

p. 6. /
286

TALLINNA POLÜTEHNILISE
INSTITUUDI TOIMETISED

ТРУДЫ ТАЛЛИНСКОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО ИНСТИТУТА

СЕРИЯ А

№ 286

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

III

Ep. 6.7

УДК 621

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА

III



ТАЛЛИН 1970

СОДЕРЖАНИЕ

	Стр.
1. И. В. Давыдов. Напряжение на нагрузке и коэффициент усиления магнитного усилителя, работающего на проитво-э.д.с.	3
2. И. В. Давыдов. Некоторые свойства статики электропривода МУ-Д.	9
3. Р. Р. Ирс, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон. Инвертор с общим коммутирующим узлом.	17
4. Р. Р. Ирс, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон, Т. И. Шадейко. Система управления инвертором на диод-транзисторных логических элементах.	23
5. Р. Р. Ирс, К. Ю. Шильф. Конденсатор-тиристорная система управления трехфазным мостовым инвертором.	29
6. Х. Х. Карро, В. В. Лойгом. Тиристорный стабилизатор тока	33
7. В. В. Лойгом, Ю. Я. Лаугис, Х. А. Тийсмус. Экспериментальное исследование электромагнитного кондукционного датчика скорости для ртути	37
8. Э. А. Сеппинг. Колебание момента и тока асинхронного двигателя в каскадном электроприводе	43
9. П. В. Тоомела. Широтно-импульсная модуляция по синусоидальному закону	55
10. Я. Я. Томсон, П. Р. Винни. Асинхронный электропривод, питаемый от преобразователя напряжения на симметричных тиристорах	61
11. К. Ю. Шильф. Блокинг-генератор и узел с емкостно-динисторным запаздыванием	69



И. В. Давыдов

НАПРЯЖЕНИЕ НА НАГРУЗКЕ И КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ МАГНИТНОГО УСИЛИТЕЛЯ, РАБОТАЮЩЕГО НА ПРОТИВО-Э. Д. С.

Магнитный усилитель с внутренней обратной связью является источником напряжения. В этой именно роли в настоящей статье рассматривается работа магнитного усилителя в электроприводе системы магнитный усилитель-двигатель.

Названный привод представляет замкнутую систему автоматического регулирования с обратной связью по напряжению якоря или скорости вращения. Напряжение якоря является одновременно выходным напряжением магнитного усилителя. Для правильного расчета привода, в том числе и устойчивости, необходимо знать закономерность изменения напряжения на якоре двигателя и коэффициента усиления магнитного усилителя по напряжению. С этой целью и был проведен приведенный ниже анализ работы магнитного усилителя на противо-э.д.с. В [3, 4] для указанной выше цели применяется фиктивная кривая холостого хода магнитного усилителя.

Приведенный анализ выполнен для однофазного магнитного усилителя с внутренней обратной связью. При этом предполагалось, что петля гистерезиса прямоугольная, вентили идеальные, сопротивление управляющей цепи малое.

Среднее значение напряжения на нагрузке

$$U_n = E + I_n R_n,$$

где E — противо-э.д.с. нагрузки;

R_n — сопротивление нагрузки;

I_n — среднее значение тока нагрузки.

Ток нагрузки, состоящий из составляющих насыщения I и намагничивания I_μ , выражается следующим образом [1];

$$I_\mu = I + I_\mu = \frac{U_m}{\pi R} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha - \frac{E}{U_m} (\pi - \alpha_1 - \alpha) \right] + 2I_{cd} \frac{W_y}{W_p} \cdot \frac{\alpha - \alpha_1}{\pi}, \quad (1)$$

где U_m — амплитуда питающего напряжения;
 R — сопротивление рабочей цепи, состоящее из сопротивлений нагрузки и рабочей обмотки;
 $\alpha_1 = \arcsin \frac{E}{U_m}$;
 α — угол насыщения;
 $I_{CD} = \frac{H_{CD} l}{\omega_y}$;
 H_{CD} — коэрцитивная сила динамической петли гистерезиса;
 l — длина средней магнитной линии;
 ω_y — число витков обмотки управления;
 ω_p — число витков рабочей обмотки.

Приведенное уравнение относится к области положительной обратной связи и имеет общий характер. Случай $E=0$ является частным случаем.

Пусть $E=0$. При $\alpha=0$ составляющая намагничивания $I_\mu=0$, составляющая насыщения приобретает наибольшее значение I_{M0} . Когда же $\alpha=\pi$, составляющая намагничивания будет иметь максимальное значение $I_{\mu m0}$, а составляющая насыщения $I=0$. Выражения для I_{M0} и $I_{\mu m0}$ могут быть получены из (1). Отношение токов I_{M0} и $I_{\mu m0}$ выражает коэффициент кратности $K_{кр0}$ при $E=0$.

С учетом вышесказанного в результате несложного преобразования получим для тока нагрузки новое выражение:

$$I_n = \frac{U_m}{\pi R} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha - \frac{E}{U_m} (\pi - \alpha_1 - \alpha) + \frac{2}{\pi K_{кр0}} (\alpha - \alpha_1) \right]. \quad (2)$$

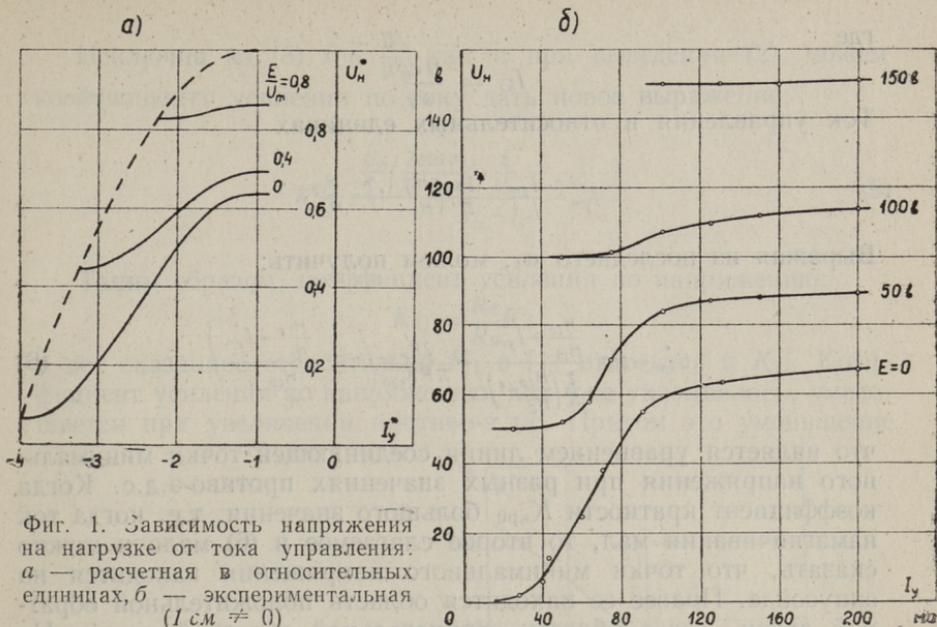
Теперь напряжение на нагрузке

$$U_n = E + \frac{U_m R_n}{\pi R} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha - \frac{E}{U_m} (\pi - \alpha_1 - \alpha) + \frac{2}{\pi K_{кр0}} (\alpha - \alpha_1) \right], \quad (3)$$

и в относительных единицах

$$U_n^* = \frac{U_n}{U_m} = \frac{E}{U_m} + \frac{f_n}{\pi R} \left[\cos \alpha_1 + \cos \alpha - \frac{E}{U_m} (\pi - \alpha_1 - \alpha) + \frac{2}{\pi K_{кр0}} (\alpha - \alpha_1) \right] \quad (4)$$

Полученное уравнение относится к области положительной обратной связи. Произведен расчет $U_n^* = f(I_y^*)$ при $\frac{E}{U_m} = const$ для случая $\frac{R_n}{R} = 1$, $\frac{H_{CD}}{H_C} = 4$ и $K_{кр0} = 10$, притом H_C — коэрцитивная сила статической петли гистерезиса. Результаты расчета приведены на фиг. 1. Там же приводятся экспериментальные зави-



Фиг. 1. Зависимость напряжения на нагрузке от тока управления: *a* — расчетная в относительных единицах, *b* — экспериментальная ($I_{cm} \neq 0$)

симости между теми же величинами при работе магнитного усилителя ТУМ-А4-11 на противо-э.д.с. Последняя создавалась машиной постоянного тока П-12М, скорость вращения и ток возбуждения которой поддерживались постоянными. Как из фиг. 1 видно, характеристика проходит тем круче, чем меньше противо-э.д.с. Отсюда уже можно сделать вывод, что коэффициент усиления магнитного усилителя по напряжению вообще зависит от противо-э.д.с., уменьшаясь с увеличением последнего.

Крайняя левая точка характеристики на фиг. 1*a* соответствует минимальному напряжению на зажимах нагрузки. Левее этой точки, в области отрицательной обратной связи, напряжение выше как и правее от нее. Назовем эту точку точкой минимального напряжения. Минимальное напряжение в относительных единицах [при $\alpha = \pi - \alpha_1$ из (4)].

$$U_{nm}^* = \sin \alpha_1 + \frac{2R_n}{\pi R K_{\text{сд}}} \left(1 - \frac{2\alpha_1}{\pi}\right).$$

Минимальному напряжению соответствует ток управления [1]

$$I_{ym} = -I_c \left[1 + \left(\frac{H_{сд}}{H_c} - 1\right) \left(1 - \frac{2\alpha_1}{\pi}\right)\right], \quad (5)$$

где

$$I_c = \frac{H_c l}{\omega y}$$

Ток управления в относительных единицах

$$I_{ym}^* = \frac{I_{ym}}{I_r} = \frac{2\alpha_1}{\pi} \left(\frac{H_{cd}}{H_c} - 1 \right) - \frac{H_{cd}}{H_r}$$

Выражая из последнего α_1 , можем получить:

$$U_{nm}^* = \sin \frac{H_{cd} + I_{ym}^*}{\frac{2}{\pi} \left(\frac{H_{cd}}{H_c} - 1 \right)} + \frac{2R_n}{\pi R K_{кр0}} \left(1 - \frac{H_{cd} + I_{ym}^*}{\frac{H_{cd}}{H_c} - 1} \right) \quad (6)$$

что является уравнением линии соединяющей точки минимального напряжения при разных значениях противо-э.д.с. Когда коэффициент кратности $K_{кр0}$ большого значения, т.е. когда ток намагничивания мал, то второе слагаемое в (6) мало и можно сказать, что точки минимального напряжения находятся на синусоиде. Правее ее находится область положительной обратной связи, левее область отрицательной обратной связи. На фиг. 1а функция $U_{nm}^* = f(I_{ym}^*)$ показана пунктиром.

Далее приступим к рассмотру коэффициента усиления магнитного усилителя по напряжению.

Средний коэффициент усиления по напряжению

$$K_u = \frac{U_{nm} - U_{nm}}{R_y (I_{ym} - I_{ym})}$$

где U_{nm} — максимальное напряжение на нагрузке;

R_y — сопротивление обмотки управления;

I_{ym} — напряжению U_{nm} соответствующий ток управления.

Напряжения U_{nm} и I_{ym} могут быть получены из (3). Для первого следует подставить $\alpha = \alpha_1$, второго $\alpha = \pi - \alpha_1$. Согласно [1] ток $I_{ym} = -I_c$. С учетом всего сказанного можно после преобразования получить:

$$K_u = \frac{R_n}{R_y} \frac{U_m \left(\frac{2 \cos \alpha_1}{\pi} - \frac{E}{U_m} - \frac{2}{\pi K_{кр0}} \right)}{I_{cd} - I_c} \quad (7)$$

Коэффициент усиления по току [1]:

$$K_i = \frac{U_m \left(\frac{2 \cos \alpha_1}{\pi} - \frac{E}{U_m} \right) - 2 I_{cd} \frac{W_y}{W_D}}{I_{cd} - I_c} \quad (8)$$

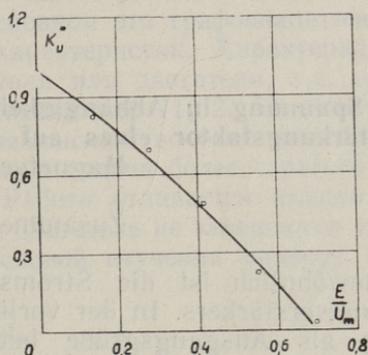
Исключив из (8) I_{CD} $\frac{W_y}{W_p}$ как и при выведении (2), можем коэффициенту усиления по току дать новое выражение:

$$K_I = \frac{\frac{U_m}{R} \left(\frac{2 \cos \alpha_1}{\pi - 2\alpha_1} \frac{E}{U_m} - \frac{1}{\pi K_{\text{пр}}} \right)}{I_{CD} - I_C} \quad (9)$$

Таким образом, коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{R_H}{R_Y} K_I$$

и все сказанное относительно K_I в [1] относится к K_U . Коэффициент усиления по напряжению, как уже указывалось, уменьшается при увеличении противо-э.д.с. При этом это уменьшение



Фиг. 2. Коэффициент усиления по напряжению

примерно линейное. На фиг. 2 приведена зависимость относительного коэффициента усиления по напряжению K_U^* от отношения $\frac{E}{U_m}$. Зависимость $K_U^* = f\left(\frac{E}{U_m}\right)$ получена на основании экспериментальных характеристик, часть из которых приведена на фиг. 1б. При $E=0$ $K_U^*=1$.

Выводы

1. Кривая $U_H = f(I_Y)$ имеет такой же вид как характеристика управления $I_H = f(I_Y)$. Но если последняя при увеличении противо-э.д.с. смещается вниз, то кривая $U_H = f(I_Y)$ смещается вверх.

2. Коэффициент усиления по напряжению зависит от противо-э.д.с., уменьшаясь при увеличении последнего.

3. Кривая, определяющая минимальное напряжение на нагрузке, может быть аппроксимирована синусоидой.

ЛИТЕРАТУРА

1. И. В. Давыдов. Характеристика управления магнитного усилителя, работающего на противо-э.д.с. Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 264, 1968, 11—22.
2. А. А. Немура, М. А. Паулаускас, А. И. Яницкис. Уточнение характеристики магнитного усилителя с самонасыщением. Сб. «Автоматический контроль и методы электрических измерений», том 1. Сиб. отд. АН СССР, Новосибирск 1964, 128—133.
3. М. А. Боровиков. Расчет характеристик двигателя в автоматизированных системах МУС-Д методом линеаризации магнитного усилителя. Известия Томского политехнического института, том 153, 1965, 116—123.
4. М. А. Боровиков. Динамические процессы в электроприводе по системе однофазный магнитный усилитель — двигатель. «Электро-механика», № 2, 1965, 201—208.

I. Davõdov

Die Spannung in Abhängigkeit von der Belastung und der Verstärkungsfaktor eines auf eine Gegen-EMK arbeitenden Magnetverstärkers

Zusammenfassung

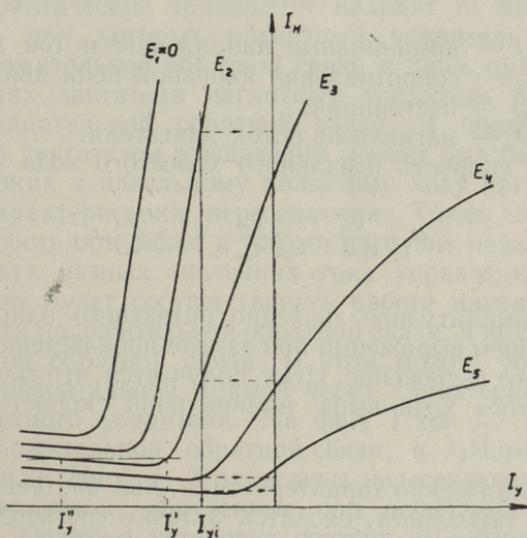
Gewöhnlich ist die Stromstärke die Ausgangsgröße des Magnetverstärkers. In der vorliegenden Arbeit wird die Spannung als Ausgangsgröße betrachtet. Letztere hängt vom Steuerstrom und von der Gegen-EMK ab. Die Spannungsverstärkung ist keine konstante Größe. Die Vergrößerung der Gegen-EMK ruft eine Verkleinerung der Spannungsverstärkung hervor.

И. В. Давыдов

НЕКОТОРЫЕ СВОЙСТВА СТАТИКИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА МУ-Д

Расчету статических характеристик электропривода по системе МУ-Д посвящено довольно много работ, в особенности в отечественной литературе. В основном это графоаналитические методы расчета механических характеристик. Характерна при этом замена магнитного усилителя или двигателя, т.е. основных элементов привода, сопротивлениями [1, 2, 5]. Ясно, что такая замена не является эквивалентной во всех отношениях.

В настоящей работе поставлена задача более строгого изучения электропривода МУ-Д. Работа отличается именно тем, что ни магнитный усилитель, ни двигатель не заменяются «эквивалентным» сопротивлением. Основой изучения привода явля-



Фиг. 1. Семейство характеристик управления магнитного усилителя. Э. д. с. $E_1 < E_2 < E_3 < E_4 < E_5$

ются характеристики работающего на противо-э.д.с. магнитного усилителя с внутренней обратной связью. Двигатель с независимым возбуждением.

Для работающего на противо-э.д.с. магнитного усилителя можно получить семейство характеристик управления (фиг. 1). Каждая отдельная характеристика представляет зависимость тока нагрузки I_n от тока управления I_y при определенном значении противо-э.д.с. $E = \text{const}$, т.е. при определенном значении скорости вращения двигателя. Если пересечь семейство характеристик управления прямой параллельной оси ординат, то по точкам пересечения с кривыми можно построить механическую характеристику разомкнутой системы, соответствующую току управления I_{y1} , при котором проведена прямая. Ток нагрузки I_n равен току якоря I_y (без учета в замкнутой системе тока обмотки отрицательной обратной связи) и по нему следует определить вращающий момент. Таким образом, можно получить семейство механических характеристик электропривода МУ-Д, приняв во внимание, что угловая скорость вращения $\omega = \frac{E}{c_e \Phi}$ (фиг. 2).

Номинальная угловая скорость вращения двигателя

$$\omega_n = \frac{U_{ян} - I_{ян} R_y}{c_e \Phi},$$

где $U_{ян}$, $I_{ян}$ — номинальные напряжение и ток двигателя;
 R_y — сопротивление якорной цепи двигателя;
 c_e — постоянная;
 Φ — магнитный поток двигателя.

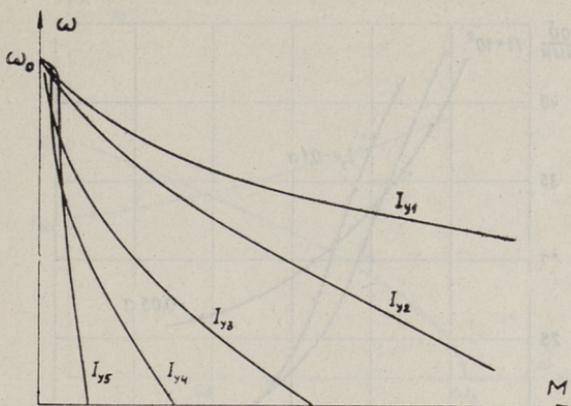
Угловая скорость идеального холостого хода

$$\omega_0 = \frac{U_m}{c_e \Phi} = \frac{U_m}{U_{ян} - I_{ян} R_y} \omega_n > \frac{U_m}{U_{ян}} \omega_n,$$

где U_m — амплитудное значение питающего напряжения.

В последнем выражении при замене произведения $c_e \Phi$ использовано первое выражение. Итак, получается, что скорость идеального холостого хода выше номинальной скорости по крайней мере в $\frac{U_m}{U_{ян}}$ раз.

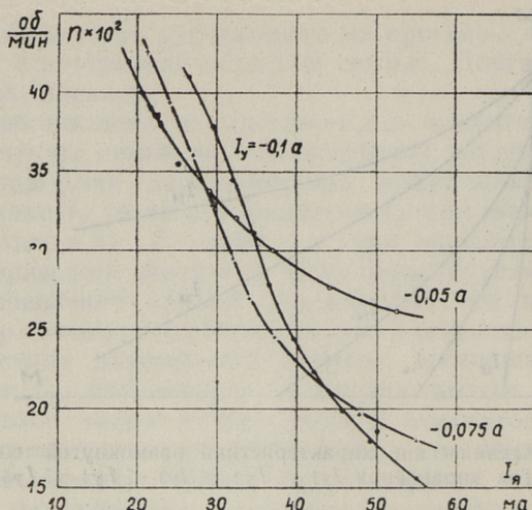
Все механические характеристики, как бы близко они к оси ординат не подходили, сходятся в точке соответствующей скорости ω_0 (точка идеального холостого хода). Притом, чем меньше ток управления, тем выше подходит к ней соответствующая механическая характеристика. Значение скорости ω_0 не зависит



Фиг. 2. Механические характеристики размокнутой системы.
Ток управления $I_{y1} < I_{y2} < I_{y3} < I_{y4} < I_{y5}$

от тока управления. Другим концом механическая характеристика определяет на оси абсцисс пусковой момент двигателя. Наименьший пусковой момент будет при токе управления соответствующим точке минимальной нагрузки при $E=0$. В этом случае магнитный усилитель при всех скоростях двигателя работает в области отрицательной обратной связи. Дальнейшему уменьшению тока управления сопутствует увеличение пускового момента. Практическое применение находят те значения токов управления, при которых магнитный усилитель работает в области положительной обратной связи и лишь при очень высоких скоростях двигателя магнитный усилитель работал бы в области отрицательной обратной связи. В последнем случае развиваемый двигателем вращающий момент был бы весьма мал.

При близких к идеальному холостому ходу нагрузках механические характеристики пересекаются. Таким образом, одна и та же скорость при одной и той же нагрузке может быть получена при двух разных значениях тока управления. При этом одно значение будет соответствовать работе магнитного усилителя в области положительной обратной связи, а другое в области отрицательной обратной связи. В этом можно убедиться проведением горизонтальной прямой через характеристики управления магнитного усилителя. На фиг. 1 ток $I_{y'}$ соответствует области положительной обратной связи, а $I_{y''}$ отрицательной обратной связи. На фиг. 3 приведены пересекающиеся скоростные характеристики, полученные при испытании электропривода МУ-Д. Опытная установка состоит из магнитного усилителя УМ.ЗП.20.20.21, двигателя П-12М мощностью 0,9 квт и нагрузочного генератора. Поскольку пересечение характеристик



Фиг. 3. Экспериментальные скоростные характеристики при очень малой нагрузке

наблюдается при токе якоря по значению меньшим чем ток холостого хода двигателя, то якорь приводился во вращение еще и нагрузочным генератором. Генератор работал в этом случае в режиме двигателя и питался от постороннего источника.

В некоторых случаях желательно иметь электропривод с механическими характеристиками в диапазоне нагрузки от холостого хода до номинальной. Рассмотрим, как отвечает этому требованию электропривод системы МУ-Д.

По [3] минимальный ток нагрузки магнитного усилителя, работающего на противо-э.д.с.,

$$I_m = I_{\mu m} = 2I_{cd} \frac{\omega_y}{\omega_p} \left(1 - \frac{2\alpha_1}{\pi}\right),$$

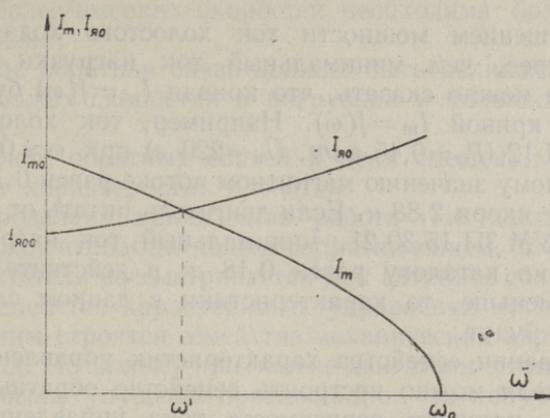
где ω_y — число витков обмотки управления;

ω_p — число витков рабочей обмотки;

I_{cd} — значение тока управления, соответствующее динамической коэрцитивной силе;

$$\alpha_1 = \arcsin \frac{E}{U_m}.$$

На основании приведенного уравнения можно построить зависимость $I_m = f(E)$, а также $I_m = f(\omega)$. Последняя изображена на фиг. 4. Там же приведена зависимость тока холостого хода двигателя $I_{я0}$ от угловой скорости вращения ω . Кривая $I_{я0} = f(\omega)$ может проходить выше кривой $I_m = f(\omega)$ или они пересекаются.



Фиг. 4. Зависимость минимального тока нагрузки магнитного усилителя и тока холостого хода двигателя от скорости вращения

В первом случае механическая характеристика в принципе может начинаться от холостого хода при любой скорости, во втором случае только в диапазоне скоростей $\omega' \leq \omega < \omega_0$. При скоростях $\omega < \omega'$ требуется некоторая начальная нагрузка, т.е. малая скорость при малой нагрузке не может быть получена. Сказанное не зависит от того, какие обратные связи применяются.

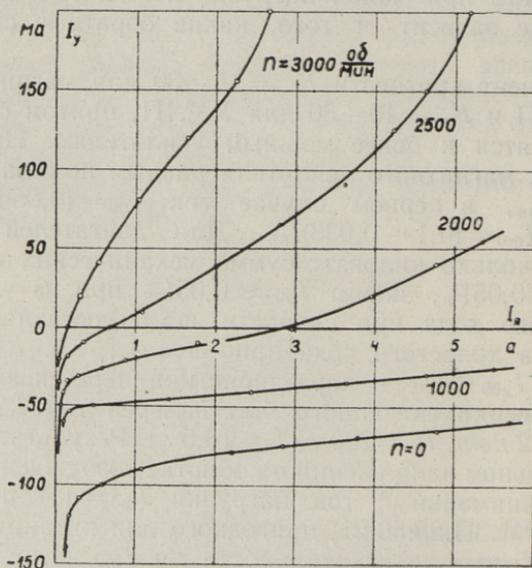
Коэффициент кратности $K_{кр} = 15-30$ для магнитных усилителей УМ.ЗП и $K_{кр} = 10-30$ для УМ.1П, притом большие значения относятся к более мощным усилителям. Приняв номинальный ток магнитного усилителя равным номинальному току двигателя $I_{ян}$, в первом случае ток $I_{m0} = (0,066-0,033) I_{ян}$, во втором $I_{m0} = (0,1-0,033) I_{ян}$. Для двигателей мощностью порядка несколько киловатт сумма механических и магнитных потерь $p_0 \approx 0,05 P_n$, значит $I_{я0} \approx 0,05 I_{ян}$ при $\omega = \omega_n$. Но ток $I_{я00}$ холостого хода при скорости $\omega \approx 0$ составляет примерно 50% от тока холостого хода при $\omega \approx \omega_n$, т.е. $I_{я00} \approx 0,025 I_{ян}$. Стало быть $I_{я00} < I_{m0}$ и характеристики пересекаются.

Для проверки сказанного был измерен ток $I_{я00}$ двигателя П-41 ($P_n = 3,2 \text{ квт}$, $U_n = 220 \text{ в}$, $I_n = 18,5 \text{ а}$). Результат: $I_{я00} = 0,44 \text{ а}$ при номинальном напряжении на обмотке возбуждения. Согласно каталогу минимальный ток нагрузки $I_{m0} = 1,4 \text{ а}$ магнитного усилителя УМ.ЗП.25.50.21, пригодного для питания указанного двигателя. Хотя в действительности ток I_{m0} несколько меньше указанного, но не в три с лишним раза, то ясно, что характеристики пересекаются.

С уменьшением мощности ток холостого хода двигателя растет быстрее, чем минимальный ток нагрузки магнитного усилителя и можно сказать, что кривая $I_{я0} = f(\omega)$ будет проходить выше кривой $I_m = f(\omega)$. Например, ток холостого хода двигателя П-12 ($P_n = 0,45 \text{ кВт}$, $U_n = 220 \text{ в}$) при $\omega \approx 0$ и близком к номинальному значению магнитном потоке равен $0,17 \text{ а}$. Номинальный ток якоря $2,88 \text{ а}$. Если двигатель питать от магнитного усилителя УМ.ЗП.15.30.21, минимальный ток нагрузки которого согласно каталогу равен $0,18 \text{ а}$, в действительности же несколько меньше, то характеристики в данном случае пересекаться не будут.

На основании семейства характеристик управления магнитного усилителя можно построить семейство обратных характеристик, т.е. получить зависимость тока управления от тока якоря двигателя при постоянной скорости вращения. Семейство таких характеристик является базой для расчета обратных связей при всех скоростях и нагрузках, а также определения параметров цепи смещения. На фиг. 5 приведенные характеристики получены на основании экспериментальных характеристик управления. По семейству характеристик $I_y = f(I_a)$ можно сделать некоторые выводы касательно обратной связи по току:

1. Обратная связь необходима не только для компенсации падения напряжения в цепи якоря.



Фиг. 5. Зависимость тока управления магнитного усилителя от тока якоря двигателя (по данным эксперимента)

2. Для более высоких скоростей необходима более жесткая обратная связь.

3. Вообще обратная связь должна быть нелинейной, в частности при малых скоростях и нагрузках и больших скоростях и нагрузках.

При расчете обратных связей и цепи смещения необходимо учесть сдвиг характеристик $I_y = f(I_x)$.

В [2] проделана аналогичная работа. Но двигатель заменяется эквивалентным активным сопротивлением, а работа магнитного усилителя рассматривается как активное сопротивление. Получено семейство характеристик управления магнитного усилителя, по ним строятся семейства механических характеристик, $I_y = f(I_x)$ и т.д. Поскольку при замене двигателя активным сопротивлением была упущена противо-э.д.с., то полученные в [2] характеристики отличаются от полученных в настоящей работе. Основное отличие заключается в отсутствии сдвига характеристик управления вправо и кривых $I_y = f(I_x)$ вниз, а также в различной жесткости естественных механических характеристик привода.

Выводы

1. Характеристики управления работающего на противо-э.д.с. магнитного усилителя могут быть основой для построения механических характеристик разомкнутой системы электропривода МУ-Д.

2. На основании обратных характеристик, т.е. в зависимости тока управления от тока нагрузки при $E = \text{const}$, можно рассчитать обратные связи.

3. Одна и та же скорость вращения при одной и той же нагрузке может быть получена при двух разных значениях тока управления (при близких к идеальному холостому ходу нагрузках).

4. Привод мощностью в несколько киловатт и выше может работать с весьма малой нагрузкой и малой скоростью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. А. Аленчиков. Методика расчета характеристик электропривода постоянного тока с дроссельным управлением. Сб. «Электропривод и автоматизация промышленных установок». Труды III всесоюзного объединенного совещания по автоматизации производственных процессов в машиностроении и автоматизированному электроприводу в промышленности. ГЭИ, М.-Л. 1960, 141—145.

2. М. А. Боровиков. Графический метод расчета характеристик двигателей постоянного тока в системе магнитный усилитель — двигатель. Известия Томского политехнического института, том 117, 1963, 78—90.
3. И. В. Давыдов. Характеристика управления магнитного усилителя, работающего на противо-э.д.с. Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 264, 1968, 11—22.
4. А. А. Немура, М. А. Паулаускас, А. И. Яницкис. Уточнение характеристики магнитного усилителя с самонасыщением. Сб. «Автоматический контроль и методы электрических измерений», том 1. Сиб. отд. АН СССР, Новосибирск 1964, 128—133.
5. А. Я. Петровский, Я. Б. Розман. Регулируемый электропривод с магнитными усилителями. «Энергия», М.-Л. 1964.

I. Davõdov

Einige Eigenschaften des Transduktorantriebs

Zusammenfassung

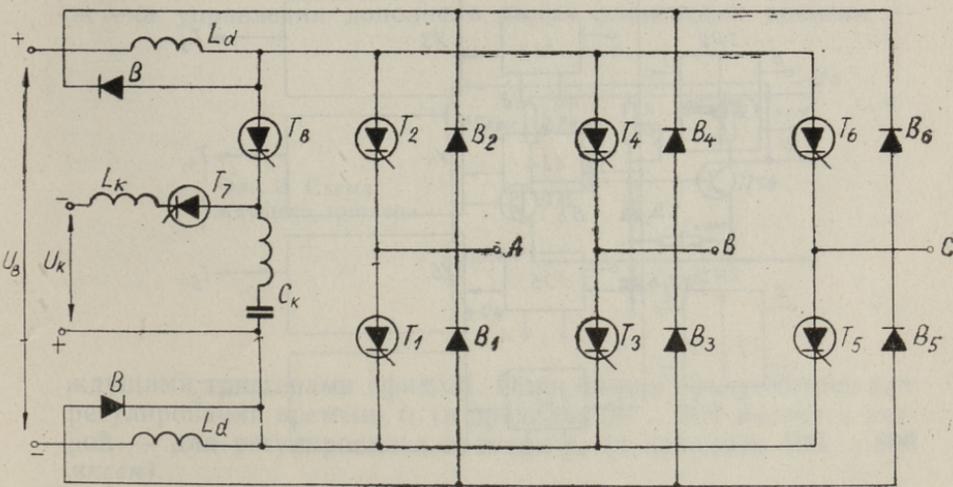
Die Steuerkennlinien des Magnetverstärkers bei verschiedenen Werten der Gegen-EMK als Parameter können als Grundlage für die Konstruktion der Drehmoment-Kennlinien des Transduktorantriebs dienen. Alle Drehmoment-Kennlinien laufen in einem auf der Ordinate gelegenen Punkt zusammen. Bei Belastungen nahe dem idealen Leerlauf schneiden sich die Drehmoment-Kennlinien. Ein und dieselbe Drehzahl kann man bei unveränderter Belastung durch zwei verschiedene Steuerstromwerte erhalten. Nur der Kleinmotor kann bei beliebiger Drehzahl vom Leerlauf ausgehend belastet werden.

Р. Р. Ирс, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон

ИНВЕРТОР С ОБЩИМ КОММУТИРУЮЩИМ УЗЛОМ

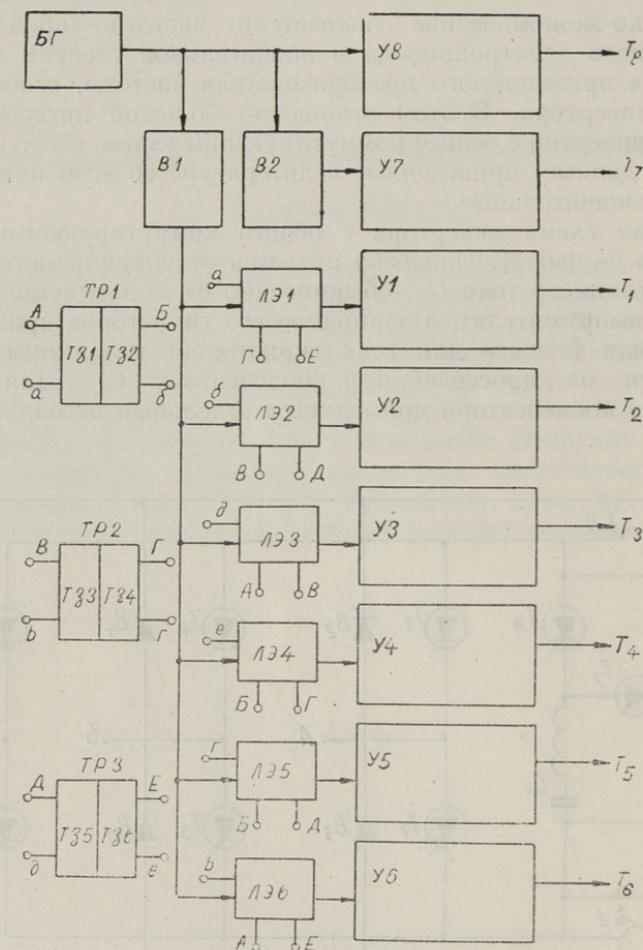
Технико-экономические показатели частотно-управляемого асинхронного электропривода в значительной степени зависят от свойств применяемого преобразователя частоты, особенно от свойств инвертора. В этом отношении большой интерес представляет инвертор с общим коммутирующим узлом. Следует отметить, что данные, приведенные в литературе об этом инверторе, весьма незначительные.

Силовая схема инвертора с общим коммутирующим узлом приведена на фиг. 1. Инвертор питается от управляемого источника постоянного тока U_B (обыкновенно от управляемого тиристорного выпрямителя), а запираение его тиристоров происходит при помощи (общего для всех тиристоров) узла коммутации, состоящего из дросселей d и конденсатора C_K . Для перезарядки конденсатора применяется отдельный источник питания U_K .



Фиг. 1. Схема инвертора с общим коммутирующим узлом

Процесс коммутации начинается с момента отпирания тиристора Т8. В результате этого обратное напряжение конденсатора C_k прикладывается к зажимам инвертора и в связи с этим запираются все тиристоры инвертора, проводящие ток в данный момент. Как известно, для этого требуется примерно $10 \dots 100$ мксек. Импульсы для отпирания следующей пары тиристоров должны поступать спустя указанный промежуток времени t_1 (время запаздывания при отпирании следующей пары). Однако тиристор Т8 еще не запирается (так как возможен ток по цепи,



Фиг. 2. Блок-схема системы управления тиристорного инвертора с общим коммутирующим узлом

состоящей из конденсатора C_k , индуктивности L_k и тиристора Т8). Исследования показали, что длительность процесса запираания этого тиристора в несколько раз больше длительности процесса запираания тиристорov инвертора. После запираания тиристора Т8 можно отпирать тиристор Т7 для зарядки конденсатора C_k , т.е. с некоторым временем запаздывания t_2 по сравнению с моментом подачи отпирающего импульса на электрод управления тиристора Т8.

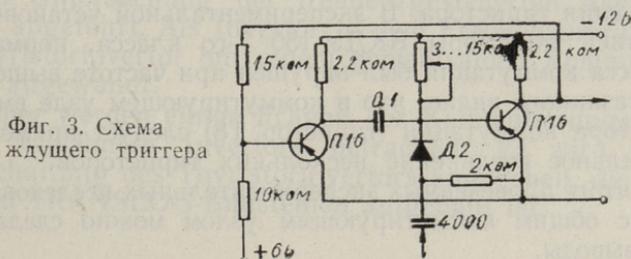
Из сказанного следует, что для осуществления времени запаздывания при отпирании следующей пары тиристорov имеются две возможности:

1) принимать $t_1 = t_2$, т.е. отпирать следующую пару тиристорov и тиристор Т7 одновременно;

2) принимать $t_1 \neq t_2$, т.е. отпирать следующую пару тиристорov сразу же после запираания предыдущей пары работающих тиристорov, а тиристор Т7 — после запираания тиристора Т8.

С учетом требований второго варианта разработана система управления инвертором с общим коммутирующим узлом (фиг. 2). В основу этой схемы принята система управления на диод-транзисторных логических элементах, которой воспользовались для управления инвертором с ограниченными коммутирующими конденсаторами [1].

Как следует из предыдущего, импульсы от задающего генератора должны поступать в распределительное устройство и также на электрод управления тиристора Т7 с запаздыванием по сравнению с моментом отпирания тиристора Т8. Для достижения требуемых промежутков запаздывания вышеуказанная система управления дополнена двумя элементами времени —



Фиг. 3. Схема ждущего триггера

ждущими триггерами (фиг. 3). Один из них предусмотрен для регулирования времени t_1 (в пределах 50... 200 мксек) и второй — для регулирования времени t_2 (в пределах 100... 800 мксек).

Экспериментальное исследование инвертора с общим коммутирующим узлом проводилось в лаборатории кафедры электро-

привода ТПИ. Испытанию подвергались короткозамкнутые двигатели мощностью 4,5 *квт* и мощностью 30 *квт*.

Основное количество опытов проводилось по схеме соединения инвертора, когда угол проводимости тиристоров $\lambda = 120^\circ$ (электрических). Однако также исследовалась работа инвертора в случае $\lambda = 180^\circ$.

Анализ данных экспериментального исследования показывает, что рабочие характеристики асинхронного двигателя значительно зависят от процесса коммутации. С увеличением времени коммутации характеристики асинхронного двигателя резко ухудшаются. Отсюда следует, что в инверторах с общим коммутирующим узлом применение тиристоров с малым временем выключения имеет существенное значение.

Следует отметить, что длительность запираания тиристора Т8 определяется собственной частотой коммутирующего узла. Несложный расчет показывает, что нормальные условия процесса коммутации удовлетворены при значениях $L_k = 100$ *мкГн* и $C_k = 4$ *мкф*.

Исследования показывают, что коммутирующий узел в процессе коммутации работает в более тяжелых условиях по сравнению с тиристорами инвертора. Нетрудно видеть, что в процессе коммутации между анодом и катодом тиристора Т8 прикладывается суммарное напряжение источника питания инвертора и источника питания коммутирующего узла. Как известно, с увеличением частоты выходного напряжения инвертора, необходимо соответственно увеличивать напряжение постоянного тока (напряжение источника питания инвертора). Таким образом, при определенной частоте напряжение, прикладываемое на тиристор Т8 в процессе коммутации, может превышать напряжение включения тиристора. В экспериментальной установке, где применялись тиристоры ВКДУ-150 7-го класса, нормальный ход процесса коммутации был нарушен при частоте выше 25—30 *Гц*. Из сказанного видно, что в коммутирующем узле вместо одного тиристора коммутации (тиристор Т8) следует применить последовательное соединение нескольких тиристоров.

В итоге проведенных экспериментальных исследований инвертора с общим коммутирующим узлом можно сделать следующие выводы.

Выводы

1. Инвертор с общим коммутирующим узлом имеет большие перспективы применения в случае больших мощностей асинхронных двигателей, где использование некоторых других инверторов затруднено (например, инверторы с ограниченными комму-

тирующими конденсаторами ввиду большой суммарной емкости коммутирующих конденсаторов).

2. Параметры коммутирующего узла (конденсатор C_k и индуктивность L_k) мало зависят от мощности частотноуправляемого асинхронного электропривода.

3. При применении инвертора с общим коммутирующим узлом легко реализовать угол проводимости тиристора $\lambda=180^\circ$.

4. Рабочие характеристики асинхронного двигателя ухудшаются с увеличением длительности процесса коммутации инвертора с общим коммутирующим узлом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Р. Р. Ир с, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон, Т. Й. Шадейко. Система управления инвертором на диод-транзисторных логических элементах. См. наст. сборник, стр. 23.
2. Многофазные тиристорные инверторы. «Экспресс-информация». Серия «Автоматизированный электропривод, электротехнология и электроснабжение промышленных предприятий». № 3, 1967 г.

R. Irs, O. Pikkov, K. Schilf, J. Tomson

Thyristorinverted mit dem gemeinsamen Kommutierungsknoten

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag werden einige Unterlagen der experimentellen Untersuchung der frequenzgesteuerten Asynchronmaschine angeführt. Als Invertor in dem Frequenzumrichter wird ein Thyristorinverted mit einem gemeinsamen Kommutierungsknoten angewandt.

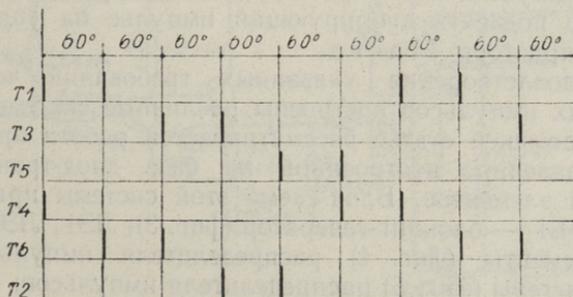
Etwas näher werden einige Fragen des Kommutierungsvorganges des erwähnten Invertors betrachtet. Es wird eine Steuerungsschaltung des Thyristorinvertors angegeben, die auf der Basis von TRANSLOG-Bausteinen aufgebaut ist.

*Р. Р. Ирс, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон,
 Т. И. Шадейко*

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ИНВЕРТОРОМ НА ДИОД-ТРАНЗИСТОРНЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТАХ

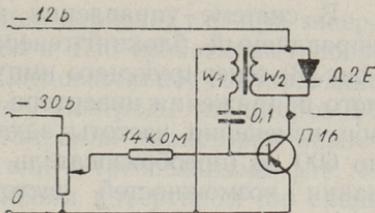
В преобразователях частоты широко распространены инверторы с ограниченными коммутирующими конденсаторами (схема предложена В. Ф. Шукаловым, и она хорошо известна специалистам частотного управления асинхронными двигателями; она приведена во многих источниках). Для управления отпиранием тиристоров инвертора применяются различные системы управления.

Как известно, импульсы, генерируемые задающим генератором системы управления, следует подавать на электроды управления тиристоров в строго определенной последовательности, например, по очередности, показанной на фиг. 1. В данном случае одновременно открыты тиристоры в двух плечах инвертора, например: тиристоры Т1-Т4; Т1-Т6; Т3-Т6 и т.д. Следовательно, отпирающие импульсы должны поступать одновременно на электроды управления двух тиристоров. Как известно (и как следует из рассмотрения фиг. 1), при запираии тиристора Т4 вместе с ним запирается и тиристор Т1. В течение следующего 60° -го (электрических) периода ток проводит пара тиристоров Т1-Т6. Следовательно, одновременно с подачей отпи-

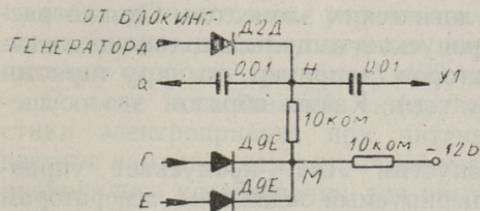


Фиг. 1. Диаграмма управляющих импульсов

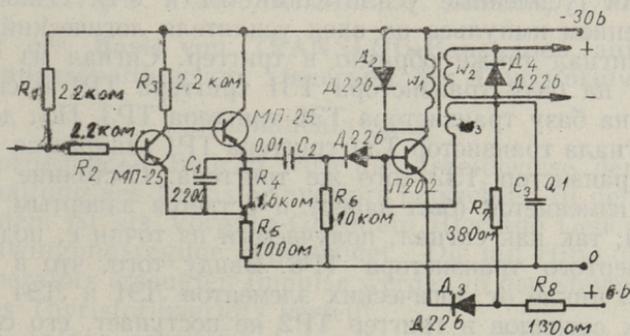
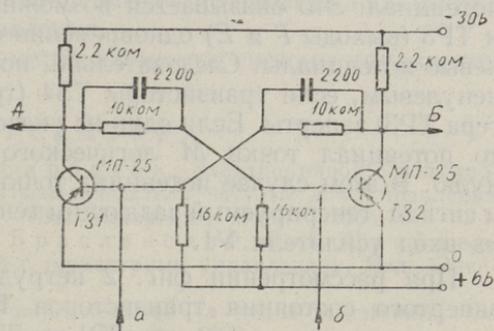
Фиг. 3. Схема блокинг-генератора



Фиг. 4. Схема логического элемента



Фиг. 5. Схема триггера



Фиг. 6. Схема полупроводникового усилителя импульсов

В системе управления в качестве задающего применяется управляемый блокинг-генератор в автоколебательном режиме (фиг. 3) генерирующего импульса шестикратной частоты выходного напряжения инвертора. В данном случае требуемый диапазон изменения частоты задающего генератора примерно от 30 до 600 гц (преобразователь частоты предусмотрен для исследования возможностей частотного управления производительностью центробежного насоса).

Импульсы, выдаваемые задающим генератором, поступают одновременно на вход всех логических элементов. Однако распределительное устройство пропускает импульсы только на электроды управления двух тиристоров (например, на пару тиристоров: Т1-Т4; Т6-Т1; Т3-Т6 и т.д.). Каким образом это осуществляется?

Логический элемент (допустим ЛЭ1) пропускает управляющий сигнал (импульс, генерируемый задающим генератором на вход усилителя У1 в случае ненулевого потенциала точки *H*). Потенциал точки *H* ненулевой, если точка *M* имеет ненулевой потенциал. Это оказывается возможным, когда триггерами ТР2 и ТР3 (выходы *Г* и *Е*) одновременно создаются в точке *M* ненулевые потенциалы. Следовательно, потенциал точки *M* является ненулевым, если транзисторы Т34 (триггера ТР2) и Т36 (триггера ТР3) заперты. Если один из указанных транзисторов отперт, то потенциал точки *M* логического элемента ЛЭ1 равняется нулю. В этом случае потенциал точки *H* также равняется нулю и сигнал, генерируемый задающим генератором, не будет передан на вход усилителя У1.

При рассмотрении фиг. 2 нетрудно увидеть, что в случае запертого состояния транзисторов Т32, Т34 и Т36 срабатывают логические элементы ЛЭ1 и ЛЭ4. В результате этого на управляющие электроды тиристоров Т1 и Т4 подаются импульсы отпираания (усиленные усилителями У1 и У4). Одновременно с сообщением импульса на вход усилителя логический элемент подает сигнал также обратно в триггер. Сигнал из точки *a* подается на базу транзистора Т31 триггера ТР1 и сигнал из точки *e* на базу транзистора Т36 триггера ТР3. Под действием этого сигнала транзистор Т31 триггера ТР1 запирается и открывается транзистор Т32 того же триггера. Состояние триггера ТР3 не изменяется (был заперт и остается запертым транзистор ТР6), так как сигнал, получаемый из точки *e*, подается на базу запертого транзистора ТР6. Ввиду того, что в рассматриваемом цикле от логических элементов ЛЭ1 и ЛЭ4 никаких обратных сигналов в триггер ТР2 не поступает, его состояние также не изменяется (был заперт и остается запертым транзистор Т34).

Нетрудно увидеть, что в следующем периоде, т.е. при запертом состоянии транзисторов ТЗ1, ТЗ4 и ТЗ6 срабатывают логические элементы ЛЭ1 и ЛЭ6. Следовательно, отпирающие импульсы поступают на управляющие электроды тиристоров Т1 и Т6. Дальнейший ход процесса отпирания тиристоров аналогичен и осуществляется в соответствии с требованиями фиг. 1.

Описываемая система для управления инвертором (по схеме Шукалова) была собрана в лаборатории кафедры электропривода в целях исследования тиристорного асинхронного электропривода с частотным управлением. Мощность применяемого асинхронного электродвигателя (типа АО51-4) 4,5 квт; номинальная скорость вращения 1430 об/мин.

В ходе исследований снимались механические характеристики электропривода при питании его от преобразователя частоты напряжением различной частоты (от 10 до 70 гц). Также проводились исследования для опытного определения оптимального закона управления напряжением питания двигателя в функции от изменения частоты.

В ходе проведения указанных опытов не наблюдались отказы описываемой системы управления.

Основные данные и параметры элементов системы управления приведены на фиг. 3... 6.

ЛИТЕРАТУРА

1. А. С. Сандлер, Р. С. Сарбатов. Электропривод с полупроводниковым управлением. Преобразователи частоты для управления асинхронными двигателями. Изд. «Энергия», М.—Л. 1966.
2. В. А. Шубенко, И. Я. Браславский, Р. Т. Шрейнер. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. Изд. «Энергия», М. 1967.
3. H. Tani, E. Velme. Pooljuhtseadised ja nende kasutamine (на эстонском языке). Изд. «Валгус», Таллин 1967.

R. Irs, O. Pikkov, K. Schilf, J. Tomson, T. Schadeiko

Eine auf der Basis von TRANSLOG-Bausteinen aufgebaute Steuerungsschaltung zur Steuerung des Thyristorinvertors

Zusammenfassung

Im vorliegenden Beitrag wird die Arbeitsweise der Steuerungsschaltung des Thyristorinvertors betrachtet. In dem Steuerungssystem ist als Vorgabe-Glied ein Blocking-Generator im Eigenschwingsregime angewendet. Die mit Hilfe des Blocking-Generators erzeugten Impulse werden in den Steuerungskanälen des Thyristorinvertors verteilt.

Diese Anlage arbeitet auf der Basis von TRANSLOG-Bauelementen. Die erwähnte Steuerungsanlage ist beim frequenzsteuerbaren Asynchronmotor experimentell untersucht worden.

Р. Р. Ирс, К. Ю. Шильф

КОНДЕНСАТОР-ТИРИСТОРНАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ТРЕХФАЗНЫМ МОСТОВЫМ ИНВЕРТОРОМ

В мощных частотно-управляемых асинхронных электроприводах требуются параллельное и последовательное соединения ряда тиристорных инверторов. Как известно, к системе управления отпиранием таких тиристорных групп предъявляются строгие условия, особенно в отношении открытия этих тиристорных групп. Одним из наиболее эффективных методов для обеспечения указанных требований является увеличение до допустимого значения амплитуды импульса отпирания. В упомянутых случаях транзисторные выходные каскады распределительного устройства не могут удовлетворять условий нормальной работы инвертора.

В настоящей статье рассматривается кольцевой распределитель импульсов (фиг. 1), пересчетные элементы которого построены на конденсатор-тиристорных ячейках. Схема разработана в лаборатории кафедры электропривода ТПИ. Кольцевой регистр (распределительное устройство) импульсов работает следующим образом.

При включении распределительного устройства отпирается тиристор T_0 и после этого сразу же обесточивается цепь управляющего электрода указанного тиристора (при помощи шунтирующего диода D_{21}). При включении кольцевого распределителя заряжаются конденсаторы $C_1; C_2 \dots C_6$ (например, во второй ячейке по цепи $R_2 - D_{02} - D_{12} - C_2$). В процессе заряда конденсаторов диода $D_{11}; D_{12} \dots D_{16}$ шунтируют первичные обмотки импульсных трансформаторов ИТ1; ИТ2... ИТ6 (выходные трансформаторы ячеек кольцевого распределителя). Ввиду этого отпадает возможность возникновения колебательного процесса при заряде конденсаторов $C_1 \dots C_6$.

При включении распределительного устройства происходит также заряд конденсаторов $C_{12}; C_{13} \dots C_{16}$ (например, во второй ячейке по цепи $R_1 - D_{01} - r_2 - C_{12}$ — управляющий электрод тири-

стора T_2). При этом тиристоры $T_2; T_3 \dots T_6$ не могут отпираться, так как сопротивлениями $r_2; r_3 \dots r_6$ ограничиваются токи заряда упомянутых конденсаторов меньше минимального тока управления, требуемого для отпирания тиристора. Нетрудно видеть, что конденсатор C_{11} не заряжается ввиду того, что его зажимы находятся под одинаковыми потенциалами (из-за открытого тиристора T_0).

При открытии тиристора T_0 конденсатор $C_{к1}$ заряжается (по цепи $R_1—C_{к1}—T_0$) полярностью, указанной на фиг. 1.

Сопротивления $R_0; R_1 \dots R_6$ предусмотрены для ограничения тока тиристоров $T_0; T_1 \dots T_6$. Для обеспечения нормальной работы системы требуется, чтобы ток в цепи тиристора был бы больше тока удержания. Диоды $D_1; D_2 \dots D_6$ необходимы для разделения цепей управления тиристоров и для сохранения зарядов конденсаторов $C_{11}; C_{12} \dots C_{16}$.

Импульсы, выдаваемые задающим генератором, подаются на зажимы A и B кольцевого регистра. Из вышеизложенного явствует, что первый импульс, поданный в распределительное устройство, может поступать только на электрод управления тиристора T_1 (конденсатор C_{11} не заряжен, в то же время конденсаторы $C_{12}; C_{13} \dots C_{16}$ заряжены). Под действием этого импульса тиристор T_1 отпирается и конденсатор $C_{к1}$ разряжается через тиристоры T_1 и T_0 . Тиристор T_0 запирается и заряжается конденсатор C_{11} . Одновременно разряжается конденсатор C_{12} через сопротивление r_2 и тиристор T_1 ; цепь электрода управления тиристора T_2 подготавливается к приему следующего импульса задающего генератора. В результате отпирания тиристора T_1 заряжается конденсатор $C_{к2}$ (через сопротивление R_2 и тиристор T_1). И, наконец, основная операция, осуществляемая в результате отпирания тиристора T_1 : разряжается конденсатор C_1 через первичную обмотку трансформатора ИТ1 и тиристор T_1 . На зажимах вторичной обмотки этого трансформатора появляется мощный импульс, длительность которого определяется параметрами рассматриваемого контура, т.е. емкостью конденсатора C_1 , сопротивлением трансформатора и также сопротивлением тиристора T_1 .

Из вышесказанного следует, что следующий импульс, генерируемый задающим генератором, поступает в цепь управления отпиранием тиристора T_2 . При отпирании тиристора T_2 тиристор T_1 запирается (под действием коммутирующего конденсатора $C_{к2}$), конденсатор C_{13} разряжается (тиристор T_3 подготавливается к приему следующего импульса задающего генератора) и ввиду разрядки конденсатора C_2 возникает на зажимах вторичной обмотки трансформатора ИТ2 импульс.

Дальнейший ход процесса аналогичен рассмотренному описанию.

При поступлении шестого по счету импульса отпирается тиристор T_6 , запирается тиристор T_5 и вместе с этим сопротивление R_{02} освобождается от шунтирующего действия диодов $D_{21} \dots D_{26}$. Тиристор T_0 отпирается и конденсатор C_{11} разряжается; тиристор T_1 подготавливается к приему следующего импульса от задающего генератора.

Следует добавить, что схема была собрана также без тиристора T_0 . Однако в этом случае наблюдалось появление ложных импульсов и нарушение нормального хода пересчета ячеек.

Некоторые основные параметры элементов и технические данные описанной системы:

- тиристоры $T_0; T_1 \dots T_6$ — типа УД 238;
- сопротивления $R_0; R_1; R_2 \dots R_6$ — 30 ом, 10 вт;
- емкость конденсаторов $C_1; C_2 \dots C_6$ — 20 мкф;
- емкость конденсаторов $C_{к1}; C_{к2} \dots C_{к6}$ — 10 мкф;
- емкость конденсаторов $C_{11}; C_{12} \dots C_{16}$ — 0,01 мкф;
- количество вторичных обмоток трансформатора ИТ1; ИТ2... ИТ6 — 12.

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Тищенко, В. Г. Машлыккин. Динисторы и тиристоры и их применение в автоматике. Изд. «Энергия», М.-Л. 1966.

R. Irs, K. Schilf

Eine auf der Basis von Kondensatoren und Thyristoren aufgebaute Einrichtung zur Speisung des dreiphasigen Thyristorinvertors

Zusammenfassung

In dem vorliegenden Beitrag ist ein Kreisähler für die Verteilung der Impulse betrachtet worden. Die Glieder des erwähnten Kreisählers sind auf der Basis von Kondensatoren und Thyristoren aufgebaut. Diese Schaltung dient zur Vereinigung der folgenden Funktionen:

erstens — die Verteilung der Zündimpulse in die sechs Steuerungskanäle des Thyristorinvertors;

zweitens — die Verstärkung der Zündimpulse bis zur vorgegebenen Größe.

Bei der Betrachtung der Arbeitsweise des Impulsverteilers sind die technischen Grundparameter des Systems angegeben worden.

Х. Х. Карро, В. В. Лойгом

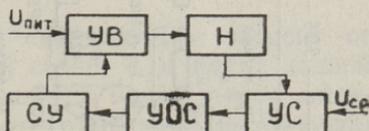
ТИРИСТОРНЫЙ СТАБИЛИЗАТОР ТОКА

Статические стабилизаторы постоянного тока с номинальными токами порядка 2... 10 а и напряжением порядка от 100 в и больше находят применение в различных областях техники.

Из разновидностей стабилизаторов наиболее подходящим в этой области токов и напряжений являются ионные, дроссельные и тиристорные стабилизаторы тока. Полупроводниковые стабилизаторы менее конкурентоспособны, так как при значительных напряжениях и токах возникают серьезные проблемы отвода тепла, рассеиваемого на регулирующих транзисторах [1]. Структурная схема таких стабилизаторов приведена на фиг. 1.

Фиг. 1. Структурная схема стабилизатора тока:

$U_{пит}$ — напряжение питания, УВ — управляемый выпрямитель, Н — нагрузка, СУ — система управления, УОС — усилитель обратной связи, УС — узел сравнения, $U_{ср}$ — напряжение сравнения.

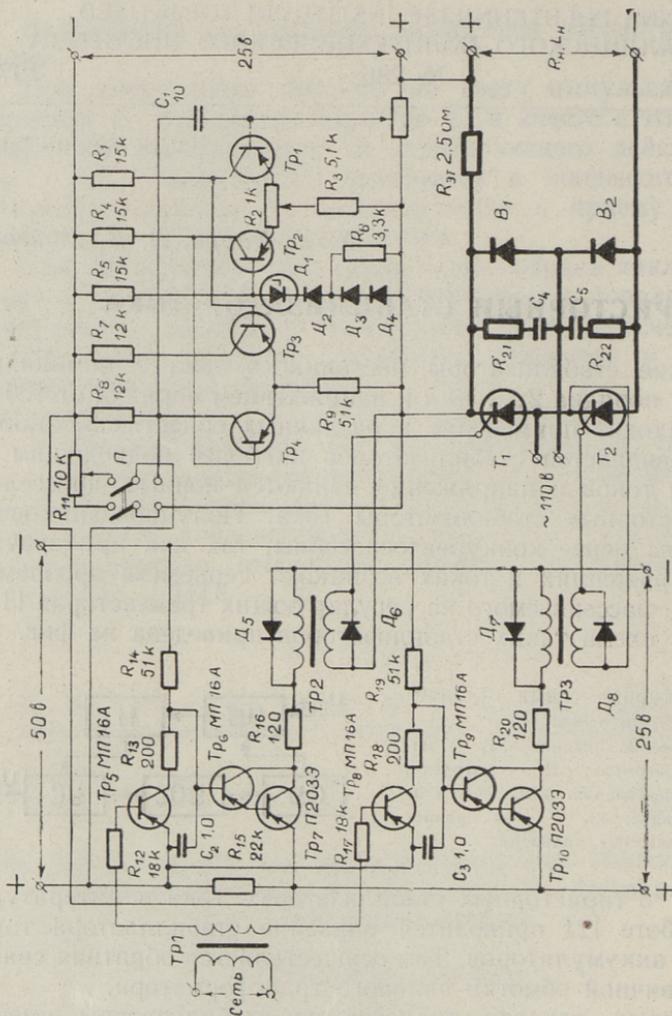


Сведений о тиристорных стабилизаторах тока в литературе мало. В работе [2] приводится описание стабилизатора тока для зарядки аккумуляторов. Там осуществляется обратная связь по току первичной обмотки силового трансформатора.

В некоторых случаях тиристорные стабилизаторы имеют явные преимущества перед другими, особенно в случае, когда напряжение нагрузки согласовано с напряжением сети так, что нет необходимости применять силовой трансформатор.

Ниже приводятся некоторые данные о тиристорном стабилизаторе тока, разработанном на кафедре электропривода ТПИ. Принципиальная схема стабилизатора приведена на фиг. 2.

Управляемый выпрямитель собран по однофазной несимметричной схеме на тиристорах T_1 и T_2 и диодах V_1 — V_2 . Для подавления перенапряжений применяются RC-цепи R_{21} — C_4 и R_{22} — C_5 . Эталонное сопротивление выполнено в виде проволочного резистора из константана.



Фиг. 2. Принципиальная схема тиристорного стабилизатора постоянного тока:
 Тр₅, Тр₆ — транзисторы типа МП16А, Д₁ — стабилитрон типа Д814А, Д₂ — диоды типа Д226Б, Т₁, Т₂ — тиристоры типа УД64И, В₁, В₂ — диоды типа ВК2-10, R₃₁, R₃₂ — резистор 150 Ом, 1,0 Вт, C₄, C₅ — конденсатор 0,2 мкФ, 450 в, R₃₇, L₁ — индуктивно-активная нагрузка.

Схемы управления тиристорами состоят из генераторов пилообразного напряжения на транзисторах Тр₅ и Тр₈ и формирователей импульсов на составных транзисторах Тр₆—Тр₇ и Тр₉—Тр₁₀. Управляющие импульсы для тиристоров снимаются с вторичных обмоток импульсных трансформаторов ТР2 и ТР3. Трансформатор ТР1 является синхронизирующим.

Усилитель обратной связи выполнен по балансовой схеме. Первый каскад указанного усилителя на транзисторах Тр₁ и

T_{p2} является одновременно и узлом сравнения. На один вход его подается часть падения напряжения на эталонном сопротивлении через потенциометр R_{10} , на второй вход — напряжение сравнения посредством опорного диода D_1 , термокомпенсированного последовательными диодами $D_2—D_4$. Выходное напряжение второго каскада снимается с сопротивления R_8 и подается на сопротивление R_{15} , включенное на вход схемы управления тиристорами.

Имеется возможность ручного регулирования тока без его стабилизации, которая осуществляется при помощи переключателя Π и потенциометра R_{11} .

Технические данные стабилизатора следующие.

1. Номинальный ток	4,5 а
2. Максимальное сопротивление нагрузки	15 ом
3. Минимальное сопротивление нагрузки	9 ом
4. Допустимое колебание напряжения питания	$\pm 10\%$
5. Изменение тока при максимальных допустимых внешних возмущениях	$\pm 0,5\%$
6. Коэффициент полезного действия стабилизатора	0,71
7. Коэффициент мощности	0,78

Следует отметить, что точность стабилизации зависит от параметров и свойств цепи обратной связи. Так как в данной схеме усилитель обратной связи является балансным с минимальной температурной погрешностью, то основным источником погрешности является эталонное сопротивление. Даже при использовании константановой проволоки для изготовления эталонного резистора изменение его температуры приводит к уменьшению точности стабилизации, поскольку напряжение погрешности усиливается, и оно может быть сравнимо с максимальным сигналом обратной связи. Поэтому при выборе конструкции эталонного резистора следует исходить из того, чтобы внешнее изменение температуры существенно не повлияло бы на температуру резистора.

ЛИТЕРАТУРА

1. О. П. Ревокатов, Е. Ф. Наседник. Стабилизатор тока электромагнита. Приборы и техника эксперимента, № 6, 1961.
2. Под редакцией Ф. И. Ковалева и Г. П. Мостковой. Полупроводниковые выпрямители. Изд-во «Энергия», 1967.

A Thyristor Current Stabilizer

Summary

This work describes a thyristor direct current stabilizer and its properties. The nominal current of the stabilizer is 4,5 A and the error of stabilising is not more than 0,5 per cent.

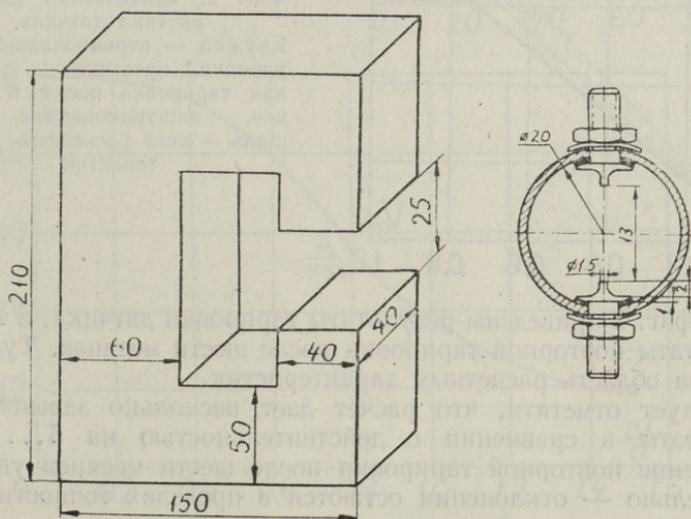
УДК 538.4.001 + 621.398.694.4 — 531.6.001.4

В. В. Лойгом, Ю. Я. Лаугис, Х. А. Тийсмус

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО КОНДУКЦИОННОГО ДАТЧИКА СКОРОСТИ ДЛЯ РТУТИ

При создании систем автоматического регулирования скорости (производительности) МГД-насосов наличие датчиков скорости течения жидкого металла является необходимым условием. Методика расчета таких датчиков позволяет рассчитать их с точностью 15... 20%. Поэтому необходимо провести дополнительные экспериментальные исследования для выявления метрологических свойств датчика. В данной статье приводятся данные экспериментальных исследований датчика скорости течения ртути, разработанного для исследования систем управления МГД-насосами.

При выборе конструкции и принципиальной схемы датчика мы остановились на электромагнитном кондукционном датчике,



Фиг. 1. Магнитная цепь и контактная система датчика

так как он имеет ряд преимуществ перед датчиками других типов. Эскизы магнитной и контактной систем датчика приведены на фиг. 1. Магнитная система датчика рассчитана на индукцию в воздушном зазоре 0,3 тл.

Расчет статической характеристики датчика, произведенный по [1], дает для статической характеристики следующее выражение:

$$U_b = (0,8 \dots 0,87) B_b \cdot v_{cp} \cdot d,$$

где U_b — выходное напряжение;

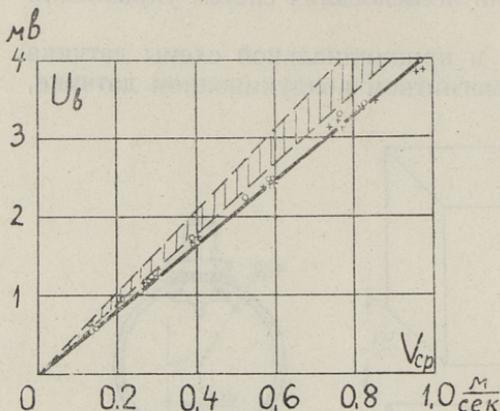
B_b — индукция в воздушном зазоре;

v_{cp} — средняя скорость;

d — внутренний диаметр трубы.

Целью экспериментов было установление соответствия методики расчета с действительностью, а также исследование временной стабильности статических характеристик и исследование влияния некоторых возмущений на показание датчика. Было также предусмотрено испытание датчика с усилителем, разработанным для системы управления МГД-насосов.

Градуировка датчика производилась объемным методом на стенде, где скорость течения ртути изменялась в пределах 0,15... 1,0 м/сек с точностью $\pm 2\%$.



Фиг. 2. Статическая характеристика датчика.

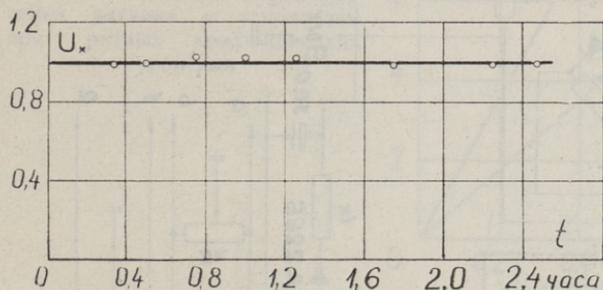
Кружки — первоначальная тарировка, крестики — повторная тарировка после 6 месяцев, заштрихованная площадь — зона расчетных характеристик

На фиг. 2 приведены результаты тарировки датчика, а также результаты повторной тарировки после шести месяцев. Туда же занесена область расчетных характеристик.

Следует отметить, что расчет дает несколько завышенные результаты в сравнении с действительностью на 5... 12%. Совпадение повторной тарировки после шести месяцев удовлетворительно — отклонения остаются в пределах точности градуировки.

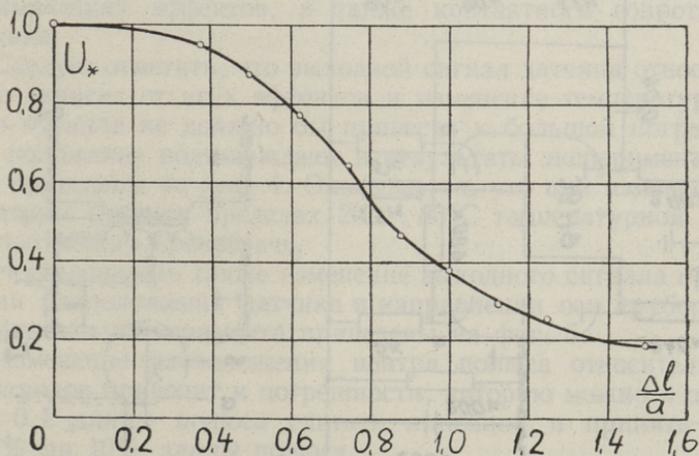
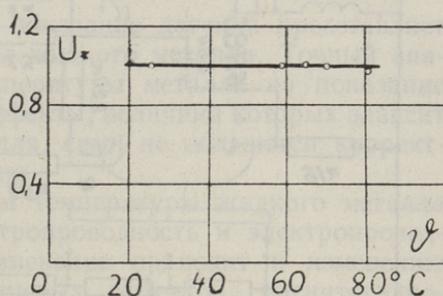
Был проведен опыт для установления временной нестабиль-

ности показаний датчика в течение нескольких часов. Было установлено, что в выходном сигнале датчика имеется компонента неравномерной флуктуации, которая возникает вследствие турбулентности движения. Максимальные колебания сигнала не превышали 2,5% от среднего значения. Результаты эксперимента приведены на фиг. 3.

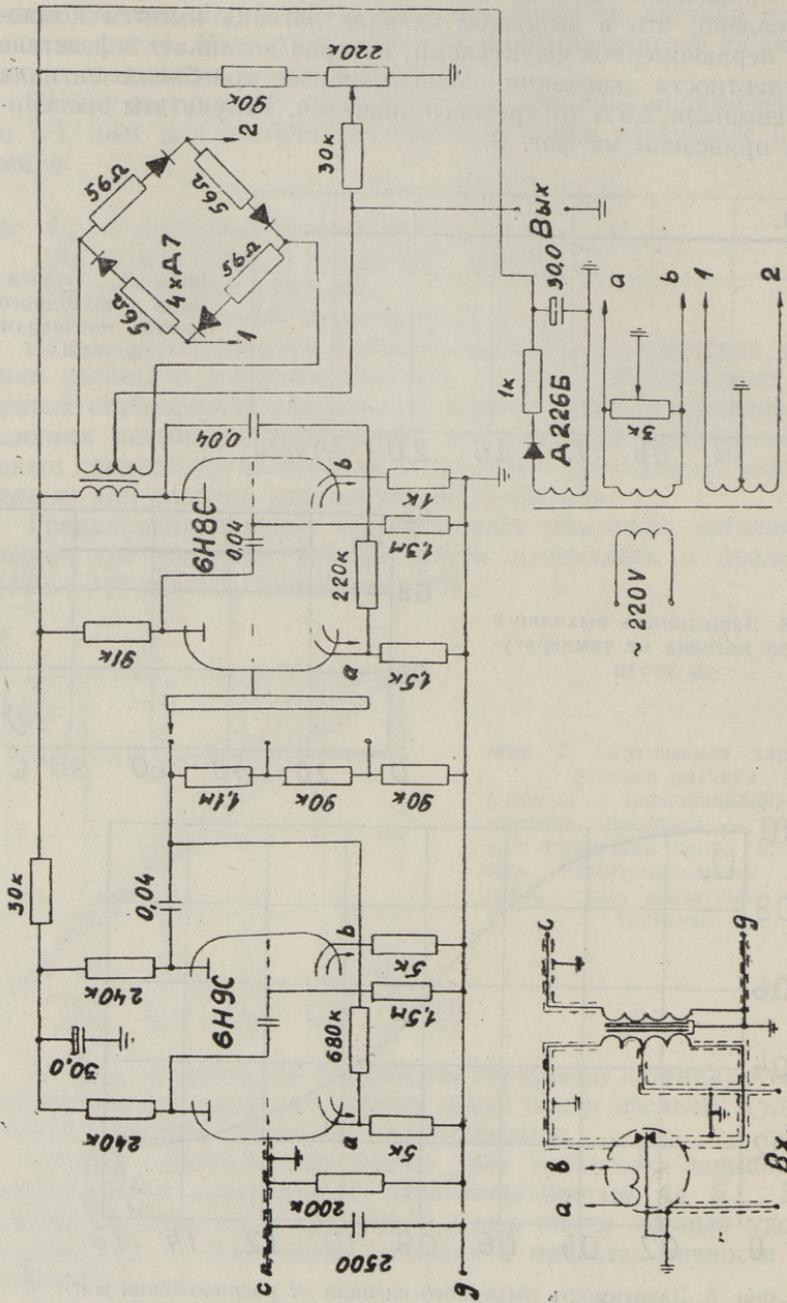


Фиг. 3. Зависимость выходного сигнала датчика от времени

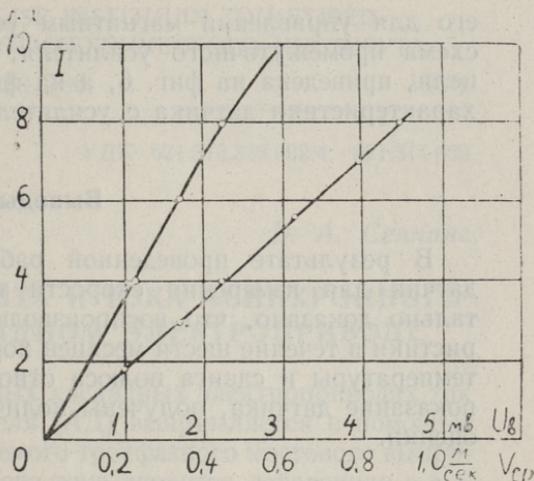
Фиг. 4. Зависимость выходного сигнала датчика от температуры ртути



Фиг. 5. Зависимость выходного сигнала от расположения магнитной цепи относительно электродов



Фиг. 6. Принципиальная схема промежуточного усилителя



Фиг. 7. Статические характеристики датчика с усилителем при разных коэффициентах усиления

Из других возмущений на показание датчика представляет интерес изменение температуры жидкого металла. Точный аналитический учет влияния температуры металла на показание датчика невозможен, так как эффекты, величина которых зависит от температуры жидкого металла, сами не поддаются корректному математическому описанию.

Очевидно, что с изменением температуры жидкого металла изменяется его удельная электропроводность и электропроводность трубопровода, а это изменение приводит к изменению шунтирующего эффекта, концевых эффектов, магнитогидродинамических эффектов, а также контактного сопротивления датчика.

Следует отметить, что выходной сигнал датчика относительно мало зависит от этих эффектов и изменение температуры жидкого металла не должно бы привести к большой погрешности. Это положение подтверждают и результаты эксперимента, которые приведены на фиг. 4. Оказывается, что при изменении температуры ртути в пределах $20 \dots 80^\circ\text{C}$ температурной погрешностью можно пренебречь.

Исследовалось также изменение выходного сигнала при изменении расположения датчика в направлении оси трубопровода. Результаты эксперимента приведены на фиг. 5.

Изменение расположения центра полюса относительно оси электродов приводит к погрешности, которую можно в пределах $0 \dots 0,4$ длины полюса считать линейной и принять равной 1,25% на 10% длины полюса.

При использовании такого датчика в системе управления МГД-насосом, предложенной в [2], явно не хватает мощности

его для управления магнитным усилителем. Принципиальная схема промежуточного усилителя, предназначенного для этой цели, приведена на фиг. 6, а на фиг. 7 приведены статические характеристики датчика с усилителем.

Выводы

В результате проведенной работы разработан и испытан датчик для измерения скорости течения ртути. Экспериментально доказано, что воспроизводимость статической характеристики в течение шести месяцев хорошая. Исследовано влияние температуры и сдвига полюса относительно оси электродов на показание датчика, получены количественные критерии для их оценки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дж. Шерклиф. Теория электромагнитного измерения расхода. Изд. «Мир», Москва 1965.
2. Ю. Я. Лаугис, Х. А. Тийсмус. Графическое определение статической характеристики системы автоматического регулирования индукционного насоса. Труды Таллинского политехнического института, серия А, № 266, Таллин 1968.

V. Loigom, J. Laugis, H. Tiismus

Experimental Investigation of an Electromagnetic Conductive Mercury Flowmeter

Summary

This work gives the results of experiments on an electromagnetic conductive flowmeter for mercury. The initial flowmeter calibration results and of those after six months are given. The flowmeter error reasons and rates have also been investigated.

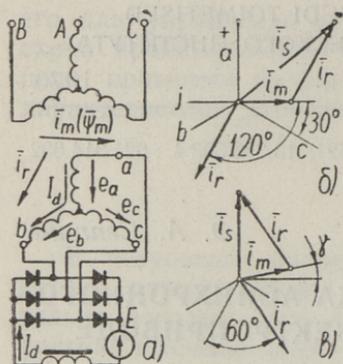
Э. А. Сеппинг

О КОЛЕБАНИЯХ МОМЕНТА И ТОКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В КАСКАДНОМ ЭЛЕКТРОПРИВОДЕ

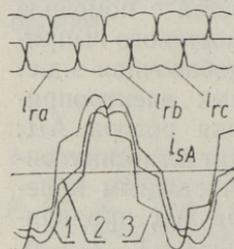
В современных асинхронных каскадных электроприводах ток ротора асинхронного двигателя (АД) выпрямляется с помощью неуправляемого или управляемого трехфазного мостового выпрямителя и в цепь выпрямленного тока вводится добавочная э.д.с. (фиг. 1а). Характерной особенностью каскадных электроприводов является несинусоидальность кривой тока ротора АД, вызванная наличием выпрямителя. Это приводит к несинусоидальности тока статора, а также к его низкочастотным колебаниям. Наиболее ярко колебания тока статора АД проявляются при скольжениях, близких к $s=n/6$, где $n=1, 2 \dots 6$. Естественно, что искажения токов статора и ротора АД вызывают колебания момента, расчет которых представляет большой практический интерес.

В литературе [1, 2] дана методика расчета колебаний момента асинхронного двигателя в каскадном электроприводе путем разложения токов статора и ротора АД в ряд Фурье. Но следует заметить, что данная методика относится к расчету только отдельных составляющих колебательного момента. В указанных работах показано, что наибольшие составляющие колебательного момента возникают как между высшими гармониками роторного тока и основной гармоникой статорного тока, так и между высшими составляющими статорного тока и основной гармоникой роторного тока АД.

Анализ токов статора и ротора показывает, что характер искажений статорного и роторного токов и имеет некоторые общие черты. Наиболее наглядно это видно при больших скольжениях АД, например, при $s=1$ (фиг. 2) во время коммутации вентилей наблюдается резкое изменение как роторного, так и статорного токов. Это значит, что составляющие колебательного момента, возникающие одни между основной гармоникой статорного тока и высшими гармониками роторного тока, а другие между основной гармоникой роторного тока и высшими составляющими статорного тока, должны частично компенсировать друг друга.



Фиг. 1. *a* — схема асинхронного каскада; *б*, *в* — векторная диаграмма токов асинхронного двигателя до коммутации (*б*) и после коммутации вентилей (*в*)



Фиг. 2. Ток статора асинхронного двигателя при $s = 1$ и разных углах поворота между обмотками статора и ротора

Поэтому при использовании для расчета колебаний момента методики по литературе [1, 2] недостаточно определить амплитуды отдельных составляющих колебательного момента, а следует определить также их начальные фазы для суммирования этих составляющих. Такой путь расчета значительно усложняет применение данной методики, так как необходимо точно знать форму кривой статорного тока, расчет которого представляет значительные трудности. Вместе с тем амплитуда экспериментально снятого колебательного момента и сумма амплитуд расчетных составляющих колебательного момента отличаются значительно. Например, при скольжении $s = 1/6$ сумма амплитуд расчетных составляющих имеет ярко выраженный максимум, в 3...4 раза превышающий значение колебательного момента рядом с этим максимумом, который при эксперименте не был обнаружен [2].

В настоящей статье для расчета колебаний момента АД предлагается методика, основанная на анализе изменения векторов статорного, роторного и намагничивающего токов трех фаз, как при коммутации вентилей, так и в промежутке времени между коммутациями. Путем рассмотрения физических процессов в каскаде можно также объяснить причину возникновения и характер низкочастотных колебаний амплитуды тока статора.

Для упрощения принимаем, что выпрямленный ток полностью сглажен, а также обычные допущения, такие как линейность характеристики намагничивания, симметричность конструкции машины, синусоидальное пространственное распределение м.д.с. при питании машины синусоидально изменяющимся во времени напряжением.

Колебания момента в каскадном электроприводе

Результирующий вектор питающего напряжения трех фаз \vec{u}_s вращается с синхронной скоростью $\omega_0 = 2\pi f$ (для упрощения принимаем, что машина двухполюсная), а ротор АД вращается со скоростью $\omega = \omega_0(1-s)$. Для каскадной схемы можно допустить вращение с постоянной скоростью ω_0 векторов намагничивающего тока \vec{i}_m и потокосцепления взаимной индукции $\vec{\psi}_m$, совпадающих по направлению. Действительно, \vec{i}_m и $\vec{\psi}_m$ не содержат быстро затухающих составляющих, они расположены почти перпендикулярно к вектору \vec{u}_s , который вращается с постоянной скоростью, а $\vec{\psi}_m$ уже достиг своего установившегося значения. Медленно затухающими свободными составляющими векторов \vec{i}_m и $\vec{\psi}_m$ можно пренебречь, так как они малы и их постоянная времени достигает нескольких секунд [3], что намного больше продолжительности времени от начала одной коммутации до начала следующей коммутации вентилей в роторной цепи.

Во внекоммутационный период выпрямленный ток I_d , течет по двум фазам ротора (фиг. 1а). Следовательно, вектор роторного тока трех фаз \vec{i}_r вращается во внекоммутационный период вместе с ротором со скоростью ω , а угол между \vec{i}_m и \vec{i}_r увеличивается, так как \vec{i}_r отстает от \vec{i}_m , который вращается быстрее — со скоростью ω_0 .

При коммутации вентилей ток в одной из фаз ротора уменьшается до нуля, а в другой фазе возрастает до значения выпрямленного тока I_d . Коммутация вентилей при неуправляемом выпрямителе начинается в момент времени, когда отставание \vec{i}_r от \vec{i}_m достигает 120° . На фиг. 1а в этот момент времени э.д.с., индуцируемая в фазе *c* ротора, становится больше э.д.с. в фазе *b*. Следовательно, ось фазы, в которой будет течь ток, отстает от \vec{i}_m на 30° (фаза *c* на фиг. 1б).

При коммутации вентилей вектор \vec{i}_r поворачивается на 60° , а \vec{i}_m поворачивается только на коммутационный угол γ относительно ротора. Во внекоммутационный период \vec{i}_r имеет постоянную амплитуду и является неподвижным относительно ротора, а \vec{i}_m поворачивается на угол $60^\circ - \gamma$ (фиг. 3а).

Амплитуда \bar{i}_r при коммутации вентилей изменяется. Рассмотрим это изменение подробнее. Фазные токи ротора при коммутации вентилей на фиг. 1 определяются для неуправляемого выпрямителя по выражениям [4]:

$$\left. \begin{aligned} i_a &= -I_d; \\ i_b &= I_d - I_k(1 - \cos \vartheta); \\ i_c &= I_k(1 - \cos \vartheta), \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где $\vartheta=0$ соответствует началу коммутационного процесса, а $\vartheta=\gamma$ — концу его;

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_d}{I_k}; \quad I_k = \frac{\pi}{6} \cdot \frac{E_{d0}}{X_A}$$

где E_{d0} — среднее значение выпрямленного напряжения при $I_d=0$;

X_A — индуктивное сопротивление рассеяния фазы АД.

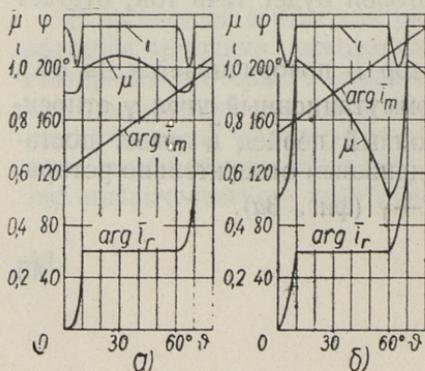
Вектор тока ротора трех фаз определяется по следующему выражению [3]:

$$\bar{i}_r = \frac{2}{3} (i_a + \bar{a}i_b + \bar{a}^2i_c), \quad (2)$$

где $\bar{a} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$; $\bar{a}^2 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}$

Подставив выражения (1) в (2), получим следующее соотношение для изменения модуля и аргумента \bar{i}_r во времени при коммутации вентилей, показанной на фиг. 1:

$$\bar{i}_r = I_d \left(-1 + j\frac{\sqrt{3}}{3} \right) - j\frac{2\sqrt{3}}{3} I_k (1 - \cos \vartheta). \quad (3)$$



Фиг. 3. Изменение векторов \bar{i}_r , \bar{i}_m и момента асинхронного двигателя в координатах ротора; а — при $\alpha=0$ и $\gamma=10^\circ$; б — при $\alpha=30^\circ$ и $\gamma=10^\circ$.

$$i = \frac{I_r}{I_d}; \quad \mu = M \frac{\sqrt{3}\pi\omega_0}{9L_m I_m I_d}$$

На фиг. 3а показано построенное по соотношению (3) изменение модуля и аргумента \vec{i}_r во времени в координатах ротора для неуправляемого выпрямителя.

Момент АД выражается как векторное произведение [3]:

$$M = \frac{3}{2\omega_0} L_m I_m [\vec{i}_r^* \cdot \vec{i}_m] \quad (4)$$

где I_m — обозначает мнимую часть векторного произведения; \vec{i}_r^* — комплекс, сопряженный с \vec{i}_r .

Выражение (4) можно записать через модули векторов и угол между векторами φ в следующем виде:

$$M = \frac{3L_m}{2\omega_0} I_m I_r \sin \varphi, \quad (5)$$

где $\varphi = \varphi_m - \varphi_r$; φ_m и φ_r — аргументы векторов \vec{i}_m и \vec{i}_r .

Можно показать, что при расчете по выражению (5) средний момент каскада практически совпадает с моментом, рассчитанным по известной формуле [4]:

$$M = \frac{1}{\omega_0} I_d E_{d0} \cos \alpha - I_d^2 \frac{3}{\pi} X_a, \quad (6)$$

где α — угол открывания вентилей выпрямителя.

Это легко показать для неуправляемого выпрямителя при допущении, что длительность коммутационного процесса мала и можно пренебречь вторым членом в формуле (6).

Среднее значение выпрямленного напряжения равно

$$E_{d0} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} E_m = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} L_m I_m \omega_0, \quad (7)$$

где $E_m = L_m I_m \omega_0$ — модуль вектора э.д.с. АД.

Модуль \vec{i}_r определяется по выражению (3) для внекоммутационного участка, где можно принимать $\vartheta = 0$:

$$I_r = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_d. \quad (8)$$

Подставив выражения (7) и (8) в (6), получим средний момент по формуле (6) в следующем виде:

$$M = \frac{9L_m}{2\pi} I_m I_r. \quad (9)$$

Для определения среднего момента каскада по выражению (5) нужно найти среднее значение $\sin \varphi$, которое по фиг. 3а определяется при $\gamma \approx 0$ как

$$(\sin \varphi)_{cp} = \frac{1}{\pi} \int_{\frac{1}{2}\pi}^{\frac{3}{2}\pi} \sin \varphi d\varphi = \frac{2}{\pi}.$$

Подставив его в формулу (5), получим выражение, идентичное с (9), что и требовалось доказать.

Расчеты показывают, что средние значения момента, рассчитанные по выражениям (5) и (6), практически совпадают также при учете продолжительности коммутационного процесса.

На фиг. 3а показаны изменения переменных при $\alpha = 0$ и $\gamma = 10^\circ$.

Если применяется управляемый выпрямитель, то коммутация вентилей начинается в момент, когда угол $\varphi = \alpha + 120^\circ$, а расчет момента производится аналогично описанной выше методике. На фиг. 3б показаны изменения переменных при $\alpha = 30^\circ$.

Для расчета амплитуды колебательного момента необходимо определить максимальное и минимальное значения момента по формуле (5). Из фиг. 3 видно, что при $\alpha < 30^\circ$

$$M_{max} = \sqrt{3} L_m I_m I_d, \quad (10)$$

а при $\alpha > 30^\circ$ M_{max} наблюдается в конце коммутационного участка:

$$M_{max} = \sqrt{3} L_m I_m I_d \sin(60^\circ + \alpha).$$

Минимальное значение момента имеет место перед началом коммутации:

$$M_{min} = \sqrt{3} L_m I_m I_d \sin(120^\circ + \alpha).$$

Следовательно, амплитудное значение колебательного момента при $\alpha < 30^\circ$ равно:

$$M_{кл} = \frac{1}{2} (M_{max} - M_{min}) = \sqrt{3} L_m I_m I_d [1 - \sin(120^\circ + \alpha)],$$

а при $\alpha > 30^\circ$:

$$M_{кл} = \frac{1}{2} (M_{max} - M_{min}) = \sqrt{3} L_m I_m I_d \cdot \frac{1}{2} \sin \alpha. \quad (11)$$

Расчеты показывают, что при неуправляемом выпрямителе амплитудное значение колебательного момента достигает только 8% от его среднего значения, а при управляемом выпрямителе амплитуда колебательного момента с увеличением α увеличивается, достигая при $\alpha = 60^\circ$ уже 50% от среднего значения момента. Но сравнение выражений (10) и (11) показывает, что даже при больших углах α амплитуда колебательного момента остается меньше половины максимального момента, имеющего место при той же величине I_d и $\alpha = 0$. Значит, колебания момента АД в каскадном электроприводе не представляют опасности для механических звеньев системы, если они не возбуждают резонанс в этих звеньях.

Следует заметить, что вычисленный выше колебательный момент передается на вал лишь частично даже при условии, что все инерционные массы системы соединены между собою идеально жестко, так как часть момента расходуется на ускорение ротора. Величина передаваемого на вал колебательного момента определяется в первую очередь соотношением моментов инерции ротора АД и внешних ускоряемых масс, сочлененных с валом двигателя.

Колебания тока статора в каскадном электроприводе

Высшие составляющие тока статора, индуцируемые высшими гармониками тока ротора, не только искажают форму кривой тока статора в течение периода, но вызывают также биение его амплитуды при одних скольжениях и наложение низкочастотных колебаний при других скольжениях АД.

Углы поворота векторов \vec{i}_m и \vec{i}_r в координатах статора следующие: за промежуток времени от начала одной коммутации вентилей до начала следующей \vec{i}_m поворачивается на угол

$$\Theta = 60^\circ/s, \quad (12)$$

причем во внекоммутационный период поворот осуществляется на угол $(60^\circ - \gamma)/s$, а в коммутационный период на угол γ/s . Вектор \vec{i}_r вместе с ротором во внекоммутационный период поворачивается на угол $(60^\circ - \gamma)(1-s)/s$, а в коммутационный период на угол $60^\circ + \gamma(1-s)/s$, сумма этих углов также составляет $\Theta = 60^\circ/s$.

Если начальная фаза \vec{i}_m равна Θ_1 , то изменение вектора \vec{i}_m описывается соотношением

$$\vec{i}_m = I_m \exp[j(\Theta_1 + \omega_0 t)]. \quad (13)$$

Вектор \vec{i}_r в коммутационный период $0 < t < \gamma/s\omega_0$ в соответствии с выражением (3) равен:

$$\bar{i}_r = \left[I_d \left(-\frac{\sqrt{3}}{2} - j \right) + \frac{2\sqrt{3}}{3} I_k (1 - \cos s \omega_0 t) \right] \exp \left\{ j \left[\Theta_1 + \omega_0 (1-s)t \right] \right\}. \quad (14)$$

а во внекоммутационный период при $\gamma/s\omega_0 < t < 60^\circ/s\omega_0$

$$\bar{i}_r = \frac{2\sqrt{3}}{3} I_d \exp \left\{ j \left[\Theta_1 - 60^\circ + (1-s)\omega_0 t \right] \right\}. \quad (15)$$

Расчет \bar{i}_m и \bar{i}_r для следующих участков производится аналогично, только вместо Θ_1 в выражениях (13)—(15) следует подставить значение соответствующей начальной фазы $\Theta_n = \Theta_{n-1} + 60^\circ/s$.

Так как $\bar{i}_s = \bar{i}_m - \bar{i}_r$, то подставив в него выражения (13)—(15), получим выражение для тока статора, расчет которого удобно проводить по точкам.

Из фиг. 1 видно, что величина модуля вектора \bar{i}_s имеет максимум в точке, где начинается коммутация вентиля, и минимум в точке после коммутации вентиля. Ток в какой-то фазе статора равен проекции вектора \bar{i}_s на ось этой фазы [3]. Если в начале коммутации вентиля направление \bar{i}_s совпадает с осью обмотки какой-то фазы, то ток в этой фазе имеет выпуклость на амплитуде (фиг. 2, кривая 3). Если же ось обмотки находится между двумя положениями векторов \bar{i}_s в начале коммутаций, то ток в обмотке имеет провал амплитуды (фиг. 2, кривая 2). Это справедливо также при отрицательном направлении тока, когда проекция вектора \bar{i}_s на ось обмотки имеет отрицательный знак.

Коммутационный процесс вентиля в роторной цепи повторяется с частотой $f_k = 6fs$. Следовательно, при $s = n/6$ (где $n = 1, 2, \dots, 6$) в течение одного периода тока статора коммутация происходит n раз, а кривая тока статора периодическая, хотя искаженная. Если скольжение близко к $s = n/6$, то момент коммутации вторичного тока как бы смещается по кривой первичного тока, вызывая то увеличение, то уменьшение его амплитуды, и в конечном итоге — его биение или наложение низкочастотных колебаний на него. Находим частоту этих колебаний. Выражая скольжение как

$$s = n/6 \pm s', \quad (16)$$

где $s' \ll 1/12$, и исходя из условия, что за один период наложенных низкочастотных колебаний с частотой $f_{нал}$ на ток статора, количество вносимых искажений током ротора на ток статора отличается на единицу от их количества при $s = n/6$, получим:

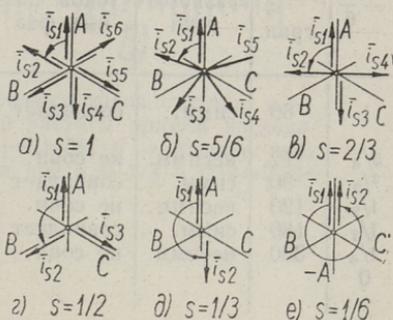
$$\frac{6fs}{f_{нал}} = \frac{nf}{f_{нал}} \pm 1. \quad (17)$$

Подставляя выражение (16) в (17), получим после упрощений выражение для частоты наложенных низкочастотных колебаний тока статора в следующем виде:

$$f_{\text{нал}} = 6fs' \quad (18)$$

Рассмотрим влияние коммутаций тока на ток статора при разных скольжениях АД.

Из выражения (12) видно, что при $s=1$ к концу каждой следующей коммутации \vec{i}_s поворачивается на угол $\Theta=60^\circ$. На фиг. 4а показаны положения вектора \vec{i}_s перед последующими друг за другом коммутациями, где видно, что векторы расположены под одинаковым углом как по отношению положительных направлений осей обмоток, так и по отношению их отрицательных направлений. Поэтому кривые статорных токов всех фаз имеют одинаковую форму, а форма токов в положительные и отрицательные полупериоды также одинакова.



Фиг. 4. Расположение вектора статорного тока перед последующими друг за другом коммутациями вентилей при скольжениях $s = n/6$

Если $s=1-s'$ ($s' < 1/12$), то за промежуток времени от начала одной коммутации до начала следующей вектор \vec{i}_s поворачивается на угол, несколько больше 60° , значит, положения векторов \vec{i}_s на фиг. 4а в следующие периоды смещаются против часовой стрелки; имеет место биение амплитуды статорного тока одновременно во всех фазах (синфазное биение) с частотой, определяемой по выражению (18).

При $s=5/6$ к началу каждой следующей коммутации \vec{i}_s поворачивается на угол $\Theta=72^\circ$. На фиг. 4б показаны положения вектора \vec{i}_s перед коммутациями, где видно, что векторы расположены под разными углами по отношению осей обмоток, причем по отношению положительного и отрицательного направлений одной и той же оси векторы расположены также под разными углами. Вследствие этого форма кривой токов статора несимметричная в одной фазе и не совпадает в разных фазах.

При $s=5/6+s'$ угол Θ становится меньше 72° , положения

векторов \vec{i}_s на фиг. 4б в следующие периоды смещаются по часовой стрелке; происходит наложение низкой частоты на амплитуду тока статора, причем в фазе *C* наложение отстает на $1/3$ периода низкой частоты фазы *A*, а в фазе *B* — на $2/3$ периода; значит, наложенная частота имеет обратную последовательность фаз.

При $s = 11/12$ имеет место граничный случай между биением и наложением низкой частоты на ток статора, так как $s' = 1/12$ и $f_{\text{нал}} = 0,5f$.

Аналогично можно определить характер колебаний амплитуды тока статора также для других скольжений; результаты приведены в таблице 1. На фиг. 5 показаны два характерных вида колебаний тока статора.

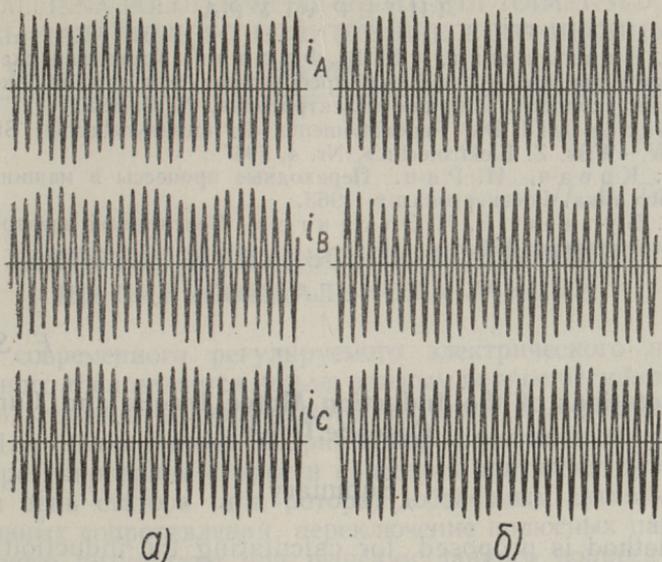
Т а б л и ц а 1

$s = \frac{n}{6}$	$\theta = \frac{60^\circ}{s}$ град.	Форма фазного тока	Форма токов раз- ных фаз	Вид колебаний при $s = n/6 \pm s'$, где $s' < 1/12$	Последователь- ность фаз колеба- ний при	
					$s = n/6 - s'$	$s = n/6 + s'$
1	60	симм.	совпадает	биение	синфаз- ная	
$5/6$	72	несимм.	не совп.	нал. НЧ	обратн.	прямая
$2/3$	90	симм.	совпадает	биение	прямая	обратн.
$1/2$	120	несимм.	не совп.	нал. НЧ	синфазн.	синфазн.
$1/3$	180	симм.	совпадает	биение	обратн.	прямая
$1/6$	360	несимм.	не совп.	нал. НЧ	прямая	обратн.
0				биение		синфазн.

Дополнительно следует обратить внимание на следующее: при $s = 1/2 \pm s'$ совершается синфазное наложение низкой частоты на амплитуду тока статора. При этом, естественно, среднее значение фазного тока в обоих направлениях равно, а амплитудные значения тока увеличиваются или уменьшаются только за счет искажения формы кривой тока. При $s = 1/2$ эксперимент показал, что каскад имеет малый синхронный момент, величина которого не поддавалась измерению. Возникновение этого момента не объясняется данной теорией.

Анализ колебаний амплитуды тока статора в асинхронном каскадном электроприводе позволит сделать следующие выводы:

1. Низкочастотные колебания амплитуды статорного тока происходят при всех скольжениях АД. Они вызваны обстоятельством, что момент коммутации вентиля в роторной цепи АД попадет на разные точки кривой статорного тока. Наибольшая частота указанных колебаний равна $0,5f$ и имеет место при скольжениях $s = n/6 \pm 1/12$. Наименьшая частота колебаний стремится к нулю при $s \rightarrow n/6$.



Фиг. 5. Характертерные формы фазных токов статора: *a* — наложение на токи статора низкой частоты прямой последовательности при $s = 1/6 = 1/48 + 0,1458$; *б* — биение тока статора прямой последовательности при $s = 1/3 + 1/48 = 0,354$

2. Колебания статорного тока при скольжениях, близких к 0, 1 и $1/2$, вызваны искажением формы кривой тока; поэтому низкочастотных колебаний момента не возникает.

3. При скольжениях, близких к $1/3$ и $2/3$, совершается биение амплитуды тока статора, причем максимальные амплитуды биения токов в разных фазах сдвинуты на $1/3$ периода биения. Имеют место значительные низкочастотные колебания тока и фазных мощностей АД, но суммарная мощность трех фаз и момент не имеют низкочастотных колебаний.

4. При скольжениях, близких к $1/6$ и $5/6$, кривая тока статора носит характер наложения низкочастотных колебаний на амплитуду тока; эти колебания сдвинуты в разных фазах статора на $1/3$ периода колебаний, поэтому суммарная мощность трех фаз здесь также не имеет низкочастотных колебаний.

При экспериментальной проверке проведенных выше теоретических исследований было выяснено, что хотя наблюдались низкочастотные колебания токов и фазных мощностей АД, низкочастотных колебаний момента не замечалось.

ЛИТЕРАТУРА

1. Д. А. Завалишин, Б. В. Фролов. Каскадная схема асинхронного двигателя с ионным преобразователем для широкой регулировки скорости. Сборник «Электросила», № 6, 1951.
2. R. Schönfeld. Die Pendelmomente der untersynchronen Stromrichter-kaskade. «Wiss. Z. Elektrotechn.», Nr. 4, 1967.
3. К. П. Ковач, И. Рац. Переходные процессы в машинах переменного тока. Госэнергоиздат, 1963.
4. Ф. И. Бутаев, Е. Л. Эттингер. Вентильный электропривод. Госэнергоиздат, 1951.

E. Sepping

On Fluctuations of the Induction Motor Torque and Current in Cascade Drive

Summary

A method is proposed for calculating the induction motor torque and current fluctuations in cascade drive, the motor having a noncontrolled or controlled rectifier fed by the rotor. The method is based on a study of changes of three vectors: the stator, rotor and magnetization current vectors in three phases. Simple formulas have been calculated for the instant values of the torque. Low frequency fluctuations of the stator current amplitude value taking place at all slidings, are shown not to cause low frequency fluctuations of the torque.

ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ПО СИНУСОИДАЛЬНОМУ ЗАКОНУ

Для современного регулируемого электрического привода переменного тока является весьма важным вопрос регулирования скорости вращения электрического двигателя в широком диапазоне. Для таких целей неприменимы относительно простые методы регулирования скорости вращения двигателя путем введения в цепь статора (или ротора) добавочных активных или индуктивных сопротивлений, переключение полюсных пар и др.

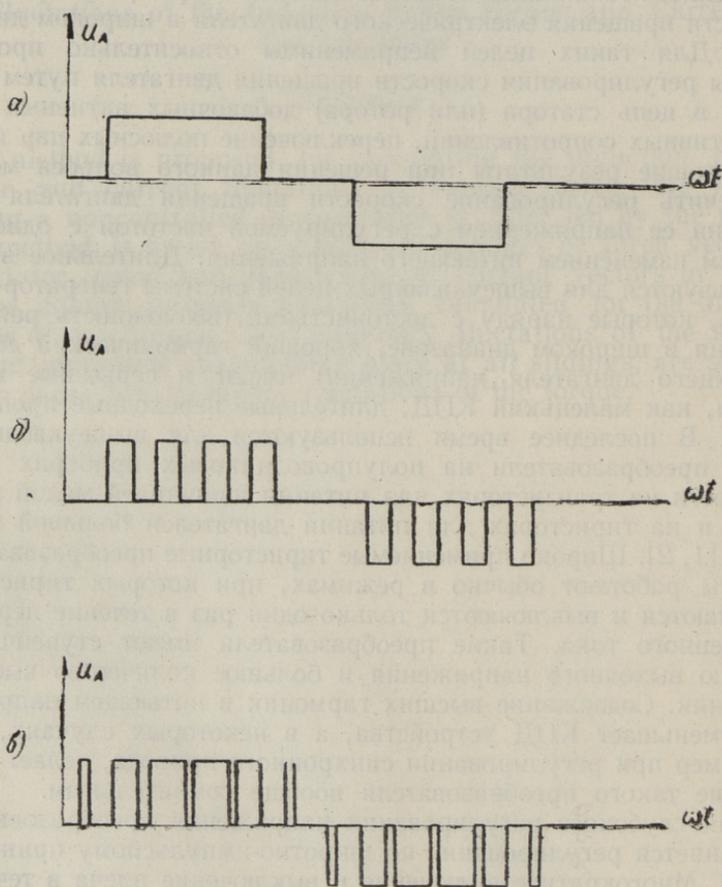
Хорошие результаты при решении данного вопроса может обеспечить регулирование скорости вращения двигателя при питании ее напряжением с регулируемой частотой с одновременным изменением питающего напряжения. Длительное время используются для вышеуказанных целей системы генератор-двигатель, которые наряду с достоинствами (возможность регулирования в широком диапазоне, хороший гармонический состав питающего двигателя напряжения) имеют и серьезные недостатки, как маленький КПД, длительные переходные процессы и т.д. В последнее время используются для вышеуказанных целей преобразователи на полупроводниковых приборах — в частности на транзисторах для питания двигателей малой мощности и на тиристорах для питания двигателей большой мощности [1, 2]. Широко применяемые тиристорные преобразователи частоты работают обычно в режимах, при которых тиристоры включаются и выключаются только один раз в течение периода переменного тока. Такие преобразователи имеют ступенчатую кривую выходного напряжения и большое количество высших гармоник. Содержание высших гармоник в питающем напряжении уменьшает КПД устройства, а в некоторых случаях, как например при регулировании синхронного привода, делает применение такого преобразователя вообще сомнительным.

Для глубокого регулирования напряжения преобразователя применяется регулирование по широтно-импульсному принципу [3—5]. Многократное включение и выключение плеча в течение проводящей части периода разрешает существенно расширить диапазон регулирования выходного напряжения и в то же время

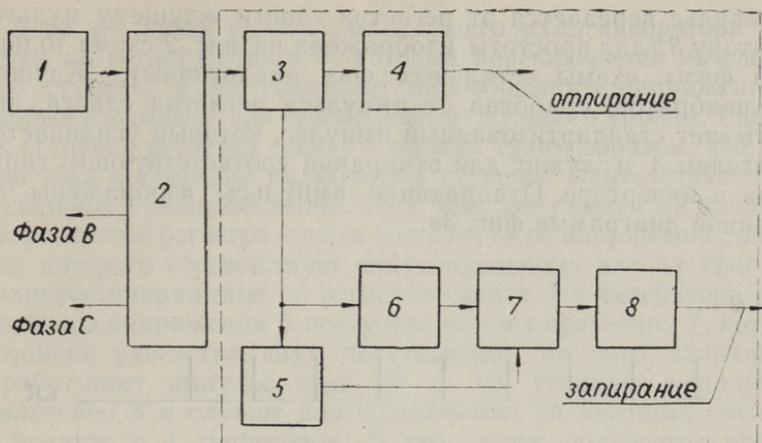
уменьшить содержание высших гармоник. Особенно полезным является управление преобразователем по синусоидальному закону, которое дает в результате резкое уменьшение высших гармоник в составе выходного напряжения [5]. На фиг. 1 изображены графики фазного напряжения инвертора при активной нагрузке:

- а) мостового инвертора,
- б) при многократном равномерном включении и выключении вентилей,
- в) при модулировании выходного напряжения по синусоидальному закону.

При индуктивной нагрузке обеспечивает такая форма выходного напряжения практически синусоидальный ток в нагрузке.



Фиг. 1. Фазные напряжения инвертора



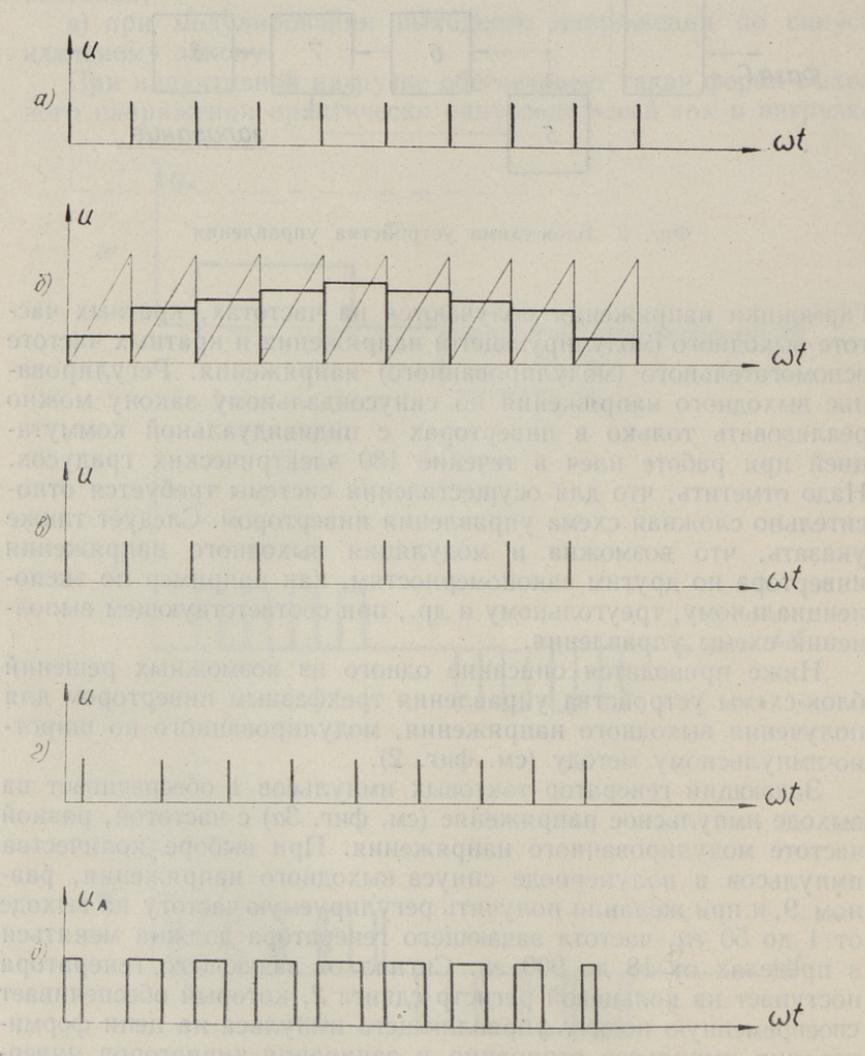
Фиг. 2. Блок-схема устройства управления

Гармоники напряжения получают на частотах, кратных частоте выходного (модулирующего) напряжения и кратных частоте вспомогательного (модулированного) напряжения. Регулирование выходного напряжения по синусоидальному закону можно реализовать только в инверторах с индивидуальной коммутацией при работе плеч в течение 180 электрических градусов. Надо отметить, что для осуществления системы требуется относительно сложная схема управления инвертором. Следует также указать, что возможна и модуляция выходного напряжения инвертора по другим закономерностям, как например по экспоненциальному, треугольному и др., при соответствующем выполнении схемы управления.

Ниже приводится описание одного из возможных решений блок-схемы устройства управления трехфазным инвертором для получения выходного напряжения, модулированного по широтно-импульсному методу (см. фиг. 2).

Задающий генератор тактовых импульсов 1 обеспечивает на выходе импульсное напряжение (см. фиг. 3а) с частотой, равной частоте модулированного напряжения. При выборе количества импульсов в полупериоде синуса выходного напряжения, равном 9, и при желании получить регулируемую частоту на выходе от 1 до 50 гц, частота задающего генератора должна меняться в пределах от 18 до 900 гц. Сигнал от задающего генератора поступает на кольцевой регистр сдвига 2, который обеспечивает своевременную подачу управляющего импульса на цепи формирования импульсов отпирания и запирания тиристоров инвертора.

Импульс передается от регистра сдвига ждущему мультивибратору 3 (для простоты изображена на фиг. 2 схема только одной фазы, схемы остальных фаз аналогичны). Ждущий мультивибратор, сработав от импульса регистра сдвига, вырабатывает стандартизованный импульс, который усиливается усилителем 4 и служит для отпирающих соответствующих тиристоров в инверторе. Отпирающие импульсы изображены на временной диаграмме фиг. 3в.



Фиг. 3. Временные диаграммы сигналов

В то же время импульс от ждущего мультивибратора передается на регистр сдвига 5, который переключается на следующую ступень, и на генератор пилообразного напряжения 6, который в каждый такт срабатывает от нулевого уровня. Рабочий ток ступеней регистра сдвига 5 выбран таким образом, что величина тока поочередно включаемых ступеней соответствует синусоидальному распределению. При этом получается на токосъемном резисторе регистра сдвига 5 ступенчатое напряжение, амплитуда которого соответствует синусоидальному закону (фиг. 3б). Выходное напряжение от регистра сдвига 5 и генератора пилообразного напряжения 6 поступает на узел сравнения 7, который в момент равенства двух поступающих на него напряжений вырабатывает импульс (фиг. 3б и 3г). Импульс усиливается усилителем 8 и служит для выключения включенных сигналом от усилителя 4 тиристоров. В результате получается модулированное по синусоидальному закону напряжение инвертора (фиг. 3д).

Нужно отметить, что полученные таким путем импульсы напряжения располагаются несимметрично относительно середины полупериода, что повлечет за собой ухудшение гармонического состава сигнала. Для устранения этого недостатка включаются 3 первых импульса каждого полупериода не тактовым импульсом, а импульсом запирающего тиристора в фазе, заканчивающей работу (для фазы А импульсами от фазы С и т.д.).

ЛИТЕРАТУРА

1. Г. В. Аранчий, Г. Г. Жемеров, И. И. Эпштейн. Тиристорные преобразователи частоты для регулируемых электроприводов. Энергия, Москва 1968.
2. АН Украинской ССР. Республиканский межведомственный сборник. Электромагнитные и полупроводниковые устройства преобразовательной техники. Наукова думка, Киев 1966.
3. О. И. Хасаев. Транзисторные преобразователи напряжения и тока. Наука, Москва 1966.
4. Н. Х. Ситник и др. Автономные инверторы с отделенными от нагрузки конденсаторами. Энергия, Москва 1968.
5. А. С. Сандлер, Ю. М. Гусяцкий. Автономный инвертор с широтно-импульсной модуляцией по синусоидальному закону для частотного управления асинхронными двигателями. Электричество, 3, 1967, 53—59.

Width-Pulse Sine-Wave Modulation

Summary

An analysis of a. c. drive speed regulation methods is given in the article. The article shows the preference of semiconductor invertors to a generator-motor system in drive speed regulation by means of variable frequency. A block-scheme and operating principles of the control device of a semiconductor inverter with width-pulse sine-wave modulation are given.

- ЛИТЕРАТУРА
1. H. X. Ситтл и др. Автоматическое управление скоростью вращения электродвигателя. М.: Энергия, 1968.
 2. А. И. Устинов, Ю. В. Рубинштейн. Математическое моделирование электродвигателя с частотно-регулируемым управлением. Киев, 1966.
 3. О. Н. Хасяк. Частотное управление инвертирующей и выпрямляющей частотно-регулируемой системой. Киев, 1966.
 4. H. X. Ситтл и др. Автоматическое управление скоростью вращения электродвигателя. М.: Энергия, 1968.
 5. А. С. Тарасов, Ю. В. Рубинштейн. Автоматическое управление скоростью вращения электродвигателя с частотно-регулируемым управлением. Киев, 1966.

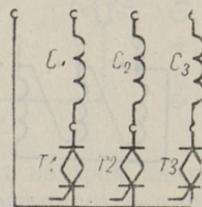
Я. Я. Томсон, П. Р. Винни

АСИНХРОННЫЙ ЭЛЕКТРОПРИВОД, ПИТАЕМЫЙ ОТ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ НА СИММЕТРИЧНЫХ ТИРИСТОРАХ

По литературе известен управляемый асинхронный электропривод, приводной двигатель которого питается от трехфазного тиристорного преобразователя напряжения, состоящего из встречно-параллельно включенных тиристоров в фазах. Управление напряжения этого преобразователя производится при фазовом управлении тиристорами. Использование замкнутой системы управления асинхронным электроприводом путем введения обратной связи по скорости позволяет получить достаточно жесткие механические характеристики указанного привода в широком диапазоне регулирования [1].

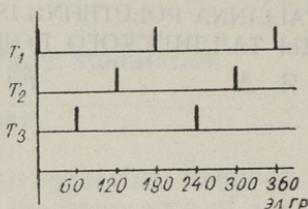
Некоторые новые возможности для получения управляемого асинхронного электропривода открываются с применением симметричных тиристоров вместо обыкновенных тиристоров при построении преобразователя напряжения. В лаборатории кафедры электропривода Таллинского политехнического института была собрана и испытана схема управляемого асинхронного двигателя, питаемого от преобразователя напряжения, который

Фиг. 1. Принципиальная схема соединения симметричных тиристоров преобразователя напряжения



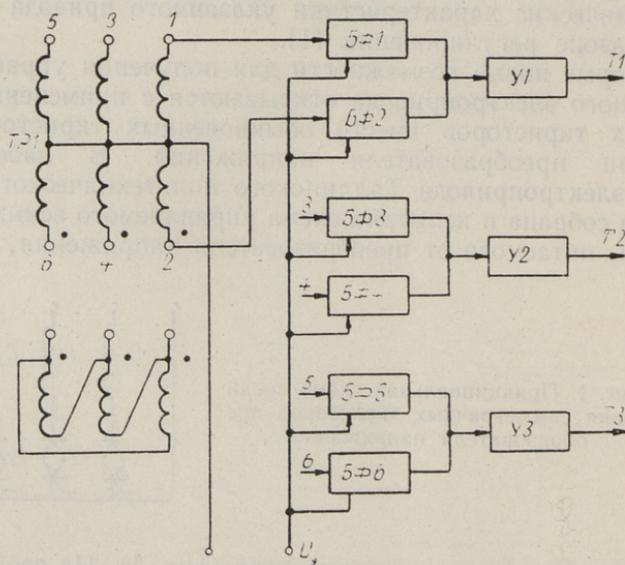
построен на симметричных тиристорах (фиг. 1). На этой фигуре буквами C_1, C_2, C_3 обозначены фазы статорной обмотки асинхронного двигателя и буквами T_1, T_2, T_3 — симметричные тиристоры.

Фиг. 2. Временная диаграмма чередования импульсов отпирания симметричных тиристоров преобразователя напряжения

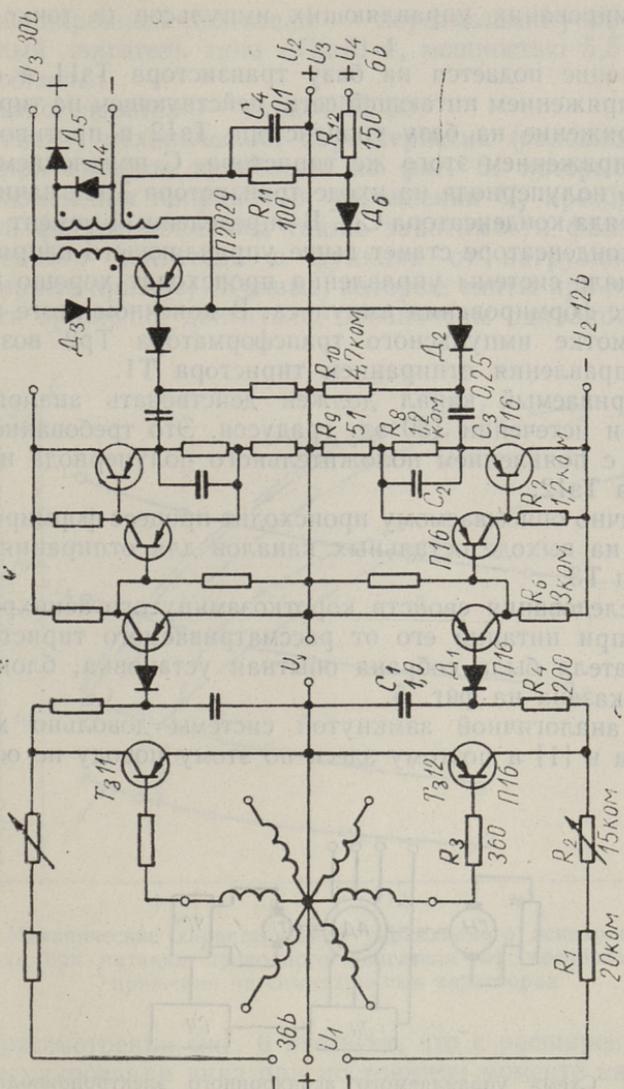


Как известно, система управления трехфазного тиристорного преобразователя напряжения аналогична с системой управления трехфазного мостового тиристорного выпрямителя. В случае преобразователя напряжения с применением симметричных тиристоров система управления преобразователем упрощается. В случае указанной схемы импульсы на электроды управления симметричных тиристоров следует подавать с интервалами 180 электрических градусов (в случаях тиристорного мостового выпрямителя и преобразователя переменного напряжения — с интервалами 360 эл. градусов). Временная диаграмма чередования импульсов отпирания тиристоров рассматриваемого преобразователя показана на фиг. 2.

Для удовлетворения указанных требований построена система управления, блок-схема которой показана на фиг. 3. Сис-



Фиг. 3. Блок-схема системы управления преобразователя напряжения на симметричных тиристорах. БФ1, БФ2... БФ6 — блок формирования импульса; У1, У2, У3 — усилитель (выходной каскад); Т1, Т2, Т3 — на электрод управления тиристора



Фиг. 4. Схема канала для управления отпиранием симметричного тиристора преобразователя напряжения

тема управления преобразователя состоит из трех каналов, т.е. для управления отпиранием трех симметричных тиристоров.

Входным устройством системы управления является трансформатор $Tr1$ (фиг. 4). Имея в виду, что симметричный тиристор должен отпираться в каждый полупериод фазового напряжения питающей сети, две фазы вторичной обмотки трансформатора $Tr1$, сдвинутые на 180 эл. градусов, могут быть соединены на один канал. В данном случае это соединение произведено после

узлов формирования управляющих импульсов (в точке П на фиг. 4).

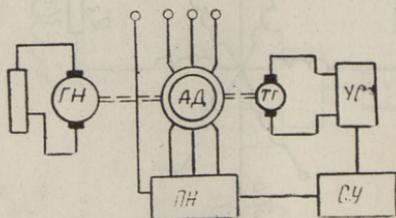
Напряжение подается на базу транзистора Тз11 в фазе с фазным напряжением питающей сети, действующем на тиристоре Т1, а напряжение на базу транзистора Тз12 в противофазе с фазным напряжением этого же тиристора. С появлением положительного полупериода на входе транзистора Тз11 начинается процесс заряда конденсатора С11. В определенный момент напряжение на конденсаторе станет выше управляющего напряжения U_y и в канале системы управления происходит хорошо известный процесс формирования импульса. В конечном итоге во второй обмотке импульсного трансформатора Тр2 возникает импульс управления отпиранием тиристора Т1.

Рассматриваемый канал должен действовать аналогичным образом при истечении 180 эл. градусов. Это требование обеспечивается с появлением положительного полупериода на базу транзистора Тз12.

Аналогично описываемому происходит процесс формирования импульсов на выходе остальных каналов для отпирания тиристоров Т2 и Т3.

Для исследования свойств короткозамкнутого асинхронного двигателя при питании его от рассматриваемого тиристорного преобразователя была собрана опытная установка, блок-схема которой показана на фиг. 5.

Работа аналогичной замкнутой системы довольно хорошо рассмотрена в [1] и поэтому здесь по этому поводу не останавливаются.

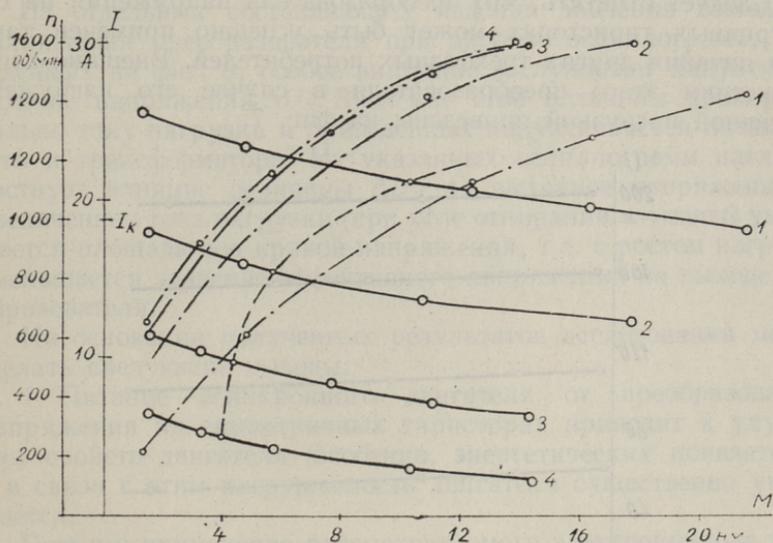


Фиг. 5. Схема управляемого асинхронного электропривода при питании приводного двигателя от преобразователя напряжения на симметричных тиристорах. ПН — силовой блок преобразователя напряжения; СУ — система управления преобразователя напряжения; УС — узел сравнения; ГН — нагрузочный генератор

Некоторые данные силовых элементов сытной установки — тиристоры Т1, Т2, Т3 — симметричные тиристоры ВКДУС-100; 6. кл;

- асинхронный двигатель — короткозамкнутый асинхронный двигатель типа АО2-51-4, мощностью 5,5 квт, 1450 об/мин.;
- тахогенератор — типа ТМГ-30.

Семейство механических характеристик (сплошные кривые) указанной системы приведены на фиг. 6, которые получены путем изменения напряжения управления U_y преобразователя. На этой фигуре показаны также зависимости фазового тока асинхронного двигателя в функции от нагрузки на валу (пунктирные кривые). Кривые, которые сняты при одинаковой скорости вращения двигателя, обозначены одинаковыми цифрами.



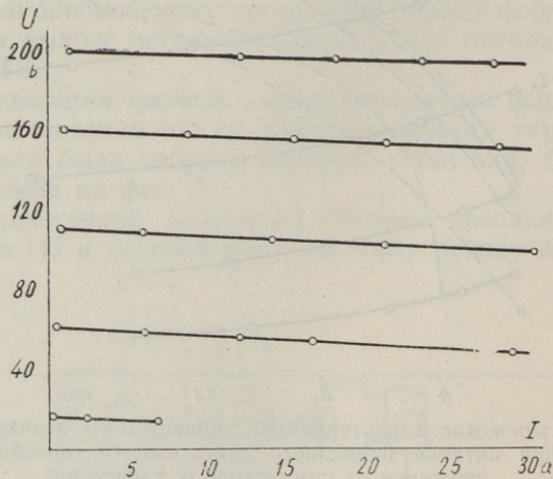
Фиг. 6. Механические характеристики управляемого асинхронного электропривода при питании приводного двигателя от преобразователя напряжения на симметричных тиристорах

Из рассмотрения фиг. 6 явствует, что с расширением диапазона регулирования вниз при постоянном моменте на валу двигателя ток в фазе двигателя будет тем больше, чем меньше скорость вращения. На фигуре показан уровень номинального тока двигателя, по которому нетрудно определить допустимую нагрузку на валу двигателя. На фиг. 6 граница допустимых нагрузок показана прерывистой кривой.

Из рассмотрения приведенных механических характеристик нетрудно видеть, что питание асинхронного двигателя от преобразователя напряжения приводит к ухудшению условий работы двигателя. Управление скорости вращения в данном

случае производится с помощью изменения напряжения питания двигателя. Однако, как известно, уменьшение напряжения питания асинхронного двигателя вызывает также уменьшение магнитного потока двигателя. Одновременно с уменьшением потока Φ уменьшается намагничивающий ток двигателя и растет его вторичный ток I_2 , что в определенных условиях приведет к увеличению первичного тока и к перегрузке обмотки статора. В связи с этим при данном способе управления нагружаемость асинхронного двигателя значительно уменьшается (особенно при низких скоростях вращения двигателя). Поэтому рассматриваемый электропривод может быть использован для механизмов с вентиляторной нагрузочной характеристикой.

Следует отметить, что преобразователь напряжения на симметричных тиристорах может быть успешно применен также для питания других трехфазных потребителей. Внешние характеристики этого преобразователя в случае его нагружения активной нагрузкой приведены на фиг. 7.



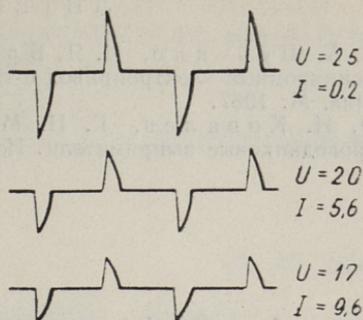
Фиг. 7. Внешние характеристики преобразователя напряжения на симметричных тиристорах в случае активной нагрузки

На фиг. 8 показаны осциллограммы фазового напряжения преобразователя в указанном режиме нагружения при угле отпирания тиристоров $\alpha=140^\circ$. Осциллограммы сняты при трех различных нагрузках, указанных на фиг. 8.

Из теории полупроводниковых преобразователей известно, что выходное напряжение преобразователя определяется следующим выражением [2]:

$$U = U_0 \cos \alpha - \Delta U_x - \Delta U_R - \Delta U_B.$$

Фиг. 8. Осциллограммы выходного напряжения преобразователя напряжения на симметричных тиристорах



Из отдельных составляющих падения значения выходного напряжения преобразователя при анализе осциллограмм, приведенных на фиг. 8, особое внимание заслуживает индуктивное падение напряжения ΔU_x . Значение этой величины пропорционально току нагрузки и приведенных индуктивностей питающей сети и трансформатора. Из указанных осциллограмм наглядно явствует влияние величины ΔU_x на выходное напряжение. С увеличением тока нагрузки (при угле отпирания $\alpha = const$) уменьшается площадь под кривой напряжения, т.е. с ростом нагрузки уменьшается значение эффективного напряжения на выходе преобразователя.

На основании полученных результатов исследования можно сделать следующие выводы:

1. Питание асинхронного двигателя от преобразователя напряжения на симметричных тиристорах приводит к ухудшению свойств двигателя (особенно, энергетических показателей) и в связи с этим нагружаемость двигателя существенно уменьшается.

Поэтому применение рассматриваемого электропривода целесообразно для механизмов с квадратичной зависимостью статического момента от скорости вращения.

2. Полученные механические характеристики рассматриваемого электропривода довольно жесткие. Однако жесткость этих характеристик может быть увеличена при увеличении коэффициента усиления цепи обратной связи системы автоматического регулирования электропривода.

3. Как силовая схема, так и система управления рассматриваемого электропривода в некоторой степени упрощаются по сравнению с применением обыкновенных тиристоров для построения преобразователя напряжения.

4. Преобразователь напряжения на симметричных тиристорах может быть успешно использован для питания различных потребителей, требующих управляемого напряжения.

ЛИТЕРАТУРА

1. В. А. Шубенко, И. Я. Браславский, Р. Т. Шрейнер. Асинхронный электропривод с тиристорным управлением. Изд. «Энергия», М. 1967.
2. Ф. И. Ковалев, Г. П. Мосткова (под редакцией). Полупроводниковые выпрямители. Изд. «Энергия», М. 1967.

J. Tomson, P. Vinnä

Die von dem Symistorspannungssteller gespeiste Asynchronmaschine

Zusammenfassung

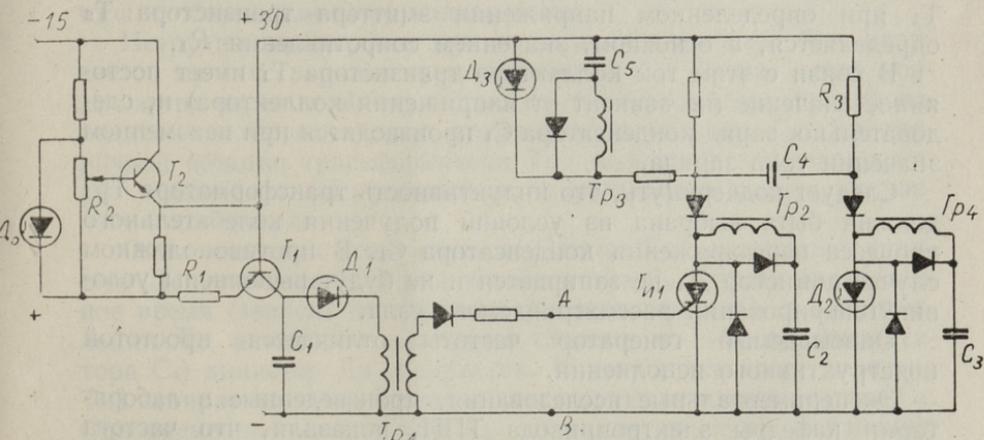
Im Beitrag wird eine Asynchronmaschine betrachtet, die ständerseitig von dem Symistorspannungssteller gespeist wird. Es werden einige Fragen der Verschlechterung der Eigenschaften des Asynchronmotors untersucht, der unter solchen Bedingungen arbeiten muß. Der Arbeit werden mechanische Kennlinien und die Abhängigkeit des Phasenstromes von der Last auf der Motorwelle beigelegt. Auch ist im Beitrag die Steuerungsschaltung des erwähnten Spannungsstellers angegeben worden.

К. Ю. Шильф

БЛОКИНГ-ГЕНЕРАТОР И УЗЕЛ С ЕМКОСТНО-ДИНИСТОРНЫМ ЗАПАЗДЫВАНИЕМ

Неразделимой частью системы управления тиристорного инвертора является генератор импульсов (задающий генератор). Частота импульсов, генерируемых задающим генератором, не должна зависеть от изменения приложенного напряжения, а также от изменения параметров составных элементов генератора. Существенное значение имеет высокая стабильность частоты генерируемых импульсов при построении замкнутых систем частотного управления.

В качестве генератора импульсов может быть применен блокинг-генератор в автоколебательном режиме (фиг. 1), где для получения импульсов используются свойства динистора. Основной частью такого генератора является узел, состоящий из транзистора T_1 , динистора D_1 и конденсатора C_1 . Заряд конденсатора C_1 происходит через транзистор T_1 . Если в процессе



Фиг. 1. Схема блокинг-генератора и узла с емкостно-динисторным запаздыванием

заряда конденсатора потенциал на его зажимах превышает напряжение включения динистора, последний отпирается и конденсатор разряжается через первичную обмотку трансформатора Tr_1 . В результате этого во вторичной обмотке трансформатора возникает импульс, который может быть использован для управления отпиранием тиристоров инвертора.

Частота, генерируемая таким генератором, может быть выражена общеизвестной зависимостью

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_1 + t_2},$$

где t_1 — длительность заряда конденсатора C_1 до напряжения включения $U_{отп}$ динистора D_1 ;

t_2 — длительность разряда этого же конденсатора.

Учитывая, что $t_1 \gg t_2$ и имея в виду, что

$$t_1 = \frac{C_1 U_{отп}}{i},$$

можем с некоторой (незначительной) погрешностью написать:

$$f = \frac{i}{C_1 U_{отп}},$$

где i — значение тока заряжения конденсатора C_1 .

Из указанной зависимости явствует, что для обеспечения постоянства генерируемой частоты требуется неизменное значение тока заряда конденсатора. Такой режим обеспечивается при помощи транзистора T_2 (в режиме эмиттерного повторителя), потенциал базы которого задается потенциометром R_2 . Постоянное значение напряжения на зажимах потенциометра обеспечивается стабилитроном D_0 . Следует подчеркнуть, что при условиях $R_1 \gg R_{ЭБ}$ ($R_{ЭБ}$ — суммарное сопротивление перехода эмиттер-база транзистора T_1) эмиттерный ток транзистора T_1 при определенном напряжении эмиттера транзистора T_2 определяется, в основном, значением сопротивления R_1 .

В связи с этим ток коллектора транзистора T_1 имеет постоянное значение (не зависит от напряжения коллектора) и, следовательно, заряд конденсатора C_1 производится при неизменном значении тока заряда.

Следует подчеркнуть, что индуктивность трансформатора Tr_1 должна быть выбрана из условий получения колебательного процесса перезаряжения конденсатора C_1 . В противоположном случае динистор D_1 не запирается и не будут выполнены условия генерирования рассматриваемого узла.

Описываемый генератор частоты отличается простотой конструктивного исполнения.

Экспериментальные исследования, произведенные в лаборатории кафедры электропривода ТПИ, показали, что частота генерируемых импульсов, а также ширина и амплитуда импульсов незначительно зависят от изменения напряжения питания в

широких пределах. Например, изменение выдаваемой частоты импульсов не наблюдалось при изменении напряжения питания от 20 до 40 в (в случае номинального значения приложенного напряжения 30 в).

Некоторые данные основных элементов, применяемых при построении рассматриваемого генератора:

- динистор D_1 — Д228А; транзисторы T_1 и T_2 — П214В; стабилитрон D_0 — Д814А; конденсатор C_1 — 2 мкф, резистор R_1 — 300 ом.

Вторым важным элементом в системе управления инвертором с общим коммутирующим узлом является узел запаздывания. Из [3] явствует, что в упомянутой системе импульсы от задающего генератора должны поступать в распределительное устройство и также на электрод управления тиристора заряда коммутирующего конденсатора с запаздыванием по сравнению с моментом отпирания коммутирующего тиристора. Для достижения требуемых промежутков запаздывания в указанной системе управления применяется в качестве элемента времени ждущий триггер.

В настоящей статье в качестве элемента времени предлагается узел, состоящий из динистора и конденсатора.

Выходной сигнал задающего генератора (точки А и Б на фиг. 1) подается на электрод управления тиристора T_{i1} , который отпирается и конденсатор C_2 разряжается через первичную обмотку трансформатора Tr_2 . Импульсы, возникающие во вторичных обмотках (на фиг. 1 не показаны) трансформатора Tr_2 , могут быть применены для управления отпиранием последовательно соединенных тиристорov коммутирующего узла инвертора с общим коммутирующим узлом.

Нетрудно видеть, что при отпирании тиристора T_{i1} начинается процесс заряжения конденсатора C_5 . Разряд этого конденсатора через первичную обмотку трансформатора Tr_3 происходит аналогично случаю разряда конденсатора C_1 . Во вторичной обмотке трансформатора Tr_3 возникает импульс, который подается в распределительное устройство системы управления инвертора.

Одновременно с отпиранием тиристора T_{i1} запирается динистор D_2 и начинается заряд конденсатора C_3 . Спустя определенное время (зависит от параметров конденсатора C_3 и сопротивления R_3 , а также в некоторой степени от емкости конденсатора C_4) динистор D_2 отпирается. В результате этого тиристор T_{i1} запирается под действием коммутирующего конденсатора C_4 . Одновременно конденсатор C_3 разряжается через первичную обмотку трансформатора Tr_4 . Импульс, возникающий во вторичной обмотке трансформатора Tr_4 , используется для отпирания

ния тиристора заряда коммутирующего конденсатора инвертора [3].

Длительности запаздывания, получаемые при помощи рассмотренных узлов, могут легко регулироваться изменением параметров этих узлов (т.е. изменением емкости конденсатора, напряжения включения динистора и сопротивления в цепи заряжения конденсатора). Длительность запаздывания, получаемая при помощи узла D_3, C_5 , можно легко стабилизировать при помощи стабилитрона, который ограничивает импульс напряжения, заряжающий конденсатор C_5 .

ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Тищенко, В. Г. Машлыкин. Динисторы и тиристоры и их применение в автоматике. Изд. «Энергия», М.—Л. 1966.
2. H. Tani, E. Velme. Pooljuhtseadised ja nende kasutamine (на эстонском языке). Изд. «Валгус», Таллин 1967.
3. Р. Р. Ирс, О. М. Пикков, К. Ю. Шильф, Я. Я. Томсон. Инвертор с общим коммутирующим звеном. См. наст. сборник, стр. 17.

K. Schilf

Blocking-Generator und ein Kapazität-Dinistor-Verzögerungsglied

Zusammenfassung

Es wird eine Schaltung des Blocking-Generators vorgeschlagen, die im Eigenschwingungsregime arbeitet. Für die Erzeugung von Impulsen sind die Eigenschaften des Dinistors angewendet. Die Frequenz, die Breite und die Amplitude des Impulses ist in geringem Maße abhängig von der Netzspannung, die sich in weiten Grenzen verändern kann.

Als Verzögerungsglied in der Steuerungsschaltung des Thyristorinvertors mit dem gemeinsamen Kommutierungsknoten wird eine Kapazität-Dinistor-Einrichtung vorgeschlagen. Dabei wird die Arbeit einer Schaltung, die aus zwei Verzögerungsgliedern besteht, näher betrachtet.

ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА III

Таллинский политехнический институт

Редактор М. Давыдов

Технический редактор [Я. Мыттус]

Сборник утвержден коллегией Трудов ТПИ 15/IV 1969 года.

Сдано в набор 20/V 1969. Подписано к печати 11/XI 1970. Бумага 60×90/16.

Печ. листов 4,5 + прилож. Уч. изд. листов 3,5. Тираж 350. МВ-10008. Заказ 1927.

Типография «Пунане Тяхт», Таллин, ул. Пикк, 54/58.

Цена 35 коп.





Цена 35 коп.