

Министерство высшего и среднего
специального образования РСФСР

КУЙБЫШЕВСКИЙ ОРДЕНА ТРУДОВОГО КРАСНОГО ЗНАМЕНИ
АВИАЦИОННЫЙ ИНСТИТУТ имени С.П.КОРОЛЕВА

Л.М. Капитонова
А.Г. Гимадиев

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ
И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В САУ
ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ДВИГАТЕЛЕЙ

Учебное пособие

Утверждено редакционно-издательским
советом института 30.12.1976 г.

Куйбышев 1978

УДК 538.26 + 681.14

В данном учебном пособии рассмотрены принцип действия простейших магнитных усилителей, схемы, одно- и двухтактных МУ; их динамические характеристики. В качестве примера применения МУ рассмотрен каскад МУ системы автоматического регулирования температуры газов перед турбиной газотурбинного двигателя.

Пособие предназначено для студентов авиационных вузов.

Темплан 1978, поз. 1168.

Рецензенты: зав. кафедрой ИИТ КПТИ д.т.н. профессор
К.Л.Куликовский, к.т.н. И.Д.Письменный

Лилия Михайловна Капитонова, Асгат Гатьянович Гимадиев

МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ И ИХ ПРИМЕНЕНИЕ В САУ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ И ДВИГАТЕЛЕЙ

Учебное пособие

Редактор И.М.Чулкова.
Техн.редактор Н.М.Каленюк
Корректор С.С.Рубан

Подписано к печати 29.05.78 г. ЕО 00157.
Формат 60x84 1/16, бум. типогр. № 3.
Офсетная печать. Усл. п.л. 2. Уч.-изд.л. 1,95.
Тираж 600 экз. Заказ № 4720 . Цена 10 коп.

Куйбышевский ордена Трудового Красного Знамени
авиационный институт им. С.П.Королева, г.Куйбышев,
ул. Молодогвардейская, 151.

Областная типография им. Мяги, г. Куйбышев,
ул. Венцека, 60.

© Куйбышевский авиационный институт, 1978

Г л а в а I

ОДНОТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Однотактный МУ является составной частью МУ любой схемы. Поэтому далее в работе подробно рассматриваются схемы, принцип действия, характеристики однотактных МУ.

Принцип действия МУ

Простейший магнитный усилитель состоит из двух дросселей насыщения L_{p1} и L_{p2} . Каждый дроссель представляет собой катушку, расположенную на замкнутом ферромагнитном сердечнике (обычно кольцевой формы), имеющую рабочую обмотку W_p и обмотку управления W_y , предназначенную для подмагничивания дросселя постоянным током. Принцип действия магнитного усилителя основан на свойстве дросселя насыщения значительно изменять величину индуктивного сопротивления рабочих обмоток при изменении постоянного тока подмагничивания. Два дросселя используются для того, чтобы переменное магнитное поле, возбуждаемое намагничивающей силой рабочей обмотки дросселя, не наводило в обмотке управления переменную ЭДС основной частоты. Для этого рабочие обмотки включаются согласно (рис. I, а), а обмотки управления встречно или наоборот (рис. I, б). Сопротивление нагрузки может включаться либо непосредственно в цепь переменного тока (см. рис. I, а), либо через выпрямительный мост (см. рис. I, б) в цепь постоянного тока.

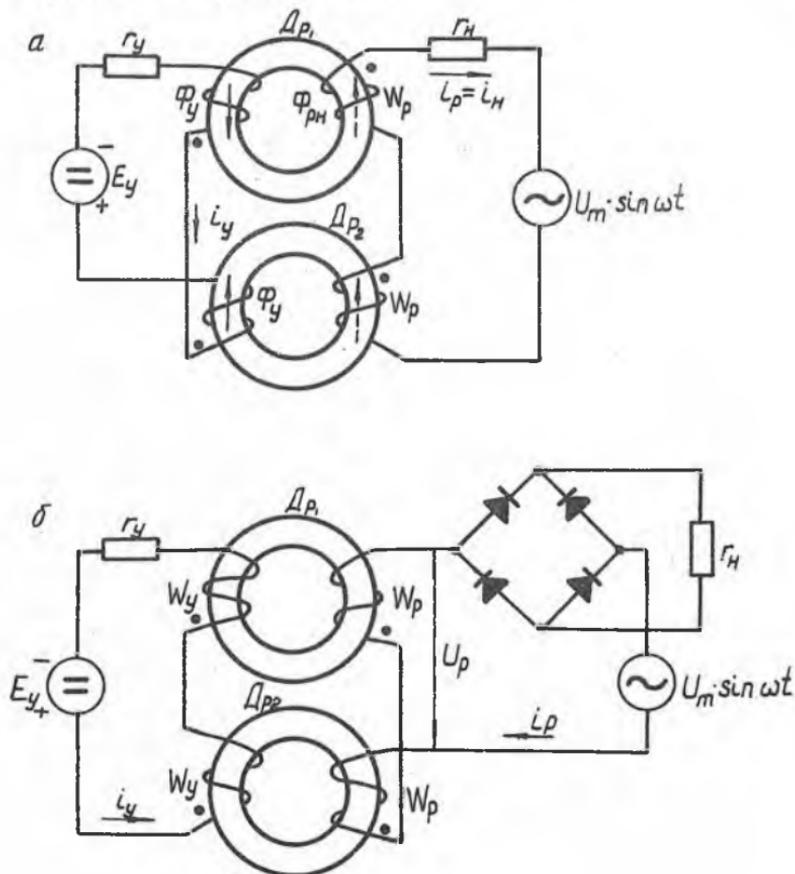
Рабочая цепь каждого дросселя МУ представляет собой катуш-

ку индуктивности с замкнутым ферромагнитным сердечником. При включении постоянного тока в цепь управления в магнитных цепях дросселей переменного потока возникает постоянный поток подмагничивания. Для двух последовательно соединенных рабочих обмоток W_p магнитного усилителя по второму закону Кирхгофа можно записать следующее уравнение:

$$W_p \left(\frac{d\varphi_1}{dt} + \frac{d\varphi_2}{dt} \right) + r_p i_p = U_m \sin \omega t \quad (1)$$

или

$$\frac{W_p^2 S}{\ell} \left(\frac{dB_1}{dH} + \frac{dB_2}{dH} \right) \frac{di_p}{dt} + r_p i_p = U_m \sin \omega t. \quad (2)$$



Р и с. I

Для линейной электрической цепи с индуктивностью уравнение (2) имело бы вид:

$$L_{p2} \frac{di_p}{dt} + r_p i_p = U_m \sin \omega t. \quad (3)$$

Сравнивая (2) и (3), можно принять выражение

$$\frac{W_p^2 S}{\ell} \left(\frac{dB_1}{dH} + \frac{dB_2}{dH} \right)$$

за некоторое мгновенное значение эквивалентной индуктивности рабочих обмоток L_{p2} :

$$L_{p2} = \frac{W_p^2 S}{\ell} \left(\frac{dB_1}{dH} + \frac{dB_2}{dH} \right) = \frac{W_p^2 S}{\ell} (\mu_{1-} + \mu_{2-}). \quad (4)$$

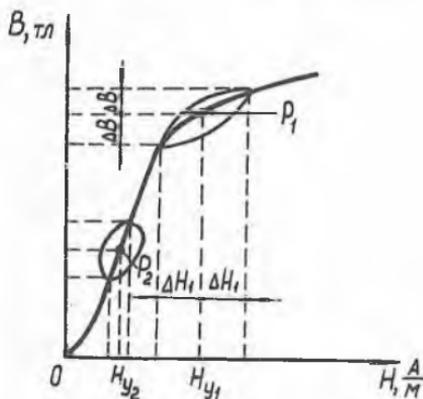
В формулах (1), (2), (3) и (4) приняты следующие обозначения: W_p - число витков обмоток рабочей цепи, φ_1, φ_2 - мгновенные значения магнитного потока, B_1, B_2 - мгновенные значения магнитной индукции соответственно в первом D_{p1} и втором D_{p2} сердечниках, $r_p = r_H + r_{np}$ - активное сопротивление рабочей цепи r_H - сопротивление нагрузки, r_{np} - активное сопротивление рабочей обмотки, i_p - мгновенное значение тока в рабочей обмотке, U_m, ω - амплитуда и круговая частота напряжения источника питания, S - площадь поперечного сечения дросселя, ℓ - средняя длина магнитной цепи дросселя, H - напряженность магнитного поля. μ_{1-}, μ_{2-} - мгновенные значения магнитной проницаемости сердечников дросселей D_{p1} и D_{p2} .

Магнитная напряженность H зависит от тока в цепи управления и определяется соотношением $H = H_y = \frac{I_y W_y}{\ell}$, где I_y - ток в цепи управления; W_y - число витков обмотки управления.

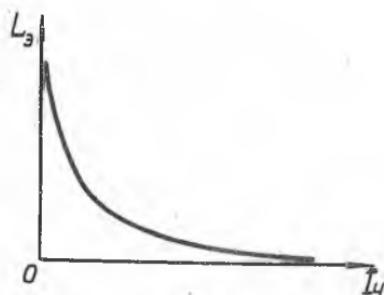
Величины μ_{1-} и μ_{2-} определяются положением частной петли гистерезиса на кривой намагничивания (рис.2) для каждого из дросселей D_{p1} и D_{p2} . Для точки P_1 , соответствующей $H_y = H_{y1}$, при изменении магнитной индукции на величину ΔB получим $\mu_{1-} = \frac{\Delta B}{\Delta H_1}$. Если изменять величину подмагничивающего тока, то частная петля гистерезиса будет перемещаться по кривой намагничивания (см. рис.2), например, в точку P_2 , в которой будет другой угол наклона касательной к кривой намагничивания.

Следовательно, при $H_y = H_{y2}$ получим другое значение $\mu_{1\sim}$. Аналогично определяется магнитная проницаемость $\mu_{2\sim}$ для другого сердечника. Таким образом, при изменении I_y или H_y будет изменяться $\mu_{1\sim}$, $\mu_{2\sim}$, следовательно и $L_{p3} = \frac{W_p^2 S}{l} (\mu_{1\sim} + \mu_{2\sim})$. Зависимость L_{p3} от тока управления I_y приведена на рис.3.

С изменением индуктивности рабочей обмотки меняется и ее полное сопротивление



Р и с.2



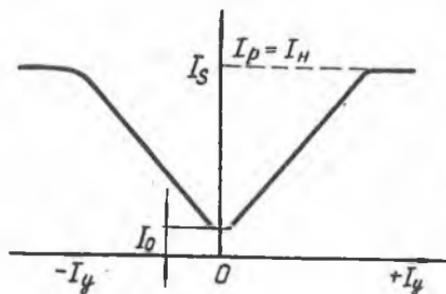
Р и с.3

$Z = \sqrt{r_p^2 + \omega^2 L_{p3}^2}$. Следовательно, изменением величины постоянного тока управления можно изменять полное сопротивление рабочей обмотки и величину переменного тока в рабочей цепи. Параметры МУ подбираются таким образом, что малые изменения постоянного тока приводят к значительным изменениям переменного тока т.е. осуществляется усиление сигнала, подаваемого на управляющую обмотку.

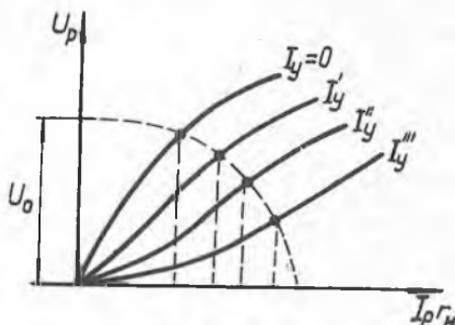
При увеличении управляющего сигнала (U_y) рабочая точка на кривой намагничивания (см. рис.2) начинает перемещаться в сторону насыщения, индуктивное сопротивление обмотки W_p падает и величина переменного тока возрастает.

При достижении током управления значения, при котором рабочая точка на кривой намагничивания попадает в область насыщения, ток рабочей обмотки будет ограничиваться только сопротивлением нагрузки r_H и активным сопротивлением рабочих обмоток r_{wp} .

Основной характеристикой магнитного усилителя является характеристика управления - зависимость действующего (или среднего) значения тока в цепи нагрузки от постоянного тока управления. Вид этой характеристики показан на рис.4. Для простейшего МУ она может быть построена по семейству вольт-амперных характеристик дросселя с подмагничиванием, изображенных на рис.5.



Р и с . 4



Р и с . 5

Если пренебречь потерями энергии на нагрев рабочей обмотки и сердечника дросселя, а также полями его рассеяния, то рабочие обмотки дросселя можно рассматривать как идеальный индуктивный элемент. Заменяв несинусоидальный периодический ток в рабочей обмотке дросселя эквивалентным синусоидальным током и считая, что нагрузкой служит активное сопротивление r_N , можно записать уравнение для рабочей цепи МУ

$$U_0^2 = (r_N I_p)^2 + U_p^2, \quad (5)$$

где U_0 - действующее значение синусоидального напряжения, приложенного к рабочей цепи;

$I_p = I_N$ - действующее значение эквивалентного синусоидального тока в рабочей цепи;

U_p - действующее значение напряжения на дросселе при постоянном токе управления.

Это уравнение является уравнением окружности с центром в начале координат и радиусом, равным U_0 . Если провести такую окружность на графике вольт-амперных характеристик дросселя с подмагничиванием, предварительно заменив ток I_p пропорциональным

ему выходным напряжением $I_p r_H$, то при одинаковом масштабе величин по осям ординат и абсцисс по точкам пересечения окружности с кривыми $U_p(I_p r_H)$ (см. рис.5) можно построить зависимость тока в нагрузке I_H от тока управления I_y (см.рис.4). Характеристика симметрична относительно оси координат. Минимальное значение тока рабочей обмотки I_0 при $I_y = 0$ называется током холостого хода усилителя. Максимальное значение тока рабочей обмотки, при котором исчезает управляющее действие тока управления, называется током насыщения I_s .

Магнитные усилители оцениваются коэффициентами усиления по мощности:

$$K_p = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_{вх}} = \frac{\Delta P_H}{\Delta P_y};$$

по току:

$$K_I = \frac{\Delta I_{вых}}{\Delta I_{вх}} = \frac{\Delta I_H}{\Delta I_y};$$

по напряжению:

$$K_U = \frac{\Delta U_{вых}}{\Delta U_{вх}} = \frac{\Delta U_H}{\Delta U_y},$$

где ΔP_H - приращение мощности в цепи нагрузки при изменении мощности в цепи управления на ΔP_y ;

ΔI_H - приращение тока нагрузки при изменении управляющего тока на ΔI_y на рабочем участке характеристики управления;

ΔU_H - приращение напряжения на нагрузке при изменении напряжения управления на ΔU_y .

Коэффициент усиления по мощности численно равен произведению коэффициентов усилителя по току и напряжению:

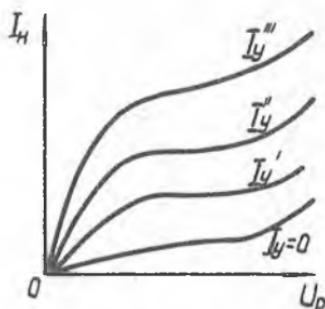
$$K_p = K_U K_I = \frac{\Delta U_{вых} \Delta I_{вых}}{\Delta U_{вх} \Delta I_{вх}} = \frac{\Delta P_{вых}}{\Delta P_{вх}}.$$

Показателем качества работы МУ является коэффициент кратности тока $K_p = \frac{I_s}{I_0}$, где I_s - ток насыщения МУ; I_0 - ток холостого хода МУ; коэффициент кратности характеризует рабочий диапазон выходного тока усилителя.

Вольт-амперные характеристики МУ показаны на рис.6. При малых и больших значениях напряжения U_p ток нагрузки I_H нарастает интенсивнее, чем при средних значениях. Участок характеристики, соответствующий малым напряжениям, относится к области слабых полей. Начальная магнитная проницаемость в этой области

мала, поэтому индуктивное сопротивление рабочих обмоток невелико и ток нарастает интенсивно. При насыщении сердечников МУ магнитная проницаемость падает и ток рабочих обмоток возрастает. На среднем участке вольт-амперной характеристики одновременно с увеличением напряжения происходит увеличение индуктивного сопротивления рабочих обмоток (магнитная проницаемость велика), что ограничивает возрастание тока в цепи.

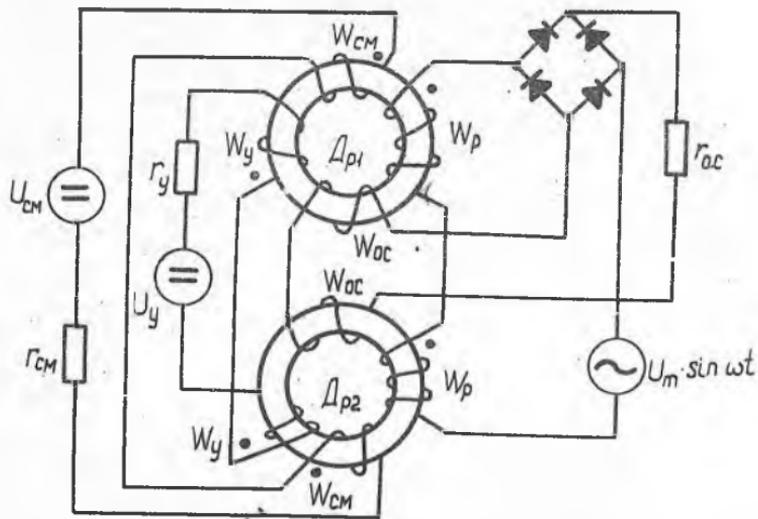
Достоинствами рассмотренного простейшего МУ является высокая надежность и большой срок службы. Однако коэффициент усиления по току у него невелик (20 - 30). Кроме того, такой МУ не реагирует на изменение полярности управляющего тока I_{ψ} и имеет значительный ток холостого хода. Недостатки простейшего МУ можно устранить, применив дополнительные обмотки, размещенные на сердечниках так же, как и обмотка управления, либо изменив схему МУ.



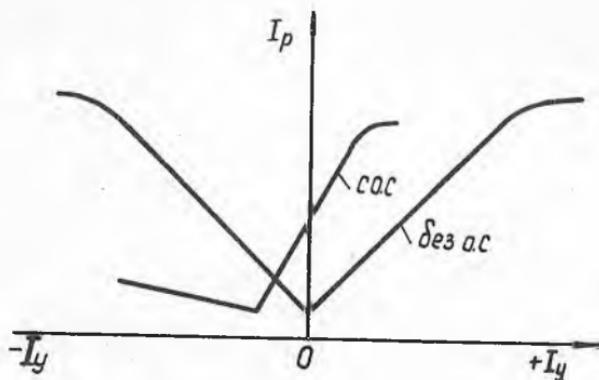
Р и с. 6

Магнитные усилители с обратной связью и смещением

Для улучшения характеристик магнитного усилителя применяется обратная связь. Введение обратной связи позволяет увеличить коэффициент усиления по току K_I до 1000 и более. Обратную связь можно осуществить с помощью дополнительной обмотки обратной связи $W_{o.c}$, включаемой в цепь нагрузки на постоянном токе (рис.7). Такая обратная связь называется внешней обратной связью. Если намагничивающие силы обмоток обратной связи и управления совпадают по направлению, то обратная связь будет положительной. При их встречном включении обратная связь - отрицательная. За счет тока холостого хода усилителя I_0 уже при $I_{\psi} = 0$ в сердечниках МУ с внешней обратной связью будет создаваться подмагничивание, поэтому характеристика управления МУ с обратной связью (рис.8) будет смещена относительно характеристики без обратной связи. Коэффициент обратной связи для идеального МУ определяется отношением $K_{o.c} = W_{o.c} / W_p$.



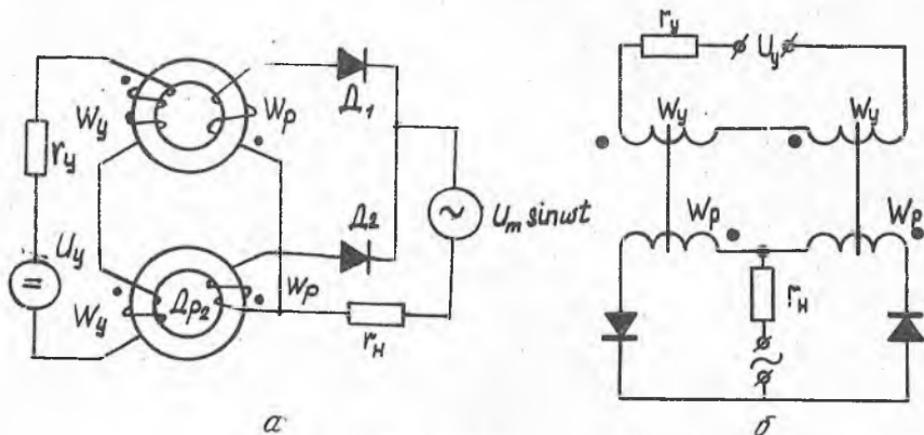
Р и с. 7



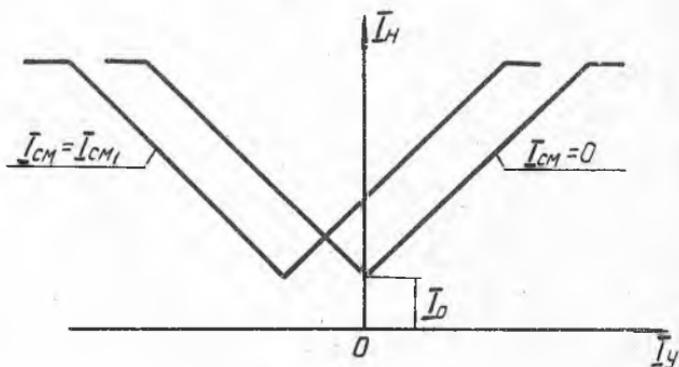
Р и с. 8

Кроме этого возможно создание дополнительного магнитного потока обратной связи за счет постоянной составляющей выпрямленного рабочего тока при включении в цепь рабочих обмоток диодов D_1 и D_2 (рис.9). Такая обратная связь называется внутренней обратной связью, а МУ с внутренней обратной связью часто называют усилителями с самонасыщением - (МУС). Коэффициент обратной связи в МУС примерно равен единице.

В некоторых случаях бывает необходимо сместить характеристику управления МУ вправо или влево относительно оси ординат, например, для работы на линейном участке характеристики МУ (рис.10).



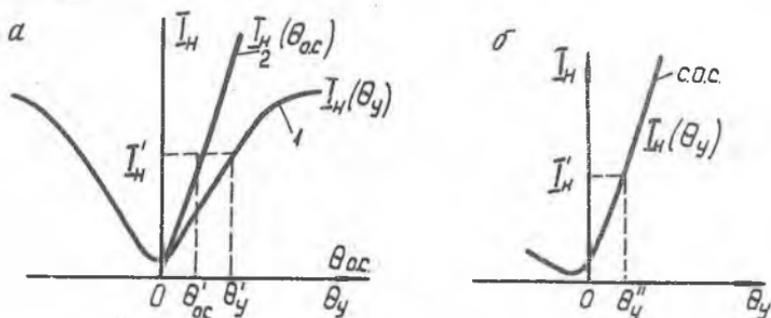
Р и с . 9



Р и с . 10

Смещение характеристик МУ достигается дополнительным постоянным подмагничиванием, создаваемым специальной обмоткой смещения W_{cm} (см. рис. 7), в которую включается источник постоянного напряжения U_{cm} . Для уменьшения тока холостого хода I_0 необходимо, чтобы намагничивающие силы обмотки смещения и управления действовали встречно.

Рассмотрим графическое построение характеристик управления (нагрузочной характеристики) МУ с внешней обратной связью. Для этого необходимо иметь зависимость тока нагрузки I_H от намагничивающей силы обмотки управления $\theta_y = I_y W_y$ при отключенной обратной связи (рис. II, а, кривая 1) и зависимость тока нагрузки I_H от намагничивающей силы обмотки обратной связи $\theta_{oc} = I_{oc} W_{oc}$ (рис. II, а, кривая 2). Зависимость тока нагрузки от



Р и с. II

намагничивающей силы обратной связи для линейного участка характеристики определяется соотношением $I_H = \frac{\theta_{oc}}{K_{oc}}$. Коэффициент обратной связи при этом можно задавать величиной сопротивления r_{oc} (см. рис. 7). Намагничивающие силы обмотки управления и обмотки обратной связи суммируются при положительной обратной связи $\theta = \theta_y + \theta_{oc}$. При отключенной обмотке обратной связи для обеспечения тока нагрузки, например, I_H' требуется намагничивающая сила θ_y' обмотки управления, определяемая кривой 1. При включенной обмотке обратной связи ток нагрузки I_H' может быть достигнут при той же величине результирующей намагничивающей силы $\theta = \theta_y''$, однако намагничивающая сила обмотки управления в этом случае будет меньше на величину намагничивающей силы обмотки обратной связи: $\theta_y'' = \theta - \theta_{oc}'$.

Таким образом, для графического определения намагничивающей силы обмотки управления, необходимой для обеспечения заданного значения тока нагрузки I'_H достаточно произвести на графике (см. рис. II, а) вычитание соответствующих значений θ'_y и θ'_{oc} . Крутизна нагрузочной характеристики МУ с обратной связью (см. рис. II, б) выше, чем МУ без обратной связи, что говорит о повышении коэффициента усиления по току.

Отличительной особенностью МУ с внутренней обратной связью является то, что сердечник МУС насыщается за счет выпрямленного тока рабочих обмоток, который можно рассматривать как ток обратной связи (см. рис. 9). Основной характеристикой МУС является его характеристика управления, под которой здесь понимают зависимость среднего значения напряжения или тока в нагрузке от тока управления, т.е.

$$U_{н.ср} = f(I_y) \quad \text{или} \quad I_{н.ср} = f(I_y).$$

Рассмотрим характер этой зависимости и ее связь с магнитным состоянием сердечника. Будем считать, что диоды D_1 и D_2 (см. рис. 9) идеальны, т.е. их сопротивление в прямом направлении равно нулю, в обратном — бесконечности. Тогда можно считать, что в каждой из обмоток W_p ток будет протекать только в течение одного полупериода, когда полярность напряжения питания совпадает с проводящим направлением диода. Этот полупериод принято называть положительным или рабочим. Другой полупериод, в течение которого диод заперт, называют отрицательным или управляющим.

Дроссели D_{p1} и D_{p2} работают попеременно, если в одном из них рабочий полупериод, в другом — управляющий и наоборот. Ток в нагрузке в один полупериод равен току в рабочей обмотке D_{p1} , в другой полупериод току в D_{p2} . При этих условиях достаточно рассмотреть работу одного дросселя. В положительный полупериод для мгновенных значений величин можно записать:

$$U_p = i_p r_p + W_p \omega S \frac{dB}{dt},$$

где U_p — напряжение питания рабочей цепи;

r_p — активное сопротивление, равное сумме сопротивлений нагрузки и сопротивления одной рабочей обмотки;

ω — угловая частота;

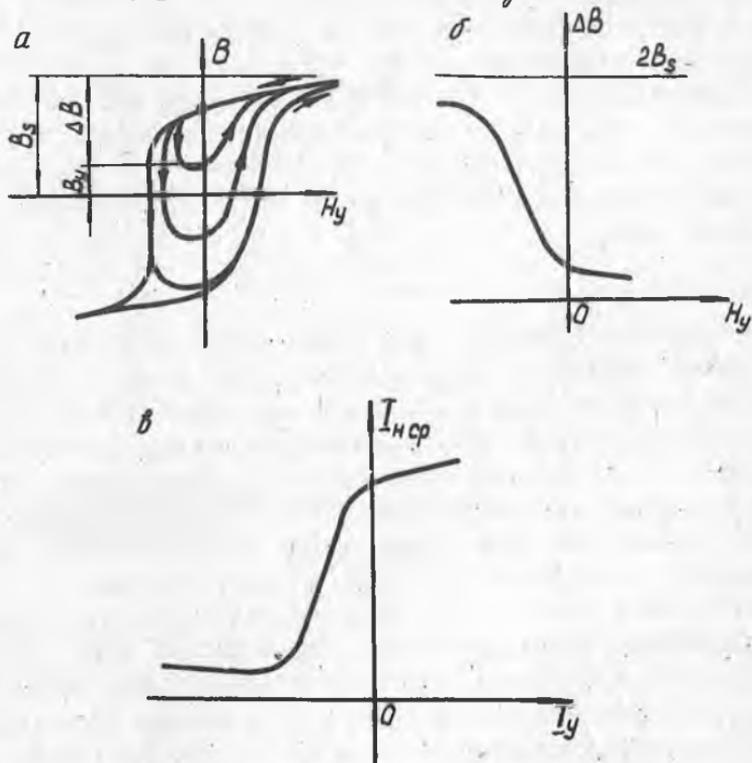
S — площадь сечения сердечников;

B — магнитная индукция.

Проинтегрировав это уравнение в пределах изменения ωt от нуля до π и умножив все его члены на $\frac{1}{\pi}$, получим:

$$\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_p d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} i_p r_p \omega t + \frac{W_p \omega S}{\pi} \int_{B(0)}^{B(\frac{\pi}{\omega})} dB. \quad (6)$$

Магнитная индукция к началу рабочего полупериода определяется сигналом управления. Поэтому $B(0) = B_y$ (рис. I2, а).



Р и с. I2.

Пусть B_y меньше B_s , так что в начале рабочего полупериода сердечник не насыщен. В конце рабочего полупериода сердечник насыщается за счет тока рабочей цепи и $B(\pi) = B_s^-$. Пока сердечник не насыщен по рабочей цепи протекает небольшой намагничивающий ток i_{μ} , обычно его величина незначительна и поэтому

$$i_{\mu} r_p \ll \omega W_p S \frac{dB}{d\omega t}.$$

До насыщения можно принять, что $i_{\mu} r_p = 0$, а $U_p = W_p \omega S \frac{dB}{d\omega t}$.

после насыщения $\frac{dB}{dt} = 0$; $U_p = i_p r_p$.

При этих допущениях из уравнения (6) следует, что среднее значение напряжения питания U_{cp} будет равно арифметической сумме средних значений напряжения на активном сопротивлении и ЭДС на рабочей обмотке дросселя:

$$U_{н.ср} = I_n r_p + 2f W_p S \Delta B, \quad (7)$$

где $\Delta B = B_s - B_y$ - изменение магнитной индукции за полупериод, равное разности индукций в конце и в начале рабочего полупериода. Чтобы воспользоваться уравнением (7) для расчета характеристики управления, нужно знать зависимость ΔB от управляющего сигнала, т.е. $\Delta B(I_y)$. Магнитные свойства сердечника МУС принято характеризовать зависимостью $\Delta B = f(H_y)$ (см. рис.12,б), которая называется динамической кривой размагничивания и обычно определяется опытным путем для известных материала, формы сердечника, частоты питания и других параметров. Характеристика МУС может быть построена по следующему выражению:

$$I_{н.ср} = \frac{U_{н.ср} - 2f W_p S \Delta B(H_y)}{r_n}, \quad H_y = \frac{I_y W_y}{l_{ср}}, \quad \text{где}$$

$l_{ср}$ - длина средней силовой линии магнитного потока.

Рабочей областью характеристики является ее линейный участок (см. рис.12,в). Для линейного участка можно определить:

$$K_I = \frac{\Delta I_{н.ср}}{\Delta I_y} \quad \text{- коэффициент усиления по току;}$$

$$K_U = \frac{\Delta U_{н.ср}}{\Delta I_y r_y} \quad \text{- " " " " по напряжению;}$$

$$K_P = \frac{\Delta P_n}{\Delta P_y} \quad \text{- " " " " по мощности.}$$

Г л а в а П

ДВУХТАКТНЫЕ МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ С ВЫХОДОМ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ

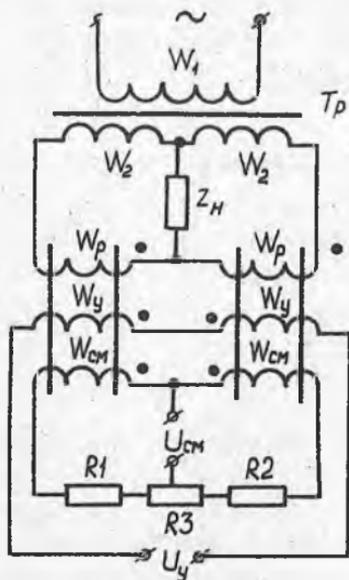
В системах автоматического регулирования и управления авиационных двигателей основное применение находят двухтактные магнитные усилители, представляющие соединение двух одноктактных усилите-

лей. Основным преимуществом двухтактных магнитных усилителей является то, что знак выходного сигнала изменяется при изменении знака сигнала на входе. Эти усилители применяются, главным образом, для управления и реверсирования двигателей переменного тока, которые являются исполнительными элементами в системах автоматического регулирования и управления. Различают три типа схем двухтактных усилителей: дифференциальную, мостовую и трансформаторную. В отличие от схем одноктактных МУ, в которых для ясности представления дроссель МУ изображен на рисунках в виде кольца с обмоткой, схемы двухтактных МУ изображены ниже в соответствии с ЕСКД.

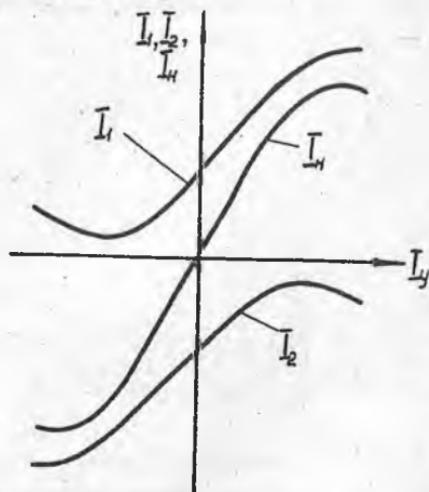
Дифференциальные схемы МУ

На рис.13 приведена дифференциальная схема включения двух одинаковых дроссельных (одноктактных) усилителей. Оба усилителя питаются от трансформатора T_p с двумя одинаковыми вторичными обмотками W_2 , последовательно соединенными с рабочими обмотками W_p дросселей. Параллельно обмоткам дросселей и вторичным обмоткам трансформатора подсоединяется сопротивление

нагрузки Z_H .



Р и с.13



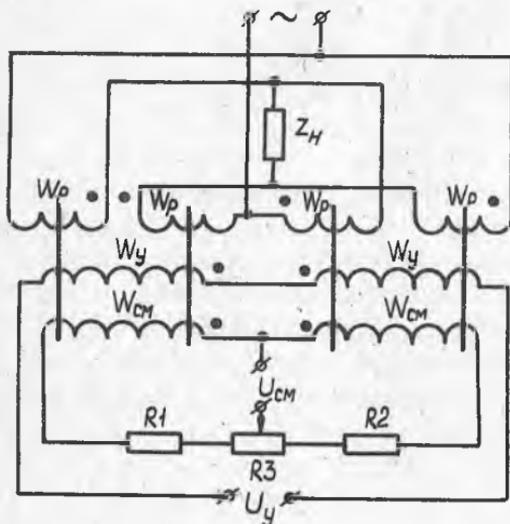
Р и с.14

Обмотки смещения $W_{см}$, подключенные через резисторы R_1, R_2, R_3 к источнику постоянного напряжения, обеспечивают работу однотактных усилителей на линейных участках их характеристик. Магнитные потоки этих катушек смещают характеристики усилителей таким образом, что середины рабочих участков находятся в точке $I_y = 0$ (рис.14, кривые I_1 и I_2).

Ток управления I_y усиливаемого сигнала поступает в обмотки W_y и создает магнитный поток, совпадающий по направлению с магнитным потоком смещения в одной паре сердечников и имеющий противоположное направление в другой паре. Поэтому ток I_1 в рабочих обмотках W_p одного усилителя растет, а ток I_2 в рабочих обмотках W_p другого усилителя уменьшается и на выходе появляется ток нагрузки, мгновенное значение которого равно $i_n = i_1 - i_2$. При отсутствии сигнала на входе усилителя $i_1 = i_2$ и ток нагрузки равен нулю. На рис.14 изображена статическая характеристика дифференциального усилителя, представляющая зависимость тока нагрузки I_n от управляющего тока I_y . Характеристика двухтактного МУ дифференциальной схемы — нечетная и проходит через начало координат. Фаза выходного сигнала меняется на 180 градусов при изменении полярности сигнала управления. При некотором значении усиливаемого тока I_y , несколько превышающем $I_{см} \frac{W_{см}}{W_y}$, т.е. когда напряженность поля сигнала превышает напряженность поля смещения, ток I_n на выходе усилителя достигает своего максимального значения. При дальнейшем увеличении управляющего тока I_y усилителя ток нагрузки начинает уменьшаться. Дифференциальные МУ имеют более крутую статическую характеристику, а значит и больший коэффициент усиления, чем простые МУ. В двухтактных МУ по сравнению с однотактными значительно больше величина тока, протекающего в рабочих обмотках каждого дросселя при $I_y = 0$, что приводит к снижению коэффициента полезного действия усилителя.

Существуют и другие схемы дифференциальных МУ, например, с нагрузкой, подключенной к первичной обмотке трансформатора; с совмещенными обмотками управления и смещения; без начального смещения с применением двух однополупериодных выпрямителей и т.п., которые обладают рядом особенностей и здесь не рассматриваются.

Двухтактный МУ, выполненный по мостовой схеме впервые предложен академиками Л.И. Мандельштамом и Н.Д. Папалески. Он состоит (рис.15) из четырех сердечников, обмоток переменного тока W_p , соединенных по мостовой схеме, а также обмоток смещения $W_{см}$ и управления W_y ,



Р и с. 15

выполненных также как и подобные обмотки дифференциального МУ. К двум противоположным вершинам моста подводится переменное напряжение источника питания, а к двум другим подключается нагрузка. Включение рабочих обмоток W_p осуществляется таким образом, чтобы обмотки W_p , относящиеся к сердечникам, имеющих общие обмотки смещения и управления, оказались в противоположных плечах моста. При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивности всех обмоток

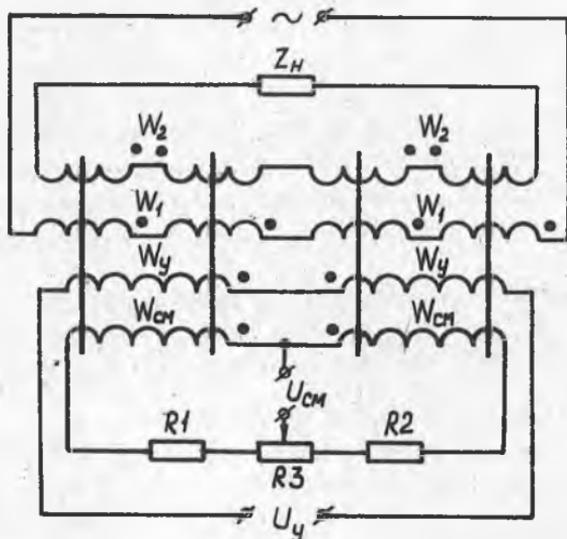
W_p одинаковы и мост уравновешен. Поэтому напряжение между точками, к которым подключена нагрузка Z_H , равно нулю. Как и в схеме дифференциального усилителя ток I_y усиленного сигнала создает магнитный поток, совпадающий по направлению с потоком смещения в одной паре сердечников и имеющий противоположное направление в другой паре. Индуктивность обмоток W_p уменьшается у той пары сердечников, у которых магнитный поток смещения и сигнала управления совпадают по направлению, и увеличиваются у двух других обмоток W_p . Так как обмотки W_p , индуктивность которых уменьшается, находятся в противоположных плечах моста, то нарушается равновесие моста и появляется соответствующее напряжение на нагрузке. Изменение полярности сигнала вызывает изменение фазы выходного напряжения на 180 градусов.

Характеристика $I_H = \varphi(I_U)$ МУ мостовой схемы имеет такой же вид, как характеристика дифференциального МУ, приведенная на рис.14.

МУ мостовой схемы является наиболее простым из рассматриваемых схем. Кроме того МУ мостовой схемы обладает более высоким коэффициентом полезного действия по сравнению с МУ других схем. Так как напряжение на выходе МУ мостовой схемы всегда меньше напряжения источника питания, то при применении этих МУ необходимо учитывать, что напряжение источника питания должно превышать требуемое максимальное напряжение на выходе усилителя в 1,3 - 1,5 раза.

Трансформаторная схема МУ

Двухтактный МУ трансформаторной схемы образован дифференциальным включением двух одинаковых однотактных трансформаторных усилителей (рис.16). Первичные обмотки W_1 обоих однотактных усилителей включаются последовательно к источнику переменного напряжения. К встречно - включенным вторичным обмоткам W_2 подключается нагрузка Z_H . Обмотки смещения $W_{см}$ и



Р и с. 16

обмотки управления W_y подключены аналогично обмоткам W_{cm} и W_y в МУ дифференциальной схемы. Если обозначить U' - мгновенное значение напряжения на зажимах первичных обмоток W_1 первого усилителя; а U'' - соответственно, второго усилителя, то напряжение источника питания равно $U = U' + U''$, а напряжение нагрузки - $U_H = \frac{W_2}{W_1}(U' - U'')$. При отсутствии сигнала на входе усилителя индуктивности первичных обмоток W_1 одинаковы и напряжение источника питания равномерно распределяется между этими обмотками, т.е. $U' = U'' = \frac{U}{2}$ и напряжение $U_H = 0$. Усиливаемый сигнал создает магнитный поток совпадающий с магнитным потоком смещения в одной паре сердечников и имеющий противоположное направление в другой паре. В соответствии с этим индуктивность одной пары обмоток W_1 падает и уменьшается падение напряжения, например U'' , на этих обмотках. Индуктивность первичных обмоток W_1 другого однотактного усилителя повышается и соответственно растет падение напряжения U' на обмотках W_1 этого усилителя. При этом на выходе двухтактного магнитного усилителя появляется соответствующее напряжение на нагрузке. При изменении полярности усиливаемого сигнала фаза выходного напряжения изменяется на 180 градусов.

Двухтактные МУ трансформаторной схемы применяются в тех случаях, когда максимальное напряжение на выходе усилителя превышает или значительно меньше напряжения источника питания. В трансформаторном усилителе легче, чем в других типах МУ, осуществить согласование с нагрузкой. Так, например, если нагрузкой служит электронный усилитель с большим сопротивлением на входе, то следует вторичную обмотку делать с большим числом витков и обеспечить, таким образом, режим усилителя напряжения. Если нагрузка низкоомная, то вторичная обмотка должна иметь небольшое число витков.

Недостатком МУ трансформаторной схемы является низкий коэффициент полезного действия, обусловленный большими потерями в первичных и вторичных обмотках переменного напряжения.

ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ МУ

Под динамическими характеристиками МУ понимается связь между выходными и входными величинами усилителя в неустановившемся режиме его работы. По виду возмущающего (входного) воздействия динамические характеристики МУ подразделяются на переходные характеристики — при ступенчатом входном сигнале и частотные характеристики — при гармоническом изменении сигнала на входе МУ. Магнитный усилитель с точки зрения теории автоматического регулирования представляет собой типовое апериодическое звено. При этом постоянная времени определяется инерционностью МУ, обусловленной индуктивностью L_y обмоток управления. Вследствие этой индуктивности ток управления I_y в своем изменении отстает от изменения напряжения U_y , подаваемого на вход усилителя. В усилителях без обратной связи при активной нагрузке и при последовательном соединении обмоток переменного тока не происходит отставания тока нагрузки I_H от тока управления I_y , т.е.

$$I_H = \frac{W_y}{W_p} I_y. \quad (8)$$

Так как ток нагрузки I_H является выходным параметром усилителя, то можно утверждать, что вся инерционность МУ сосредоточена в цепи управления. Однако параметры цепи нагрузки в некоторой степени влияют на величину L_y обмотки управления и тем самым на инерционность усилителя.

Для цепи управления справедливо уравнение

$$U_y = I_y R_y + L_y \frac{dI_y}{dt} = R_y \left(I_y + \tau \frac{dI_y}{dt} \right), \quad (9)$$

где $\tau = \tau_y = \frac{L_y}{R_y} = \frac{0,4\pi S_y W_y^2}{R_y l_y 10^{-9}} \mu_y$ — постоянная времени цепи

управления; R_y — сопротивление цепи управления; l_y , S_y — соответственно длина и площадь сечения магнитной цепи для потока управления; $\mu_y = \frac{dB}{dH}$ — дифференциальная проницаемость для потока управления. Связь между B и H в общем случае нелинейна.

Следовательно уравнение (9) является нелинейным и говорить

о постоянной времени τ было бы неправильно. Однако во многих случаях на практике при малых изменениях входного сигнала допустимо линеаризовать характеристику $B = \varphi(H)$ и рассматривать МУ как линейное аperiodическое звено.

Решив совместно (8) и (9) получим дифференциальное уравнение МУ:

$$\tau \frac{dI_H}{dt} + I_H = K U_y, \quad (10)$$

где $K = \frac{W_y}{W_p R_y}$ - коэффициент усиления МУ.

Рассмотрим качественное влияние параметров МУ на его постоянную времени. Наличие в МУ обмоток смещения и управления приводит к увеличению τ . Постоянная времени МУ при этом определяется зависимостью

$$\tau_y = \tau_z = \frac{0,4 \pi S_y}{l_y 10^{-8}} \mu_y \left(\frac{W_y^2}{R_y} + \frac{W_{cm}^2}{R_{cm}} \right),$$

где W_{cm} , R_{cm} и W_y , R_y - число витков и сопротивление, соответственно, обмоток смещения и управления.

Постоянную времени МУ можно выразить также через его параметры: коэффициент усиления мощности - K_p , частоту напряжения питания - f_n и КПД МУ - η : $\tau_y = \frac{K_p}{4 f_n \eta}$ для МУ с последовательно включенными обмотками переменного тока и $\tau_y = \frac{K_p}{2 f_n \eta}$ для МУ с параллельно включенными обмотками переменного тока. Из этих формул следует, что чем выше коэффициент усиления по мощности и ниже частота напряжения питания, тем выше постоянная времени МУ. Эти формулы соответствуют усилителю без обратной связи. Для МУ с обратной связью выражение для постоянной времени имеет следующий вид $\tau_{oc} = \frac{\tau_y}{1 \pm K_{oc}}$, где K_{oc} - коэффициент обратной связи МУ. При этом знак "минус" - соответствует положительной обратной связи, а "плюс" - отрицательной. Следовательно, положительная обратная связь увеличивает запаздывание, а отрицательная - уменьшает.

Постоянная времени МУ зависит от ряда других факторов: характера сопротивления нагрузки и датчика (активный, реактивный), схемы МУ, частоты напряжения питания и поэтому необходимо определять ее для каждой конкретной схемы усилителя. Обычно для МУ небольшой и средней мощности постоянная времени имеет величину $\tau < 0,05 - 0,1 \text{ с}$.

Переходная характеристика МУ определяется при ступенчатом изменении напряжения U_y на входе МУ. Из решения дифференциального уравнения (10) следует

$$I_H = K_y U_{y0} (1 - e^{-\frac{t}{\tau_H}}),$$

где U_{y0} - величина постоянного напряжения на входе МУ.

Характерные осциллограммы переходных процессов, полученных для однотактного усилителя (рис.17) с внутренней обратной связью, приведены на рис.18 (а,б).

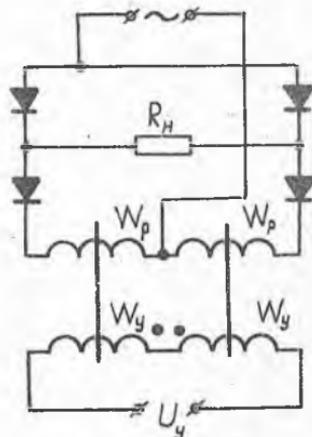
Частота источника питания составляет 50 Гц, а номинальная мощность - 50 Вт.

Первая осциллограмма (см.рис.18,а) получена для чисто активной нагрузки.

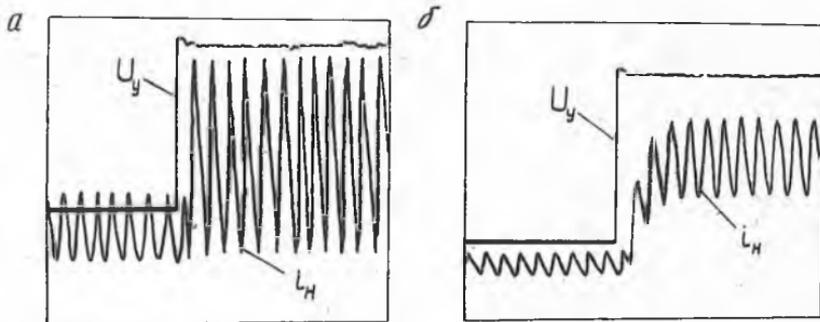
Из осциллограммы видно, что при чисто активной нагрузке ток нагрузки практически достигает своего установившегося значения уже спустя половину периода после подачи напряжения U_y на вход усилителя.

На рис.18,б приведена осциллограмма, полученная для того же усилителя после замены активной нагрузки индуктивной, имеющей постоянную времени $\tau_H = 0,06C$.

Несмотря на такое значение τ_H , ток нагрузки достигает своего установившегося значения уже спустя 2 периода или 0,04с после скачкообразного изменения входного напряжения.



Р и с . 1 7



Р и с . 1 8

Частотная характеристика МУ, определяется при гармоническом изменении входного напряжения $U_y = U_M \sin \omega_y t$. Она может быть построена из выражения для передаточной функции МУ. Передаточная функция МУ, представляющая собой отношение изображения по Лапласу тока нагрузки I_H к изображению напряжения управления U_y при нулевых начальных условиях, определяется из дифференциального уравнения (10) путем замены операции дифференцирования $\frac{d}{dt}$ на оператор Лапласа p . Передаточная функция МУ имеет вид

$$W(p) = \frac{K_y}{\tau p + 1} \quad (11)$$

Производя в соотношении (11) замену $p = j\omega_y$ (ω_y - круговая частота сигнала управления), получим зависимость для построения частотных характеристик:

$$W(j\omega_y) = M(\omega_y) e^{j\varphi(\omega_y)}$$

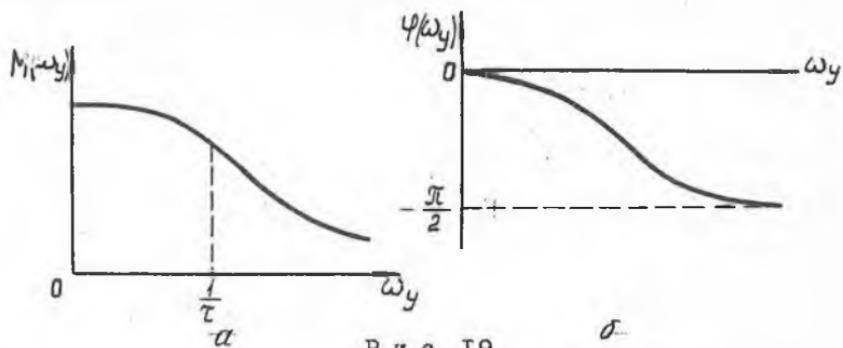
где $M(\omega_y) = \frac{K_y}{\sqrt{1 + \omega_y^2 \tau^2}}$ - амплитудно-частотная характеристика МУ;

$\varphi(\omega) = \arctg(-\omega_y \tau)$ - фазочастотная характеристика МУ.

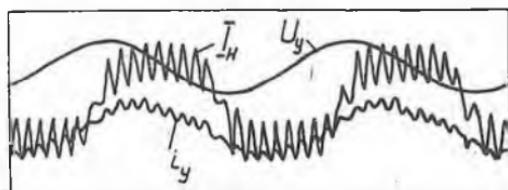
Амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики МУ изображены на рис. 19(а, б). При $\omega_y = \frac{1}{\tau}$ усиление напряжения уменьшается в $\sqrt{2}$ раз по сравнению со значением при $\omega_y = 0$. Соответствующее значение частоты сигнала, равное $f_y = \frac{1}{2\pi\tau} = \Delta f$ принято называть полосой пропускания усилителя. Например, полоса пропускания МУ с постоянной времени 0,1 с равна 1,6 Гц.

В качестве примера на рис. 20 приведена осциллограмма двухтактного МУ дифференциальной схемы с внутренней обратной связью (рис. 21) при частоте источника питания $f = 500$ Гц и частоте сигнала управления $f_y = 50$ Гц. Постоянная времени цепи управления τ_y равная 0,0055 с, соизмерима с периодом питающего напряжения $T = 0,002$ с. Из осциллограммы видно, что фаза тока нагрузки i_H при смене знака управляющего тока i_y изменяется на 180 градусов.

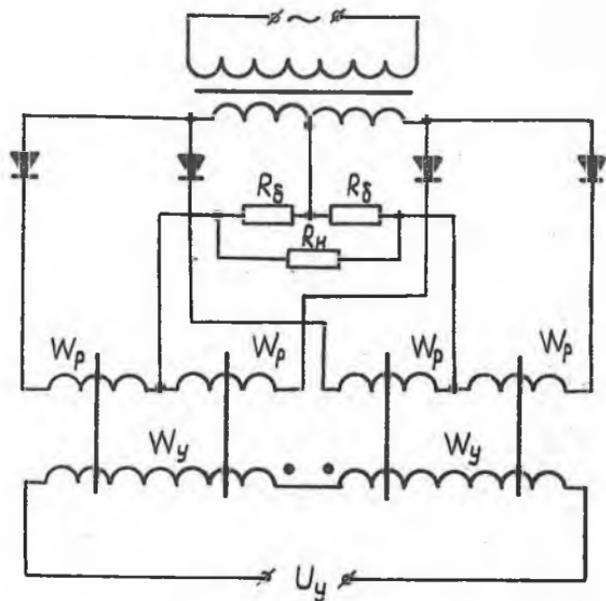
На основе экспериментально определенных частотных характеристик МУ могут быть достаточно точно определены постоянная времени и коэффициент усиления МУ с целью подстановки их в дифференциальное уравнение и использования последнего при анализе динамических характеристик всей системы автоматического регулирования, в которую входит МУ.



Р и с. 19



Р и с. 20



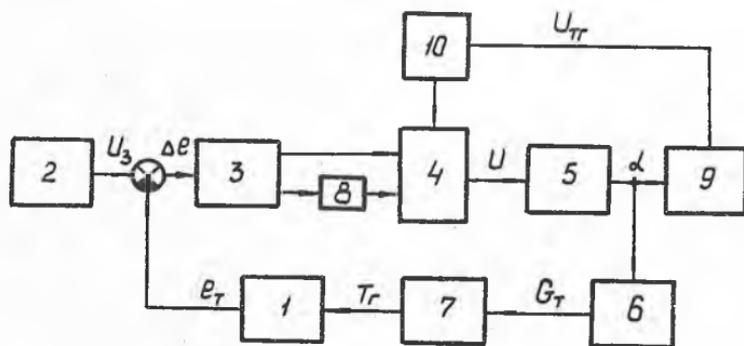
Р и с. 21

ПРИМЕНЕНИЕ МУ В СИСТЕМЕ
АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ГАЗОВ

В качестве примера применения МУ в системе автоматического регулирования рассматривается регулятор температуры газов РТА-26-9. Этот регулятор предназначен для автоматического поддержания температуры газов перед турбиной газотурбинного двигателя.

Принцип действия регулятора температуры РТА-26-9

Структурная схема системы автоматического регулирования температуры газов на базе регулятора РТА-26-9 представлена на рис.22. Чувствительным элементом, воспринимающим температуру газов служит термопара I, установленная перед турбиной двигателя (см. рис.22). Выработываемая термопарой I электродвижущая сила (ЭДС) e_T сравнивается с напряжением U_3 задатчика температуры 2. Разность сигналов $\Delta e = e_T - U_3$ усиливается и преобразуется каскадами магнитных усилителей 3 и 4 в переменное напряжение U , фаза которого зависит от полярности



Р и с. 22

сигнала Δe , а амплитуда пропорциональна абсолютной величине Δe . Напряжение U с выхода магнитных усилителей подается на обмотку управления электродвигателя 5, направление враще-

ния которого зависит от фазы напряжения U , а скорость вращения — от амплитуды напряжения U . С валом электродвигателя соединена дозирующая игла автомата дозировки топлива 6, регулирующего расход топлива β_T в камере сгорания 7 двигателя. При этом температура T_r изменяется пропорционально расходу топлива. Регулятор обрабатывает разностный сигнал Δe до тех пор пока температура газов не станет равной заданной, т.е. пока Δe не станет равной нулю. Большому отклонению температуры T_r от заданной величины соответствует большая скорость отработки этого отклонения.

Для компенсации динамической погрешности вызываемой инерционностью термодпар, в магнитном усилителе имеется дифференцирующее звено 8 прямой скоростной связи. Таким образом, выходное напряжение U зависит как от величины отклонения термоЭДС e_T от заданного его значения, так и от скорости изменения e_T .

Для повышения устойчивости системы регулирования и улучшения качества переходных процессов в схеме предусмотрена внутренняя обратная связь, охватывающая исполнительный механизм (электродвигатель) 5 и выходной каскад усилителя 4. Сигналом для этой связи служит напряжение U_{T_r} тахогенератора 9, связанного с валом электродвигателя 5. Напряжение U_{T_r} пропорционально скорости вращения электродвигателя, а его фаза зависит от направления вращения электродвигателя 5. Сигнал обратной связи формируется звеном 10, конструктивно входящем в усилитель 4. Введение этой обратной связи ограничивает скорость изменения расхода топлива выше определенной величины для данного двигателя.

Схема и принцип действия магнитных усилителей регулятора РТА-26-9

Магнитные усилители регулятора температуры газов РТА-26-9 собраны в виде блока предварительного усиления напряжения и блока, усиления мощности (рис. 23, вкладка). Блок предварительного усиления напряжения состоит из двух каскадов магнитных усилителей МУ-1 и МУ-2, которые представляют собой соединение (по дифференциальной схеме) двух однотактных магнитных усилителей. На вход блока предварительного усиления подается сигнал рассогласования действительной и заданной температур газа, а его выходная

цепь соединена с входом блока усиления мощности. Блок усиления мощности состоит также из двух каскадов магнитных усилителей. Первый из них собран по дифференциальной схеме из двух однотактных магнитных усилителей МУ-3 и МУ-4. Второй или выходной каскад состоит из двух мощных однотактных магнитных усилителей МУ-5 и МУ-6, соединенных по мостовой схеме. К выходу второго каскада усиления мощности подключается исполнительный механизм — электродвигатель с тахогенератором ДГ-2ТА.

При отклонении температуры газа от заданного значения в измерительной цепи регулятора (цепь терморпары T и задачника температуры $З$) появляется ток, который проходит через обмотку управления 5 магнитного усилителя МУ-1 блока предварительного усиления. Магнитный усилитель МУ-1 собран по дифференциальной схеме и состоит из двух дроссельных однотактных магнитных усилителей, питаемых от отдельных обмоток W_2 и W_3 трансформатора T_p . Рабочая цепь первого дросселя МУ-1 состоит из включенных последовательно обмотки W_2 трансформатора, рабочей обмотки 1 первого дросселя, выпрямительного моста B_1 на диодах, обмотки положительной обратной связи 3, обмотки управления 6 усилителя МУ-2, нагрузочного сопротивления R_6 . Аналогично построена выходная цепь второго дросселя — обмотка W_3 трансформатора T_p , рабочая обмотка 2 дросселя, выпрямительный мост B_2 , обмотка положительной обратной связи 4, обмотка управления 7 усилителя МУ-2, нагрузочное сопротивление R_7 . С нагрузочных сопротивлений R_6 , R_7 через дифференцирующие цепочки, состоящие из конденсаторов C_1 , C_2 и сопротивлений R_8 , R_9 сигналы подаются соответственно на входные обмотки 8 и 9 усилителя МУ-2. Сопротивления R_6 , R_7 , конденсаторы C_1 , C_2 и обмотки 8, 9 усилителя МУ-2 образуют звено прямой скоростной связи. Ток в рабочих цепях дросселей МУ-1 зависит от магнитных потоков в сердечниках дросселей, которые определяются токами в обмотке управления 5 и обмотках смещения 6 и 7. Напряжение к обмоткам 6 и 7 подается через сопротивления R_3 , R_4 , R_5 от источника постоянного напряжения, собранного по схеме двухполупериодного выпрямителя со средней точкой (обмотка W_1 трансформатора T_p и диоды D_1 , D_2). При настройке усилителя с помощью подбора сопротивлений R_3 , R_4 и сопротивления R_5 , которое может

подсоединяться к точкам n или m , ток в обмотках смещения подбирается таким образом, что в рабочих цепях первого и второго дросселя МУ-1 протекают одинаковые по величине токи. Эти токи, проходя по обмоткам 6 и 7 усилителя МУ-2 создают равные по величине, но направленные навстречу друг другу магнитные потоки. В этом случае магнитные потоки взаимно компенсируются и суммарный магнитный поток равен нулю.

При появлении тока во входной обмотке 5 усилителя МУ-1 в дросселях создается магнитный поток управления, причем, в одном из дросселей он прибавляется к магнитному потоку смещения, а в другом - вычитается. Таким образом, в одном из дросселей магнитный поток увеличивается, а в другом уменьшается. Соответственно изменяются токи в рабочих цепях дросселей МУ-1, а, следовательно, и в обмотках управления 6,7 усилителя МУ-2. Токи, протекая по обмоткам положительной обратной связи 3,4 еще более усиливают выходной сигнал МУ-1.

При изменении токов в рабочих цепях дросселей МУ-1 изменяется напряжение на сопротивлениях R_6 , R_7 и конденсаторы C_1 , C_2 начинают перезаряжаться. Токи, протекающие по конденсаторам и, следовательно, по обмоткам прямой скоростной связи 8 и 9 усилителя МУ-2, пропорциональны по величине скорости изменения напряжений на сопротивлениях R_6 , R_7 т.е. скорости изменения термоЭДС. Таким образом, ток, поступающий на обмотки 8 и 9 является сигналом по производной от термоЭДС. Направление магнитного потока, создаваемого этими токами зависит от увеличения или уменьшения скорости изменения термоЭДС. Если эта скорость равна нулю, то сигнал по производной также равен нулю.

В усилителе МУ-2 имеется обмотка 5 отрицательной обратной связи, на которую подается сигнал с тахогенератора исполнительного механизма. В остальной схема усилителя МУ-2 построена аналогично схеме МУ-1.

Сигнал управления в усилителе МУ-2 складывается из трех сигналов: прямого сигнала поступающего на обмотки 6 и 7, сигнала прямой скоростной связи, поступающего на обмотки 8 и 9 и сигнала скоростной обратной связи, поступающего на обмотку 5. Суммарный магнитный поток, создаваемый этими группами обмоток управляет токами в выходных цепях первого и второго дросселей МУ-2. Если суммарный поток равен нулю, то токи в выходных цепях дрос-

селей равны и магнитные потоки, создаваемые в обмотках управления 3 и 4 усилителей МУ-3 и МУ-4 взаимно компенсируются, так как направлены навстречу друг другу. Если суммарный магнитный поток не равен нулю, то не равны и токи в рабочих цепях дросселей МУ-2 и в усилителях МУ-3 и МУ-4 появляются магнитные потоки управления.

Однотактные магнитные усилители МУ-3 и МУ-4 запитываются от общей обмотки W_6 трансформатора T_{p2} со средней точкой. Нагрузкой усилителя МУ-3 служат, соединенные последовательно, обмотки 4 усилителей МУ-5 и МУ-6; а нагрузкой усилителя МУ-4 обмотки управления 3 усилителей МУ-5 и МУ-6. При одном полупериоде питающего напряжения токи проходят через рабочие обмотки I усилителей МУ-3 и МУ-4, диоды D_3 , D_4 и через соответствующие обмотки управления выходного каскада на среднюю точку обмотки W_6 . При другом полупериоде питающего напряжения токи проходят через обмотку 2 усилителей МУ-3 и МУ-4, диоды D_4 , D_6 и далее через те же обмотки управления выходного каскада на среднюю точку обмотки W_6 . Сопротивления R_{19} и R_{20} служат для регулировки коэффициентов усиления МУ-3 и МУ-4. Обмотки управления усилителей МУ-5 и МУ-6 шунтируются фильтрующими конденсаторами C_5 и C_6 . Магнитные потоки смещения в усилителях МУ-3 и МУ-4 устанавливаются с помощью обмоток 6. Напряжение к этим обмоткам подается через сопротивления R_{14} , R_{15} , R_{16} от источника постоянного напряжения, собранного по схеме двухполупериодного выпрямителя со средней точкой (обмотка W_7 трансформатора T_{p2} и диоды D_7 и D_8). При настройке усилителя с помощью подбора сопротивлений R_{14} , R_{15} , R_{16} токи в обмотках 6 и, соответственно, магнитные потоки в усилителях МУ-3 и МУ-4 устанавливаются такими, что при отсутствии сигнала в управляющих обмотках токи в цепях нагрузки усилителей равны. При этом магнитные потоки, создаваемые обмотками управления в усилителях МУ-5 и МУ-6 взаимно компенсируются. При появлении сигнала в обмотках управления усилителей МУ-3 и МУ-4 изменяются токи в их нагрузочных цепях, вызывая появление магнитных потоков управления в усилителях МУ-5 и МУ-6. В первый каскад блока усиления мощности поступает сигнал скоростной обратной связи с тахогенератора на соединенные последовательно обмотки 4, 3 усилителей МУ-3 и МУ-4.

Выходной каскад олока усиления мощности состоит из двух мощных магнитных усилителей МУ-5 и МУ-6. Рабочие обмотки 1 и 2 усилителей соединены по мостовой схеме. К одной из диагоналей моста подводится напряжение питания 115 В с частотой 400 Гц. С другой выходной диагонали моста снимается напряжение, поступающее на обмотку управления электродвигателя исполнительного механизма. Поэтому, в отличие от предыдущих каскадов, выходной каскад блока усиления мощности выдает сигнал не постоянного, а переменного тока. В усилителях МУ-5 и МУ-6 также имеются обмотки постоянного смещения 5, ток в которые подается через сопротивления R_{17} , R_{18} от того же источника, который питает обмотки смещения усилителей МУ-3, МУ-4. При отсутствии сигнала в управляющих обмотках МУ-5 и МУ-6 мост выходного каскада сбалансирован, и напряжение на выходной диагонали равно нулю. При появлении сигнала в управляющих обмотках изменяются магнитные потоки в усилителях МУ-5 и МУ-6. Это вызывает соответствующее изменение сопротивлений рабочих обмоток МУ-5 и МУ-6. А так как рабочие обмотки усилителей включены попарно в противоположные плечи моста, мост разбалансируется и в его выходной диагонали появляется переменное напряжение. Фаза напряжения определяется знаком отклонения температуры от заданного значения, а амплитуда пропорциональна величине отклонения температуры.

В усилителях МУ-5 и МУ-6 имеются дополнительные обмотки 6, предназначенные для подачи на них внешних сигналов при принудительном ручном управлении вращением исполнительного механизма. Выходная диагональ моста усилителей МУ-5 и МУ-6 подключена к управляющей обмотке двухфазного асинхронного двигателя переменного тока ДГ-2ГА. При отсутствии напряжения на управляющей обмотке двигатель не вращается. При подаче напряжения на обмотку управления двигатель вращается со скоростью, пропорциональной величине напряжения. Направление вращения определяется фазой управляющего напряжения.

В заключение приведем основные технические данные регулятора температуры газов РТА-26-9.

1. Регулятор имеет три фиксированных уровня настройки по температуре:

- 780°C - режим "Взлет";

- 680°C - режим "Номинал";
- 530°C - режим "Контроль"

и обеспечивает возможность одновременной подрегулировки всех трех уровней в пределах $\pm 70^\circ\text{C}$. Переключение с одного режима на другой осуществляется с помощью внешних коммутационных устройств в зависимости от режима работы двигателя: автоматически в полете или вручную на земле.

2. Регулятор обеспечивает поддержание заданной температуры газов перед турбиной с погрешностью, не превышающей:

$$\pm 10^\circ\text{C} \text{ при окружающей температуре } +20^\circ\text{C};$$

$$\pm 13^\circ\text{C} \text{ при окружающей температуре } +80 \div -40^\circ\text{C};$$

$$\pm 17^\circ\text{C} \text{ при окружающей температуре } -40 \div -60^\circ\text{C}.$$

3. Коэффициент усиления регулятора - отношение скорости вращения вала исполнительного механизма (град/с) к сигналу разбаланса температуры ($^\circ\text{C}$) - $0,184 \pm 0,0368 \frac{\text{град}}{\text{C}^\circ\text{C}}$.

4. Коэффициент воздействия по производной (компенсация инерционности термопар) - $0,72 \pm 0,144 \text{ с}$.

5. Питание регулятора осуществляется от сети переменного тока напряжением $115 \pm 6\text{В}$ частотой $480 \begin{smallmatrix} +28 \\ -20 \end{smallmatrix} \text{Гц}$ и постоянного тока напряжением $27 \pm 3\text{В}$.

6. Потребляемая мощность по переменному току не более 50 Вт, по постоянному току - не более 3 Вт.

7. Регулятор работает в условиях:

а) температура окружающей среды от -60 до $+80^\circ\text{C}$ для усилителя и исполнительного механизма, и до $+300^\circ\text{C}$ для клеммной головки термопар;

б) вибрации с частотой от 10 до 300 Гц и перегрузкой до $7g$ для усилителя и исполнительного механизма, и с частотой до 200 Гц и перегрузкой до $10g$ для термопар;

в) высотности до 15 мм ртутного столба для усилителя и исполнительного механизма и до 9 мм ртутного столба для термопар.

8. Максимальная продолжительность непрерывной работы регулятора - 20 ч.

9. Вес регулятора не превышает 9,5 кг, в том числе: усилителя - 4 кг, исполнительного механизма - 1,5 кг, термопар $0,1 \times 40 = 4 \text{ кг}$.