



1.18. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ИМПУЛЬСНОГО ДЕЙСТВИЯ

Источники электропитания импульсного действия предназначены для преобразования постоянного тока в пульсирующий или переменный. Преобразование осуществляется периодическим прерыванием цепи постоянного тока. Устройства, которые выполняют такое преобразование, называются *инверторами*. Они содержат в своем составе устройство модуляции, что определяет особенности их схемных решений, конструкции и технологии изготовления. При импульсном режиме работы благодаря малым временам переключения (времени фронта и времени спада импульса) в регулирующем компоненте выделяется значительно меньше теплоты по сравнению с ИЭП непрерывного действия. Поэтому источники импульсного действия имеют более высокий КПД, меньшие массу и объем. Однако крутые фронт и спад импульса иницируют помехи (кондуктивные и индуктивные), что усложняет электромагнитную совместимость ИЭП с нагрузкой.

В связи с повышенным уровнем помех источники импульсного действия используются в основном в составе аппаратуры с цифровой обработкой сигналов. Для снижения уровня пульсаций между выходом подобного ИЭП и входом нагрузки включается стабилизатор непрерывного действия, который служит активным фильтром. При необходимости изменения уровня выходного напряжения относительно уровня входного напряжения на выходе инвертора подключается трансформатор. Если на выходе трансформатора подсоединяется выпрямитель с фильтром, то все устройство осуществляет преобразование напряжения постоянного тока с одними параметрами в напряжение постоянного тока с другими параметрами. В этом случае преобразователь называют *конвертором*.

По числу фаз переменного напряжения на выходе инвертора m преобразователи напряжения делятся на однофазные ($m = 1$) и многофазные ($m \geq 2$). Если на выходе инвертора имеется одна фаза напряжения переменного тока, то с помощью трансформатора можно получить другую фазу, сдвинутую относительно первоначальной на 180° . При использовании в преобразователе обеих фаз (прямой и обратной) его называют *двухфазным*.



Преобразователи характеризуются также коэффициентом использования фазы p , причем при использовании одной фазы (прямой) $p = 1$, а при использовании обеих фаз $p = 2$.

По способу нагрузки каждой фазы различают *однотактные* (число тактов $q = 1$) и *двухтактные* ($q = 2$) преобразователи. Характерным признаком однотактного преобразователя является то, что каждая его фаза нагружается током в течение одного полупериода. У двухтактного преобразователя каждая фаза нагружается током в течение двух полупериодов (положительного и отрицательного). Определение числа тактов q иногда осложняется тем, что функциональные узлы одного и того же преобразователя могут работать в различных режимах. Например, трансформаторы могут одновременно работать в двух разных режимах: первичная обмотка в двухтактном одно- или многофазном режиме, а вторичные обмотки в однотактном двухполупериодном или однотактном многофазном режиме и т. п. Поэтому число тактов целесообразно определять для каждого функционального узла отдельно, а для всего преобразователя — по его основным силовым узлам (усилителю мощности и выходному выпрямителю).

По числу выходов n от одного основного усилителя мощности и одного основного выпрямителя преобразователи можно разделить на *одновыходные* ($n = 1$) и *двухвыходные* ($n = 2$).

По диапазону рабочих частот $f_{\text{пр}}$ различают *низкочастотные* ($f_{\text{пр}} < 10$ кГц), *среднечастотные* ($f_{\text{пр}} = 10 \dots 100$ кГц), *высокочастотные* ($f_{\text{пр}} = 100 \dots 1000$ кГц) и *сверхвысокочастотные* ($f_{\text{пр}} > 1000$ кГц) преобразователи напряжения.

Однотактные преобразователи напряжения. Работа такого преобразователя может быть проиллюстрирована при помощи схемы, приведенной на рис. 1.18.1, где изображена силовая часть однотактной схемы.

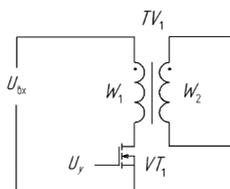


Рис. 1.18.1. Однотактный преобразователь в режиме холодного хода

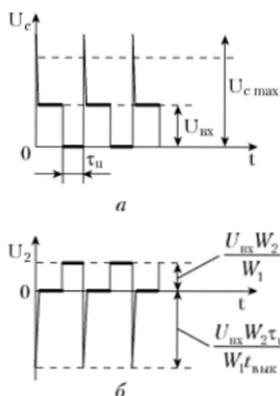


Рис. 1.18.2. Осциллограммы напряжения U_C на стоке транзистора VT1 (а) и вторичной обмотки W_2 трансформатора TV1 (б)

В этой схеме отсутствует нагрузка, поэтому режим работы характеризуется как *холостой ход*. Когда открывается транзистор VT1, на обмотку W_1 , подается прямоугольный импульс напряжения (рис. 1.18.2, а). Длительность импульса определяется временем открытого состояния транзистора. В момент перехода транзистора VT1 в закрытое состояние на вторичной обмотке W_2 трансформатора генерируются выбросы напряжения (рис. 1.18.2, б). Причиной появления этих выбросов является возникновение электродвижущей силы (ЭДС) самоиндукции, определяемой по выражению:

$$E_1 = U_{\text{вх}} \tau_{\text{п}} / \tau_{\text{выкл}}$$

ЭДС самоиндукции суммируется с входным напряжением $U_{\text{вх}}$ и к стоку транзистора VT1 прикладывается напряжение:

$$U_C = U_{\text{вх}} \left(1 + \frac{\tau_{\text{п}}}{t_{\text{выкл}}} \right)$$

Это напряжение может достигать высоких значений по сравнению с входным напряжением. Например, при $U_{\text{вх}} = 27\text{В}$, $\tau_{\text{п}} = 7,2 \cdot 10^{-6}$, с и $t_{\text{выкл}} = 1,2 \times 10^{-6}$ с напряжение на стоке U_C может достигнуть 190 В.

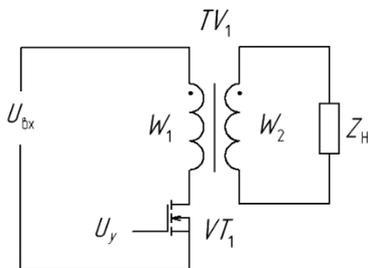


Рис. 1.18.3. Схема преобразователя с активной нагрузкой

На рисунке 1.18.3 приведена схема преобразователя, работающего на *активную нагрузку*. При открытом транзисторе VT1 к первичной обмотке W1 приложено напряжение $U_1 = U_{\text{вх}}$ и осциллограмма напряжения на стоке транзистора имеет вид, показанный на рисунке 1.18.4, а. Ампер — витки $i_1 W_1$ создаваемые током и первичной цепи, определяют намагничивающее поле в магнитопроводе и ампер — витки вторичной обмотки:

$$i_1 W_1 = i_{\mu} W_1 + i_2 W_2, \quad \#(1.18.1)$$

Где i_{μ} — ток намагничивания, i_2 — ток вторичной обмотки.

После перехода транзистора в закрытое состояние ток i_1 в цепи первичной обмотки равен нулю и уравнение (1.18.1) упрощается:

$$i_{\mu} W_1 = -i_2 W_2.$$

Отсюда ток во вторичной обмотке:

$$i_2 = -i_{\mu} W_1 / W_2$$

выражается через соотношение со знаком минус, что говорит о протекании его в обратном направлении в цепи нагрузки.

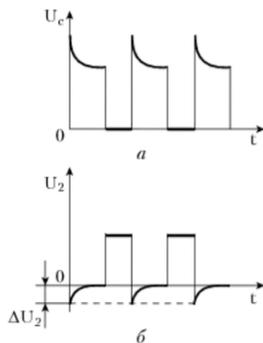


Рис. 1.18.4. Осциллограммы напряжений на стоке транзистора и вторичной обмотке

При переводе транзистора в закрытое состояние на осциллограмме выходного напряжения имеют место импульсы обратной полярности (рис. 1.18.4, б). Обратный ток при протекании через нагрузку уменьшается по экспоненте. При этом падения напряжения ΔU_1 (в первичной б цепи) и ΔU_2 (во вторичной цепи) в начальный момент протекания тока i_2 можно представить в следующем виде:

$$U_1 = -\frac{\Delta U_2 W_1}{W_2} = i_{\mu} R_{\text{H}} \frac{W_1^2}{W_2^2} = \frac{U_1 \tau_u W_{\text{H}} W_1^2}{L_u W_2^2};$$

На стоке закрытого транзистора напряжение $U_{\text{сзап}}$ определяется суммой:

$$U_{\text{сзап}} = U_1 + \Delta U_1.$$

Если управление силовым транзистором VT1 осуществляется от трансформатора (как правило, через дополнительную обмотку), то схему характеризуют как *однотактный преобразователь напряжения с самовозбуждением*. Подобную схему называют также автогенератором. Если управление силовым транзистором VT1 осуществляется от специального устройства управления, то схему характеризуют как *однотактный преобразователь напряжения с независимым возбуждением*. Подобную схему называют также усилителем мощности. Если изменяется максимальное зна-



чение, длительность или частота импульсов управления, то такой преобразователь называют *регулирующим*.

Выбросы напряжения обратной полярности (1.18.4, б) могут быть уменьшены включением диода последовательно с нагрузкой. В зависимости от того, какой вывод вторичной обмотки трансформатора (начало или конец) подключен к аноду диода, различают схемы преобразователя с прямым включением выпрямительного диода или с обратным включением выпрямительного диода соответственно [19].

На рисунке 1.18.5 приведена схема регулирующего однократно-го преобразователя с независимым возбуждением и с *прямым включением выпрямительного диода* при открытом (а) и закрытом (б) силовом транзисторе VT1. Поскольку в цепи вторичной обмотки включен диод VD2, то, с целью устранения одностороннего намагничивания, трансформатор выполнен с размагничивающей обмоткой W_p .

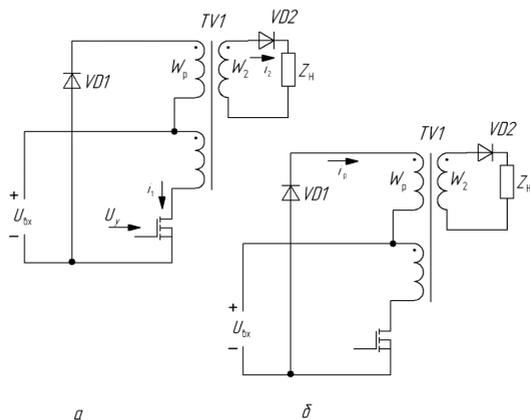


Рис. 1.18.5. Однократный преобразователь напряжения при открытом (а) и закрытом (б) силовом транзисторе

Для обоснования необходимости размагничивающей обмотки представим процесс намагничивания импульсного трансформатора следующей моделью. Если до момента $t = 0$ магнитопровод был полностью размагничен, а при $t > 0$ на первичную обмотку трансформатора подается последовательность импульсов длительностью $\tau_{и}$, то процесс намагничивания протекает в соответствии с рис. 1.18.6.

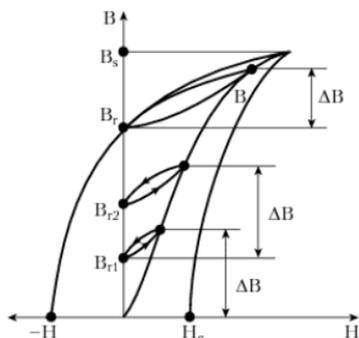


Рис. 1.18.6. Модель одностороннего намагничивания магнитопровода

Во время действия первого импульса возрастание индукции в магнитопроводе составляет ΔB . Из-за явления гистерезиса после окончания первого импульса в магнитопроводе сохраняется индукция B_{t01} . При действии второго импульса увеличение индукции от значения B , составляет также ΔB . По окончании второго импульса сохраняется индукция B_{t02} . После подачи большого количества импульсов изображающая точка в плоскости $B - H$ перемещается по предельному частному циклу между точками B_{t0} и B .

Для нормальной работы трансформатора при отсутствии зазора в его магнитопроводе и специально создаваемого размагничивающего поля должно выполняться условие:

$$\Delta B < B_s - B_{t0}$$

В противном случае магнитопровод входит в насыщение и ток в первичной обмотке определяется только ее активным сопротивлением (ЭДС самоиндукции первичной обмотки близка к нулю).

Преобразователь по схеме, приведенной на рис. 1.18.5, работает следующим образом.

При открытом транзисторе VT1 (рис. 1.18.5, а) на первичную обмотку W_1 подается импульс напряжения $U_1 = U_{вх}$. Диод VD1 при этом закрыт. ЭДС самоиндукции E_1 первичной обмотки по модулю равна входному напряжению: $E_1 = -U_{вх}$. Индуцированные напряжения на обмотках W_2 и W_p имеют значения:



$$\begin{aligned}U_2 &= E_1 W_2 / W_1 = -U_{\text{ВХ}} W_2 / W_1, \\U_p &= E_1 W_p / W_1 = -U_{\text{ВХ}} W_p / W_1.\end{aligned}$$

Напряжение на катоде закрытого диода VD1 равно:

$$U_{\text{обр VD1}} = U_{\text{ВХ}} + U_p = U_{\text{ВХ}}(1 - W_p / W_1).$$

После перехода транзистора VT1 в закрытое состояние (рис. 1.18.3) ЭДС самоиндукции E_1 первичной обмотки меняет знак на противоположный, при этом меняются знаки напряжений U_2 и U_p . Таким образом, прекращается протекание токов в обмотках W_1 и W_2 , а через открытый диод VD1 протекает спадающий до нуля ток i_p . Напряжение обмотки W_p при закрытом транзисторе составляет:

$$U_{\text{р закр VT1}} = U_{\text{ВХ}} + U_{\text{VD1 откр.}} \quad \#(1.18.2)$$

Если падение напряжения $U_{\text{VD1 откр}}$ на открытом диоде невелико по сравнению с $U_{\text{ВХ}}$, то можно принять:

$$U_{\text{р закр VT1}} \approx U_{\text{ВХ}}.$$

Спадание тока i_p сопровождается снижением запасенной в магнитопроводе энергии и, соответственно, индукции до значения $B_{\text{т.о}}$. Следует отметить, что импульс напряжения (1.18.2) имеет противоположный знак по отношению к напряжению $U_{\text{ВХ}}$, приложенному к первичной обмотке W_1 при открытом транзисторе. При однополярных импульсах индукция в магнитопроводе изменяется по установившемуся частному гистерезисному циклу, т.е. изменения индукции $\Delta B_{\text{н}}$, намагничивания и $\Delta B_{\text{р}}$, размагничивания в соответствующих интервалах времени одинаковы:

$$\begin{aligned}\Delta B_{\text{н}} &= \Delta B_{\text{р}}; \\U_{\text{ВХ}} \tau_{\text{н}} / (W_1 S) &= U_p \tau_{\text{р}} / (W_p S),\end{aligned}$$

где S — площадь поперечного сечения магнитопровода; $\tau_{\text{н}}$ — время намагничивания; $\tau_{\text{р}}$ — время размагничивания.

Из последнего равенства следует:



$$W_p = \frac{U_p W_1 \tau_p}{U_{вх} \tau_{и}} = \left(\frac{U_p W_1}{U_{вх}} \right) \left(\frac{T}{\tau_{и}} - 1 \right),$$

где T — период следования импульсов напряжения.

Поскольку $\tau_p < T - \tau_{и}$, то число витков размагничивающей обмотки выбирают из соотношения:

$$W_p \leq (U_p W_1 / U_{вх}) [(T / \tau_{и}) - 1].$$

В связи с необходимостью выполнения требований к уровню пульсаций выходного напряжения преобразователя на его выходе устанавливают фильтр. При использовании в качестве фильтра только конденсатора последний подвергается воздействиям импульсов напряжения прямоугольной формы с крутым фронтом. Вызванные этим напряжением токи через конденсатор создают режим короткого замыкания для транзистора $VT1$ и диода $VD2$. Поэтому в однотактных преобразователях с прямым включением выпрямительного диода не рекомендуется использовать только конденсатор в качестве фильтра. В данном случае используют схему с LC-фильтром, показанную на рис. 1.18.7. Наличие дросселя $L1$ замедляет нарастание импульса тока в цепи. Для создания контура спада тока, вызванного накопленной в дросселе энергией, служит диод $VD3$.

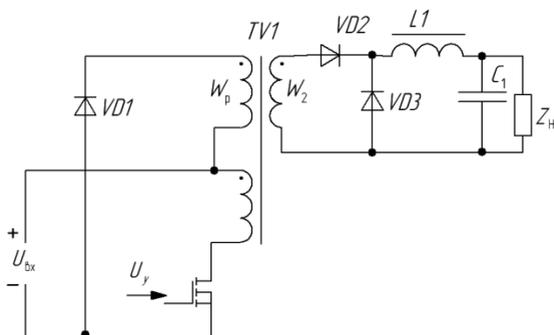


Рис. 1.18.7. Однотактный преобразователь напряжения с прямым включением выпрямительного диода и LC-фильтром

При наличии дросселя, включенного последовательно с нагрузкой, ток в нем не может измениться мгновенно. При резком изме-



нении сопротивления нагрузки (например, уменьшении) ток в цепи дросселя изменяется (в данном случае увеличивается) и достигает установившегося значения в течение определённого времени (рис. 1.18.8).

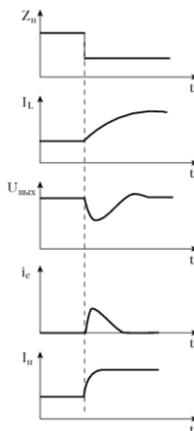


Рис. 1.18.8. Осциллограммы изменения тока I_L через дроссель, тока i_C разряда емкости, тока I_N нагрузки и выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при резком изменении сопротивления нагрузки Z_N

В начальный момент резкого уменьшения сопротивления нагрузки происходит резкое снижение выходного напряжения с последующим восстановлением. Уровень снижения напряжения определяется значениями емкости и сопротивления конденсатора $C1$. Поэтому выбирают конденсатор большой емкости с малым последовательным сопротивлением.

Различают два режима работы схемы, приведенной на рис. 1.18.7. Если выполняется неравенство:

$$\left(\frac{L1}{R_N}\right) > (T - \tau_N)/2,2$$

то считает, что работа происходит без разрыва тока через дроссель.

Если имеет место соотношение:

$$\left(\frac{L1}{R_N}\right) < (T - \tau_N)/2,2$$

то считают, что дроссель работает в режиме с разрывом тока.

В приведенных неравенствах не учитывается емкость конденсатора $C1$, поскольку постоянная времени разряда индуктивности



дросселя через емкость конденсатора значительно больше постоянной времени разряда через сопротивление нагрузки, т.е.:

$$\pi\sqrt{L1C1} \gg L1/R_H$$

Схема однотактного преобразователя напряжения с обратным включением выпрямительного диода приведена на рис. 1.18.9. В этой схеме вторичная обмотка является силовой и размагничивающей одновременно. Трансформатор используется в качестве двухобмоточного дросселя, который накапливает электромагнитную энергию во время открытого состояния транзистора. В это же время индуцированная во вторичной обмотке ЭДС не вызывает протекание тока в цепи нагрузки в связи с обратным включением выпрямительного диода VD1.

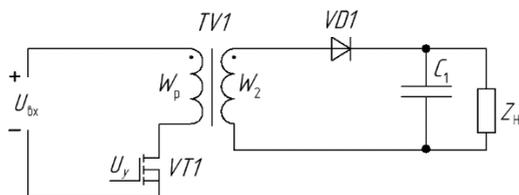


Рис. 1.18.9. Однотактный преобразователь напряжения с обратным включением выпрямительного диода

После перехода транзистора в закрытое состояние знак индуцированной во вторичной обмотке ЭДС меняется на противоположный, накопленная в магнитопроводе электромагнитная энергия передается во вторичную цепь и спадающий ток размагничивания протекает через нагрузку. Осциллограммы изменений напряжений и токов в цепях преобразователя с обратным включением выпрямительного диода приведены на рис. 1.18.10.

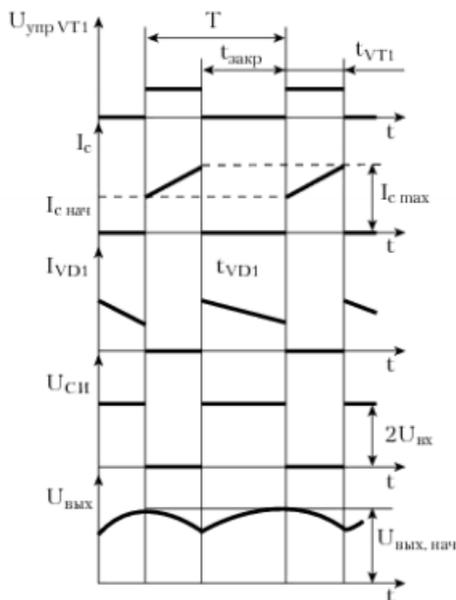


Рис. 1.18.10. Осциллограммы изменений напряжений и токов

При подаче сигнала управления $U_{упр}$ в цепь затвора транзистора VT1 ток стока I_C нарастает по линейному закону:

$$I_C = I_{C \text{ нач}} + U_{вх} t_{VT1} / L_1$$

где I_C – ток в цепи стока транзистора в момент, когда он открывается; $U_{вх}$ – входное напряжение; t_{VT1} – время открытого состояния транзистора; L_1 – индуктивность намагничивания силового трансформатора, приведенная к первичной обмотке.

В течение интервала времени t_{VT1} , напряжение $U_{вых}$ на нагрузке, отключенной от входного напряжения $U_{вх}$ закрытым диодом VD1, уменьшается по выражению:

$$U_{вых} = U_{вых \text{ нач}} \exp [-t_{VT1} / (z * C1)]$$

где $U_{вых \text{ нач}}$ – напряжение на нагрузке в момент, когда открывается транзистор VT1; C1 – емкость конденсатора фильтра.



В течение интервала времени t_{VD1} , когда диод VD1 открыт, ток через него снижается по линейной зависимости:

$$i_{VD1} = I_{C \text{ вых}} \left(\frac{W_1}{W_2} \right) - U_{\text{вых}} t_{VD1} / L_2$$

где $I_{C \text{ max}}$ – максимальный ток стока транзистора в момент, когда он закрывается; W_1 и W_2 – числа витков первичной и вторичной обмоток трансформатора; L_2 – индуктивность намагничивания трансформатора, приведенная к его вторичной обмотке.

За время t_{VD1} ток через диод VD1 снижается до своего минимального значения. Очевидно, что при работе однотактного преобразователя возможны два различных режима: режим непрерывного тока ($t_{\text{закр}} < t_{VD1}$) и режим прерывного тока ($t_{\text{закр}} \geq t_{VD1}$). Напряжение $U_{\text{СИ}}$ в закрытом состоянии транзистора для режима прерывного тока:

$$U_{\text{СИ}} = U_{\text{вх}} (1 + t_{VT1} / t_{\text{закр}})$$

Поскольку трансформатор является накопительной индуктивностью, его магнитопровод выполняют с немагнитным зазором. В общем случае немагнитный зазор в магнитопроводах дросселей и импульсных трансформаторов вводят из следующих соображений:

1) обеспечивается работа на линейной части кривой намагничивания, что имеет существенное значение для магнитопроводов с подмагничиванием постоянной составляющей тока;

2) значительно уменьшается остаточная индукция в магнитных материалах с малой коэрцитивной силой, что позволяет увеличить диапазон изменения магнитной индукции в магнитопроводе при однополярных импульсах намагничивания;

3) обеспечивается стабильность характеристик электромагнитных компонентов, в частности стабильность относительной магнитной проницаемости магнитопроводов при изменении их температуры (в допустимых пределах).

При выборе немагнитного зазора его значение ограничивают необходимой индуктивностью первичной обмотки трансформатора, благодаря которой обеспечивается допустимый спад вершины прямоугольного импульса напряжения, передаваемого через трансформатор.



В практических схемах преобразователей с обратным включением выпрямительного диода подключают параллельно нагрузке конденсатор $C1$ и используют отрицательную обратную связь для стабилизации выходного напряжения.

С учётом соотношений:

$$U_p = U_2, W_p = W_2, U_{\text{вх}} = U_1$$

получим:

$$W_2 \leq \left(\frac{U_2 W_1}{U_1} \right) (T/t_n - 1) \quad (1.18.3)$$

Обозначим коэффициент заполнения $\gamma = \tau_n/T$. Тогда из уравнения (1.18.3) имеем:

$$\gamma \leq \frac{U_2 W_1}{U_1 W_2 + U_2 W_1}$$

Коэффициент заполнения не должен превышать значения $1/2$, поскольку в противном случае не вся энергия, накопленная в магнитопроводе, может быть передана во вторичную цепь. Поэтому при расчетах преобразователей используют зависимость:

$$U_1 W_2 = U_2 W_1$$

Однотактные однофазные преобразователи напряжения.

Эти преобразователи строятся по схемам, приведенным на рис. 1.18.11. При передаче энергии на выход во время прямого хода (так называемые *прямоходовые* схемы) используется открытое состояние транзистора (рис. 1.18.11, а).

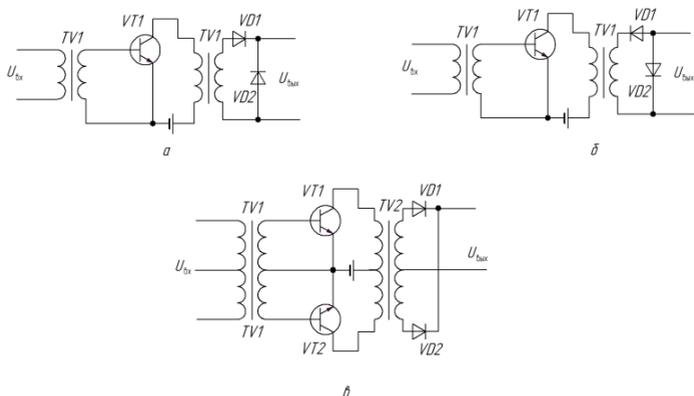


Рис. 1.18.11. Схемы однофазных преобразователей напряжения: а – прямоходовая; б – обратногодовая; в – однотактная однофазная

Обратноходовые схемы (рис. 1.18.11, б) характеризуются тем, что во время прямого хода энергия запасается в магнитном поле трансформатора TV2, после чего она отдается в нагрузку во время паузы. Для обеспечения нормальной работы обратноходовой схемы в трансформаторе предусматривается воздушный зазор, а полярность включения диодов в схеме изменяется на обратную. Трансформаторы в такой схеме работают с постоянным подмагничиванием, ток проходит через обмотку трансформатора в течение одного полупериода. Для получения заданного среднего значения выпрямленного напряжения U_d максимальное значение прямоугольного напряжения на обмотке должно быть $U_m = 2U_d$. Действующее значение напряжения U превышает среднее значение в $\sqrt{2}$ раз:

$$U = U_m / \sqrt{2} = \sqrt{2} U_d$$

Аналогичное соотношение справедливо и для токов:

$$I = \sqrt{2} I_d$$

где I и I_d – действующее и среднее значения тока.



Поэтому выходная мощность трансформатора $P_{B.A}$ превышает в 2 раза среднюю мощность P_d пульсирующего тока после выпрямления, т.е.:

$$P_{B.A} = UI = \sqrt{2}U_d\sqrt{2}I_d = 2P_d$$

Здесь U и I – напряжение и ток вторичной обмотки трансформатора.

Поскольку мощность трансформатора $P_{B.A}$ определяет его габаритные размеры и массу, то простейший однофазный преобразователь оказывается в этом отношении невыгодным.

Основная частота пульсации f_1 определяется из выражения:

$$f_1 = mpqf_{\text{пр}}/n = f_{\text{пр}}$$

и равна частоте преобразования. Следствием этого являются увеличенные габаритные размеры сглаживающего фильтра, возрастающие также за счет того, что максимальное значение напряжения на дросселе сглаживающего фильтра U_m равно удвоенному значению выпрямленного напряжения U_d . Общим рассмотренным схемам (см. рис. 1.18.11, *a* и *б*) соответствуют параметры $m = 1$, $p = 1$, $q = 1$, $n = 1$.

В приведенной на рис. 1.18.11, *в* однотактной однофазной схеме используется не только основная, но и противоположная фаза, поэтому для такой схемы $m = 1$, $p = 2$, $q = 1$, $n = 1$. Эту схему обычно называют двухтактной, так как мощный усилитель и устройство управления должны быть такими же, как в двухтактных преобразователях.

Трансформатор в рассматриваемой схеме работает в однотактном двухполупериодном режиме. Каждая обмотка трансформатора нагружена током в течение одного полупериода, но наличие двух обмоток позволяет использовать трансформатор более эффективно. При этом имеют место следующие соотношения:

$$U_m = U_d U; \quad I = I_d / \sqrt{2} = I_m / \sqrt{2};$$

$$P_{B.A} = 2UI = U_d \sqrt{2} I_d = \sqrt{2} P_d$$



Основная частота пульсации определяется зависимостью:

$$f_1 = (mpqf_{\text{пр}}/n)f_{\text{пр}} = 2f_{\text{пр}}$$

т. е. равна двойной частоте преобразования. В рассматриваемой схеме дроссель фильтра работает при максимальном значении напряжения, равном выпрямленному напряжению, поэтому по сравнению с предыдущей схемой он может иметь при прочих равных условиях вдвое меньшее число витков. Учитывая также возможность применения конденсатора с меньшими размерами, объем фильтра может быть уменьшен примерно вдвое по сравнению с фильтром, указанным на схеме рис. 1.18.11, а.

Наиболее совершенными схемами однофазных преобразователей являются двухтактные однофазные или мостовые преобразователи напряжения.

Двухтактные однофазные (мостовые преобразователи напряжения). На рис. 1.18.12 приведены схемы таких преобразователей с одним и двумя выходами. В обеих схемах трансформаторы работают без подмагничивания и обмотки нагружены током в течение обоих полупериодов, вследствие чего:

$$U_m = U_d = U; \quad I_m = I_d = I; \quad P_{B \cdot A} = P_d$$

С учетом КПД η последнее уравнение имеет вид:

$$P_{B \cdot A} = P_d / \eta$$

Основная частота пульсации для обеих схем равна удвоенной частоте преобразования:

$$f_1 = (mpq/n)f_{\text{пр}}$$

где $mpq/n = 2$.

Существенным преимуществом двухтактных схем является более полное использование трансформатора. Необходимо отметить, что при неравномерной нагрузке выходов двухвыходной схемы вольтамперная мощность трансформатора несколько увеличивается, однако его подмагничивание отсутствует.

Анализ рассматриваемых схем показывает, что простая однотактная схема и обе мостовые являются антиподами, а однотактная



двухполупериодная схема занимает промежуточное положение между ними. Однотактная работа и повышенная вольтамперная мощность сближают ее с простой схемой, а отсутствие постоянного подмагничивания и двойная частота пульсации – с двухтактными схемами. В то же время двухтактную схему с двумя выходами можно рассматривать как две однотактные, соединенные последовательно, с полным использованием фаз.

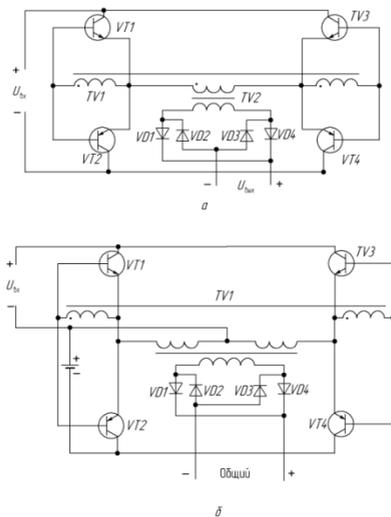


Рис. 1.18.12. Схемы мостового однофазного преобразователя напряжения:

- а - с одним выходом ($m = 1, p = 1, q = 2, n = 1$); б - с двумя выходами ($m = 1, p = 2, q = 2, n = 2$)

На рис. 1.18.13, а приведена асимметричная мостовая схема, входной трансформатор которой работает в однотактном режиме ($q = 1$), а выходной – в двухтактном ($q = 2$). В полумостовой схеме (рис. 1.18.13, б) два транзистора заменены конденсаторами C_1 и C_2 , образующими емкостный делитель напряжения. При разной проводимости транзисторов входной трансформатор работает в двухтактном режиме ($q = 2$). Применение транзисторов одной проводимости, как и в случае асимметричной мостовой схемы, приводит к однотактному режиму входного трансформатора.

Режимы работы трансформаторов и дросселей преобразователей напряжения оказывают значительное влияние на их массу и объем. В случае, когда трансформатор имеет несколько обмоток и

каждая из них работает в своем режиме, габаритная (вольтамперная) мощность трансформатора $P_{B \cdot A}$ определяется как сумма мощностей всех обмоток:

$$P_{B \cdot A} = (P_1 + P_2 + P_i)$$

где i – число обмоток.

Если рассматривать работу трансформаторов и дросселей отдельно на входе и выходе ключевого усилителя, то можно установить следующие сочетания параметров:

$$I \quad m = 1, p = 1, q = 1, n = 1;$$

$$II \quad m = 1, p = 2, q = 1, n = 1;$$

$$III \quad m = 1, p = 1, q = 2, n = 1;$$

$$IV \quad m = 1, p = 2, q = 2, n = 2.$$

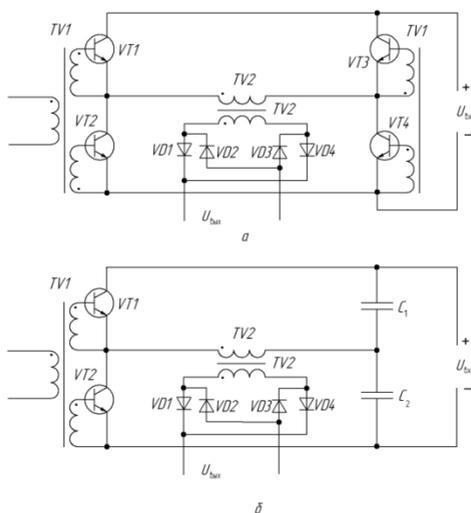


Рис. 1.18.13. Схемы мостового асимметричного преобразователя с одним выходом (а) и полумостового преобразователя с одним выходом (б)



С точки зрения условий работы магнитопроводов трансформаторов указанные сочетания параметров дают два режима: режим с постоянным подмагничиванием, используемый в трансформаторе однофазного однотактного преобразователя (сочетание I); режим без постоянного подмагничивания (сочетания II, III и IV). Режим с постоянным подмагничиванием сопровождается, как правило, ухудшением магнитных свойств сердечника и приводит иногда к необходимости использования в нем воздушного зазора. А это, в свою очередь, приводит к накоплению значительной магнитной энергии в магнитопроводе из-за возрастания намагничивающего тока, что не всегда приемлемо.

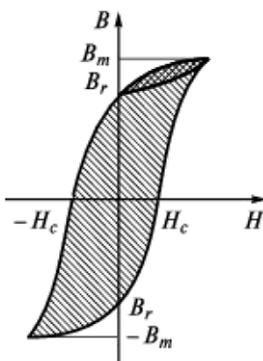


Рис. 1.18.14. Кривая намагничивания ферритов

Магнитная индукция B в трансформаторе с подмагничиванием изменяется в пределах от максимальной B_m до остаточной B_r , описывая частную петлю гистерезиса (рис. 1.18.14). Площадь этой петли пропорциональна потерям в магнитопроводе за один цикл его перемагничивания при сравнительно низких частотах. На высоких частотах необходимо учитывать потери из-за наличия вихревых токов.

Для расчета трансформатора, работающего в режиме с постоянным подмагничиванием, необходимо для различных магнитных материалов иметь экспериментальные зависимости B_m и B_r напряженности H . При работе с размахом индукции $B_m - B_r$ имеет место неполное использование магнитопровода.

Режим без постоянного подмагничивания является основным режимом работы трансформаторов во всех других типах однофазных преобразователей. Введение воздушного зазора в магнитопро-



вод в этом режиме, как правило, считается нецелесообразным, а накопление энергии в магнитопроводе – нежелательным. Однако существуют схемы, где это используется, например в так называемых *квазидвухтактных* схемах. Схема этого типа приведена на рис. 1.18.15, где в течение прямого хода энергия не только передается на выход преобразователя, но и запасается магнитным полем трансформатора в количестве, достаточном для продолжения работы преобразователя во время паузы. В данном случае усилитель является однофазным и однократным ($m = 1, p = 1, q = 1, n = 1$), а выпрямитель имеет другое сочетание параметров ($m = 1, p = 2, q = 1, n = 1$).

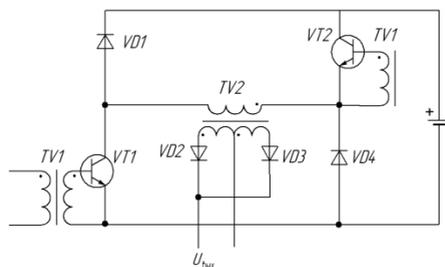


Рис. 1.18.15. Схема квазидвухтактного преобразователя напряжения с одним выходом

Таким образом, преобразователь напряжения имеет на выходе основную частоту пульсации, равную удвоенной частоте преобразования, т. е. соответствует двухтактной схеме.

Магнитная индукция B_m при сочетаниях параметров II, III и IV изменяется в пределах от максимальной ($+B_m$) до минимальной ($-B_m$), описывая полную петлю гистерезиса (см. рис. 1.18.15). Площадь полной петли гистерезиса представляет собой потери в магнитопроводе за один цикл его перемагничивания, и при одинаковом значении максимальной индукции B_m при сочетаниях параметров II, III и IV она оказывается заметно большей, чем в режиме с постоянным подмагничиванием.

Многофазные преобразователи. Многофазные преобразователи используются в основном в сетях переменного тока с напряжением синусоидальной формы. Рассмотрим энергетические соотношения в преобразователях для проведения их сравнительного анализа.



Известно, что полная мощность обмоток трансформатора (или электромагнитная мощность обмоток дросселя) представляет собой кажущуюся мощность переменного тока, которая определяется произведением действующих значений напряжения и тока:

$$P_{B-A} = mUI$$

Это выражение можно представить в другом виде:

$$P_{B-A} = [mUI/(U_d I_d)] U_d I_d = mk_{\phi}^u k_{\phi}^i I_d U_d$$

где k_{ϕ}^u – коэффициент формы напряжения; k_{ϕ}^i – коэффициент формы тока.

Известно также, что отношение $1/mk_{\phi}^u k_{\phi}^i = \eta\xi$ равно произведению КПД выпрямления на полный коэффициент мощности ξ т. е.:

$$mk_{\phi}^u k_{\phi}^i = \eta\xi$$

В свою очередь, полный коэффициент мощности равен произведению косинуса угла сдвига по фазе между напряжением и основной гармоникой тока (коэффициента мощности по первой гармонике) на коэффициент ν мощности искажений:

$$\xi = \nu \cos\varphi$$

Коэффициент полезного действия выпрямления η определяется отношением мощности P_d к активной мощности выпрямленного тока P_{ad} , которая представляет собой среднее значение мощности пульсирующего тока за период:

$$P_{ad} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_d(v) I_d(v) dv$$

$$\eta' = P_d / P_{ad}$$

Если учесть активные потери во всех компонентах преобразователя с помощью коэффициента полезного действия $\eta'' = P_{ad} / P_a$,



то полное энергетическое уравнение можно представить следующим образом:

$$P_{B \cdot A} = m k_{\phi}^u k_{\phi}^i P_a \eta'', \quad \text{или} \quad P_{B \cdot A} = P_a / (\eta' \eta'' \xi)$$

Произведение $\eta' \eta'' = \eta$ можно считать полным КПД, а произведение $\eta \xi$ – полным энергетическим коэффициентом. С учетом этого:

$$P_{B \cdot A} = P_a / \eta \xi = P_a / N$$

Введя понятие полной активной мощности P_a , т. е. мощности переменного тока с учетом потерь во всех компонентах преобразователя, величины η и ξ можно представить следующим образом:

$$\eta \xi = (P_a / P_{B \cdot A}) (P_a / P_a) = (P_a / P_a) (P_a / P_{B \cdot A})$$

откуда следует:

$$\eta = P_a / P_a; \quad \xi = P_a / P_{B \cdot A}$$

Таким образом, определив значения величин P_{ad} и $P_{B \cdot A}$ с помощью вольтметра и амперметра, а величину P_a с помощью ваттметра, значения величин $\eta \xi$ и N можно найти простыми расчетными соотношениями.