

**ДИСКРЕТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ФЕРРОМАГНИТНЫМИ  
УСТРОЙСТВАМИ БЕЗ ПОДМАГНИЧИВАНИЯ ПОСТОЯННЫМ  
ТОКОМ**

А. В. КОБЗЕВ, В. П. ОБРУСНИК, М. Г. САВКОВ

(Представлена научно-техническим семинаром отдела статических преобразователей НИИ АЭМ при ТПИ)

Часто свойства полупроводниковых и ферромагнитных приборов весьма удачно дополняют друг друга. В большинстве случаев применение полупроводниково-магнитных устройств в системах регулирования — стабилизации напряжения позволяет наиболее просто решить техническую задачу, уменьшить вес и габариты, увеличить надежность [2, 3]. Пример простейшего из них приведен на рис. 1, а. В [2, 3] эти устройства названы тиристорно-магнитными усилителями ТМУ. Характерной особенностью таких аппаратов является отсутствие подмагничивания постоянным током и дискретное управление путем периодического замыкания — размыкания быстродействующим ключом  $K$  дополнительной или части рабочей обмотки.

Основные свойства и характеристики тиристорно-магнитных устройств в значительной степени зависят от закона управления ключом  $K$ . Наиболее распространен такой способ, при котором ключ (тиристор или транзистор) включается с регулируемой задержкой по углу относительно полуволны напряжения сети (см.  $\alpha_K$  на рис. 2) и «естественно погасает» при переходе напряжения через ноль. В другой полупериод дроссель естественно намагничивается и насыщается при угле  $\beta_K = \alpha_K + \pi$ . В нагрузке при этом формируется напряжение, диаграмма которого для произвольного угла  $\alpha_K$  показана на рис. 2.

Амплитуда  $A_{1m}$  и фаза  $\varphi_1$  первой гармоники этого напряжения для различных углов коммутации  $\alpha_K$  определяются выражениями:

$$A_{1m} = \frac{U_{2m}}{\pi} \sqrt{(\pi - \alpha_K)^2 + (\pi - \alpha_K) \sin 2\alpha_K - \sin^2 \alpha_K}, \quad (1)$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{-\sin^2 \alpha_K}{\pi - \alpha_K + \frac{1}{2} \sin 2\alpha_K}. \quad (2)$$

Здесь

$U_{2m}$  — амплитуда синусоидального выходного напряжения в режиме максимальной отдачи ( $\alpha_K = 0$ ).

Анализ выражения (2) показывает, что при изменении  $\alpha_K$  обязательно меняется угол  $\varphi_1$ . Для многих же установок оказывается необходимым, чтобы выходное напряжение регулятора по фазе не изменялось. Такая потребность возникает, например, в трехфазных статистических преобразователях напряжения, работающих на несимметричную на-

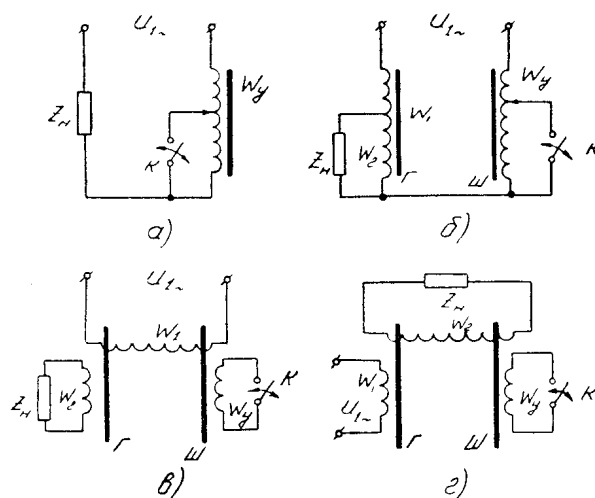


Рис. 1

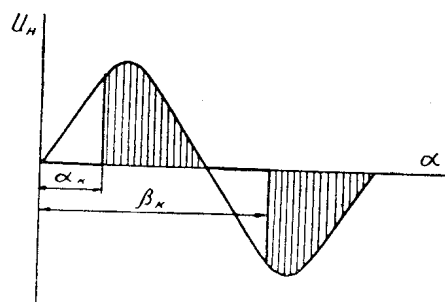


Рис. 2

грузку, при их пофазовой стабилизации [4], при построении регуляторов — стабилизаторов напряжения телемеханики, при амплитудном регулировании скорости асинхронных двухфазных двигателей и т. д.

Авторами установлено, что желаемый результат может быть достигнут практически без особого усложнения устройства, если ферромагнитным регулятором управлять в соответствии со способом, подробно описанным в [1]. Кратко он заключается в том, что обмотка управления ферромагнитного устройства закорачивается полупроводниковым ключом в начале каждого периода на время не более полупериода.

Ниже дается анализ физических процессов и основных величин для ферромагнитных устройств с дискретным управлением, схемные варианты которых показаны на рис. 1, а управление осуществляется по способу [1].

На рис. 1, а приведена электрическая схема известного тиристорно-магнитного усилителя. Здесь нелинейный дроссель, состоящий из одного сердечника с обмоткой, включается последовательно с нагрузкой, а полупроводниковый ключ  $K$  осуществляет замыкание—размыкание части витков дросселя (отпайка витков обмотки нужна лишь в случае, когда допустимое напряжение ключевого элемента меньше напряжения сети). Если потребуется согласовать напряжение нагрузки с сетью без гальванической развязки, то может быть использована схема на рис. 1, б. Здесь уже имеется два магнитопровода, главный  $\Gamma$  и шунт  $\mathcal{I}$  (они могут быть конструктивно объединены), и имеются трансформаторно связанные обмотки  $W_2$  и  $W_1$ . Важным достоинством в этой схеме является возможность регулировать в некоторых пределах выходное напряжение на хо-

лостом ходу. Такими же возможностями обладает и схема на рис. 1, в, но здесь дополнительно осуществлена гальваническая развязка всех трех цепей: нагрузки, ключевого элемента и сети. Обмотки  $W_2$  и  $W_y$  лучше всего располагать в развитом окне охватывающей первичной обмотки  $W_1$ , но когда сильноточной является вторичная обмотка, то для улучшения условий ее охлаждения она может быть выполнена охватывающей, как это показано на рис. 1, г. Однако, если сердечники  $I$  и  $III$  не объединены, то регулировать выходное напряжение на холостом ходу при такой схеме уже невозможно.

Несмотря на многообразие схемных и конструктивных вариантов полупроводниково-магнитных регуляторов (ПМР), процессы в них протекают практически одинаково.

Ниже основное внимание следует обращать на специфику управления по способу [1]. Предполагается, что кривая намагничивания сердечников идеальная, активные и индуктивные сопротивления, обусловленные потоками рассеяния, равны нулю, ключ идеальный, нагрузка активная. Все физические процессы в ПМР поясняются по схеме на рис. 1, в.

Рассмотрение сущности дискретного управления ПМР по [1], удобно начать с момента  $\alpha=0$ , когда ключ  $K$  замкнут, индукция в шунте не меняется и равна  $+B_s$  (рис. 3, б). Напряжение на выходе при этом определяется коэффициентом трансформации:

$$U_H = U_1 \frac{W_2}{W_1}. \quad (3)$$

Так как цепь управления трансформаторно связана с рабочими обмотками, в ней протекает ток

$$I_y = I_H \frac{W_2}{W_y}. \quad (4)$$

В момент времени  $\alpha=\alpha_k+2\pi \cdot n$  ключ  $K$  размыкается. Ток нагрузки и в обмотке управления становится равным нулю, и сердечник шунта начинает перемагничиваться за счет первичного напряжения:

$$U_1 = W_1 S_{III} \frac{dB_{III}}{dt}, \quad (5)$$

$$\Delta B_{III} = \frac{1}{W_1 S_{III}} \int_{\alpha_k}^{\pi} U_1 dt. \quad (6)$$

При  $\alpha=\beta_k$  он насыщается (рис. 3, б) и на выходе появляется напряжение

$$U_H = U_1 \frac{W_2}{W_1},$$

мгновенное значение которого опять определяется коэффициентом трансформации. В насыщенном состоянии сердечник будет находиться до конца этого полупериода. При намагничивании

$$\Delta B_{III} = \frac{1}{W_1 S_{III}} \int_{\pi}^{\beta_k} U_1 dt. \quad (7)$$

Так как полное изменение индукции за период равно нулю, то можно получить

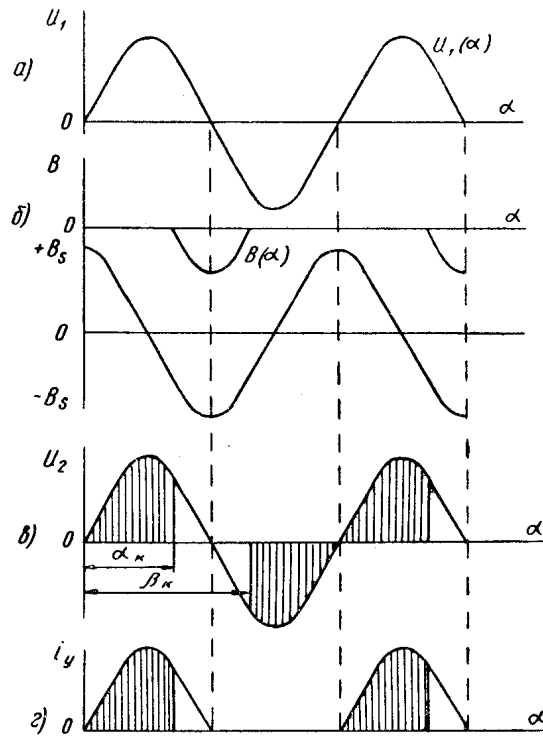


Рис. 3.

$$\cos \alpha_k = \cos \beta_k \text{ и } \beta_k = 2\pi \cdot n - \alpha_k. \quad (8)$$

В результате такого принудительно-естественного перемагничивания на выходе формируется напряжение (рис. 3, в), первая гармоника которого не имеет сдвига фазы относительно напряжения сети.

Коэффициенты и фазовые сдвиги первой и других гармоник могут быть найдены при разложении кривой (рис. 3, в) в гармонический ряд:

$$S(\alpha) = \frac{a_0}{2} + A_1 \sin(\alpha + \psi_1) + A_2 \sin(2\alpha + \psi_2) + \dots \quad (9)$$

$$A_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \text{ и } \operatorname{tg} \psi_n = \frac{a_n}{b_n}, \quad (10)$$

где  $a_n$  и  $b_n$  — коэффициенты Фурье данной функции. Поскольку функция (рис. 3, в) нечетная, то есть

$$f(-\alpha) = -f(\alpha),$$

то  $a_n = 0$

$$b_n = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} f(\alpha) \sin n\alpha \, d\alpha. \quad (11)$$

Отсюда следует, что для всех существующих гармоник

$$b_n \neq 0; a_n = 0; \operatorname{tg} \psi_n = 0 \text{ и } \psi_n = 0,$$

то есть все гармоники выходного напряжения не имеют фазового сдвига относительно напряжения сети.

Амплитуда гармонических составляющих может быть найдена по общему выражению:

$$A_n = \frac{U_{2m}}{\pi} \left\{ [-\sin(1+n)\alpha_k] \cdot \frac{1}{1+n} + [\sin(1-n)\alpha_k] \cdot \frac{1}{1-n} \right\}, \quad (12)$$

где  $A_n$  — амплитуда  $n$ -ой гармоники выходного напряжения,  
 $n$  — номер гармоники,  
 $\alpha_K$  — угол коммутации ключа.

Наличие третьей и особенно второй гармоник приводит к ухудшению коэффициента мощности  $K_M$ :

$$K_M = \cos \psi_1 \cdot \pi, \quad (13)$$

где  $\psi_1$  — угол сдвига первой гармоники.

Необходимо отметить, что поскольку  $\cos \psi_1 = 1$ , то  $k_M$  определяется величиной коэффициента искажения, который может быть найден по известному выражению:

$$\lambda = \frac{2mI U_{2ml}}{\sqrt{U_{2ml}^2 + U_{2mII}^2 + \dots + U_{2mn}^2}}. \quad (14)$$

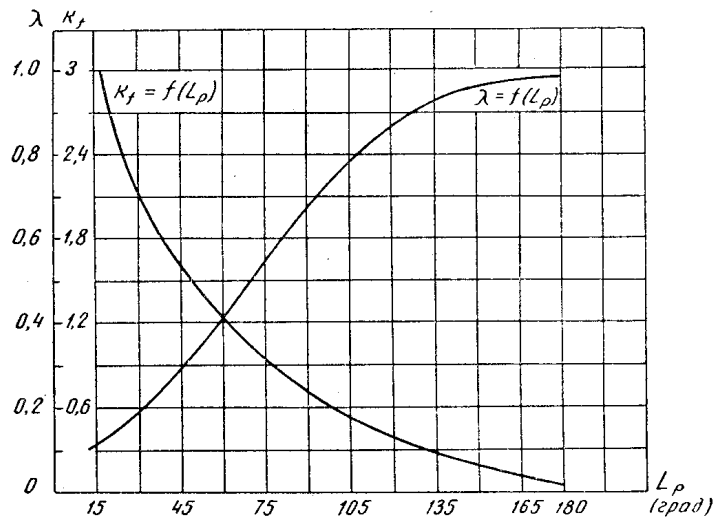


Рис. 4

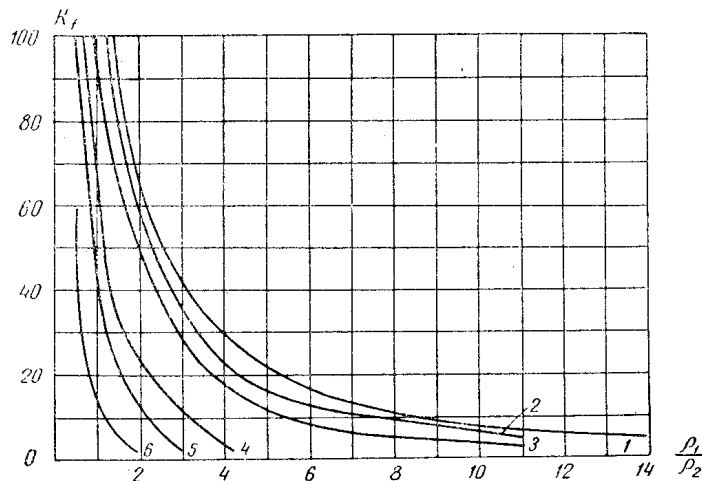


Рис. 5

По выражениям (12), (14) на рис. 4 построена зависимость  $\lambda = f(\alpha_K)$ . Как видно, коэффициент искажения  $\lambda$  меняется в широких пределах при изменении угла коммутации: от  $\lambda = 1$  в режиме максимальной отдачи ( $\alpha_K = \pi$ ) до  $\lambda < 0,1$  при  $\alpha_K \approx 0$ . Соответственно и коэффициент мощности

меняется в этих же пределах, особенно плохим он становится при глубоком регулировании. Однако проведенное сравнение способа, предложенного в [1] с известными, где угол  $\psi$  отстающий и меняется при регулировании, показывает, что в сопоставляемых вариантах численные значения коэффициента мощности  $k_M$  практически одинаковы во всем диапазоне регулирования. Если же учесть дополнительный эффект стабилизации фазы выходного напряжения в первом случае, то становится очевидной перспективность применения ПМР, управляемых по способу [1] в различных устройствах автоматики, в том числе и на большие мощности. Часто оказывается необходимым знать коэффициент нелинейных искажений  $k_f$  на выходе регулятора. При этом

$$k_f = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} U_{2mn}^2}}{U_{2m1}} \quad (15)$$

Из выражений (14) и (15) можно установить связь  $k_f$  и  $\lambda$ :

$$k_f = \sqrt{\frac{1}{\lambda^2} - 1} \quad (16)$$

По (16) и зависимости  $\lambda = f(\alpha_K)$  (рис. 4) здесь же построена кривая  $k_f = f(\alpha_K)$ . Столь большое значение коэффициента нелинейных искажений при глубоком регулировании ( $k_f > 3$ ), (рис. 4) не всегда допустимо, особенно в устройствах телемеханики. Поэтому часто возникает задача уменьшения  $k_f$ , что в данном случае сводится к задаче фильтрации выходного напряжения. Наиболее удачным будет применение резонансного фильтра по схеме рис. 8 [5]. В [5] дана удобная инженерная методика расчета такого фильтра, где необходимо использование расчетных кривых, зависящих от формы выходного напряжения фильтра, и приведены эти кривые для прямоугольного напряжения. Ниже приводятся выражения для аналогичных кривых с учетом формы выходного напряжения ПМР, управляемого по способу [1]. Коэффициент нелинейных искажений на выходе фильтра можно определить:

$$k_{f1} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (k_{un} \cdot U_{2mn})^2}}{k_{u1} \cdot U_{2m1}} \quad (17)$$

Здесь:  $k_{un}$  — коэффициент передачи фильтра на  $n$ -ой гармонике. В [5] устанавливается связь коэффициента передачи фильтра  $k_u$  с волновыми сопротивлениями последовательного и параллельного контуров и номером гармоники:

$$k_u = \frac{1}{1 - \frac{\rho_1}{\rho_2} \Delta^2} \quad (18)$$

где

$\rho_1 = \sqrt{\frac{L_1}{c_1}}$  — волновое сопротивление последовательного резонансного контура.

$\rho_2 = \sqrt{\frac{L_2}{c_2}}$  — волновое сопротивление параллельного резонансного контура.

$\Delta = n - \frac{1}{n}$ , где  $n$  — номер гармоники.

Используя (12), (17), (18), можно получить

$$k_f = \frac{\sum_{n=2}^{\infty} \left[ \frac{1}{1+n} \cdot \sin(1+n)\alpha_k + \frac{1}{1-n} \cdot \sin(1-n)\alpha_k \right] \left( \frac{1}{1 - \frac{\rho_1}{\rho_2} \Delta^2} \right)^2}{\alpha_k - \frac{1}{2} \sin 2\alpha_k}. \quad (19)$$

По выражению (19) на рис. 5 построено семейство кривых

$$k_f = f\left(\frac{\rho_1}{\rho_2} \alpha_k\right).$$

Здесь  $\alpha_k$  — является параметром, кривая 1 соответствует

$$\alpha_k = \frac{\pi}{12}, \quad 2 - \alpha_k = \frac{\pi}{6}, \quad 3 - \alpha_k = \frac{\pi}{4}, \quad 4 - \alpha_k = \frac{\pi}{3},$$

$$5 - \alpha_k = \frac{\pi}{2}, \quad 6 - \alpha_k = \frac{2\pi}{3}, \quad 7 - \alpha_k = \frac{5\pi}{6}.$$

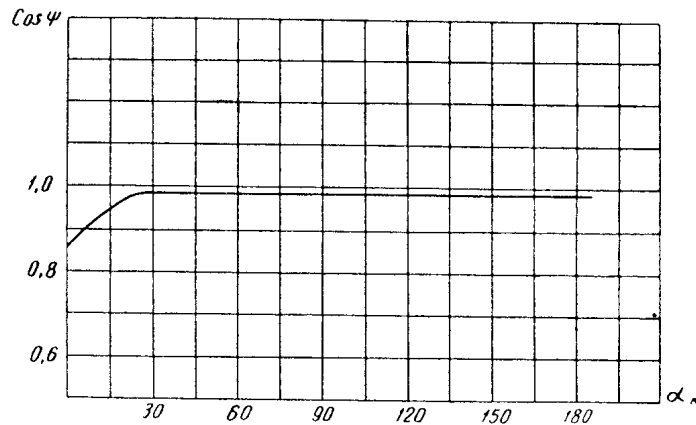


Рис. 6.

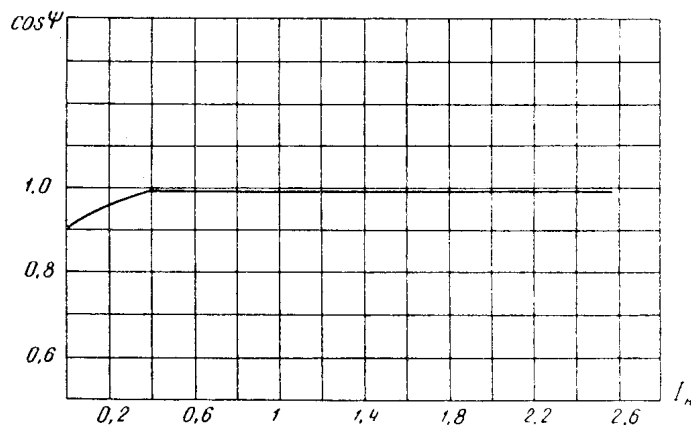


Рис. 7.

Используя расчетные кривые рис. 5 по методике [5], можно рассчитать фильтр, приведенный на рис. 8. Поскольку при правильно спроектированном фильтре он на первой гармонике обеспечивает активную реакцию нагрузки для регулятора, то дополнительных фазовых сдвигов фильтр не вносит.

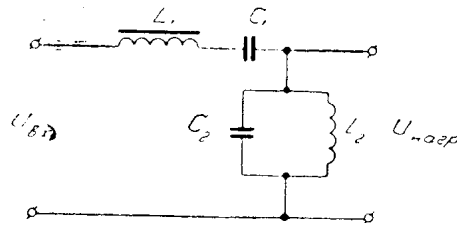


Рис. 8

Экспериментальные данные хорошо подтверждают сделанные в работе теоретические предположения. Так, на рис. 6 приведена зависимость  $\cos\psi = f(\alpha_k)$  при фиксированном сопротивлении нагрузки. Изменение  $R_{II}$  не оказывает существенного влияния на характеристику. Некоторое отклонение от теоретической зависимости наблюдается при  $\alpha_k = 0 \div \frac{\pi}{12}$ ,

что объясняется дополнительным влиянием индуктивных сопротивлений рассеяния рабочих обмоток и остаточной индуктивностью сердечника. На рис. 7 приведена зависимость  $\cos\psi = f(I_{II})$ , снятая при фиксированном угле коммутации  $\alpha_k$ . Практически во всем диапазоне изменения тока нагрузки  $\cos\psi$  остается постоянным и имеет некоторое отклонение от теоретической зависимости только при нагрузке, близкой к холостому ходу, когда значительное влияние оказывает ток намагничивания ПМР. Полупроводниково-магнитные регуляторы при дискретном управлении обладают высоким быстродействием. Они практически безынерционны и характеризуются, как и все системы с дискретным управлением, среднестатистическим запаздыванием, которое в данном случае равняется полупериоду.

Проведенный анализ показывает, что управление ПМР по способу [1] обеспечивает им новое качество: естественную стабилизацию фазы выходного напряжения во всем диапазоне регулирования при сохранении известных положительных свойств подобных аппаратов, что расширяет возможности применения полупроводниково-магнитных регуляторов в автоматических установках различного назначения.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. В. П. Обрусник, А. В. Кобзев. Способ управления магнитно-полупроводниковым трансформатором с шунтом. Авторское свидетельство № 276171 кл. 21a<sup>2</sup> 18/08 от 8 января 1969. Бюллетень изобретений № 23, 1970.
2. М. А. Розенблат. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. «Наука», 1966.
3. В. Н. Иванчук, Р. А. Липман, Б. Я. Рувинюв. Тиристорные усилители в схемах электропривода. «Энергия», 1966.
4. Г. Ф. Андреев, А. И. Чернышев. Пофазная стабилизация напряжения трехфазных статических преобразователей. В сб.: «Электронные и электромеханические устройства», «Энергия», 1969.
5. А. И. Чернышев. Некоторые вопросы расчета фильтров выходного напряжения статических преобразователей. В сб.: «Электронные и электромеханические устройства», «Энергия», 1969.