

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

УДК 62-83::621.313.3

РАЗВИТИЕ ЧАСТОТНЫХ МЕТОДОВ СИНТЕЗА ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С СИНХРОННЫМИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМИ МАШИНАМИ*

*Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, А.Н. Шишков, А.Е. Бычков, Е.В. Белоусов
г. Челябинск, Южно-Уральский государственный университет*

DEVELOPMENT OF FREQUENCY METHODS OF SYNTHESIS OF ELECTRIC DRIVE WITH SYNCHRONOUS MOTORS

*Y.S. Usynin, M.A. Grigoryev, A.N. Shishkov, A.E. Bychkov, E.V. Belousov
Chelyabinsk, South Ural State University*

Рассматриваются вопросы разработки частотных методов синтеза и анализа процессов контура регулирования момента в синхронных частотно-регулируемых электроприводах.

Ключевые слова: частотные методы, синхронные электроприводы, электроприводы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения.

The article deals with the development of frequency methods of synthesis and analysis in the torque loop of the variable-frequency electric drive with synchronous motors.

Keywords: frequency methods, synchronous electric drive, field regulated reluctance machine electric drive.

Введение. 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 синтез контура регулирования момента выполняется по координате тока якоря, то в электроприводах переменного тока приходится учитывать не только быстродействие контура регулирования тока, но и особенности взаимодействия фазных токов. Так в электроприводе с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения электромагнитный момент создаётся токами тех фазных обмоток, которые находятся над полюсом ротора [1].

Развитие частотных методов. Современные регулируемые электроприводы переменного тока имеют цифровую систему управления. Для снятия частотных характеристик можно использовать аналого-цифровые преобразователи (АЦП) и цифроаналоговые преобразователи (ЦАП). Однако

встроенные в электропривод АЦП и ЦАП имеют ограниченную полосу равномерного пропускания (не более 100 рад/с) и не позволяют оценить реальные частотные характеристики в контуре регулирования момента.

Тестовый гармонический сигнал можно формировать непосредственно во встроенном микроконтроллере электропривода. Например, в частотно-регулируемом электроприводе Unidrive SP функция узла формирования тестового гармонического сигнала возлагалась на технологический контроллер SM Application, который связан по внутренней скоростной шине данных с главным процессором CPU электропривода (рис. 1). На рис. 1 DO1, DO2 – быстродействующие цифровые выходы, на которых формируются сигналы в момент перехода тестового синусоидального сигнала через ноль от отрицательного значения к положительному. В [2] сформулированы требования к форме тестового сигнала. С учётом этих требований разработан алгоритм снятия частотных характеристик (рис. 2).

* Работа проводится в рамках реализации Федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы по проблеме «Энергоэффективные электроприводы нового поколения для объектов с тяжёлыми условиями эксплуатации (электроприводы нефтегазового комплекса, тяговые электроприводы)», конкурс 2011-1.2.2-226-011.

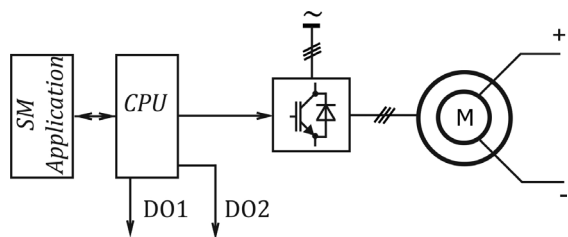


Рис. 1. Функциональная схема синхронного частотнорегулируемого электропривода

В алгоритме по событию (см. рис. 2), определяемому по прерываниям таймера (частота тестового сигнала) в SM Application (см. рис. 1), происходит формирование тестового гармонического сигнала, который через быстродействующую шину подаётся в модуль CPU. В модуле CPU тестовый сигнал подаётся на вход объекта управления: контур регулирования скорости или контур регулирования момента. В традиционных схемах экспериментального определения частотных характеристик на измерительный осциллограф подаётся тестовый сигнал задания и измеряемая выходная переменная. В предложенном алгоритме на измерительный осциллограф подаётся логический сигнал с цифрового выхода DO1. Этот сигнал формируется в момент перехода через ноль тестового гармонического сигнала от отрицательного значения к положительному.

Разработанный алгоритм частотной идентификации позволяет проводить измерение частотных характеристик в частотно-регулируемых электроприводах с микропроцессорной системой управления.

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 $U_{ВХ}$ [3, 4]. Последовательность математических операций, с помощью кото-

рых описываются процессы передачи сигнала через звенья одной фазы статора синхронного двигателя, иллюстрируется структурной схемой (рис. 3). 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:

$$U_3 = U_{ВХ} \sin \omega_1 t.$$

Здесь ω_1 – угловая частота модулирующего сигнала, которая равна частоте напряжения, задаваемого преобразователю частоты, как правило, датчиком углового положения ротора двигателя, t – время.

Модулирующий сигнал $\sin \omega_1 t$ может или генерироваться датчиком углового положения ротора двигателя непосредственно, что наблюдается в схемах частотно-токового формирования момента [5], или пройдя координатные преобразования переменных [6]. 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:

$$i(p) = W_{КРТ}(p) U_3(p).$$

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 (демодуляции) тока i на синусоидальную величину той же частоты, что и в УФФТ, но со сдвигом по фазе на угол γ , так что

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

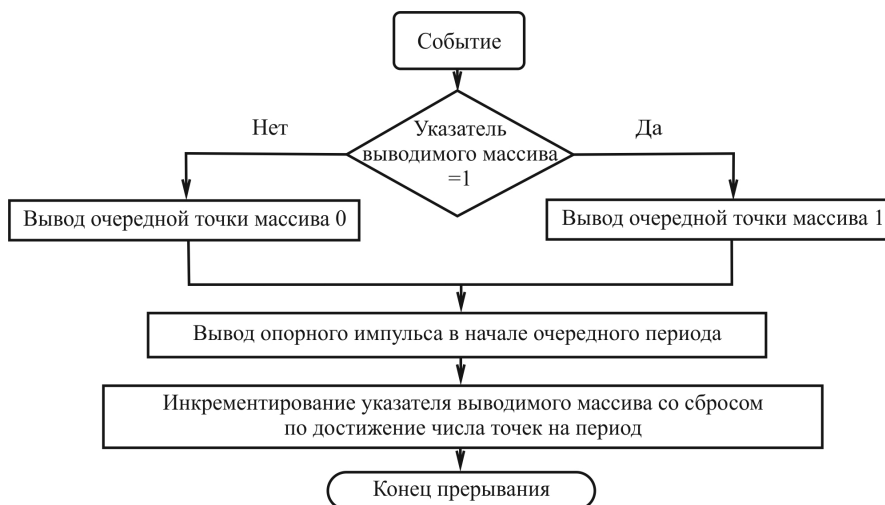


Рис. 2. Алгоритм формирования гармонического тестового сигнала задания при снятии частотной характеристики

Здесь L_M – максимальное значение коэффициента взаимной индуктивности между обмоткой ротора и одной из фаз статора; I_P – ток ротора синхронного двигателя, γ – угол сдвига между синусоидальными величинами, подаваемыми на входы УФФТ и СД.

Прохождение синусоидального сигнала через звенья КРМ. Чтобы применить к анализу процессов, происходящих в частотно-регулируемом электроприводе переменного тока, общепринятый аппарат частотных характеристик и передаточных функций, рассмотрим прохождение синусоидального сигнала через звенья одной фазы канала регулирования момента.

Подадим на вход канала регулирования момента КРМ синусоидальный сигнал частоты ω :

$$U_{ВХ} = U_M \sin \omega t.$$

Тогда на выходе первого блока умножения (звена УФФТ)

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

то есть основная гармоника частоты ω 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 $\varphi_{КРТ}(\omega)$ частотными характеристиками, то сигнал на его выходе также можно представить суммой двух гармоник суммарной и разностной частот:

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

Здесь $A_{КРТ}(\omega - \omega_1)$ и $A_{КРТ}(\omega + \omega_1)$ – значения амплитудной характеристики звена КРТ при частотах $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$; $\varphi(\omega - \omega_1)$ и $\varphi(\omega + \omega_1)$ – значе-

ния фазовой характеристики звена КРТ при тех же частотах.

В общем случае эти гармоники отличаются между собой величинами амплитуд и сдвигов 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 и тогда

$$M_i = i L_M I_P \sin(\omega_1 t + \gamma) = 0,25 U_M L_M I_P A_{КРТ}(\omega - \omega_1) \times \{ \sin[\omega t + \gamma - \varphi(\omega - \omega_1)] - \sin[\omega t - 2\omega_1 t - \gamma - \varphi(\omega - \omega_1)] \} + 0,25 U_M L_M I_P A_{КРТ}(\omega + \omega_1) \{ \sin[\omega t - \gamma - \varphi(\omega + \omega_1)] - \sin[\omega t + 2\omega_1 t + \gamma - \varphi(\omega + \omega_1)] \}.$$

Из последнего выражения следует, что на выходе однофазного канала регулирования момента моносинусоидальный сигнал $U_{ВХ}$ частоты ω преобразуется в сигнал, содержащий четыре гармоники: две с основной частотой ω , 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 фаз А, В и С статора параллельно включенных идентичных однофазных каналов регулирования, имеющих общий входной сигнал $U_{ВХ}$ и сумматор на выходе (рис. 3). 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 на выходе системы в сумматоре (из

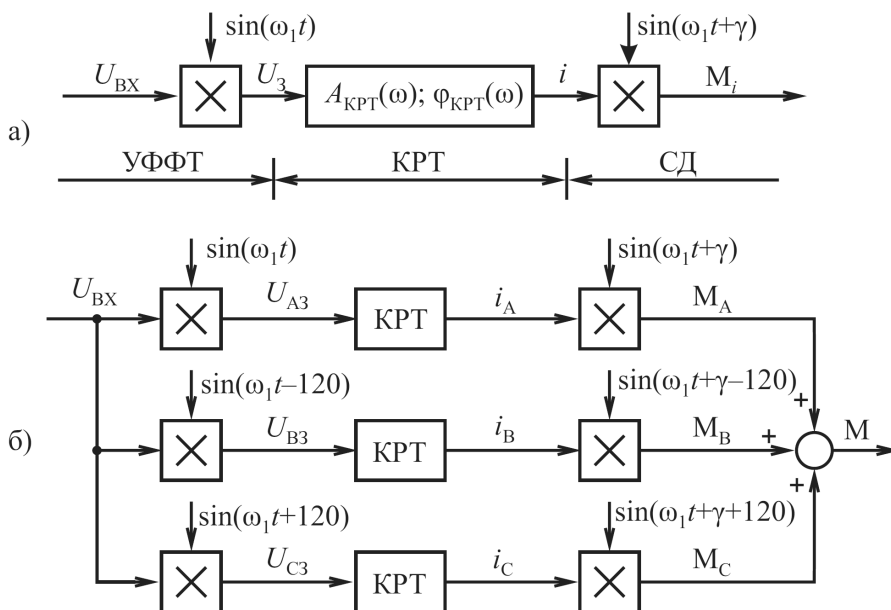


Рис. 3. Схема прохождения сигнала $U_{ВХ}$ через однофазный (а) и трехфазный (б) каналы регулирования момента

двенадцати слагаемых) две тройки синусоид, сдвинутых между собой на 120 градусов, взаимно уравновешиваются и на вал двигателя не проходят, а в выражении для электромагнитного момента остаются лишь две утроенные гармоники основной частоты ω . Амплитуды этих гармоник и величины их фазовых сдвигов определяются значениями частотных характеристик звена КРТ на боковых частотах $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$:

$$M = M_A + M_B + M_C = M_1(\omega - \omega_1) + M_2(\omega + \omega_1) = 0,75U_M L_M I_P A_{\text{КРТ}}(\omega - \omega_1) \sin[\omega t + \gamma - \varphi(\omega - \omega_1)] + 0,75U_M L_M I_P A_{\text{КРТ}}(\omega + \omega_1) \sin[\omega t - \gamma - \varphi(\omega + \omega_1)]. \quad (*)$$

Анализ выражения для логарифмических частотных характеристик (ЛЧХ) КРМ. Рассмотрим полученное выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя более подробно и выделим несколько частных случаев.

Первый случай – КРТ считаем безынерционным, что выполняется при $\omega \approx 0$. В электроприводе с питанием обмоток статора от вентильных преобразователей, работающих в режиме источника тока, полоса пропускания частот КРТ доходит до нескольких тысяч рад/с, так что принятое допущение не только упрощает картину процессов, но и очень незначительно отличает ее от истинной.

Для наглядности представим слагаемые M_1 и M_2 в векторной форме. Напомним, что это – синусоидальные величины частоты ω , амплитуды и фазовые сдвиги которых зависят от значений боковых частот $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$. В качестве базового выберем вектор входного напряжения $U_{\text{ВХ}}$ (рис. 4). При безынерционном КРТ (см. рис. 4, а) $A_{\text{КРТ}} = \text{const}$, $\varphi_{\text{КРТ}} = 0$, а вектор результирующего момента M получается как сумма равных по длине векторов M_1 и M_2 . При этом вектор M_1 опережает вектор $U_{\text{ВХ}}$ на угол γ , а вектор M_2 отстает на такой же угол. Выражение для момента приобретает вид

$$M = 1,5 U_{\text{ВХ}} L_M I_P A_{\text{КРТ}} \cos \gamma,$$

то есть при $U_{\text{ВХ}} = \text{const}$ имеем $M = \text{const}$ во всей

полосе частот. Если $\gamma = 0$, то направления вектора $U_{\text{ВХ}}$ и слагаемых M_1 и M_2 совпадают.

Во втором случае принимаем $\omega_1 \approx 0$. Это наблюдается при работе электропривода на упор, а также в режиме «ползучих» скоростей. Тогда $\omega \pm \omega_1 \approx \omega$, поэтому

$$A_{\text{КРТ}}(\omega - \omega_1) \approx A_{\text{КРТ}}(\omega + \omega_1) \approx A_{\text{КРТ}}(\omega)$$

$$\text{и } \varphi(\omega - \omega_1) \approx \varphi(\omega + \omega_1) \approx \varphi(\omega).$$

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

$$M = 1,5 U_{\text{ВХ}} L_M I_P A_{\text{КРТ}}(\omega) \cos \gamma \sin[\omega t - \varphi(\omega)].$$

Наконец, в третьем (общем) случае, когда необходимо учитывать ограниченную полосу пропускания частот КРТ, а $(\omega - \omega_1)$ и $(\omega + \omega_1)$ отличаются существенно, слагаемые M_1 и M_2 изменяются по-разному в функции ω . Наиболее значительно эта разница проявляется в районе частоты среза КРТ ω_T . Тогда при частоте напряжения на статоре, близкой частоте среза КРТ, когда $\omega_1 \approx \omega_T$, разность частот $(\omega - \omega_1)$ лежит в рабочей полосе пропускания частот КРТ, где вектор M_1 изменяется незначительно. Другая же боковая частота $(\omega + \omega_1)$ выходит за правую границу равномерного пропускания частот, а там амплитуда вектора M_2 существенно уменьшается. В результате оказывается $|M_1| > |M_2|$, поэтому величина и направление результирующего вектора $M = M_1 + M_2$ в большей мере определяется вектором M_1 , который изменяется мало (см. рис. 4, б). На результирующей амплитудной ЛЧХ наблюдается некоторое расширение полосы равномерного пропускания частот, а фазовая ЛЧХ КРМ пойдет выше, чем фазовая ЛЧХ КРТ.

Описанное явление проявляется тем значительнее, чем ближе величина ω_1 и, следовательно, угловая скорость двигателя к частоте среза ω_T КРТ.

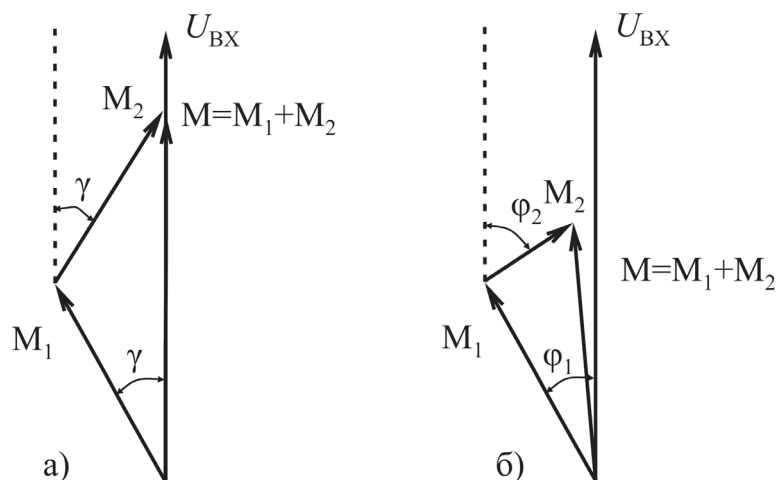


Рис. 4. Сложение составляющих момента в синхронном электроприводе при малых (а) и больших (б) частотах входного сигнала $U_{\text{ВХ}}$

Итак, в граничных случаях, когда $\omega \approx 0$ или $\omega \approx \infty$, частотные характеристики КРТ и КРМ совпадают. В районе же средних частот, когда ω_1 и ω_T близки, эти характеристики отличаются, а для их вычисления следует пользоваться выражением (*).

Расчетные и экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ. Расчет выполнялся для КРМ, в котором замкнутый по току КРТ каждой фазы статора был аппроксимирован колебательным звеном второго 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 путем замены $p = j\omega$ и для удобства представлены в функции безразмерной величины ωT . Амплитудные ЛЧХ КРТ и КРМ 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 КРТ с относительной частотой среза $\omega_T = 1$ и запасом устойчивости по фазе $\Delta\varphi \approx 50^\circ$.

Расчетные ЛЧХ КРТ и КРМ при $\omega_1 = 0$ совпадают (см. кривые 1 на рис. 5) и соответствуют принятой на рис. 3, б модели преобразования фазных токов i_A, i_B, i_C в момент М.

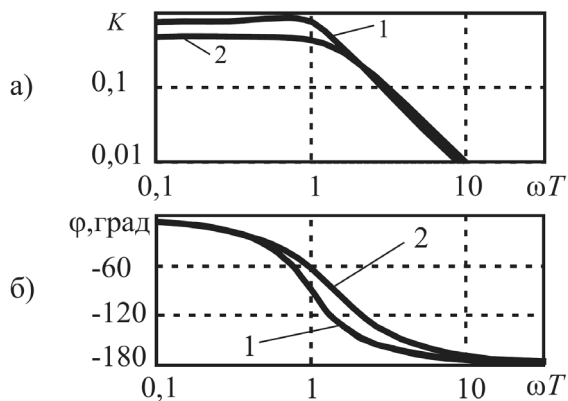


Рис. 5. Амплитудные (а) и фазовые (б) ЛЧХ КРТ и КРМ при $\omega_1 = 0$ (кривые 1) при $\omega_1 \approx \omega_T$ (кривые 2)

При увеличенных значениях ω_1 , когда угловая скорость электропривода приближается к частоте среза (то есть $\omega_1 \approx \omega_T$), ЛЧХ КРМ изменяется (см. кривые 2 на рис. 5): её амплитуда снижается, но фазовая ЛЧХ на протяжении примерно декады проходит на 40–50 градусов выше, что следует объяснить доминирующим влиянием первого слагаемого в выражении (*). На ЛЧХ КРМ при значениях угловой скорости электропривода $\omega_1 > \omega_T$ увеличенный подъем фазы по сравнению с фазовой ЛЧХ КРТ не только сохраняется, но даже несколько увеличивается. Однако практический эффект из этого обстоятельства извлечь не удастся, так как получение равномерного усиления КРТ на

участке с крутым падением амплитуды требует неоправданно больших форсировок по напряжению источников питания статорных цепей.

Описанное сопоставление ЛЧХ КРТ и КРМ во всем диапазоне частот показывает, что, во-первых, настройку системы электропривода следует проводить 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 КРМ на КРТ. Этот кажущийся весьма парадоксальным приём вполне уместен: с одной стороны, он упрощает расчетные процедуры, а с другой, – наблюдающаяся в этом случае погрешность лишь увеличивает «запас прочности» расчетов. Наконец, необходимо соблюдать принцип разделения движений и настраивать КРТ фазных токов статора изолированно от других каналов регулирования.

Экспериментальные ЛЧХ определялись для того, чтобы уточнить принятую математическую модель КРТ, учесть все значимые факторы, влияющие на динамические характеристики электропривода, подтвердить выводы, полученные при расчете.

ЛЧХ определялись для КРТ фазы и для КРМ электропривода. Функциональная схема экспериментальной установки приведена на рис. 6, а. Пробный синусоидальный сигнал разных фиксированных частот в диапазоне от 1 до 10000 рад/с подавался с выходных клемм прибора «Вектор» [2] на вход УФФТ и далее поступал на три параллельно работающих КРТ фазных токов статора. Каждый КРТ 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). Когда определялись экспериментальные ЛЧХ каждого из локальных КРТ фазы статора СД, то за выходную переменную принималось напряжение одного из ДТ, а за входную – напряжение прибора «Вектор».

При экспериментальном определении ЛЧХ КРМ использовались последовательно включенные программируемый контроллер ПК (Atmega 8535), который выполнял вычислительные операции, соответствующие звену СД на рис. 3, б, датчик углового положения ротора ДПР (тип Omron E6C3-AJ5C) и цифро-аналоговый преобразователь ЦАП (встроен в Atmega 8535). За выходной сигнал КРМ принималась величина оценки момента М, которая снималась с выхода ЦАП.

Экспериментальные ЛЧХ КРТ и КРМ (см. рис. 4, б), снятые в схеме с П-регулятором тока и при коэффициенте усиления разомкнутого КРТ $K_{\text{КРТ}} = 5$, 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 процес-

сов, вызванных наличием взаимных индуктивностей между обмотками статора. Эксперимент также показал правомерность аппроксимации замкнутого КРТ фазы статора колебательным звеном второго порядка в диапазоне частот, по меньшей мере, до $(2-4) \cdot 10^3$ рад/с. Несколько меньшую полосу равномерного пропускания частот, наблюдаемую в КРМ по сравнению с КРТ, следует объяснить наличием некоторой инерции в процедуре цифровых преобразований, осуществляемых в ПК и ЦАП.

Влияние ограниченного быстродействия КРТ на статические характеристики КРМ. В идеальном случае, когда цепи обмотки статора питаются от безынерционных источников тока, механическая характеристика электропривода в режиме поддержания (или ограничения) момента – это вертикальная прямая.

Чтобы учесть влияние ограниченного быстродействия на форму механической характеристики электропривода, рассмотрим прохождение постоянного сигнала $U_{ВХ} = \text{const}$ через последовательно включенные УФФТ, КРТ и СД (см. рис. 3). После модуляции постоянного сигнала $U_{ВХ}$ звеном УФФТ постоянная составляющая этого сигнала исчезает и заменяется синусоидой:

$$U_3 = U_{ВХ} \sin \omega_1 t.$$

Пройдя через КРТ, сигнал U_3 преобразуется

по амплитуде и фазе, как того требует частотная характеристика КРТ:

$$i = U_{ВХ} A_{КРТ}(\omega_1) \sin[\omega_1 t - \varphi(\omega_1)],$$

где $A_{КРТ}(\omega_1)$ и $\varphi(\omega_1)$ – значения амплитудной и фазовой характеристик КРТ при $\omega = \omega_1$.

После демодуляции в звене СД

$$\begin{aligned} M_i &= i L_M I_P \sin(\omega_1 t + \gamma) = \\ &= 0,5 U_{ВХ} L_M I_P A_{КРТ}(\omega_1) \cos[\varphi(\omega_1) - \gamma] - \\ &- 0,5 U_{ВХ} L_M I_P A_{КРТ}(\omega_1) \cos[2\omega_1 t - \varphi(\omega_1) + \gamma]. \end{aligned}$$

По статорным цепям синхронного двигателя протекают токи, образующие симметричную трехфазную систему. В этом случае вторые слагаемые момента частоты $2\omega_1$ взаимно уравниваются, а первые (по числу фаз) – утраиваются. В результате общий момент синхронного двигателя

$$M = 1,5 U_{ВХ} L_M I_P A_{КРТ}(\omega_1) \cos[\varphi(\omega_1) - \gamma],$$

то есть зависит от частоты ω_1 напряжения на статоре, а следовательно, и скорости вращения ротора.

Если настройка КРМ производилась так, чтобы в режиме работы электропривода на упор (то есть при $\omega_1 = 0$) при заданных токах в обмотках статора и ротора достигался максимум момента (то есть устанавливался $\gamma = 0$), то при увеличении скорости электропривода ограниченное быстродействие КРТ приведет к снижению момента синхронного двигателя при неизменной величине $U_{ВХ}$. Особенно заметно это явление в высокоскорост-

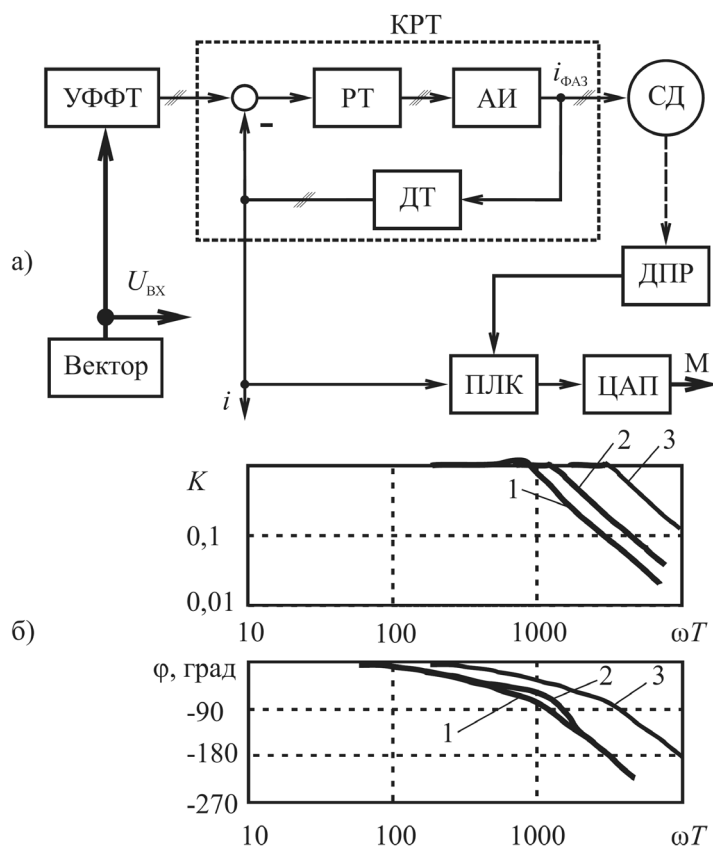


Рис. 6. Функциональная схема опыта (а) и экспериментальные ЛХЧ КРТ и КРМ (б)

ных электроприводах, где частота напряжения на статоре может превышать 50 Гц.

Снижение момента, вызванное ограниченным быстродействием КРТ, можно ослабить выбором величины начального смещения γ , но полностью устранить не удастся.

Экспериментальные ЛЧХ КРТ фазы статора (и соответственно КРМ) в электроприводе с синхронным реактивным двигателем независимого возбуждения [1] имеют полосу равномерного пропускания частот примерно в 2–3 раза шире (см. кривые 3 на рис. 6, б). Это следует объяснить тем, что с увеличением числа фаз m обмотки статора (эксперимент проводился при $m=6$) и неизменном диаметре рашетки статора снижаются ширина фазной зоны, число витков обмотки и индуктивность её рассеяния.

Заключение. При частотном анализе динамических свойств регулируемых электроприводов переменного тока удобно рассматривать КРМ как линейную систему с амплитудной модуляцией [4]. Пользуясь принципом разделения движений, можно независимо рассматривать процессы в фазных КРТ и КРМ. Применение экспериментальных ЛЧХ позволяет, не усложняя 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 пропус-

кания частот несколько тысяч радиан в секунду. Приблизительно оценку динамических свойств контура регулирования момента можно выполнить, пользуясь лишь ЛЧХ контуров регулирования фазных токов статора.

Литература

1. Усынин, Ю.С. *Электроприводы и генераторы с синхронной реактивной машиной независимого возбуждения* / Ю.С. Усынин, М.А. Григорьев, К.М. Виноградов // *Электричество*. – № 3. – 2007. – С. 21–26.
2. Маурер, В.Г. *Средства частотного анализа элементов, устройств и систем управления вентиляционных электроприводов: учебное пособие* / В.Г. Маурер. – Челябинск: Изд-во ЮУрГУ, 1998. – 120 с.
3. Морозовский, В.Т. *Многовязные системы автоматического регулирования* / В.Т. Морозовский. – М.: Энергия, 1970. – 288 с.
4. Шаталов, А.С. *Преобразования сигналов и изображающих их функций обобщенными линейными системами автоматического управления* / А.С. Шаталов. – М.; Л.: Энергия, 1965. – 344 с.
5. Бродовский, В.Н. / *Приводы с частотно-токовым управлением* В.Н. Бродовский, Е.С. Иванов. – М.: Энергия, 1974. – 168 с.
6. *Системы подчиненного регулирования электроприводов переменного тока с вентиляльными преобразователями* / О.В. Слежановский, Л.Х. Дацковский, И.С. Кузнецов и др. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 256 с.

Поступила в редакцию 12.03. 2011 г.

Усынин Юрий Семёнович – докт. техн. наук, профессор кафедры электропривода, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск.

Usinin Yuriy Semenovich – Doctor of Sciences (Engineering), Professor of the Electric Drive Department of South Ural State University, Chelyabinsk.

Григорьев Максим Анатольевич – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск.

Grigoryev Maxim Anatolievich – Candidate of Science, assistant professor of the Electric Drive Department of South Ural State University, Chelyabinsk.

Шишков Александр Николаевич – канд. техн. наук, доцент кафедры электропривода, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск.

Shishkov Alexander Nicolaevich – Candidate of Science (Engineering), assistant professor of the Electric Drive Department of South Ural State University, Chelyabinsk.

Бычков Антон Евгеньевич – аспирант кафедры электропривода, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск.

Bychkov Anton Evgenievich – a post-graduate student of the Electric Drive Department of South Ural State University, Chelyabinsk.

Белоусов Евгений Викторович – аспирант кафедры электропривода, Южно-Уральский государственный университет, г. Челябинск.

Belousov Evgeniy Victorovich – a post-graduate student of the Electric Drive Department of South Ural State University, Chelyabinsk.