

# Магнитные усилители без обратной связи

## 1 Основные понятия

**Магнитный усилитель (МУ)** - это статическое электромагнитное устройство, состоящее из сердечника и наложенных на него обмоток.

### Применяются:

- 1) в измерительной технике:
  - а) в схемах автоматической компенсации измерительной техники;
  - б) для усиления слабых термо - ЭДС, сигналов от термодатчиков;
- 2) в управлении двигателями постоянного и переменного токов в следящих системах;
- 3) в системах релейной защиты и сигнализации;
- 4) в вычислительных машинах, счетно-решающих приборах;
- 5) в автопилотах и т.д.

### Достоинства:

- 1) высокая надежность т.к., магнитный усилитель (МУ) - статическое устройство, нет подвесных частей - механическая прочность, работает в широком диапазоне изменения температуры, влажности, давления, толчки и вибрация не влияют;
- 2) неограниченный срок службы, простота эксплуатации;
- 3) немедленная готовность к работе после включения, отсутствует нулевой период;
- 4) возможность усиления очень слабых сигналов постоянного тока;
- 5) возможность питания непосредственно от сети переменного тока промышленной частоты;
- 6) простота суммирования большого числа выходных сигналов;
- 7) неограниченная выходная мощность (до сотен тысяч киловатт);
- 8) КПД выше, чем у электронных усилителей;
- 9) большой коэффициент по мощности;
- 10) небольшая инерционность (десятки доли секунд);
- 11) постоянство характеристик МУ в процессе эксплуатации.

## 2 Описание магнитных усилителей

**Принцип действия МУ** основан на использовании зависимости индуктивности катушки с ферромагнитным сердечником от величины подмагничивающего тока, создаваемого управляющим входным сигналом. Ферромагнитные материалы обладают нелинейной зависимостью магнитной индукции. Величиной напряженности магнитного поля  $H$ . В МУ применяются магнитомягкие материалы, имеющие узкую петлю гистерезиса, потому что при анализе зависимости  $B = f(H)$  будем считать бегистерезисной, и заменим ее средней кривой намагничивания (рисунок 2.4.1).

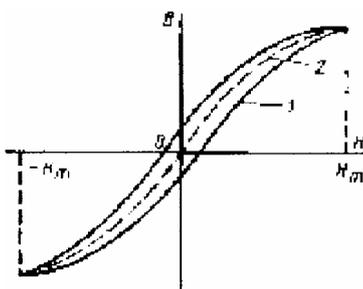


Рисунок 2.4.1- График средней кривой намагничивания

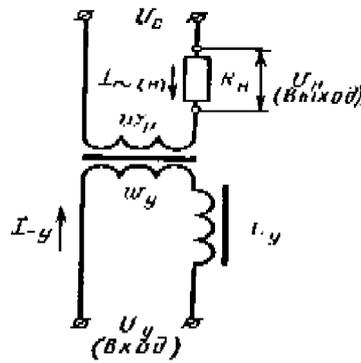


Рисунок 2.4.2- Простейшая схема магнитного усилителя

На рисунке 2.4.2 дроссель  $W_p$  имеет замкнутый сердечник из магнетомягкого материала и дополнительной обмотки  $W_y$ , но которая пропускает постоянный ток.

При увеличении подмагничивания,  $\mu$  уменьшается (на этом основано действие магнитного усилителя), что приводит к уменьшению индуктивного сопротивления дросселя, а значит увеличивается ток, протекающий через обмотку:

$$I_p = \frac{U}{Z_g} = \frac{U}{rg^2 + xg^2}, \quad (2.4.1)$$

#### Зависимости $\mu$ и тока $I_p$ от тока управляющего $I_y$ (или напряженности H)

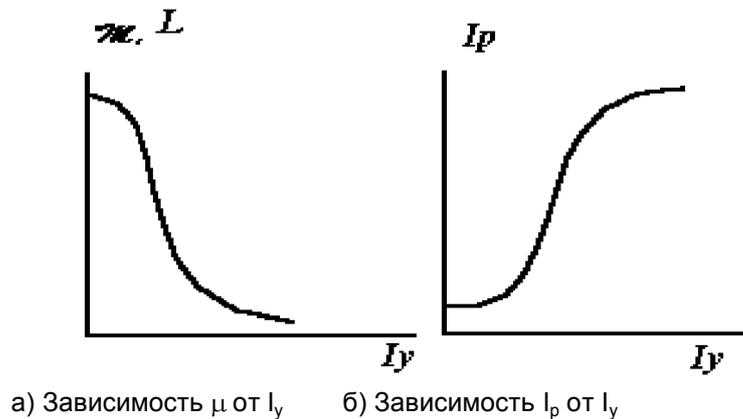


Рисунок 2.4.3- Графики зависимости

Изменяя величину подмагничивающего поля (изменяя ток в цепи постоянного тока) можно управлять величиной тока в цепи переменного тока, а следовательно, и в нагрузке, если включить ее последовательно с  $W_p$ .

#### Магнитный усилитель с параллельным включением нагрузки

В усилителях с последовательным включением нагрузки надо поддерживать неизменным напряжение питания. А в усилителях с параллельным включением необходимо поддерживать неизменным ток питания  $I_{\sim}$ , поэтому приходится дополнительно включать достаточно большое постоянное (балластное) сопротивление  $R_b$ , что приводит к большим потерям, уменьшению КПД, поэтому МУ с параллельной нагрузкой применяется редко, только для специальных целей. Управление (подмагничивание) можно осуществлять не только на постоянном, но и переменном токе, при этом частота управляющего тока должна быть меньше частоты источника питания.  $f_y > 20\%f$ . Характеристика и кратность изменения магнитной проницаемости  $\mu$  ( $I_m$ ) при изменении подмагничивающего поля, зависит от свойств магнитного материала сердечника.

#### Недостатки простейшего магнитного усилителя:

1) переменный магнитный поток, пульсирующий в сердечнике, наводит в обмотке управления и во второй обмотке транзистора переменную ЭДС, которая вызывает появление переменного тока, протекающего через источник постоянного напряжения. Для уменьшения переменного тока последовательно с обмоткой управления включают большую индуктивность  $L_y$  или большое активное сопротивление. Введение индуктивности вызывает увеличение инерционности усилителя, расходы материала, возрастают габариты и вес. Введение активного сопротивления увеличивает потери мощности, уменьшает коэффициент усиления МУ;

2) форма кривой тока  $I_{\sim}$ , протекающего по нагрузке, искажена из-за наличия в кривой напряженности  $H_{\sim}$  четных гармоник.

### Магнитные усилители с выходом на переменном и постоянном токе.

#### Способы устранения недостатков.

Для устранения недостатков, в МУ применяются схемы с двумя одинаковыми сердечниками (рисунок 2.4.4).

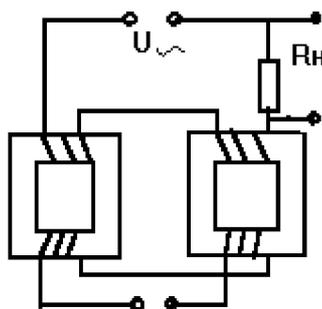


Рисунок 2.4.4- Схема магнитного усилителя с двумя одинаковыми сердечниками

Обмотки  $W_y$  и  $W_p$  имеют по две секции. Секции управляющей обмотки соединяются последовательно и встречно, при этом происходит взаимное вычитание ЭДС. Результат ЭДС управляющей цепи равен нулю. Рабочие обмотки соединены последовательно, однако их можно включить и встречно. В один полупериод питающего напряжения  $U_{\sim}$  магнитные потоки  $\Phi_{\sim}$  и  $\Phi_y$  складываются в одном сердечнике и вычитаются в другом, в следующий полупериод - наоборот, т.е. в оба полупериода обе рабочие обмотки действуют на рабочую цепь одинаково и полуволны рабочего тока симметричны (четных гармоник нет), значит форма кривой тока менее искажается, чем в схеме с одним сердечником.

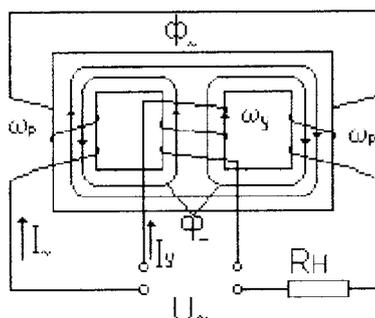


Рисунок 2.4.5- Модифицированная схема магнитного усилителя с двумя сердечниками

### Магнитный усилитель с сердечником броневого типа.

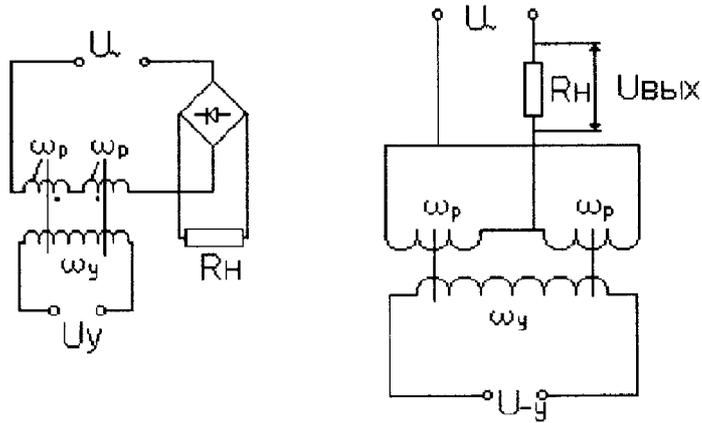
Можно сблизить сердечники и управляющую обмотку наматывать так, чтобы обхватывались два соседних стержня. Обмотки переменного тока располагаются на крайних стержнях. При этом переменная ЭДС, индуцируемые в обмотке управления магнитными потоками, создаваемыми рабочими обмотками, будут взаимно компенсироваться. Вместо двух сердечников можно применить сердечники броневого типа (Ш - образные).

Рабочие обмотки  $W_p$  на крайних стержнях, обмотка  $W_y$  управляет на среднем стержне. В среднем стержне происходит компенсация переменного потока (переменные магнитные потоки) обмотки  $W$  одинаковы по величине и направлены встречно друг другу. Переменные ЭДС в управляющей обмотке индуцироваться не будет. Применяется как усилитель большой мощности (от 100Вт и выше) (рисунок 2.4.5).

**Достоинство:** простота конструкции.

### Усилитель с выходом на постоянном токе и параллельном включением нагрузки

На рисунке 2.4.6 (а и б) нагрузка включена через выпрямитель - демодулятор.



а) Схема усилителя с выходом на постоянном токе

б) Схема усилителя с параллельным включением обмоток

Рисунок 2.4.6- Схемы усилителей

На рисунке 2.4.6 б переменная ЭДС в управляющей обмотке полностью компенсируется в схемах с параллельным включением обмотки. Недостаток: повышенная инерционность.

Нагрузочные характеристики магнитных усилителей.

При отсутствии управляющего сигнала, когда  $I_y = 0$ , индуктивность обмотки  $W_p$  - max, ток в нагрузке - min. По мере увеличения  $I_y$ , из-за нелинейности характеристики намагничивания, увеличивается насыщение сердечника, при этом уменьшается магнитная проницаемость  $\mu$ , а следовательно и индуктивность  $L$ , что приводит к увеличению тока нагрузки.

На рисунке 2.4.7 кривые симметричны относительно оси ординат, т.к. магнитное состояние сердечника не зависит от направления  $I_y$ , поэтому МУ имеет характеристику вход-выход, т.е. зависимость выходной величины  $I$  от входной  $I_y$ . Данные усилители называются одноктактными (нереверсивными) нейтральными усилителями.

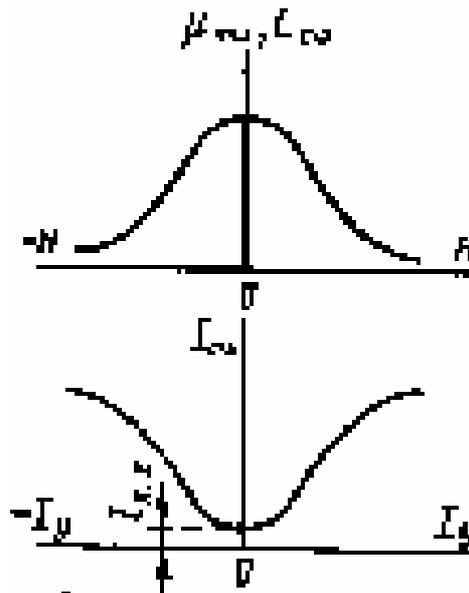


Рисунок 2.4.7- Характеристика магнитного усилителя

Магнитный усилитель на двух сердечниках с нагрузкой включенной параллельно рабочей обмотке  $W_p$ . Величина переменного тока питания поддерживается постоянной, путем включения большого постоянного сопротивления  $R_g$  последовательно с обмоткой  $W_p$  (обмотка  $W_p$  включена встречно).

При отсутствии управляющего сигнала  $I_y = 0$  индуктивность обмотки  $W_p$  -наибольшая, поэтому нагрузка шунтируется незначительно и ток имеет максимальное значение (рисунок 2.4.7).

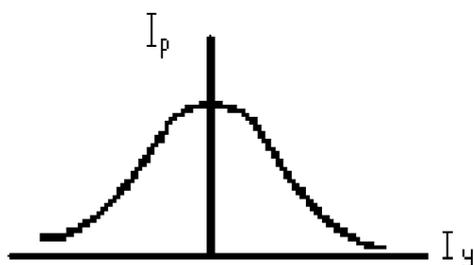


Рисунок 2.4.8- Зависимость результирующего тока от управляющего

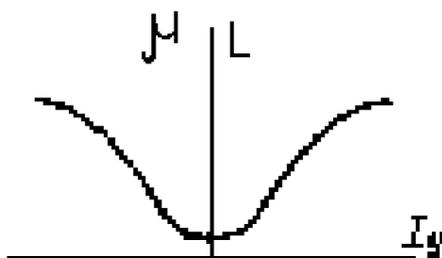


Рисунок 2.4.9- Зависимость индуктивности от управляющего тока

По мере увеличения сигнала на входе усилителя индуктивность обмотки  $W_p$  уменьшается, а ток в них возрастает, поэтому ток в нагрузке уменьшается. Применяется в схемах защиты и автоматики, питаемых от трансформатора тока.

#### Магнитные материалы, применяемые для изготовления сердечников магнитных усилителей.

Характеристики МУ определяются магнитными свойствами сплава, конструкцией и технологией изготовления сердечника и схемой.

#### Свойства сплава:

- 1) высокий коэффициент прямоугольности (отношение остаточной индукции  $B_r$  к индукции насыщения  $B_s$ );
- 2) малое значение поля, при котором достигается индукция насыщения;
- 3) высокое значение индукции насыщения.

Материала, одновременно отвечающего всем требованиям, не существует. Каждый материал обладает теми или иными достоинствами и недостатками. Существует три группы материалов для сердечников МУ:

1) сплавы железа с кремнием- электротехнические стали. Выпускаются в виде листов или ленты (холоднокатаная текстурованная сталь). Применение текстурованных сталей снижает габариты и вес мощных МУ в 1,5-2 раза по сравнению с горячекатаными сталями. Недостаток- дороговизна;

2) железо-никелевые сплавы:

а) низкое содержание никеля (40-60%) характеризуется высоким значением индукции насыщения (1,4-1,6) и прямоугольной петлей гистерезиса ( $k_{пр} = 0,95$ ), применяются для быстродействующих МУ и для МУ на достаточно высокую мощность при минимальных габаритах и весе. Недостаток: дороже в 15-20 раз электромеханических сталей;

б) с содержанием никеля (75-80%) характеризуется высоким  $M$ , и низким значением индукции насыщения. Недостаток: чувствительны к механическим воздействиям;

3) оксидные ферромагнетики - оксиферриты или ферриты: неметаллические соединения оксидов железа, никеля, цинка, марганца, меди и т.д.

Достоинства: монолитность, простота и дешевизна изготовления, нечувствительность к механическим воздействиям. Недостатки: высокая чувствительность к колебаниям температуры, низкие магнитные свойства.

Применяются в МУ, работающих на высоких частотах (начиная с 2-5 кГц в магнитных модуляторах и магнитонасыщенных триггерных устройствах).

#### Типы сердечников:

1) тороидальные- набираются из штампованных колец или в виде спирали из ленты. По магнитным свойствам, плотности изготовления, экономичности штампованные уступают ленточным.

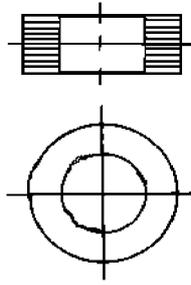


Рисунок 2.4.10- Схема торроидального сердечника

Применяется в высокочувствительных МУ, во входных каскадах многокаскадных усилителей и других устройствах. Изготавливается в основном из железо - никелевых сплавов. Для защиты от механического воздействия сердечник помещают в каркас, изготовленный из твердых пластмасс или дюралюминия. Для защиты от тряски и вибрации сердечники в каркасе заливают эластичной массой.

2) О и С - образные сердечники, "О" - образные изготавливаются (рисунок 2.4.10) путем прямоугольного наматывания ленты. Прямоугольный витой ленточный. О- образный сердечник сохраняет свойства торроида и используется для мощных усилителей.

Достоинство по сравнению с торроидальными - большая площадь охлаждения. Недостатки: процесс намотки малопроизводителен, нерационально используется окно.

Разрезной сердечник позволяет полнее использовать обмоточное окно, легче производится намотка.

Недостаток: наличие двух зазоров снижает магнитные свойства, поэтому используется редко.

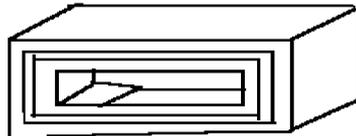


Рисунок 2.4.11- Схема О - образного сердечника

3) П и Ш -образные сердечники применяются в массовом производстве.

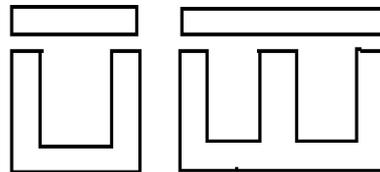


Рисунок 2.4.12- Схема П и Ш- образных сердечников

Влияние зазора тем слабее, чем меньше зазор и толщина материала и чем больше ширина спинки и длина средней силовой линии. Поэтому для МУ применяются с умеренной спинкой, с косым срезом и трапециидальной спинкой. В настоящее время широко применяются П - образные пластины из текстурованного материала, позволяющие создать высококачественные и экономичные усилители.

4) М-образные штампы- многостержневой просечкой, что существенно упрощает сборку и повышает качество.

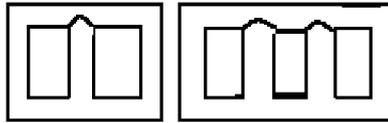


Рисунок 2.4.13- Схема М - образного штампа

Конструктивные варианты магнитных усилителей:

1) магнитные усилители на сердечниках С и П -образных форм;

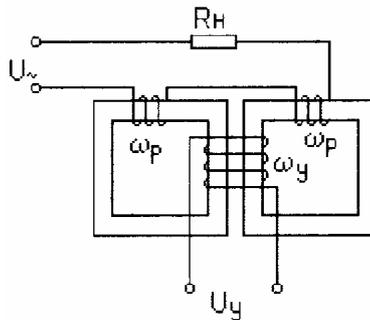


Рисунок 2.4.14- Схема магнитного усилителя на П - образном сердечнике

2) магнитные усилители на Ш- образных сердечниках;

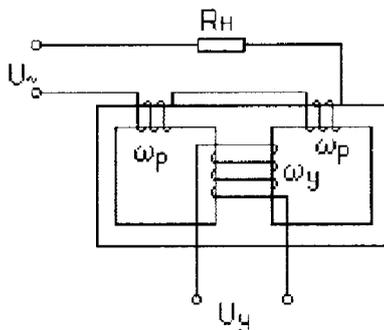


Рисунок 2.4.15- Схема магнитного усилителя на Ш - образном сердечнике

3) магнитные усилители на двух торроидальных сердечниках.

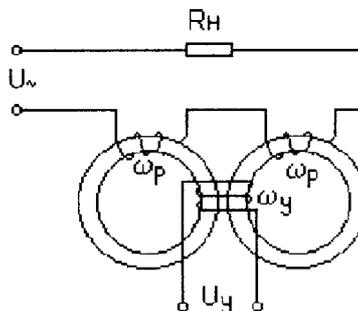


Рисунок 2.4.16- Схема магнитного усилителя на двух торроидальных сердечниках

**Физические процессы в магнитных усилителях с идеальной кривой намагничивания сердечника.**

Из-за сложности работы реального МУ с целью облегчения его анализа используются теории:

- а) линеаризованного магнитного усилителя;
- б) идеального магнитного усилителя.

Одной из основных характеристик идеального магнитного усилителя является инерционность.

Инерционность МУ определяется временем запаздывания, которое равно интервалу времени с момента подачи на вход усилителя напряжения до момента установившегося значения тока в нагрузке. Процесс считается закончившемся, когда ток достигнет значения  $I_{н.ср} = 0,95I_{н.ср}$ , тогда время запаздывания будет  $t_3 = 3T$ . Постоянная времени МУ однозначно связана с коэффициентом усиления по мощности, подставим  $K_p$ , получим:

$$T_Y = \frac{K_p}{4f}, \quad (2.4.2)$$

Преобразуем выражение и получим:

$$\frac{T_Y}{K_p} = \frac{1}{4f}, \quad (2.4.3)$$

Выражение (2.4.3) показывает, что для идеального магнитного усилителя отношение постоянной времени МУ к коэффициенту усиления по мощности зависит только от частоты источника  $f$  и не зависит от параметров цепи управления и нагрузки (при КПД =1), ни от размеров МУ. Чем больше коэффициент усиления, тем больше постоянная времени. Отношение коэффициента усиления по мощности, к постоянной времени называется **добротностью или быстродействием МУ**:

$$D = \frac{K_p}{T_Y}, \quad (2.4.4)$$

Чем больше добротность, тем меньше инерционность.

$$D = \frac{K_p}{T_Y} = 4f\eta, \quad (2.4.5)$$

где  $\eta$ - КПД рабочей цепи магнитного усилителя.

#### Методы уменьшения инерционности магнитного усилителя:

- 1) уменьшение постоянной времени отдельных цепей;
- 2) повышение частоты источника питания;
- 3) введение положительной обратной связи (ОС);
- 4) применение многокаскадных усилителей;
- 5) введение ускоряющих контуров.

#### Коэффициенты усиления магнитного усилителя:

- 1) коэффициент усиления по току:

$$K_I = \frac{I_n}{I_Y} = \frac{\omega_Y}{\omega_p}, \quad (2.4.6)$$

- 2) коэффициент усиления по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{н.с.}}{U_Y} = \frac{I_H R_H}{I_Y R_Y} = K_Y \cdot \frac{R_H}{R_Y} = \frac{\omega_Y R_H}{\omega_p R_Y}, \quad (2.4.7)$$

- 3) коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_H}{P_Y} = \frac{I_H U_H}{I_Y U_Y} = K_Y K_H \frac{K_Y R_H}{R_Y} = \frac{\omega_Y^2 R_H}{\omega_p R_Y}, \quad (2.4.8)$$

- 4) коэффициент кратности тока в нагрузке - это отношение  $\max$  тока на выходе МУ к току холостого хода (Х.Х):

$$K_{кр} = \frac{I_{MAX}}{I_{X.X}}, \quad (2.4.9)$$

Чем больше  $K_{кр}$ , тем выше качество МУ для низкого качества материала  $K_{кр} = \text{от } 25 \text{ до } 20$ , высокого качества материала  $K_{кр} > 100$ .

5) добротность или быстродействие:

$$D_{кр} = \frac{K_p}{T_y} = 4f\eta, \quad (2.4.10)$$

Чем больше  $D$ , тем больше инерционность.

6) К.П.Д. рабочей цепи МУ:

$$\eta = \frac{R_H}{R_n}, \quad (2.4.11)$$

Графоаналитический способ построения статической характеристики магнитного усилителя.

Для расчета условно принимаем, что токи в рабочих цепях синусоидальные, а рабочие обмотки МУ линейные индуктивные сопротивления. Расчет выполняется по средним значениям условно принятых синусоид с использованием семейства характеристик одновременного намагничивания сердечников - переменными и постоянными полями и нагрузочным эллипсом, нагрузочной прямой.

Рассмотрим построение статической характеристики линеаризованного МУ, с выходом на рабочей частоте, активная нагрузка включена последовательно с активным сопротивлением рабочей обмотки, графическое построение характеристики вход - выход усилителя с нагрузкой.

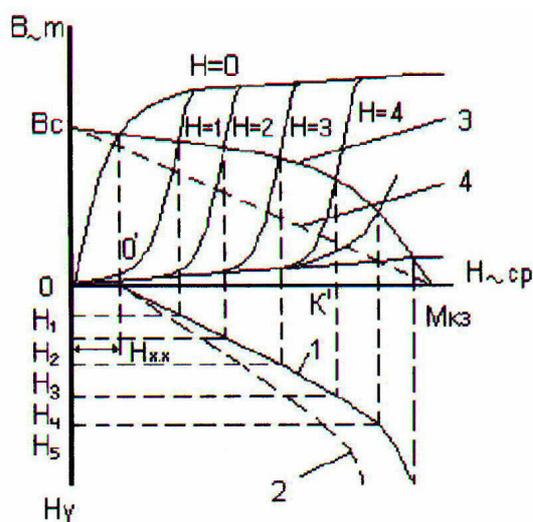


Рисунок 2.4.17- Статическая характеристика линейных МУ

## Тема №2.5 Магнитные усилители с обратной связью

### Обратная связь в нереверсивных магнитных усилителях

Для повышения коэффициента усиления МУ и их быстродействия можно вводить положительную обратную связь (ПОС) в МУ. Обратная связь может быть внешней и внутренней. Внешняя ОС может выполняться как по току, так и по напряжению.

**Внешняя ОС** выполняется с помощью специальной обмотки, которая накладывается на сердечники таким же образом, как обмотки управления.

**Внутренняя ОС** выполняется путем включения однополупериодных выпрямителей последовательно с рабочими обмотками.

# 1 Магнитные усилители с внешней обратной связью

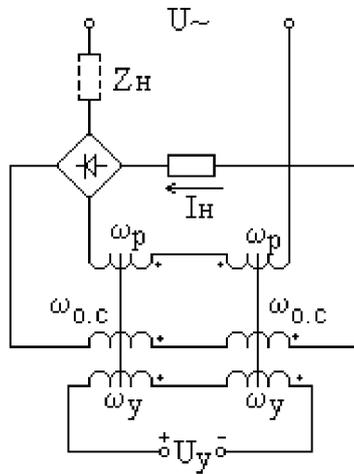


Рисунок 2.5.1- Схема магнитного усилителя с внешней обратной связью по току

На рисунке 2.5.1 ток нагрузки поступает в обмотки ОС -  $W_{oc}$  соединенные аналогично обмоткам управления  $W_y$ . Ток  $I_n$  в обмотках  $W_{oc}$  создает дополнительный магнитный поток ОС, направление которого постоянно и определяется полярностью подключения обмоток ОС к выпрямителю. Если потоки  $\Phi_{oc}$  и  $\Phi_y$  складываются, то ОС считается положительной. Если потоки действуют навстречу друг другу, то МУ имеет отрицательную обратную связь (ООС) (рисунок 2.5.2).

Переход от ПОС к ООС в МУ осуществляется при изменении полярности управляющего сигнала  $U_y$ . Нагрузка постоянного тока  $R_n$  включена последовательно с обмотками ОС  $W_{oc}$ . Нагрузка переменного тока  $Z_n$  включается до выпрямителя, т.е. выпрямитель служит для осуществления ОС. Иногда при нагрузке на постоянном токе для получения ОС используются отдельный выпрямитель, что повышает стабильность характеристики МУ, т.к. создаются облегченные условия работы МУ.

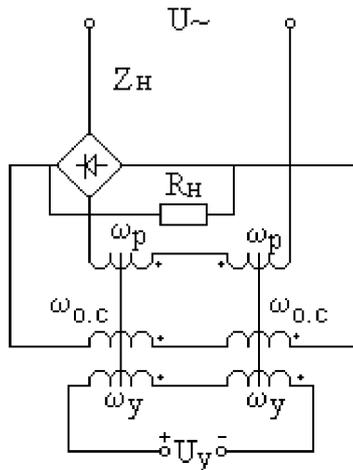


Рисунок 2.5.2- Схема магнитного усилителя с внешней обратной связью по напряжению

Рассмотренная схема магнитного усилителя с обратной связью по напряжению, применяется в мощных МУ, когда велик  $I_n$ , при этом снижаются размеры выпрямителя ОС.

Величина  $I_n$  в нагрузке МУ зависит от величины напряженности подмагничивающего поля  $H$ . В идеальном МУ с ОС по току уравнения статической характеристики определяется как  $H \sim_{cp} = H$ , где  $H = H_y + Y_{oc}$  - напряженность постоянного магнитного поля, которое помимо управляющей обмотки еще и обмоткой ОС. Знак "+" - ПОС, знак "-" - ООС.

$$H = K_{oc} H \sim_{cp}; K_{oc} = \frac{H_{oc}}{H \sim_{cp}} = \frac{W_{oc}}{W_p}, \quad (2.5.1)$$

Коэффициент ОС представляет собой отношение постоянной составляющей напряженности ОС к среднему значению напряженности переменного поля. Чем больше  $K_{oc}$ , тем сильнее ОС. После преобразования получим уравнение статической характеристики идеального МУ с ОС:

$$H \sim_{CP} = \frac{H_Y}{(1 \pm K_{OC})}, \quad (2.5.2)$$

Знак "-" – ПОС, "+" – ООС. Из выражения (2.5.2) находим коэффициенты усиления с ОС.

Параметры реальных магнитных усилителей с ОС:

$$K_{I_{OC}} = \frac{I_H}{I_Y} = \frac{\varpi_Y / \varpi_P}{1 \pm K_{OC}}, \quad (2.5.3)$$

$$K_{U_{OC}} = K_Y \frac{R_H}{R_Y} = \frac{KU}{1 \pm K_{OC}}, \quad (2.5.4)$$

$$K_{P_{OC}} = KI^2 \frac{R_H}{R_Y} = \frac{K_P}{1 \pm K_{OC}}, \quad (2.5.5)$$

где KI, KU, K<sub>p</sub> - коэффициенты усиления магнитного усилителя без обратной связи. Постоянная времени в МУ с ОС:

$$T_{Y_{OC}} = \frac{T_Y}{1 \pm K_{OC}}, \quad (2.5.6)$$

Добротность МУ с ОС:

$$D_{OC} = \frac{D}{1 \pm K_{OC}}, \quad (2.5.7)$$

В МУ с ОС ПОС способствует усилению тока и напряжения в (1-K<sub>OC</sub>) раз, а мощности (1-K<sub>OC</sub>) раз.

При K<sub>OC</sub> =1 ПОС увеличивает коэффициент усиления, при идеальных сердечниках и вентилях - до бесконечности, причем сильно растет коэффициент усиления по мощности. Если K<sub>OC</sub>>1 (в случае, когда W<sub>OC</sub>>W<sub>p</sub>), то усилитель переходит в релейный режим работы, при котором I<sub>H</sub> изменяется скачкообразно, аналогично скачкообразному изменению тока в цепи контактов при срабатывании реле. В таком режиме МУ используется как бесконтактное магнитное реле.

Способы регулирования коэффициента обратной связи.

Коэффициент ОС определяется соотношением:

$$K_{OC} = \frac{W_{OC}}{W_P}, \quad (2.5.8)$$

Т.е. подбирается изменением витков ОС W<sub>OC</sub>. На практике для уменьшения K<sub>OC</sub> обмотку ОС выполняют с отводами. Для плавного изменения K<sub>OC</sub> используется регулировочное сопротивление R<sub>per</sub>, которые включаются параллельно W<sub>OC</sub> для случая МУ с ОС по току и последовательно при ОС по напряжению. При ОС по току R<sub>per</sub> подключают не по всей обмотке W<sub>OC</sub>, а только к ее части, составляющей примерно 10-20% от всей обмотки W<sub>OC</sub>, т.к. при шунтировании всей обмотки возрастает инерционность МУ.

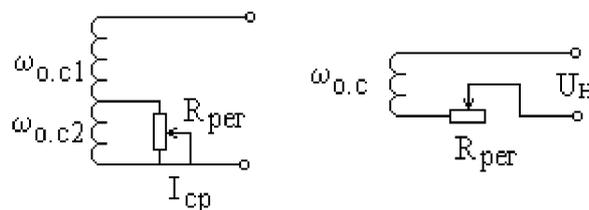


Рисунок 2.5.3- Схема регулирования обратной связи

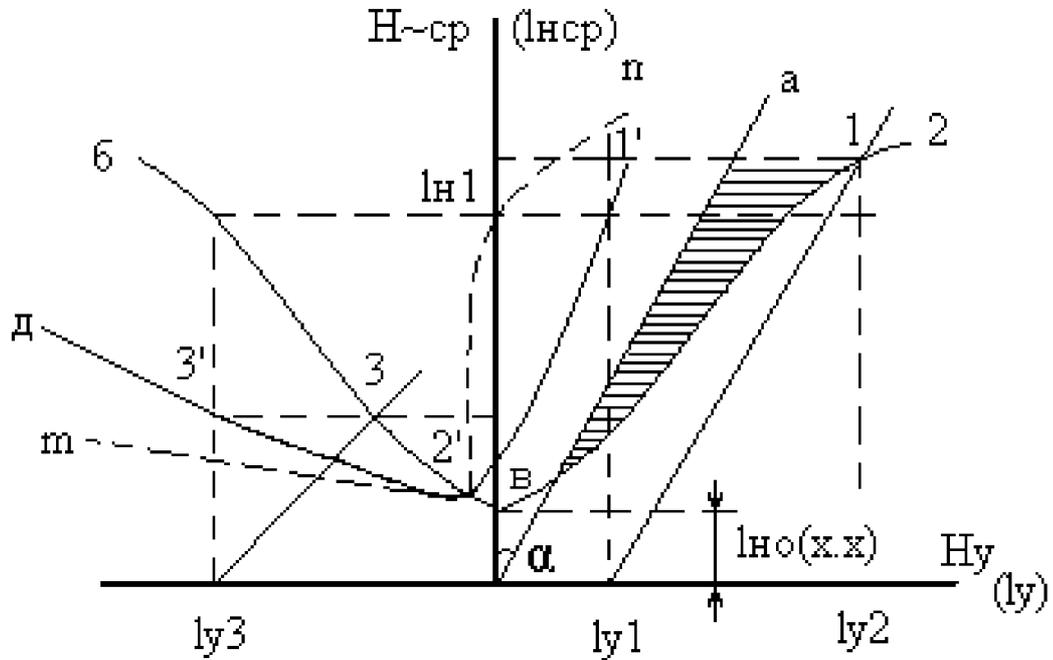


Рисунок 2.5.4- Статическая характеристика усилителя с обратной связью

Смещение в нереверсивных МУ.

Однотактные МУ обладают двумя существенными недостатками:

- 1) отсутствие реакции на полярность усиливаемого сигнала;
- 2) наличие большого тока холостого хода, ограничивающего величину кратности в нагрузке:

$$K = \frac{I_{MAX}}{I_0}, \quad (2.5.9)$$

Для осуществления реакции МУ на полярность усиливаемого сигнала вводится начальное смещение.

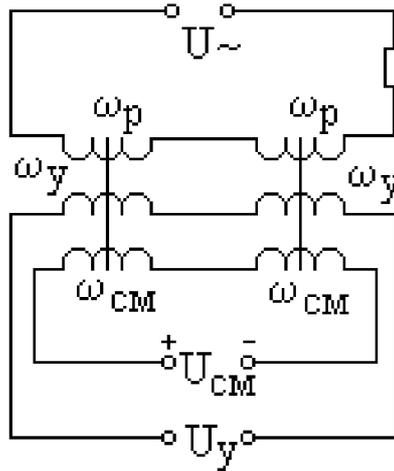


Рисунок 2.5.5- Схема однотактного усилителя со смещением

Имеются две подмагничивающие обмотки  $W_y$  и  $W_{см}$ , к обмотке  $W_{см}$  приложено постоянное по величине и знаку напряжение  $U_{см}$ , а к обмотке  $W_y$  -  $U_y$  (рисунок 2.5.5). При отсутствии сигнала на входе ток в нагрузке равен не  $I_{х.х}$ , а току  $I_1$ , определяемому напряженностью поля смещения.

При подаче сигнала на вход ток в нагрузке будет определяться суммой или разностью напряженности полей, создаваемых обоими обмотками  $H = H_{CM} + H_Y$ , т.е. будет увеличивать или уменьшать  $I_1$ , а значит МУ реагирует на полярность.

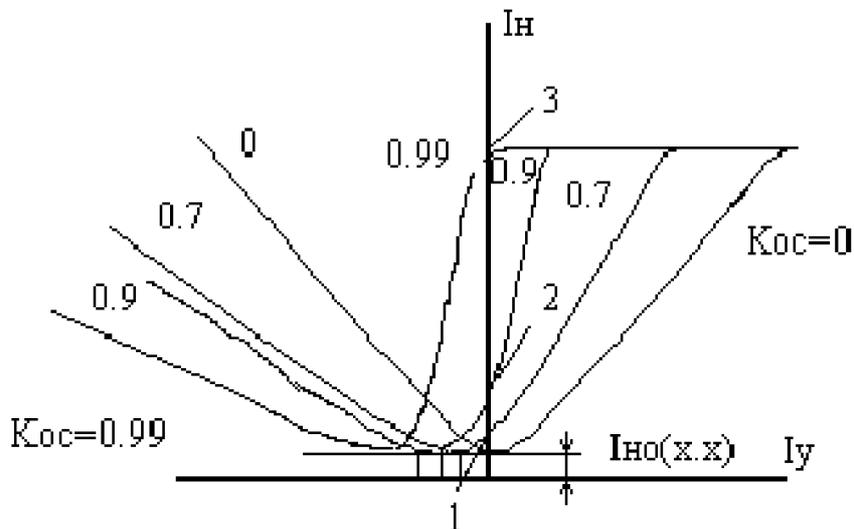


Рисунок 2.5.6- Реальные характеристики усилителя

С увеличением  $K$  (рисунок 2.5.6) характеристики перемещаются влево параллельно оси абсцисс. Ток в цепь нагрузки при сигнале увеличивается с ростом  $K_{OC}$  (в точках 1,2,3) от значения  $I_{X.X}$ , т.е. при наличии ОС ток нагрузки проходя по обмоткам ОС создает дополнительное подмагничивание, смещая характеристику МУ. Для того, чтобы получить  $I_H = I_{HO(X.X)}$  при  $I_Y = 0$  в МУ с ПОС применяют специальную обмотку смещения  $W_{CM}$  или обмотку начального подмагничивания. Напряженность поля, создаваемая этой обмоткой должна быть равна по величине напряженности, создаваемой обмоткой ОС  $W_{OC}$  при прохождении по ней тока  $I_{HO(X.X)}$  и обратная по направлению. Тогда обмотка будет полностью компенсировать подмагничивающее действие со стороны ОС при  $I_Y = 0$ .  $K_{OC}$  реального МУ равно 0,96-0,98, иногда при небольших высококачественных сердечниках и усилителях при небольших колебаниях температуры  $K_{OC}=0,98-0,99$ .

## 2 Неревверсивные магнитные усилители с внутренней обратной связью

Индуктивность  $L_y$  в цепи управляющей обмотки (рисунок 2.5.7) служит для ограничения тока, наводимого из рабочей цепи. Благодаря диоду  $D$  по рабочей обмотке проходит однополупериодный выпрямительный ток, постоянная составляющая которого создает в сердечнике магнитное поле, пропорциональное току  $I_H$  в нагрузке.

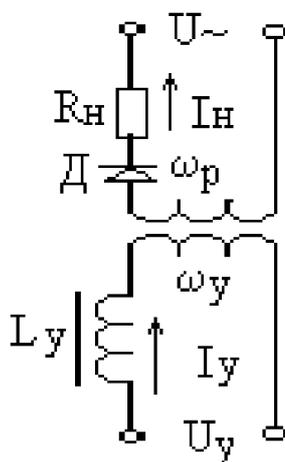


Рисунок 2.5.7- Схема усилителя с внутренней обратной связью

Возникает эффект, аналогичный действию обмотки ОС с внешней ОС, поэтому данную схему называют МУ с внутренней ОС или МУ с самоподмагничиванием или самонасыщением. Коэффициент ОС:

$$K_{OC} = \frac{H_{OC}}{H_{CP}} = 1, \quad (2.5.10)$$

Причем рабочая обмотка  $W_p$  выполняет одновременно и функцию обмотки ОС.

Рассмотрим схему с выходом на переменном токе.

Без диодов Д1 и Д2 это обычный МУ с параллельным соединением рабочих обмоток  $W_{p1}$  и  $W_{p2}$  без ОС (рисунок 2.5.8).

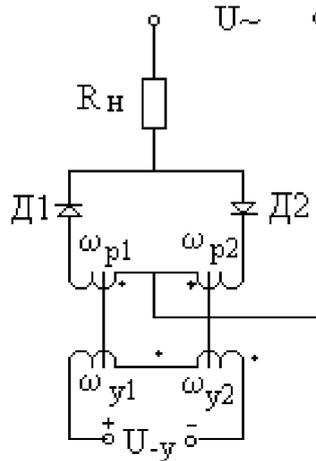


Рисунок 2.5.8- Схема усилителя с внутренней обратной связью на двух сердечниках

В схеме МУ с выходом на постоянном токе на выходе осуществляется детектирование и получаем нагрузку, включенную на постоянном токе. Схема простая, получила большое распространение (рисунок 2.5.9).

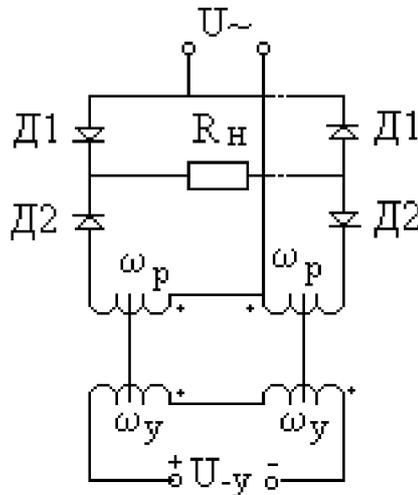


Рисунок 2.5.9- Схема усилителя с внутренней обратной связью и выходом на постоянном токе

### Способы изменения коэффициента ОС в усилителях с внутренней ОС.

Рабочая обмотка разбивается на части. ОС осуществляется не на всей рабочей обмотке  $W_{p1} + W_{p2}$ , а только  $W_{p1}$  (рисунок 2.5.10).

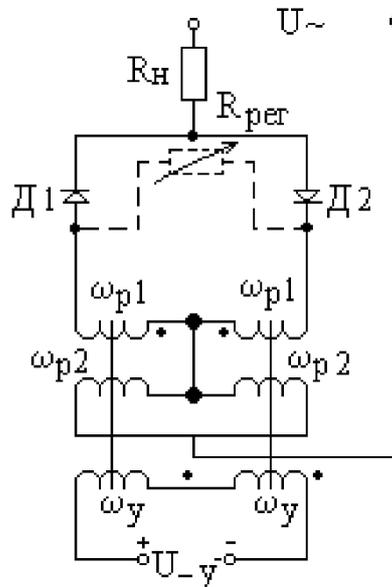


Рисунок 2.5.10- Схема усилителя с внутренней обратной связью

$$K_{OC} = \frac{W_{OC}}{W_p} = \frac{W_{p1}}{W_{p1} + W_{p2}}, \quad (2.5.11)$$

Знак "+" - при согласном соединении рабочих обмоток  $W_{p1}$  и  $W_{p2}$  ( $K_{OC} < 1$ ), и "-" - при встречном включении рабочих обмоток ( $K_{OC} > 1$ ). Для плавной регулировки  $K_{OC}$  выпрямители шунтируют переменным сопротивлением  $R_{per}$ . Если  $R_{per} = 1$ , то  $K_{OC} = 1$ , если же  $R_{per} = 0$ , то  $K_{OC} = 0$ , т.е. в реальных схемах  $K_{OC}$  находится в пределах  $0 < K_{OC} < 1$ .

Рабочие обмотки  $W_{p2}$  соединены последовательно, при этом по ним проходит полный ток нагрузки (рисунок 2.5.11).

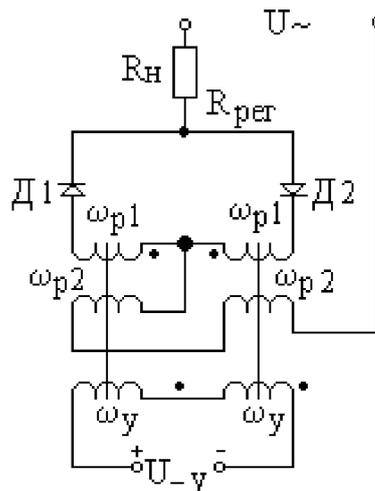


Рисунок 2.5.11- Схема усилителя с внутренней обратной связью

$$K_{OC} = \frac{W_{p1}}{W_{p1} + 2W_{p2}}, \quad (2.5.12)$$

#### Сравнение свойств МУ с внутренней и внешней ОС:

- 1) вид статической характеристики аналогичен;
- 2) коэффициенты усиления близки;
- 3) динамические характеристики близки, если число витков рабочих обмоток МУ с внутренней ОС в 2 раза больше числа витков рабочих обмоток МУ с внешней ОС при прочих равных условиях.

4) потери в рабочей цепи МУ с внутренней ОС меньше, чем в рабочей цепи МУ с внешней ОС, т.к. в рабочей цепи МУ с внешней ОС все время включены активные сопротивления обоих рабочих обмоток и обмоток ОС, а в равноценном МУ с внутренней ОС в каждый полупериод имеют место потери только в основной рабочей обмотке с числом витков  $W_p + W_{OC}$ ;

5) МУ с внутренней ОС имеет больший КПД  $\left( \eta = \frac{R_H}{R_N} \right)$  и добротность  $D$ , чем МУ с внешней ОС;

6) при одинаковых размерах сердечников МУ с внутренней ОС имеет максимальную выходную мощность примерно на 40%, чем у МУ с внешней ОС. Благодаря этому преимуществу МУ с внутренней ОС нашли широкое применение в мощных усилителях;

7) схемы МУ с внутренней ОС проще, т.к. требуют меньшего количества вентилялей, чем схемы МУ с внешней ОС;

8) схемы МУ с внешней ОС обладают большей стабильностью, поэтому находят применение в маломощных усилителях. Например, в усилителях, используемых в вычислительной и измерительной технике, в которых влияющим фактором является стабильность работы, а не габариты и КПД.

9) МУ с внешней ОС обладают большей гибкостью в построении схем, они позволяют проще осуществлять регулировку  $K_{OC}$ .

## Тема 2.6

# Реверсивные многокаскадные и быстродействующие магнитные усилители

## 1 Реверсивные магнитные усилители

Отличие реверсивных МУ в том, что при изменении полярности усиливаемого сигнала изменяется полярность выходного напряжения.

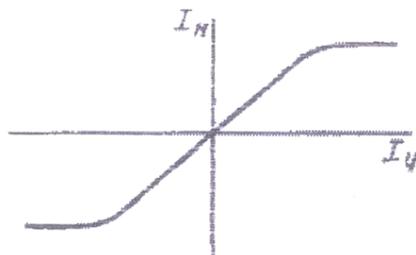


Рисунок 2.6.1 - Статическая характеристика реверсивного усилителя

Реверсивный МУ можно получить, если соединить два одинаковых нереверсивных МУ так, чтобы они действовали встречно на общую нагрузку от одного общего управляющего сигнала. Реверсивные МУ могут быть с выходом переменного или постоянного тока, с обратными связями или без них.

Реверсивные МУ имеют лучшую линейность и стабильность характеристик, чем нереверсивные, т.к. схема у него является балансной.

Рассмотрим некоторые схемы реверсивных МУ с выходом переменного тока без ОС, собранные из двух нереверсивных МУ на двух сердечниках.

1) Дифференциальная схема реверсивного магнитного усилителя без обратной связи.

Рабочие обмотки двух одинаковых нереверсивных МУ, МУ1 и МУ2 при помощи дифференциального трансформатора  $T_p$  образуют дифференциальную схему питания нагрузки  $Z_H$  (в качестве которой может быть одна из обмоток двухфазного асинхронного двигателя) (рисунок 2.6.2.).

При отсутствии входного сигнала ( $I_y = 0$ ) токи  $I_1$  и  $I_2$  равны по величине и определяются величиной смещения (начальное подмагничивающее поле сердечников создается токами смещения, протекающими в обмотке смещения  $w_{cm}$ ). Регулировочный резистор  $R_{пер}$  служит для балансировки (установки нуля) усилителя при отсутствии сигнала на входе, т.к. из-за не идентичности нереверсивных усилителей через нагрузку проходит ток небаланса ( $I_H = 0$ ).

Сопротивления  $R1'$  и  $R1''$  постоянные и достаточно большие по величине, увеличивает сопротивление цепи смещения для уменьшения инерционности.

Ток  $I_y$  поступает в обмотку  $w_y$  и создает магнитное поле, совпадающее по направлению с полем смещения в одной паре сердечников и имеющее противоположное направление в другой паре, т.к. обмотки  $w_y$  и  $w_{cm}$  в одном МУ соединены согласно, а в другом встречно.

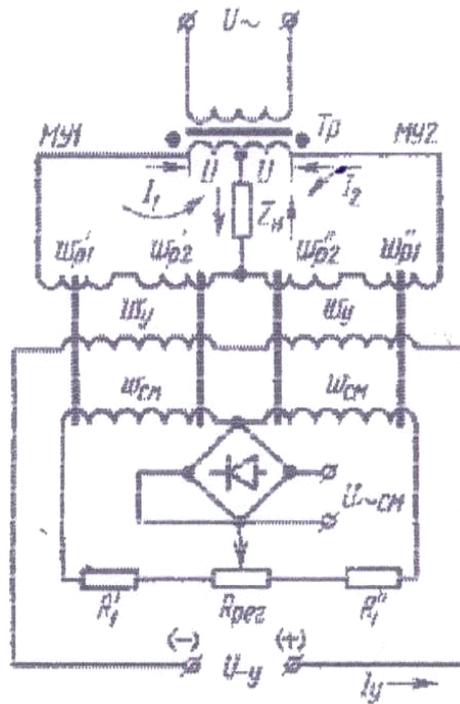


Рисунок 2.6.2 - Дифференциальная схема реверсивного усилителя без обратной связи

При подаче сигнала  $I_y$  токи  $I_1$  и  $I_2$  имеют разные направления: при одной полярности  $I_y$  возрастает  $I_1$ , т.к. в этой паре сердечников индуктивность уменьшается, и уменьшается  $I_2$  из-за увеличения индуктивности. При другой полярности  $I_y$  плечи усилителя меняются ролями.

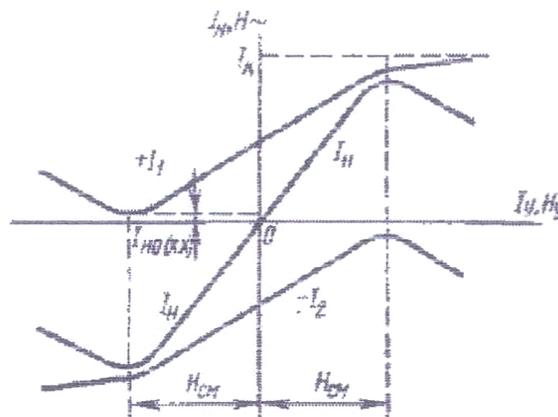


Рисунок 2.6.3 - Статическая характеристика реверсивного магнитного усилителя

В нагрузке разности двух токов  $I_n = I_1 - I_2$ , фаза  $I_n$  уменьшается на 180 градусов при уменьшении полярности сигнала.

При токе  $I_y = 0$ ,  $I_1 = I_2$ . Рассмотренный МУ имеет реверсивную характеристику.

На рисунке 2.6.3 получена статическая характеристика МУ  $I = f(I_y)$ , путем суммирования ординат кривых токов  $I_1$  и  $I_2$ . Эта симметричная кривая проходит через начало координат.

2. Трансформаторный магнитный усилитель.

Схема состоит (рисунок 2.6.4) из двух нереверсивных трансформаторных МУ, имеет четыре сердечника, без ОС. Две пары первичных рабочих обмоток  $w_{p1}$  соединены последовательно и подключаются к источнику питания. Нагрузка подключается к зажимам встречно включенных вторичных рабочих обмоток  $w_{p2}$

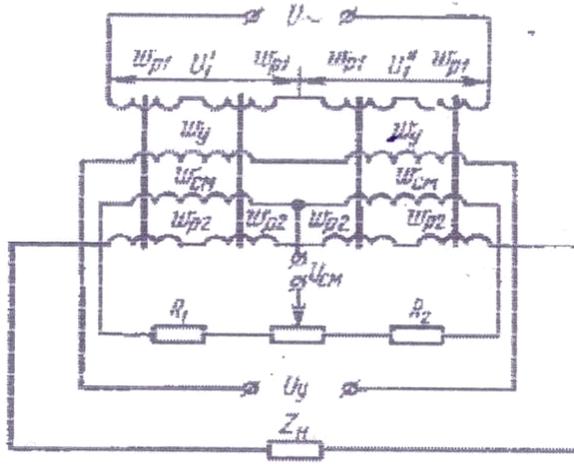


Рисунок 2.6.4 - Схема трансформаторного усилителя

$$U_{\text{питан.}} = U_1 + U_2'', \quad (2.6.1)$$

$$U_{\text{нагр.}} = K_T(U_1 - U_2''), \quad (2.6.2)$$

$$K_T = w_{p2} / w_{p1}, \quad (2.6.3)$$

где  $K_T$  - коэффициент трансформации.

При отсутствии управляющего сигнала на входе МУ индуктивные сопротивления всех первичных обмоток  $w_{p1}$  - одинаковы, поэтому переменное напряжение питания равномерно распределяется между этими обмотками, т.е.  $U_1 = U_2'' = U/2$ , при этом напряжение на выходе МУ  $U_{\text{нагр.}} = 0$ .

При подаче сигнала увеличивается подмагничивающее поле в одной паре сердечников и уменьшается в другой, т.к. поле, созданное обмоткой  $w_y$  в одной паре сердечников совпадает с полем обмотки  $w_{cm}$ , а в другой паре напряжение встречно.

При этом индуктивность одной пары одного МУ падает, а другой - повышается,  $U_1$  - уменьшается,  $U_1''$  - увеличивается. В результате напряжение питания перераспределяется между первичными обмотками и в нагрузке - появляется напряжение. При изменении полярности управляющего сигнала фаза выходного напряжения изменяется на 180 градусов.

Статическая характеристика трансформаторного МУ подобна характеристике дифференциального МУ.

Трансформаторные МУ при соответствующем подборе числа витков вторичной обмотки дают возможность получить любые напряжения на нагрузке, независимо от напряжения источника питания.

На рисунке 2.6.5. рабочие обмотки соединены по мостовой схеме. При отсутствии входного сигнала индуктивные сопротивления всех рабочих обмоток  $w_p$  одинаковы и мост уравновешен, т.е. ток в цепи нагрузки равен нулю. При подаче управляющего сигнала схема работает как рассмотренная ранее дифференциальная, статическая характеристика такая же.

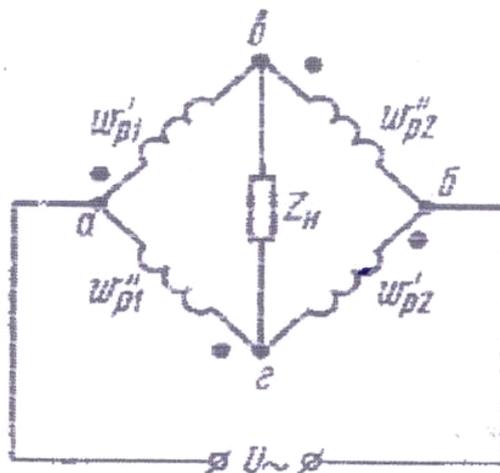


Рисунок 2.6.5 - Мостовая схема реверсивного магнитного усилителя

Сравнительные данные дифференциальной, трансформаторной и мостовой схем.

- 1) Мостовая схема- наиболее простая и обладает меньшими потерями в обмотках. Однако применяются только в случае, если максимальное напряжение на нагрузке не превышает 65-75% напряжения источника питания.
- 2) Трансформаторная схема применяется, когда максимальное напряжение на нагрузке должно быть больше или намного меньше напряжения источника питания.
- 3) Дифференциальная схема нашла широкое применение, т.к. позволяет значительно проще вводить ПОС.
- 4) Максимальная выходная мощность у реверсивного МУ, вдвое меньше, чем у неревверсивного МУ.
- 5) Реверсивный усилитель, имея вдвое большие размеры, отдает в два раза меньшую мощность. Габариты и вес реверсивного усилителя при одинаковой выходной мощности в четыре раза больше неревверсивного магнитного усилителя.
- 6) Коэффициент усиления по мощности, постоянные времени, добротность одинаковы у реверсивного и неревверсивного МУ.

Дифференциальные и мостовые схемы можно получить при помощи реверсивных МУ с выходом переменного тока с обратной связью. Применяются они для управления двухфазными асинхронными двигателями.

Магнитный усилитель, работающий на вход электронного усилителя, усиливает не мощность, а напряжение и носит название - магнитного усилителя напряжения.

В качестве МУ напряжения используются двухтактные МУ с выходом на переменном токе: дифференциальные, трансформаторные, мостовые.

Чувствительность трансформаторной схемы в три раза меньше, чем в мостовой и дифференциальных схемах и применяется при входных сигналах мощностью не ниже 10-7-10-8 Вт (рисунок 2.6.6).

Дифференциальная и мостовая схемы используются при менее мощных входных сигналах 10<sup>10</sup>-13-10<sup>10</sup>-14 Вт, при этом для повышения коэффициента усиления на входе включается повышающий трансформатор.

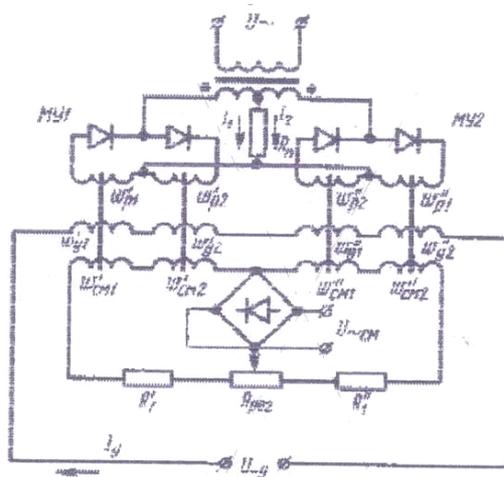


Рисунок 2.6.6 - Схема реверсивного усилителя с обратной связью

Достоинство: легко получить большой коэффициент усиления (увеличением числа витков рабочей обмотки) (см. рисунок 2.6.6).

Недостаток: технологические трудности изготовления, нестабильность нуля больше, чем в дифференциальной и мостовой схемах, т.к. из-за большого числа витков значительно больше утечки и паразитные емкости.

## 2 Многокаскадные магнитные усилители

Основные понятия и схема многокаскадного усилителя.

Каскадным называется - последовательное соединение усилителей. Отдельные МУ называются - каскадами. При этом напряжение с выхода одного каскада подается на вход другого МУ.

Общий коэффициент усиления многокаскадного усилителя равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов, а общая постоянная времени равна сумме всех постоянных времени всех каскадов усилителя, поэтому при многокаскадном включении можно значительно увеличить коэффициент усиления при сравнительно небольшой инерционности.

Многокаскадные усилители применяются в том случае, когда нельзя получить требуемого усиления с помощью однокаскадного усилителя или необходимо значительно уменьшить инерционность усилителя при заданном коэффициенте усиления. Число каскадов в магнитном усилителе достигает пяти, шести. Рассмотрим схему двухкаскадного реверсивного усилителя с выходом переменного тока (рисунок 2.6.7), которая применяется для управления маломощными двухфазными асинхронными двигателями.

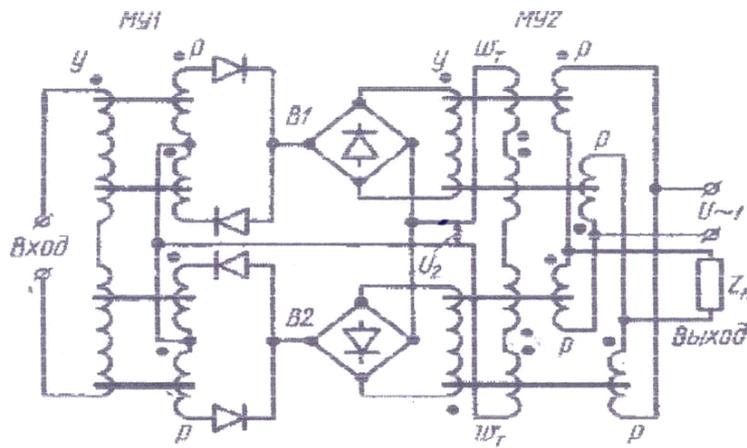


Рисунок 2.6.7 - Двухкаскадный реверсивный усилитель с выходом переменного тока

Каскады построены по принципу дифференциальных схем. Отдельные выходные выпрямители в первом каскаде применяются для повышения стабильности характеристик усилителя.

На входе первого каскада включены выпрямители  $B_1$  и  $B_2$ , соединенные по мостовой схеме, они предназначены для питания управляющих обмоток, который выполнен по мостовой схеме.

Нагрузка  $Z_n$  переменного тока включена на входе второго каскада. Напряжение питания  $U_2$  снимается со специальных трансформаторных обмоток  $w_T$ , намотанных на сердечники второго МУ таким образом, что наводимые в них из рабочих обмоток ЭДС складываются. Напряжение  $U_2$  остается пропорциональным полному напряжению питания диагонали моста, т.е.  $U_1$ . Отдельного трансформатора питания не требуется.

Инерционность многокаскадного МУ определяется, в основном, инерционностью первого каскада, поэтому коэффициент первого каскада необходимо уменьшать, а необходимый коэффициент получать за счет последующих каскадов. Инерционность двухкаскадного МУ меньше, чем у однокаскадного, одинаковой мощности и с одинаковым коэффициентом усиления.

Уменьшить инерционность магнитного усилителя можно:

- 1) если первый каскад питать напряжением повышенной частоты;
- 2) если охватить МУ сильной ООС.

Охват сильной ООС повышает стабильность МУ, также МУ будет мало зависеть от изменения напряжения, частоты питания и других параметров. Сохраняется в широких пределах линейная зависимость между токами в цепи нагрузки и управления.

В многокаскадном МУ по сравнению с однокаскадным повышается добротность, и уменьшаются размеры и вес.

$$D = K_p / \Lambda_y, \quad (2.6.4)$$

где  $D$  - добротность многокаскадного магнитного усилителя.

При каскадном соединении МУ коэффициенты по мощности перемножаются, а постоянные времени складываются, поэтому добротность многокаскадного усилителя больше, чем однокаскадного и возрастает с увеличением числа каскадов.

### 3 Быстродействующие магнитные усилители

Принцип работы простейшего быстродействующего усилителя.

МУ с малым запаздыванием (не более 0,5 - 1,0 периода частоты питающего напряжения) - называются быстродействующими.

Быстродействующие МУ можно получить, используя для сердечников материалы с прямоугольной петлей гистерезиса. Также малое запаздывание можно получить в схемах МУ с внутренней ОС.

Рассмотрим простейший быстродействующий однополупериодный магнитный усилитель (рисунок 2.6.8).

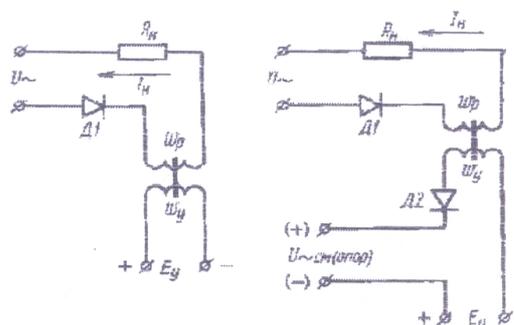


Рисунок 2.6.8 - Магнитный усилитель с внутренней обратной связью на одном сердечнике с активной нагрузкой

Сердечник работает только в течение одного полупериода питающего напряжения, когда полярность ЭДС питания совпадают с проводящим направлением  $D_1$ , это рабочий полупериод.

В другой полупериод  $D_1$  заперт отрицательной полярности напряжения питания, поэтому изменение магнитного состояния сердечника происходит только под влиянием  $E_y$ . Это- управляющий полупериод, ток нагрузки в нем равен нулю.

В рабочем полупериоде имеет место два режима работы МУ:

1) рабочая точка находится на вертикальном участке характеристики намагничивания, при этом усилитель закрыт, т.к. индуктивное сопротивление велико и ток в рабочей цепи равен нулю.

2) рабочая точка находится на горизонтальном участке характеристики намагничивания - усилитель открыт, ток определяется мгновенным значением напряжения питания и активным сопротивлением в цепи нагрузки.

$$I_{H \max} = U_{\max} / R_{\Pi}, \quad (2.6.5)$$

$$R_{\Pi} = R_H + R_p + R_B, \quad (2.6.6)$$

где  $R_{\Pi}$  - суммарное активное сопротивление;

$R_H$  - сопротивление нагрузки;

$R_p$  - сопротивление рабочей обмотки;

$R_B$  - сопротивление вентиля;

$I_{H \max}$  - максимальный ток нагрузки;

$U_{\max}$  - максимальное напряжение.

Рассмотрим изменение формы кривой ток в рабочей цепи для трех значений фазы отпирания усилителя. Отпирание сердечника зависит от его магнитного состояния в конце предшествующего управляющего полупериода (рисунок 2.6.9).

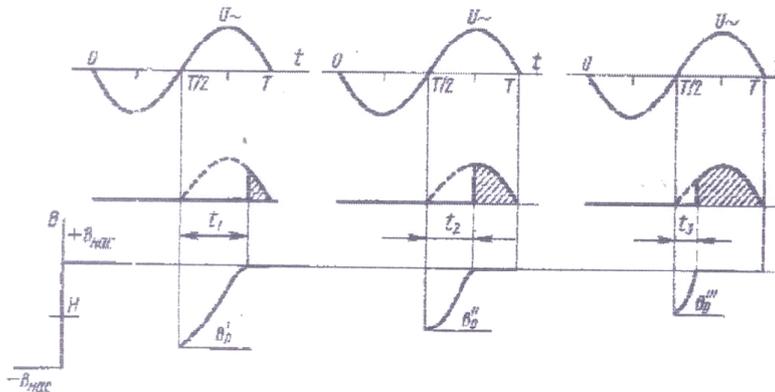
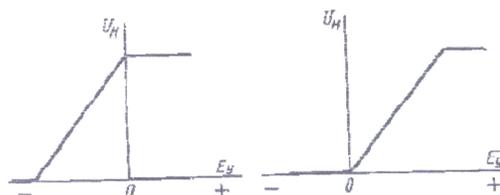


Рисунок 2.6.9 - Процессы в быстродействующем усилителе

Чем больше величина начальной индукции  $B_0$ , тем быстрее мгновенное значение индукции становится соизмеримым с индукцией насыщения  $B_{нас}$ . Этот момент определяет переход МУ из закрытого состояния в открытое, т.е. чем больше начальное значение индукции, тем больше площадь импульса тока в нагрузке, а значит и напряжения на нагрузке ( $U_H = I_H * R_H$ ). Запаздывание не превышает периода питающей частоты при  $I_y = 0$ .

Зависимость выходного напряжения от управляющего:

а) при отсутствии управляющего сигнала выходное напряжение максимально, для уменьшения необходим отрицательный сигнал -  $E_y$ . Эта характеристика не всегда приемлема рисунок 2.6.10.



а)

б)

Рисунок 2.6.10 - Зависимость выходного напряжения от управляющего

б) для получения характеристики (б) при  $E_y=0$ ,  $U_{\text{вых}}=0$ .  $U_{\text{вых}}$  растет с увеличением сигнала. Необходимо в схему включить дополнительный источник ЭДС, смещение  $U_{\text{см}}$  (опорное напряжение), имеющее ту же частоту, что  $U_{\text{пит}}$ , но сдвинуть по фазе на 180 градусов.

Опорное напряжение трансформатора (вторичная обмотка), выполняющее роль напряжения смещения и равное  $U_{\text{оп}}=U(w_y/w_p)$ , в течение одного полупериода запирает диод Д1 (или Д2), включенный последовательно с обмоткой управления того сердечника, в котором имеет место рабочий полупериод, тем самым отключая эту обмотку (рисунок 2.6.10) одновременно опорное напряжение  $U_{\text{оп}}$  отпирает диод обмотки у другого сердечника, подается напряжение  $U_{\text{оп}}-E_y$  под действием которого к концу управляющего полупериода устанавливается индукция  $B_y$ . Через каждый полупериод сердечники меняются ролями.

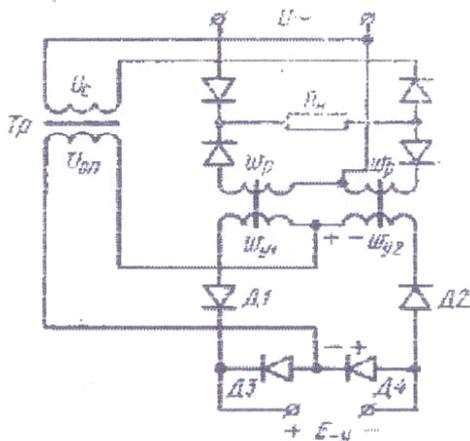


Рисунок 2.6.11 - Схема двухполупериодного быстродействующего магнитного усилителя

Первый полупериод - Д2 заперт, ток управления течет по цепи  $U_{\text{оп}} - w_{y1} - D_1 - E_y - D_4 - U_{\text{оп}}$ . Второй полупериод - Д1 заперт, ток течет по цепи  $U_{\text{оп}} - D_3 - E_y - D_2 - w_{y2} - U_{\text{оп}}$ .

Коэффициент усиления данной схемы такой же, как и в однополупериодной схеме.

Сравнительные данные быстродействующих и обычных усилителей.

- 1) Усиление по току одинаковые.
- 2) Малая величина задержки вызывает уменьшение усиления по мощности и напряжению, а также повышение мощности управляющего сигнала, поэтому менее пригодны для маломощных МУ.

Достоинства:

- 1) наличие фиксированной задержки, равной половине периода питающего напряжения;
- 2) простота, небольшое число элементов (в однополупериодной схеме);
- 3) возможность управления постоянным, переменным, однополупериодным, импульсным напряжениями.

Применение:

В устройствах автоматики, телемеханики, вычислительной техники дискретного действия.

## Тема 2.7

# Бесконтактные магнитные реле и стабилизаторы

## 1 Бесконтактные магнитные реле (БМР)

Для создания ЦВМ реле не используются, т. к. имеют большие габариты и их контакты ненадежны (износ, окисление, эрозия), в настоящее время созданы бесконтактные элементы дискретного действия, чаще всего применяются ферромагнитные элементы.

В БМР изменение входной величины осуществляется не разрывом, цепи как у электромагнитных реле, а изменением ее характеристик.

### Преимущества БМР:

- 1) высокая надежность из - за отсутствия контактов;
- 2) практически неограниченный срок службы из - за отсутствия подвижных частей;
- 3) параметры срабатывания и отпускания не зависят от ударов и вибраций;
- 4) простота эксплуатации;
- 5) небольшая мощность срабатывания (порядка  $-9... -10$  степени) Ватт.

**Недостатки:**

- 1) низкий КПД - 60... 70 %;
- 2) наличие одного выхода, т. е. возможна только одна коммутационная цепь;
- 3) неполное размыкание (наличие холостого хода);
- 4) при частоте питания 50 Гц габариты больше, чем у контактных реле;

Чем больше частота питания, тем меньше габариты и время срабатывания БМР.

Обмотка обратной связи предназначена для получения больших  $K_{oc}$ , т.е. в схеме действует и внутренняя, и внешняя обратные связи. В конструктивном отношении схема наиболее рациональна, т.к. уменьшает число витков обмотки ОС, что приводит к уменьшению габаритов, веса и стоимости БМР (рисунок 2.7.1).

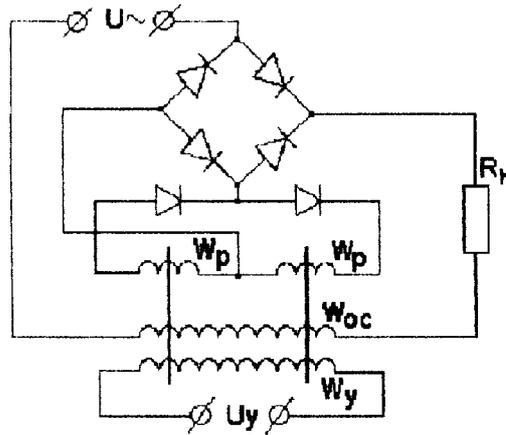


Рисунок 2.7.1- Схема БМР с ОС

Характеристика строится совмещением характеристики  $I_H = f(I_Y)$  или  $H_{\sim cp} = f(H_Y)$  с характеристикой ОС (рисунок 2.7.2).

Характеристика имеет S - образную форму. Состояние б<sub>в</sub> не устойчивое (невозможен установившийся режим работы).

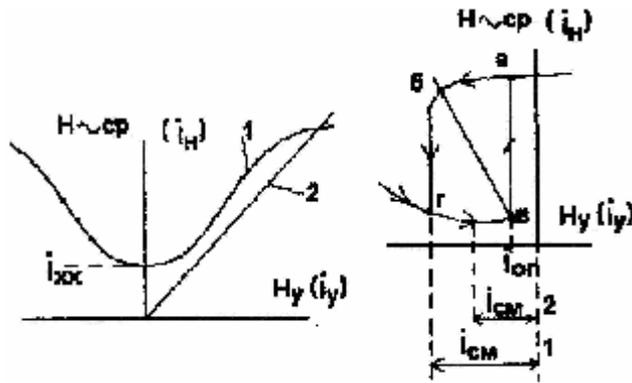


Рисунок 2.7.2- Характеристика БМР

**Характеристики БМР**

При повышении  $I_Y$  ток в нагрузке плавно изменяется до точки б, дальнейшее увеличение приводит схему к скачкообразному режиму, т. е. в точку а и правее. При уменьшении  $I_Y$  ток нагрузки плавно изменяется до точки б и скачком падает до минимума - точка г. Т.е. характеристика приобретает релейный режим подобно режиму поляризованного реле с размыкающим контактом. Большее значение  $I_H$  соответствует замыканию, а меньшее размыканию.

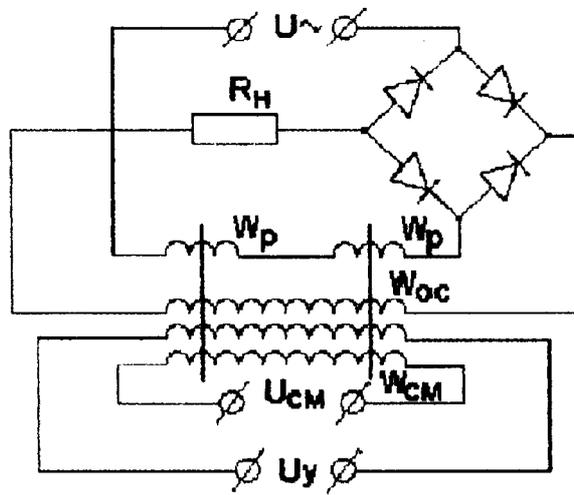


Рисунок 2.7.3- Схема БМР со смещением

На рисунке 2.7.3 цепь смещения питается от самостоятельного источника.

На рисунке 2.7.4 цепь смещения питается выпрямленным током от того же источника, что и цепь переменного тока, т.е. схема работает с автоматическим смещением.

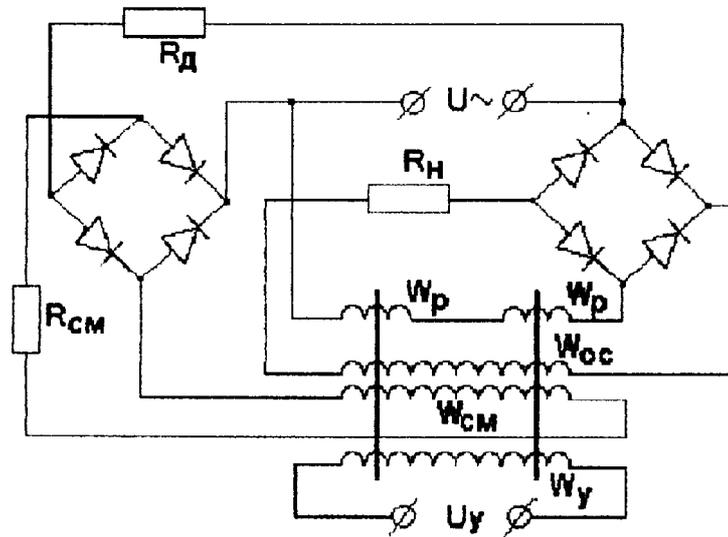
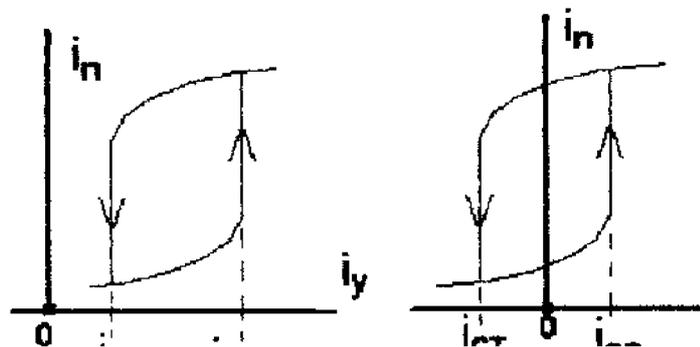


Рисунок 2.7.4- Схема БМР с автоматическим смещением

Этим достигается стабилизация тока срабатывания.

С помощью смещения можно сместить характеристику вправо и получить реле с замыкающим контактом (рисунок 2.7.5). Если сместить петлю так, чтобы ее середина пришлась на ось ординат, то получим двухпозиционные БМР без преобладания. И БМР будет работать в режиме триггера (запоминание). На рисунке 2.7.5 (б) при  $I_y = 0$  имеет место два устойчивых состояния.



а)

б)

Рисунок 2.7.5- Характеристика реле с преобладанием

## 2 Бесконтактные феррорезонансные магнитные реле

С помощью явления феррорезонанса создаются бесконтактные реле. Они имеют более простую конструкцию, т. к. не имеют обмоток ОС и выпрямителей, являются более надежными, особенно на высших частотах (несколько мегагерц), на которых они, в основном, применяются.

Принцип действия данных реле основан на использовании S - образной характеристики феррорезонансных контуров. Простейшие феррорезонансные реле можно получить, если последовательно с рабочей обмоткой включить емкость (имеет место резонанс напряжений (рисунок 2.7.6)) или включить параллельно обмотке емкость (имеет место резонанс токов).

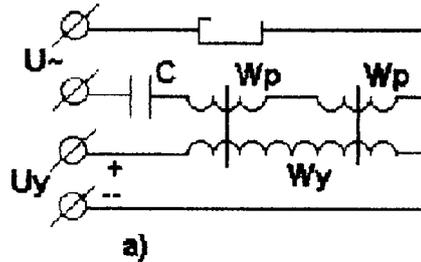


Рисунок 2.7.6- Схема простейшего феррорезонансного реле

Зависимость  $U$  на рабочей обмотке и емкости от рабочего тока  $I_p$  (рисунок 2.7.7).

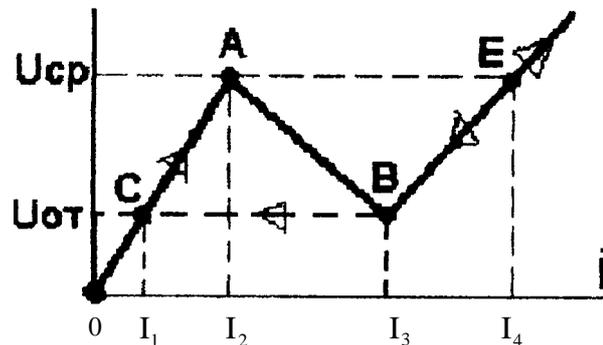


Рисунок 2.7.7- Характеристика простейшего реле

$U_p - U_c = U$ , если пренебречь активными потерями и принять  $R_n = 0$ . При наличии активных потерь в токе резонанса напряжение на контуре  $U_k$  не равно 0.

При увеличении  $U_k$  от 0 ток вначале возрастает (0A), при достижении  $U_{cp}$  ток скачкообразно возрастает от  $I_1$  до  $I_2$  (AE), при дальнейшем увеличении  $U_k$  ток опять монотонно возрастает, если  $U_k$  уменьшается, ток плавно уменьшается (EB) и при  $U_k = U$ , происходит обратный скачок от  $I_3$  до  $I_4$  (BC).

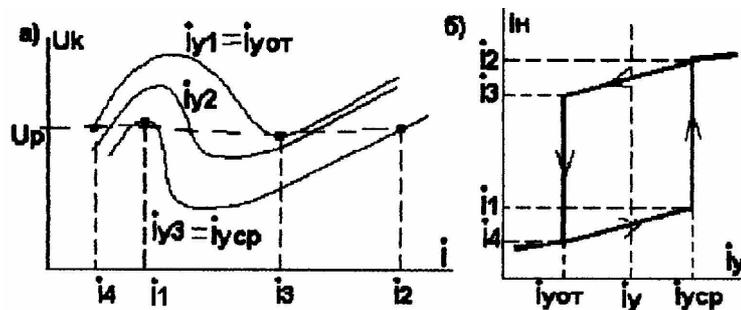


Рисунок 2.7.8- Вольт - амперная характеристика

Построим зависимость  $I_n = f(I_y)$ . Для этого используем ВАХ характеристики для трех значений тока в управляющей обмотке реле:  $I_{y1}$ ;  $I_{y2}$ ;  $I_{y3}$  при  $\sin$  напряжении  $U_p$  с постоянной амплитудой (рисунок 2.7.8), т.е. схема работает как реле с замыкающимися контактами. С помощью обмотки смещения можно получить феррорезонансные реле, работающее в режимах размыкания или переключения контактов.

### Достоинства:

Феррорезонансные БМР имеют большой коэффициент усиления по мощности, малую продолжительность переходящих процессов. Время срабатывания (1...5) периода питания рабочей обмотки. Применяются в вычислительных и управляющих устройствах, работающих на высших частотах. Сердечники из ферритов.

### Недостатки:

Невозможность использования на чистоте 50 Гц, т.к. возрастают габариты и вес конденсатора и особенно магнитопровода. Феррорезонансные реле - одноконтактные, т.к. имеют на выходе только одну исполнительную цель.

### 3 Классификация стабилизаторов

Обязательным условием нормальной работы многих современных радиотехнических, измерительных и счетно-решающих устройств является высокая степень постоянства напряжения или тока. Между тем, большинство потребителей получает питание от общих сетей энергосистем, в которых по существующим нормам допускаются значительные (от 5 до 10 процентов) отклонения напряжения от номинального значения. Еще большие колебания бывают в судовых, сельских и других маломощных установках с резкоменяющейся нагрузкой.

Это вынуждает ставить непосредственно у потребителей специальные устройства-стабилизаторы, поддерживающие величину напряжения (а в некоторых случаях величину тока) на определенном уровне.

Основные типы стабилизаторов подразделяются на следующие категории:

- 1) по характеру выходной величины;
- 2) по принципу устройства.

Первая классификация (по выходной величине) не представляет интереса, так как не содержит сведений о характере устройства. Как параметрические стабилизаторы, так и стабилизаторы с замкнутым контуром работы различаются еще и по роду входящих в них нелинейных элементов. Эти элементы бывают активными и реактивными. Первые не вносят фазовых искажений, тогда как вторые содержат индуктивности или емкости, вызывающие сдвиг фаз, а также искажение формы кривой переменного тока или напряжения.

Стабилизаторы могут работать как по замкнутому циклу, так и по разомкнутому. В последнем случае поддержание постоянства выходной величины достигается исключительно за счет характеристик входящих в них элементов, главным образом нелинейных сопротивлений. Стабилизаторы такого типа будем называть параметрическими. В таких стабилизаторах степень точности стабилизации получается сравнительно невысокой.

Более совершенны стабилизаторы, работающие по замкнутому циклу с обратной связью; действие их определяется отклонением выходной величины от заданного значения. Наличие обратной связи повышает точность стабилизации, но требует введения в схему некоторого "Эталонного" элемента, с которым сравнивается стабилизируемая величина. Обычно стабилизаторы с обратной связью более сложны, но их преимущества заставляют в ряде случаев отдавать им предпочтение.

### 4 Феррорезонансные стабилизаторы

Рассмотрим контур, составленный из последовательно соединенных индуктивности и емкости (рисунок 2.7.9, а).

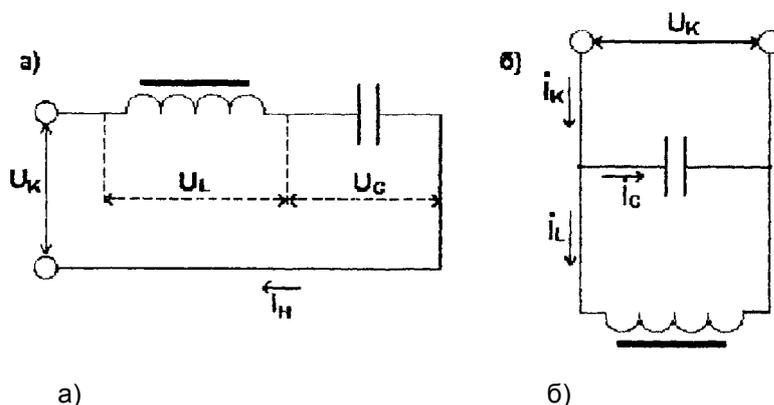


Рисунок 2.7.9- Схема последовательного и параллельного контуров

Если пренебречь активным сопротивлением, то **вольт - амперную характеристику** контура можно получить как результат сложения характеристик, присущих индуктивности и емкости (рисунок 2.7.10, а, кривая  $U_k$ )

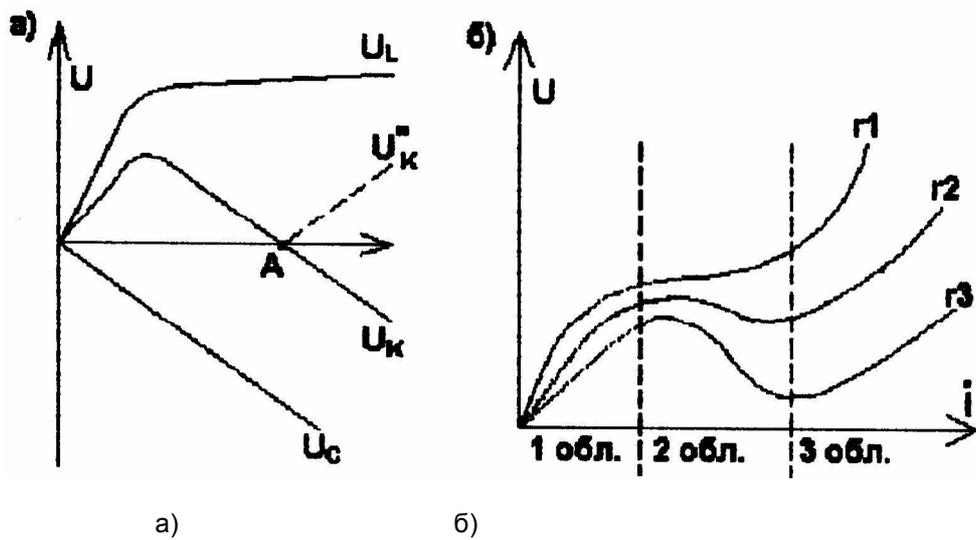


Рисунок 2.7.10- Характеристики последовательного контура

В точке А фаза напряжения и знак производной меняются. Однако для практических задач во многих случаях фаза не играет существенной роли, поэтому ВАХ контура можно представить кривой  $U^*_{к}$ . С учетом активного сопротивления контура характер ее несколько меняется, точка А поднимается над осью абсцисс (т. к. для покрытия активных потерь всегда необходимо некоторое напряжение), причем при изменении величины  $r$  будет наблюдаться больший или меньший подъем.

Рассматривая эти характеристики (рисунок 2.7.10, б), убеждаемся, что на них имеются три ярко выраженных участка или области. Первая область соответствует пропорциональным изменениям (линейная зависимость), она непригодна для стабилизации; вторая отвечает классу В; третья -классу А. Таким образом один и тот же феррорезонансный контур можно использовать на разных участках (рисунок 2.7.10, б), как для стабилизации тока, так и для стабилизации напряжения. Учитывая ограниченность второй области, последовательный контур обычно применяют для стабилизации тока (третья область), и реже для стабилизации напряжения (вторая область).

Переходя к параллельному соединению (рисунок 2.7.10, б) L и С, производим аналогичное построение. Если учесть активное сопротивление и пренебречь фазой тока, то в зависимости от величины  $r$  получим семейство характеристик (рисунок 2.7.11).

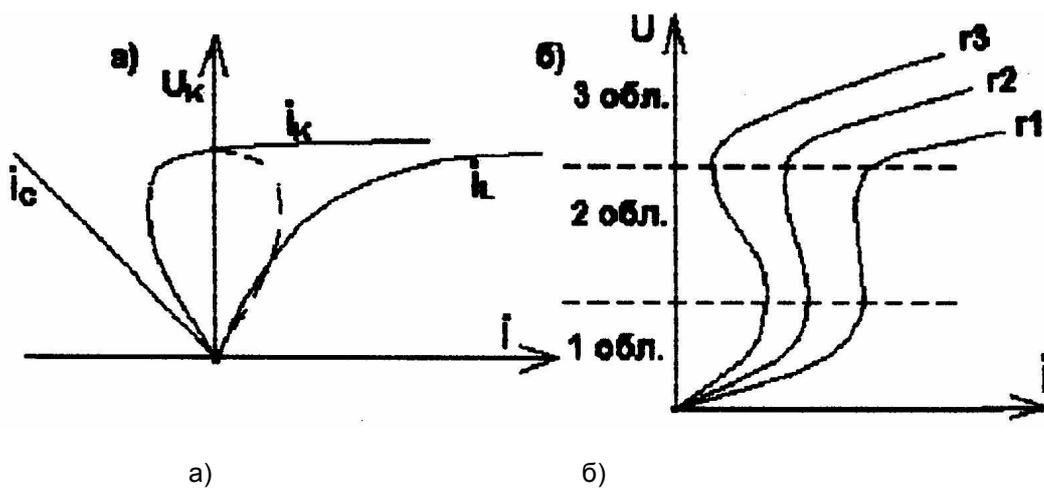


Рисунок 2.7.11- Характеристики параллельного контура

Здесь также имеются три области: первая не пригодная для стабилизации; вторая- соответствует классу А; третья - классу В. По изложенным соображениям параллельный феррорезонансный контур применяют чаще всего в третьей области.

Из сказанного видно, что здесь используется явление резонанса, но стабилизатор работает либо до точки резонанса (стабилизация тока), либо за ней (стабилизация напряжения). Феррорезонансные стабилизаторы, выгодно отличающиеся от стабилизаторов без емкости лучшей формой кривой выходного напряжения и большим КПД, получили широкое распространение. Их используют главным образом для поддержания постоянства напряжения, для этой цели как указывалось, применяют параллельные контуры, однако при неизменной нагрузке можно использовать и явление резонанса напряжений. На рисунках 2.7.12, 2.7.13 приведены некоторые схемы с последовательными контурами.

На рисунке 2.7.12 показан стабилизатор, который имеет в качестве компенсационной обмотки первичную обмотку трансформатора, включенную в сеть.

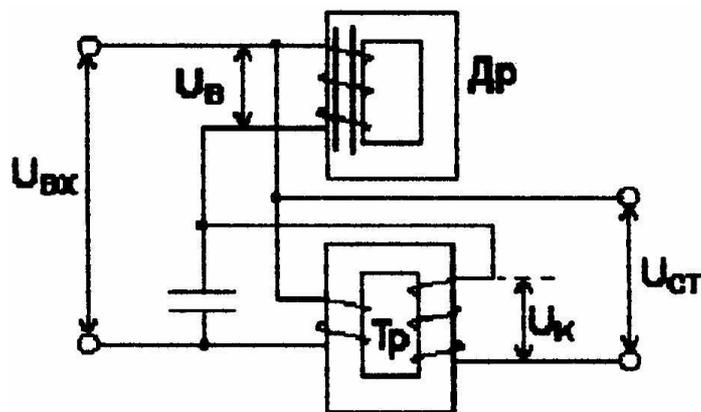


Рисунок 2.7.12- Схема стабилизатора с последовательным феррорезонансным контуром

На рисунке 2.7.13 стабилизатор выполнен на Ш-образном сердечнике без компенсационной обмотки. Емкость C2 расширяет диапазон стабилизации.

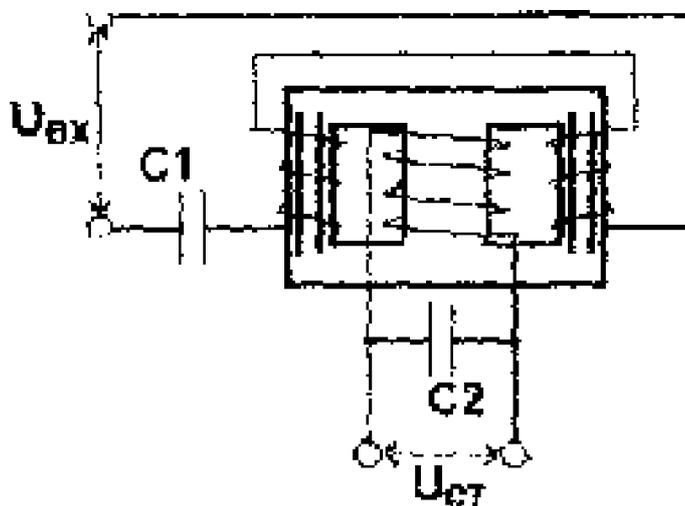


Рисунок 2.7.13- Схема стабилизатора с последовательным феррорезонансным контуром на Ш-образном сердечнике

Общим недостатком рассмотренных схем является то, что они требуют постоянства нагрузки. Надо сказать, что в последовательном контуре емкость используется невыгодно. Как известно, энергия, запасаемая конденсатором, пропорциональна квадрату напряжения, между тем в предыдущих схемах величина последнего мала. Более целесообразно, с этой точки зрения, применять параллельные контуры, обеспечивающие к тому же и лучшую форму кривой выходного напряжения. Построенные на их базе стабилизаторы напряжения представлены ниже на рисунке 2.7.14.

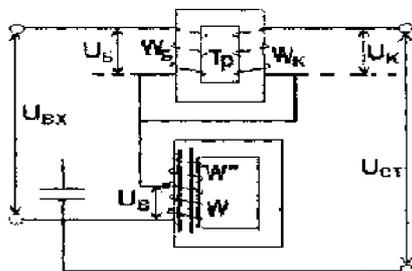


Рисунок 2.7.14- Схема стабилизатора напряжения с параллельным феррорезонансным контуром

Роль линейного сопротивления здесь играет первичная обмотка  $W_6$  ненасыщенного трансформатора, выполняющая роль балансного сопротивления и включенного последовательно с контуром.

При изменениях входного напряжения соответственно меняются ток и падение напряжения на обмотке  $W_6$ . Таким образом, напряжение приходящееся на контур, в соответствии с его характеристикой остается почти неизменным.

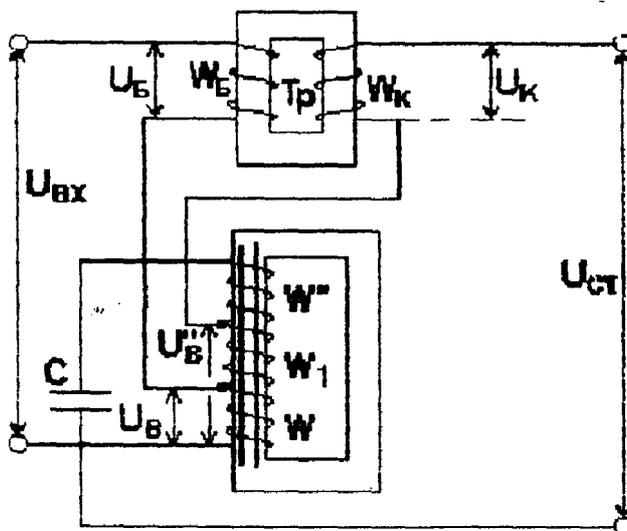


Рисунок 2.7.15- Афтотрансформаторская схема феррорезонансного стабилизатора

Чтобы уменьшить емкость конденсатора, последний включают на повышенное напряжение, для создания которого используют дополнительную обмотку  $W''$ . Снимаемое с контура напряжение  $U_B$  (рисунок 2.7.16) первого стабилизатора включено встречно к напряжению  $U_K$  компенсационной обмотки, и их разность  $U_{CT}$  подается на выход стабилизатора. Картина прояснилась (рисунок 2.7.17), однако, только приблизительно, т. к. сдвиг фаз различен; в виду различных индуктивностей следовало бы сложение и вычитание напряжений производить геометрически.

**Недостатком** этого стабилизатора является связанность величины стабилизированного напряжения с напряжением сети. Этот недостаток устраняется применением следующей автотрансформаторной схемы (рисунок 2.7.16). В этой схеме величина  $U_B$  может быть любой, как больше  $U_B$ , так и меньше нее, что позволяет получать любые стабилизированные напряжения. В тех случаях, когда нужно кондуктивно отделить нагрузки от сети, используют трансформаторную схему (рисунок 2.7.17).

Разновидности стабилизаторов напряжения, выполненные на одном трехстержневом Ш - образном сердечнике вместо двух представлены на рисунках 2.7.18, 2.7.19, 2.7.20.

На рисунке 2.7.17 левый стержень сердечника насыщен, на нем расположена обмотка контура. Первичная обмотка  $W_1$  помещена на среднем сердечнике.

Автотрансформаторная и трансформаторная схемы феррорезонансных стабилизаторов напряжения.

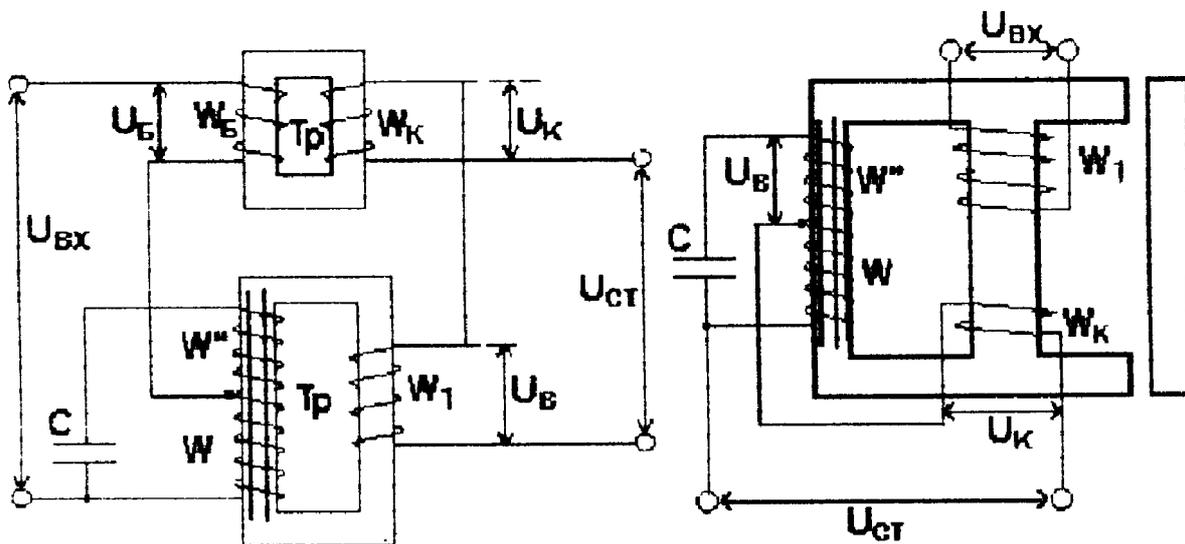


Рисунок 2.7.16-Автотрансформаторная схема

Рисунок 2.7.17-Трансформаторная схема

Создаваемый ею поток, как известно, пропорционален входному напряжению. Между тем, вследствие насыщения поток левого стержня сердечника меняется мало, и, таким образом, все изменения потока,

создаваемого обмоткой  $W_1$ , происходят за счет соответствующего изменения потока, замыкающегося через правый (ненасыщенный стержень) и воздушный зазор. Вариация потока в среднем стержне используется для компенсации (обмотка  $W_K$ ) в первой схеме следующих стабилизаторов:

На рисунке 2.7.18 стабилизатор отличается только тем, что компенсационная обмотка перенесена на правый стержень. На рисунке 2.7.19, в последнем стабилизаторе роль балансного сопротивления выполняет индуктивность, создаваемая потоками рассеяния, меняющимися по величине с изменением входного напряжения.

КПД феррорезонансных стабилизаторов составляет 70...80%, при этом  $\cos\phi$  лежит в пределах от 0,7 до 0,8.

Время переходного процесса при изменениях питающего напряжения или величины нагрузки зависит от мощности стабилизатора и составляет 0,02 - 0,2 секунды. Искажение кривой выходного напряжения у феррорезонансных стабилизаторов обусловлено главным образом третьей и пятой гармониками, поэтому для получения формы, более близкой к синусоиде, иногда прибегают к использованию фильтров по схеме (рисунок 2.7.20).

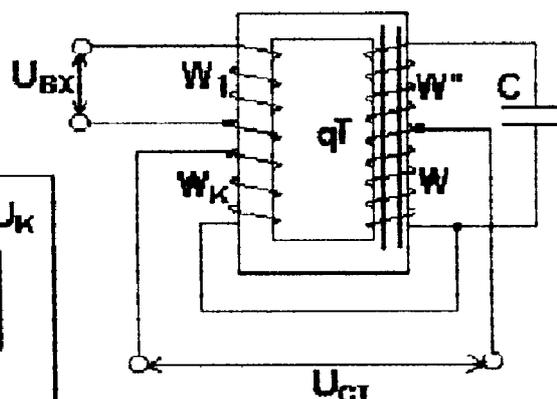
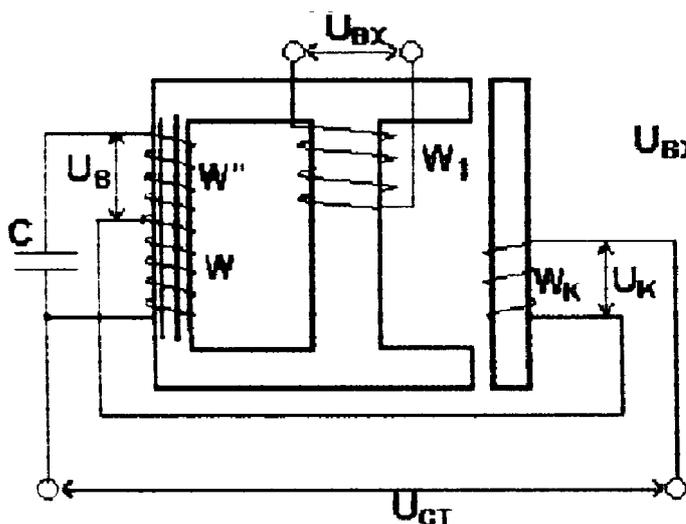


Рисунок 2.7.18- Схема стабилизатора

Рисунок 2.7.19- Стабилизатор с индуктивностью

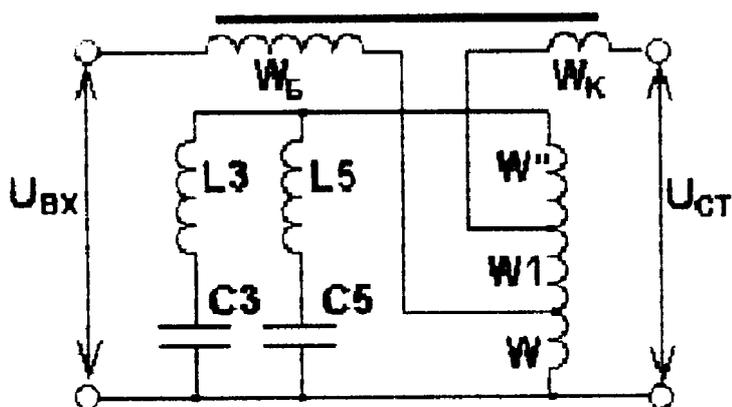


Рисунок 2.7.20- Схема стабилизатора с улучшенной формой кривой

Для этого емкость разбивают на две:  $C_2$  и  $C_3$ , включая их последовательно со вспомогательными индуктивностями  $L_3$  и  $L_5$ , которые составляют фильтры, настроенные на третью и пятую гармоники.

**Основным недостатком** феррорезонансных стабилизаторов является зависимость величины выходного напряжения от частоты; погрешность составляет от 1 до 1,5% колебаний напряжения при отклонении частоты на 1% от номинала.

Для компенсации частотной погрешности были предложены две схемы представленные на рисунке 2.7.20. Сопротивление контура в первой схеме с изменением частоты меняется так, что напряжение на нагрузке остается неизменным. Чтобы использовать эту схему, надо увеличить напряжение на выходе стабилизатора, при этом несколько снижается КПД, так как часть мощности теряется в контуре.

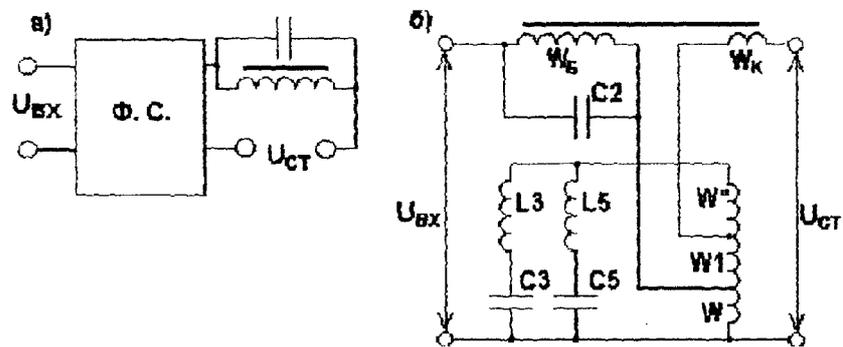


Рисунок 2.7.21- Схема стабилизатора с компенсацией частотной погрешности

Во второй схеме при изменении частоты емкость  $C_2$  компенсирует изменение индуктивного сопротивления ненасыщенного трансформатора ( обмотки  $W_Б$ ).