

Н. М. Старобинский, К. Ш. Либерзон,  
Л. М. Капитонова

## МАГНИТНО-УСИЛИТЕЛЬНЫЕ ИНВЕРТОРЫ

В настоящее время в литературе имеется большое количество публикаций, посвященных транзисторно-магнитным преобразователям постоянного напряжения в переменное прямоугольной формы. Но систематизация и единый подход при исследовании таких схем отсутствуют.

В статье предлагается рассматривать транзисторно-магнитные инверторы, как магнитные усилители с инверторным источником питания (обычно, преобразователь Роеера) [1]. В целом такое устройство целесообразно называть магнитно-усилительным инвертором (МУИ), что подчеркивает ведущую роль МУ.

Все известные схемы магнитно-усилительных инверторов четко систематизируются по виду магнитных усилителей. Плодотворность подобного подхода состоит в том, что он позволяет получить почти все характеристики  $i_H(i_Y)$ , ток нагрузки — ток управления, свойственные МУ, в виде зависимости частота — ток управления  $f(i_Y)$ . Это открывает новые возможности для МУ, позволяя перейти от их обычных характеристик управления в аналоговой форме к дискретным характеристикам управления.

Рассмотрим основные схемы магнитно-усилительных инверторов.

### 1. МУИ на базе обычного магнитного усилителя

Принципиальная схема МУИ дана на рис. 1 а. Аналитическое выражение для характеристики управления (зависимость частоты от входного сигнала) может быть получено из условия

$$\int_0^1 i_1 dt = 0. \quad (1)$$

В дальнейшем будем рассматривать идеализированный МУИ на базе идеального МУ при условии, что переход транзистора из области насыщения в активную область происходит только вследствие уменьшения базового тока и переключение транзисторов

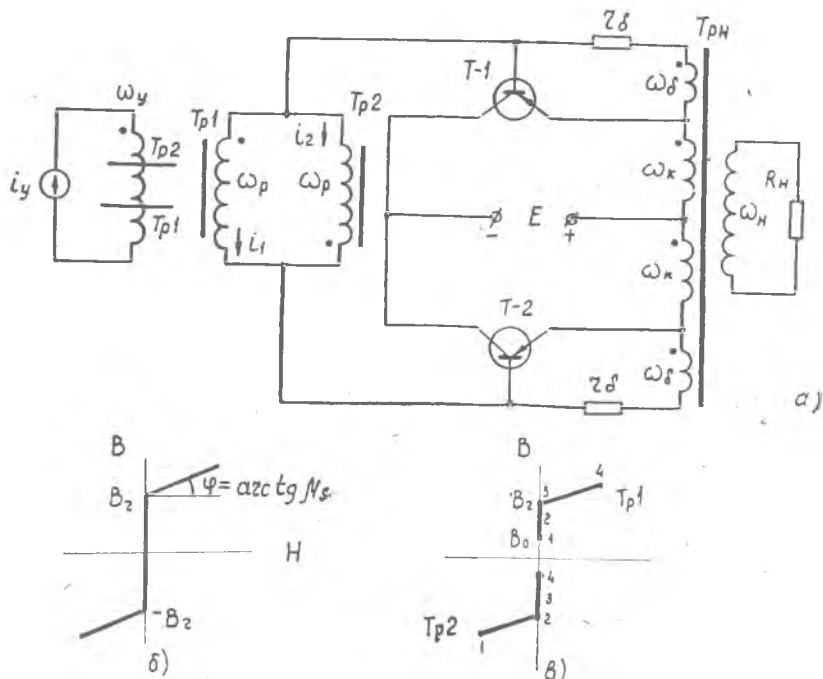


Рис. 1. Схема МУИ на базе обычного магнитного усилителя

предполагается происходящим мгновенно в момент, когда достигается равенство

$$\beta i_0 = i_k, \quad (2)$$

где  $\beta$  — коэффициент усиления транзистора по току.

При этих допущениях, если входной сигнал подается от источника тока,

$$f = \frac{i_y}{i_{1m}} \cdot \frac{\frac{W_y}{W_p}}{L_s \left( \frac{W_6}{r_6 W_\kappa} - \frac{1}{R_H \beta} \right)}. \quad (3)$$

Здесь

$$L_s = \mu_s \frac{W_p^2 Q}{l_c};$$

$$R'_n = R_n \cdot \left( \frac{W_k}{W_n} \right)^2;$$

$$i_{1m} = E \left( \frac{W_6}{W_k r_6} - \frac{1}{R'_n \beta} \right);$$

$i_{1m}$  — максимальное значение намагничивающего тока;  
 $Q, l_c$  — активное сечение и длина средней магнитной силовой линии сердечника Тр1 (Тр2).

Соотношение (3) справедливо при

$$\frac{i_{1m}}{2} \cdot \frac{(1 - k_n) W_p}{k_n \cdot W_y} \ll |i_y| \ll \frac{i_{1m}}{2} \cdot \frac{W_p}{W_y}, \quad (4)$$

здесь

$$k_n = \frac{B_r}{B_m},$$

$B_m$  — максимальное значение индукции в сердечнике Тр1 (Тр2).

Можно показать (1), что при

$$|i_y| < \frac{i_{1m}}{2} \cdot \frac{(1 - k_n) W_p}{k_n \cdot W_y},$$

$$f = f_n = \text{const},$$

$$|i_y| > \frac{i_{1m}}{2} \cdot \frac{W_p}{W_y},$$

$$f = f_k = \text{const},$$

т. е. что на характеристике управления МУИ имеются две зоны нечувствительности, в которых частота не зависит от тока управления.

В [2] получены более точные соотношения, не ограниченные допущением «б».

Характеристики управления МУИ  $f(i_y)$  могут быть получены, если для соответствующего МУ, питаемого напряжением типа меандр, известна зависимость

$$\Delta B = \Delta B(i_y, f, t).$$

Характеристика  $f(i_y)$  определяется решением уравнения

$$\int_0^{\frac{1}{2f}} U(t) dt = W_p \cdot Q \int_0^{\frac{1}{2f}} \Delta B(i_y, f, t) dt,$$

где  $U(t)$  — напряжение на рабочих обмотках МУ.

## 2. МУИ на базе магнитного усилителя с внешней обратной связью

Принципиальная схема дана на рис. 2.

Крутизна одной из ветвей характеристики управления может быть резко повышена введением обратной связи аналогично тому,

как это делается в магнитных усилителях. При этом сохраняется линейный участок характеристики управления. Такая возможность вытекает из того, что при увеличении частоты от начальной  $f_H$  до конечной  $f_K$  одновременно увеличивается по линейному закону и

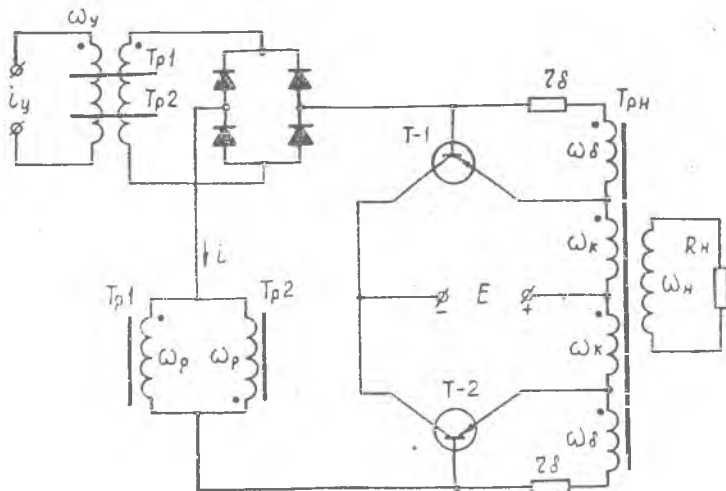


Рис. 2. Схема МУИ на базе магнитного усилителя с внешней обратной связью

среднее за полупериод значение тока  $i$ . Действительно, если аппроксимировать петлю  $Tr1$  ( $Tr2$ ) кривой рис. 1 б, то выражение для среднего за полупериод значения тока  $i$  можно записать следующим образом [2]:

$$i_0 = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} i dt \approx \text{const} \cdot f. \quad (5)$$

Это равенство справедливо для  $f \ll f_k$ . При  $f > f_k$ ,  $i_0$  практически не изменяется и остается равным приблизительно  $i_{0k}(f_k)$ . Для схемы рис. 2 коэффициент обратной связи

$$K_{oc} = \frac{H_{oc}}{H_p} = \frac{2W_{oc}}{W_p}. \quad (6)$$

Здесь

$H_{oc}$  — среднее за полупериод значение напряженности поля, создаваемой током обратной связи;

$H_{cp}$  — среднее за полупериод значение напряженности, создаваемой током рабочей обмотки.

На рис. 3 приведены характеристика управления МУИ  $f(H_y)$  при  $K_{oc} = 0$ , кривая обратной связи  $H_{oc}(f)$  для  $K_{oc} = 0,8$ . По двум этим кривым выполнено построение характеристики управления МУИ на базе

МУ с внешней обратной связью —  $f(H_{\text{сиг}})$ . Наблюдающийся обычно при  $|i_y| > i_{yк}$  рост частоты объясняется нелинейной зависимостью  $B(H)$  при  $B > B_{\text{ч}}$ . Для идеализированного МУИ угловой коэффициент линейной части характеристики управления

$$\text{tg } \gamma = \frac{\text{tg } \alpha}{1 - K_{\text{oc}}}, \quad (7)$$

где  $\text{tg } \alpha$  — угловой коэффициент характеристики управления при  $K_{\text{oc}} = 0$ .

При  $K_{\text{oc}} > 1$  МУИ начинает работать в релейном режиме, т. е. зависимость частоты от тока управления становится скачкообразной [3], [4]. Такие характеристики представляют значительный интерес для автоматики, телеизмерений и т. д. На рис. 4 приведены полученные экспериментальным путем релейные характеристики МУИ, собранного по схеме рис. 6, для которой

$$K_{\text{oc}} = 1 + 2 \frac{W_{\text{oc}}}{W_p}. \quad (8)$$

Перепад частот в релейных МУИ может достигать весьма значительных величин. Амплитуда напряжения на выходе инвертора остается при этом практически неизменной.

### 3. МУИ на базе магнитного усилителя с самонасыщением

Принципиальная схема дана на рис. 5. В первую очередь рассмотрим случай, когда сердечники  $\text{Tr}1$  и  $\text{Tr}2$  изготовлены из пермаллоевой ленты толщиной  $2a > 20 \text{ мк}$ , и основное влияние на динамику перемагничивания оказывают вихревые токи. Если при этом допустить, что статическая петля гистерезиса сердечников  $\text{Tr}1$  ( $\text{Tr}2$ ) является идеально-прямоугольной и входной сигнал подается от источника тока, то можно показать [2], что характеристика управления определяется следующим соотношением:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{B_r}{\sigma a^2} \left( \frac{Q \cdot W_p}{E} \right)^2 (H_y - H_c). \quad (9)$$

Здесь

$H_c, \sigma$  — коэрцитивная сила и проводимость материала сердечника  $\text{Tr}1$  ( $\text{Tr}2$ ).  $H_y = \frac{i_y W_y}{l_c}$ .

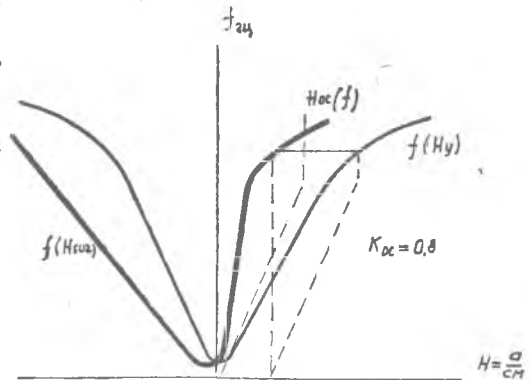


Рис. 3. Характеристика управления МУИ на базе магнитного усилителя с внешней обратной связью

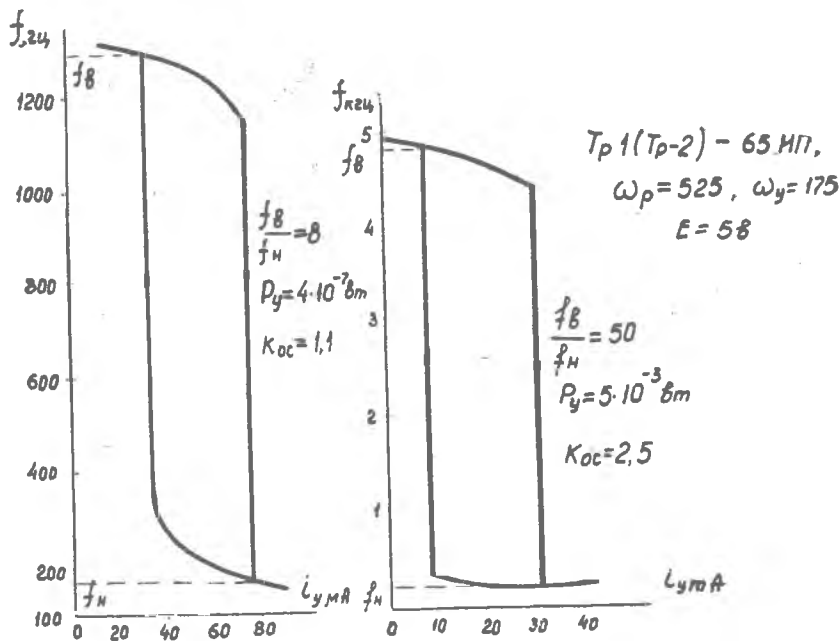


Рис. 4. Релейные характеристики МУИ

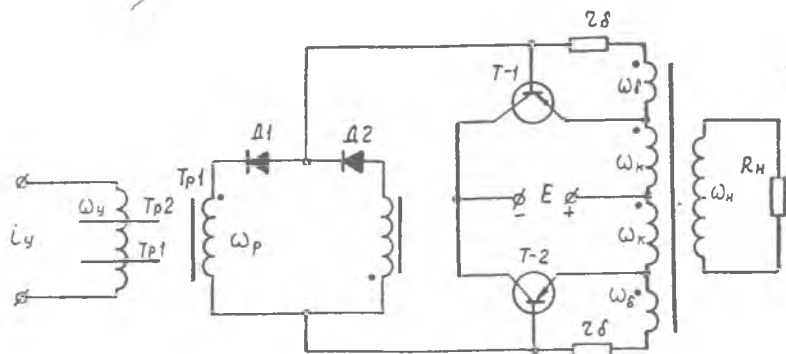


Рис. 5. Схема МУИ на базе магнитного усилителя с самонасыщением

Соотношение (9) справедливо в диапазоне управляемости инвертора:

$$H_c \leq H_y \leq H_c + \frac{2E\sigma a^2}{Q \cdot W_p} \quad (11)$$

В МУИ, выполненных по схеме рис. 5,  $K_{ос} \approx 1$ . Вследствие этого режим их работы, являясь граничным между пропорциональным и релейным, неустойчив. При исследовании их в режиме пропор-

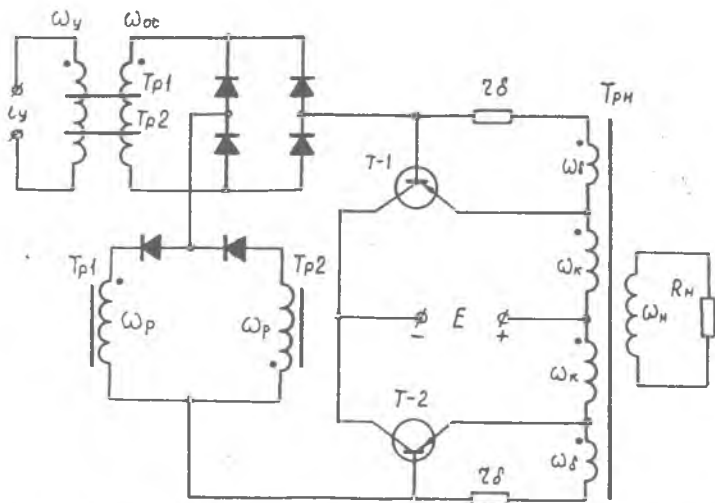


Рис. 6. Схема МУИ с самонасыщением с внешней обратной связью

ционального управления целесообразно шунтировать диоды  $D_1$ ,  $D_2$  сопротивлениями. Устойчивый релейный режим можно получить, если ввести небольшую дополнительную внешнюю обратную связь, например, по схеме рис. 6.

#### 4. МУИ на базе магнитного усилителя в режиме автомодуляции

Принципиальная схема дана на рис. 7. Емкость конденсатора выбрана так, что в последовательной цепи — конденсатор  $C$  — контур трансформаторов  $Tr1$ ,  $Tr2$  — выполняются условия автомодуляции и происходят феррорезонансные скачки напряжения на рабочих обмотках  $W_p$ . Скачок напряжения на трансформаторе происходит при неизменном значении постоянной составляющей индукции в сердечнике. При этом скачком меняется также значение

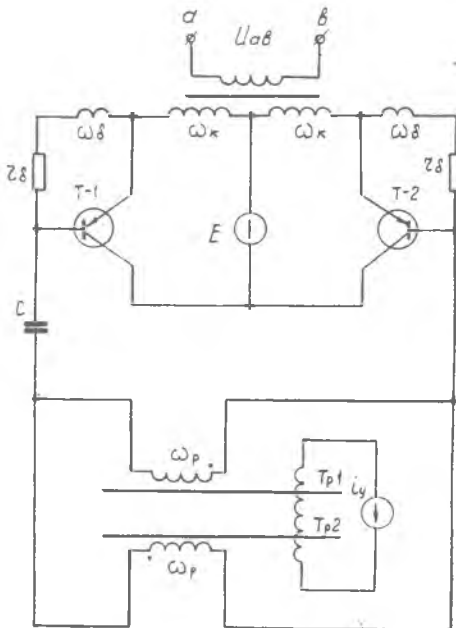


Рис. 7. Схема МУИ в режиме автомодуляции

постоянной составляющей напряженности поля. Затем начинается переходный процесс, состоящий в том, что постоянная составляющая напряженности поля стремится к своему установившемуся значению

$$H_0 = \frac{i_y W_y}{I_c}$$

Постоянная составляющая индукции  $B_0$  также изменяется, стремясь к своему новому значению:

$$B'_0 = B'_0(B_{m\sim}, H_0).$$

Здесь

$B_{m\sim}$  — амплитуда переменной составляющей индукции, соответствующая величине амплитуды напряжения  $U_{m\sim}$  на обмотке  $W_p$  после скачка.

Так как

$$f \approx \frac{U_{m\sim}}{Q \cdot W_p \cdot (B_r - B_0)}, \quad (11)$$

то изменение  $B_0$  вызывает изменение частоты выходного сигнала МУИ. Запоздывающий характер изменения  $B_0$  по сравнению с изменением  $B_{m\sim}$  приводит к тому, что система не имеет устойчивой точки равновесия и скачки напряжения на обмотках  $W_p$  от малых значений к большим (и наоборот) периодически повторяются. При этом, как следует из (11), происходит самомодуляция выходного сигнала по частоте. Экспериментальные исследования показали, что частотный диапазон, в котором может работать такой МУИ составляет примерно (0,5—100) кГц. Глубина модуляции определяется как

$$K = 2 \frac{f_B - f_H}{f_B + f_H},$$

где  $f_B$  — верхнее значение частоты;  
 $f_H$  — нижнее значение частоты.

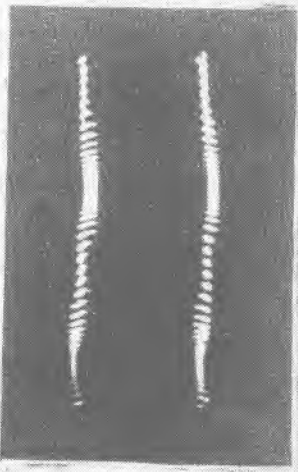
В зависимости от величины емкости  $K = (0,2—0,75)$ . Варьирование величины емкости и тока управления позволяет также изменять закон частотной самомодуляции, что подтверждается оциллограммами, приведенными на рис. 8. Показаны напряжения как на выходе инвертора ( $U_{ав}$ ), так и после частотного дискриминатора.

## ВЫВОДЫ

Магнитно-усилительные инверторы позволяют получить в дискретной форме, то есть в виде зависимости частота — ток управления, практически все функциональные зависимости, свойственные магнитным усилителям.

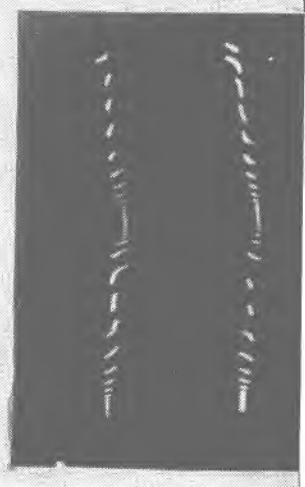
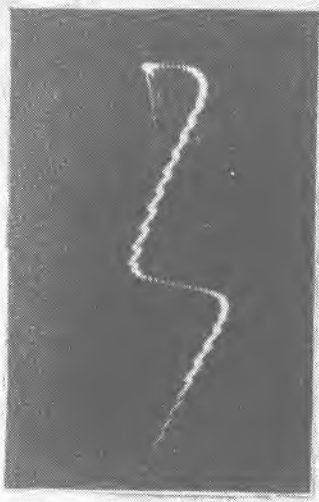


Напряжение на выходе инвертора Шаб



$C = 5 \text{ мкФ}$   
 $f_B = 3000 \text{ гц}$   
 $f_H = 300 \text{ гц}$

Напряжение на выходе частотного дискриминатора



$C = 1 \text{ мкФ}$   
 $f_B = 2000 \text{ гц}$   
 $f_H = 200 \text{ гц}$

Рис. 8.

Несомненные преимущества этих схем — простота, надежность, высокий коэффициент полезного действия — делают их весьма перспективными.

#### ЛИТЕРАТУРА

1. Н. М. Старобинский, Л. М. Капитонова, К. Ш. Либерзон. Магнитные усилители с частотно-управляемым источником питания. Юбилейный сборник Куйбышевского авиационного института, Куйбышев, 1967.
2. К. Ш. Либерзон. Исследование транзисторно-магнитных инверторов и некоторые их применения в измерительной технике, диссертация, Куйбышевский политехнический институт, 1966.
3. К. Ш. Либерзон. Транзисторный инвертор с релейной характеристикой управления, авт. св. № 186768 от 15/VII-1964, кл. 42, т. 14.
4. К. Ш. Либерзон. Транзисторный инвертор, авт. св., № 217048, Бюллетень изобретений, № 15, 1968.
5. К. Ш. Либерзон, Н. М. Старобинский. Транзисторный инвертор с частотной самомодуляцией, авт. св. № 208814, Бюллетень изобретений № 4, 1968.
6. К. Ш. Либерзон, В. Н. Головки. Прибор активного контроля с индуктивным датчиком, ГОСИНТИ, ПНТПО № 2-67-1262/144, Москва, 1967.

