Записки Ленинградского ордена Ленина, ордена Октябрьской Революции
и ордена Трудового Красного Знамени горного института им. Г.В.Плеханова,
т. XX, вып. 1, 1976 г.

БЛОЧНЫЙ ЧАСТОТНО-РЕГУЛИРУЕМЫЙ ПРИВОД ШАХТНОЙ ПОДЪЕМНОЙ УСТАНОВКИ

В.А.ДАРТАУ, А.Е.МАКСИМОВ

Применение частотных электроприводов в подъемных установках средней мощности (рис.I) позволяет существенно улучшить показатели надежности и повысить динамические свойства установки.

Первое преимущество частотного привода следует из более высокой надежности: I) асинхронного двигателя АД с короткозамкнутым ротором по сравнению с любым другим типом электрической машины; 2) блочной системы с тиристорным преобразователем (ТНПЧ), включающей блочную систему управления БСУ и датчики скорости ДС, потокосцепления ДП и напряжения ДН, по сравнению с магнитными станциями управления. Применение блочных конструкций повышает также коэффициенты готовности и технического использования, что особенно важно для шахтных подъемных установок.

Второе преимущество вытекает из возможности замены многополюсных машин постоянного тока и асинхронных двигателей с фазовым ротором асинхронными машинами с короткозамкнутым ротором и числом пар полюсов p, равным 2 или 3. В этом случае для данного габарита (моментные характеристики для

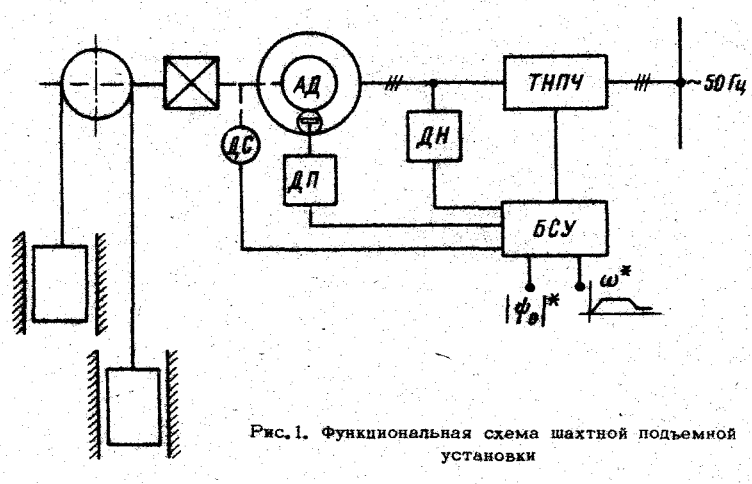


Рис. 1. Функциональная схема шахтной подъемной установки

фиксированного габарита машины приблизительно одинаковые) вес машины и момент инерции ротора минимальны. Максимальная частота питающего двигатель напряжения $f_1 = f_н \frac{p}{p_н}$. Это позволяет применить преобразователь частоты с непосредственной связью с сетью и систему векторного управления.

Система построена в двухканальном варианте, каждый канал содержит по одному контуру обратной связи. Первый канал – управления модулем главного потокосцепления $|\Psi_0|$ и второй – частоты вращения ротора.

Идея векторного управления, как известно, состоит в том, чтобы в качестве управляемых переменных использовать составляющие обобщенных векторов электромагнитных величин во вращающихся системах координат. Последние выбираются так, что один из векторов в полной системе электромагнитных переменных является опорным, совпадающим по направлению с осью абсцисс вращающейся системы координат. Полная система электромагнитных переменных может иметь один из приведенных видов: i_s, i_r; i_s, Ψ_0; i_s, Ψ_r и т.д., где i_s и i_r; Ψ_0 и Ψ_r – обобщенные векторы токов статора и ротора; главного потокосцепления (пропорционален индукции в зазоре $\Psi_0 \equiv \vec{B}$) и потокосцепления ротора.

В рассматриваемом случае за опорный принят вектор главного потокосцепления Ψ_0.

Применение этого принципа оправдывается тем, что относительно переменных во вращающихся осях электромагнитный момент машины переменного тока имеет вид

$$M_{эм} = \frac{3}{2} p k_r |\Psi_r| i_2 = \frac{3}{2} p |\Psi_0| i_2 ,$$

где i_2 – составляющая вектора тока статора на ось ординат во вращающейся системе координат с опорным вектором: в первом случае Ψ_r; во втором Ψ_0.

Отсюда видно: если стабилизировать модуль опорного вектора и управлять второй переменной i_2, то электромагнитный момент машины будет строго пропорционален составляющей вектора тока i_2. Этим объясняется двухканальная структура рассматриваемой системы привода (рис.2). Преобра-

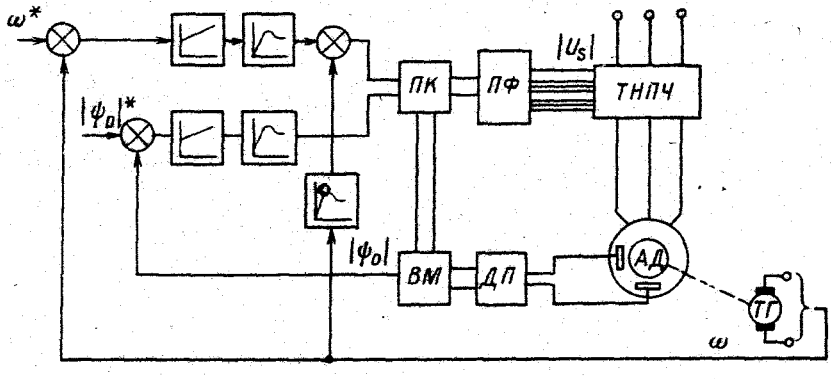


Рис.2. Функциональная схема частотного привода с векторным управлением

зователь фаз ПФ преобразует двухфазную систему напряжений в трехфазную эквивалентную, разделяет полуволны фаз и выделяет модуль системы напряжений для управления фазосдвигающим устройством преобразователя, сигналы на который поступают с преобразователя координат ПК. Система управления включает также схему введения сигнала компенсации э.д.с. вращения и линейную систему управления; обратная связь по модулю главного потокосцепления подается с вычислителя модуля ВМ.

При расчете линейных регуляторов в каналах управления можно не учитывать нелинейные перекрестные связи между каналами.

Дифференциальные уравнения, описывающие переходные процессы в асинхронной машине во вращающихся координатах с опорным вектором ψ_0, имеют вид

$$\frac{d}{dt}|\psi_0| = -\frac{\sigma_s R_r}{L_r}|\psi_0| - \frac{k_s\sigma_r R_s - k_r\sigma_s R_r}{\sigma} i_1 + \frac{k_s\sigma_r}{\sigma} L_{\sigma s} p\omega i_2 + \frac{k_s\sigma_r}{\sigma} U_{s1};$$

$$\frac{d}{dt} i_1 = -\frac{R_s + k_r R_r}{L'_s} i_1 + \frac{R_r}{L_r L'_s}|\psi_0| + \frac{\sigma_s}{\sigma} p\omega i_2 + (\omega_{\psi_0} - p\omega) i_2 + \frac{1}{L'_s} U_{s1};$$

$$\frac{d}{dt} i_2 = -\frac{R_s + k_r R_r}{L'_s} i_2 - \frac{1}{L'_s} p\omega|\psi_0| - \frac{\sigma_s}{\sigma} p\omega i_1 - (\omega_{\psi_0} - p\omega) i_1 + \frac{1}{L'_s} U_{s2};$$

$$(\omega_{\psi_0} - p\omega)|\psi_0| = -\frac{k_s\sigma_r}{\sigma} p\omega|\psi_0| - \frac{k_s\sigma_r R_s - k_r\sigma_s R_r}{\sigma} i_1 - \frac{k_s\sigma_r}{\sigma} L_{\sigma s} p\omega i_1 + \frac{k_s\sigma_r}{\sigma} U_{s2};$$

$$J\frac{d}{dt}\omega = \frac{3}{2} p|\psi_0| i_2 - M_c .$$

На схеме (рис.3), соответствующей этой системе дифференциальных уравнений, перекрестные нелинейные связи показаны в виде входов помех f_1, f_2, f_3. Специфической особенностью структуры асинхронной машины является возможность непосредственно управлять модулем главного потокосцепления. Это обусловлено тем, что управляющее воздействие U_{s1} непосредственно воздействует на выходное апериодическое звено $\frac{b_{u\psi}}{T_\psi p + 1}$. Таким образом, можно приближенно настроить канал, компенсируя большую постоянную времени T_ψ, что осуществляется при помощи ПИ-регулятора в прямой связи канала. Расчеты на АВМ и на макетной установке показывают, что для стабилизации $|\psi_0|$ такой регулятор оказывается достаточным.

Канал управления частотой вращения включает: в прямой связи ПИ-регулятор; в цепи обратной связи по частоте вращения ПД-регулятор.

Регуляторы рассчитываются из условий настройки каналов по техническому оптимуму.

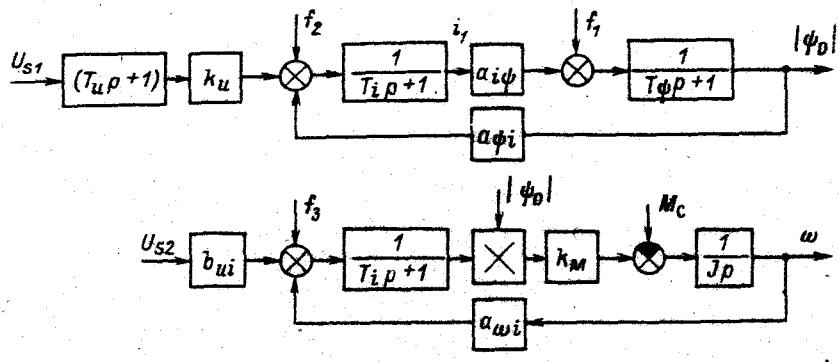


Рис.3. Структурная схема асинхронной машины

Пропорционально-дифференциальный регулятор канала модуля потокосцепления ротора имеет передаточную функцию

$$W_{\text{п-д}\,\psi}(p)=\frac{T_\mu p+1}{T_u p+1}.$$

Базовой постоянной канала управления модулем главного потокосцепления взята $T_{\psi 1}$; ПИ-регулятор имеет передаточную функцию

$$W_{\text{пи}\,\psi}(p)=\frac{(T_{\psi 2}p+1)}{2T_{\psi 1}k_{\text{п}}k_u k_{\text{о.с}\psi}k_{i2\psi}p}.$$

При настройке регуляторов канала частоты вращения предполагается, что модуль потокосцепления стабилизирован.

Передаточная функция суммарной обратной связи по скорости

$$W_\Phi(p)=\frac{T_{\Phi 1}p+1}{T_{\Phi 2}p+1},$$

где

$$T_{\Phi 2}=T_\mu\ ;\quad T_{\Phi 1}=k_\Phi T_i\ ;$$

k_Φ – коэффициент обратной связи,

$$k_\Phi=\frac{1}{8T_\mu k}=\left(\frac{a_{\omega i}}{k_{\text{п}}b_{ui}}+k_{\text{о.с}\omega}k_\omega\right);$$

$$k_\omega=\frac{1}{8T_\mu k k_{\text{о.с}\omega}}-\frac{a_{\omega i}}{k_{\text{п}}b_{ui}k_{\text{о.с}\omega}}.$$

Тогда суммарная передаточная функция канала

$$W_{p\omega}(p)=\frac{k_\Phi^{-1}(T_\mu p+1)}{(T_i p+1)(2T_\mu p+1)(0{,}77T_\mu p+1)(5{,}2T_\mu p+1)}.$$

Применение ШИ-регулятора в прямой связи канала позволяет настраивать канал по условиям технического оптимума с базовой постоянной, близкой

$$T_б = T_i + 2T_\mu .$$

Техническая реализация системы была осуществлена в лабораторных условиях на базе асинхронной машины А5I/4 мощностью $P_н$ = 4,5 кВт и тиристорном преобразователе частоты с непосредственной связью с сетью мощностью $P_н$ = I0 кВт. Датчик составляющих вектора главного потокосцепления был реализован при помощи измерительных обмоток (рис.4), уложенных в расточку статора так, что их магнитные оси располагались по осям α, β (ось α совпадает с магнитной осью фазы А).

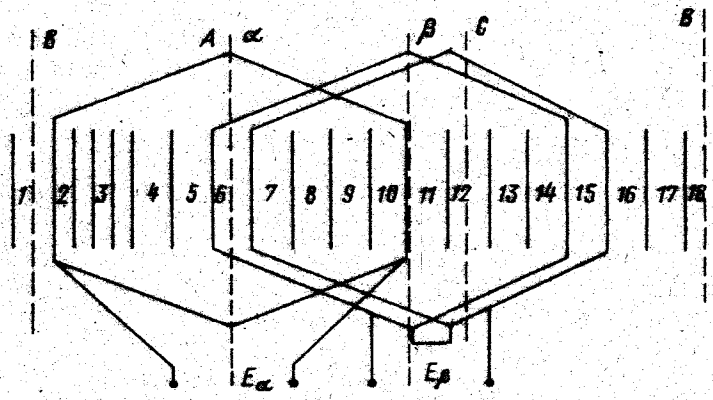


Рис.4. Схема размещения измерительных обмоток

Магнитный поток машины

$$\Phi_0 = B_\delta \frac{2\tau}{\pi} l = 9{,}6 \cdot 10^{-3}\ \text{Вб} .$$

Измерительные обмотки выполнены с полным шагом $y_{изм} = \tau$. Измерительная обмотка α имеет одну секцию из 32 витков, магнитная ось α расположена между пазами 6 и 7. Стороны обмотки уложены в пазы 2 и II. Измерительная обмотка β сдвинута на 90 эл.градусов, имеет две секции по I6 витков. Электродвижущая сила, наводимая в обмотке, E = 49,2 В.

Сигналы с измерительных обмоток подаются на операционные усилители в режиме интегрирования, на выходе которых получается сигнал, пропорциональный потоку в зазоре или составляющей потокосцепления. Так как система исследовалась при одном стабилизированном значении модуля главного потокосцепления, то нормировки по амплитуде составляющих главного потокосцепления не делались и эти сигналы использовались как направляющие косинусы системы координат с опорным вектором главного потокосцепления.

Выходные сигналы линейной системы U_{s1}, U_{s2} – составляющие обобщенного вектора напряжения статора – подаются на входы преобразователя координат, на вторые входы подаются сигналы направляющих косинусов вра-

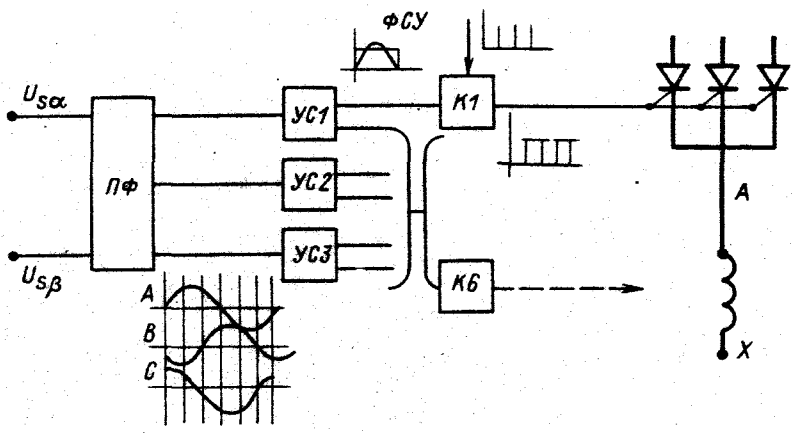


Рис.5. Принципиальная схема согласования системы векторного управления и силовых групп тиристоров

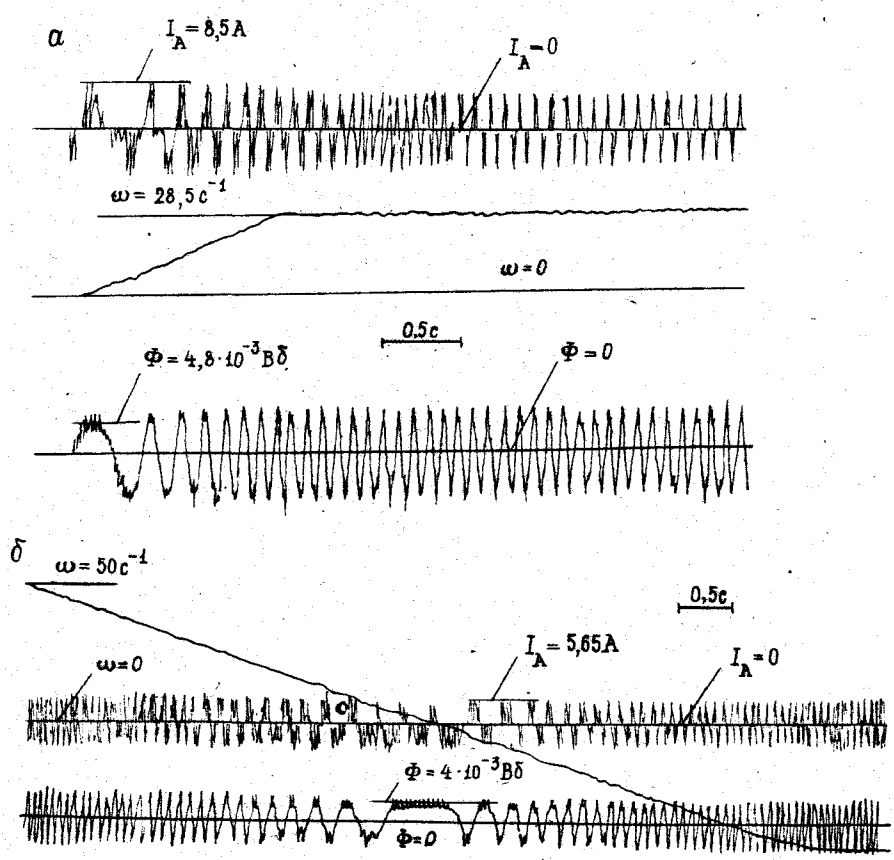


Рис.6. Осциллограммы переходных процессов в системе векторного управления

щающейся системы координат, которые в масштабе представляются сигналами составляющих главного потокосцепления. Сигналы на выходе ПК $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ – составляющие обобщенного вектора напряжения статора в системе координат α, β:

$$U_{s\alpha} = U_{s1}\cos\varphi - U_{s2}\sin\varphi ;$$

$$U_{s\beta} = U_{s1}\sin\varphi + U_{s2}\cos\varphi .$$

Эти сигналы определяют модуль системы напряжений статора и полуволн фазных напряжений, подаваемых с преобразователя частоты на обмотку статора. Эти полупериоды преобразуются устройствами стробов УСІ–УС3 в прямоугольные напряжения, разрешающие передачу импульсов с системы фазового управления ФСУ через ключи КІ–К6 на силовые группы тиристоров (рис.5).

В результате экспериментального исследования установлено: система обеспечивает постоянство модуля главного потокосцепления в режимах линейного разгона (рис.6, а), линейного реверса (рис.6, б) и при регулировании скорости во всем диапазоне.