

УДК 621.314

К.А.Липковський, докт.техн.наук (Ин-т електродинаміки НАН України, Київ)

Уменьшение установленной мощности секционированного автотрансформатора дискретного стабилизатора напряжения за счет переформирования крайних секций

Показано, что в исполнительной структуре дискретного стабилизатора напряжения с двумя электромагнитными элементами может быть реализовано такое формирование крайних секций силового секционированного автотрансформатора, которое ведет к снижению его установленной мощности.

Показано, що у виконавчій структурі дискретного стабілізатора напруги з двома електромагнітними елементами може бути реалізоване таке формування крайніх секцій силового секціонованого автотрансформатора, яке призводить до зменшення його встановленої потужності.

В [4] рассмотрены основные положения расчета витковых соотношений и токовых загрузок обмоток вольтодобавочного трансформатора (ВДТ) и автотрансформатора (АТ) трансформаторно-ключевой исполнительной структуры (ТКИС) с двумя электромагнитными элементами (ЭМ), применяемой в дискретных стабилизаторах напряжения переменного тока [1]. На рис. 1 показана одна из конфигураций такой ТКИС, имеющая (n + 1) секций регулировочных обмоток АТ, которая в [4] обозначена как А1.

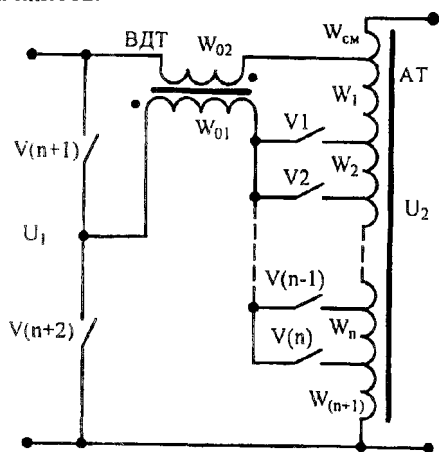


Рис. 1

Представляется целесообразным обратить внимание на одно обстоятельство, учет которого, как показали исследования, может привести к определенному снижению установленной мощности сек-

ционированного автотрансформатора такой исполнительной структуры.

В соответствии с [4] все секции регулировочной обмотки АТ, кроме последней секции с относительным числом витков $W_{(n+1)}^*$, положительны, так как все они пропорциональны величине $(\gamma - 1)$, где γ — отношение верхней и нижней границ изменения выходного напряжения, которое всегда больше единицы. Другими словами, намотка этих секций должна выполняться в одном и том же направлении. Это, в частности, справедливо и для предпоследней секции W_n^* , для которой

$$W_n^* = \frac{2\gamma(\gamma - 1)\sqrt{G}}{(\sqrt{G} - 1)(G + \gamma)} > 0, \tag{1}$$

где G — отношение границ возможного (диктуемого условиями работы) изменения сетевого напряжения ($G = U_{1max} / U_{1min}$).

Для последней секции обмотки

$$W_{(n+1)}^* = \frac{2\gamma\sqrt{G} - (G + \gamma)}{(\sqrt{G} - 1)(G + \gamma)}, \tag{2}$$

т.е., в зависимости от сочетаний параметров поля стабилизации (ПС) G и γ , она, в принципе, может изменять свой знак, а, значит, и требовать намотки в направлении, противоположном намотке остальных секций. При некотором $\gamma = \gamma_{кр1}$ число ее витков оказывается равным нулю, т.е.

$$2\gamma_{кр1} \sqrt{G} - (G + \gamma_{кр1}) = 0,$$

откуда

$$\gamma_{кр1} = G / (2\sqrt{G} - 1). \quad (3)$$

Заметим, что в данном случае можно было бы говорить о критическом значении диапазона изменения входного напряжения $G_{кр} = \gamma (2\gamma - 1 + 2\sqrt{\gamma^2 - \gamma})$, однако обе зависимости тождественны и мы остановимся на более простом варианте — формуле (3).

Если $\gamma_{кр1} < \gamma$, то $0 < W_{(n+1)}^*$ (рис. 2, а), если $\gamma < \gamma_{кр1}$, то $W_{(n+1)}^* < 0$ (рис. 2, б), что подтверждает указанную выше необходимость намотки этой секции "навстречу" другим секциям. Будем называть последнюю секцию АТ в этом случае "отрицательной". При дальнейшем снижении γ (т.е. повышении точности стабилизации) относительно $\gamma_{кр1}$ число витков этой "отрицательной" секции будет увеличиваться и при некотором $\gamma_{кр2} < \gamma_{кр1}$ станет равным числу витков предпоследней секции. Приравняв (1) и (2) (с измененным знаком), получаем

$$2\gamma_{кр2} (\gamma_{кр2} - 1) \sqrt{G} = G + \gamma_{кр2} - 2\gamma_{кр2} \sqrt{G},$$

откуда

$$\gamma_{кр2} = \left[1 + (SG\sqrt{G} + 1)^{1/2} \right] / 4\sqrt{G}.$$

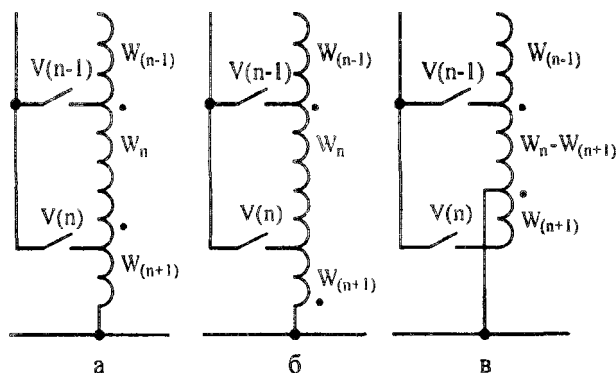


Рис. 2

Дальнейшее уменьшение γ на практике не наблюдается.

Построим зависимости $\gamma_{кр1} = f(G)$, $\gamma_{кр2} = f(G)$,

а также $\gamma = G^{1/J}$, где J — число возможных режимов работы ($J = 2n$), для наиболее часто встречающихся значений $J = 8, 10, 12, 14, 16, 18, 20$ (рис. 3). Здесь же отметим уровни неустойчивости выходного напряжения $\delta U_2 = (U_{2\max} - U_{2\min}) / 2U_H = (\gamma - 1) / (\gamma + 1)$, соответствующие коэффициентам μ , которые, естественно, не зависят от G , т.к. могут быть получены при любом G соответствующим выбором $J(n)$.

Рассмотрим, каким по величине является "взнос" секций W_n^* и $W_{(n+1)}^*$ (соответственно, $P_{W_n}^*$ и $P_{W_{(n+1)}}^*$) в значение установленной мощности сек-

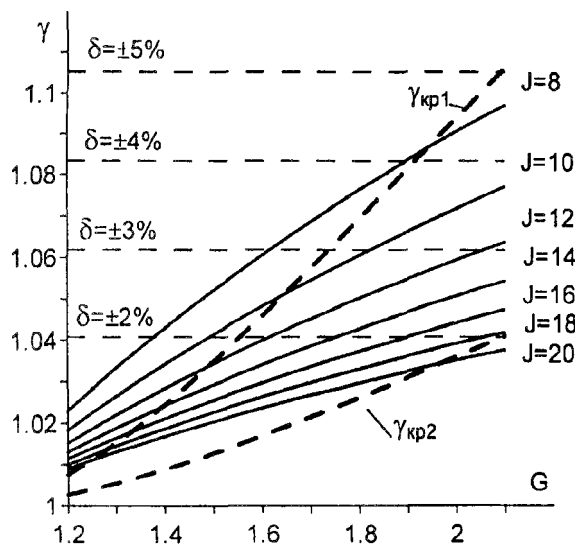


Рис. 3

ционированного автотрансформатора, которая принимается равной полусумме произведений относительных наибольших значений напряжений и токов всех секций.

Нормируя мощности и токи секций W_n^* и $W_{(n+1)}^*$ по номинальным значениям мощности и тока нагрузки, в уравнение

$$P_{W_n}^* + P_{W_{(n+1)}}^* = 0,5 (U_{W_n}^* I_{W_n}^* + U_{W_{(n+1)}}^* I_{W_{(n+1)}}^*)$$

подставим полученные в [6] наибольшие значения токов

$$I_{W_{n,\max}}^* = \left(\frac{1}{\mu\gamma} - \frac{\gamma+1}{2} \right) \quad \text{в режиме 2 и } (n+2),$$

$$I_{W_{(n+1),\max}}^* = \left(\frac{1}{\mu} - \frac{\gamma+1}{2} \right) \quad \text{в режиме 1 и } (n+1) \quad (4)$$

и найдем

$$\left[P_{W_n}^* + P_{W_{(n+1)}}^* \right]_6 =$$

$$= 0,5 \left[U_{W_n}^* \left(\frac{1}{\mu\gamma} - \frac{\gamma+1}{2} \right) + U_{W_{(n+1)}}^* \left(\frac{1}{\mu} - \frac{\gamma+1}{2} \right) \right],$$

где μ — относительная величина нижней границы изменения входного напряжения ($\mu = U_{1\min} / U_H$), а индекс "б" говорит о рассматриваемом техническом решении.

С целью уменьшения этого "взноса", а, значит, и снижения величины установленной мощности АТ, предлагается выполнить последнюю "отрицательную" секцию не путем ее намотки встречно остальным секциям, а за счет использования части предпоследней "положительной" секции так, как это показано на рис. 2, в. При этом, во-первых, сокращается на величину $W_{(n+1)}^*$ общее число вит-

ков обмотки АТ; во-вторых, максимальный ток секции W_n^* будет протекать только по части этой обмотки ($W_n^* - W_{(n+1)}^*$); в-третьих, ток через "новую" секцию будет иметь меньшую величину

$$I_{W_{(n+1)}^*}^* = I_{W_{(n+1)}^*}^* - I_{W_n(1)}^* < I_{W_{(n+1)}^*}^*, \quad (5)$$

где $I_{W_n(1)}^*$ — ток в обмотке W_n^* в первом и $(n+1)$ режиме, который, согласно [6], равен

$$I_{W_n(1)}^* = \frac{1}{\mu\sqrt{G}} - \frac{\gamma+1}{2}, \quad (6)$$

и будет протекать через эту секцию только в режимах 1 и $(n+1)$, в то время, как при схемотехническом решении согласно рис. 2, б через секцию $W_{(n+1)}^*$ во всех режимах будет протекать ток, создавая соответствующие потери в омическом сопротивлении этой секции.

После подстановки (4) и (6) в (5) получаем

$$I_{W_{(n+1)}^*}^* = \frac{1}{\mu} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{G}} \right).$$

С учетом этого "взнос" последних секций $W_{(n+1)}^*$ и W_n^* в величину установленной мощности АТ в предложенном варианте (рис 2, в) оказывается равным

$$\left[P_{W_n^*}^* + P_{W_{(n+1)}^*}^* \right]_в =$$

$$= 0,5 \left[\left(U_{W_n^*}^* - U_{W_{(n+1)}^*}^* \right) I_{W_{(n+1)}^*}^* + U_{W_{(n+1)}^*}^* I_{W_{(n+1)}^*}^* \right] =$$

$$= \left[P_{W_n^*}^* + P_{W_{(n+1)}^*}^* \right]_б - \Delta P^*,$$

$$\text{т.е. } \Delta P^* = 0,5 N_{W_{(n+1)}^*}^* \left[\frac{1}{\mu} \left(\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\sqrt{G}} \right) - (\gamma+1) \right].$$

Поскольку, согласно [4],

$$I_{W_{(n+1)}^*}^* = \frac{\mu}{2(\sqrt{G}-1)} (G + \gamma - 2\gamma\sqrt{G}),$$

значительно для определения выигрыша по установленной мощности АТ от предложенного выполнения последней секции $W_{(n+1)}^*$ имеем

$$\Delta P^* = \frac{G + \gamma - 2\gamma\sqrt{G}}{4(\sqrt{G}-1)} \left[\frac{1}{\gamma} + \frac{1}{\sqrt{G}} - \mu(\gamma+1) \right]. \quad (7)$$

Таким образом, если при реализации ТКИС необходимо при заданном G обеспечить такое γ , чтобы оно удовлетворяло неравенству $\gamma_{кр2} < \gamma < \gamma_{кр1}$, то сделанное предложение позволит в той или иной мере уменьшить величину установленной мощности секционированного автотранс-

форматора этой ТКИС. Анализ графиков рис. 3 и выражения (7) позволяет сделать некоторые выводы (качественного характера) относительно влияния на получаемый выигрыш всех параметров поля стабилизации $-\gamma, \mu, G$.

Выигрыш растет:

— с уменьшением γ (повышением точности стабилизации) при неизменных значениях G и μ ;

— с увеличением G (расширением допустимого изменения входного напряжения) при неизменных значениях γ и μ ;

— с уменьшением μ (снижением нижней границы изменения входного напряжения при неизменных G и γ).

При одновременном изменении параметров ПС в указанных благоприятных направлениях выигрыш, естественно, еще больше увеличивается.

Перейдем от качественной к количественной оценке предложенного, т. е. к конкретному численному примеру. Рассмотрим вариант расчета секционированного автотрансформатора для ТКИС, предназначенной работать с такими параметрами поля стабилизации: $G = 280 \text{ В} / 140 \text{ В} = 2,0$; $\mu = 140 \text{ В} / 220 \text{ В} = 0,6363$ и $\gamma = (2,0)^{1/J}$, $J = 8, 10, 12, 14, 16, 18$. Просчитаем согласно [6] установленную мощность секционированного АТ при наличии "отрицательной" секции обмотки $— P_1^*$, а по (7) — выигрыш ΔP^* , обусловленный предложенным выполнением "отрицательной" секции. Найдем новые значения установленной мощности $P_2^* = P_1^* - \Delta P^*$, сведем полученные результаты в табл. 1 и проанализируем их.

Таблица 1

J	$\pm \delta, \%$	P_1^*	ΔP^*	$\Delta P^* / P_1^* \cdot 100, \%$	P_2^*
8	4,33	0,155	0,001	0,8	0,154
10	3,46	0,168	0,008	4,6	0,160
12	2,89	0,177	0,013	7,3	0,164
14	2,47	0,184	0,018	9,1	0,168
16	2,16	0,190	0,020	10,5	0,170
18	1,92	0,194	0,022	11,5	0,172

Влияние изменения требуемой точности стабилизации (или ошибки стабилизации δ) на установленную мощность секционированного автотрансформатора ТКИС уже отмечалось ранее [3]. Как следует из табл. 1, повышение точности вдвое (от $\delta = \pm 4,33\%$, до $\delta = \pm 2,16\%$) ведет к некоторому (примерно на 22%) увеличению P_1^* . Однако, при этом увеличивается и получаемый при использовании варианта рис. 2, в выигрыш, причем как в абсолютных значениях, так и в процентах относительно P_1^* . Вследствие этого величина P_2^* , которая всегда меньше P_1^* , растет с уменьшением δ вдвое

медленнее, чем P_1^* — всего лишь на 11%.

До сих пор для идентификации диапазона изменения входного напряжения мы, как и раньше, (например, в [2, 5]) использовали параметры G и μ , которые позволили получить удобные, а главное, компактные формулы для определения токов и напряжений секций АТ и их установленных мощностей. Однако, для раздельного учета влияния на эти показатели ширины указанного диапазона и его сдвига относительно номинального напряжения, целесообразно перейти к другой системе обозначений. Так, через $\Delta U_1'$ обозначим относительную ширину задаваемого диапазона изменения входного напряжения

$$\Delta U_1' = (U_{1\max} - U_{1\min}) / U_{1н} = \mu (G - 1), \quad (8)$$

а через K_c — коэффициент сдвига середины этого диапазона относительно $U_{1н}$

$$K_c = \frac{U_{1ср}}{U_{1н}} = \frac{(U_{1\max} + U_{1\min})}{2U_{1н}} = 0,5\mu (G + 1). \quad (9)$$

Из (8) и (9) находим:

$$G = \frac{K_c + 0,5\Delta U_1'}{K_c - 0,5\Delta U_1'}, \quad \mu = K_c - 0,5\Delta U_1'. \quad (10, 11)$$

Используя (10) и (11) в выведенных ранее формулах для определения установленной мощности автотрансформатора, получим "чистые" зависимости $P^* = f(\Delta U_1')$ при $K_c = \text{const}$ и $P^* = f(K_c)$ при $\Delta U_1' = \text{const}$.

Проанализируем эти зависимости для конкретного случая ТКНС с $J=12$ и наиболее часто встречающихся на практике значений $\Delta U_1'$ и K_c . В табл. 2 сведем зависимости $P_1^* = f(\Delta U_1')$ и $P_2^* = f(\Delta U_1')$ для варианта $K_c = 0,9545$ ($U_{1ср} = 210$ В), а в табл. 3 — $P_1^* = f(K_c)$ и $P_2^* = f(K_c)$ для варианта $\Delta U_1' = 0,6363$ ($\Delta U_1 = 140$ В).

Таблица 2

$\Delta U_1'$	G	μ	P_1^*	P_2^*	P_2^*/P_1^*
0,60	1,917 (276,0/144,0)	0,655	0,164	0,154	0,937
0,62	1,962 (278,2/141,8)	0,645	0,171	0,160	0,931
0,64	2,009 (280,4/139,6)	0,635	0,178	0,165	0,926
0,66	2,057 (282,6/137,4)	0,625	0,186	0,171	0,921
0,68	2,107 (284,8/135,2)	0,615	0,194	0,177	0,916
0,70	2,158 (287,0/133,0)	0,605	0,202	0,184	0,911

Анализ табл. 2 показывает, что расширение диапазона изменения входного напряжения от 0,6 (132 В) до 0,7 (154 В), т. е. на 16,7%, приводит к

увеличению P_1^* в 1,23 раза. Хотя при этом P_2^* тоже возрастет (в 1,19 раза), выигрыш по установленной мощности АТ от предложенной организации последних двух секций его обмотки несколько увеличивается (от 6,3% до 8,9%).

Как видно из табл. 3, уменьшение коэффициента K_c , т. е. увеличение различия между зонами диапазона изменения входного напряжения, в которых происходит вольтодобавка и вольтовывчет, всего на 7,7%, ведет к существенному (в 1,49 раза) увеличению P_1^* и почти такому же (в 1,47 раза) увеличению P_2^* . Однако и здесь выигрыш по установленной мощности АТ при утяжелении условий его работы тоже растет — от 6,9% до 8,1%.

Таблица 3

K_c	G	μ	P_1^*	P_2^*	P_2^*/P_1^*
0,975	1,969 (284,5/144,5)	0,657	0,159	0,148	0,931
0,960	1,991 (281,2/141,2)	0,642	0,172	0,160	0,928
0,945	2,015 (277,9/137,9)	0,627	0,187	0,173	0,926
0,930	2,040 (274,6/134,6)	0,612	0,204	0,188	0,924
0,915	2,066 (271,3/131,3)	0,597	0,220	0,203	0,921
0,900	2,094 (268,0/128,0)	0,582	0,237	0,218	0,919

Очевидно, что качественно аналогичную картину можно получить и для других конфигураций исполнительной структуры с двумя ЭМЭ, например, для варианта Б [4]. Однако в нем придется применить предложенный способ организации обмоток для первых двух секций — W_1 и W_2 , а не для последних — W_n и $W_{(n+1)}$, как в варианте А.

Следует отметить, что установленная мощность вольтодобавочного трансформатора при этом (в обоих вариантах) будет оставаться неизменной, так как она определяется только параметрами G и μ и не зависит от μ .

Заключение. Использование предложенного принципа организации крайних секций обмотки автотрансформатора силовой исполнительной структуры дискретного стабилизатора напряжения с двумя электромагнитными элементами позволяет уменьшить его установленную мощность и, в конечном итоге, улучшить массогабаритные показатели.

Выигрыш по установленной мощности АТ, при одном и том же заданном диапазоне изменения входного напряжения, существенно растет с повышением требований к точности стабилизации (с ростом J). Он также возрастает, однако в значительно меньшей мере, при неизменном J и ухудшении условий работы — увеличении диапазона изменения входного напряжения и (или) увеличении сдвига его середины относительно номинального напряжения.

Реализация предложенного принципа не связана с какими-либо усложнениями в плане расчета

и конструирования секционированного автотрансформатора такого назначения.

1. Липковский К.А. Трансформаторно-ключевые исполнительные структуры преобразователя переменного напряжения. — Киев: Наук. думка. 1983. — 216 с.

2. Липковский К.О. Порівняльна оцінка основних варіантів побудови розрахункових характеристик виконавчих структур дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2005. — № 5. — С. 28—31.

3. Липковский К.А. Исполнительный орган дискретного стабилизатора напряжения переменного тока с декомпозицией ключевых элементов коммутатора // Техн. електродинаміка. — 2006. — № 2. — С. 35—41.

4. Липківський К.О., Можаровський А.Г. Аналіз вхідних та вихідних характеристик дискретних стабілізаторів напруги змінного струму // Техн. електродинаміка. — 2005. — № 4. — С. 38—42.

5. Липковский К.А., Можаровский А.Г. Исполнительные структуры стабилизаторов напряжения с двумя электромагнитными элементами // Техн. електродинаміка. — 2006. — №1. — С. 31—38.

6. Халиков В.А., Можаровский А.Г. Расчет установленной мощности двухтрансформаторных стабилизаторов напряжения дискретного действия // Техн. електродинаміка. — 2006. — № 4. — С. 35—40.

Надійшла 25.01.07

УДК 62—83 : 621.313.3

Комаров Н.С., докт.техн.наук (Ин-т электродинамики НАН Украины, Киев), Стаценко А.В. (Киевский национальный ун-т технологий и дизайна)

Разгон асинхронного двигателя электропривода с частотно-токовым управлением

Рассматривается задача управления электроприводом с преобразователем частоты на основе следящего инвертора тока при разгоне асинхронного двигателя до заданной скорости вращения. Обоснован алгоритм управления, обеспечивающий минимизацию нагрузки на преобразователь с учетом ограничений преобразователя частоты по максимальным значениям тока и напряжения.

Розглядається задача керування електроприводом з перетворювачем частоти на основі слідуючого інвертора струму під час розгону асинхронного двигуна до заданої швидкості обертання. Обґрунтовано алгоритм керування, який забезпечує мінімізацію навантаження на перетворювач з урахуванням обмежень перетворювача частоти по максимальних значеннях струму і напруги.

Создание управляемого электропривода с асинхронным двигателем требует применения достаточно сложных и дорогостоящих преобразователей частоты. В [1] показана возможность существенного упрощения преобразователя частоты на основе следящих инверторов тока с высокочастотной импульсной модуляцией при четырехпроводном подключении асинхронного двигателя. При оптимизации коммутационных процессов можно считать, что потери в таком преобразователе пропорциональны току. В связи с этим возникает задача поиска алгоритма управления преобразователем частоты, обеспечивающего ограничение максимальных значений тока и напряжения на выходе преобразователя, минимизацию тока в стационарных режимах и минимизацию длительности переходных процессов в динамических режимах, при разгонах и торможениях, для чего максимальный

момент на валу двигателя должен в несколько раз превышать момент сопротивления.

В стационарных режимах (при постоянной скорости и нагрузке на валу двигателя) такой электропривод может быть представлен схемой замещения, показанной на рис. 1, а, а связь между напряжениями и токами ротора и статора устанавливается векторной диаграммой (рис. 1, б).

На схеме параметры роторной цепи приведены к статору и обозначены: R_S, R_r — активные сопротивления цепи статора и ротора; $\omega_S L_S, \omega_S L_r$ — индуктивные сопротивления рассеяния статора и ротора, $\omega_S L_M$ — индуктивное сопротивление контура намагничивания, s — скольжение, определяемое согласно выражения:

$$s = \frac{\omega_S - \omega_r}{\omega_S} = \left(f_S - \frac{pn}{60} \right) / f_S = \frac{\Delta s}{f_S} = 1 - \frac{2\pi pn}{60\omega_S}$$

© Комаров Н.С., Стаценко А.В., 2007