\omega_1 = 0$  совпадают (кривые 1, рис. 3) и соответствуют принятой на

рис. 1,б модели преобразования токов  $i_A, i_B, i_C$  в момент  $M$ .

При увеличенных значениях  $\omega_1$ , когда угловая скорость электропривода приближается к частоте среза ( $\omega_1 \approx \omega_T$ ), ЛЧХ *KPM* изменяется (кривые 2, К

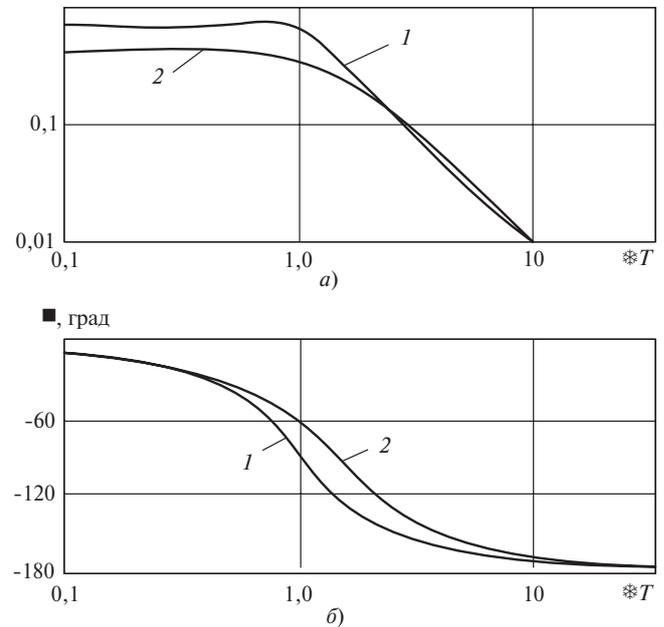


рис. 3. Амплитудные (а) и фазовые (б) ЛЧХ *KPT* и *KPM* при  $\omega_1 = 0$  (кривые 1) и *KPM* при  $\omega_1 \approx \omega_T$  (кривые 2)

рис. 3): её амплитуда снижается, но фазовая ЛЧХ на протяжении примерно декады в районе частоты среза *KPT* проходит на  $40-50^\circ$  выше, что объясняется доминирующим влиянием первого слагаемого в вышеприведенном выражении для момента. На ЛЧХ *KPM* по сравнению с фазовой ЛЧХ *KPT* при значениях  $\omega_1 > \omega_T$  увеличенный подъем фазы не только сохраняется, но и несколько увеличивается. Однако практический эффект из этого извлечь не удастся, так как получение равномерного усиления *KPT* на участке с крутым падением значения амплитуды требует неоправданно большой форсировки напряжения источников питания статорных цепей.

Описанное сопоставление ЛЧХ *KPT* и *KPM* во всем диапазоне частот показывает следующее. Во-первых, настраивать систему электропривода следует при малых скоростях или даже при заторможенном двигателе, так как эти режимы характеризуются наименьшими запасами устойчивости; во-вторых, на стадии приближенного выбора структуры и параметров корректирующих связей в электроприводе можно заменить внутренний *KPM* на *KPT*. Этот кажущийся весьма парадоксальным приём вполне уместен: с одной стороны, он упрощает расчетные процедуры, с другой — наблюдающаяся в этом случае погрешность лишь увеличивает

ет «запас прочности» расчетов. Наконец, необходимо соблюдать принцип разделения движений и настраивать *KPT* фазных токов статора изолированно от других каналов регулирования.

Экспериментальные ЛЧХ определялись для уточнения принятой математической модели *KPT*, учета всех значимых факторов, влияющих на динамические характеристики электропривода, подтверждения выводов, полученных при расчете.

Характеристики определялись для *KPT* фазы и *KPM* электропривода. Функциональная схема экспериментальной установки и ЛЧХ приведены на рис. 4. Для удобства сравнения вариантов относительные значения коэффициентов усиления при низких частотах приняты одинаковыми. Пробный синусоидальный сигнал разных фиксированных частот в диапазоне от 1 до 10000 рад/с подавался с выходных клемм прибора «Вектор» [6] на вход *УФФТ* и далее поступал на три параллельно работающих *KPT* фазных токов статора. Каждый *KPT* был выполнен на базе однофазных транзисторных автономных инверторов *АИ* (типа *Maxi-Maestro 25/127*). В качестве двигателя *СД* был применен синхронный генератор БМЗ-4,5 (4,5 кВА; 1500 об/мин;  $U_{\text{фаз}} = 127$  В;  $I_{\text{фаз}} = 10$  А). Токи фаз измерялись датчиками тока *ДТ* (Lem НУ-05-Р). При определении экспериментальных ЛЧХ каждого из локальных *KPT* фазы статора *СД* за выходную переменную принималось напряжение одного из *ДТ*, а за входную – напряжение прибора «Вектор».

При экспериментальном определении ЛЧХ *KPM* использовались последовательно включенные программируемый контроллер *ПЛК* (Atmega 8535), который выполнял вычислительные операции, соответствующие звену *СД* на рис. 1,б, датчик углового положения ротора *ДПП* (тип Omron E6C3-AJ5C) и цифроаналоговый преобразователь *ЦАП* (встроен в Atmega 8535). За выходной сигнал *KPM* принималось значение оценки момента *М*, получаемое на выходе *ЦАП*.

Экспериментальные ЛЧХ *KPT* и *KPM* (рис. 4,б), снятые в схеме с П-регулятором тока и при коэффициенте усиления  $K_{\text{крт}} = 5$  разомкнутого контура, образованного звеньями *РТ*, *АИ*, *ДТ* (рис. 4,а), имеют довольно большую (до  $(2-4) \cdot 10^3$  рад/с) полосу равномерного пропускания частот. Это позволяет практически полностью ослабить влияние перекрестных связей на характер процессов, вызванных наличием взаимных индуктивностей между обмотками статора. Эксперимент также показал правомерность аппроксимации замкнутого *KPT* фазы статора колебательным звеном 2-го порядка в диапазоне частот, по меньшей мере, до  $(2-4) \cdot 10^3$  рад/с. Несколько меньшую полосу равномерного пропускания частот, наблюдаемую в *KPM* по срав-

нению с *KPT*, следует объяснить наличием некоторой инерции в процедуре цифровых преобразований, осуществляемых в *ПЛК*.

Экспериментальные ЛЧХ *KPT* фазы статора (и, соответственно, *KPM*) в электроприводе с синхронным реактивным двигателем независимого возбуж-

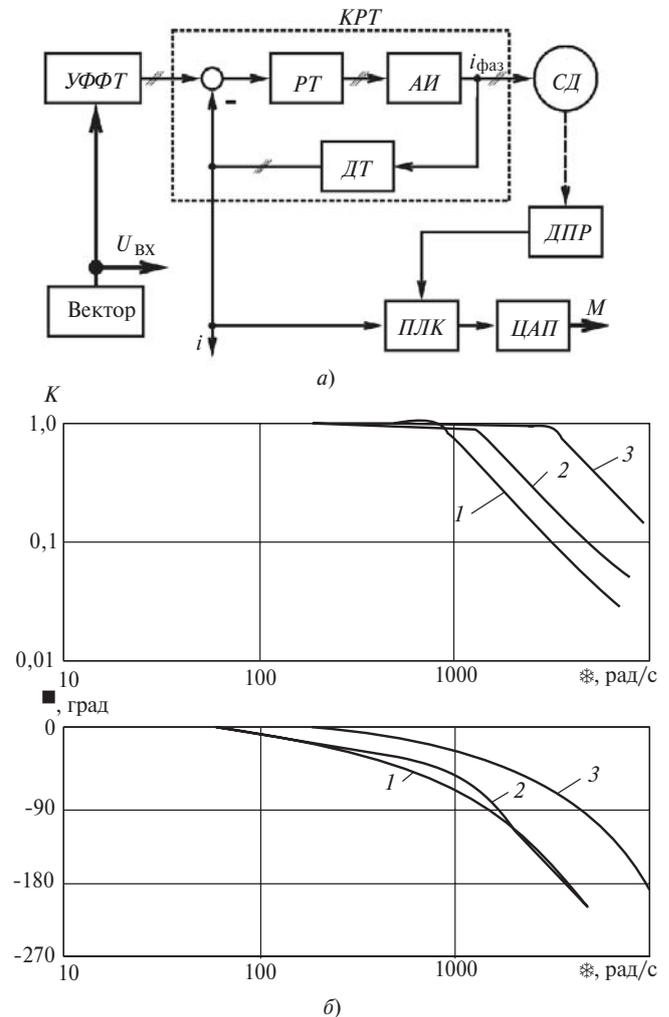


Рис. 4. Функциональная схема опыта (а) и экспериментальные ЛЧХ (б): 1 – *KPM* *СД*; 2 – *KPT* *СД*; 3 – *KPT* синхронного реактивного двигателя независимого возбуждения

нения [7] имеют полосу равномерного пропускания частот примерно в 2-3 раза шире (кривые 3, рис. 4,б). Это можно объяснить тем, что с увеличением числа фаз  $m$  обмотки статора (эксперимент проводился при  $m=6$ ) и неизменном диаметре его ротора уменьшаются ширина фазной зоны, число витков фазной обмотки и индуктивность её рассеяния.

**Заключение.** При частотном анализе динамических свойств регулируемых электроприводов переменного тока с синхронными двигателями удобно рассматривать *KPM* как линейную систему с амплитудной модуляцией [2]. Пользуясь принципом разделения движений, можно независимо рассматривать процессы в фазных *KPT* и *KPM*. Применение экспериментальных ЛЧХ позволяет, не ус-

ложняя математического описания системы электропривода, автоматически учесть влияние перекрёстных связей, обусловленных наличием взаимной магнитной связи между обмотками в двигателе. Современные автономные инверторы, выполненные на трёхфазных преобразователях, позволяют получить в фазных контурах регулирования тока полосу равномерного пропускания частот несколько тысяч радиан в секунду. Приблизительную оценку динамических свойств контура регулирования момента можно получить, пользуясь лишь ЛЧХ контуров регулирования фазных токов статора.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Морозовский В.Т. Многосвязные системы автоматического регулирования. — М.: Энергия, 1970.
2. Шаталов А.С. Преобразования сигналов и изображающих их функций обобщенными линейными системами автоматического управления. — М.;Л.: Энергия, 1965.
3. Бродовский В.Н., Иванов Е.С. Приводы с частотно-токовым управлением. — М.: Энергия, 1974.
4. Слежановский О.В., Дацковский Л.Х., Кузнецов И.С. и др. Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентильными преобразователями. — М.: Энергоатомиздат, 1983.
5. Вейнгер А.М. Регулируемый синхронный электропривод. — М.: Энергоатомиздат, 1985.
6. Маурер В.Г. Средства частотного анализа элементов, устройств и систем управления вентильных электроприводов: Учебное пособие. — Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 1998.

\* \* \*

7. Усынин Ю.С., Григорьев М.А., Виноградов К.М. Электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения. — Электричество, 2007, № 3.

[13.07.11]

*Авторы: Усынин Юрий Семёнович окончил в 1959 г. энергетический факультет Челябинского политехнического института. В 1994 г. защитил докторскую диссертацию «Следящий дифференциальный электропривод автономных объектов» в Московском энергетическом институте. Профессор кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» Южно-Уральского государственного университета (ЮУрГУ).*

*Григорьев Максим Анатольевич окончил в 2000 г. энергетический факультет ЮУрГУ. В 2004 г. защитил кандидатскую диссертацию «Вентильный электропривод с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения». Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ЮУрГУ.*

*Шишков Александр Николаевич окончил в 2004 г. энергетический факультет ЮУрГУ. В 2007 г. защитил кандидатскую диссертацию «Асинхронный электропривод крановых механизмов с дроссельным регулированием скорости». Доцент кафедры «Электропривод и автоматизация промышленных установок» ЮУрГУ.*

**Внимание предприятий, организаций,  
НИИ, вузов России  
и зарубежных фирм!**

Журнал «Электричество» предоставляет свои страницы для

- РЕКЛАМЫ ИЗДЕЛИЙ отечественных предприятий и зарубежных фирм в области энергетики, электротехники, электроники, автоматики
- ПУБЛИКАЦИИ ОБЪЯВЛЕНИЙ о научных симпозиумах, конференциях, совещаниях, семинарах
- ДРУГОЙ ИНФОРМАЦИИ, соответствующей тематике журнала

Сообщаем, что журнал поступает к зарубежным подписчикам во многих странах мира.

Напоминаем наш адрес: 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 648.

Тел./факс (7-495)362-7485