



1.24. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Схемотехническое исполнение ИЭП высокого напряжения малой мощности имеет свои особенности, которые определяются, прежде всего, параметрами аппаратуры, для электропитания которой они предназначены. Так, ИЭП индикаторных устройств определяются особенностями жидкокристаллических индикаторов, плазменных панелей или электронно-лучевых трубок (ЭЛТ), которые характеризуются следующими параметрами: цветом свечения экрана; способностью сохранять записанное изображение; особенностями конструкции электронно-оптических систем или устройств управления; размерами экрана; диапазоном частот и т. д.

Наиболее сложными источниками напряжений необходимого уровня и качества являются высоковольтные. Для получения высоких уровней выходного напряжения ИЭП используются преобразователи низкого напряжения переменного тока в высокий уровень напряжения постоянного тока. Эти функции выполняет высоковольтный *трансформаторно-выпрямительный модуль* (ТВМ), содержащий высоковольтный трансформатор, высоковольтный выпрямитель и фильтр. В состав стабилизирующих высоковольтных ИЭП входит также делитель напряжения обратной связи. Высоковольтные ТВМ различаются между собой по принципу действия, уровню напряжения и мощности, рабочей частоте и используемой изоляции.

По способу получения высокого напряжения ТВМ можно классифицировать следующим образом:

- с трансформацией напряжения до уровня выходного напряжения с последующим выпрямлением, причем трансформация может быть осуществлена с помощью электромагнитного либо пьезоэлектрического трансформатора;
- с умножением напряжения с помощью каскадных умножителей с емкостной связью;
- с суммированием выходных напряжений, полученных на выходе гальванически развязанных выпрямительных узлов.

Высоковольтные трансформаторно-выпрямительные модули в значительной степени определяют основные параметры высоко-



вольтного ИЭП (КПД, выходное сопротивление, пульсации выходного напряжения). При разработке высоковольтных ИЭП средней и высокой выходных мощностей наибольшее распространение получили ТВМ с трансформацией входного напряжения до уровня выходного с последующим выпрямлением. Такое построение высоковольтного ТВМ целесообразно при низкой частоте входного напряжения, так как объем и масса изоляции меньше объема и массы стали и меди и оказывают незначительное влияние на оптимизацию параметров трансформатора.

При переходе к повышенной частоте преобразования необходимый объем магнитопровода и меди трансформатора существенно сокращается, однако объем и масса изоляции остаются прежними и часто не позволяют уменьшить размеры магнитопровода. Таким образом, повышение частоты входного тока при больших коэффициентах трансформации высоковольтного трансформатора не приводит к желаемому уменьшению его габаритных размеров. В то же время потери в меди и стали с повышением частоты возрастают.

Следует отметить, что собственная емкость C_{o2} выходной обмотки высоковольтного трансформатора составляет 20...250 пФ и зависит от числа витков, диаметра провода и размеров катушки. Среднее значение тока, необходимого для заряда собственной емкости вторичной обмотки до требуемого напряжения за определенное время, вычисляют по формуле:

$$I_{cp} = 4U_1 C_{o2} f (W_2/W_1)^2 .$$

где U_1 – входное напряжение на первичной обмотке; $n = W_2/W_1$ – коэффициент трансформации (отношение числа витков вторичной обмотки к виткам первичной обмотки); f – частота входного тока.

В табл. 1.24.1 приведены средние значения тока заряда собственной емкости C_{o2} при различных значениях частоты и коэффициента трансформации при $C_{o2} = 100$ пФ и $U_1 = 100$ В. Из данных таблицы видно, что при больших коэффициентах трансформации и повышенных частотах этот ток заряда достигает недопустимо больших значений.



Таблица 1.24.1.

Средние значения тока заряда собственной емкости

Частота входного тока, кГц	Среднее значение тока $I_{ср}$, А, для различных значений коэффициентов трансформации				
	10	20	40	50	100
0,4	0,0016	0,0064	0,0256	0,1024	0,16
1	0,004	0,016	0,064	0,256	0,4
5	0,002	0,08	0,32	1,28	2,0
10	0,04	0,16	0,64	2,56	4,0
20	0,08	0,32	1,28	3,12	8,0
50	0,2	0,8	3,2	18,8	20,0

Высоковольтные ТВМ с трансформацией входного напряжения до уровня выходного с последующим выпрямлением можно рекомендовать для применения в высоковольтных ИЭП различной мощности и при различных выходных напряжениях при частоте входного тока до 400 Гц.

При частотах до 5 кГц их можно использовать в высоковольтных ИЭП средней и большой мощности с коэффициентом трансформации не более 40, при частотах от 5 до 20 кГц их можно рекомендовать к применению в ИЭП с коэффициентом трансформации не более 20, при более высоких частотах – в ИЭП с коэффициентом трансформации не более 10.

В высоковольтных ТВМ с умножением напряжения трансформатор используется как промежуточное звено и выполняет функцию предварительного повышения напряжения. Дальнейшее повышение уровня напряжения осуществляется диодно-конденсаторными умножителями напряжения. Различают следующие схемы с умножением напряжения: асимметричные и симметричные, однополупериодные и двухполупериодные, однофазные и трехфазные.

Примечание. p — число каскадов умножения; $\lambda = C/C_{\text{ВЫХ}}$ - коэффициент соотношения емкостей; $U_{\text{ВХ}}$ — входное напряжение; $U_{\text{ВХ,ф}}$ — фазное входное напряжение; $U_{\text{ВХ,л}}$ — линейное входное напряжение; $R_{\text{ВЫХ}}$ — выходное сопротивление постоянному току; $f_{\text{ВХ}}$ — частота входного тока; C — емкость в каскадах; $U_{\text{ВЫХ}}$ — выходное напряжение холостого хода; B — функция, характеризующая нагрузочную способность; G — функция, характеризующая



максимальную пульсацию выходного напряжения; U_- — переменная составляющая выходного напряжения.

Таблица 1.24.2.

Параметры схем ИЭП высокого напряжения с умножением напряжения

Рисунки	$U_{\text{ВЫХ}}$ (ход-стой ход)	Число диодов	Число конденсаторов	$B = R_{\text{ВЫХ}} f_{\text{ВЫХ}} C$	$\Gamma = U \sim \frac{fC}{I_{\text{ВЫХ}}}$
2.77, а	$2nU_{\text{ВХ}}$	$2n$	$2n$	$(8n^2 + 9n^2 + n) / 12$	$(n^2 + n) / 2$
217,6	$2nU_{\text{ВХ}}$	$2n$	$2n$	$2n - 0,5$	1
2.78	$nU_{\text{ВХ}}$	$4n$	$3n - 2$	$\frac{(2n^2 + 3n^2 + 4n + a)}{12}$ $a = \left[2n - \sqrt{2(\lambda + n)^2} \right]$ При $\lambda < 0,5n^2$; $a = \frac{n^4}{2\lambda}$ при $\lambda > 0,5n^2$	$n/2$
2.79	$nU_{\text{ВХ}}$	$2n + 2$	$2n - 2$	$(2n^2 + 3n^2 + 4n)$	$\lambda/2$
2.80, а	$2nU_{\text{ВХ},\phi}$	$6n$	$4n$	$(8n^2 + 6n^2 + 4n) / 36$	$(n^2 + n) / 6$
280,6	$nU_{\text{ВХ},\lambda}$	$6n$	$4n - 3$	$\frac{(2,4n^2 + 3,25n^2 + b)}{36}$	$(n^2 + 3n) / 24$
2.81	$nU_{\text{ВХ},\lambda}$	$3n + 1$	$3n - 3$	$(4n^3 - 12n^2 + 8n + b) / 36$; $b = 6\lambda + 3n$ при $\lambda < n^2$; $b = 3(\lambda + n^2 - n)$ при $\lambda > n^2$;	$\frac{\lambda(2n - 2 + b)}{6(n - 1 + b)}$



При выходной мощности свыше 100 Вт схемы умножения напряжения применять не рекомендуется. В этом случае наиболее эффективно строить высоковольтные трансформаторно-выпрямительные ИЭП с суммированием выходных напряжений, полученных на выходе гальванически развязанных выпрямительных узлов. Эти виды ИЭП находят широкое применение в индикаторных устройствах с выходным напряжением свыше 30 кВ и с повышенной выходной мощностью. На рис. 2.96 приведена схема высоковольтного ТВМ, содержащая большое число выходных обмоток с выпрямителями, соединенными последовательно. Применяются подобные ТВМ в широком диапазоне частот переменного тока.

Высоковольтная часть схемы содержит следующие функциональные узлы: высоковольтный трансформатор; высоковольтный выпрямитель, выполняемый обычно по диодно-конденсаторной схеме умножения напряжения, и высоковольтный делитель напряжения обратной связи в стабилизирующих высоковольтных ИЭП. Объединение функции делителя напряжения обратной связи в единый узел высоковольтной части схемы нецелесообразно, так как его подключение к выходному выводу необходимо в высоковольтных ИЭП с высокими требованиями к стабильности выходного напряжения при изменении тока нагрузки в широких пределах. Это требование предъявляется не ко всем маломощным высоковольтным ИЭП. Часто бывает достаточно использовать обратную связь с промежуточного компонента схемы. В то же время высоковольтный делитель занимает значительную долю объема высоковольтного ИЭП, поэтому делитель напряжения целесообразно выполнять в виде отдельного конструктивно законченного узла.

Низковольтная часть в маломощных высоковольтных ИЭП выполняет следующие функции: инвертирование напряжения при помощи ключевых силовых компонентов; управление силовыми компонентами инвертора; защиту от перегрузок, коротких замыканий, превышения и понижения выходного напряжения относительно заданных уровней; регулирование выходного напряжения; обеспечение электропитанием сервисных узлов защиты, сигнализации и управления; преобразование входного напряжения сети электроснабжения переменного тока в напряжение постоянного тока, подаваемого на вход инвертора.



Высоковольтный ИЭП с бестрансформаторным входом не имеет преимуществ по массе и по объему по сравнению с содержащим входной трансформатор высоковольтным ИЭП при мощности до 40 Вт (частотой 400 Гц) и до 15 Вт (при частоте 50 Гц).

В некоторых случаях в маломощных стабилизирующих высоковольтных ИЭП на входе инвертора устанавливается стабилизатор непрерывного действия. Основным его достоинством является низкий уровень радиопомех и отсутствие фильтра радиопомех на входе и выходе, а высокие динамические свойства обеспечивают хорошее качество переходного процесса при изменениях входного напряжения и тока нагрузки. Однако стабилизаторы непрерывного действия обладают сравнительно низким КПД. Тем не менее при малых выходных мощностях и узких пределах изменения напряжения электроснабжения применение стабилизатора непрерывного действия является целесообразным.

Рассмотрим высоковольтный ИЭП с промежуточным преобразованием частоты, работающий в режиме стабилизации мощности с внутренней ШИМ с пропорционально-токовым управлением. Этот способ стабилизации позволяет получить равномерный КПД во всем диапазоне изменения выходного напряжения и тока нагрузки. На рис. 1.24.1 приведена схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе и его диаграммы напряжений и токов. Выходной трансформатор выполнен с отводом от средней точки первичной обмотки и с немагнитным зазором в магнитопроводе. Этот зазор не превышает 1 % средней длины магнитной линии магнитопровода. В этом случае значение индуктивности трансформатора может быть рассчитано по выражению:

$$L_{1T} = 1,44 \cdot 10^{-6} S_M \frac{W_1^2}{\Delta}.$$

Здесь S_M — площадь сечения магнитопровода, m^2 ; W_1 — число витков полуобмотки; Δ - зазор, м.

Это выражение справедливо, если предельная индукция не превышает индукции насыщения.

Режим работы с источником постоянного тока на входе инвертора обеспечивается включением в его входную цепь линейного дросселя, индуктивность которого $L_{др}$ выбирается много больше индуктивности первичной полуобмотки трансформатора.



На рис. 1.24.1, б представлены диаграммы напряжений и токов в элементах рассматриваемой схемы. Можно принять, что коллекторные токи открытых транзисторов постоянны в течение полупериода и равны по модулю $I_{вх}$, т.е.:

$$I_{вх} = |I_{к}| = const.$$

При емкостном характере нагрузки, когда постоянная времени $\tau_{н}$ цепи нагрузки значительно превышает длительность полупериода ($\tau_{н} \gg T/2$), то $C_{н} \gg 1/(2fR_{н})$ и напряжение на нагрузке постоянно в течение полупериода. Предположим также, что в установившемся режиме средние значения напряжения на индуктивности i_c и токов в конденсаторе #. равны нулю, т. е.:

$$\int_0^{T/2} U_{др} dt = 0; \quad \int_0^{T/2} i_c dt = 0.$$

Примем, что потери в элементах схемы отсутствуют. В этом идеализированном случае имеем баланс входной и выходной мощностей:

$$I_{вх} U_{вх} = I_{н} U_{н}.$$

Скважность импульсов тока q , поступающих на вход емкостного фильтра, примем больше единицы:

$$q = (T/2)/\tau_1 > 1.$$

При открытом диоде выпрямителя напряжение на вторичной обмотке постоянно и равно напряжению на нагрузке:

$$U_2 = U_{н} = const.$$

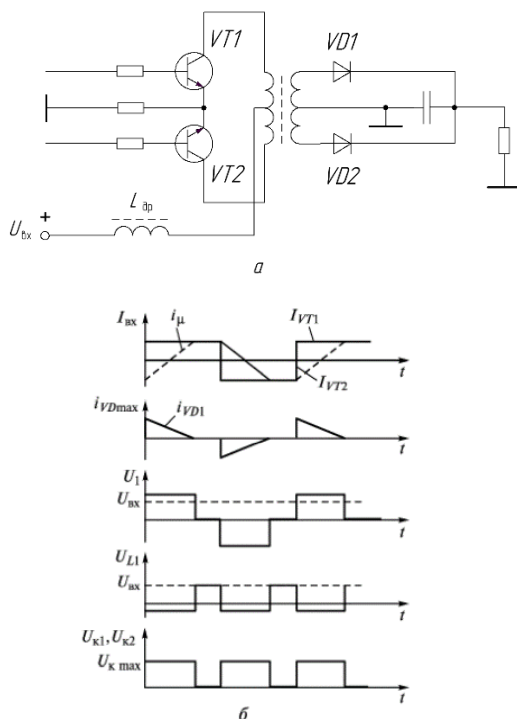


Рис. 1.24.1. Схема двухтактного инвертора с источником постоянного тока на входе (а) и его диаграммы напряжений и токов (б)

Напряжение на первичной полуобмотке также постоянно, поскольку оно связано с напряжением U_2 постоянным коэффициентом трансформации k_T :

$$U_1 = (1/k_T)U_2 = U_H/k_T.$$

Пока открыт диод, напряжение на первичной полуобмотке отлично от нуля, что приводит к изменению тока намагничивания трансформатора со скоростью:

$$\frac{di_\mu}{dt} = \frac{U_1}{L_{1T}} = \frac{U_H}{k_T L_{1T}}.$$



Как только ток намагничивания в момент $t = \tau_1$, достигнет значения $i_{\mu \max} = I_{\text{вх}}$, Дальнейший его рост прекратится и скорость его нарастания станет равной нулю:

$$di_{\mu}/dt = 0.$$

Напряжения на обмотках, пропорциональные скорости изменения тока намагничивания, также станут равны нулю. При этом произойдет отсечка тока диода выпрямителя. Из условия установившегося процесса следует симметрия тока намагничивания, т. е. за промежуток времени от $t = 0$ до $t = \tau_1$ он изменяется от $-I_{\text{вх}}$ до $+I_{\text{вх}}$. Изменение тока намагничивания $\Delta i_{\mu} = 2I_{\text{вх}}$. В то же время:

$$\Delta i_{\mu} = \int_0^{\tau_1} \frac{U_1}{L_{1T}} \tau_1.$$

Следовательно:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{L_{1T}} \tau_1.$$

С учетом зависимости L_{1T} из уравнения $I_{\text{вх}}$ получим:

$$I_{\text{вх}} = \frac{U_1}{4f_{\text{H}}qL_{1T}}.$$

Ток диода, приведенный к первичной полуобмотке, равен разности между током $I_{\text{вх}}$ и током намагничивания. Отсюда следует, что ток диодов интервале от $t = 0$ до $t = \tau_1$ падает линейно от своего максимального значения $i_{\text{д}} = 2I_{\text{вх}}/k_{\text{T}}$ до нуля. В течение интервала τ_2 (от $t = 0$ до $t = T/2$) напряжение на обмотках трансформатора равно нулю.

При отпирании транзистора VT2 в другом плече инвертора происходят процессы, идентичные рассмотренным.

Можно констатировать, что среднее за полупериод напряжение на первичной полуобмотке трансформатора:



$$U_{\text{ВХ}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} U_1 dt = \frac{U_1 \tau_1}{T/2}.$$

Отсюда:

$$U_1 = q U_{\text{ВХ}}. \quad (1.24.6)$$

Подставив уравнение U_1 в выражение $I_{\text{ВХ}}$, получаем:

$$I_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВХ}} / 4 f_{\text{H}} L_{1\text{T}}. \quad (1.24.7)$$

Это уравнение представляет собой входную вольтамперную характеристику (ВАХ) инвертора, которая не зависит от сопротивления нагрузки R_{H} и коэффициента трансформации k_1 . При этом средний за период ток емкости нагрузки C_{H} равен нулю.

Ток нагрузки равен разности между током диода и током емкости. Следовательно:

$$i_{\text{C}} = i_{\text{д}} - i_{\text{H}}.$$

При $I_{\text{H}} = \text{const}$

$$\begin{aligned} \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} (i_{\text{д}} - i_{\text{H}}) dt &= \frac{1}{T/2} \left[\int_0^{\tau} (i_{\text{д}} - i_{\text{H}}) dt + \int_0^{T/2} (i_{\text{д}} - i_{\text{H}}) dt \right] = \\ &= \frac{1}{T/2} \left(\int_0^{\tau} i_{\text{д}} dt - \frac{T}{2} I_{\text{H}} \right) = 0; \quad (1.24.8) \end{aligned}$$

$$I_{\text{H}} = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau} i_{\text{д}} dt = \frac{1}{T/2} \int_0^{\tau_1} i_{\text{д max}} \left(1 - \frac{t}{\tau_1} \right) dt = \frac{i_{\text{д max}}}{2q} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{k_{\text{T}}}.$$

Напряжение на нагрузке:

$$U_{\text{H}} = \frac{U_{\text{ВХ}} R_{\text{H}}}{4 f_{\text{H}} L_{1\text{T}} k_{\text{T}} q}.$$

Из баланса мощностей при отсутствии потерь с учетом выражений получаем:

$$\frac{U_{\text{ВХ}}^2}{4 f_{\text{H}}} = \frac{U_{\text{ВХ}}^2 R_{\text{H}}}{4 f_{\text{H}} L_{1\text{T}} k_{\text{T}} q}.$$



Отсюда:

$$q = \frac{1}{k_T} \sqrt{\frac{R_H}{4f_H L_{1T} k_T q}}$$

Очевидно, что для рассматриваемого режима работы имеет смысл только неравенство $q > 1$, так как при $q < 1$ не будет происходить отсечки тока, импульсы тока диода примут трапецеидальную форму, а ток намагничивания примет треугольную форму.

Напряжения на коллекторах закрытых транзисторов

$$U_{K \max} = 2U_1 = 2qU_{ВХ}$$

Входная мощность равна выходной

$$P_{ВХ} = I_{ВХ} U_{ВХ} = \frac{U_{ВХ}^2}{4f_H L_{1T}} = P_H = I_H U_H$$

и не зависит от параметров нагрузки, т.е. инвертор является стабилизатором мощности нагрузки с внутренним ШИМ, и его выходная характеристика описывается гиперболой.

Режим с $q > 1$ можно задать выбором соответствующей частоты преобразования и значения индуктивности первичной обмотки трансформатора при заданной номинальной выходной мощности. Индуктивность, в свою очередь обратно пропорциональна значению немагнитного зазора в сердечнике, а частота преобразования задается узлом управления.

При выполнении условия $q > 1$, значение выходного напряжения, пропорционально входному напряжению $U_{ВХ}$, скважности импульсов 4 и сопротивлению нагрузки R_H .

При изменении входного напряжения в $(1 \pm \gamma_u)$ раз, где $\gamma_u = \Delta U_{ВХ} / U_{ВХ}$ - относительное изменение входного напряжения, для поддержания выходного напряжения на заданном уровне скважность импульсов тока должна быть изменена в $(1 \pm \gamma_u)$ раз. Напряжение на выходе ИЭП будет постоянным, если среднее значение напряжения на входной обмотке трансформатора постоянно. Это постоянство, при изменении скважности импульсов q в $(1 \pm \gamma_u)$ раз может быть обеспечено изменением входного тока инвертора в $1/(1 \pm \gamma_u)$ раз. Следует, что:



$$U_1 = I_n k_T q^2 4f L_{1T}.$$

т.е. для поддержания среднего значения U_1 постоянным при изменении тока нагрузки в $1 / (1 - \gamma_i)$ раз, где $\gamma_i = \Delta I_n / I_n$ - относительное изменение тока нагрузки, скважность импульсов тока должна быть изменена в $1 / \sqrt{1/(1 - \gamma_i)}$ раз и, следовательно, скважность входного тока инвертора – в $1/(1 - \gamma_i)$ раз. Входной ток инвертора равен току коллектора транзисторов ключевого компонента, который в режиме, близком к режиму насыщения, зависит от тока базы:

$$I_K = \beta I_B.$$

Таким образом, из анализа схемы инвертора с источником постоянного тока на входе следует, что регулирование выходного напряжения при изменении влияющих величин можно осуществлять регулированием входного напряжения инвертора, а также регулированием тока базы транзисторов инвертора. Кроме того, скважность импульсов тока может регулироваться изменением частоты переключения транзисторов инвертора.