УДК 62-83:621.313.333

СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ВЕКТОРНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА, ИНВАРИАНТНОГО К КОЛЕБАТЕЛЬНОМУ МОМЕНТУ НАГРУЗКИ

В.В. ЛОГВИН, А.И. РОЖКОВ
Гомельский государственный технический университет имени П.О.Сухого, Республика Беларусь

Электроприводы, работающие с колебательной нагрузкой на валу, входят в состав многих механизмов добывающей, перерабатывающей и машиностроительной отраслей. К числу таких механизмов можно отнести поршневые компрессоры, прокатные станы, лесопильные рамы, насосные установки и др. При обеспечении рациональных динамических характеристик, перегрузки даже в наиболее тяжелых режимах могут быть сведены к минимуму, что позволяет существенно повысить технико-экономические показатели оборудования.

Наиболее перспективным для использования в электроприводах механизмов с колебательной нагрузкой являются системы регулирования, построенные по принципу векторного управления с ориентацией координатной системы по направлению вектора потокосцепления ротора. Действительно, обеспечение постоянства магнитного потока асинхронного двигателя (АД) позволяет максимально использовать магнитную систему двигателя и получить при частотно-токовом управлении, в отличие от двигателя постоянного тока, на всех рабочих частотах перегрузочную способность, превышающую в 2-2,5 раза перегрузочную способность АД на естественной характеристике. О перспективности таких систем управления, в частности, говорит тот факт, что при использовании управления по частотно-токовому принципу появляется возможность обеспечения инвариантности к колебательному нагрузочному моменту.

Приняв в качестве управляющих воздействий составляющую тока статора i_{sx} и синхронную скорость ω_1, можно воздействовать на потокосцепление Ψ_{rx} и частоту вращения ω ротора АД. Это и составляет, как известно, сущность векторного управления АД.

В преобразовании по Лапласу математическая модель АД можно представить следующим образом:

$$\left.\begin{aligned} \Psi_{rx}(p) &= \frac{X_m/\omega_{1N}}{T_r \cdot p + 1} \cdot I_{sx}(p), \\ I_{sy}(p) &= \frac{1}{K_r \cdot R_r} \cdot L\left[\Delta\omega \cdot \Psi_{rx}\right], \\ \omega(p) &= \left\{\frac{3}{2} \cdot K_r \cdot L\left[i_{sy} \cdot \Psi_{rx}\right] - M_c(p)\right\} \cdot \frac{1}{J \cdot p}, \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

где $\Delta\omega=\omega_1-\omega$- скольжение;

L- символ прямого преобразования по Лапласу;

$\psi_{rx}(p)$, $I_{sx}(p)$, $I_{sy}(p)$, $\omega(p)$, $M_c(p)$- операторные изображения временных переменных Ψ_{rx}, i_{sx}, i_{sy}, ω, $M_c(t)$;

ω_{1N}, ω_1- номинальная и текущая частоты вращения поля;

ω- частота вращения ротора;
J- суммарный момент инерции ротора и нагрузки;
$M_C(t)$- момент сопротивления нагрузки;
Xr - индуктивное сопротивление обмотки ротора, приведенной к статору;
Rr- активное сопротивление обмотки ротора, приведенной к статору;
Lr,Lm- индуктивность обмотки ротора и взаимная индуктивность;
Tr- постоянная времени ротора;
$K_r = \dfrac{L_m}{L_r}$ - коэффициент ротора;
i_{sx}, i_{sy} - проекции вектора тока статора на оси системы координат X,Y.

Системе уравнений (1) соответствует структурная схема АД с частотно-токовым управлением, представленная на рис.1, где блоками перемножения временных переменных условно изображены интегралы свертки L[…].

Рассматривая математическую модель АД с позиции двигателя постоянного тока независимого возбуждения , нагруженного на постоянный момент сопротивления, примем Ψ_{rx}- const, $M_c(t)$- const и тогда для установившегося режима при $p \to 0$ найдем

$$\left.\begin{aligned}
&\Psi_{rx} = \frac{X_m}{\omega_{1N}} \cdot I_{sx},\\
&I_{sy} = \frac{\Psi_{rx}}{K_r \cdot R_r} \cdot (\omega_1 - \omega),\\
&M_c = \frac{3}{2} \cdot K_r \cdot I_{sy} \cdot \Psi_{rx}.
\end{aligned}\right\}$$

Отсюда уравнение статической механической характеристики АД с векторным управлением получится в виде

$$\omega = \omega_1 - \frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot M_c .$$

Видна полная аналогия с механической характеристикой двигателя постоянного тока независимого возбуждения с управлением якорным напряжением, если управление частотой ω вращения АД осуществлять за счет ω_1 при поддерживании постоянства потокосцепления ротора Ψ_{rx}.

Рассмотрим режим работы АД в этом случае при колебательном нагрузочном моменте:

$$M_c(t) = M_0 + M_m \cdot \sin \omega_{\text{кол}} \cdot t ,$$

где M_0, M_m, $\omega_{\text{кол}}$ - постоянная составляющая, амплитуда и частота колебания момента нагрузки.

По структурной схеме АД при Ψ_{rx}-const (рис.1б), запишем уравнение движения во временной области:

$$J \cdot \frac{d\omega}{dt} + \omega \cdot \frac{3 \cdot \Psi_{rx}^2}{2 \cdot R_r} = \frac{3 \cdot \Psi_{rx}^2}{2 \cdot R_r} \cdot \omega_1 - M_0 - M_m \cdot \sin \omega_{\text{кол}} \cdot t \qquad (2)$$

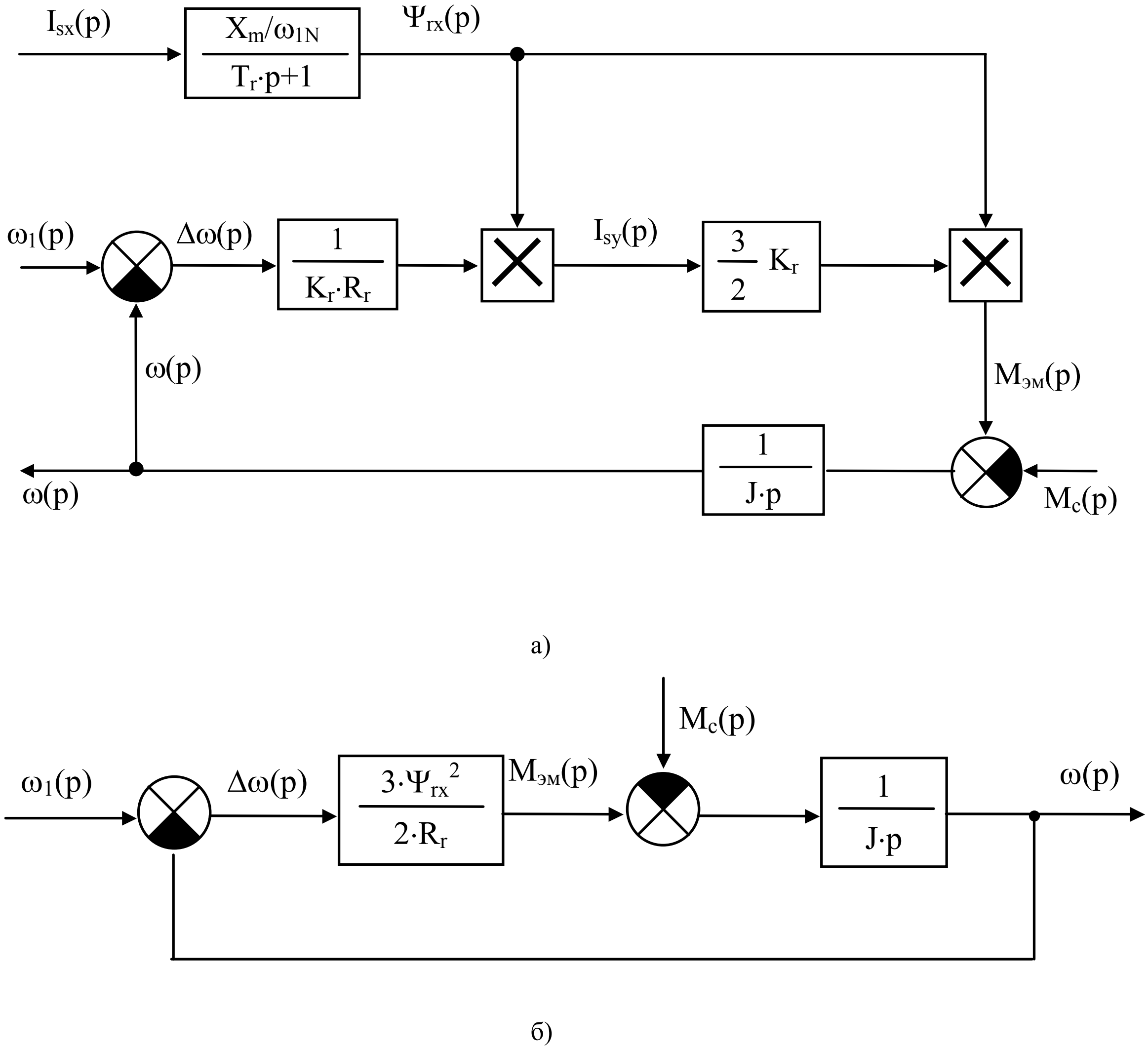


Рис. 1. Структурная схема АД при частотно-токовом управлении с переменным (а) и постоянным (б) потокосцеплением ротора

Для скачка сигнала управления $\omega_1 \cdot 1(t)$ при нулевых начальных условиях решение уравнения (2) дает частоту вращения АД:

$$\omega = A \cdot e^{-p_1 \cdot t} + \omega_0 + \omega_m \cdot \sin(\omega_{\text{к о л}} \cdot t + \alpha), \qquad (3)$$

где A - постоянная интегрирования;

$p_1 = \dfrac{3 \cdot \Psi_{rx}^2}{2 \cdot J \cdot Rr} = \dfrac{1}{T_{\text{эм}}}$ - коэффициент затухания, равный обратной величине электромеханической постоянной времени;

$\omega_0 = \omega_1 - \dfrac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot M_0$ - постоянная составляющая скорости вращения ротора АД;

ω_m, α- амплитуда и фаза колебательной составляющей скорости АД.

Отсюда видно, что после затухания свободной составляющей $\mathrm{A} \cdot \mathrm{e}^{-\mathrm{p}_1 \cdot \mathrm{t}}$, в установившемся режиме частота вращения ротора будет за счет скольжения $\Delta\omega=\omega_1-\omega$ отличаться от задания уменьшенным значением постоянной составляющей ω_0 и наличием колебательной составляющей с амплитудой ω_m.

Следуя принципу Понселе (регулирование по возмущению), введем сигнал задания на управления АД, равный сумме заданной синхронной скорости ω_1 и скольжения $\Delta\omega$:

$$\omega_{\text{зад}} = \omega_1 + \Delta\omega = \omega_1 + \frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot M_0 - \omega_m \cdot \sin(\omega_{\text{кол}} \cdot t + \alpha),$$

тогда в установившемся режиме согласно решению (3) получим

$$\omega = \left[\omega_1 + \frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot M_0 - \omega_m \cdot \sin(\omega_{\text{кол}} \cdot t + \alpha) - \frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot M_0 \right] +$$
$$+ \omega_m \cdot \sin(\omega_{\text{кол}} \cdot t + \alpha) = \omega_1 \quad .$$

Произошла компенсация влияния момента нагрузки $M_c(t)$ на частоту вращения ротора. Физический смысл этого эффекта заключается в том, что теперь в АД формируется магнитное поле, новая частота вращения которого имеет постоянную составляющую, равную частоте вращения ротора с учетом составляющей скольжения от постоянной составляющей момента нагрузки, и колебательную составляющую, синхронную с колебательной составляющей скольжения от колебательной составляющей нагрузочного момента.

В соответствии с вышеизложенным синтезируем структурную схему САУ из двух контуров. Контур стабилизации Ψ_{rx} построим по принципу Ползунова-Уатта (регулирование по отклонению) с управлением по току статора I_{sx}, а контур компенсации влияния колебательного момента нагрузки по принципу Понселе (регулирование по возмущению), добавляя, как было показано выше, к управляющему сигналу $\omega_{\text{зад}}$ составляющую скольжения $\Delta\omega_c$ от статического момента.

Такая структурная схема представлена на рис.2а, где через $W_{\text{т}}(p)$ и $W_{\text{м}}(p)$ обозначены передаточные функции регуляторов тока и момента.

Синтез регулятора тока $W\text{т}(p)$ в контуре стабилизации потокосцепления $\Psi_{rx}(p)$ может быть произведен обычными методами, например, с оптимизацией по техническому оптимуму. Надо только предусмотреть, чтобы быстродействие этого контура было выше быстродействия контура компенсации влияния момента нагрузки.

В этом случае последний можно анализировать отдельно, считая Ψ_{rx} - const.

По структурной схеме (рис.2,б) получим передаточные функции по управлению:

$$\Phi_\omega(p) = \frac{\omega(p)}{\omega_{\text{зад}}(p)} = \frac{1}{1 + T_{\text{эм}} \cdot p}$$

и возмущению

$$\Phi_{\text{м}}(p) = \frac{\omega(p)}{M_c(p)} = \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot \left[W_{\text{м}}(p) - 1 \right]}{1 + T_{\text{эм}} \cdot p},$$

где $T_{\text{эм}} = \dfrac{2 \cdot R_r \cdot J}{3 \cdot \Psi_{rx}^2}$ - электромеханическая постоянная времени.

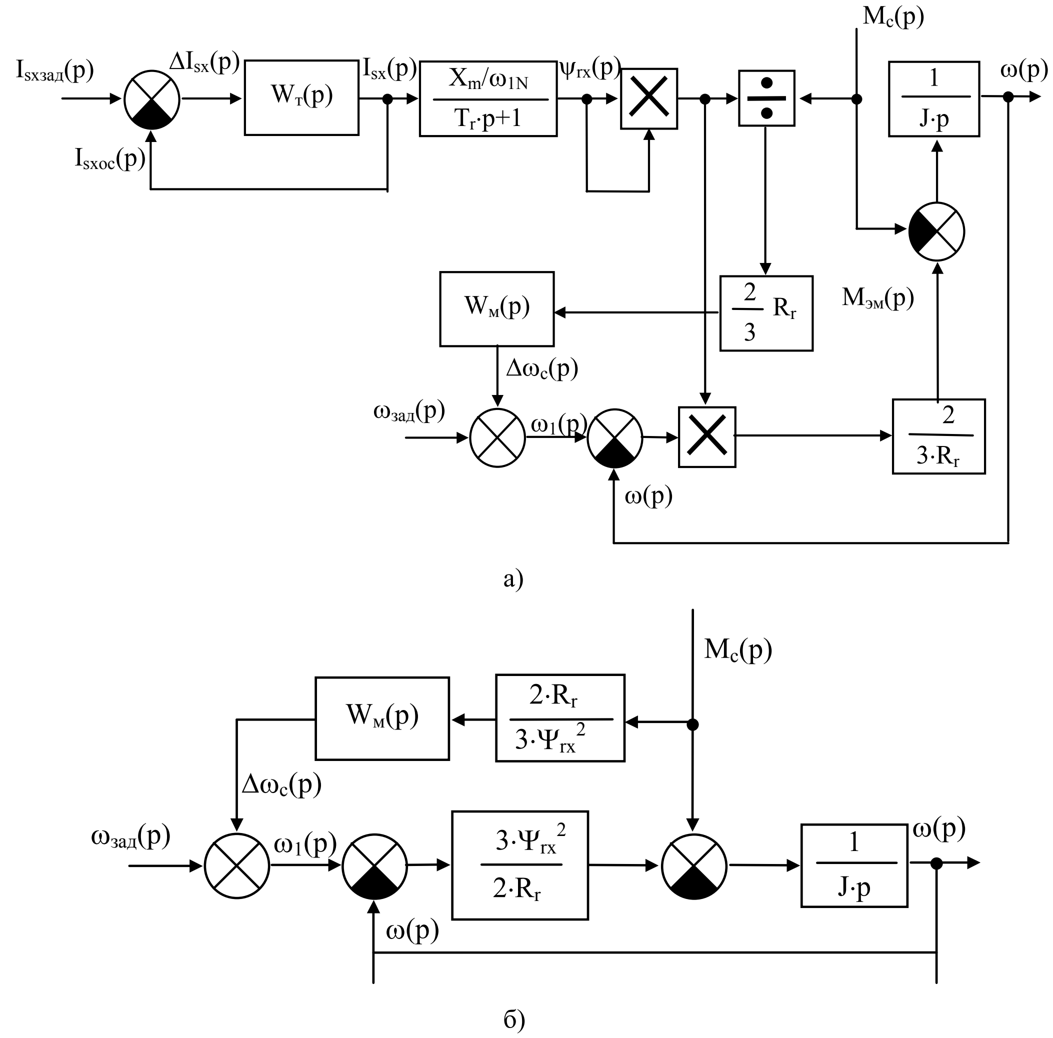


Рис. 2. Структурные схемы двухконтурной (а) и одноконтурной при Ψ_{rx}-const (б) САУ, инвариантных по моменту

Тогда выражение для ошибки получится в виде

$$\delta\omega(p) = \omega_{зад}(p) - \omega(p) = \omega_{зад}(p) - \omega_{зад}(p) \cdot \Phi_\omega(p) - M_с(p) \cdot \Phi_м(p).$$

После подстановки передаточных функций и преобразований получим:

$$\delta\omega(\mathrm{p}) = \frac{\mathrm{T}_{эм} \cdot \mathrm{p}}{1 + \mathrm{T}_{эм} \cdot \mathrm{p}} \cdot \omega_{зад}(\mathrm{p}) + \left[\mathrm{W}_м(p) - 1\right] \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{2x}^2} \cdot \left[W_м(p) - 1\right]}{1 + T_{эм} \cdot p} \cdot M_c(p). \qquad (4)$$

Из (4) видно, что при Wм(p)=1 установившиеся ошибки для скачка сигнала по управлению при колебаниях возмущения (нагрузки) будут нулевыми. Действительно,

$$\delta\omega_{уст} = \lim_{\mathrm{p}\to 0}\left[p \cdot \frac{T_{эм} \cdot p}{1 + T_{эм} \cdot p} \cdot \frac{\omega_{зад}}{p} + \mathrm{p}(1\text{-}1) \cdot \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2}}{1 + T_{эм} \cdot p} \cdot \frac{M_0}{p}\right] +$$

$$+ \lim_{\mathrm{p}\to j\omega_{кол}}\left[\mathrm{p}(1\text{-}1) \cdot \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2}}{1 + T_{эм} \cdot p} \cdot \frac{M_m}{p^2 + \omega_{кол}^2}\right] = 0.$$

Итак, в данной структуре (рис.2б) канал компенсации возмущения должен быть безинерционным с коэффициентом передачи

$$K_{\text{м}} = \frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2}.$$

С целью формирования в канале управления частотой вращения желаемого переходного процесса с заданными показателями быстродействия, перерегулирования, колебательности и запасами устойчивости, введем еще один контур регулирования ω(p) по отклонению.

Такая структурная схема представлена на рис. 3.

По-прежнему будем считать контур стабилизации потока более быстродействующим и поэтому рассмотрим канал управления частотой вращения (рис. 3) отдельно от него.

Передаточные функции канала по управлению и возмущению будут иметь вид:

$$\Phi_{\omega}(p) = \frac{W_c(p)}{W_{\text{с}}(p) + 1 + T_{\text{эм}} \cdot p},$$

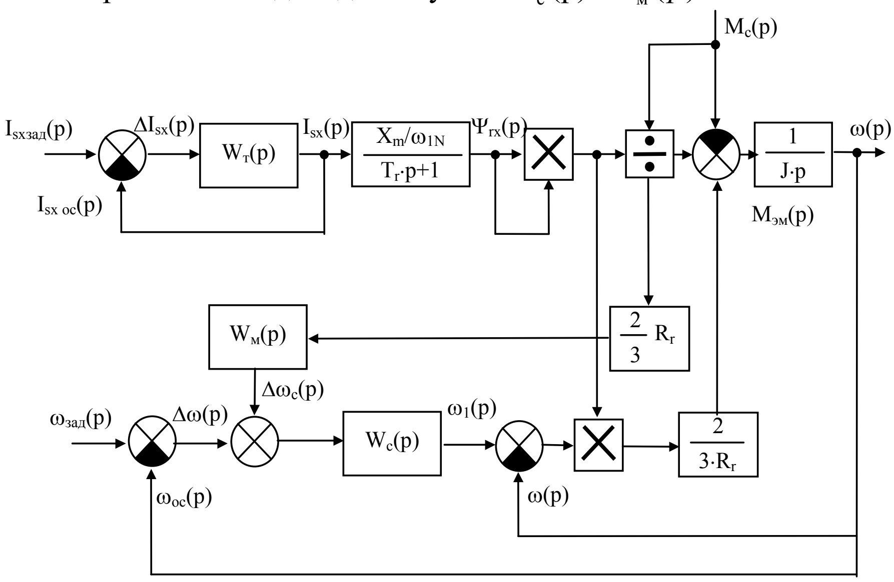
$$\Phi_{\text{м}}(p) = \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2} \cdot \left[W_c(p) \cdot W_{\text{м}}(p) - 1\right]}{W_{\text{с}}(p) + 1 + T_{\text{эм}} \cdot p}.$$

Тогда выражение для ошибки можно будет записать как

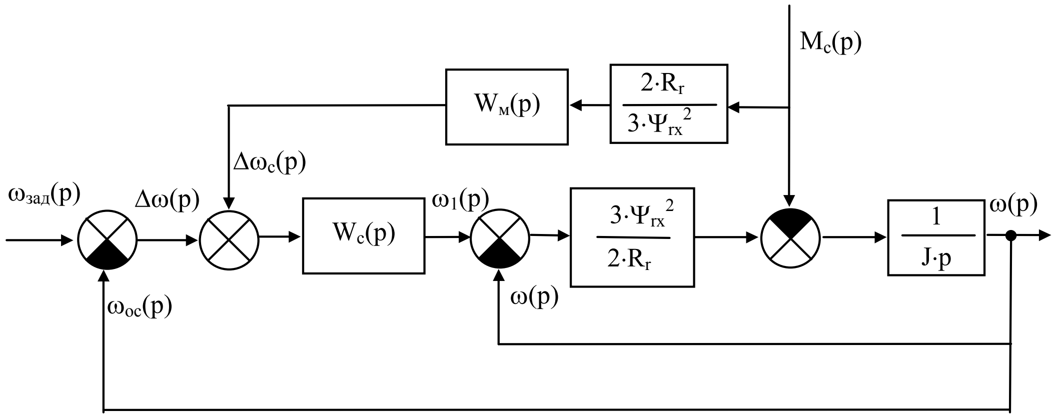
$$\delta\omega(\text{p}) = \frac{1 + T_{\text{эм}} \cdot p}{1 + W_c(p) + T_{\text{эм}} \cdot p} \cdot \omega_{\text{зад}}(\text{p}) + \left[\text{W}_{\text{с}}(\text{p}) \cdot \text{W}_{\text{м}}(p) - 1\right] \times$$

$$\times \frac{\frac{2 \cdot R_r}{3 \cdot \Psi_{rx}^2}}{1 + W_c(p) + T_{\text{эм}} \cdot p} \cdot M_c(p). \tag{5}$$

Подставляя в (5) операторные выражения для скачка сигнала управления $\omega_{\text{зад}}(p) = \frac{\omega_{\text{зад}}}{p}$ и колебательного нагрузочного момента $M_c(p) = \frac{M_0}{p} + \frac{M_m}{p^2 + \omega_{\text{кол}}^2}$, в установившемся режиме найдем для случая $\text{W}_{\text{с}}(\text{p}) \cdot \text{W}_{\text{м}}(p) = 1$.



а)



б)

Рис.3. Структурные схемы трехконтурной и двухконтурной при Ψ_{RX}-const (б) САУ, инвариантных по моменту

$$\delta\omega_{\text{--□}} = \lim_{p\to 0}[p\cdot\delta(\mathrm{p})] = \lim_{p\to 0}\left[p\cdot\frac{1+T_{\text{э“}}\cdot p}{1+T_{\text{э“}}\cdot p+W_c(p)}\cdot\frac{\omega_{\text{Ќ€Љ}}}{p}+\mathrm{p}(1-1)\cdot\frac{\dfrac{2\cdot R_r}{3\cdot\Psi_{rx}^2}}{1+W_c(p)+T_{\text{э“}}\cdot p}\cdot\frac{M_0}{p}\right]+$$

$$+\lim_{p\to j\omega_{\text{ђ”}}}\left[\mathrm{p}(1-1)\cdot\frac{\dfrac{2\cdot R_r}{3\cdot\Psi_{rx}^2}}{1+T_{\text{э“}}\cdot p}\cdot\frac{M_m}{p^2+\omega_{\text{ђ”}}^2}\right]=\lim_{p\to 0}\left[\frac{\omega_{\text{Ќ€Љ}}}{1+W_c(p)}\right].$$

Отсюда видно, что установившаяся ошибка по управлению будет нулевой только при астатическом регуляторе:

$$W_c(p)=\frac{A_m(p)}{p\cdot B_n(p)}\ .$$

Действительно, при этом

$$\delta_{\text{ус т}}=\lim_{p\to 0}\left[\frac{\omega_{\text{з ад}}}{1+\dfrac{A_m(p)}{p\cdot B_n(p)}}\right]=0\,.$$

Итак, для данной структуры САУ регулятор скорости Wc(p) должен быть астатическим, оптимизированным, например, на технический оптимум, а регулятор момента должен быть обратным ему, то есть

$$W_{\text{м}}(p)=\frac{1}{W_c(p)}\,.$$

Резюмируя изложенное по синтезу регуляторов, можно получить следующее:

- регуляторы потока, тока и скорости следует синтезировать астатическими, например, по техническому оптимуму, не нарушая принцип подчиненности;
- регулятор момента надо синтезировать так, чтобы его передаточная функция равнялась обратной величине произведения передаточных функций звеньев, расположенных в контуре регулирования момента;
- быстродействие канала стабилизации потокосцепления ротора должно быть выше, чем быстродействие канала управления частотой вращения.

К сказанному следует добавить, что при необходимости синтеза САУ векторным электроприводом повышенной точности можно управление частотой вращения поля выполнить в виде замкнутого контура управления генератором частоты, а в обратной связи по нагрузочному моменту учесть дополнительную составляющую нагрузки $J \cdot \frac{d\omega_{\text{кол}}}{dt}$ от колебаний скорости, например, за счет фильтрации сигнала по ω.

Из полученной математической модели асинхронного двигателя при векторном управлении по частотно-токовому принципу в синхронно вращающейся системе координат при Ψ_{rx} = const видна полная аналогия с двигателем постоянного тока независимого возбуждения, что позволяет создать инвариантный асинхронный электропривод, как это реализуется в электроприводах постоянного тока.

Разработанные структуры САУ позволяют в АД формировать магнитное поле, частота вращения которого имеет постоянную составляющую, равную частоте вращения ротора с учетом составляющей скольжения от постоянной составляющей момента нагрузки, и колебательную составляющую, синхронную с колебательной составляющей скольжения от колебательной составляющей нагрузочного момента, т.е. полученная система автоматического управления обеспечивает инвариантность к колебательному нагрузочному моменту.