БЕСКОНТАКТНЫЕ РЕЛЕЙНЫЕ СХЕМЫ НА МАГНИТНОМ МОДУЛЯТОРЕ НА РАЗВЕТВЛЕННОМ СЕРДЕЧНИКЕ С ВЫХОДОМ НА УДВОЕННОЙ ЧАСТОТЕ

В. П. Кротенко, Н. Н. Малюков

Киев

В системах автоматического регулирования, телемеханики и связи находят широкое применение поляризованные реле. Выпускаемые серийно контактные реле, однако, обладают рядом недостатков: непостоянство переходных сопротивлений контактных групп, подверженность климатическим воздействиям, непригодность к работе во взрывоопасных средах и т. д.

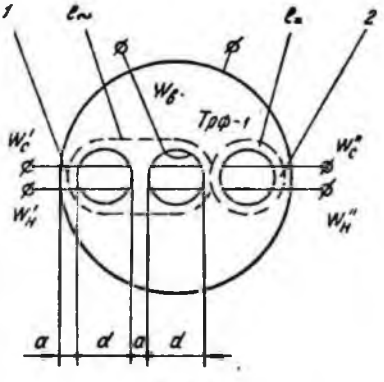

Рис. 1.

Известны разработки бесконтактных схем поляризованных реле, в частности на магнитном модуляторе с выходом на основной частоте, использующие разветвленные магнитные сердечники типа трансфлюксор [2—6]. Однако эти схемы отличаются повышенным расходом трансфлюксоров — для каждой из них требуется по крайней мере два сердечника. Авторами предложено использовать особенности работы магнитного модулятора с выходом на удвоенной частоте, собранного на разветвленном сердечнике, для реализации схем поляризованных реле на одном трансфлюксоре. Это значительно упрощает и удешевляет схемы, и существенно повышает надежность и быстродействие.

Остановимся подробнее на работе магнитного модулятора (ММ) с выходом на удвоенной частоте, который выполнен на разветвленном магнитопроводе и положен в основу предлагаемых бесконтактных поляризованных реле. Выполняется такой ММ на трехотверстном трансфлюксоре (рис. 1). Через центральное отверстие навита обмотка возбуждения, которая подключается к источнику переменного тока частоты f. Через каждое периферийное отверстие навиты обмотки сигнала $W_с$ и выхода (нагрузки) $W_н$, состоящие из двух равновитковых частей, включенных последовательно и встречно друг другу.

Когда сигнал равен нулю, в трансфлюксоре отсутствует постоянное подмагничивающее поле, и наружные перемычки *1* и *2* (рис. 1), на которых навиты части выходной обмотки, синфазно перемагничиваются переменным током возбуждения. Так как части выходных обмоток имеют равное число витков и включены последовательно и встречно друг другу, наводимые в них синфазно одинаковой амплитуды э. д. с. основной частоты компенсируют друг друга, сигнал выхода равен нулю.

При подаче сигнала управления созданное им постоянное подмагничивающее поле за счет искажения кривой индукции приводит к появлению в выходной обмотке э. д. с. четных гармоник. Фаза четных при этом определяется полярностью сигнала управления (знаком подмагничивающего поля), как у любого ММ с выходом на удвоенной частоте [1].

Для увеличения содержания четных гармоник в кривой индукции необходимо ослабить их содержание в кривой напряженности. С этой целью в цепь обмотки сигнала последовательно включают, например,

большое активное (лучше индуктивное) сопротивление, а режим обмотки выхода поддерживают близким к XX. Кроме того, режим XX выходной обмотки позволяет заменить источник тока возбуждения источником напряжения возбуждения. Величина возбуждения выбирается достаточной (или большей) для перемагничивания всего объема трансфлюксора по предельной петле

$$J_b \geqslant \frac{H_{гр} l_{\sim}}{w_в}, \qquad (1)$$

где $H_{гр}$ — граничная напряженность *а/см*;
$w_в$ — число витков обмотки возбуждения;
$l_{\sim}$ — длина средней магнитной линии переменного потока, *см*; для случая одинаковых диаметров центрального и периферийного отверстий (рис. 1)

$$l_{\sim} = (a + d)(\pi + 2). \qquad (2)$$

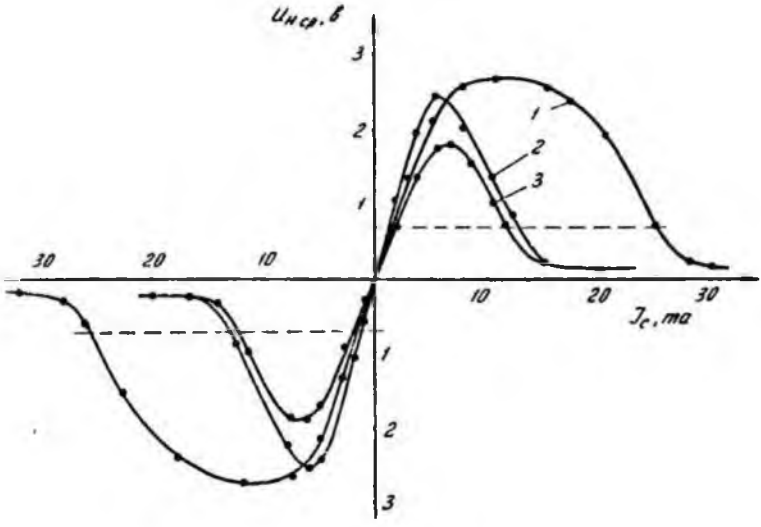

Рис. 2.

Магнитный модулятор на разветвленном сердечнике, как и всякий модулятор с выходом на удвоенной частоте, критичен к величине управляющего сигнала. На рис. 2 представлены характеристики вход — выход описываемого ММ, которые снимались при следующих параметрах схемы: трехотверстный трансфлюксор из феррита марки ИМ-2, наружным диаметром 30 *мм*, диаметром центрального отверстия 10 *мм*, диаметром периферийных отверстий 5 *мм* и толщиной 4 *мм*; обмотки сигнала, выхода и возбуждения имели по 100 витков каждая проводом ПЭВ-2—0.1. Ток возбуждения (от источника тока 20) *ма* для кривых *2* и *3* и 30 *ма* для кривой *1*. Кривые *1* и *3* снимались для ММ, нагруженного на тиристор типа 2У101Б, а кривая *2* — на холостом ходу. Штриховой горизонтальной линией отмечен порог срабатывания и опускания тиристора.

Из рис. 2 видно, что режим ММ, нагруженного на тиристор, не очень сильно отличается от холостого хода, а небольшое увеличение сигнала возбуждения позволяет значительно облегчить требования к амплитуде управляющего сигнала (так, увеличение возбуждения на 50% приводит к расширению допуска на амплитуду управляющего сигнала до 200%).

Бесконтактное поляризованное трехпозиционное реле (рис. 3) состоит из трехотверстного трансфлюксора Трф-1 с обмотками возбуждения $w_в$, сигнала w_c и двух выходных $w_{н1}$ и $w_{н2}$, двух тиристоров $Д_1$ и $Д_2$ и диода $Д_0$.

Диод $Д_0$ служит для отсечки отрицательных полупериодов анодного напряжения. Тиристоры $Д_1$ и $Д_2$, во-первых, вместе с двумя обмотками выхода, подключенными встречно друг другу в управляющие цепи тиристоров, образуют фазочувствительную схему; во-вторых, как электронные ключи они позволяют значительно повысить мощность коммутируемых нагрузок; в-третьих, обеспечивают режим обмоток выхода ММ близким к холостому ходу (так, для примененных в описываемой схеме тиристоров 2У101Б ток управления, т. е. ток обмоток выхода ММ, не превышал 0,1 *ма*).

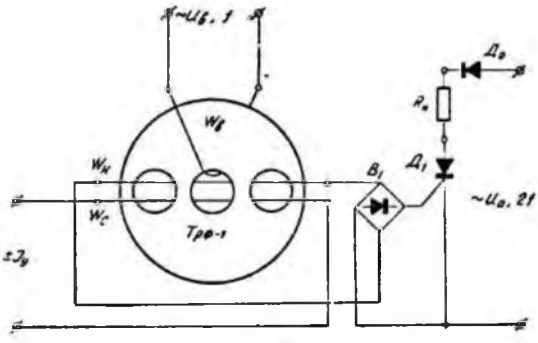

Рис. 3.

Так как обмотки выхода ММ включены в управляющие цепи тиристоров встречно, наводимые в них импульсы удвоенной частоты приходят на управляющие электроды тиристоров в противофазе (напряжения $U_{н1}$ и $U_{н2}$ на рис. 4). Поэтому при данной полярности сигнала управления в каждый момент времени проводит только тот тиристор, у которого совпадают положительные полупериоды управляющего и анодного напряжений (токи $J_{н1}$ и $J_{н2}$ на рис. 4). При отсутствии сигнала управления не проводит соответственно ни один тиристор.

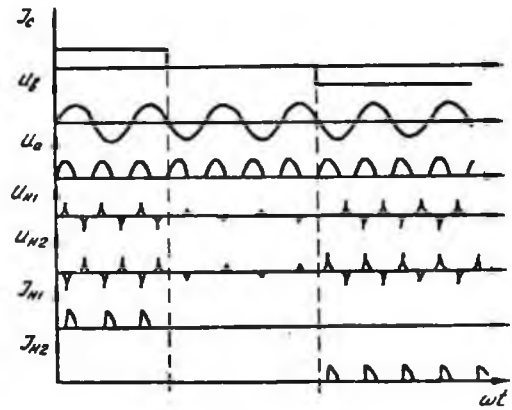

Рис. 4.

Двухпозиционное поляризованное реле с преобладанием представлено на рис. 5. С помощью обмотки смещения в трансфлюксоре создается непрерывно действующее поле подмагничивания такого знака, чтобы при отсутствии сигнала или по приходу сигнала, действующего согласно с полем смещения, проводил тиристор $Д_1$. По абсолютной величине намагничивающая сила смещения должна быть меньше намагничивающей силы сигнала, например в половину. Тогда при подаче сигнала, действующего встречно смещению, поле подмагничивания в трансфлюксоре меняет знак (направление) на противоположный и проводит тиристор $Д_2$.

Нейтральное реле можно осуществить двумя путями. Во-первых, в схеме на рис. 3 можно нагрузку включить сразу после отсекающего диода до разветвления анодного напряжения по анодным цепям тиристоров. Тогда при подаче сигнала любой полярности будет проводить один из тиристоров и по нагрузке будет протекать ток при любой полярности сигнала. Во-вторых, можно, как на схеме рис. 6, с помощью выпря-

мительного моста выпрямить выходную э. д. с. ММ. Тогда опять при любой полярности управляющего сигнала на зажигающий электрод тиристора будут приходить только положительные импульсы; ток по нагрузке будет протекать при любой полярности сигнала управления.

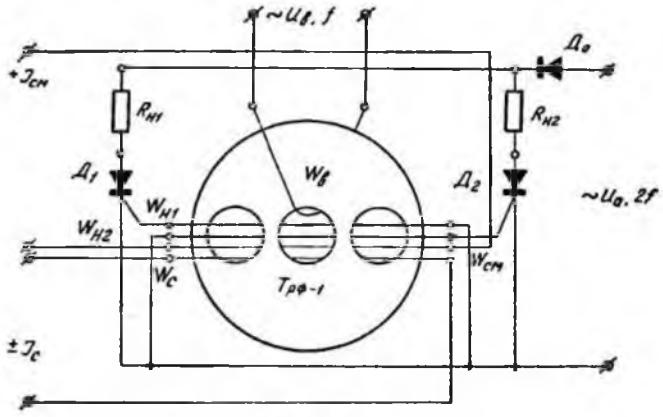

Рис. 5.

Если положить, что коэффициент возврата для тиристора равен единице, то для всех трех типов описанных реле коэффициент возврата будет определяться гистерезисом ММ. Так как при отсутствии сигнала весь объем трансфлюксора полностью и циклично перемагничивается пере-

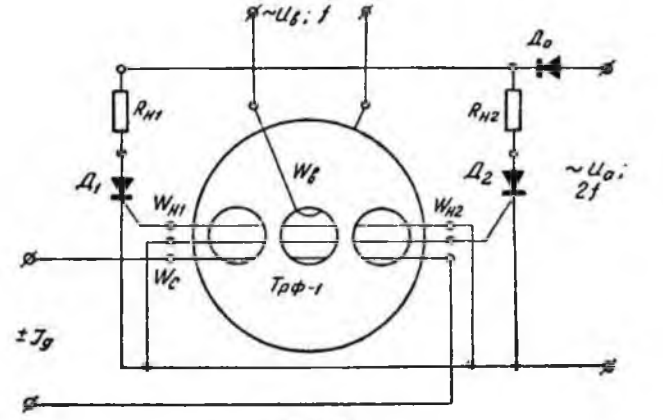

Рис. 6.

менным потоком возбуждения, предположим, что гистерезис отсутствует. Испытания подтвердили это: коэффициент возврата у описанных схем отличался от единицы не более, чем на 0,001.

Значительно повысить быстродействие схемы можно, возбуждая ММ более высокой частотой [1]. При этом следует тиристоры заменить транзисторами, так как для серийно выпускаемых промышленностью тиристоров предельная частота анодного напряжения не превышает 1—2 *кгц*. Для транзисторов типа МП-16, например, частоту возбуждения можно поднять до 100—200 *кгц*. Коэффициент возврата для схемы с транзисторами, однако, будет значительно ниже.

ЛИТЕРАТУРА

1. М. А. Розенблат. Магнитные элементы автоматики и вычислительной техники. Изд-во «Наука», 1966.
2. В. П. Кротенко. Бесконтактное поляризованное реле. Авт. свид. № 158025, «Бюллетень изобретений», № 20, 1960.
3. В. П. Кротенко. Бесконтактное двухпозиционное поляризованное реле. Авт. свид. № 158150, «Бюллетень изобретений», № 20, 1963.
4. В. П. Кротенко. Бесконтактное трехпозиционное поляризованное реле. Авт. свид. № 158151, «Бюллетень изобретений», № 20, 1963.
5. В. М. Журавлев. Троичные элементы на магнитных многодырочных сердечниках. Сб. «Магнитные элементы вычислительной техники». Изд-во «Наука», 1966.
6. В. П. Кротенко. Бесконтактные поляризованные реле на четырехотверстных управляемых ферритовых элементах. Труды Киевск. политехн. ин-та, т. II, 1963.

О ПОСТРОЕНИИ, АНАЛИЗЕ И РАСЧЕТЕ ЧАСТОТНО-ЦИФРОВЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ КОНТРОЛЯ И ИЗМЕРЕНИЯ БЫСТРОИЗМЕНЯЮЩИХСЯ ВЕЛИЧИН

Н. Н. Атаманенко

Киев

При построении частотно-цифровых устройств для контроля и измерения (ЧЦУКИ) быстроменяющихся величин A_x на основе методов непосредственного усреднения частоты сигнала f_x [1] необходимо учитывать возможную динамическую ошибку $\delta N_{дин}$, которая может значительно превысить значение принятой в расчетах погрешности дискретности $\delta N_{диск}$. Уменьшение $\delta N_{дин}$ только за счет повышения частоты сигнала f_x или увеличения времени усреднения не всегда целесообразно. Можно существенно уменьшить $\delta N_{дин}$, если выполнить ЧЦУКИ на основе частотного датчика с линейной по частоте характеристикой при измерении интервала времени, кратного периоду частоты сигнала [2]. Такое решение имеет один недостаток — нелинейность преобразования, которую приходится устранять дополнительно [3]. Это усложняет схему ЧЦУКИ и не всегда приемлемо. При анализе характеристик частотных датчиков можно выявить значительную группу датчиков с линейной по периоду характеристикой преобразования двух типов: $\frac{dfx}{dAx} > 0$ и $\frac{dfx}{dAx} < 0$. В последние годы наблюдается появление разработок частотных датчиков с подобными характеристиками, что свидетельствует о расширении возможностей этой группы датчиков. Если при построении ЧЦУКИ с измерением интервала времени, кратного периоду частоты сигнала

$$t_x = \frac{n_{дел}}{f_x};\ n_{дел} = \text{const}, \tag{1}$$

использовать датчик с линейной по периоду характеристикой

$$f_x = \frac{f_0}{1 \pm k_0 (A_x - A_0)};\ f_0 = \begin{vmatrix} f_{max} \\ f_{min} \end{vmatrix};\quad k_0 = \begin{vmatrix} k_1 \\ k_2 \end{vmatrix};\ A_0 \geqslant 0, \tag{2}$$

то можно устранить нелинейность преобразования и предельно снизить динамическую ошибку $\delta N_{дин}$.

В работе рассматривается построение такого ЧЦУКИ, а также исследуются основные задачи преобразования, влияние динамики контролируемой величины и реализация некоторых задач контроля.