

УДК 621.313.

РАСЧЕТ 3-ФАЗНОГО КОРРЕКТОРА КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ С АКТИВНЫМ ВЫПРЯМИТЕЛЕМ

В. А. Войтенко

Одесский национальный политехнический университет

Аннотация. Проведен анализ работы схемы блока питания электропривода, в состав которого входит 3-фазный корректор коэффициента мощности с активным выпрямителем. Разработаны расчётные схемы, которые используются для математического описания электрических процессов в 3-фазном корректоре коэффициента мощности. Рассмотрен пример расчёта блока питания электропривода с 3-фазным корректором коэффициента мощности с заданными параметрами.

Ключевые слова: блок питания, коэффициент мощности, 3-фазный корректор коэффициента мощности, активный выпрямитель, расчётная схема, конденсатор фильтра, активное сопротивление, 3-фазный дроссель, сопротивление нагрузки, ток, напряжение, индуктивность.

Введение

Широкое использование в промышленности электроприводов постоянного и переменного тока сопровождается потреблением из сети не только активной энергии, но и реактивной энергии, которая создаёт дополнительную нагрузку на сеть. Для уменьшения потребления реактивной энергии в электроприводах используется блок питания (БП), который является звеном постоянного тока, как правило, с нерегулируемым постоянным напряжением. К выходу БП подключён автономный инвертор напряжения или широтно-импульсный преобразователь напряжения, которые преобразуют нерегулируемое постоянное напряжение звена постоянного тока в регулируемое напряжение на клеммах обмоток двигателей постоянного или переменного тока. Использование в ЭП звена постоянного тока обеспечивает практически уменьшение до нуля сдвига по фазе между первой гармоникой потребляемого из сети тока и первой гармоникой напряжения в сети, но искажает гармонический состав потребляемого тока. Поэтому при использовании электроприводов со звеном постоянного тока основной причиной пониженного значения коэффициента мощности (КМ) является наличие высших гармоник в составе потребляемого из сети тока. В настоящее время для повышения КМ в электроприводах используются как пассивные методы компенсации реактивной мощности (например, сетевые фильтры, выполненные на базе дросселей и конденсаторов) [1-4], так и активные корректоры коэффициента мощности (АККМ) [1-9]. Это позволяет уменьшить долю высших гармоник в составе потребляемого из сети тока и повысить КМ. Поскольку использо-

вание АККМ существенно усложняет схему БП, то желательно с помощью АККМ не только повысить КМ, но и обеспечить рекуперацию электрической энергии в сеть при работе электрического двигателя в генераторном режиме. Для этого на входе блока питания необходимо включить активный выпрямитель (АВ). Возможность регулирования напряжения на выходе блока питания позволит использовать одну и ту же конструкцию БП в электроприводах с разным номинальным напряжением двигателей постоянного или переменного тока. Таким образом, БП представляет собой систему регулирования постоянного напряжения, в состав которой входит АККМ с активным выпрямителем. Прежде чем приступить к синтезу системы регулирования напряжения в звене постоянного тока БП необходимо определить параметры основных элементов сетевых дросселей и конденсатора фильтра. Кроме того, необходимо определить минимальнодопустимое значение амплитуды синусоидального тока, который АККМ должен потреблять из сети, чтобы обеспечить синусоидальную форму ток, потребляемого из сети, и требуемое значение напряжения в звене постоянного тока БП при максимальном значении тока, потребляемого цепью нагрузки. Поэтому важно рассмотреть методику расчёта 3-фазного АККМ с АВ. В качестве образца рассмотрим методику, представленную в [2,3], в которой рассматривается однофазный АККМ без АВ и, следовательно, без режима рекуперации электрической энергии в сеть переменного тока.

Схема БП с 3-фазным АККМ

Схема БП с 3-фазным АККМ с АВ показана на рис.1. Силовая часть схемы АККМ состоит из 3-фазного сетевого дросселя ($R_{\Phi i}-L_{\Phi i}$), активного выпрямителя, в состав которого входит 3-фазный

© Войтенко В. А., 2019

транзисторний мост (VT1–VT6) и обратный диодный мост (VD1–VD6). Кроме того, в состав силовой части схемы АККМ и БП входит конденсатор фильтра (С). В схеме учтено активное сопротивление 3-фазного дросселя ($R_{\phi i}$), внутреннее активное сопротивление АККМ ($R_{вн}$) и сопротивление нагрузки ($R_{нагр}$), значение которого соответствует току, потребляемому цепью нагрузки от БП. Теоретически в активном сопротивлении и в индуктивности 3-фазного дросселя ($R_{\phi i}$ - $L_{\phi i}$) необходимо учесть внутреннее активное сопротивление и индуктивность сети пере-

менного тока и проводов, которые соединяют блок питания с сетью переменного тока. В простейшем случае схема управления АККМ состоит из резистивных делителей (R1-R2, R3-R4, R5-R6), датчиков фазных напряжений сети (ДНА, ДНВ, ДНС), блоков перемножения, датчиков фазных токов (ДТА, ДТВ, ДТС), регуляторов фазных токов (РТА, РТВ, РТС). Кроме того, в состав системы регулирования напряжения звена постоянного тока БП входит датчик напряжения (ДН) и регулятор напряжения (РН).

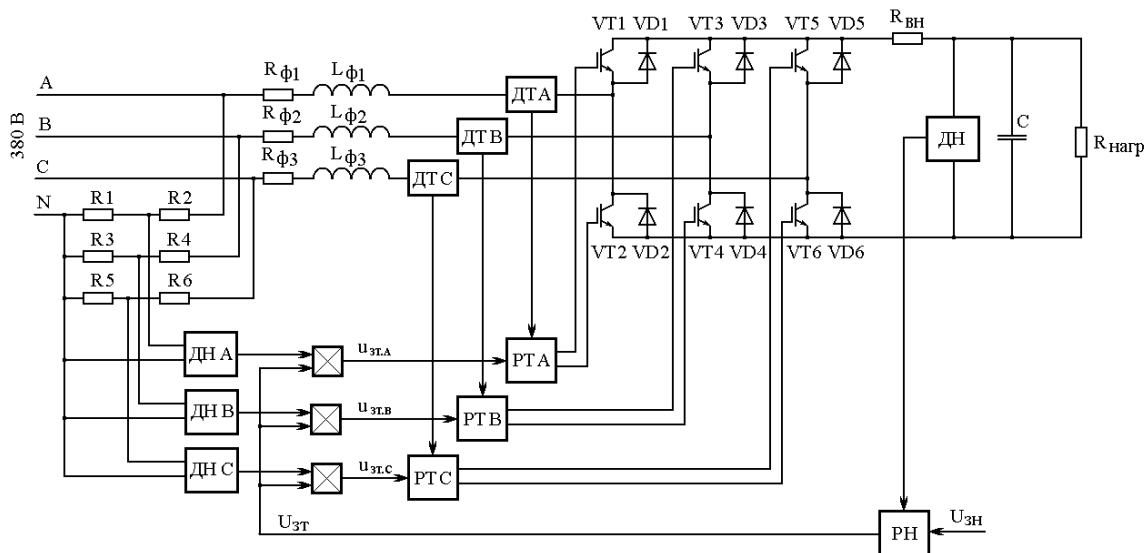


Рис. 1. БП с 3-фазным корректором коэффициента мощности и с активным выпрямителем.

Резистивные делители R1-R2, R3-R4, R5-R6 предназначены для формирования сигналов, пропорциональных фазным напряжениям сети. На выходе датчиков фазных напряжений сети ДНА, ДНВ, ДНС формируются синусоидальные сигналы единичной амплитуды, которые по фазе и по форме совпадают с фазными напряжениями сети, но электрически с ними не связаны. С помощью блоков перемножения на основании сигнала задания тока $U_{зт}$ формируются синусоидальные сигналы задания фазных токов ($u_{зт.а}$, $u_{зт.в}$, $u_{зт.с}$), которые по форме и по фазе совпадают с фазными напряжениями сети. С помощью датчиков фазных токов (ДТА, ДТВ, ДТС) оцениваются значения фазных токов, потребляемых АККМ из сети. С помощью регуляторов фазных токов (РТА, РТВ, РТС) и 3-фазного АВ (VT1–VT6) осуществляется регулирование значений фазных токов, потребляемых АККМ из сети или отдаваемых АККМ в сеть.

На рис.2,а показана часть выпрямленного напряжения на выходе АВ (график 1) на интервале времени, который равен периоду синусоидального напряжения сети (20×10^{-3} с). Напряжение на выходе АВ в установившемся

режиме работы представляет собой несинусоидальную периодическую функцию, которая на интервале значений $(0; 2\pi)$ может быть представлена в виде системы уравнений:

$$f(\omega t) = \begin{cases} U_m \cos \omega t & \text{при } 0 \leq \omega t \leq \pi/6; \\ U_m \cos(\omega t - \pi/3) & \text{при } \pi/6 \leq \omega t \leq \pi/2; \\ U_m \cos(\omega t - 2\pi/3) & \text{при } \pi/2 \leq \omega t \leq 5\pi/6; \\ U_m \cos(\omega t - \pi) & \text{при } 5\pi/6 \leq \omega t \leq 7\pi/6; \\ U_m \cos(\omega t - 4\pi/3) & \text{при } 7\pi/6 \leq \omega t \leq 9\pi/6; \\ U_m \cos(\omega t - 5\pi/3) & \text{при } 9\pi/6 \leq \omega t \leq 11\pi/6; \\ U_m \cos(\omega t) & \text{при } 11\pi/6 \leq \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (1)$$

где U_m – амплитуда линейного 3-фазного синусоидального напряжения в сети.

В результате разложения функции $f(\omega t)$ в ряд Фурье получим:

$$f(\omega t) = \frac{3U_m}{\pi} \left(1 + \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{2}{11 \cdot 13} \cos 12\omega t + \frac{2}{17 \cdot 19} \cos 18\omega t - \dots \right). \quad (2)$$

Аналогичную формулу можно записать и для выпрямленного тока на выходе АВ.

На рис.2,б показаны постоянная составляющая или среднее значение выпрямленного напряжения (график 3), 6-я гармоника (график 4), 12-я гармоника (график 5) и 18-я гармоника (график 6), входящие в выражение (2), а также результат их суммирования (рис.2,а; график 2).

При расчете характеристик АККМ будем учитывать активное сопротивление дросселей

$R_{\Phi i}-L_{\Phi i}$ (рис.1), которые включены в цепь переменного тока, а также внутреннее сопротивление 3-фазного источника питания переменного тока. Кроме того, необходимо учесть внутренние активные сопротивления открытых диодов и транзисторов. Для этого необходимо рассмотреть траектории протекания тока при работе АККМ.

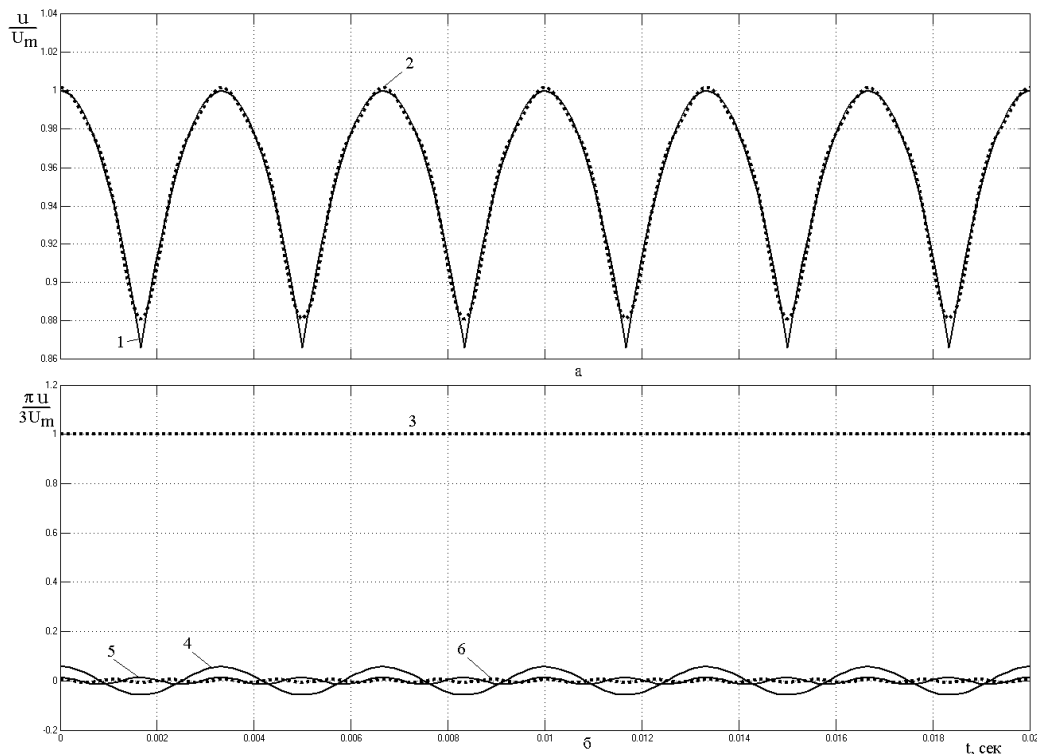


Рис.2. Результат представления функции $f(\omega t)$ формулой (2)

а – результат суммирования постоянной составляющей и трёх высших гармоник.

б – постоянная составляющая, а также 6-я гармоника (график 4), 12-я гармоника (график 5), 18-я гармоника.

Рассмотрим интервал времени, который соответствует работе транзисторов VT5 и VT6 с обратными диодами VD5 и VD6. На интервале времени, когда фаза «С» сети имеет положительный потенциал относительно остальных фаз (или относительно одной из фаз сети), а ток, протекающий в фазе «С», имеет значение меньше заданного значения, то открывается транзистор VT6. В результате начинает увеличиваться ток, потребляемый от фазы «С», который протекает через дроссель $R_{\Phi 3}-L_{\Phi 3}$, через открытый транзистор VT6. Далее, в зависимости от того, в какой фазе сети потенциал будет самым низким, ток протекает через обратный диод VD2 (или через обратный диод VD4) и далее через дроссель $R_{\Phi 1}-L_{\Phi 1}$ (или через дроссель $R_{\Phi 2}-L_{\Phi 2}$), который включён в линейный провод фазы сети, имеющей самый низкий потенциал. На интервале времени, когда ток, потребляемый от фазы «С», превысит заданное значение, то транзистор VT6 закроется, и под

действием ЭДС самоиндукции ток, протекающий через дроссель $R_{\Phi 3}-L_{\Phi 3}$ в прежнем направлении (слева - направо), начнёт протекать через обратный диод VD5, через внутреннее активное сопротивление соединительных проводов ($R_{\text{ВН}}$), через конденсатор (С) и через цепь нагрузки (в рассматриваемой схеме ток, потребляемый цепью нагрузки определяется сопротивлением $R_{\text{НАГР}}$), через обратный диод VD2 (или через обратный диод VD4) и через дроссель $R_{\Phi 1}-L_{\Phi 1}$ (или через дроссель $R_{\Phi 2}-L_{\Phi 2}$), который включён в линейный провод фазы сети с самым низким потенциалом. В результате значение напряжения на конденсаторе (С) увеличивается, а значение тока, протекающего в фазе «С» – уменьшается.

Если пренебречь отличием внутреннего сопротивления открытого транзистора VT6 от внутреннего сопротивления открытого обратного диода VD5, то можно усреднённое активное сопротивление открытых транзисторов и диодов

прибавить к активному сопротивлению двух дросселей, через которые протекает ток, и к внутреннему активному сопротивлению проводов, которые используются в АККМ ($R_{ВН}$). В результате получим суммарное активное сопротивление, значение которого будет практически постоянным независимо от траектории протекания тока (через открытый транзистор VT6 или через открытый обратный диод VD5).

Расчетная схема силовой части АККМ, которая соответствует работе АККМ в режиме потребления электрической энергии от сети, показана на рис.3. В этой схеме на интервале времени, соответствующем рассмотренной ранее 1/6 части периода переменного напряжения сети (когда потенциал фазы «С» самый высокий), функцию транзистора VT6 (рис.1) выполняет транзистор VT, а функцию диода VD5 (рис.1) выполняет диод VD. На других интервалах времени транзистор VT и диод VD будут выполнять функцию транзисторов VT2, VT4 и обратных диодов VD1 и VD3, входящих в схему АККМ (рис.1). В расчетной схеме сопротивления открытых диодов и транзисторов принимаем равными нулю, т.к. их реальные сопротивления учтены в $R_{ВН}$.

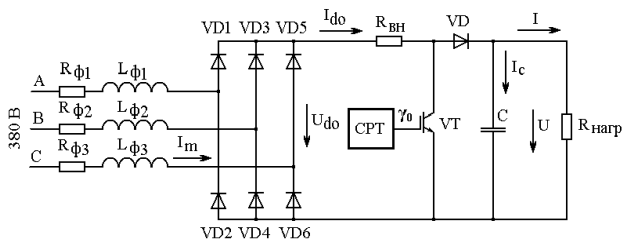


Рис.3. Расчетная схема АККМ.

Поскольку при работе схемы в любой момент времени ток протекает только через две фазы сети, и, следовательно, ток протекает только через дроссели, которые включены в эти две фазы, то приведём активные сопротивления и индуктивности дросселей к цепи постоянного тока:

$$L_{\Sigma} = 2L_{\Phi}; \quad (3)$$

$$R_{\Sigma} = 2R_{\Phi} + R_{ВН}. \quad (4)$$

На рис.4 показана ещё одна расчетная схема силовой части АККМ, в которой параметры дросселей, включённых в цепь переменного тока, приведены к цепи постоянного тока.

Составим математическую модель АККМ на основании расчетной схемы, которая приведена на рис.4. Обозначим буквой γ_0 относительную продолжительность проводящего ток состояния транзистора VT на интервале времени, который равен 1/6 периода переменного напряжения питающей сети, в течение которого работает один

из транзисторов VT2, VT4 или VT6 (рис.1). На интервале γ_0 выпрямленный ток I_{d0} протекает через R_{Σ} , L_{Σ} , через транзистор VT и не протекает через обратный диод VD. В результате значение тока I_{d0} увеличивается, а вместе с ним увеличивается и ток, потребляемый из соответствующей фазы сети. На интервале $(1-\gamma_0)$ транзистор VT заперт (не проводит ток), поэтому ток I_{d0} под действием ЭДС самоиндукции, возникающей в индуктивности L_{Σ} , протекает в прежнем направлении через R_{Σ} , L_{Σ} , через обратный диод VD, через конденсатор (C) и не протекает через транзистор VT. В результате значение напряжения на конденсаторе (C) увеличивается, а значение выпрямленного тока I_{d0} – уменьшается, а вместе с ним уменьшается и ток, потребляемый из соответствующей фазы сети.

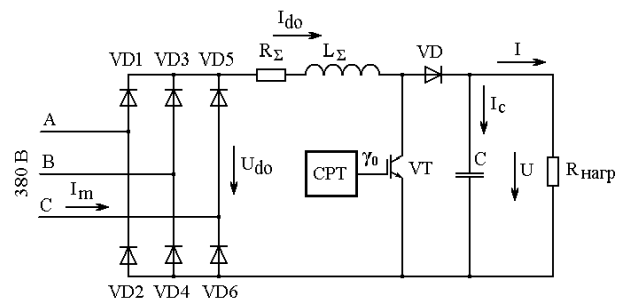


Рис.4. Расчетная схема силовой части АККМ, приведенная к цепи постоянного тока.

Для средних значений напряжений и токов электромагнитные процессы в АККМ (рис.4) описываются первым и вторым уравнениями Кирхгоффа [2,3]:

$$U_{d0} = L_{\Sigma} \frac{dI_{d0}(t)}{dt} + R_{\Sigma} I_{d0}(t) + (1-\gamma_0)U(t); \quad (5)$$

$$I_{d0}(t)(1-\gamma_0) = C \frac{dU(t)}{dt} + \frac{U(t)}{R_{НАГР}}, \quad (6)$$

где $U_{d0} = 3U_m/\pi$ – среднее значение выпрямленного напряжения на выходе АВ на интервале времени, равном 1/6 периода переменного напряжения питающей сети (постоянная составляющая в разложении функции $f(\omega t)$ в ряд Фурье в формуле (2)); U_m – амплитуда линейного 3-фазного напряжения сети; $I_{d0}(t)$ – среднее значение выпрямленного тока, протекающего через R_{Σ} и L_{Σ} на 1/6 части периода переменного напряжения питающей сети; γ_0 – относительная продолжительность проводящего ток состояния транзистора VT на 1/6 части периода переменного напряжения питающей сети; $U(t)$ – среднее значение напряжения на конденсаторе фильтра C (или на нагрузке) на интервале времени, равном 1/6 части периода переменного напряжения питающей сети; C – емкость конденсатора фильтра;

$R_{\text{НАГР}}$ – сопротивление цепи нагрузки, которая подключена к выходу БП.

Значение γ_0 может изменяться в интервале значений от 0 до 1.

Из уравнения (6) получим:

$$I_{d0}(t) = \frac{1}{1-\gamma_0} \left(C \frac{dU(t)}{dt} + \frac{U(t)}{R_{\text{НАГР}}} \right). \quad (7)$$

Поскольку в уравнение (5) также входит и производная $dI_{d0}(t)/dt$, то проведём дифференцирование уравнения (7) по времени:

$$\frac{dI_{d0}(t)}{dt} = \frac{1}{1-\gamma_0} \left(C \frac{d^2U(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_{\text{НАГР}}} \frac{dU(t)}{dt} \right). \quad (8)$$

Правые части уравнений (7) и (8) подставим в уравнение (5):

$$\frac{L_{\Sigma}}{1-\gamma_0} \left(C \frac{d^2U(t)}{dt^2} + \frac{1}{R_{\text{НАГР}}} \frac{dU(t)}{dt} \right) + \frac{R_{\Sigma}}{1-\gamma_0} \left(C \frac{dU(t)}{dt} + \frac{U(t)}{R_{\text{НАГР}}} \right) = U_{d0} - (1-\gamma_0)U(t).$$

Умножим правую и левую части последнего уравнения на $(1-\gamma_0)$, и после преобразований получим:

$$\left(L_{\Sigma} C \frac{d^2U(t)}{dt^2} + \frac{L_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} \frac{dU(t)}{dt} \right) + \left(R_{\Sigma} C \frac{dU(t)}{dt} + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} U(t) \right) = (1-\gamma_0)U_{d0} - (1-\gamma_0)^2 U(t).$$

Решим это дифференциальное уравнение относительно $U(t)$:

$$L_{\Sigma} C \frac{d^2U(t)}{dt^2} + \left(\frac{L_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} + R_{\Sigma} C \right) \frac{dU(t)}{dt} + \left((1-\gamma_0)^2 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} \right) U(t) = (1-\gamma_0)U_{d0}. \quad (9)$$

Характеристическое уравнение, составленное на основании уравнения (9), имеет вид:

$$L_{\Sigma} C p^2 + \left(\frac{L_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} + R_{\Sigma} C \right) p + \left((1-\gamma_0)^2 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} \right) = 0. \quad (10)$$

Поскольку характеристическое уравнение имеет 2-й порядок, и все коэффициенты этого уравнения положительны независимо от значения относительной продолжительности проводящего ток состояния транзистора VT ($0 < \gamma_0 < 1$), то схема рассматриваемого АККМ является устойчивой. Для повышения качества переходного процесса необходимо правильно выбрать значение ёмкости конденсатора фильтра (C). Для этого настроим полином, соответствующий характеристическому уравнению (10) на модуль-

ный оптимум в соответствии с известным условием:

$$a_1^2 = 2a_0a_2, \quad (11)$$

где a_0 , a_1 и a_2 – соответственно коэффициенты характеристического уравнения при p^0 , p^1 и p^2 .

После подстановки соответствующих коэффициентов характеристического уравнения (10) в уравнение (11) и после преобразований получим:

$$\left(\frac{L_{\Sigma}}{C} \right)^2 - 2 \frac{L_{\Sigma}}{C} R_{\text{НАГР}}^2 (1-\gamma_0)^2 + (R_{\text{НАГР}} R_{\Sigma})^2 = 0. \quad (12)$$

В результате решения уравнения (12) относительно (L_{Σ}/C) получим условие, при выполнении которого характеристический полином рассматриваемого АККМ будет настроен на модульный оптимум:

$$\left(\frac{L_{\Sigma}}{C} \right)_{1,2} = R_{\text{НАГР}}^2 (1-\gamma_0)^2 \left\{ 1 \pm \sqrt{1 - \left(\frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} \right)^2 \frac{1}{(1-\gamma_0)^4}} \right\}. \quad (13)$$

Из уравнения (9) можно определить среднее значение напряжения на выходе БП в установившемся режиме, если принять $dU(t)/dt=0$:

$$U(0) = \frac{(1-\gamma_0)}{(1-\gamma_0)^2 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}}} U_{d0}; \quad (14)$$

$$\frac{U(0)}{U_{d0}} = \frac{(1-\gamma_0)}{(1-\gamma_0)^2 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}}}. \quad (15)$$

Уравнение (15) совпадает с соответствующим уравнением, полученным в [2] для однофазного АККМ, в котором отсутствует АВ. По уравнению (15) на рис. 5 построены регулировочные характеристики, соответствующие зависимости установившегося значения напряжения на выходе БП $U(0)$ от значения γ_0 для разных значений $R_{\Sigma}/R_{\text{НАГР}}$.

При рассмотрении графиков зависимости выходного напряжения АККМ от γ_0 (рис. 5) отметим наличие критического значения $\gamma_0 = \gamma_{0,\text{кр}}$, при котором относительное значение напряжения на выходе АККМ достигает максимума. Для определения $\gamma_{0,\text{кр}}$ необходимо продифференцировать уравнение (14) по γ_0 . В результате получим:

$$\frac{dU(0)}{d\gamma_0} = \frac{(1-\gamma_0)^2 - \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}}}{\left[(1-\gamma_0)^2 + \frac{R_{\Sigma}}{R_{\text{НАГР}}} \right]^2} U_{d0}. \quad (16)$$

При $\gamma_0 = \gamma_{0, \text{кр}}$ производная (16) должна быть равна нулю:

$$\begin{aligned} \frac{dU(0)}{d\gamma_0} \Big|_{\gamma_0 = \gamma_{0, \text{кр}}} &= 0; \\ (1 - \gamma_{0, \text{кр}})^2 - \frac{R_\Sigma}{R_{\text{нагр}}} &= 0; \\ \gamma_{0, \text{кр}} &= 1 - \sqrt{\frac{R_\Sigma}{R_{\text{нагр}}}}. \end{aligned} \quad (17)$$

После подстановки правой части уравнения (17) вместо γ_0 в уравнение (14) или в уравнение

(15) получим максимальное установившееся значение напряжения на выходе АККМ для конкретного значения отношения сопротивлений $R_\Sigma/R_{\text{нагр}}$:

$$U(0)_{\text{МАКС}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{нагр}}}{R_\Sigma}} U_{d0}; \quad (18)$$

$$\frac{U(0)_{\text{МАКС}}}{U_{d0}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{\text{нагр}}}{R_\Sigma}}. \quad (19)$$

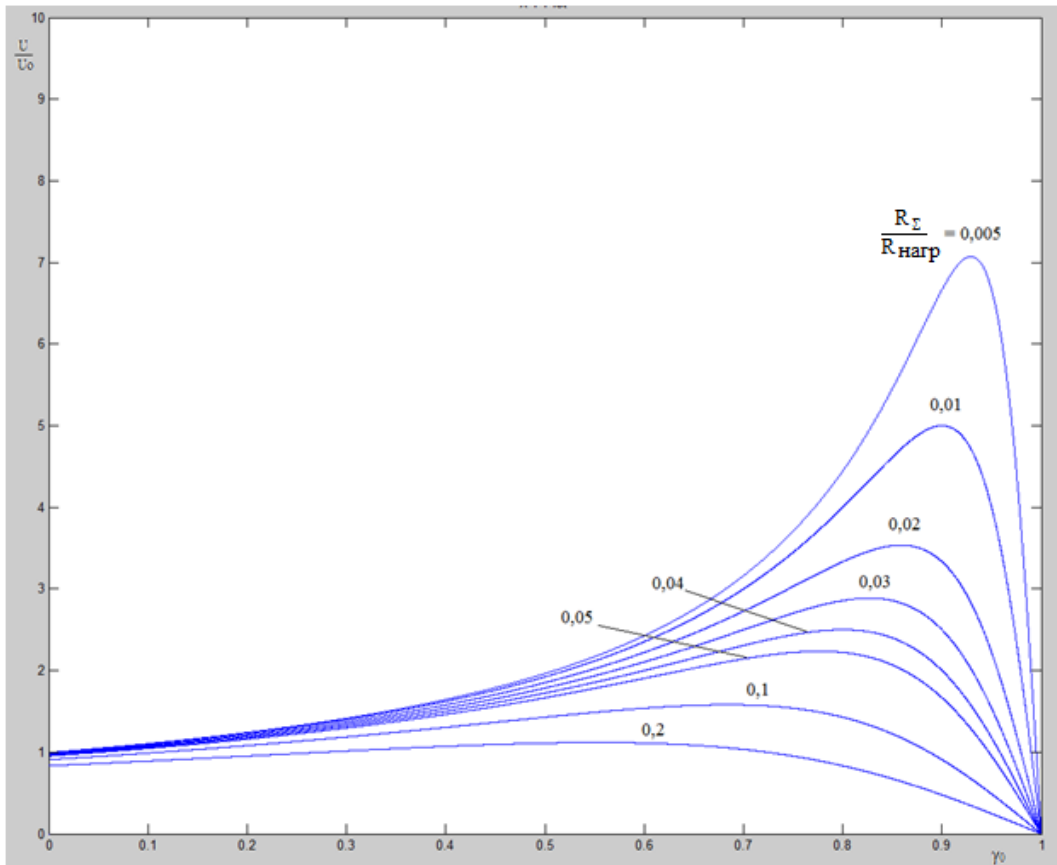


Рис. 5. Графики зависимости среднего значения напряжения на выходе АККМ от γ_0

Из выражений (18) и (19) следует, что с увеличением тока загрузки БП (или с уменьшением сопротивления цепи загрузки $R_{\text{нагр}}$) уменьшается максимальное установившееся значение напряжения на выходе БП, которое может обеспечить АККМ. Поэтому при проектировании БП значение напряжения в звене постоянного тока необходимо выбирать с учётом максимального значения напряжения, которое может быть обеспечено АККМ при максимальном значении тока загрузки (или при минимальном значении сопротивления цепи загрузки R).

Из уравнения (6) можно определить среднее значение выпрямленного тока на выходе АВ для

установившегося режима работы АККМ, если принять $dU(t)/dt=0$:

$$I_{d0}(0) = \frac{U(0)}{R_{\text{нагр}}(1 - \gamma_0)}. \quad (20)$$

После подстановки в (20) вместо $U(0)$ правой части уравнения (14), получим:

$$I_{d0}(0) = \frac{1}{R_{\text{нагр}}(1 - \gamma_0)^2 + R_\Sigma} U_{d0}. \quad (21)$$

Согласно формуле (21) при имеющемся среднем значении выпрямленного напряжения сети U_{d0} , при постоянных значениях сопротивле-

ний R_{Σ} и $R_{\text{нагр}}$ значение γ_0 определяет среднее значение выпрямленного тока, потребляемого АККМ от сети. Поскольку выпрямленное напряжение на выходе АВ (U_{d0}) имеет постоянное значение (не зависящее от значения γ_0), то АККМ представляет собой приемник электрической энергии с регулируемой мощностью, которая регулируется благодаря регулированию значения выпрямленного тока I_{d0} с помощью значения γ_0 . Согласно формуле (14) при имеющемся постоянном значении сопротивления цепи нагрузки $R_{\text{нагр}}$ (и при постоянном значении сопротивления R_{Σ}) значение γ_0 определяет среднее значение выпрямленного напряжения на выходе БП. Поэтому АККМ представляет собой источник электрической энергии с регулируемой мощностью, которая регулируется с помощью значения γ_0 . При постоянном значении напряжения в сети с увеличением выпрямленного тока, мощность электрической энергии, которую АККМ потребляет из сети, возрастает. Часть этой энергии тратится на активном сопротивлении дросселей и на активном внутреннем сопротивлении АККМ, а остаток энергии поступает в цепь нагрузки.

При максимальном значении напряжения на выходе БП (при $\gamma_0 = \gamma_{0, \text{кр}}$ и при выполнении условий (17), (18) или (19)) после подстановки правой части выражения (17) в уравнение (21) получим среднее значение выпрямленного тока на выходе АВ:

$$I_{d0}(0) \Big|_{\gamma_0 = \gamma_{0, \text{кр}}} = \frac{1}{2R_{\Sigma}} U_{d0}. \quad (22)$$

Внешняя (нагрузочная) характеристика БП с АККМ

Аналитическое выражение, которое описывает внешнюю (нагрузочную) характеристику АККМ можно получить на основании уравнения баланса активной мощности. При записи уравнения баланса активной мощности учтём, что благодаря использованию АККМ из сети переменного тока должен потребляться синусоидальный ток, который по фазе должен совпадать с синусоидальным напряжением сети. Поэтому при использовании АККМ на входе АВ получим синусоидальное напряжение и синусоидальный ток, который будет протекать через дроссели $R_{\Phi i} - L_{\Phi i}$. Расчёт будем проводить на основании расчетной схемы АККМ, приведенной на рис.6, которая отличается от расчетной схемы АККМ, приведенной на рис.3 тем, что активное сопротивление цепи постоянного тока приведено к цепи переменного тока в соответствии с формулами:

$$R_{\Phi \Sigma} = R_{\Phi} + \frac{R_{BH}}{2}. \quad (23)$$

Определим соотношение между значением активного сопротивления в цепи постоянного тока (R_{Σ}) расчетной схемы силовой части АККМ, которая приведена на рис.4 и активным сопротивлением в цепи переменного тока ($R_{\Phi \Sigma}$) расчетной схемы силовой части АККМ, которая приведена на рис.6 в соответствии с формулами (4) и (23):

$$R_{\Phi \Sigma} = \frac{R_{\Sigma}}{2}. \quad (24)$$

Соотношение между значением индуктивности в цепи постоянного тока (L_{Σ}) расчетной схемы силовой части АККМ, которая приведена на рис.4 и значением индуктивности в цепи переменного тока (L_{Φ}) расчетной схемы силовой части АККМ, которая приведена на рис.6 может быть определена по формуле (3):

$$L_{\Phi i} = \frac{L_{\Sigma}}{2}. \quad (25)$$

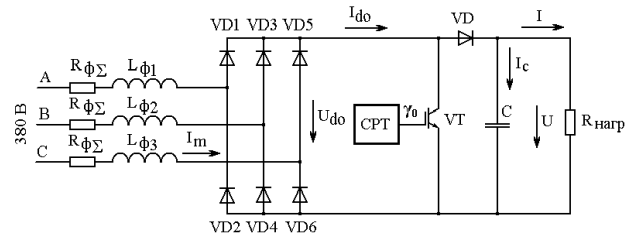


Рис.6. Расчетная схема АККМ.

Активная энергия, которую АККМ потребляет от сети переменного тока, расходуется на потери энергии в дросселях, на внутреннем активном сопротивлении АККМ и на активную энергию, которую потребляет цепь нагрузки. Поскольку в расчетной схеме АККМ, которая приведена на рис.6, внутреннее активное сопротивление АККМ учтено в активном сопротивлении дросселей, то уравнение баланса мощности для АККМ может быть представлено в виде:

$$\frac{3}{2\pi} \int_{\omega t=0}^{2\pi} u_C(\omega t) i_C(\omega t) d(\omega t) = 3R_{\Phi \Sigma} \left(\frac{I_{\Phi m}}{\sqrt{2}} \right)^2 + UI, \quad (26)$$

где $u_C(\omega t) = U_{\Phi m} \sin(\omega t)$, $i_C(\omega t) = I_{\Phi m} \sin(\omega t - \varphi)$ – мгновенные значения напряжения и тока, потребляемого АККМ от одной фазы 3-фазной сети; $U_{\Phi m}$ – амплитуда фазного напряжения в сети переменного тока; $I_{\Phi m}$ – заданная амплитуда фазного синусоидального тока, который протекает в дросселе $R_{\Phi \Sigma i} - L_{\Phi i}$ и который АККМ потребляет из сети переменного тока; φ – угол сдвига по фазе между синусоидальным напряже-

нием и синусоидальным током, потребляемым АККМ из сети (угол φ при работе АККМ должен стремиться к нулю); U – среднее значение выпрямленного напряжения постоянного тока на нагрузке (на выходе БП); I – среднее значение выпрямленного постоянного тока, который протекает в цепи нагрузки (рис.6).

Рассмотрим формулу для определения мощности активной энергии, которую БП потребляет из 3-фазной сети переменного тока:

$$P_C = \frac{3}{2\pi} \int_{\omega t=0}^{2\pi} U_{\Phi m} \sin(\omega t) \cdot I_{\Phi m} \sin(\omega t - \varphi) d(\omega t).$$

После преобразований получим:

$$P_C = 3 \frac{U_{\Phi m} I_{\Phi m}}{2} \cos \varphi.$$

Если учесть, что благодаря использованию АККМ из сети переменного тока будет потребляться синусоидальный ток, который по фазе будет совпадать с синусоидальным напряжением сети ($\varphi=0$, $\cos \varphi=1$), то получим:

$$P_C = 3 \frac{U_{\Phi m} I_{\Phi m}}{2}. \quad (27)$$

После подстановки (27) в (26) уравнение баланса мощности для АККМ принимает вид:

$$3 \frac{U_{\Phi m} I_{\Phi m}}{2} = 3R_{\Phi\Sigma} \frac{I_{\Phi m}^2}{2} + UI, \quad (28)$$

где $(3U_{\Phi m} I_{\Phi m}/2)$ – среднее значение мощности активной энергии, которую ККМ потребляет из 3-фазной сети переменного тока; $(3R_{\Phi\Sigma} I_{\Phi m}^2/2)$ – значение мощности активной энергии, которая теряется на активном сопротивлении дросселей, которые включены в 3 фазы сети на входе АККМ; UI – значение мощности активной энергии, которая поступает от ККМ в цепь нагрузки.

Поскольку ранее при выводе формул и построении графиков в качестве базовой величины использовалось среднее значение выпрямленного напряжения сети ($U_{d0} = 3U_m/\pi$), то выразим амплитудное значение фазного напряжения $U_{\Phi m}$ через среднее значение выпрямленного напряжения U_{d0} :

$$U_{\Phi m} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} U_{d0}.$$

С учётом этого формулу (28) перепишем в виде:

$$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} U_{d0} I_{\Phi m} = 3R_{\Phi\Sigma} \frac{I_{\Phi m}^2}{2} + UI. \quad (29)$$

Разделим правую и левую части уравнения (29) на U_{d0} :

$$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} I_{\Phi m} = \frac{R_{\Phi\Sigma}}{U_{d0}} \frac{3I_{\Phi m}^2}{2} + \frac{U}{U_{d0}} I. \quad (30)$$

В качестве базового значения напряжения по-прежнему будем рассматривать U_{d0} , а в качестве базового значения тока будем рассматривать среднее значение тока короткого замыкания АККМ:

$$I_{K3} = \frac{U_{d0}}{2R_{\Phi\Sigma}}. \quad (31)$$

Разделим правую и левую часть формулы (30) на I_{K3} . После преобразований получим:

$$\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} = \frac{3}{4} \left(\frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} \right)^2 + \frac{U}{U_{d0}} \frac{I}{I_{K3}}.$$

После преобразований получим:

$$\frac{U}{U_{d0}} = \frac{\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} - 0,75 \left(\frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} \right)^2}{\frac{I}{I_{K3}}}. \quad (32)$$

Полученное уравнение (32) хорошо согласуется с соответствующим уравнением, полученным в [2] для однофазного АККМ без АВ, но отличается значением постоянных коэффициентов в числителе. Поскольку одной из основных функций проектируемого БП является функция стабилизации выходного напряжения, то формулу (32) надо переписать в виде:

$$\frac{I}{I_{K3}} = \frac{\frac{\pi}{2\sqrt{3}} \frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} - 0,75 \left(\frac{I_{\Phi m}}{I_{K3}} \right)^2}{\frac{U}{U_{d0}}}. \quad (33)$$

Формула (33) позволяет для разных требуемых значений стабилизированного постоянного напряжения на выходе БП ($U/U_{d0} = \text{const}$) получить графики зависимости относительного значения тока, потребляемого цепью нагрузки от относительного значения амплитуды синусоидального тока, который АККМ потребляет из сети. На основании графиков, рассчитанных по формуле (33) и приведенных на рис.7, можно определить требуемое максимальное значение амплитуды фазного тока, потребляемого из сети ($I_{\Phi m}$), при котором будет обеспечена стабилизация напряжения на требуемом уровне при реаль-

ном максимальном значении тока в цепи нагрузки (I).

При рассмотрении графиков, приведенных на рис.7, отметим наличие критического значения амплитуды фазного тока ($I_{\Phi m, \text{кр}}$), при котором относительное значение выходного тока АККМ, потребляемого цепью нагрузки, достигает максимума для заданного значения выходного напряжения. Для определения критического значения амплитуды фазного тока ($I_{\Phi m, \text{кр}}$) необходимо продифференцировать уравнение (33) по $I_{\Phi m}$:

$$\frac{d\left(\frac{I}{I_{\text{КЗ}}}\right)}{d\left(\frac{I_{\Phi m}}{I_{\text{КЗ}}}\right)} = \frac{U_{\text{d0}}}{U} \left[\frac{\pi}{2\sqrt{3}} - 2 \cdot 0,75 \frac{I_{\Phi m}}{I_{\text{КЗ}}} \right]. \quad (34)$$

При $I_{\Phi m} = I_{\Phi m, \text{кр}}$ производная (34) должна быть равна нулю:

$$\frac{U_{\text{d0}}}{U} \left[\frac{\pi}{2\sqrt{3}} - 2 \cdot 0,75 \frac{I_{\Phi m, \text{кр}}}{I_{\text{КЗ}}} \right] = 0;$$

Откуда следует:

$$\frac{I_{\Phi m, \text{кр}}}{I_{\text{КЗ}}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} \approx 0,604. \quad (35)$$

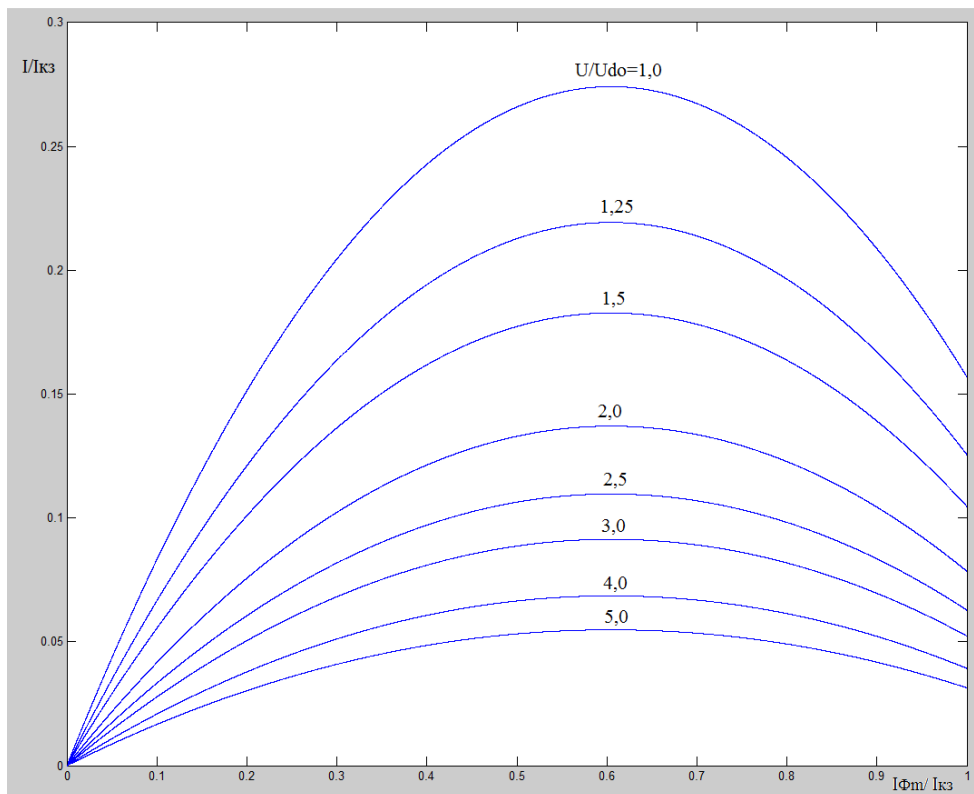


Рис.7. Графики зависимости $\frac{I}{I_{\text{КЗ}}} = f\left(\frac{I_{\text{m}}}{I_{\text{КЗ}}}\right)$, при $\frac{U}{U_{\text{d0}}} = \text{const}$.

Формула (35) показывает, что относительное значение критической амплитуды синусоидального тока, потребляемого из сети, при котором относительное значение выходного тока АККМ достигает максимума для заданного значения выходного напряжения, не зависит от каких-либо параметров АККМ.

После подстановки (35) в (33) получим максимальное относительное значение выходного тока АККМ:

$$\frac{I}{I_{\text{КЗ}}} = \frac{U_{\text{d0}}}{U} \left(\frac{1}{18} - \frac{1}{36} \right) \pi^2;$$

$$\frac{I}{I_{\text{КЗ}}} = \frac{U_{\text{d0}}}{U} \frac{\pi^2}{36} \approx 0,274 \frac{U_{\text{d0}}}{U}. \quad (36)$$

Формула (36) позволяет определить максимальное значение выходного тока БП, который может потреблять цепь нагрузки, при известном заданном значении выходного напряжения БП (U) и при известном среднем значении выпрямленного напряжения (U_{d0}). Чем выше заданное

значение напряжения на выходе БП относительно U_{d0} , тем меньше максимальное значение выходного тока БП, при котором из сети будет потребляться синусоидальный ток.

Из графиков, которые приведены на рис.7, следует, что если амплитуда тока, потребляемого из сети, превышает критическое значение ($I_{Фм.кр}$), то относительное значение выходного тока БП уменьшается. Это обусловлено тем, что, как было уже сказано, АККМ работает в режиме регулирования активной мощности электрической энергии, которую АККМ потребляет из сети. Причём мощность этой электрической энергии увеличивается пропорционально первой степени значения амплитуды тока ($I_{Фм}$), который АККМ потребляет из сети. При этом мощность, с которой электрическая энергия расходуется на активном сопротивлении дросселей (и на внутреннем сопротивлении АККМ) увеличивается пропорционально квадрату значения амплитуды тока, потребляемого из сети ($I_{Фм}$). При критическом значении амплитуды тока, потребляемого из сети ($I_{Фм.кр}$), приращение мощности электрической энергии, потребляемой из сети будет равно приращению мощности потери электрической энергии на активном сопротивлении дросселей и на внутреннем активном сопротивлении АККМ. При дальнейшем увеличении значения амплитуды тока, протекающего в дросселе ($I_{Фм}$), приращение мощности электрической энергии, потребляемой из сети, будет меньше приращения мощности потери электрической энергии на активном сопротивлении дросселей и на внутреннем активном сопротивлении АККМ. В результате мощность электрической энергии, отдаваемая в цепь нагрузки, будет уменьшаться. Если напряжение на выходе БП необходимо поддерживать на заданном уровне (что соответствует графикам, построенным на рис.7), то при превышении критического значения амплитуды тока, потребляемого из сети ($I_{Фм.кр}$), относительное значение выходного тока БП, потребляемого цепью нагрузки, должно быть уменьшено. Если относительное значение выходного тока БП, потребляемого цепью нагрузки, не уменьшить, то при превышении критического значения амплитуды тока, потребляемого из сети ($I_{Фм.кр}$), напряжение на выходе БП начнёт уменьшаться. Поэтому сигнал задания тока на выходе регулятора напряжения необходимо ограничить на уровне, при котором значение амплитуды тока, потребляемого из сети, не превышает критического значения ($I_{Фм.кр}$).

Проведём расчет параметров АККМ, который получает энергию от 3-фазной сети пере-

менного тока, с использованием уравнений и графиков, полученных выше.

Пример расчета параметров АККМ

Исходные данные для расчета:

– амплитуда линейного напряжения сети, к которой подключён АККМ:

$$U_m = 380\sqrt{2} = 537,4В;$$

– частота напряжения сети: $f = 50$ Гц;

– номинальное напряжение на выходе БП $U_H=600В$;

– максимальный ток нагрузки $I_H = 200$ А;

– минимальное сопротивление цепи нагрузки $R_{НАГР} = 3$ Ом;

Решение.

1. Определяем среднее (базовое) значение выпрямленного напряжения на выходе АВ:

$$U_{d0} = 3U_m / \pi;$$

$$U_{d0} = 3 \times 537,4 / \pi = 363,06 \approx 513,179 В.$$

2. Определяется относительное значение номинального напряжения на выходе БП:

$$U / U_{d0} = 600 / 513,179 = 1,169.$$

Номинальное напряжение на выходе БП почти на 20% превышает среднее значение выпрямленного напряжения на выходе АВ (U_{d0}).

3. На основании графиков, приведенных на рис.5 определяем, что для того, чтобы получить на выходе АККМ значение напряжения, которое бы не менее чем на 20% превышало U_{d0} необходимо, чтобы внутреннее сопротивление АККМ удовлетворяло условию:

$$R_{\Sigma} / R_{НАГР} \leq 0,2.$$

Поэтому при изготовлении АККМ используем сетевые дроссели и провода достаточно большого сечения, при котором:

$$R_{\Sigma} = 0,1 \cdot R_{НАГР} = 0,3 Ом.$$

По формуле (24) определим активное сопротивление в цепи переменного тока ($R_{\Phi\Sigma}$) расчетной схемы силовой части АККМ, которая приведена на рис.6:

$$R_{\Phi\Sigma} = \frac{R_{\Sigma}}{2};$$

$$R_{\Phi\Sigma} = \frac{0,3}{2} = 0,15 Ом.$$

4. В рабочей точке при пересечении графика, который соответствует $R_{\Sigma}/R_{НАГР} = 0,1$ с пря-

мой $U/U_{d0} = 1,2$ определяем, что при $U_{d0} = 513,179\text{В}$ напряжение на выходе АККМ будет равно 600В при скважности $\gamma_0 = 0,3$ (рис. 5).

5. Для того, чтобы качество переходного процесса соответствовало настройке АККМ на модульный оптимум необходимо, чтобы при скважности $\gamma_0 = 0,3$ выполнялось условие (13). После подстановки получим два варианта решения:

$$\left(\frac{L_{\Sigma}}{C}\right)_1 = 0,0928 \text{ Ом}^2;$$

$$\left(\frac{L_{\Sigma}}{C}\right)_2 = 8,727 \text{ Ом}^2.$$

Следовательно, на основании условия (13) определили соотношения между L_{Σ} и C , при которых при заданном значении сопротивлений $R_{\text{НАГР}}$, R_{Σ} и γ_0 будет обеспечена настройка АККМ на модульный оптимум.

6. По формуле (31) рассчитаем ток короткого замыкания:

$$I_{\text{КЗ}} = \frac{U_{d0}}{2R_{\phi\Sigma}} = \frac{513,179}{0,3} = 1710,6\text{А}.$$

7. Рассчитаем относительное значение максимального тока в цепи нагрузки:

$$I/I_{\text{КЗ}} = 200/1710,6 = 0,1169.$$

8. По графикам, приведенным на рис. 8 для $U/U_{d0} = 1,169$, $I/I_{\text{КЗ}} = 0,1169$ определяем относительное значение амплитуды синусоидального тока, который АККМ должен потреблять из сети, чтобы обеспечить заданное значение напряжения на выходе БП при заданном максимальном значении тока, потребляемого цепью нагрузки:

$$I_{\Phi m}/I_{\text{КЗ}} = 0,18.$$

9. Определяем абсолютное значение амплитуды переменного тока, который АККМ потребляет из сети:

$$I_{\Phi m} = 0,18I_{\text{КЗ}} = 0,18 \times 1710,6 = 307,9\text{А}.$$

10. Определяем емкость конденсатора фильтра (C) на основании следующих условий:

– поскольку АККМ формирует ток, потребляемый из сети, то можно рассматривать его как источник тока, который выпрямляется выпрямителем и далее делится на ток заряда конденсатора и ток нагрузки. Пульсация выпрямленного тока в основном определяется амплитудой 6-й гармоники (рис.2) и может быть определена по выражению, записанному для выпрямленного тока, но аналогичного выражению (2):

$$I_{6\Phi m} = \frac{6}{35\pi} I_{\Phi m};$$

$$I_{6\Phi m} = \frac{6}{35\pi} 307,9 = 16,801\text{А}.$$

Учитывая то, что замкнутая система регулирования напряжения сохраняет работоспособность при условии, что пульсация сигнала обратной связи по напряжению не должна быть большой. Поскольку пульсация выпрямленного напряжения также в основном определяется амплитудой 6-й гармоники, то задаемся допустимым значением амплитуды пульсации напряжения на нагрузке (удвоенная амплитуда переменной составляющей напряжения) равной 1%:

$$2U_{6m} = 0,01 \cdot U_H;$$

$$2U_{6m} = 0,01 \cdot 600 = 6,0\text{В};$$

$$U_{6m} = 3,0\text{В}.$$

Определим амплитуду пульсации (6-й гармоники) тока, который протекает в цепи нагрузки:

$$I_{6m.R} = \frac{U_{6m}}{R_{\text{НАГР}}};$$

$$I_{6m.R} = \frac{3,0}{3} = 1,0\text{А}.$$

Определим амплитуду пульсации (6-й гармоники) тока, который протекает в цепи конденсатора:

$$I_{6m.C} = I_{6\Phi m} - I_{6m.R};$$

$$I_{6m.C} = 16,801 - 1,0 = 15,801\text{А}.$$

Ёмкость конденсатора находим по формуле:

$$I_{C0} + I_{6m.C} \cos 6\omega t = C \frac{du_C(t)}{dt}; \quad (37)$$

где I_{C0} – постоянная составляющая тока заряда-разряда конденсатора; $u_C(t)$ – напряжение на конденсаторе, которое соответствует 6-й гармонике тока.

В квазиустановившемся режиме за период пульсации напряжения на конденсаторе (C) среднее значение тока заряда-разряда конденсатора равно нулю ($I_{C0} = 0$).

Напряжение на конденсаторе может быть представлено в виде:

$$u_C(t) = U_{C0} + U_{6m} \sin(6 \cdot 2\pi f_C t), \quad (38)$$

где U_{C0} – постоянная составляющая напряжения на конденсаторе; $U_{6m} \sin(6 \cdot 2\pi f_C t)$ – периодическая функция времени, которая соответствует

допустимому значенню амплитуди 6-й гармоніки напруги на конденсаторі.

Після підстановки в рівняння (37) $I_{C0}=0$ і правої частини рівняння (38) отримуємо:

$$I_{6mC} \cos 6\omega t = C \cdot 6 \cdot 2\pi f_C U_{6m} \times \cos(6 \cdot 2\pi f_C t);$$

$$I_{6mC} = C \cdot 6 \cdot 2\pi f_C U_{6m}. \quad (39)$$

Із (39) отримуємо формулу для визначення ємкості конденсатора:

$$C = \frac{I_{6mC}}{6 \cdot 2\pi f_C U_{6m}}; \quad (40)$$

$$C = \frac{15,801}{6 \cdot 2\pi \cdot 50 \cdot 3} = 2794 \cdot 10^{-6} F.$$

11. На основі п.5 визначимо індуктивність дроселя:

$$L_{\Sigma 1} = 0,0928 \cdot 2794 \cdot 10^{-6} = 0,259 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$L_{\Sigma 2} = 8,727 \cdot 2794 \cdot 10^{-6} = 24,383 \cdot 10^{-3} \text{ Гн}.$$

Відповідно до першого умови вибираємо $L_{\Sigma} = 0,26 \times 10^{-3} \text{ Гн}$.

Визначимо значення індуктивності дроселів в ланці змінного струму (L_{Φ}) розрахункової схеми силової частини АККМ, яка наведена на рис.6:

$$L_{\Phi} = \frac{L_{\Sigma}}{2};$$

$$L_{\Phi} = \frac{0,26 \times 10^{-3}}{2} = 0,13 \times 10^{-3} \text{ Гн}.$$

12. Сигнал задання струму на виході регулятора напруги необхідно обмежити на рівні, при якому амплітуда струму, що споживається з мережі, не перевищить критичного значення ($I_{\text{Фм.КР}}$). Для визначення критичного значення амплітуди струму використовуємо формулу (35):

$$I_{\text{Фм.КР}} = \frac{\pi}{3\sqrt{3}} I_{\text{КЗ}} \approx 0,604 I_{\text{КЗ}};$$

$$I_{\text{Фм.КР}} = 0,604 \cdot 1710,6 = 1033,2 \text{ А}.$$

Висновки

На основі проведеного аналізу схеми 3-фазного коректора коефіцієнта потужності з активним випрямлячем (АККМ) можна зробити наступні висновки:

1. Із виражень (18) і (19) випливає, що з збільшенням струму навантаження АККМ (з зменшенням опору ланки навантаження $R_{\text{НАГР}}$ відносно внутрішнього опору АККМ) зменшується максимальне встановившеся значення напруги на виході АККМ. Тому значення напруги на виході АККМ необхідно задавати з урахуванням максимального значення напруги,

яке може бути забезпечено на виході АККМ при максимальному значенні струму навантаження (або при мінімальному значенні опору ланки навантаження $R_{\text{НАГР}}$).

2. Формула (35) дозволяє визначити значення амплітуди струму, що споживається з мережі, при якому відносне значення вихідного струму АККМ досягає максимуму для заданого значення вихідного напруги.

3. Формула (36) дозволяє визначити максимальне значення вихідного струму БП з АККМ, що споживається ланкою навантаження, при заданому значенні вихідного напруги БП (U) і при відомому середньому значенні випрямленого напруги (U_{d0}) або при відомому значенні напруги мережі.

4. Із графіків, які наведені на рис.7, випливає, що при перевищенні критичного значення амплітуди струму, що споживається з мережі ($I_{\text{Фм.КР}}$), відносне значення вихідного струму АККМ повинно бути зменшено. Це необхідно для підтримки заданого напруги на виході АККМ. Якщо відносне значення вихідного струму АККМ, що споживається ланкою навантаження, не зменшити, то при перевищенні критичного значення амплітуди струму, що споживається з мережі ($I_{\text{Фм.КР}}$), напруга на виході АККМ зменшиться.

Не можна допускати, щоб в перехідних режимах АККМ споживав з мережі струм, амплітуда якого перевищує критичне значення ($I_{\text{Фм.КР}}$). Тому сигнал задання струму, що споживається з мережі, який формує регулятор напруги, необхідно обмежити на рівні, що перевищує критичне значення амплітуди струму, що споживається з мережі ($I_{\text{Фм.КР}}$).

Список використаної літератури

1. Васильєв, А. Аналіз сучасних методів і технічних засобів корекції коефіцієнта потужності у імпульсних пристроїв [Текст] / А. Васильєв, В. Худяков, В. Хабзузов // Силовая электроника. – 2004. – № 2. – С. 72–77.

2. Герман-Галкин, С. Г. Школа MATLAB. Виртуальные лаборатории устройств силовой электроники в среде MATLAB–Simulink. Урок 14. Аналіз, розрахунок і дослідження коректора коефіцієнта потужності [Текст] / С. Г. Герман-Галкин // Силовая электроника. – 2011. – № 4. – С. 90–96.

3. Войтенко, В. А. Блок живлення з однофазним коректором коефіцієнта потужності для електроприводів постійного і змінного струму [Текст] / В. А. Войтенко, П. І. Аліфіренко // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – № 27 (103). – К.: Техніка, 2018. – С. 125–135.

4. Зиновьев, Г. С. Основы силовой электроники. Учебник. Ч. 2. [Текст] / Г. С. Зиновьев. – Новосибирск.: Изд-во НГТУ, 2000. – 197 с.

5. Розанов, Ю. К. Силовая электроника: Учебник для вузов. [Текст] / Ю. К. Розанов, М. В. Рябчицкий, А. А. Кваснюк. – М.: Издательский дом МЭИ, 2007. – 632 с.

6. Семенов, Б. Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. [Текст] / Б. Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.

7. Черных, И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB-SimPowerSystem-Simulink. [Текст] / И. В. Черных. – СПб.: ПИТЕР, 2008. – 288 с.

8. Чаплыгин, Е. Е. Теория мощности в силовой электронике. Учебное пособие для студентов, обучающихся по специальности «Промышленная электроника». [Текст] / Е. Е. Чаплыгин, Н. Г. Калугин; Кафедра Промышленной электроники Московского энергетического института. – М.: МЭИ, 2006. – 56 с.

9. Tenti, P. Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, [Text] / P. Tenti, G. Spiazzi, // EPE '95. – 1995.

References

1. Vasiliev, A., Khudyakov, V., Khabuzov, V. (2004), Analysis of modern methods and technical means of power factor correction in pulse devices [Analiz sovremeni metodov i tehnicheckih sredstv korektsii koefitsienta moshnosti u impulsnih ustroystv], Power electronics, № 2, Moscow, pp. 72–77.

2. Herman-Galkin, S., (2011), School MATLAB., Virtual laboratories of power electronics devices in MATLAB-Simulink environment., Lesson 14., Analysis, calculation and study of the power factor corrector [Shkola MATLAB., Virtualnie laboratorii ustroystv silovoy elektroniki v srede MATLAB-Simulink., Urok 14., Analiz, raschot I

isledovanie korreктора koefitsienta moschnosti], Power Electronics, № 4, Moscow, pp. 90–96.

3. Voytenko, V. A., Alifirenko, P. I. (2018), “Power supply unit with a single-phase corrector of a power factor for electric drives of constant and alternate action” [Blok pitaniya s odnofaznim korrektorom koefitsiyenta moshnosti dlya elektroprivodov postoyanogo i peremennogo toka], Electrotekhnichni ta komp'yuterni systemy, No. 27 (103), p.p. 125–135.

4. Zinoviev, G. S., (2000), The fundamentals of power electronics. Textbook. Part 2. [Osnovi silovoy elektroniki, Uchebnik., chast 2], Publishing house of the NSTU, Novosibirsk, p. 197.

5. Rozanov, Yu. K., Ryabchitsky, M. V., Kvasnyuk, A. A. (2007), Power electronics: textbook for high schools [Silovaya elektronika, Uchebnik dlya vuzov], Izdatelstvo MEI, Moscow, p. 632.

6. Semenov, B. Yu. (2005), Power electronics, from simple to complex [Silovaya elektronika, ot prostogo k sloznomu], SOLON-Press. Moscow, p. 416.

7. Chernykh, I. V. (2008), Modeling of electrical devices in MATLAB-SimPowerSystem-Simulink [Modelirovanie elektrotekhnicheskikh ustroystv v MATLAB-SimPowerSystem-Simulink], PITER, SPb, p. 288.

8. Chaplygin, E. E., Kalugin, N. G. (2006), Theory of power in power electronics. Textbook for students studying in the specialty "Industrial Electronics." [Teoriya moschnosti v silovoy elektronike, Uchebnoe posobie dlya studentov, obuchayuschihsy po spetsialnosti "Promishlenaya elektronika"], M.: Department of Industrial Electronics of the Moscow Power Engineering Institute, Moscow, p. 56.

9. Tenti, P., Spiazzi, G. (1995), Harmonic Limiting Standards and Power Factor Correction Techniques, 6th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE '95.

CALCULATION OF THE 3-PHASE POWER FACTOR CORRECTOR WITH ACTIVE RECTIFIER

V. A. Voytenko

Odessa National Polytechnic University

Abstract. An analysis of the work of the scheme of the 3-phase correction factor of the power factor with the active rectifier is carried out. According to the results of this analysis, the design schemes of the 3-phase correction factor of power were developed, which were applied for the mathematical description of electrical processes in the 3-phase power factor correction and the development of a method for calculating the parameters of the main elements of the 3-phase correction factor of the power factor, as well as analysis of the modes of its work on based on the requirements for its input and output parameters. On the basis of the developed method, an example of the calculation of the 3-phase correction factor of the power factor with the given parameters is considered.

The dependence between the resistance of the load cycle and the maximum constant value of the voltage at the output of the 3-phase correction factor of the power was determined. The amplitude of the current consumed from the power supply was determined, in which the relative value of the output current of the 3-phase correction factor of the power factor reaches a maximum for a given value of the output voltage of the correction factor of the power factor. Dependence was defined that allows determining the maximum value of the output current of the correction factor of the power factor, which consumes the load range, with a given output voltage of the correction factor of the power factor and with a known mean of the rectified voltage of the power supply.

It is shown that it is impossible to suppose that in the transition modes of the correction factor the power factor consumes a current from the power supply, the amplitude of which exceeds the critical value, since in this case the power of the electric energy, at the output of the correction factor of the power factor, will be equal to zero and the voltage at the output of the correction factor of the power factor is not will increase. Therefore, the signal of the current problem, the consumable correction factor of the power factor must be limited to a level that does not exceed the critical value of the amplitude of the current consuming from the power supply.

Keywords: power supply, power factor, 3-phase power factor corrector, active rectifier, circuit diagram, filter capacitor, resistance, 3-phase choke, load resistance, current, inductance, voltage pulsation.

РОЗРАХУНОК 3-ФАЗНОГО КОРЕКТОРА КОЕФІЦІЄНТА ПОТУЖНОСТІ З АКТИВНИМ ВИПРЯМЛЯЧЕМ

В. А. Войтенко

Одеський національний політехнічний університет

Анотація. Проведено аналіз роботи схеми блока живлення електроприводу, до складу якого входить 3-фазний коректор коефіцієнту потужності з активним випрямлячем. За результатами цього аналізу розроблено розрахункові схеми 3-фазного коректора коефіцієнта потужності, які було застосовано для математичного опису електричних процесів у 3-фазному коректорі коефіцієнту потужності. Розроблено методику розрахунку параметрів основних елементів 3-фазного коректора коефіцієнту потужності на підставі вимог до вхідних і вихідних параметрів блока живлення електропривода. Розглянуто приклад розрахунку блока живлення електропривода з 3-фазним коректором коефіцієнта потужності з заданими параметрами.

Визначена залежність між опором кола навантаження і максимальним сталим значенням напруги на виході 3-фазного коректора коефіцієнту потужності. Отримано формулу, яка дозволяє визначити амплітуду струму, який треба споживати від мережі живлення, при якому значення вихідного струму блока живлення досягає максимуму для заданого значення вихідної напруги коректора коефіцієнту потужності. Було отримано аналітичний вираз, який дозволяє визначити максимальне значення вихідного струму коректора коефіцієнту потужності при заданому значенні вихідної напруги і при відомому середньому значенні випрямленої напруги мережі живлення.

Показано, що не можна допускати, щоб в перехідних режимах коректор коефіцієнту потужності споживав від мережі живлення струм, амплітуда якого перевищує критичне значення.

Ключові слова: блок живлення, коефіцієнт потужності, 3-фазний коректор коефіцієнта потужності, активний випрямляч, розрахункова схема, конденсатор фільтра, активний опір, 3-фазний дросель, опір навантаження, струм, напруга, індуктивність, пульсація напруги.

Получено 21.01.2019.



Войтенко Владимир Андреевич, кандидат технических наук, доцент, доцент кафедры электромеханических систем с компьютерным управлением, Одесский национальный политехнический университет. Просп. Шевченко, 1, Одесса, Украина, E-mail: elektrik.WA.@gmail.com, тел. +38-048-705-84-67.

Vladimir Voytenko, Ph.D, Associate Professor of the department of electromechanical systems with computer control, Odessa National Polytechnic University, Shevchenko ave., 1, Odessa, Ukraine. E-mail: elektrik.WA.@gmail.com, tel. +38-048-705-84-67.

ORCID ID: 0000-0002-2525-6913.