

Введение

В настоящее время электрический привод является основой энергетического производства, технический уровень которого позволяет определить эффективность функционирования технологического оборудования. Расширение и усложнение выполняемых электроприводом функций, применение новых средств, монтаж, наладка и эксплуатация электропривода требуют высокого уровня подготовки специалистов.

В связи с ростом требований к качеству продукции, повышением производительности технологических агрегатов большое распространение получили регулируемые электроприводы. Современный электропривод представляет собой конструктивное единство электромеханического преобразователя энергии (двигателя), силового преобразователя и устройства управления. Он обеспечивает преобразование электрической энергии в механическую энергию в соответствии с алгоритмом работы технологической установки.

В таких приводах предлагается использование асинхронных электроприводов с частотным регулированием, его функциональные возможности и эксплуатационные характеристики отвечают техническим требованиям и условиям поставленной задачи. Самые значимые экономические условия перехода на асинхронный электропривод:

1. Низкая стоимость, более простая конструкция и высокая технологичность изготовления асинхронной короткозамкнутой машины по отношению к машине постоянного тока. Асинхронные двигатели более распространены, чем любые другие виды электрических машин;

2. Низкие эксплуатационные затраты асинхронной короткозамкнутой машины практически не нуждается в обслуживании на протяжении всего времени эксплуатации, в отличие от машин постоянного тока нуждающиеся в регулярном обслуживании коллекторного узла;

3. Затраты на ремонт электрической машины и двигателей постоянного тока как правило оказываются соизмеримыми со стоимостью новой асинхронной короткозамкнутой машины;

4. Конструктивное исполнение асинхронных короткозамкнутых машин имеет обширный ряд степеней защиты. Это играет большую роль для рассматриваемого применяемого электропривода (в нашем случае в окружающей среде высока концентрация угольной пыли). Изготовление машины с коллектором с высокой степенью защиты вызывает ее серьезно удорожание и осложняет обслуживание. Нередко прибегают к созданию локальных условий установки с более благоприятной окружающей средой, что требует еще большим затратам.

1. ЭЛЕКТРОПРИВОД ПСУ. ОСНОВНЫЕ ПОЛОЖЕНИЯ.

1.1 Описание электропривода ПСУ

Шнековый питатель сырого угля (ПСУ) осуществляет подачу угля из бункера сырого угля в систему пылеприготовления котла. Общий вид питателя приведен на рис. 1.1.

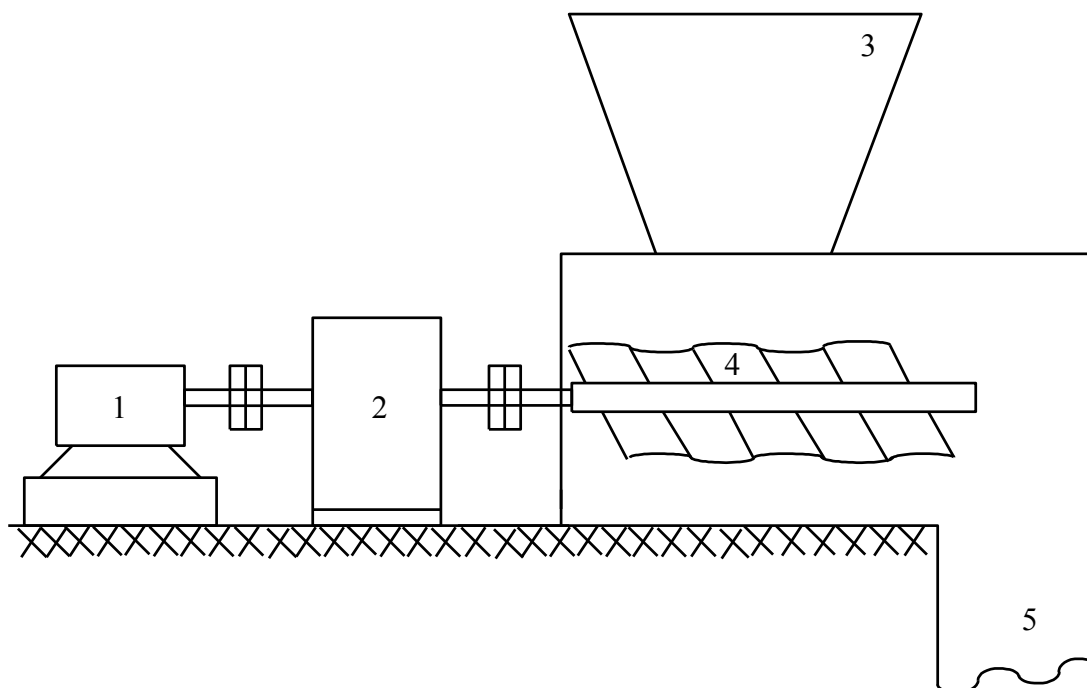


Рисунок 1.1– Общий вид шнекового питателя сырого угля: 1- электродвигатель; 2-редуктор; 3-бункер сырого угля; 4-шнек; 5-течка сырого угля

Шнековый питатель сырого угля относится к группе механизмов длительного режима работы с постоянной нагрузкой и небольшим диапазоном регулирования скорости. Для целей модернизации существующих нерегулируемых асинхронных или регулируемых постоянного тока электроприводов шнековых питателей целесообразно применение частотно-регулируемого асинхронного электропривода. При этом необходимо обеспечить повышенный пусковой момент, плавность протекания пуско-тормозных режимов и защиту двигателя и преобразователя по току, а механизма по моменту при больших перегрузках. [1]

В качестве электропривода шнекового питателя применён частотно-регулируемый электропривод с асинхронным электродвигателем с короткозамкнутым ротором типа АД (АИР)160М4 и преобразователем частоты VLT5027 компании “Danfoss”. Плавность протекания пуско-тормозных режимов достигается установкой задатчика интенсивности скорости с S-образной выходной характеристикой на входе системы управления электропривода. Задатчик скорости такого типа формирует изменения скорости двигателя в пуско-тормозных режимах с ограниченными значениями ускорения и рывка. Это значит, что в пуско-тормозных режимах электропривода будет ограничиваться значение тока двигателя и скорости его изменения. Однако фактическое значение тока двигателя будет зависеть от величины статического момента и характера нагрузки, а также от конкретного вида пуско-тормозного режима.

При больших статических нагрузках значение максимального тока электродвигателя будет определяться значением статического момента нагрузки. Большие перегрузки для шнекового питателя являются аварийными режимами. В аварийных режимах производственного механизма необходимо ограничить величину максимального тока двигателя на время срабатывания защиты. В электроприводах со скалярным управлением для ограничения тока на допустимом уровне предусматривается система ограничения тока, представляющая собой контур регулирования тока с датчиком тока и регулятором ограничения тока.

Функциональная схема частотно-регулируемого асинхронного электропривода шнекового питателя с ограничением тока приведена на рис. 1.2. Ограничение тока электропривода на уровне допустимого $I_{элмакс}$ достигается с помощью отрицательной обратной связи по фазному току статора двигателя $I_{\phi 1}$, действующей на вход управления напряжением инвертора.

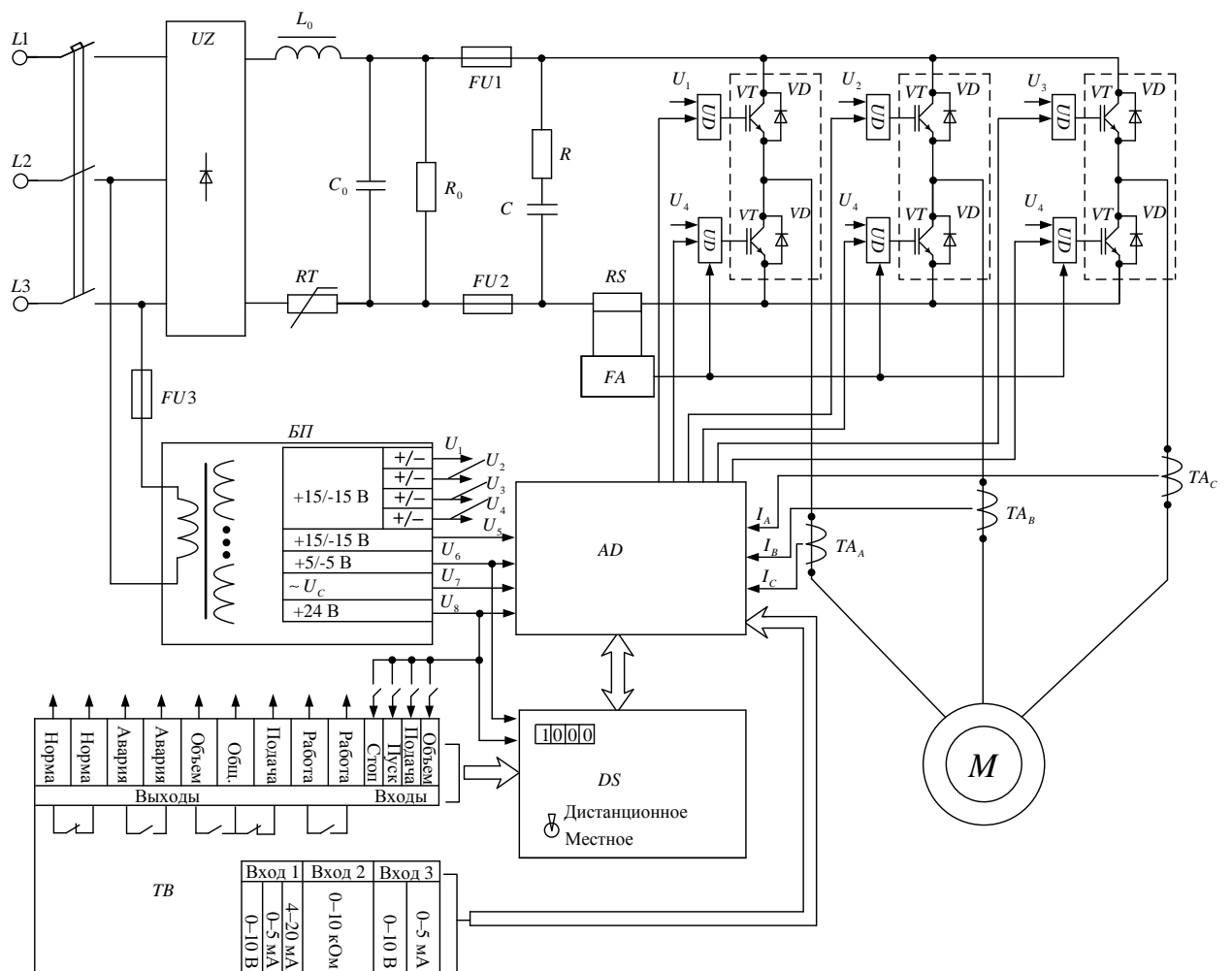


Рисунок 1.2 – Функциональная электрическая схема асинхронного ЭП с ПЧ

Для управления короткозамкнутым асинхронным двигателем наиболее часто используется преобразователь частоты он имеет АИН и ШИМ напряжения на выходе, неуправляемый выпрямитель на входе силовой части схемы и микропроцессорное управление.

Основные элементы, входящие в функциональную схему:

- UZ – неуправляемый выпрямитель;
- L_0, C_0 - фильтр;
- RT – термистор, ограничивающий ток заряда конденсатора C_0 ;
- R_0 - разрядное сопротивление для конденсатора C_0 ;
- FU1, FU2, FU3 – предохранители;
- R, C – снаббер: цепь защиты от перенапряжений на транзисторах IGBT;

- *RS* – датчик тока предназначенный для организации защиты (FA) от сквозных и недопустимых токов перегрузки через IGBT ;
- *VT–VD* – трехфазный инвертор с обратным диодным мостом на IGBT.

Основные блоки в данной системе управления:

- *БП* - Блок питания, состоящий из восьми гальванически развязанных источников постоянного напряжения;
- *AD* - Микроконтроллер на базе сигнального процессора TMS 320 F2812 из серии C2000 «Motor Control» фирмы Texas Instruments;
- *DS* - Плата индикации с переключателем способа управления: местное или дистанционное;
- *TB* - Блок сопряжения для работы с внешними сигналами или командами;
- *UD* - Согласующие усилители.

Принцип работы электропривода [1]:

На силовой вход преобразователя частоты подается напряжение 380В процесс заряда конденсатора фильтра происходит в звене постоянного тока, который формирующийся значениями RT , L_0 , C_0 . Одновременно в информационную часть схемы присходит подача питание (напряжения $U_1 – U_8$). В процессе истечения времени на установление напряжений стабилизированных источников питания $U_1 – U_4$ происходит запуск программы управления процессором по формируемой команде «Рестарт» из-за аппаратная защита *FA* блокирует открывание ключей инвертора и.

Выполняется инициализация. Происходит запись начальных условий в ячейки ОЗУ процессора и определяется дин из способов управления – местное или дистанционное. Если с датчиков тока, фаз двигателя TA_A , TA_B , TA_C , аппаратной защиты *FA*, напряжения сети U_c , а также от всех каналов вторичного источника питания поступает информация о нормальных параметрах, то ЭП готов к работе и на цифровой индикатор выводятся нули,

светится сигнал «Подача». Если данные условия не выполняются то загорается сигнал «Авария» и на дисплеи появляется код срабатывания защиты.

Для управления двигателем процессор создает систему трехфазных синусоидальных напряжений, которые изменяются по частоте и амплитуде, и передает их в модулятор, в котором синусоидальные сигналы управления фазами – «стойками» инвертора, состоящими из последовательно включенных ключей IGBT, преобразуются в дискретные команды включения и отключения транзисторов. Несущая частота ШИМ составляет от 5 до 15 кГц. Одновременное замыкание двух ключей в «стойке» инвертора блокируется, для учета реального времени запираания транзисторов в процесс переключения вводится «мертвое» время, составляющее единицы микросекунд, в течение которого оба ключа разомкнуты.

Микропроцессор TMS 320 2812 позволяет реализовать векторное управление координатами двигателя. Структура системы автоматического управления технологическим объектом, в которую включен данный ПЧ, может быть самой разнообразной – от разомкнутой системы до замкнутой обратными связями по нескольким сигналам. Алгоритм управления также зависит от требований технологического объекта. Структура и алгоритм могут быть перепрограммированы.

Силовая часть ПЧ неизменна и пригодна для других способов управления координатами электродвигателя с применением других микропроцессорных средств.

1.2 Обоснование применения частотно-регулируемого электропривода для питателя сырого угля

Рабочая скорость вращения двигателей ПСУ изменяется в относительно узком диапазоне регулирования от 500 до 1900 об/мин [2]. Диапазон указанных скоростей позволяет проводить требуемую производительную работу в течение длительного времени. В нашем электроприводе ПСУ можно рассматривать статический момент как нагрузку которой не зависит от скорости. Режим работы данного электропривода длительный, и не предусматривает частых пусков и остановок. Жесткие требования к динамике от электропривода не требуются, не накладывается также ограничений на характер переходных процессов при пуске, торможении и переходе с одной скорости на другую, однако, переходные процессы желательно должны быть плавными. При эксплуатации не исключены кратковременные перегрузки, сопровождающиеся существенным ростом статического момента, вплоть до стопорения механизма. Электрические машины эксплуатируются в окружающей среде, насыщенной угольной пылью.

Представляется перспективным переход на использованию асинхронных электроприводов ПСУ с частотным регулированием, которые по своим функциональным возможностям и эксплуатационным характеристикам могут отвечать предъявленным техническим требованиям:

– диапазон регулирования современных асинхронных электроприводов с преобразователями частоты при простейшем скалярном управлении может быть получен не менее 1:(5–10), что является вполне достаточным для ПСУ.

– асинхронные короткозамкнутые электродвигатели имеют широкий ряд степеней защиты.

1.3 Особенности выбора частотно-регулируемого привода

Выбор частотно-регулируемого привода для питателя сырого угля имеет несколько особенностей, перечислим наиболее характерны для данного типа объектов автоматизации производства[2].

Диапазон регулирования современных асинхронных электроприводов при вольт-частотном методе управления, как правило, составляет 1:40, что является всецело достаточным для ПСУ. Помимо того, вольт-частотное управление при соблюдении закона $U/f=Const$ обеспечивает постоянство критического момента, необходимое для данного типа нагрузки. Однако, нижняя граница (500 об/мин) и верхняя границы (1900 об/мин) скорости является "нерентабельна" для стандартного ряда асинхронных машин. Наиболее подходящий к данному применению являются асинхронные двигатели с синхронными скоростями 1500 и 3000 об/мин. Первый будет работать с большим превышением частоты тока статора (по отношению к номинальной) в верхней части диапазона, а второй с более значительным снижением — в нижней части диапазона. В обоих случаях потребуется создание запаса по моменту. В первом случае это объясняется тем, что при увеличении частоты при постоянстве первичного напряжения будет уменьшаться магнитный поток, а, следовательно, и максимальный момент двигателя, что позволит отвод тепла у самовентилируемого двигателя будет эффективнее, а КПД и $\cos\phi$ претерпят незначительные изменения. На нижних частотах диапазона, наоборот, охлаждение двигателей собственным вентилятором будет недостаточным для продолжительной работы с полным моментом. На рис. 1.3 приведены скорости n (об/мин) для двигателя с числом пар полюсов $2P=2$ (синхронная скорость 1500 об/мин). Также отметим, что механизмы подобного класса требуют достаточно высоких коэффициентов кратности по пусковому k_s и максимальному k_m моментам. В типовых применениях, в зависимости от конкретного исполнения, $k_s=(1 \dots 3,5)$ и $k_m=(2 \dots 3,5)$.

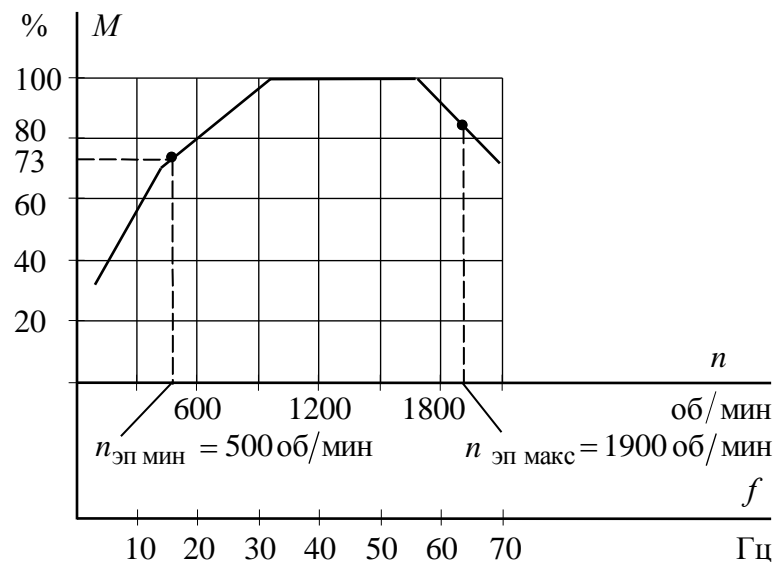


Рисунок 1.3– Зависимость момента (M) от частоты (f) для асинхронного двигателя с номинальной скоростью вращения 1500 об./мин (на графике показаны границы диапазона скоростей привода ПСУ — 500 и 1900 об./мин)

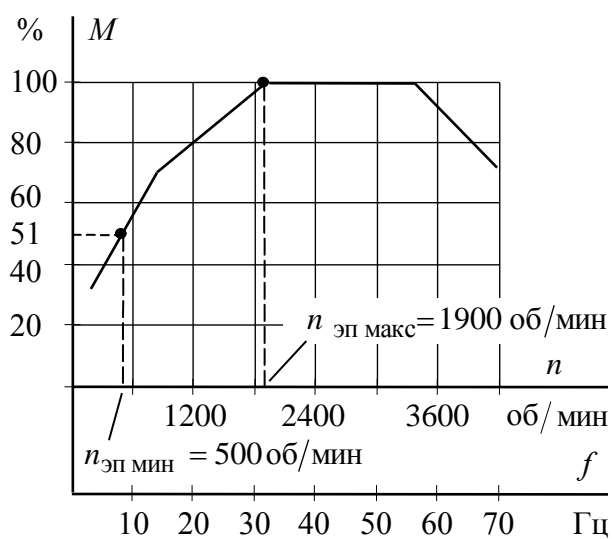


Рисунок 1.4– Зависимость момента (M) от частоты (f) для асинхронного двигателя с номинальной скоростью вращения 3000 об./мин.

Асинхронные короткозамкнутые двигатели стандартного исполнения не обладают столь высокими пусковыми свойствами и перегрузочной способностью [2]. На практике это достигается увеличением мощности двигателя и настройкой параметров преобразователя частоты.

К таким параметрам относятся те, которые определяют: функцию компенсации момента; вольт-частотную характеристику; время разгона/торможения.

Функция компенсации момента позволяет увеличить выходной момент при старте и работе двигателя на низких скоростях. При ее выполнении осуществляется корректировка выходного напряжения инвертора в соответствии с устанавливаемым коэффициентом компенсации.

Определяя параметры вольт/частотной характеристики, нижним частотам ставят в соответствие значения напряжений выше чем при линейной пропорциональной зависимости (рис. 1.5). Такой вид характеристики предназначен для нагрузок, требующих большого стартового момента.

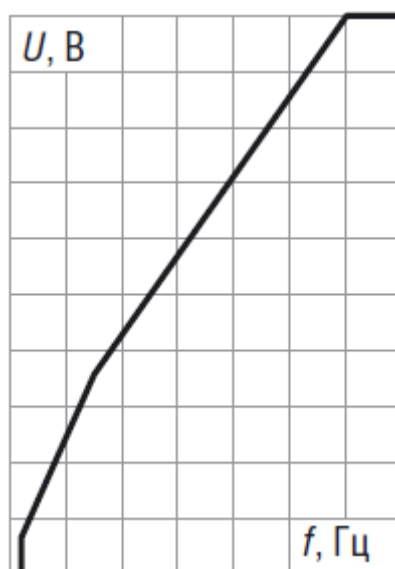


Рисунок 1.5— Пример вольт-частотной характеристики для нагрузок, требующих большого стартового момента

При выборе преобразователей частоты для таких электроприводов следует обращать внимание на такие характеристики, как высокая перегрузочная способность, организация системы защит и предупреждений, возможность настройки вольт/частотной характеристики .

Другие характеристики менее критичны, но они соответствуют уровню современных частотно-регулируемых асинхронных электроприводов.

1.4 Технические требования к электроприводу

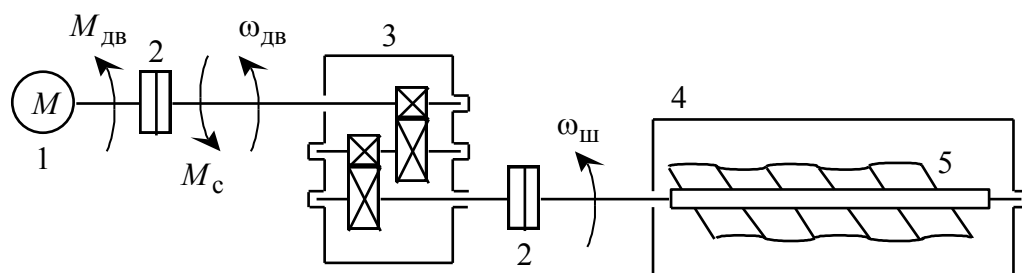
Регулируемый электропривод шнекового питателя должен удовлетворять следующим техническим требованиям:

1. Электропривод нереверсивный.
2. Режим работы – продолжительный, нагрузка реактивная.
3. Диапазон рабочих скоростей приводного двигателя от минимальной рабочей скорости $n_{р.мин} = 500$ об/мин до максимальной скорости $n_{р.макс} = 1900$ об/мин .
4. Электропривод должен обеспечивать кратность пускового момента не менее $k_{п\ эп} = 2$, кратность максимального момента не менее $k_{м\ эп} = 1,5$.
5. Погрешность поддержания заданной скорости не более 10 % на нижней рабочей характеристике.
6. Управление электроприводом – ручное с перспективой обеспечения возможности интеграции в систему управления более высокого уровня.
7. Электродвигатель работает в условиях повышенной температуры и запыленности, должен иметь закрытое исполнение со степенью защиты не ниже *IP44*.
8. Преобразователь устанавливается в шкафу с температурой окружающего воздуха от 5° до 45°С при относительной влажности не более 80% .
9. Сеть трёхфазная, $380 \pm 10\%$ В, 50 ± 1 Гц.

2. РАСЧЁТ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ СИЛОВОЙ ЦЕПИ

2.1. Кинематическая схема механизма питателя

Кинематическая схема механизма приведена на рис. 2.1.



Рисунок–2.1. Кинематическая схема механизма питателя: 1 – электродвигатель; 2 – жёсткая муфта; 3 – редуктор; 4 – бункер; 5 - шнек; $M_{дв}$ – момент приводного двигателя; $M_{с}$ – момент сопротивления механизма; $\omega_{ш}$ и $\omega_{дв}$ – угловые скорости двигателя и шнека

Максимальная производительность питателя

$$Q = 50 \text{ кг/с.}$$

Передаточное число редуктора

$$i=16.$$

Эквивалентный коэффициент полезного действия механизма и редуктора при работе питателя с максимальной производительностью

$$\eta_{ред} = 0.8.$$

Момент инерции шнека

$$J_{ш} = 4,66 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Момент инерции шнека, приведенный к валу двигателя

$$J_{ш.пр} = \frac{J_{ш}}{i^2} = \frac{4.66}{16^2} = 0,018 \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

2.2 Выбор приводного двигателя питателя

Электропривод питателя сырого угля работает в режиме $S1$ – продолжительная работа с постоянной нагрузкой. Поэтому двигатель для питателя по мощности выбирается из условия работы механизма с максимальной производительностью.

Максимальная статическая мощность питателя

$$P_{\text{смакс}} = \frac{9,81 \cdot Q \cdot L \cdot K_1 \cdot K_2}{\eta_{\text{ред}}} = \frac{9,81 \cdot 50 \cdot 3,6 \cdot 4,1 \cdot 1,5 \cdot 10^{-3}}{0,8} = 13,575 \text{ кВт},$$

где

$9,81 \text{ м/с}^2$ – ускорение свободного падения;

$Q = 50 \text{ кг/с}$ – максимальная производительность питателя;

$L = 3,6 \text{ м}$ – горизонтальная проекция пути;

$K_1 = 4,1$ – коэффициент сопротивления перемещения угля в корпусе;

$K_2 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ – коэффициент, учитывающий потери в механизме.

Максимальная производительность питателя достигается при максимальной скорости вращения. Тогда приведенный к валу двигателя максимальный момент сопротивления нагрузки с учётом потерь в механизме и редукторе

$$M_{\text{смакс}} = \frac{P_{\text{смакс}}}{\omega_{\text{рмакс}}} = \frac{13575}{198,95} = 68,25 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где

$$\omega_{\text{рмакс}} = \frac{\pi \cdot n_{\text{рмакс}}}{30} = \frac{3,14 \cdot 1900}{30} = 198,95 \text{ рад/с}.$$

Возможны два варианта выбора электродвигателя:

– на синхронную скорость вращения $n_0 = 1500 \text{ об/мин}$ с регулированием скорости выше синхронной за счет повышения частоты свыше 50 Гц;

– на синхронную скорость вращения $n_0 = 3000$ об/мин с регулированием скорости вниз от основной за счет уменьшения частоты менее 50 Гц.

Для выбора конкретного варианта воспользуемся приведенными в [1] кривыми допустимого момента для двигателей серии АИР (рис. 1.3 и рис. 1.4). Исходя из выше сказанного в соответствии с рис. 1.3 и 1.4 электродвигатель для питателя в обоих вариантах необходимо выбирать по моменту для минимальной скорости $n_{\text{мин}} = 500$ об/мин. Тогда условия выбора электродвигателя по моменту и мощности в первом случае в соответствии с рис. 1.3:

$$M_{\text{двн}} \geq M_{\text{смакс}} \cdot \frac{100}{73} = 68,25 \cdot 1,37 = 93,5 \text{ Н} \cdot \text{м} ;$$

$$P_{\text{двн}} \geq M_{\text{двн}} \cdot \omega_0 = 93,5 \cdot 157,07 = 14682,1 \text{ Вт} ,$$

а во втором случае в соответствии с рис. 1.4:

$$M_{\text{двн}} \geq M_{\text{смакс}} \cdot \frac{100}{51} = 68,25 \cdot 1,96 = 133,7 \text{ Н} \cdot \text{м} ;$$

$$P_{\text{двн}} \geq M_{\text{двн}} \cdot \omega_0 = 133,7 \cdot 314,159 = 42012,7 \text{ Вт} .$$

Анализ полученных результатов показывает, что целесообразным является первый вариант выбора двигателя с синхронной скоростью $n_0 = 1500$ об/мин. Выбираем электродвигатель типа АИР160М4.

2.3 Механическая система электропривода и её параметры

Расчетная схема замещения механической системы электропривода питателя может быть представлена в виде одномассовой системы (рис. 2.2).

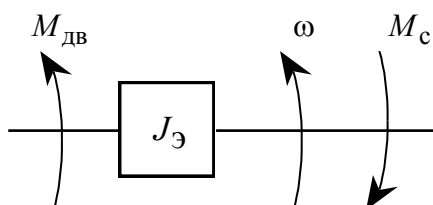


Рисунок 2.2– Расчетная схема механической системы привода

На схеме рис. 2.2 приняты следующие обозначения:

$M_{дв}$ – вращающий момент, развиваемый на валу электродвигателя, Н·м;

M_c – момент нагрузки с учетом потерь в механизме, приведенный к валу двигателя, Н·м;

ω – угловая скорость, рад/с;

$J_э$ – эквивалентный момент инерции привода, приведенный к валу двигателя, кг·м².

Эквивалентный момент инерции

$$J_э = J_{дв} + k \cdot J_{дв} + J_{ш.пр} = 0,065 + 0,2 \cdot 0,1 + 0,0182 = 0,1032 \text{ кг} \cdot \text{м}^2,$$

Где $k = 0,2$ – коэффициент, учитывающий момент инерции соединительной муфты и первой шестерни редуктора.

2.4 Определение дополнительных параметров двигателя и параметров схемы замещения

Синхронная угловая частота вращения двигателя

$$\omega_0 = \frac{\pi \cdot n_0}{30} = \frac{3,14 \cdot 1500}{30} = 157,08 \text{ рад/с}.$$

Номинальная частота вращения двигателя

$$\omega_{дв.н} = (1 - s_H) \cdot \omega_0 = (1 - 0,0267) \cdot 157,08 = 152,88 \text{ рад/с}.$$

Номинальный момент двигателя

$$M_{дв.н} = \frac{P_{дв.н} \cdot 10^3}{\omega_{дв.н}} = \frac{18,5 \cdot 10^3}{152,88} = 121,006 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Максимальный потребляемый ток двигателя при прямом пуске

$$I_{1\text{макс}} = k_{iДВ} \cdot I_{1\text{н}} = 6,5 \cdot 36 = 234 \text{ А}.$$

Критический момент двигателя на естественной характеристике

$$M_k = m_k \cdot M_{двн} = 2,75 \cdot 121,006 = 332,765 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Пусковой момент двигателя при прямом пуске

$$M_{\text{ДВПУСК}} = m_{\Pi} \cdot M_{\text{ДВН}} = 2,1 \cdot 121,006 = 254,112 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

Требуемый максимальный момент электропривода при заданном значении коэффициента перегрузки привода $k_{\text{мЭП}} = 1,5$

$$M_{\text{ЭПМАКС}} = k_{\text{мЭП}} \cdot M_{\text{СМАКС}} = 1,5 \cdot 68,25 = 102,375 \text{ Н} \cdot \text{м}$$

T – образная схема замещения асинхронного двигателя для одной фазы приведена на рисунке 2.3.

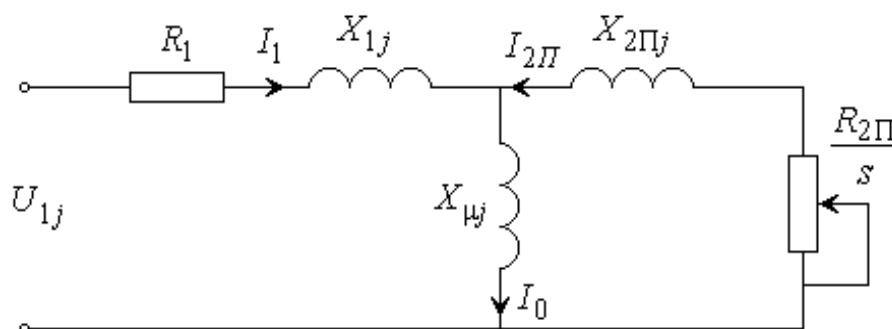


Рисунок 2.3 – Схема замещения асинхронного двигателя

Ток холостого хода асинхронного двигателя можно найти по следующему выражению:

$$I_0 = \sqrt{\frac{I_{11}^2 - [p_* I_{1H} (1 - s_H) / (1 - p_* s_H)]^2}{1 - [p_* (1 - s_H) / (1 - p_* s_H)]^2}},$$

Где

$$s_{\text{НОМ}} = \frac{n_0 - n_{\text{НОМ}}}{n_0} = \frac{1500 - 1460}{1500} = 0,0267 - \text{номинальное скольжение}$$

I_{1H} - номинальный ток статора двигателя;

$$I_{1ЧЗ} = \frac{K_{\text{ЧЗ}} P_{\text{НОМ}}}{3 \cdot U_H \cos \varphi_{\text{ЧЗ}} \eta_{\text{ЧЗ}}} = \frac{0,75 \cdot 18500}{3 \cdot 220 \cdot 0,853 \cdot 0,895} = 27,537 \text{ А} \quad \text{ток статора}$$

двигателя при частичной загрузке;

Коэффициент загрузки двигателя

$$p_* = P / P_H = 0,75.$$

Коэффициент мощности и КПД при частичной нагрузке справочной литературе отсутствуют, но эти параметры можно определить, руководствуясь следующими соображениями [4]:

Современные асинхронные двигатели проектируются так, чтобы наибольший КПД достигается при нагрузке на 10-15% меньше от номинальной. Двигатели рассчитываются из-за того, что большинство из них в силу стандартной дискретной шкалы мощностей работают с некоторой недогрузкой. Поэтому КПД при номинальной нагрузке и нагрузке $p_* = 0,75$ практически равны между собой. При этом коэффициент мощности при той же нагрузке $p_* = 0,75$ значительно отличается от коэффициента мощности при номинальной нагрузке, причем это зависит в значительной степени от мощности двигателя и для известных серий АД с достаточной для практически точностью подчиняется зависимости, приведенной на рис. 2.3

Согласно этой зависимости $\cos \varphi_{0,75} = 0,985 \cos \varphi_{ном}$, т.е. $\cos \varphi_{0,75} = 0,853$

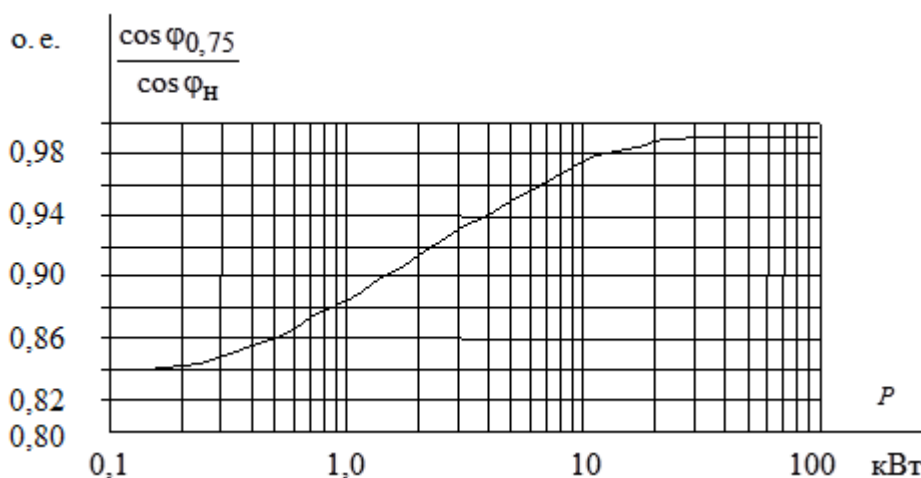


Рис. 2.3 Зависимость коэффициента $\cos \varphi_{0,75} / \cos \varphi_H$ от мощности

2.5 Структурная схема силового канала ЭП. Расчет параметров

В силовой канал электропривода входят [1]:

- преобразователь частоты, выполняющий функцию электрического преобразователя;
- электродвигатель, который выполняет функцию электромеханического преобразователя;
- механическая система, которая выполняет функцию механического преобразователя.

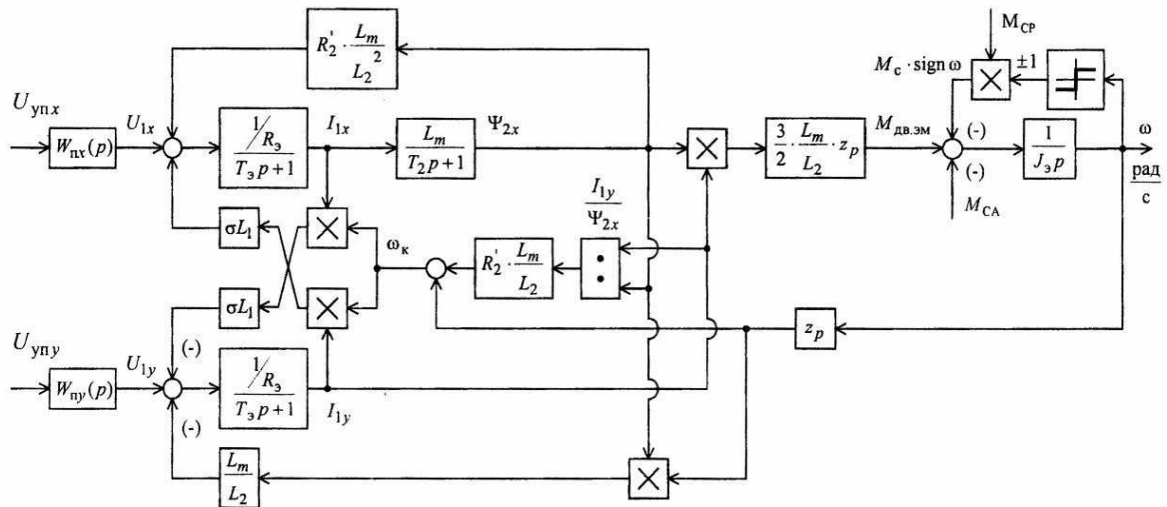


Рисунок 2.5 – Структурная схема силового канала системы преобразователь – АД в неподвижной двухфазной системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора

В структурной схеме присутствуют внутренние обратные связи и нелинейные перекрестные связи. Если они скомпенсированы или не учитываются, то структурная схема системы ПЧ приводится к виду, как показано на рисунке 2.6.

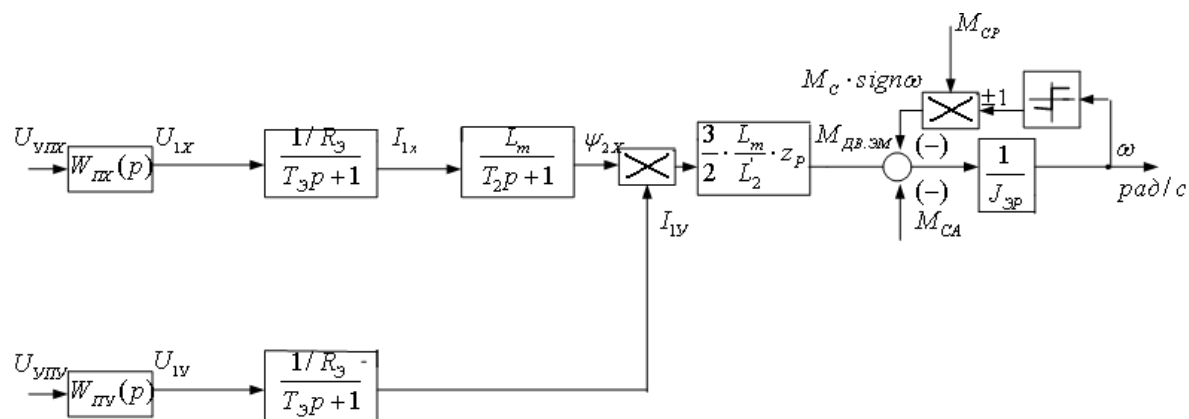


Рисунок 2.6 – Структурная схема силового канала системы преобразователь – АД в неподвижной двухфазной системе координат, ориентированной по результирующему вектору потокосцепления ротора, при компенсации внутренних обратных связей

3. Синтез и анализ линейризованной САУ РЭП

3.1 Структурная схема линейризованной системы автоматического управления регулируемого электропривода (САУ РЭП)

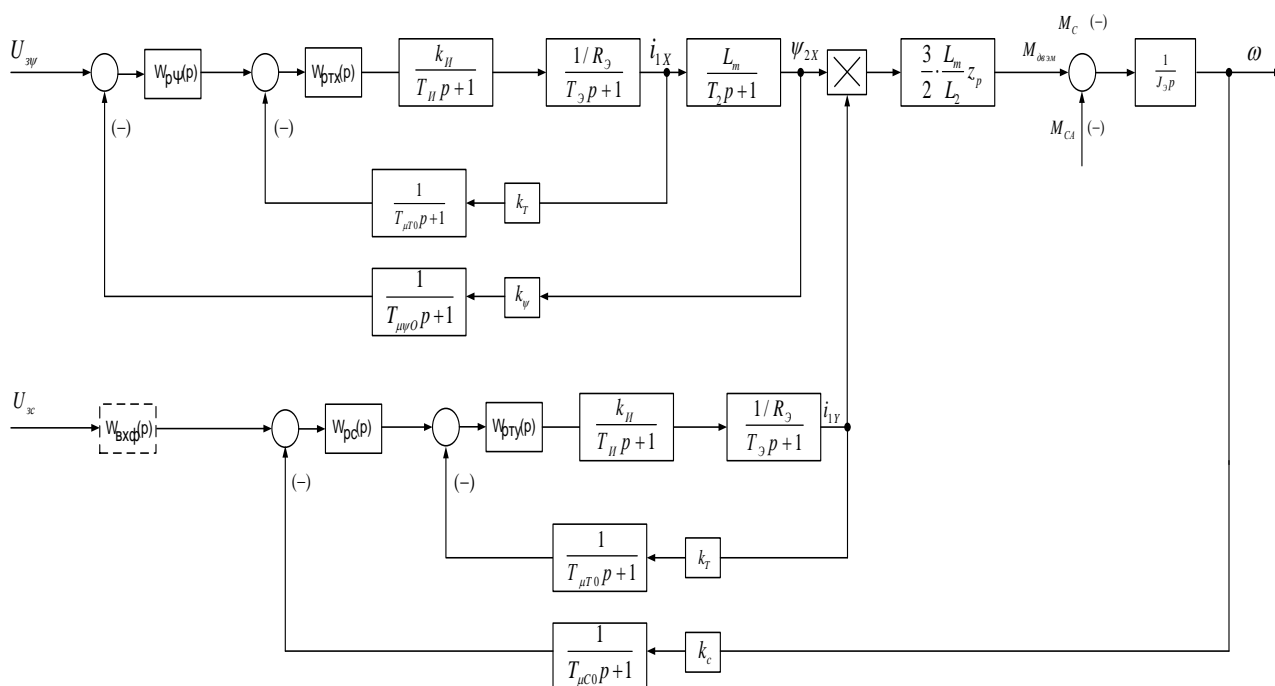


Рисунок 3.1 – Структурная схема линейризованной непрерывной САУ ЭП частотно–регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением

На структурной схеме приняты следующие обозначения:

$W(p)_{PI}, W(p)_{P\psi}, W(p)_{PC}$ - передаточные функции регуляторов тока, потокосцепления и скорости соответственно;

Имеем $U_{3TMAXC} = 10$ В.

Коэффициент обратной связи по току

$$k_T = \frac{U_{3TMAXC}}{I_{1YMAXC}} = \frac{10}{37,24} = 0,269 \text{ В/А}.$$

Максимально допустимое значение тока

$$I_{1YMAXC} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{ЭПMAXC}^2 - I_0^2} = \sqrt{2} \cdot \sqrt{27,955^2 - 9,382^2} = 37,24 \text{ А}$$

Период сглаживания результатов измерения тока

$$T_{CT} = \frac{1}{f_{ШИМ}} \cdot n_T = \frac{1}{8 \cdot 10^3} \cdot 8 = 0,001 \text{ с},$$

где $n_T = 8$ количество измерений.

Малая постоянная времени цепи обратной связи по току

$$T_{\mu T0} = \frac{T_{CT}}{3} = \frac{0,001}{3} = 0,000333 \text{ с.}$$

Имеем $U_{3\psi\text{МАКС}} = 10 \text{ В.}$

Значение номинального потокосцепления двигателя

$$\psi_{2XH} = \psi_H = \frac{M_{ЭИН}}{\frac{3}{2} \cdot Z_P \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{I_{1H}^2 - I_0^2}} = \frac{125,637}{\frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \frac{0,07}{0,072} \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{36^2 - 9,382^2}} = 0,878 \text{ Вб.}$$

Коэффициент обратной связи по потокосцеплению ротора

$$k_\psi = \frac{U_{3\psi\text{МАКС}}}{\psi_{2XH}} = \frac{10}{0,878} = 11,394 \text{ В/Вб.}$$

Период расчета потокосцепления:

имеем $n_\psi \geq 3$;

$$T_{C\psi} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}}\right) \cdot n_\psi = \left(16 \cdot \frac{1}{8 \cdot 10^3}\right) \cdot 3 = 0,006 \text{ с;}$$

Малая постоянная времени цепи обратной связи по потокосцеплению

$$T_{\mu\psi0} = \frac{T_{C\psi}}{3} = \frac{0,006}{3} = 0,002 \text{ с.}$$

Имеем $U_{3C\text{МАКС}} = 10 \text{ В; } f_{\text{ШИМ}} = 8 \text{ кГц.}$

Коэффициент обратной связи по скорости

$$k_c = \frac{U_{3C\text{МАКС}}}{\omega_{ЭП\text{МАКС}}} = \frac{10}{198,95} = 0,05 \text{ В} \cdot \text{с/рад.}$$

Период расчета скорости:

Имеем $n_c \geq 3$;

$$T_{CC} = \left(16 \cdot \frac{1}{f_{\text{ШИМ}}}\right) \cdot n_c = \left(16 \cdot \frac{1}{8 \cdot 10^3}\right) \cdot 3 = 0,006 \text{ с.}$$

Малая постоянная времени цепи обратной связи по потокосцеплению

$$T_{\mu c0} = \frac{T_{CC}}{3} = \frac{0,006}{3} = 0,002 \text{ с.}$$

3.2. Оптимизация контура тока

Структурная схема и параметры элементов контура

Контур регулирования тока имеет относительно большую инерционность в цепи обратной связи.

На рисунке 3.1 показана структурная схема контура тока с инерционной обратной связью контуры токов I_{1x} и I_{1y} и полной компенсацией внутренней отрицательной обратной связи по ЭДС двигателя идентичные.

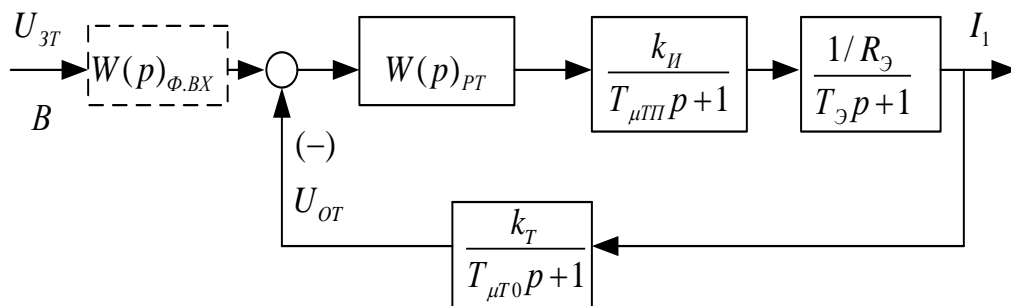


Рисунок 3.1 – Структурная схема контура тока

На схеме рисунке 3.1 показанны такие обозначения как:

$U_{зТ}$ – напряжение задания на ток, В;

$T_{\mu II}$ – малая постоянная времени в прямом канале, с;

$$T_{\mu II} = T_{II} = 6,25 \cdot 10^{-5} \text{ с.}$$

$T_{\mu T0}$ – малая постоянная времени в цепи обратной связи, с.

Передаточная функция ПИ-регулятора тока

$$W_{PT}(p) = k_{PT} \cdot \frac{T_{PT} \cdot p + 1}{T_{PT} \cdot p} = 0,544 \cdot \frac{0,01 \cdot p + 1}{0,01 \cdot p}.$$

Коэффициент усиления регулятора тока

$$k_{PT} = \frac{T_{\Omega} \cdot R_{\Omega}}{k_{II} \cdot k_T \cdot a_T \cdot (T_{\mu II} + T_{\mu T0})} = \frac{0,01 \cdot 0,355}{31,113 \cdot 0,269 \cdot 2 \cdot (0,0000625 + 0,000333)} = 0,544, \text{ где}$$

$$k_T = \frac{U_{зТМАКС}}{I_{1УМАКС}} = \frac{10}{27,955} = 0,269 \text{ В/А};$$

$$U_{зТМАКС} = 10 \text{ В};$$

$a_T = 2$ – коэффициент оптимизации.

Константа времени регулятора тока

$$T_{PT} = T_{\Theta} = 0,01 \text{ с};$$

Контур тока имеет передаточные функции:

- разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{РАЗ.Т}} = \frac{1}{a_T \cdot T_{\mu\text{ТП}} \cdot T_{\mu\text{ТО}} \cdot T_{\mu\text{ТЭ}} \cdot p^3 + a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}}^2 \cdot p^2 + a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}} \cdot p} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 0,0000625 \cdot 0,000333 \cdot 0,000396 \cdot p^3 + 2 \cdot 0,000396^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,000396 \cdot p};$$

- замкнутого контура

$$W(p)_{\text{ЗАМ.Т}} = \frac{\frac{1}{k_T} \cdot (T_{\mu\text{ТО}} \cdot p + 1)}{a_T \cdot T_{\mu\text{ТП}} \cdot T_{\mu\text{ТО}} \cdot T_{\mu\text{ТЭ}} \cdot p^3 + a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}}^2 \cdot p^2 + a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{k_T} \cdot (T_{\mu\text{ТО}} \cdot p + 1)}{a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}}^2 \cdot p^2 + a_T \cdot T_{\mu\text{ТЭ}} \cdot p + 1} \approx \frac{1}{0,269} \cdot (0,000333 \cdot p + 1);$$

где $T_{\mu\text{ТЭ}} = T_{\mu\text{ТП}} + T_{\mu\text{ТО}} = 0,0000625 + 0,000333 = 0,000396 \text{ с}$ - малая эквивалентная

постоянная времени для оптимизированного контура.

Настройка контура близка к настройке на модульный оптимум (МО) системы 2-го порядка. Контур является астатической системой 1-го порядка по управлению.

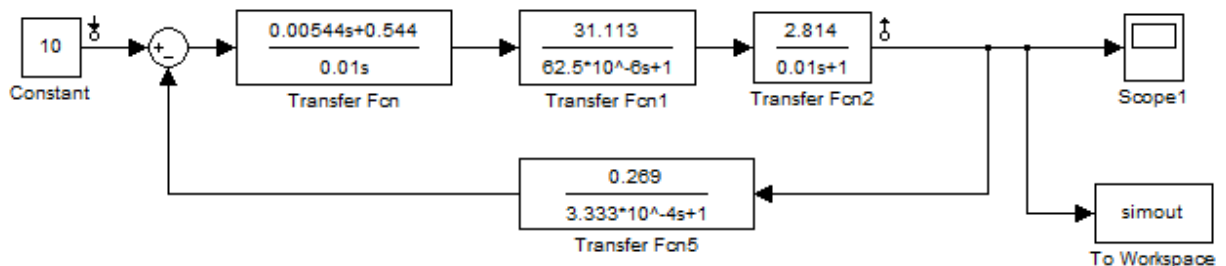


Рисунок 3.2 – Имитационная модель контура тока в среде Simulink

(без фильтра на входе)

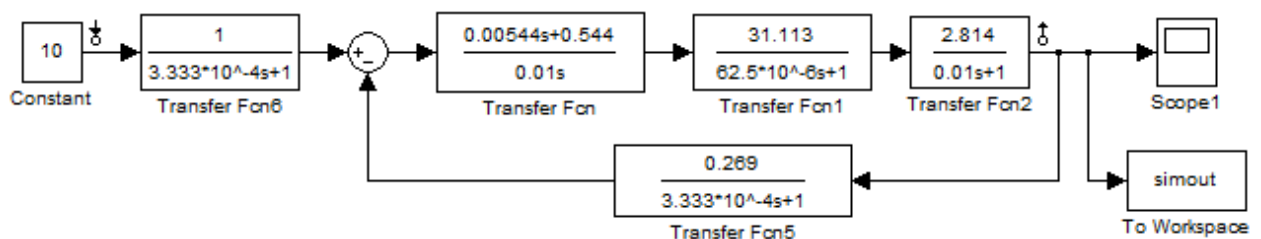


Рисунок 3.4 – Имитационная модель контура тока в среде Simulink

(с фильтром на входе)

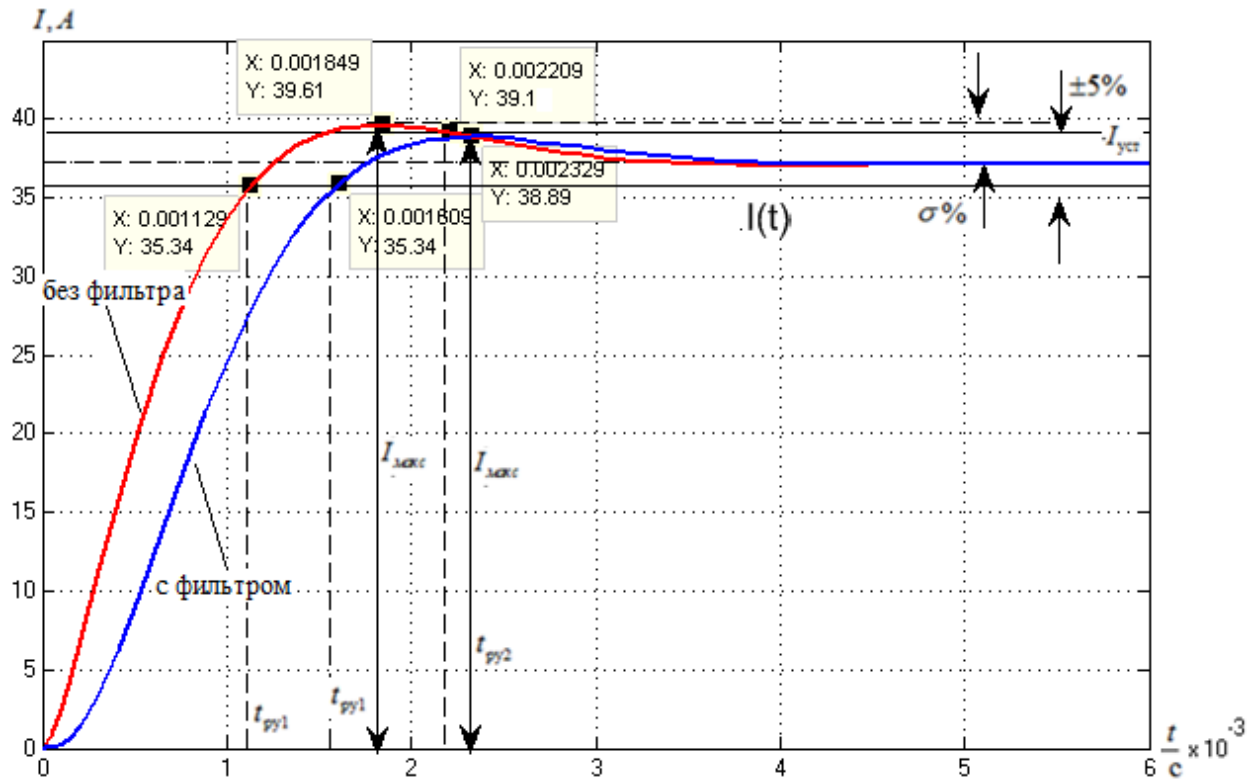


Рисунок 3.5– Переходная характеристика $i(t)$ контура тока по имитационной модели рисунков 3.3 и 3.4

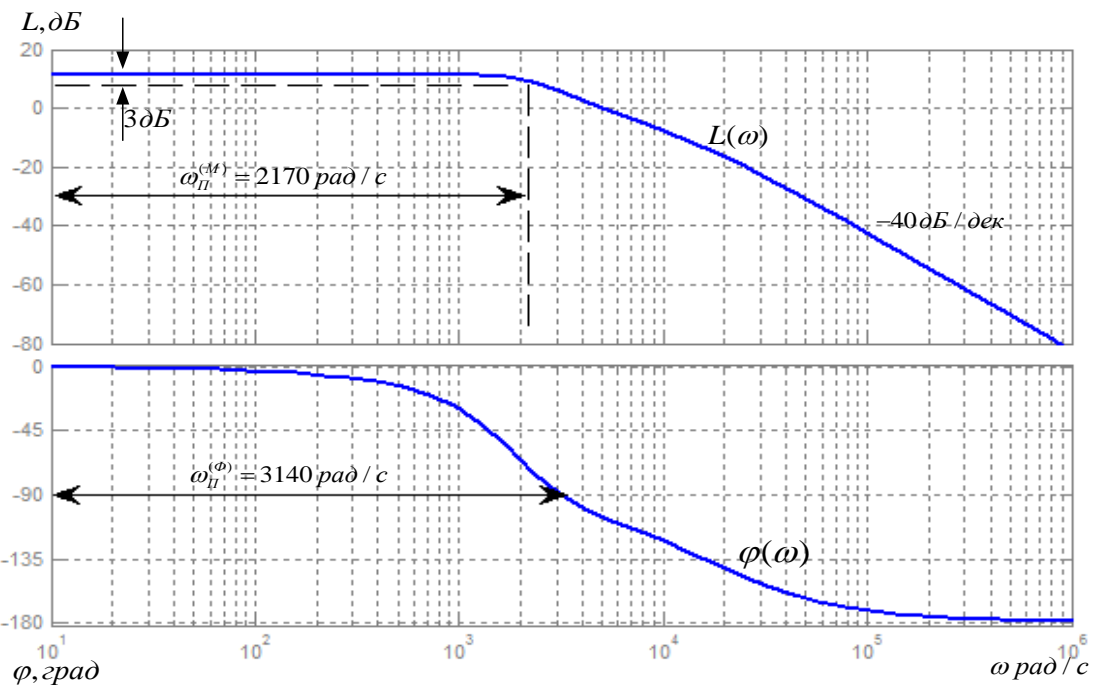


Рисунок 3.6 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура тока, настроенного на МО (без фильтра на входе)

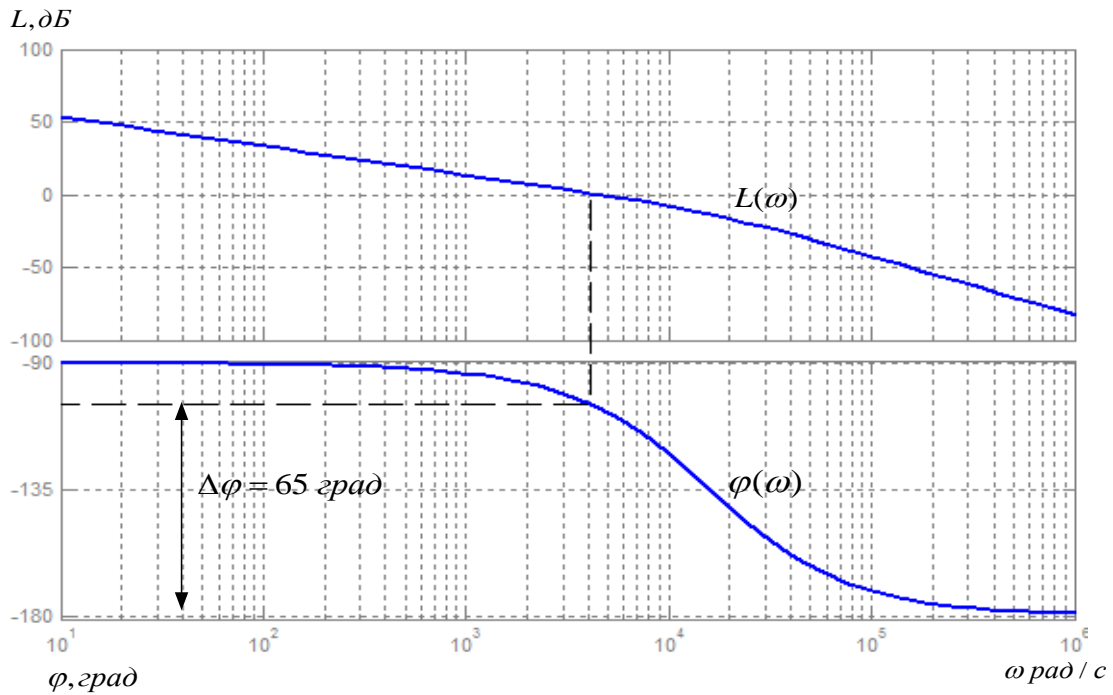


Рисунок 3.7 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура тока, настроенного на МО (без фильтра на входе)

При $T_{\mu\Pi} \ll T_{\mu\Gamma 0} = (0,0000625 \ll 0,000333)$ работе без фильтра на входе замкнутого контура тока по управлению получаем следующие показатели качества:

- установившаяся ошибка $\Delta I_{уст} = 0$ А ;
- полоса пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(M)} = \infty$;
- полоса пропускания по фазе

$$\omega_{\Pi}^{(\Phi)} \approx \frac{0.9}{T_{\mu\Pi} + T_{\mu\Gamma 0}} \approx \frac{0.9}{0,0000625 + 0,000333} = 2273,68 \text{ рад/с} ;$$

- перерегулирование $\sigma \approx 6,7$ % ;
- время первого и окончательного вхождения в 5%-ю зону при обработке ступенчатого задания

$$t_{py1}^{(5)} \approx 2,75 \cdot (T_{\mu\Pi} + T_{\mu\Gamma 0}) \approx 2,75 \cdot (0,0000625 + 0,000333) = 0,00109 \text{ с} ;$$

$$t_{py2}^{(5)} \approx 6 \cdot (T_{\mu\Pi} + T_{\mu\Gamma 0}) \approx 6 \cdot (0,0000625 + 0,000333) = 0,002375 \text{ с} .$$

- запас устойчивости по модулю $\Delta L = \infty$ дБ ;
- запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 65$ град .

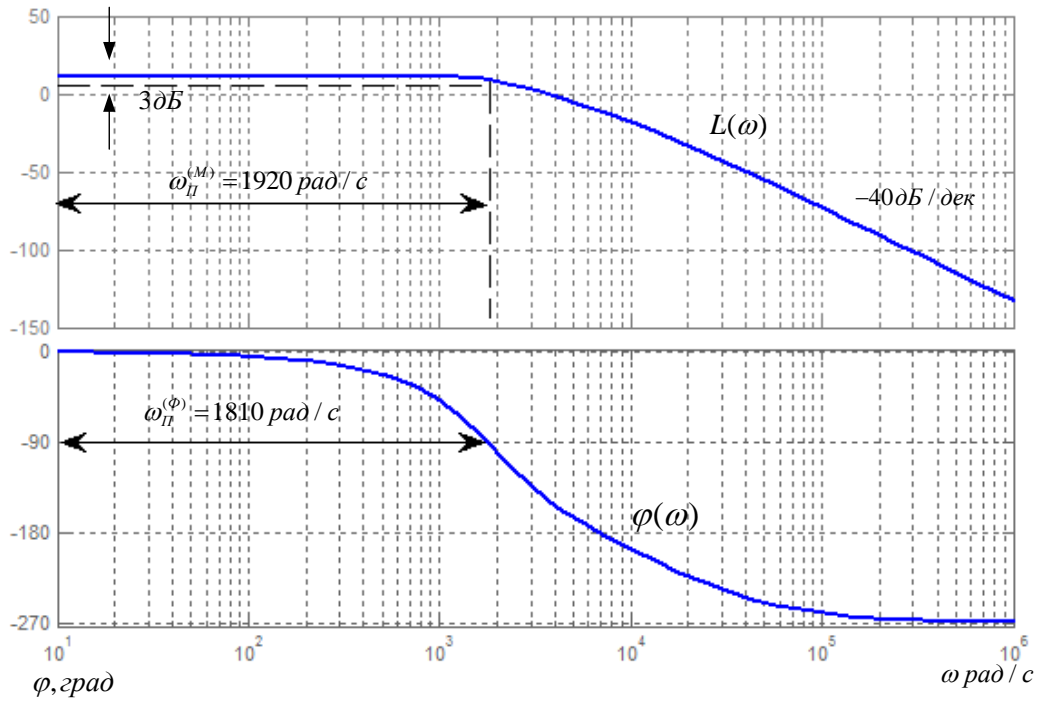


Рисунок 3.8 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура тока, настроенного на МО (с фильтром на входе)

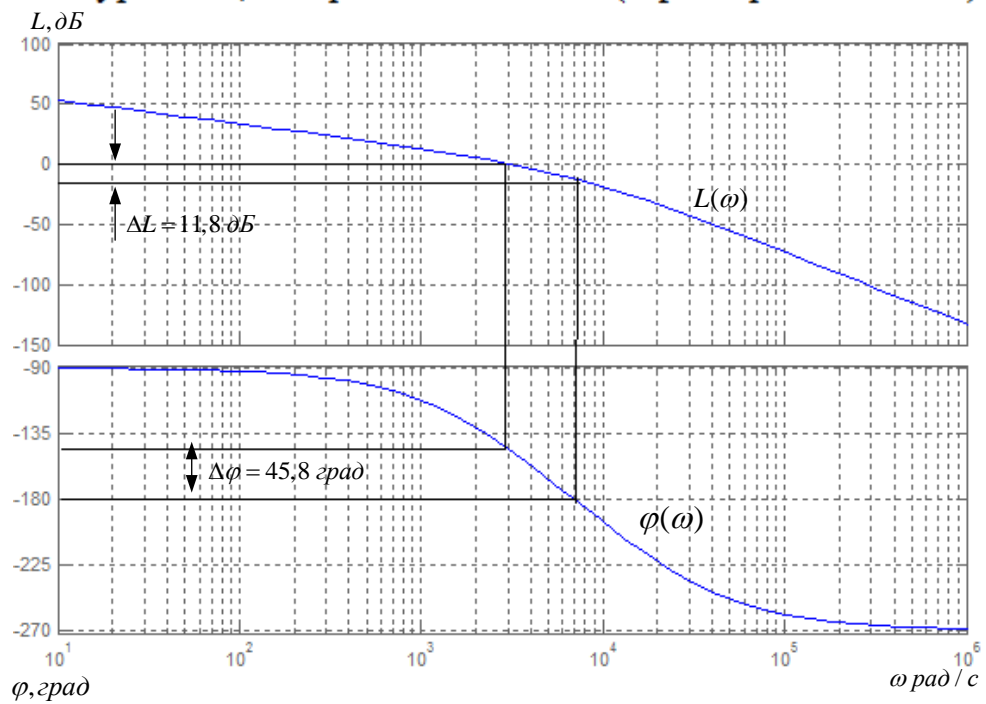


Рисунок 3.9 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура тока, настроенного на МО (без фильтра на входе)

При $T_{\mu\Pi\Pi} \ll T_{\mu\Gamma 0} = (0,0000625 \ll 0,000333)$ работы с фильтром на входе замкнутого контура тока по управлению мы получем ожидаемые показатели качества:

- установившаяся ошибка $\Delta I_{уст} = 0$ А ;
- перерегулирование $\sigma = 4,3$ % ;
- время первого и окончательного вхождения в 5%-ю зону при обработке ступенчатого задания

$$t_{py1}^{(5)} = t_{py1}^{(5)} \approx 4,1 \cdot (T_{\mu\Pi\Pi} + T_{\mu\Gamma 0}) \approx 4,1 \cdot (0,0000625 + 0,000333) = 0,001623 \text{ с ;}$$

- полоса пропускания по модулю и фазе

$$\omega_{\Pi}^{(M)} \approx \omega_{\Pi}^{(\Phi)} \approx \frac{0,71}{T_{\mu\Pi\Pi} + T_{\mu\Gamma 0}} \approx \frac{0,71}{0,0000625 + 0,000333} = 1793,68 \text{ рад/с ;}$$

- запас устойчивости по модулю $\Delta L = 11,1$ дБ
- запас устойчивости по фазе $\Delta \varphi = 45,8$ град

Вывод: экспериментальные и теоретические показатели качества линеаризованного контура тока без фильтра и с фильтром на входе соответственно. Настройка контура схожа с настройкой на модульный оптимум системы 2-го порядка, вследствие этого полученные данные немного отличаются от ожидаемых показателей. Незначительная величина полученных отклонений позволяет нам сказать, что контур оптимизирован верно, и он является астатической системой первого порядка по управлению.

При установке на вход контура тока фильтра, уменьшаются запасы устойчивости по модулю и по фазе, также уменьшаются полосы пропускания по модулю и по фазе, уменьшается перерегулирование, быстродействие системы увеличивается.

Оптимизация контура потокосцепления

Контур регулирования потокосцепления имеет относительно большую инерционность в цепи обратной связи.

При оптимизации контура потокосцепления усеченной передаточной функции 1-го порядка мы получаем внутренний оптимизированный замкнутый контур тока.

$$W(p)_{\text{ЗАМ.Т}} \approx \frac{1}{k_T \cdot p + 1} \approx \frac{1}{0,000792 \cdot p + 1} \approx \frac{3,724}{0,000792 \cdot p + 1},$$

где $T_T = a_T \cdot T_{\mu\Gamma\Theta} = a_T \cdot (T_{\mu\Pi} + T_{\mu\Gamma\Theta}) = 2 \cdot (0,0000625 + 0,000333) = 0,000792$ с – это эквивалентная постоянная времени оптимизированного контура тока.

Структурная схема контура потокосцепления с инерционной обратной связью и ПИ – регулятором приведена на рисунке 4.11.

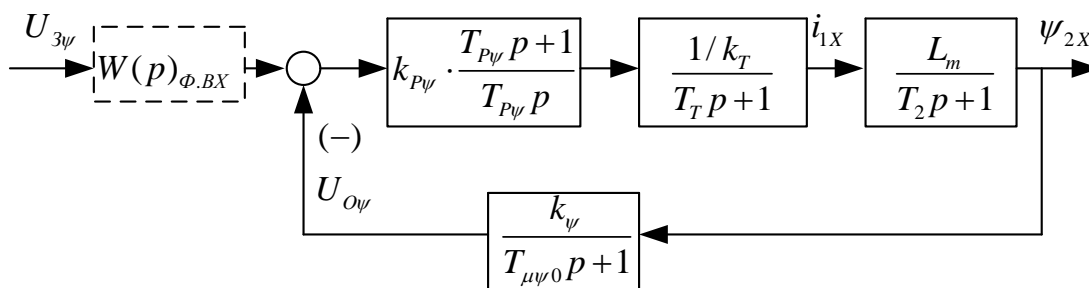


Рисунок 3.3 – Структурная схема контура потокосцепления с ПИ-регулятором

Передаточная функция ПИ-регулятора потокосцепления

$$W(p)_{P\psi} = k_{P\psi} \cdot \frac{T_{P\psi} \cdot p + 1}{T_{P\psi} \cdot p} = 24,008 \cdot \frac{0,397 \cdot p + 1}{0,397 \cdot p}.$$

Коэффициент усиления и константа времени регулятора потокосцепления определяются следующим выражением

$$k_{P\psi} = \frac{T_2 \cdot k_T}{L_m \cdot k_\psi} \cdot \frac{1}{a_\psi \cdot (T_T + T_{\mu\psi 0})} = \frac{0,397 \cdot 0,269}{0,07 \cdot 11,394} \cdot \frac{1}{2 \cdot (0,000792 + 0,002)} = 24,008,$$

где $k_\psi = \frac{U_{3\psi\text{МАКС}}}{\psi_{2\text{ХН}}} = \frac{10}{0,878} = 11,394$ В/Вб ; $U_{3\psi\text{МАКС}} = 10$ В;

$a_\psi = 2$ - коэффициент оптимизации.

Передаточные функции имеет вид для контура потокосцепления с ПИ – регулятором настроенный таким образом:

разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{РАЗ.}\psi} = \frac{1}{a_{\psi} \cdot T_{\Gamma} \cdot T_{\mu\psi 0} \cdot T_{\mu\psi \Delta} \cdot p^3 + a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta}^2 \cdot p^2 + a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta} \cdot p} \approx \frac{1}{2 \cdot 0,000792 \cdot 0,002 \cdot 0,00279 \cdot p^3 + 2 \cdot 0,00279^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,00279 \cdot p};$$

замкнутого контура

$$W(p)_{\text{ЗАМ.}\psi} = \frac{\frac{1}{k_{\psi}} \cdot (T_{\mu\psi 0} \cdot p + 1)}{a_{\psi} \cdot T_{\Gamma} \cdot T_{\mu\psi 0} \cdot T_{\mu\psi \Delta} \cdot p^3 + a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta}^2 \cdot p^2 + a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta} \cdot p + 1} \approx \frac{\frac{1}{k_{\psi}} \cdot (T_{\mu\psi 0} \cdot p + 1)}{a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta}^2 \cdot p^2 + a_{\psi} \cdot T_{\mu\psi \Delta} \cdot p + 1} \approx \frac{\frac{1}{11,394} \cdot (0,002 \cdot p + 1)}{2 \cdot 0,00279^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,00279 \cdot p + 1};$$

где $T_{\mu\psi \Delta} = T_{\Gamma} + T_{\mu\psi 0} = 0,000792 + 0,002 = 0,00279$ с – эквивалентная малая

постоянная времени оптимизированного контура.

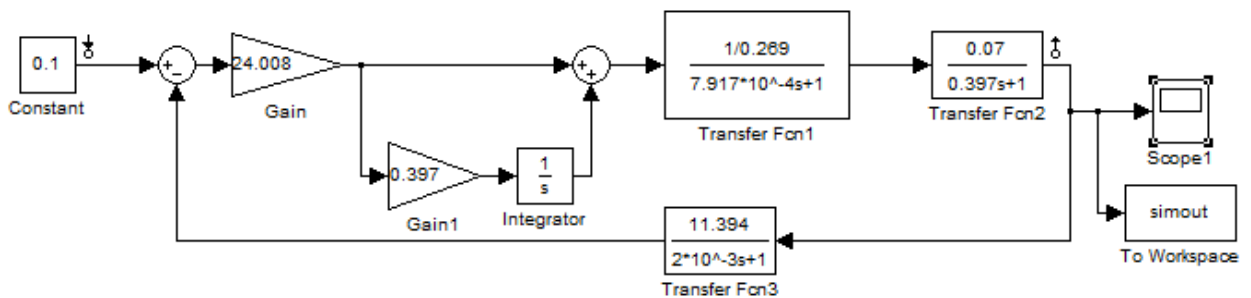


Рисунок 3.3 – Имитационная модель контура потокосцепления в среде Simulink

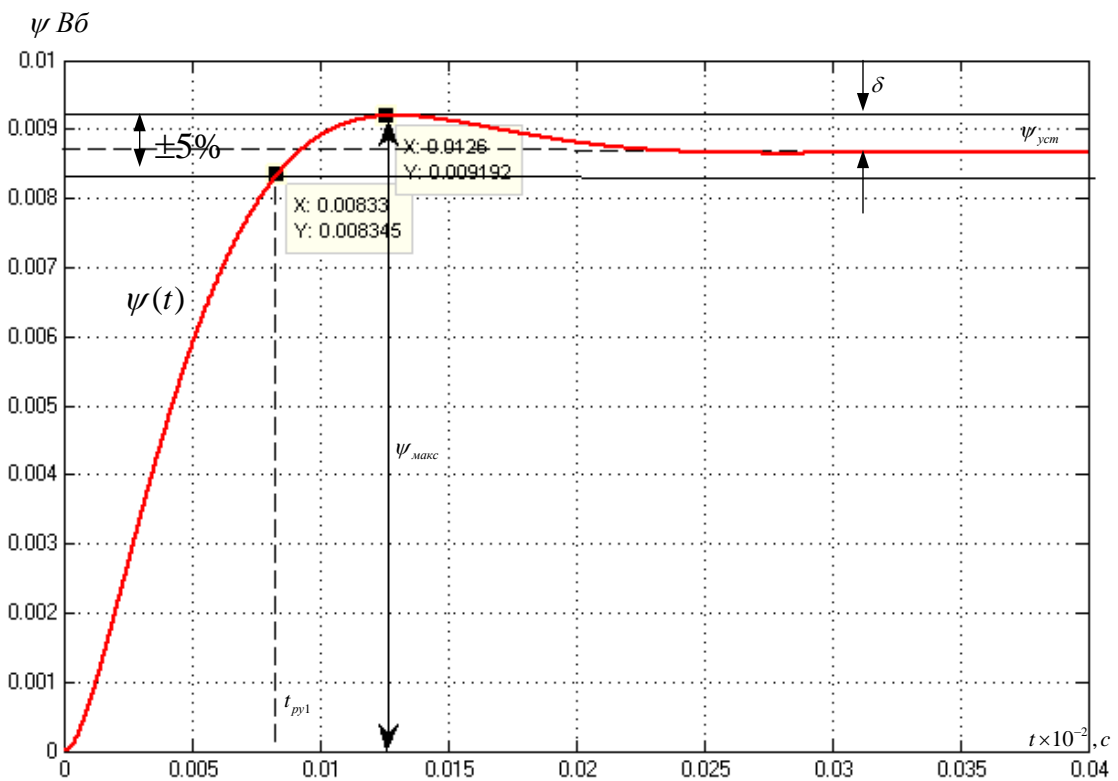


Рисунок 3.4 – Переходная характеристика $\psi(t)$ контура потокосцепления по имитационной модели рисунка 3.11

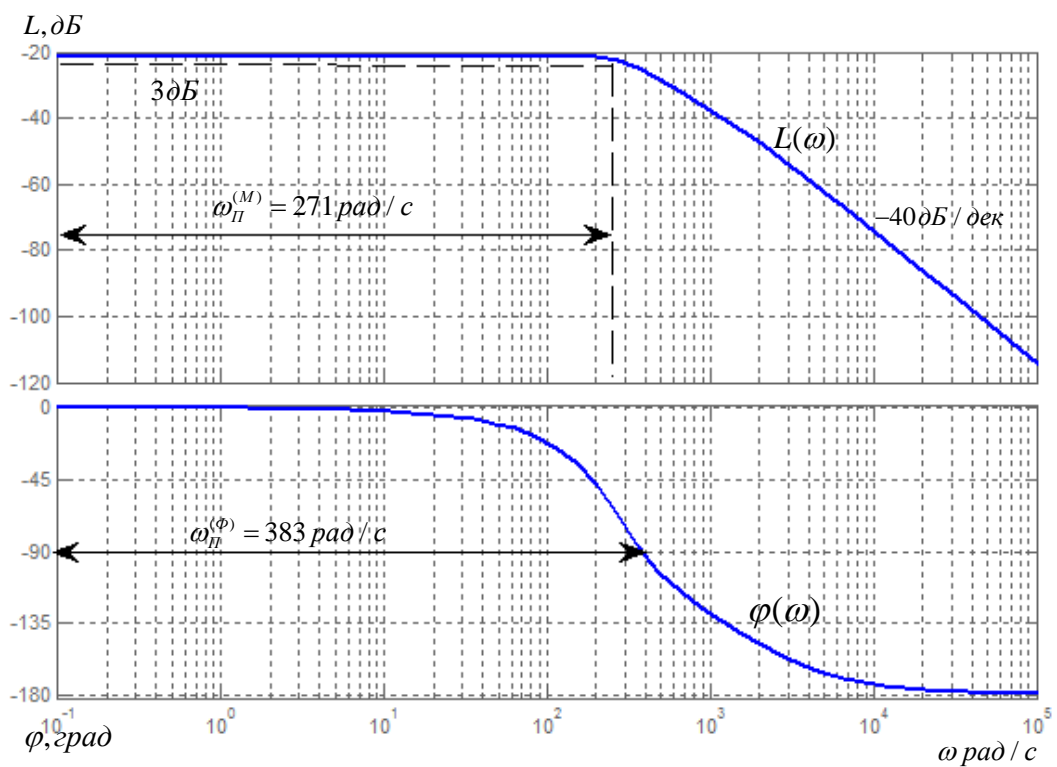


Рисунок 3.5 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура потокосцепления, настроенного на МО (без фильтра на входе)

Разомкнутый контур

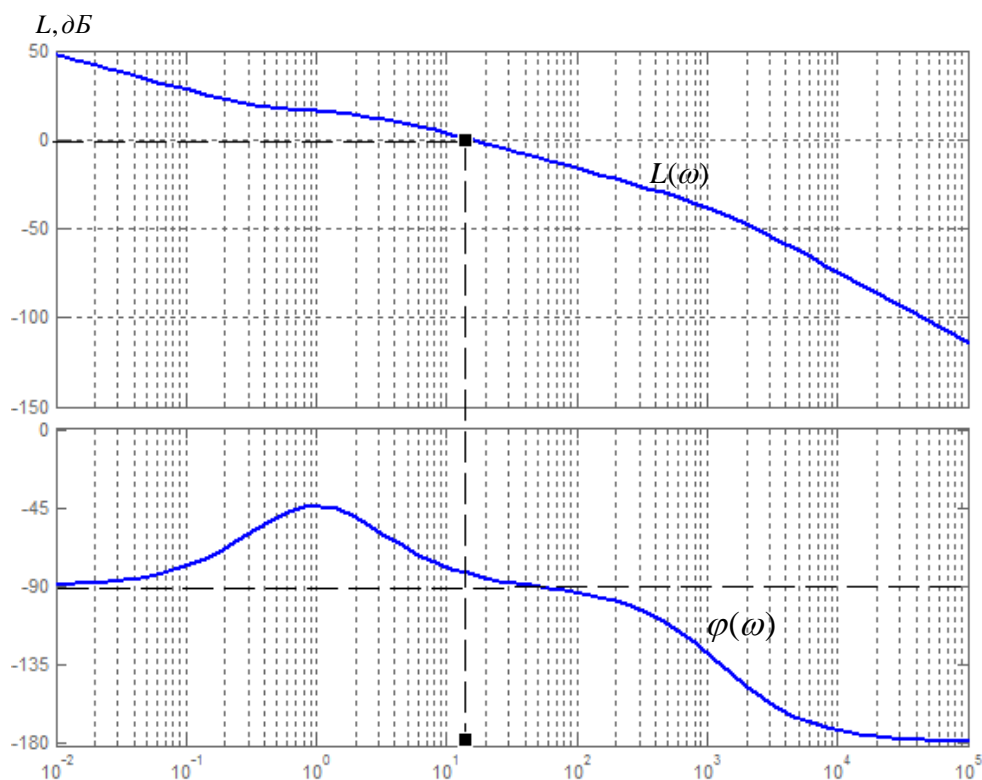


Рисунок 3.6 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура потокосцепления, настроенного на МО (без фильтра на входе)

Настройки контура схожа с настройкой системы второго порядка на модульный оптимум. Контур это астатическая система регулирования первого порядка по управлению и обеспечивает установившуюся ошибку $\Delta\psi_{уст} = 0$. В зависимости от соотношения малых констант времени T_T и $T_{\mu\psi 0}$ контур имеет следующие динамические показатели качества работы:

показатели отработки скачка задания

перерегулирование $\sigma = (4,3 \div 6,7)\%$;

время вхождения в 5%-ю зону

$$t_{рв1}^{(5)} = (4,1 \div 2,75) \cdot (T_T + T_{\mu\psi 0}) = (4,1 \div 2,75) \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,011 \div 0,007677 \text{ с} .$$

Для замкнутого контура

полоса пропускания по модулю

$$\omega_{\Pi}^{(M)} = \frac{(0,71 \div 0,9)}{T_T + T_{\mu\psi 0}} = \frac{(0,71 \div 0,9)}{0,000792 + 0,002} = 254,33 \div 322,4 \text{ рад/с} ;$$

из характеристик видно, что:

полоса пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(M)} = 271$ рад/с ;

полоса пропускания по фазе $\omega_{\Pi}^{(\Phi)} = 383$ рад/с ;

Для разомкнутого контура

запас устойчивости по модулю $\Delta L = \infty$ дБ ;

запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 93.1$ град ;

Вывод: Так как настройка контура потокосцепления производилась приближенно на модульный оптимум второго порядка, передаточная функция замкнутого контура имеет 3-ий порядок, причем в знаменателе присутствует форсирующее звено, из этого полученные данные немного отличаются от ожидаемых показателей. Незначительная величина полученных отклонений позволяет нам сказать, что контур оптимизирован, верно.

3.4 Оптимизация контура скорости

Контур регулирования тока имеет относительно большую инерционность в цепи обратной связи.

Усеченной передаточной функцией 1-го порядка при оптимизации контура скорости это есть внутренний оптимизированный замкнутый контур тока .

$$W(p)_{\text{зам.т}} \approx \frac{1}{k_T \cdot p + 1} \approx \frac{1}{0,000792 \cdot p + 1};$$

где $T_T = a_T \cdot T_{\mu T \Sigma} = a_T \cdot (T_{\mu \Pi} + T_{\mu T0}) = 2 \cdot (0,0000625 + 0,000333) = 0,000792$ с -

равнозначная константа времени оптимизированного контура тока.

Оптимизация контура скорости с П- регулятором

Структурная схема контура скорости с инерционной обратной связью и П- регулятором приведена на рисунке 4.16.

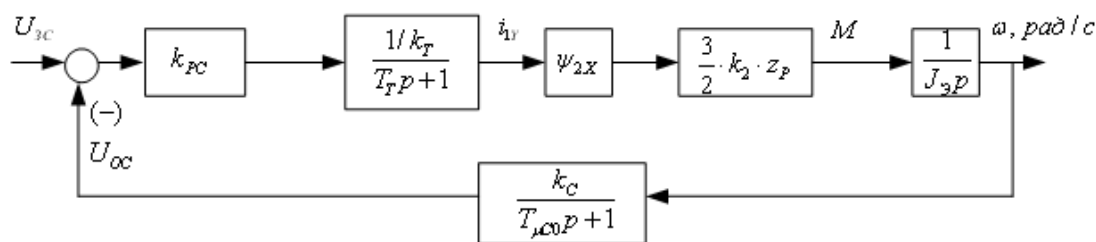


Рисунок 3.7 – Структурная схема контура скорости с П–регулятором
Передаточная функция П–регулятора скорости

$$W_{PC}(p) = k_{PC} \cdot$$

Коэффициент усиления регулятора скорости

$$k_{PC} = \frac{J_{\Sigma} \cdot k_T}{\psi_{2X} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_C} \cdot \frac{1}{a_C \cdot (T_T + T_{\mu0})} = \frac{0,098 \cdot 0,269}{0,915 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,07}{0,072} \cdot 2 \cdot 0,05} \cdot \frac{1}{2 \cdot (0,000792 + 0,002)} = 36,497$$

где $k_C = \frac{U_{3C\text{МАКС}}}{\omega_{ЭП\text{МАКС}}} = \frac{10}{198,95} = 0,05 \text{ В} \cdot \text{с/рад}$ - коэффициент обратной связи по

скорости. Принимаем $U_{3C\text{МАКС}} = 10\text{В}$;

$a_C = 2$ - коэффициент оптимизации;

ψ_{2X} - проекция вектора потокосцепления ротора на ось x. В однозонном электроприводе $\psi_{2X} = \psi_{2XH} = 0,915 \text{ Вб}$.

Контур скорости с П–регулятором в однозонном электроприводе имеет следующие передаточные функции:

разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{РАЗ.С}} = \frac{1}{a_C \cdot T_T \cdot T_{\mu0} \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p^3 + a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^2 \cdot p^2 + a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p} \approx \frac{1}{2 \cdot 0,000792 \cdot 0,002 \cdot 0,002792 \cdot p^3 + 2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,002792 \cdot p};$$

замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{\text{ЗАМ.С}} = \frac{\frac{1}{k_C} \cdot (T_{\mu0} \cdot p + 1)}{a_C \cdot T_T \cdot T_{\mu0} \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p^3 + a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^2 \cdot p^2 + a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p + 1} \approx \frac{\frac{1}{k_C} \cdot (T_{\mu0} \cdot p + 1)}{a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^2 \cdot p^2 + a_C \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p + 1} \approx \frac{\frac{1}{0,05} \cdot (0,002 \cdot p + 1)}{2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1};$$

где $T_{\mu\text{сЭ}} = T_T + T_{\mu\text{с0}} = 0,000792 + 0,002 = 0,002792 \text{ с}$ - эквивалентная малая константа времени оптимизированного контура.

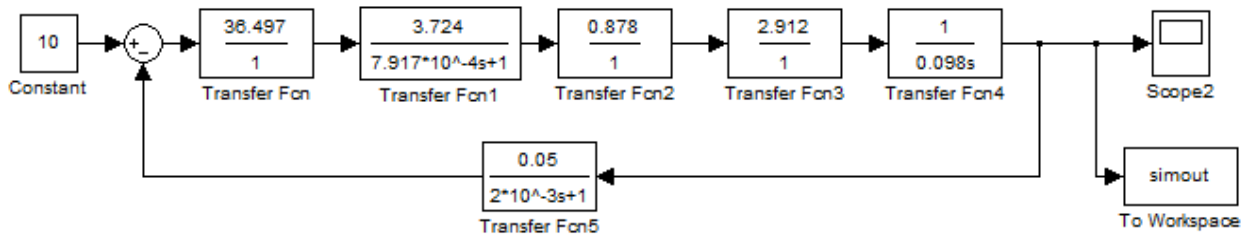


Рисунок 3.8 – Имитационная модель контура скорости с П - регулятором в среде Simulink

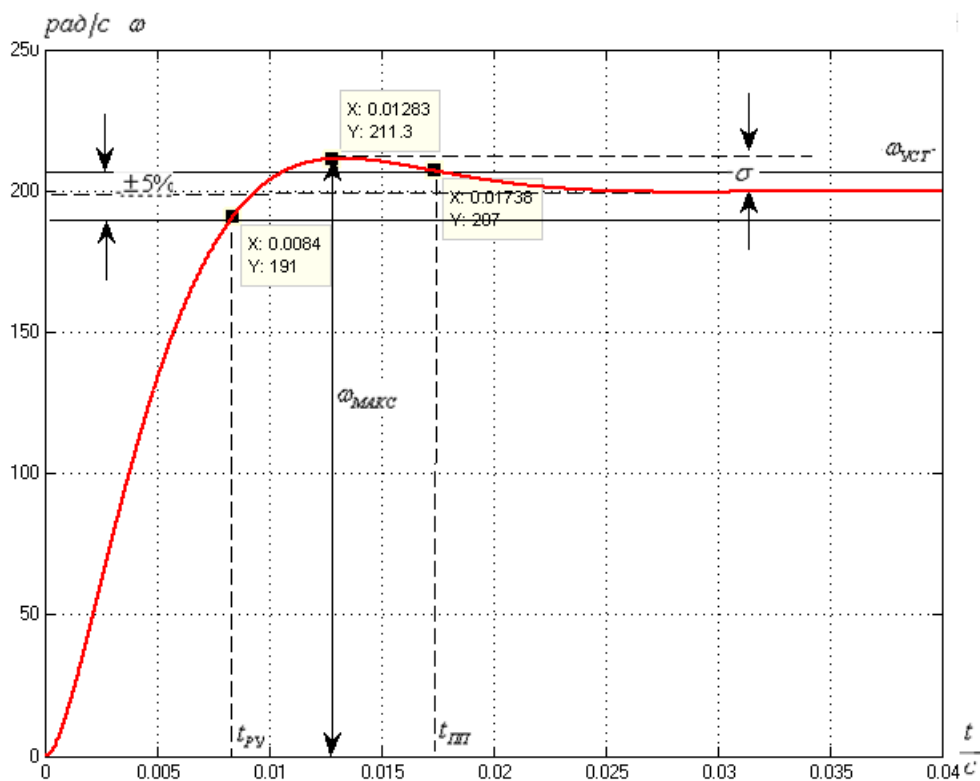


Рисунок 3.9– Переходная характеристика контура скорости с П – регулятором по имитационной модели рисунка 3.16

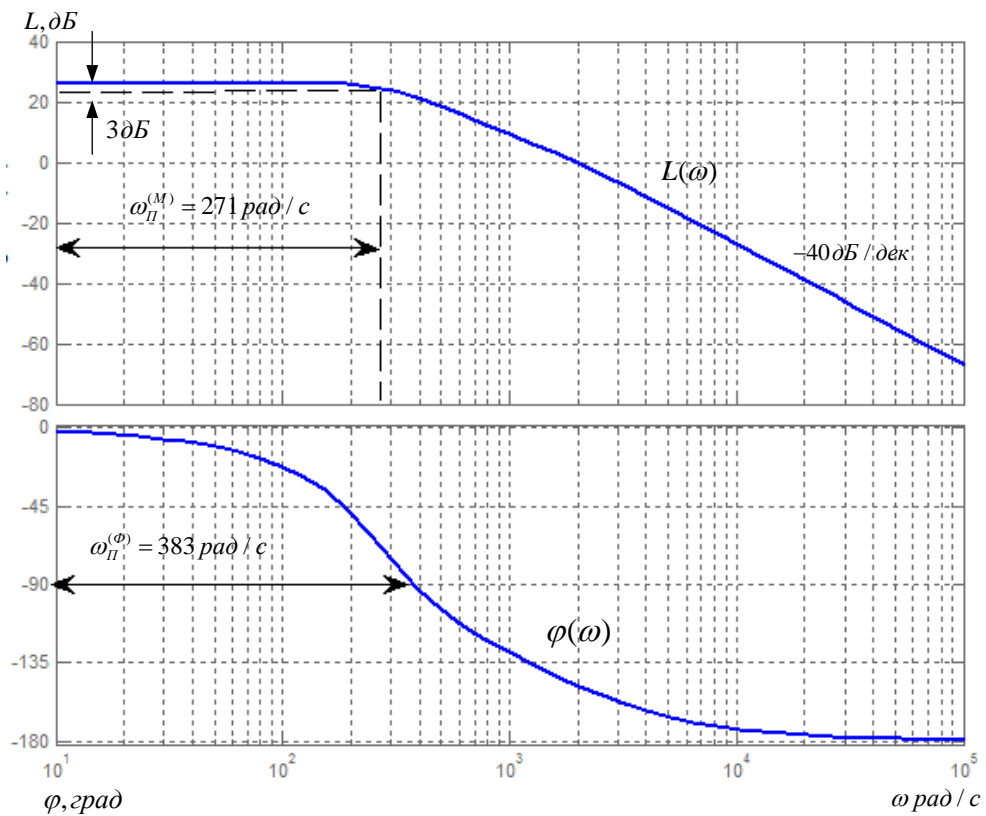


Рисунок 3.10 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура скорости, настроенного на МО (без фильтра на входе)

Разомкнутый контур

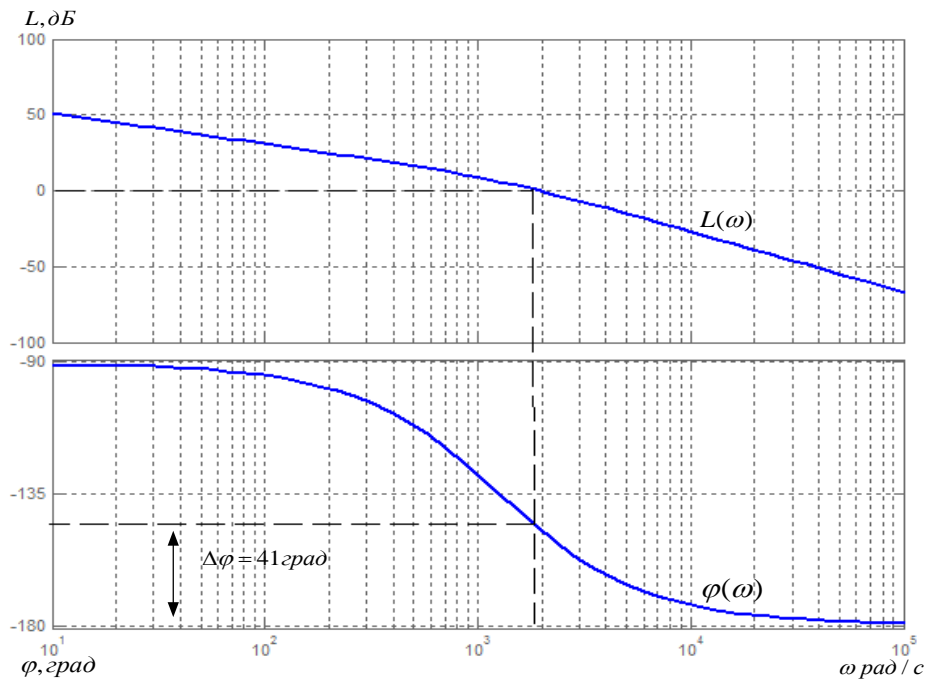


Рисунок 3. 11 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура скорости, настроенного на МО

Настройка контура около настройки на МО системы 2-го порядка. Обеспечивывание нулевой установившейся ошибки по управлению $\Delta\omega_{y,уст} = 0$ достигается за счет того что данный контур относится к астатической системе 1-го порядка по управлению. И, из это следует, показатели отработки скачка задания:

перерегулирование $\sigma = 5,71\%$, что входит в пределы $\sigma = (4,3 \div 6,7)\%$.

время первого вхождения в 5%-ю зону

$$t_{py1}^{(5)} = (4,1 \div 2,75) \cdot (T_T + T_{\mu c0}) = (4,1 \div 2,75) \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,011446 \div 0,00768 \text{ с}$$

Из графика переходного процесса (рисунок 4.18) видно, что время первого вхождения в 5%-ю зону $t_{py1}^{(5)} = 0,0083 \text{ с}$, а время второго вхождения в 5%-ю зону

$$- t_{py2}^{(5)} = 0,00153 \text{ с}$$

Для замкнутого контура

В зависимости от соотношения малых констант времени $\frac{T_{\mu c0}}{T_T}$ полоса пропускания контура по модулю изменяется в пределах .

Из графиков видно, что

полоса пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(M)} = 271 \text{ рад/с}$;

полоса пропускания по фазе $\omega_{\Pi}^{(\varphi)} = 383 \text{ рад/с}$.

Для разомкнутого контура

запас устойчивости по модулю $\Delta L = \infty \text{ дБ}$;

запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 41 \text{ град}$.

При полученных значениях перерегулирования в контуре скорости установка на входе контура фильтра бессмысленно.

Вывод: Так как контур скорости, оптимизированный приближенно по МО с П-регулятором, является контуром третьего порядка, с форсирующим звеном, поэтому полученные показатели оптимизации на модульный оптимум отличаются от предполагаемых. Полученные отклонения не значительны и входят в допустимый диапазон, следовательно контур оптимизирован верно.

Оптимизация контура скорости с ПИ– регулятором

Структурная схема контура скорости с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором приведена на рисунке 3.20.

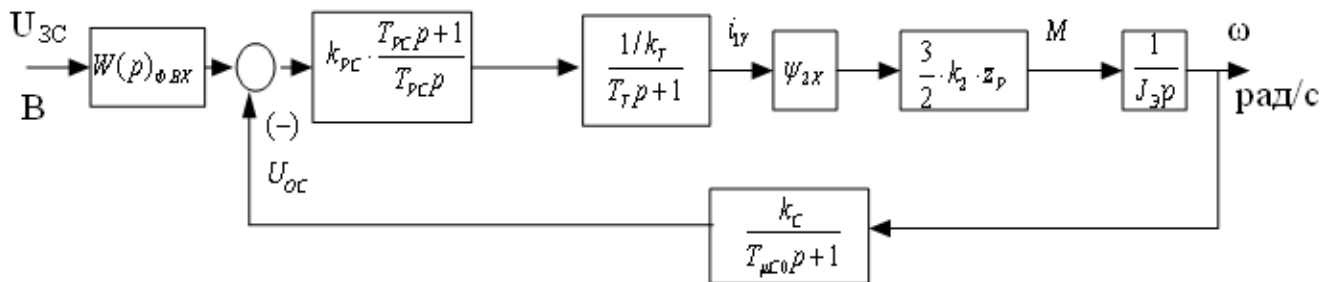


Рисунок 3.20 – Структурная схема для контура скорости с ПИ-регулятором

Передаточная функция ПИ-регулятора

$$W(p)_{PC} = k_{PC} \cdot \frac{T_{PC} \cdot p + 1}{T_{PC} \cdot p} = 40,804 \cdot \frac{0,011 \cdot p + 1}{0,011 \cdot p}$$

Коэффициент усиления и константа времени регулятора скорости определяются по выражениям

$$k_{PC} = \frac{J_{\Theta} \cdot k_T}{\psi_{2X} \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot z_p \cdot k_C} \cdot \frac{1}{a_C \cdot (T_T + T_{\mu C0})} = \frac{0,098 \cdot 0,269}{0,915 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,07}{0,072} \cdot 2 \cdot 0,05} \cdot \frac{1}{2 \cdot (0,000792 + 0,002)} = 36,497$$

где $T_{PC} = b_C \cdot a_C \cdot (T_T + T_{\mu C0}) = 2 \cdot 2 \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,011$ с - равнозначная малая константа времени оптимизированного контура.

Оптимизированный данный контур скорости с ПИ-регулятором имеет следующие передаточные функции:

- разомкнутого контура

$$W(p)_{\text{РАЗ.К}} = \frac{a_C \cdot b_C \cdot T_{\mu C \Theta} \cdot p + 1}{b_C \cdot a_C^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu C0} \cdot T_{\mu C \Theta}^2 \cdot p^4 + b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \Theta}^3 \cdot p^3 + b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \Theta}^2 \cdot p^2} =$$

$$= \frac{2 \cdot 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1}{2 \cdot 2^2 \cdot 0,000792 \cdot 0,002 \cdot 0,002792^2 \cdot p^4 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^3 \cdot p^3 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2};$$

- замкнутого контура по управлению

$$W(p)_{\text{ПАЗ,С}} = \frac{1}{k_c} \cdot \frac{(a_c \cdot b_c \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu\text{С0}} \cdot p + 1)}{b_c \cdot a_c^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu\text{С0}} \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^2 \cdot p^4 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^3 \cdot p^3 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu\text{СЭ}}^2 \cdot p^2 + b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu\text{СЭ}} \cdot p + 1} =$$

$$= \frac{1}{0,071} \cdot \frac{(2 \cdot 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1) \cdot (0,002 \cdot p + 1)}{2 \cdot 2^2 \cdot 0,000792 \cdot 0,002 \cdot 0,002792^2 \cdot p^4 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^3 \cdot p^3 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1}$$

где $T_{\mu\text{СЭ}} = T_T + T_{\mu\text{С0}} = 0,000792 + 0,002 = 0,002792$ с - разнозначная малая постоянная времени оптимизированного контура.

При обработке ступенчатых управляющих в общем случае более 43% воздействий обеспечивает высокое быстродействие при перерегулировании оптимизированного контура. Настройка контура без фильтров на входе равноильна к настройке на СО.

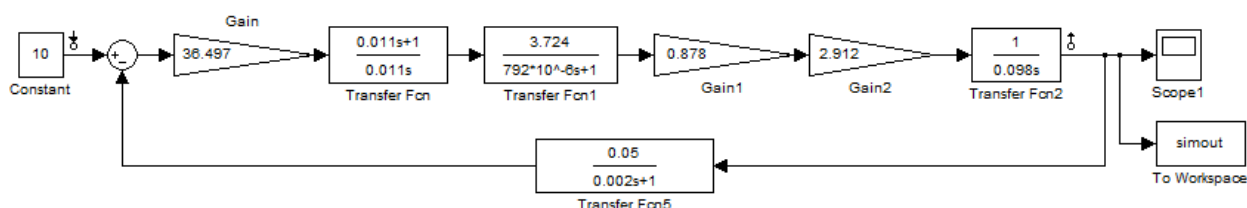


Рисунок 3.12 – Имитационная модель контура скорости с ПИ–регулятором (без фильтра на входе)

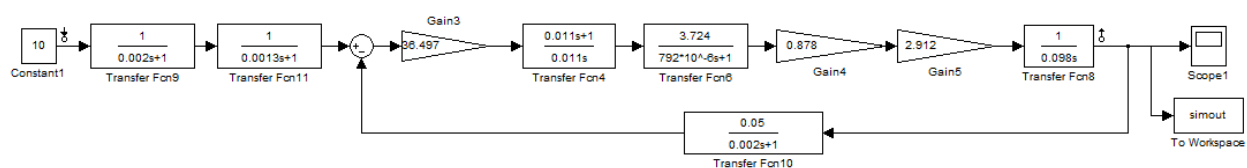


Рисунок 3.13 – Имитационная модель контура скорости с ПИ–регулятором в среде Simulink (с двумя фильтрами на входе)

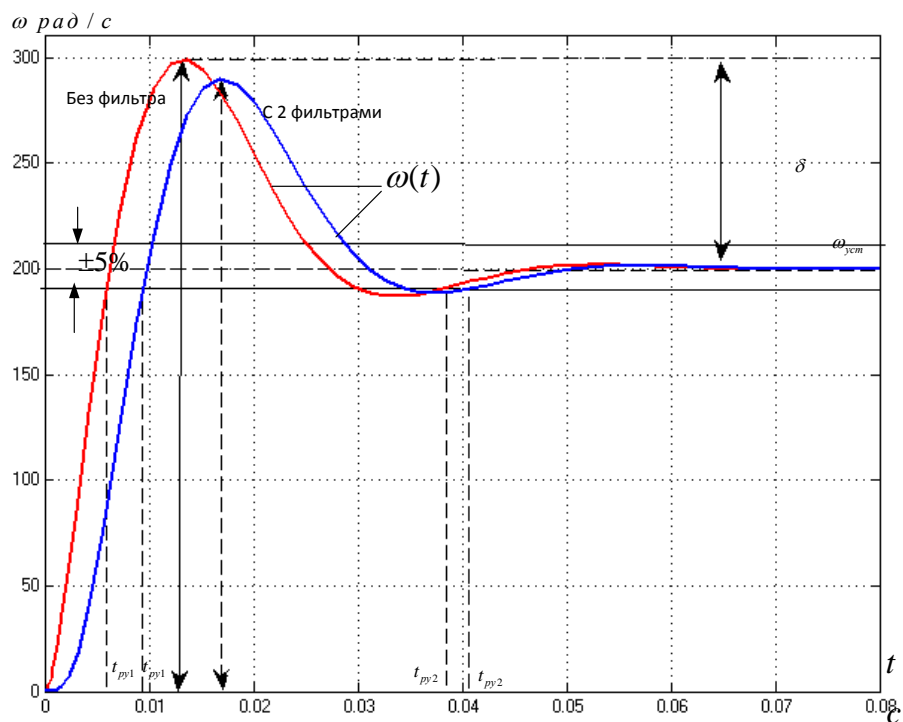


Рисунок 3.14 – Переходная характеристика контура скорости по имитационной модели рисунков 3.21 и 3.22

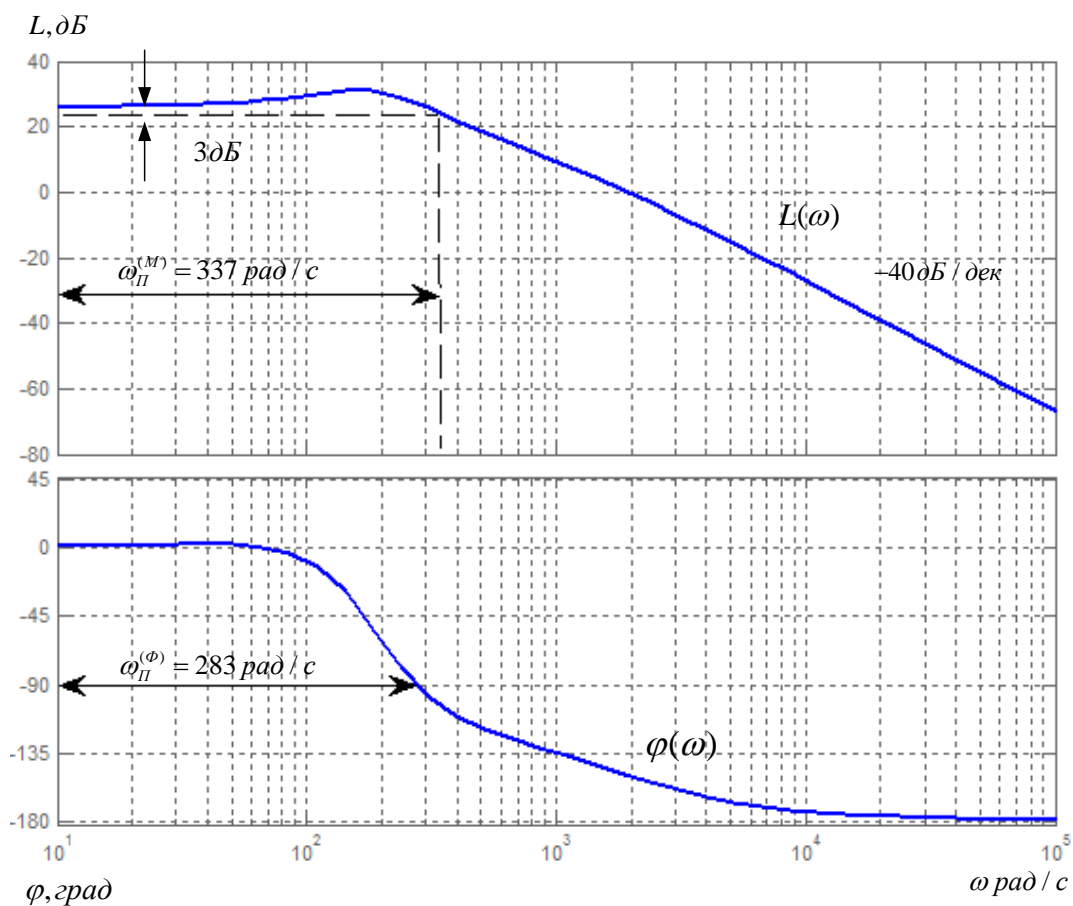


Рисунок 3.15 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура скорости, настроенного на СО (без фильтра на входе)

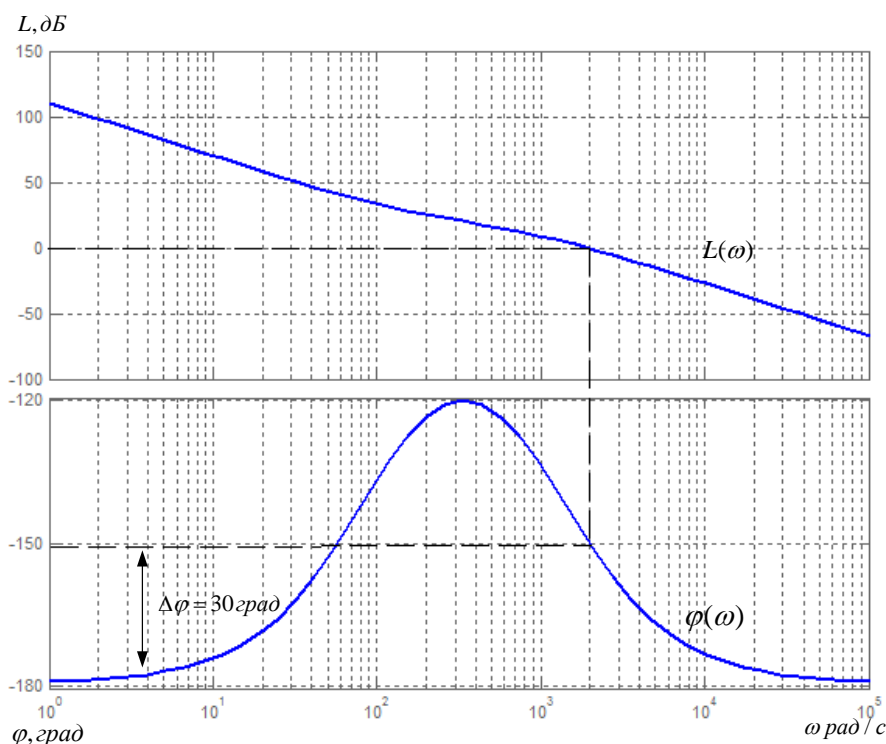


Рисунок 3.16 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура скорости, настроенного на СО (без фильтра на входе)

Из графиков видно, что

полоса пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(M)} = 337$ рад/с ;

полоса пропускания по фазе $\omega_{\Pi}^{(\Phi)} = 283$ рад/с .

Для разомкнутого контура

запас устойчивости по модулю $\Delta L = \infty$ дБ ;

запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 30^\circ$.

На входе контура скорости должны быть включены два одинаковых фильтра для ограничения перегулирования на уровне 8,1 %, соответственно с постоянными времени :

$$T_{\text{Ф.ВХ2}} = b_C \cdot a_C \cdot (T_T + T_{\mu C0}) = 2 \cdot 2 \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,013 \text{ с} ; \quad T_{\text{Ф.ВХ2}} = T_{\mu C0} = 0,002 \text{ с}$$

Для передаточной функция замкнутого контура скорости по управлению с двумя фильтрами на входе имеет вид замкнутого контура.

$$W(p)_{\text{РАЗ.С}} = \frac{1}{k_c} \cdot \frac{1}{b_c \cdot a_c^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu C0} \cdot T_{\mu CЭ}^2 \cdot p^4 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu CЭ}^3 \cdot p^3 + b_c \cdot a_c^2 \cdot T_{\mu CЭ}^2 \cdot p^2 + b_c \cdot a_c \cdot T_{\mu CЭ} \cdot p + 1} =$$

$$= \frac{1}{0,071} \cdot \frac{1}{2 \cdot 2^2 \cdot 0,000792 \cdot 0,002 \cdot 0,002792^2 \cdot p^4 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^3 \cdot p^3 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1},$$

где $T_{\mu CЭ} = T_T + T_{\mu C0} = 0,000792 + 0,002 = 0,002792$ с - эквивалентная малая постоянная времени оптимизированного контура.

Без фильтров на входе настройка контура близка к настройке на СО, а с фильтрами на МО для системы 3-го порядка.

Контур скорости с фильтрами на входе представляет собой астатическую систему 1-го порядка что позволяет обеспечивать нулевую статическую ошибку по управлению. От соотношения малых постоянных времени $\frac{T_{\mu C0}}{T_T}$

зависят динамические показатели качества работы контура и предварительно могут быть определены по выражениям:

перерегулирование, время первого и окончательного вхождения в 5%-ю зону при отработке скачка задания

$$\sigma = (8,1 \div 10) \% ;$$

$$t_{\text{PV1}}^{(5)} = (7 \div 5,8) \cdot (T_T + T_{\mu C0}) = (7 \div 5,8) \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,02 \div 0,016 \text{ с} ;$$

$$t_{\text{PV2}}^{(5)} = (12 \div 9,5) \cdot (T_T + T_{\mu C0}) = (12 \div 9,5) \cdot (0,000792 + 0,002) = 0,034 \div 0,027 \text{ с} .$$

Для замкнутого контура

полоса пропускания контура по модулю и по фазе изменяются в пределах

$$\omega_{\Pi}^{(M)} = \frac{(0,5 \div 0,54)}{T_T + T_{\mu C0}} = \frac{(0,5 \div 0,54)}{0,000792 + 0,002} = 179,1 \div 193,4 \text{ рад/с} ;$$

$$\omega_{\Pi}^{(\Phi)} = \frac{(0,36 \div 0,42)}{T_T + T_{\mu C0}} = \frac{(0,36 \div 0,42)}{0,000792 + 0,002} = 129 \div 150,4 \text{ рад/с} ;$$

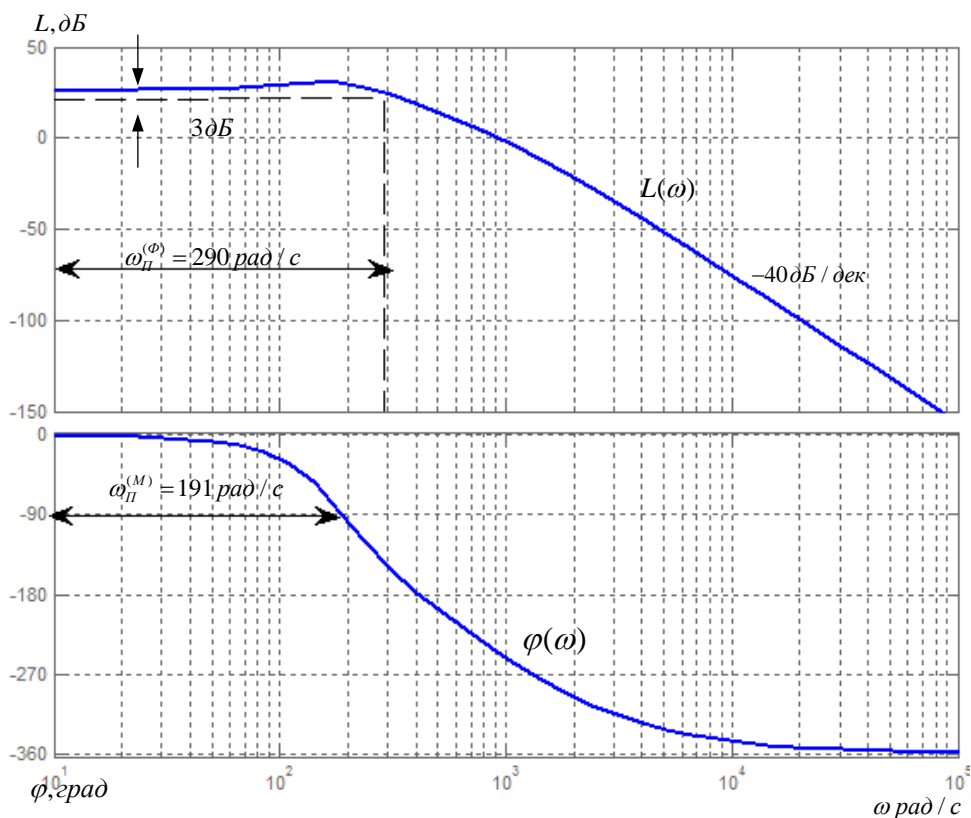


Рисунок 3.17 – Логарифмические частотные характеристики замкнутого контура скорости, настроенного на МО (с двумя фильтрами на входе)

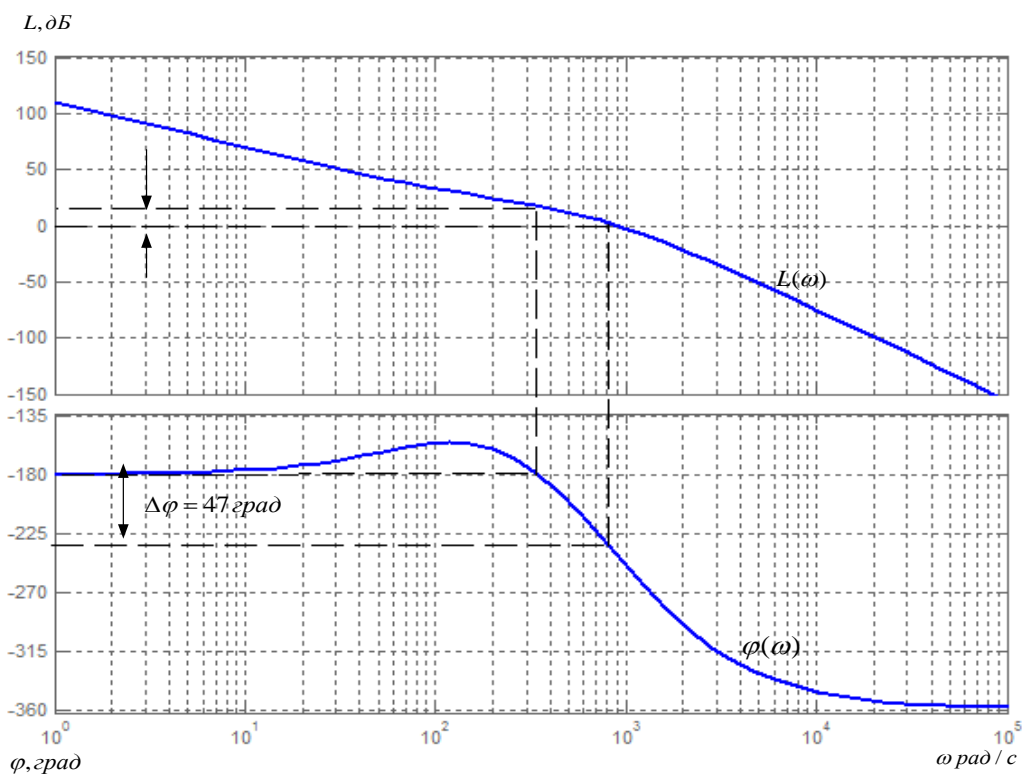


Рисунок 3.18 – Логарифмические частотные характеристики разомкнутого контура скорости, настроенного на МО (с двумя фильтрами на входе)

Из графиков видно, что

полоса пропускания по модулю $\omega_{\Pi}^{(M)} = 290 \text{ рад/с}$;

полоса пропускания по фазе $\omega_{\Pi}^{(\Phi)} = 191 \text{ рад/с}$

Для разомкнутого контура

запас устойчивости по модулю $\Delta L = \infty \text{ дБ}$;

запас устойчивости по фазе $\Delta\varphi = 47 \text{ град}$.

Вывод: Так как контур скорости, оптимизированный приближенно по МО с ПИ-регулятором, является контуром четвертого порядка, с двумя входными фильтрами, поэтому полученные показатели оптимизации на модульный оптимум отличаются от предполагаемых. Полученные отклонения не значительны и входят в допустимый диапазон, следовательно контур оптимизирован верно.

Обработка контуром скорости возмущающих воздействий

Контур скорости с П-регулятором

Структурная схема линейризованного контура скорости с инерционной обратной связью и П-регулятором для режима обработки возмущающего воздействия приведена на рисунке 3.28.

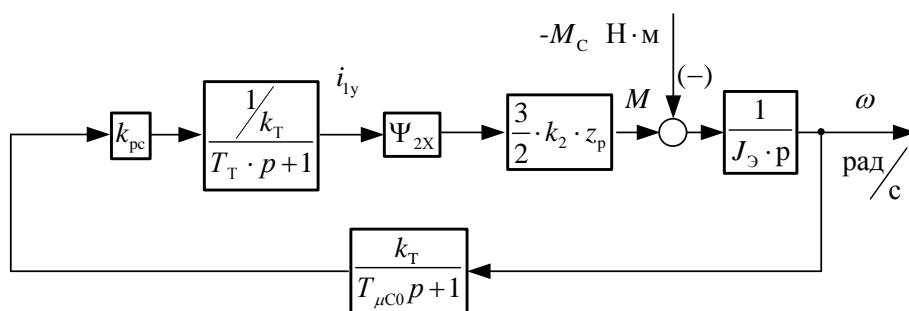


Рисунок 3.28 – Структурная схема линейризованного контура скорости с П-регулятором при обработке возмущения

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущению

$$W(p)_{\text{В.ЗАМ}} = \frac{\omega(p)}{-M_C(p)} = \frac{\frac{1}{J_{\Omega}} \cdot a_C \cdot T_{\mu C \Sigma} \cdot (T_T \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu C 0} \cdot p + 1)}{a_C \cdot T_T \cdot T_{\mu C 0} \cdot T_{\mu C \Sigma} \cdot p^3 + a_C \cdot T_{\mu C \Sigma}^2 \cdot p^2 + a_C \cdot T_{\mu C \Sigma} \cdot p + 1} \approx$$

$$\approx \frac{\frac{1}{J_{\Omega}} \cdot a_C \cdot T_{\mu C \Sigma} \cdot (T_{\mu C \Sigma} \cdot p + 1)}{a_C \cdot T_{\mu C \Sigma}^2 \cdot p^2 + a_C \cdot T_{\mu C \Sigma} \cdot p + 1} = \frac{1}{0,098} \cdot \frac{2 \cdot 0,002792 \cdot (0,002792 \cdot p + 1)}{2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1};$$

Оптимизированный замкнутый контур скорости с П-регулятором представляет собой статическую систему регулирования по возмущению. Необходимые показатели качества работы контура при обработке ступенчатого возмущающего воздействия:

установившаяся ошибка по возмущению

$$\Delta\omega_{\text{В.УСТ}} = \frac{a_C \cdot (T_T + T_{\mu C 0})}{J_{\Omega}} \cdot \Delta M_C = \frac{2 \cdot (0,000792 + 0,002)}{0,098} \cdot 68,25 = 3,908 \text{ рад/с};$$

динамический провал (всплеск) скорости при набросе (сбросе) нагрузки ΔM_C

$$\Delta\omega_{\text{В.МАКС}} \approx 1,067 \cdot \Delta\omega_{\text{В.УСТ}} = 1,067 \cdot (3,908) = 4,17 \text{ рад/с};$$

время отработки возмущающего воздействия

$$t_{\text{PB}} \approx 2,45 \cdot (T_T + T_{\mu C 0}) \approx 2,45 \cdot (0,000792 + 0,002) \approx 0,00684 \text{ с};$$

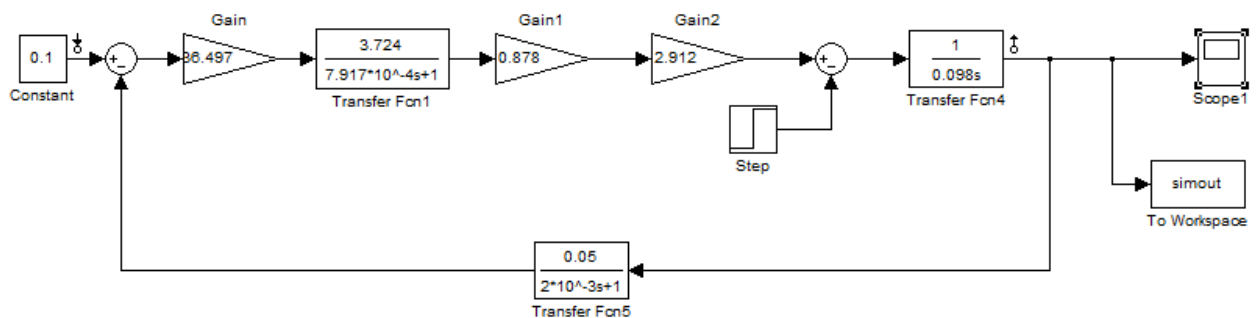


Рисунок 3.19 – Имитационная модель линейризованного контура скорости с П-регулятором при отработке возмущения в среде Simulink П-регулятором

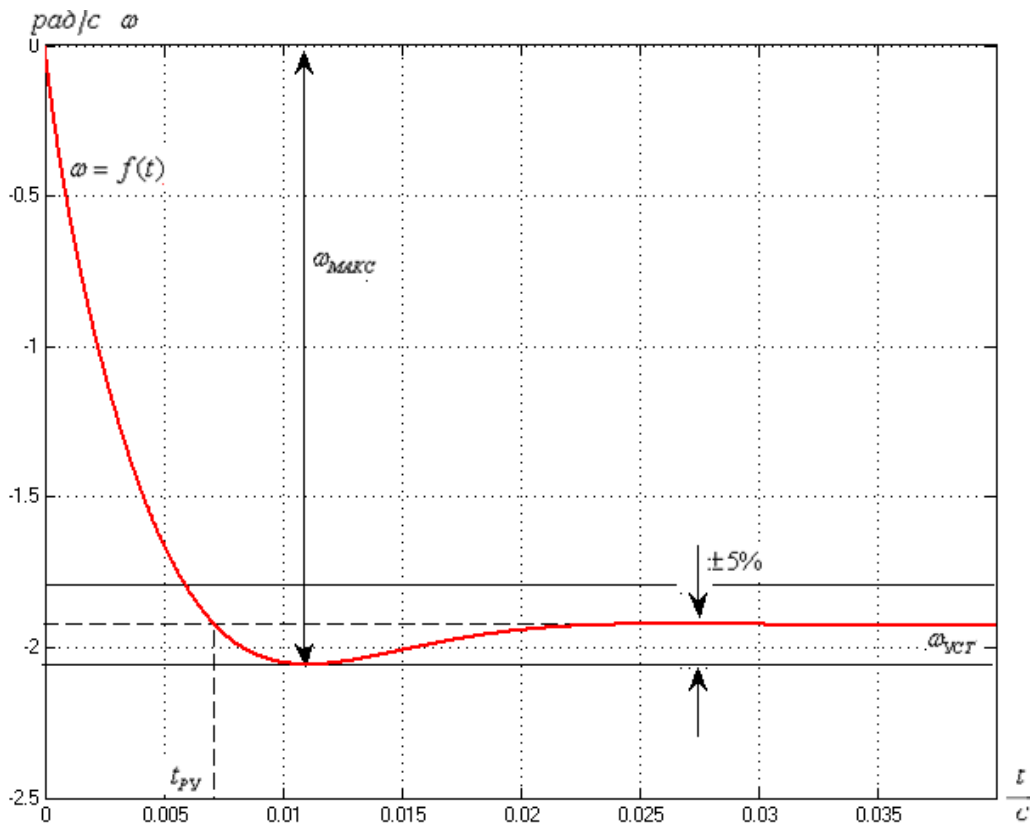


Рисунок 3.20 – Переходная характеристика контура скорости по имитационной модели рисунка 3.31

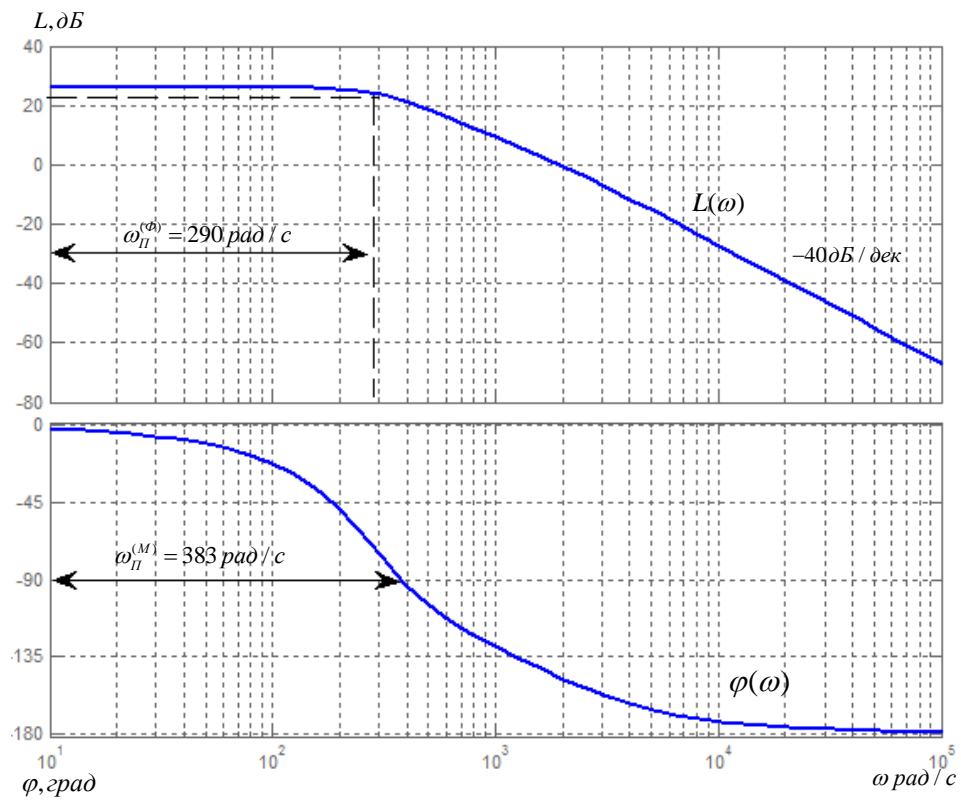


Рисунок 3.21 – ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутого контура скорости при обработке возмущающего воздействия

Вывод: Система хорошо подавляет возмущающее воздействие во всем диапазоне частот, так как ЛАЧХ расположена в нижней полуплоскости.

Показатели переходных процессов по возмущению оптимизированного контура скорости с П-регулятором при $\Delta M_C=55 \text{ Н}\cdot\text{м}$ сведены в таблицу 4.7, из которой видно, что ожидаемые показатели качества и результаты моделирования практически не отличаются. Значит, оптимизированный замкнутый контур скорости с П-регулятором, представляющий собой статическую систему регулирования по возмущению, настроен верно.

Контур скорости с ПИ-регулятором

Структурная схема линейризованного контура скорости с инерционной обратной связью и ПИ-регулятором, при обработке возмущающего воздействия приведена на рис. 3.34.

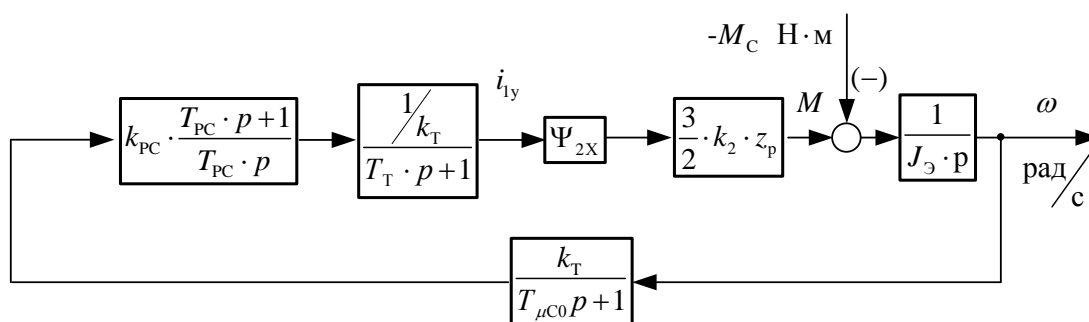


Рисунок 3.22 – Структурная схема линейризованного контура скорости с ПИ-регулятором при обработке возмущающих воздействий

Передаточная функция замкнутого контура скорости по возмущению

$$\begin{aligned}
 W(p)_{\text{В.ЗАМ}} &= \frac{\omega(p)}{-M_C(p)} = \frac{\frac{1}{J_{\text{Э}}} \cdot b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^2 \cdot p \cdot (T_T \cdot p + 1) \cdot (T_{\mu C 0} \cdot p + 1)}{b_C \cdot a_C^2 \cdot T_T \cdot T_{\mu C 0} \cdot T_{\mu C \text{Э}}^2 \cdot p^4 + b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^3 \cdot p^3 + b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^2 \cdot p^2 + b_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C \text{Э}} \cdot p + 1} \approx \\
 &\approx \frac{\frac{1}{J_{\text{Э}}} \cdot b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^2 \cdot p \cdot (T_{\mu C \text{Э}} \cdot p + 1)}{b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^3 \cdot p^3 + b_C \cdot a_C^2 \cdot T_{\mu C \text{Э}}^2 \cdot p^2 + b_C \cdot a_C \cdot T_{\mu C \text{Э}} \cdot p + 1} \approx \\
 &\approx \frac{1}{0,098} \cdot 2 \cdot 2 \cdot 0,002792^2 \cdot p \cdot (0,002792 \cdot p + 1) \\
 &\approx \frac{1}{2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^3 \cdot p^3 + 2 \cdot 2^2 \cdot 0,002792^2 \cdot p^2 + 2 \cdot 2 \cdot 0,002792 \cdot p + 1};
 \end{aligned}$$

Оптимизированный замкнутый контур скорости с ПИ-регулятором представляет собой астатическую систему регулирования первого порядка по возмущению. Ожидаемые показатели качества работы контура при обработке ступенчатого возмущающего воздействия:

- **установившаяся ошибка по возмущению**

$$\Delta\omega_{\text{уст}} = 0 \text{ рад/с ;}$$

динамический провал (всплеск) скорости при набросе (сбросе) нагрузки ΔM_C

$$\Delta\omega_{\text{в.макс}} \approx -\frac{1,75 \cdot (T_T + T_{\mu C0})}{J_{\Sigma}} \cdot \Delta M_C \approx -\frac{1,75 \cdot (0,000792 + 0,002)}{0,098} \cdot 68,25 = -1,754 \text{ рад/с ;}$$

- **время отработки возмущающего воздействия**

$$t_{\text{PB}} \approx (12,5 \div 10,9) \cdot (T_T + T_{\mu C0}) \approx (12,5 \div 10,9) \cdot (0,000792 + 0,002) \approx 0,035 \div 0,03 \text{ с .}$$

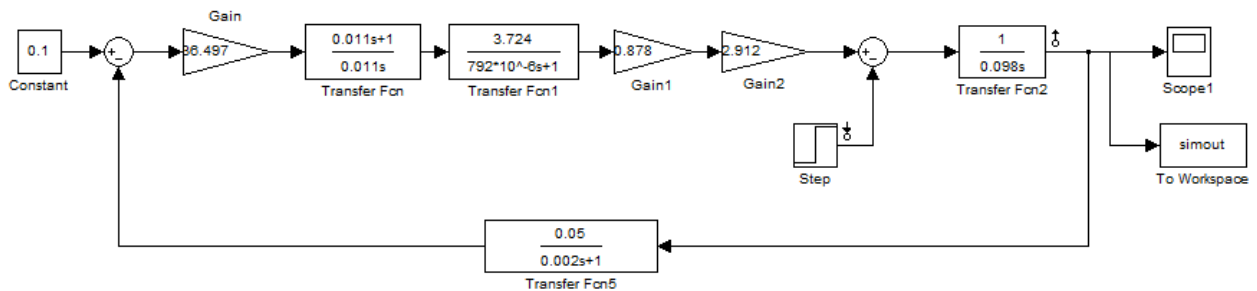


Рисунок 3.23 – Имитационная модель линейризованного контура скорости с ПИ-регулятором при отработке возмущения в среде Simulink

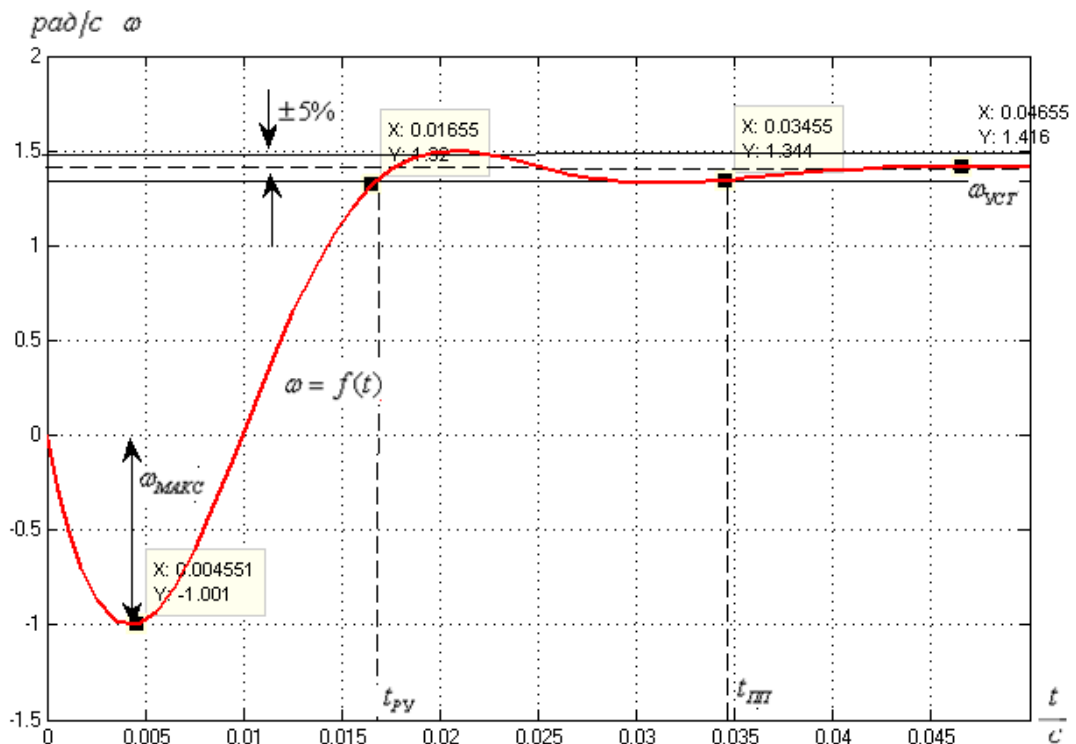


Рисунок 3.24 – Переходная характеристика контура скорости по имитационной модели рисунка 4.35

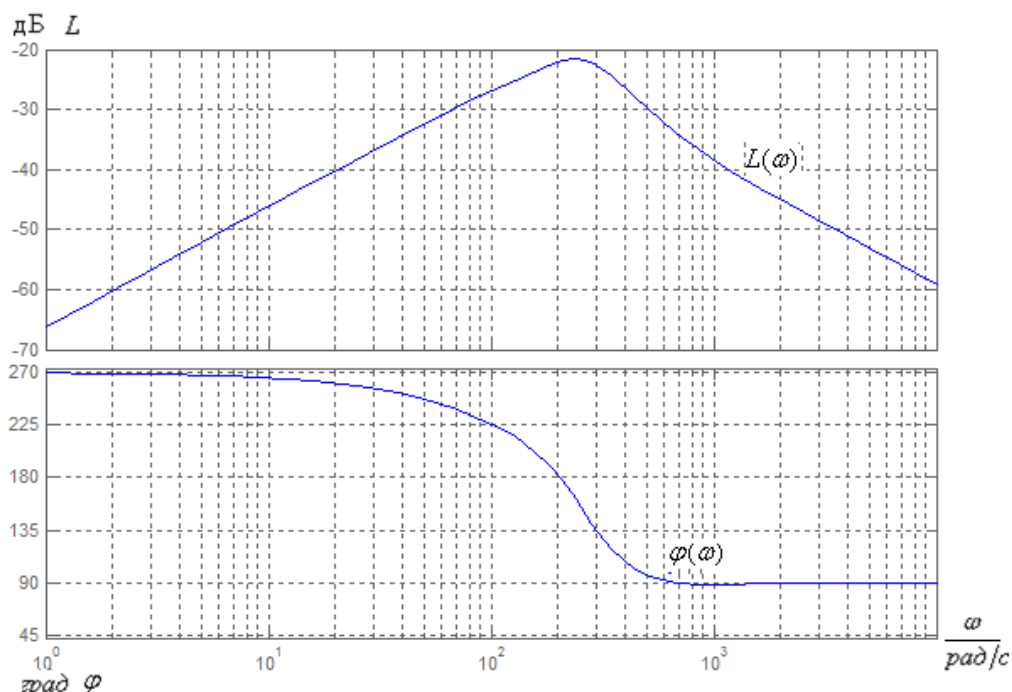


Рисунок 3.25 – ЛАЧХ и ЛФЧХ замкнутого контура скорости при отработке возмущающего воздействия

Вывод: Логарифмические частотные характеристики замкнутого и разомкнутого контуров одинаковы. Поскольку ЛАЧХ замкнутого контура скорости по возмущению располагается в нижней полуплоскости, значит, система эффективно подавляет возмущение. Следовательно, контур настроен, верно.

3.4 Статические характеристики регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением

Статический режим работы электропривода является режим, в котором значение основной координаты электропривода (для регулируемого электропривода) будет неизменным. Статическая характеристика электропривода состоит из механической $\omega(M)$ и электромеханической характеристик $\omega(I)$ [1].

САУ электропривода состоит из двух независимых двухконтурных систем регулирования: системы стабилизации потокосцепления и системы стабилизации скорости вращения двигателя в области изменения рабочих нагрузок и стабилизации момента двигателя на заданном максимальном уровне в режиме больших перегрузок.

Фактически системы регулирования потокосцепления Ψ_{2x} и скорости ω взаимосвязаны и влияют друг на друга. Поэтому точный расчет статических характеристик это весьма сложная задача. Ограничивив оценкой статических показателей работы контуров регулирования потокосцепления и скорости, и рассматривая их как независимые системы. Такой подход является приближенным, но он дает возможность привести оценку статические характеристики электропривода с качественной стороны. Для получения количественной оценки статических показателей качества работы электропривода необходимо использовать динамические имитационные модели, учитывающие взаимное влияние систем регулирования.

САР потокосцепления

Структурная схема САР потокосцепления электропривода с полностью компенсированными внутренними обратными связями двигателя для статического режима приведена на рисунке 4.38.

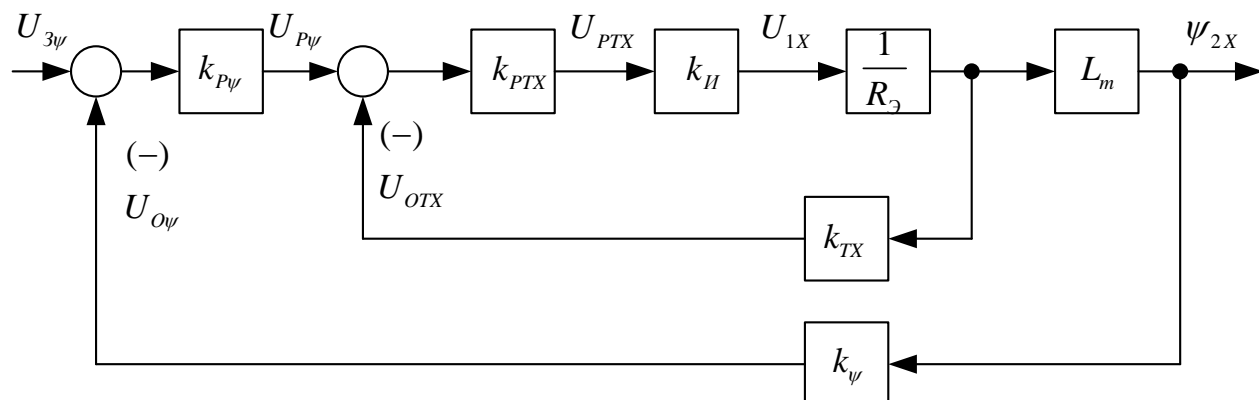


Рисунок 3.26 – Структурная схема САР потокосцепления
в статическом режиме

Структурная схема рисунка 3.38 описывается следующей системой уравнений:

$$U_{P\psi} = (U_{3\psi} - k_{\psi} \cdot \psi_{2X}) \cdot k_{P\psi};$$

$$U_{1X} = (U_{P\psi} - k_{TX} \cdot I_{1X}) \cdot k_{PTX} \cdot k_{II};$$

$$I_{1X} = \frac{U_{1X}}{R_{\Sigma}};$$

$$\psi_{2X} = I_{1X} \cdot L_m;$$

где $k_{TX} = k_T = 0,269$; $k_{PTX} = 100$.

Коэффициенты усиления регуляторов при ПИ регуляторах тока и потокосцепления следует принять

$$k_{P\psi} \gg 1, \text{ принимаем } k_{P\psi} = 24,008$$

$$k_{PTX} \gg 1, \text{ принимаем } k_{PTX} = 100.$$

Решив совместно приведенную выше систему уравнений, найдем фактическое значение потокосцепления ψ_{2X} при заданном значении управления $U_{3\psi}$ (U_{3C}) на входе контура

$$\psi_{2X}(U_{3\psi}) = \frac{k_{P\psi} \cdot k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot L_m \cdot k_{\psi}}{R_{\Omega} + k_{P\psi} \cdot k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot L_m \cdot k_{\psi} + k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot k_{TX}} \cdot \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}} = a \cdot \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}} =$$

$$= \frac{24,008 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,07 \cdot 11,394}{0,355 + 24,008 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,039 \cdot 11,394 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,269} \cdot 0,926 = 0,866 \text{ Вб},$$

где

$$a = \frac{k_{P\psi} \cdot k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot L_m \cdot k_{\psi}}{R_{\Omega} + k_{P\psi} \cdot k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot L_m \cdot k_{\psi} + k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot k_{TX}} = \frac{24,008 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,07 \cdot 11,394}{0,355 + 24,008 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,039 \cdot 11,394 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,269} = 0,986$$

;

$$\psi_{2X3AD} = \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}} = 0,926 \text{ - заданное значение потокосцепления, Вб.}$$

Абсолютная погрешность контуром заданного значения потокосцепления

$$\Delta\psi_{2X} = \frac{R_{\Omega} + k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot k_{TX}}{R_{\Omega} + k_{P\psi} \cdot k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot L_m \cdot k_{\psi} + k_{PTX} \cdot k_{И} \cdot k_{TX}} \cdot \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}} =$$

$$= \frac{0,355 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,269}{0,355 + 24,008 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,039 \cdot 11,394 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,269} \cdot 0,878 = 0,012 \text{ Вб.}$$

Таким образом, в общем случае $\psi_{2X} = a \cdot \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}}$, а в первой зоне $\psi_{2X} = a \cdot \psi_{2XH}$.

В соответствии с полученным выражением погрешность отработки контуром заданного значения потокосцепления не зависит от скорости вращения и нагрузки двигателя. Фактически такая зависимость есть.

Учитывая, что погрешность $\Delta\psi_{2X}$ мала, при расчете статических характеристик САР скорости в общем случае можно принять

$$\psi_{2X} = \psi_{2X3AD} = \frac{U_{3\psi}(U_{3C})}{k_{\psi}}, \text{ а в первой зоне регулирования - } \psi_{2X} = \psi_{2XH} \cdot$$

Расчет статических характеристик однозонного асинхронного электропривода с векторным управлением Режим стабилизации скорости

Структурная схема САУ однозонного электропривода в режиме стабилизации скорости [1] при допущении, что САУ потокосцепления точно поддерживает заданное номинальное значение потокосцепления ψ_{2XH} , приведена на рисунке 3.37. Регулятор скорости в режиме стабилизации скорости ненасыщен $U_{PC} < U_{PCдоп}$.

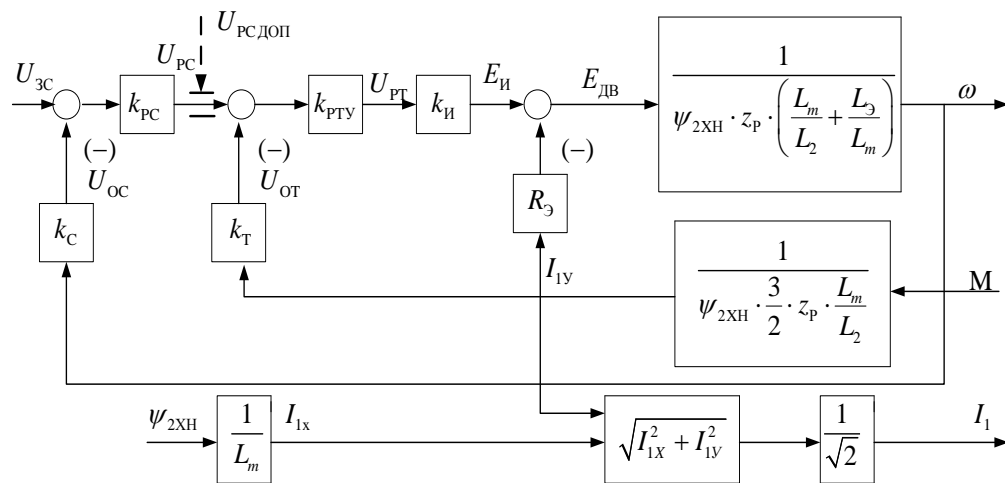


Рисунок 3.27 – Структурная схема САУ скорости однозонного электропривода для статического режима стабилизации скорости

Структурная схема рисунке 3.39 описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{aligned} (U_{3C} - k_C \cdot \omega) \cdot k_{PC} &= U_{PC}; \\ (U_{PC} - k_{TY} \cdot I_{1Y}) \cdot k_{PTY} \cdot k_{HI} &= U_{1Y}; \\ \psi_{2XH} \cdot z_p \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot I_{1Y} &= M; \\ U_{1Y} - I_{1Y} \cdot R_3 &= E_{ДВ}; \\ \frac{E_{ДВ}}{\psi_{2XH} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)} &= \omega, \end{aligned}$$

где при ПИ-регуляторах тока и скорости следует принять

$$k_{PC} \gg 1, \text{ принимаем } k_{PC} = 77,851,$$

$$k_{PTY} \gg 1, \text{ принимаем } k_{PTY} = 100.$$

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно скорости ω , найдем выражения для электромеханической $\omega(I)$ и механической $\omega(M)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации скорости.

Выражение для электромеханической характеристики $\omega(I_{1Y})$ САР электропривода

$$\begin{aligned} \omega(I_{1Y}) &= \omega_0(U_{3C}) - \Delta\omega_B(I_{1Y}) = \frac{k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot \frac{U_{3C}}{k_C} - \\ &- \frac{R_{\Omega} + k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot I_{1Y} = \\ &= \frac{77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot \frac{10}{0,073} - \\ &- \frac{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot 78,391 = 135,1 \text{ рад/с}, \end{aligned}$$

где

$$\begin{aligned} \omega_0(U_{3C}) &= \frac{k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot \frac{U_{3C}}{k_C} = \\ &= \frac{77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot \frac{10}{0,073} = 136,112 \text{ рад/с} \end{aligned}$$

- скорость идеального холостого хода при управляющем напряжении U_{3C} , рад/с;

$$\omega_{3AD}(U_{3C}) = \frac{U_{3C}}{k_C} = \frac{10}{0,073} = 136,126 \text{ рад/с} - \text{ заданное значение скорости, рад/с;}$$

$$\begin{aligned} \Delta\omega_B(I_{1Y}) &= \frac{R_{\Omega} + k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot I_{1Y} = \\ &= \frac{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot 78,391 = 1,007 \text{ рад/с} \end{aligned}$$

- абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению при изменении тока I_{1Y} (нагрузка электропривода), рад/с.

Абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по управлению

$$\begin{aligned} \Delta\omega(U_{3C}) = \omega_{3AD}(U_{3C}) - \omega_0(U_{3C}) &= \frac{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTU} \cdot k_{II} \cdot k_C} \cdot \frac{U_{3C}}{k_C} = \\ &= \frac{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right)}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot \frac{10}{0,073} = 0,014 \text{ рад/с.} \end{aligned}$$

Характеристика $\omega(I_{1Y})$ поясняет принцип работы САР скорости в соответствии со структурной схемой рисунка 3.37 и косвенно характеризует статические характеристики частотно-регулируемого асинхронного электропривода с векторным управлением.

Для построения электромеханической характеристики $\omega(I_{1\Phi})$ необходимо для выбранных значений тока I_{1Y} определить соответствующие им значения действующего тока $I_{1\Phi}$ двигателя по выражению

$$I_{1\Phi} = \sqrt{\frac{I_{1X}^2 + I_{1Y}^2}{2}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{\psi_{2XH}}{L_m} \right)^2 + I_{1Y}^2}{2}} = \sqrt{\frac{\left(\frac{0,926}{0,039} \right)^2 + 78,391^2}{2}} = 57,9 \text{ А.}$$

Выражение для механической характеристики $\omega(M)$ электропривода

$$\omega(M) = \omega_0(U_{3C}) - \Delta\omega_B(M) = \frac{k_{PC} \cdot k_{PTY} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTY} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot \frac{U_{3C}}{k_C} -$$

$$\frac{R_{Э} + k_{PTY} \cdot k_{И} \cdot k_C}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \frac{3}{2} \cdot z_P \cdot \frac{L_m}{L_2}} \cdot M =$$

$$\frac{77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot \frac{10}{0,073} -$$

$$\frac{(0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073)}{\left(0,926 \cdot 2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,039}{0,04} \right)} \cdot 137,564 = 135,456 \text{ рад/с},$$

$$\frac{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot 137,564 = 135,456 \text{ рад/с},$$

где М - момент нагрузки с учетом момента трения на валу двигателя, Н·м;

$$\Delta\omega(M) = \frac{(R_{Э} + k_{PTY} \cdot k_{И} \cdot k_C) / (\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \frac{3}{2} \cdot z_P \cdot \frac{L_m}{L_2})}{\psi_{2XH} \cdot z_P \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) + k_{PC} \cdot k_{PTY} \cdot k_{И} \cdot k_C} \cdot M =$$

$$\frac{(0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073) / \left(0,926 \cdot 2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,039}{0,04} \right)}{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right) + 77,851 \cdot 100 \cdot 31,113 \cdot 0,073} \cdot 137,564 = 0,656 \text{ рад/с}$$

- абсолютная погрешность скорости электропривода в замкнутой системе по возмущению (при изменении момента нагрузки), рад/с.

Относительная погрешность скорости электропривода по возмущению (при изменении момента нагрузки) находится по выражению

$$\Delta_H(U_{3C}) = \frac{\omega(U_{3C}; M_{МИН}) - \omega(U_{3C}; M_{МАКС})}{\omega(U_{3C}; M_{МИН}) + \omega(U_{3C}; M_{МАКС})} \cdot 100\%,$$

где минимальное и максимальное значение момента нагрузки соответствуют предельным значениям заданного диапазона изменения нагрузки электропривода и принимаются равными:

$$M_{\text{МИН}} = 0,15 \cdot M_{\text{ДВН}} + M_{\text{СДВ}} = 43,671 + 2,564 = 46,235 \text{ Н} \cdot \text{м} ;$$

$$M_{\text{МАКС}} = M_{\text{ДВН}} + M_{\text{СДВ}} = 291,137 + 2,564 = 293,7 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

- при определении погрешности электропривода производственного механизма.

Результаты расчетов электромеханических $\omega(I_{1Y})$ и $\omega(I_{1\Phi})$ и механических $\omega(M)$ характеристик и погрешности скорости Δ_H по выражениям представленных выше для нескольких значений задающего напряжения U_{3C} в заданном диапазоне регулирования.

Режим стабилизации тока

В однозонном электроприводе с постоянным токоограничением при условии, что потокосцепление поддерживается постоянным $\psi_{2X} = \psi_{2XH}$, при больших перегрузках ток и момент двигателя будут ограничиваться на постоянном уровне вследствие насыщения регулятора скорости. Структурная схема САР скорости однозонного электропривода с постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока приведена на рисунке 4.40.

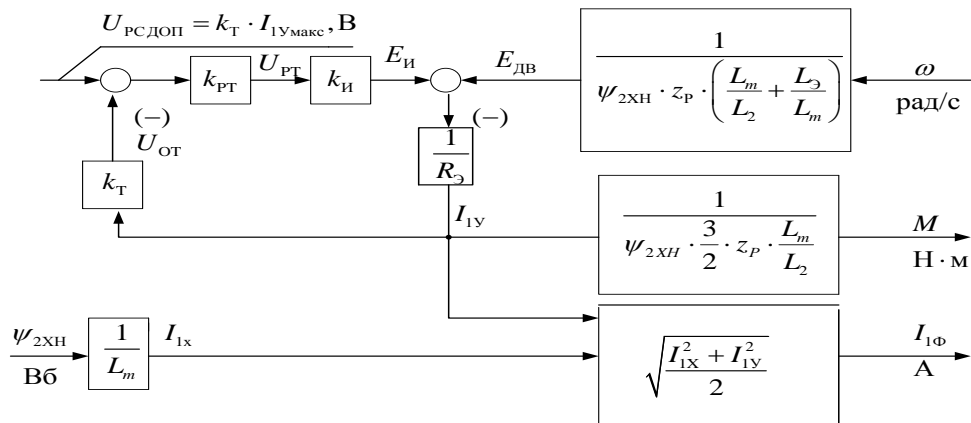


Рисунок 3.38 – Структурная схема САР скорости однозонного электропривода с постоянным токоограничением для статического режима стабилизации тока
 Схема рисунка 3.38 описывается следующей системой уравнений:

$$(U_{\text{РСДОП}} - k_{\text{Т}} \cdot I_{1Y}) \cdot k_{\text{РТ}} \cdot k_{\text{И}} = U_{\text{И}};$$

$$(U_{\text{И}} - E_{\text{ДВ}}) \cdot \frac{1}{R_3} = I_{1Y};$$

$$\psi_{2\text{XH}} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right) \cdot \omega = E_{\text{ДВ}};$$

$$I_{1Y} \cdot \psi_{2\text{XH}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \frac{L_m}{L_2} = M.$$

Решив совместно приведенную систему уравнений относительно тока I_{1Y} и систему электромагнитного момента M , мы найдем соответственно выражение для электромеханических $I(\omega)$ и механической $M(\omega)$ характеристик электропривода в режиме стабилизации тока (ограничения момента) двигателя.

Выражение для электромеханической характеристики $I_{1Y}(\omega)$ САР электропривода в режиме стабилизации тока

$$I_{1Y}(\omega) = I_{1Y\text{СТОП}}(U_{\text{РСДОП}}) - \Delta I_{1Y}(\omega) = \frac{k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}}{R_{\text{Э}} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} - \frac{\psi_{2\text{XH}} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{Э}} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \omega =$$

$$= \frac{100 \cdot 31,113 \cdot 0,128}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot \frac{10}{0,128} - \frac{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right)}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 136,126 = 77,718 \text{ А},$$

где $I_{1Y\text{МАКС}} = \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} = \frac{10}{0,128} = 78,125 \text{ А}$ - заданное значение максимального тока, А;

$$I_{1Y\text{СТОП}}(U_{\text{РСДОП}}) = \frac{k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}}{R_{\text{Э}} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} = \frac{100 \cdot 31,113 \cdot 0,128}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot \frac{10}{0,128} = 78,364 \text{ А},$$

- фактическое значение максимального тока I_{1Y} при $\omega = 0$ (в режиме стопорения);

$$\Delta I_{1Y}(\omega) = \frac{\psi_{2\text{XH}} \cdot z_p \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\text{Э}} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \omega = \frac{0,926 \cdot 2 \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right)}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 136,126 = 0,646 \text{ А},$$

- абсолютная погрешность тока при нужной скорости ω .

Характеристика $I_{1Y}(\omega)$ поясняет принцип работы САР скорости в соответствии со структурной схемой и косвенно характеризует статические характеристики электропривода в режиме стабилизации тока.

Для получения электромеханической характеристики $I_{1\Phi}(\omega)$ в режиме стабилизации тока необходимо для полученных значений тока $I_{1\Gamma}$ по выражению указанного выше определить соответствующие им значения тока двигателя $I_{1\Phi}$.

Выражение для механической характеристики электропривода в режиме стабилизации (ограничения) тока

$$M(\omega) = M_{\text{СТОП}}(U_{\text{РСДОП}}) - \Delta M(\omega) = \frac{k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}}{R_{\Sigma} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \psi_{2\text{ХН}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_{\text{П}} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} -$$

$$- \frac{\psi_{2\text{ХН}}^2 \cdot z_{\text{П}}^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\Sigma} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \omega = \frac{100 \cdot 31,113 \cdot 0,128}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 0,926 \cdot \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \frac{0,039}{0,04} \cdot \frac{10}{0,128} -$$

$$- \frac{0,926^2 \cdot 2^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,039}{0,04} \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right)}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 136,126 = 209,576 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

где $M_{\text{МАКС}}(U_{\text{РСДОП}}) = \psi_{2\text{ХН}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_{\text{П}} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} = 0,926 \cdot \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \frac{0,039}{0,04} \cdot \frac{10}{0,128} = 211,391 \text{ Н} \cdot \text{м},$

- заданное значение максимального электромагнитного момента двигателя;

$$M_{\text{СТОП}}(U_{\text{РСДОП}}) = \frac{k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}}{R_{\Sigma} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \psi_{2\text{ХН}} \cdot \frac{3}{2} \cdot z_{\text{П}} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \frac{U_{\text{РСДОП}}}{k_{\text{Т}}} =$$

$$= \frac{100 \cdot 31,113 \cdot 0,128}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 0,926 \cdot \frac{3}{2} \cdot 2 \cdot \frac{0,039}{0,04} \cdot \frac{10}{0,128} = 211,319 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

- фактическое значение максимального электромагнитного момента двигателя при $\omega = 0$ (в режиме стопорения двигателя);

$$\Delta M(\omega) = \frac{\psi_{2\text{ХН}}^2 \cdot z_{\text{П}}^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{L_m}{L_2} \cdot \left(\frac{L_m}{L_2} + \frac{\sigma \cdot L_1}{L_m} \right)}{R_{\Sigma} + k_{\text{РТГ}} \cdot k_{\text{И}} \cdot k_{\text{Т}}} \cdot \omega = \frac{0,926^2 \cdot 2^2 \cdot \frac{3}{2} \cdot \frac{0,039}{0,04} \cdot \left(\frac{0,039}{0,04} + \frac{0,047 \cdot 0,04}{0,039} \right)}{0,134 + 100 \cdot 31,113 \cdot 0,128} \cdot 136,126 = 1,743 \text{ Н} \cdot \text{м},$$

- абсолютная погрешность электромагнитного момента двигателя при скорости ω .

Результаты расчета электромеханических $I_{1\Gamma}(\omega)$ и $I_{1\Phi}(\omega)$ и механической $M(\omega)$

характеристик электропривода в режиме стабилизации тока по выражениям указанных выше свести в таблицу 3.9. На основании данных построим характеристики привода в режимах стабилизации скорости и тока.

Электромеханические $\omega(I_{1Y})$ и $\omega(I_{1\Phi})$ и механические $\omega(M)$ характеристики электропривода в режиме стабилизации скорости и, соответственно $I_{1Y}(\omega)$, $I_{1\Phi}(\omega)$ и $M(\omega)$ в области ограничения тока идентичны по форме и представляют собой жесткие характеристики в первом режиме работы.

Статические характеристики однозонного электропривода

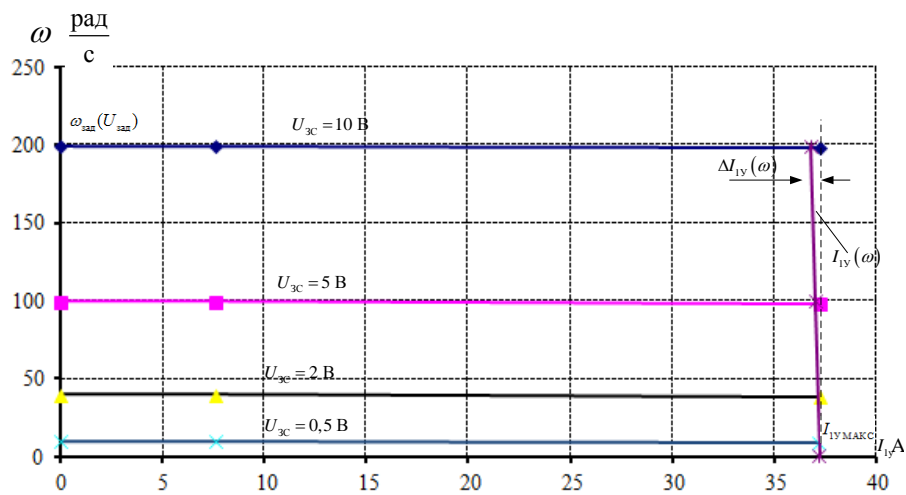


Рисунок 3. 28 – Электромеханические статические характеристики однозонного электропривода

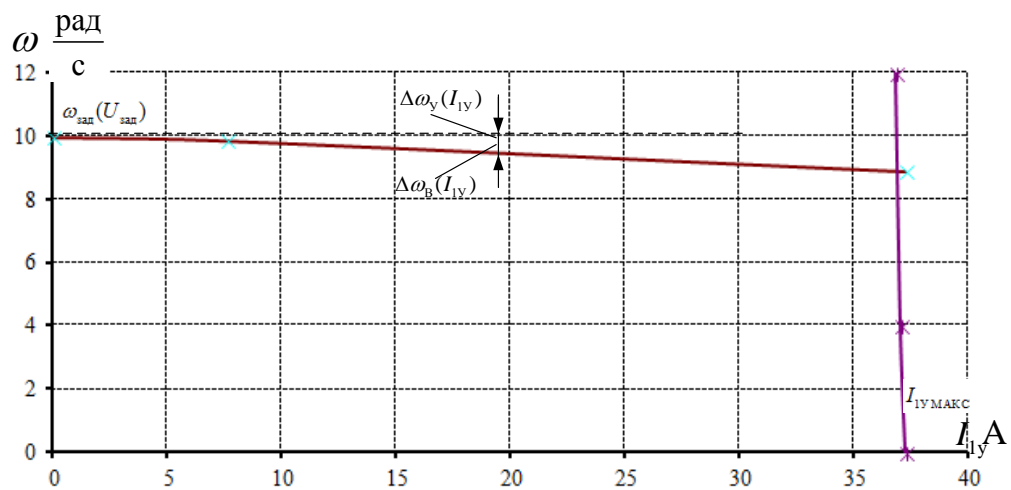


Рисунок 3.29 – Электромеханические статические характеристики однозонного электропривода ($U_{zc} = 0,5 \text{ B}$)

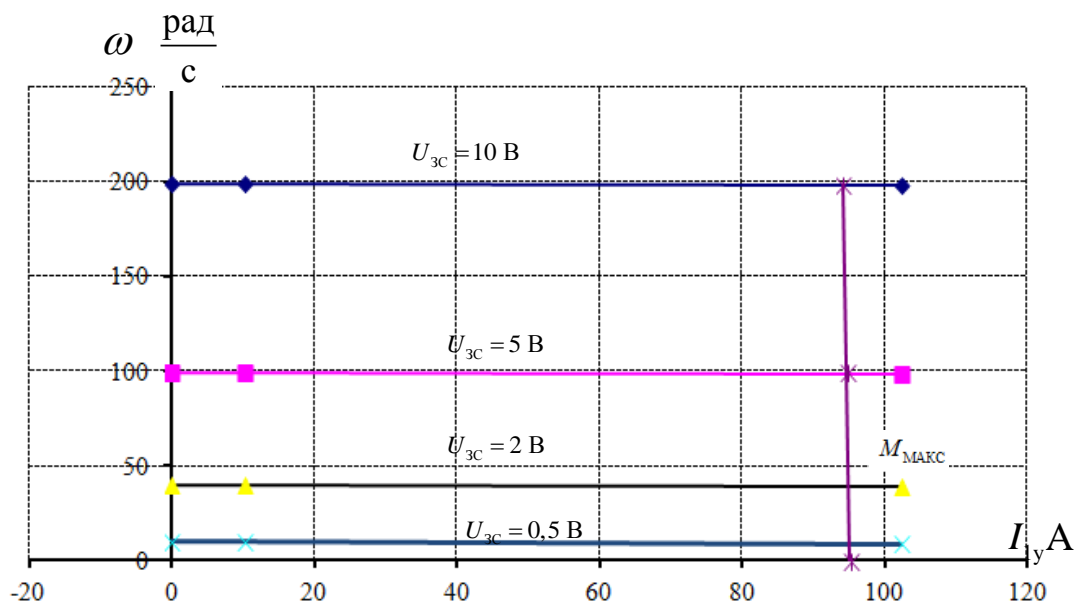


Рисунок 3.30 – Механические статические характеристики однозонного электропривода

4 Нелинейная САУ электропривода

4.1 Структурная схема нелинейной САУ РЭП асинхронного электропривода с векторным управлением

Структурная схема рисунка 4.1 составлена на основании структурной схемы линеаризованной САУ электропривода и учитывая следующие основные нелинейности элементов системы управления электропривода: насыщение регулятора тока, потокосцепления и скорости

$$U_{PTMAX} = \pm 10B, \quad U_{P\psi MAX} = \pm 10B, \quad U_{PCMAX} = \pm 10B;$$

постоянное по величине ограничение максимального тока электропривода в переходных режимах и кратковременных нагрузках, которое достигается ограничением выходного напряжения регулятора скорости на уровне

$$U_{PCDOП}(\omega) = \pm k_T \cdot I_{ЭП MAX}(\omega),$$

ограничение выходного напряжения инвертора $E_{И} = \sqrt{2} \cdot U_{ИН}$;

реактивный характер нагрузки $M_C(\omega) = M_C \cdot \text{sign } \omega$,

где величина момента изменяется от $(M_{\text{СХХ}} + M_{\text{СДВ}})$ до $(M_{\text{СМАКС}} + M_{\text{СДВ}})$;
нелинейная зависимость задания потокосцепления $U_{\text{C}\psi}$ во второй зоне регулирования скорости от величины задания скорости $U_{\text{зс}}$.

Исследование на имитационной модели нелинейной САУ электропривода (рисунок 4.2) проводятся с целью определения влияния заданной скорости $U_{\text{зс}}$ и момента $M_{\text{с}}$ на характер переходных процессов и динамические показатели работы электропривода с учетом ограничения выходных значений напряжений регуляторов и преобразователя частоты. По результатам проведенных исследований могут быть внесены изменения в настройку контуров регулирования САУ электропривода, добавлены корректирующие цепи или выбраны необходимые настройки с учетом изменяющихся параметров силовой части данного электропривода.

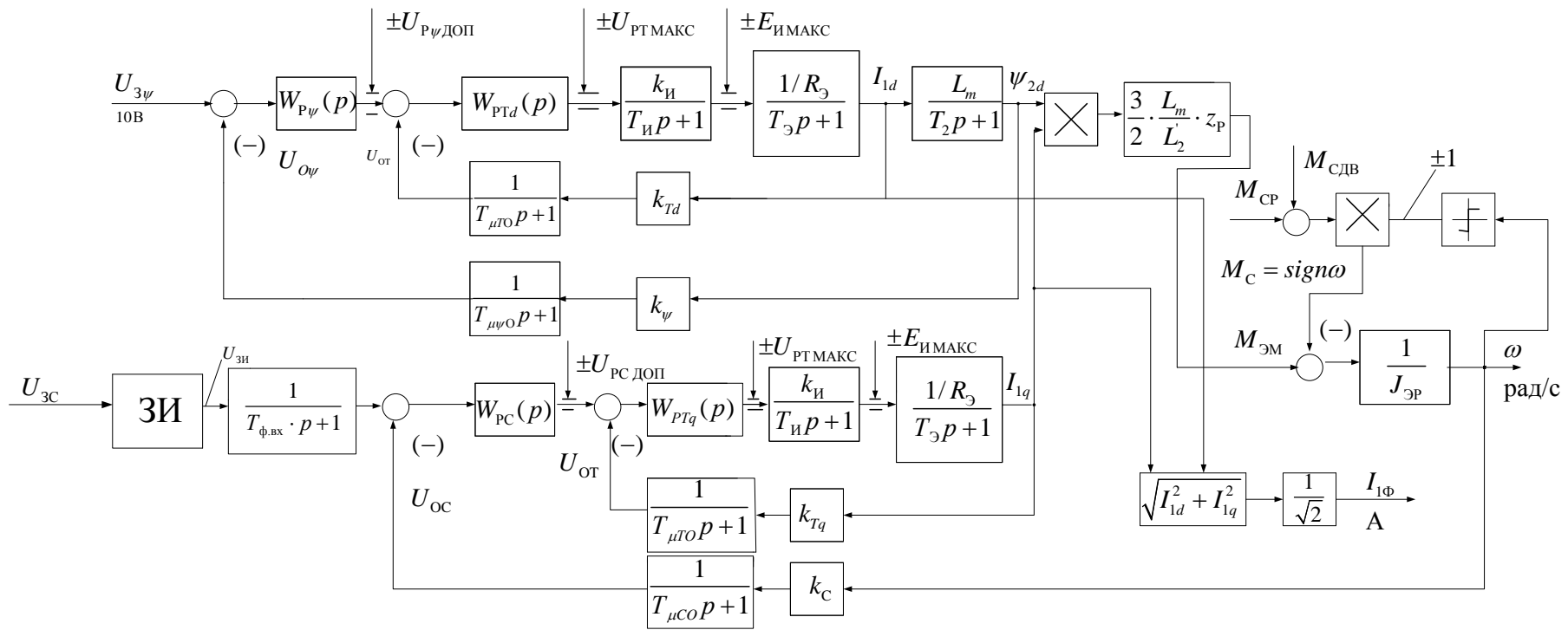


Рисунок 4.34 – Структурная схема нелинейной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода при векторном управлении

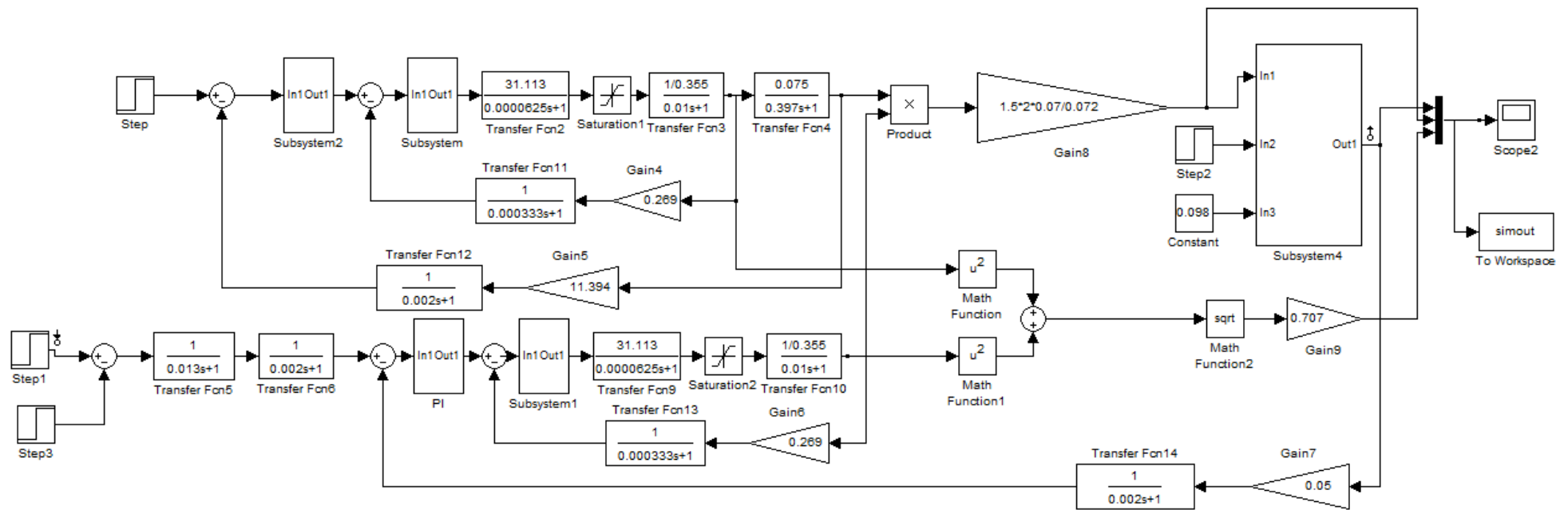


Рисунок 4.35 – Имитационная модель нелинейной непрерывной САУ частотно-регулируемого асинхронного электропривода при векторном управлении

4.2 Имитационные исследования частотно-регулируемого асинхронного электропривода питателя

Цель имитационных исследований электропривода питателя заключалась в проверке работоспособности электропривода во всех основных технологических режимах работы:

- пуск электропривода при разных значениях управления и нагрузки;
- наброс и сброс нагрузки;
- торможение электропривода при разных значениях управления и нагрузки.

Имитационный полный цикл работы электропривода питателя показан на рис. 4.3. и рис. 4.4. Торможение электропривода происходит под действием момента сопротивления на валу механизма, а момент двигателя в этом случае направлен встречно моменту сопротивления и поддерживает требуемое значение динамического момента.

Полученные результаты имитационных исследований подтверждают способность частотно-регулируемого асинхронного электропривода питателя обеспечить технические требования по диапазону регулирования скорости и по перегрузочной способности.

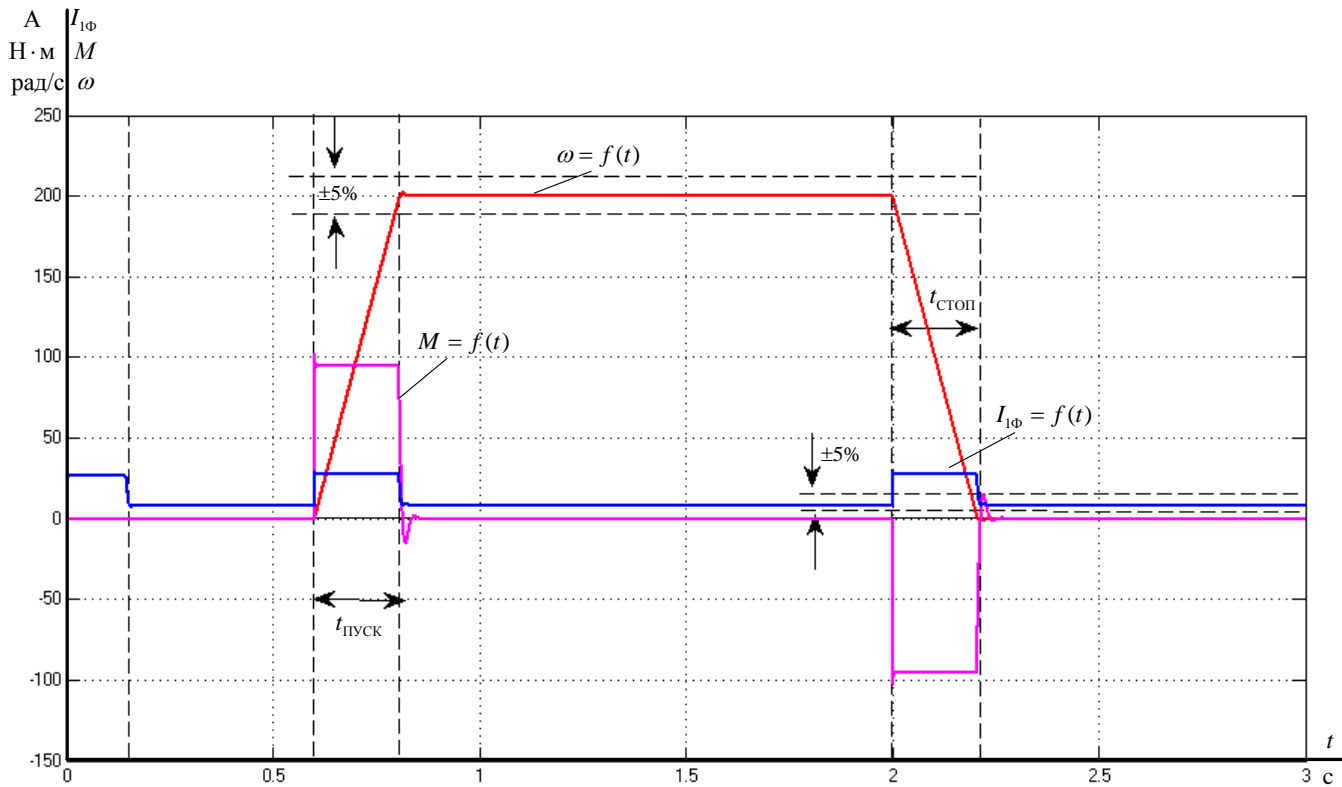


Рисунок 4.31 – Переходная характеристика нелинейной непрерывной САУ на холостом ходу

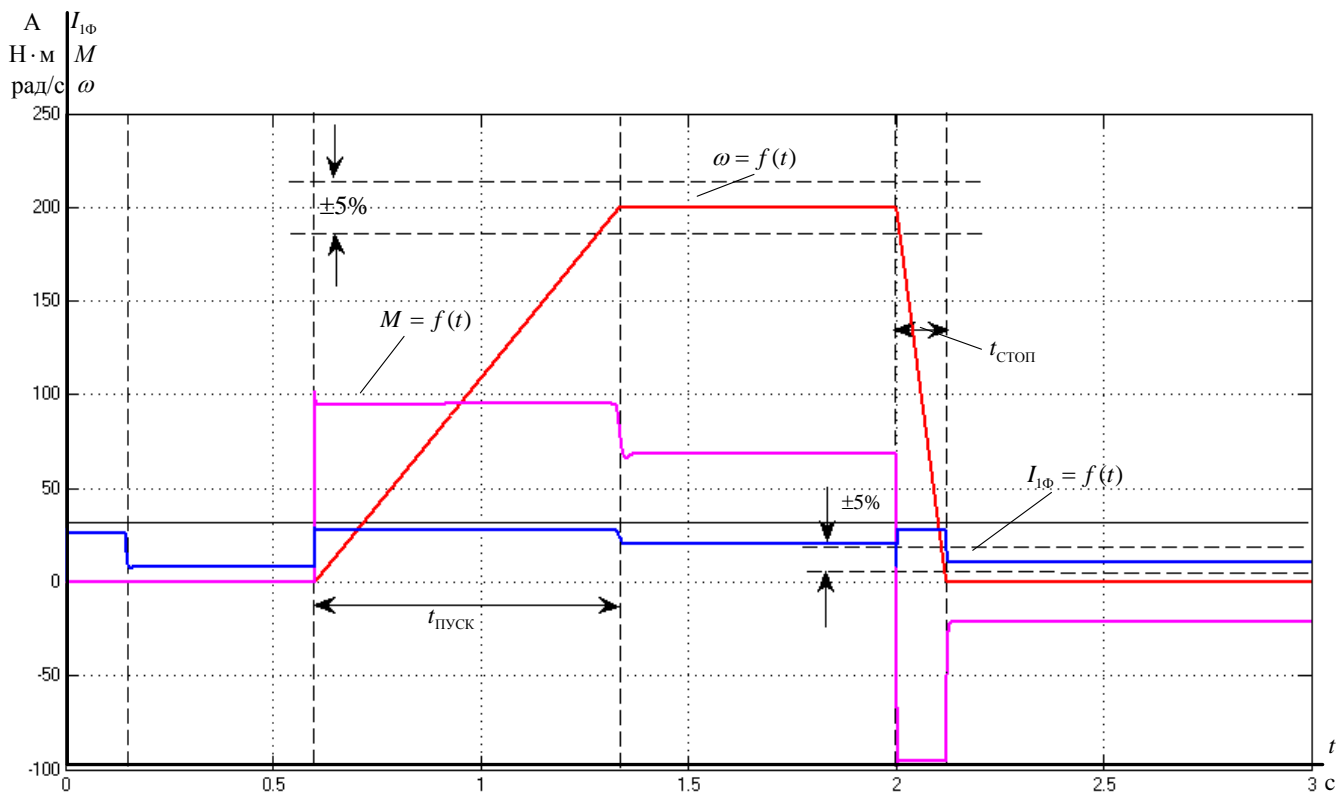


Рисунок 4.32 – Переходная характеристика нелинейной непрерывной САУ при обработке возмущающих воздействий ($M_c=35$ Нм)

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В данной работе был рассмотрен и рассчитан регулируемый электропривод переменного тока с учетом нелинейностей. ЭП питается от 3х – фазной промышленной сети переменного тока с линейным напряжением 380 В частотой 50 Гц.

Был проведен расчет параметров механической части, элементов силового канала построена область существования электромеханических характеристик, рассчитаны области непрерывного и прерывистого токов, электромеханические характеристики.

Синтез параметров оптимальной настройки выполнен в предположении линейности системы. Определены ожидаемые показатели качества переходных процессов.

Полученные при моделировании результаты работы САУ не всегда совпадали с теоретическими из-за упрощения контуров регулирования при оптимизации, что обусловлено, в первую очередь наличием насыщения регуляторов и ограничения тока в реальном электроприводе.. Но в целом разработанный РЭП переменного тока с векторным управлением отвечает большей части требований технического задания.