



1.16. СПОСОБЫ ИМПУЛЬСНОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ ВЫХОДНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ИЭП

Выходное напряжение ИЭП изменяется в процессе его работы под воздействием изменений тока нагрузки, входного напряжения, температуры окружающей среды, ионизирующих излучений, влажности окружающего воздуха, механических воздействий. Поэтому в процессе эксплуатации ИЭП необходимо поддерживать значение выходного напряжения в определенном диапазоне изменений, т. е. осуществлять процесс регулирования, который может выполняться вручную (оператором) или автоматически. Источник электропитания называют *стабилизирующим*, если в нем поддерживается уровень напряжения или тока с заданной степенью точности.

В зависимости от вида регулирования различают *параметрические* и *компенсационные* стабилизирующие источники.

Для параметрической стабилизации при постоянном токе применяют стабилитроны и транзисторные переходы с нелинейной характеристикой, а при переменном токе — электромагнитные компоненты, например дроссели.

Компенсационные стабилизирующие ИЭП представляют собой устройства автоматического регулирования с отрицательной обратной связью. Сигнал обратной связи с выхода таких ИЭП воздействует на имеющийся в его составе регулирующий узел. В компенсационных стабилизаторах напряжения сигнал обратной связи определяется уровнем выходного напряжения, в стабилизаторах тока — уровнем выходного тока.

В зависимости от принципа регулирования различают компенсационные ИЭП *непрерывного* и *импульсного* действия. Регулирующий узел в ИЭП непрерывного действия включается параллельно или последовательно нагрузке. В источниках электропитания импульсного действия для регулирования выходного напряжения применяются различные виды *модуляции*:

а) амплитудная модуляция (АМ) – регулирование осуществляется изменением амплитуды (при гармонических колебаниях) или максимального значения (при негармонических колебаниях) напряжения;



б) частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) – регулирование осуществляется изменением частоты следования импульсов напряжения;

в) фазоимпульсная модуляция (ФИМ) – регулирование напряжения осуществляется изменением его фазы;

г) широтно-импульсная модуляция (ШИМ) - регулирование выходного напряжения осуществляется изменением длительности импульсов при постоянной частоте следования;

д) частотно-широотно-импульсная модуляция (ЧШИМ) – в одной части диапазона регулирование напряжения осуществляется в режиме ШИМ, а в другой части диапазона происходит переход в режим ЧИМ;

е) интегрально-широотно-импульсная модуляция (ИШИМ) – длительность импульсов определяется всей совокупностью значений управляющего сигнала на тактовом промежутке времени.

Наиболее широкое распространение в ИЭП ЭА получила ШИМ. Интерес представляет также ИШИМ, обеспечивающая высокую точность разомкнутых широтно-импульсных устройств регулирования и стабилизации.

К достоинствам ШИМ следует отнести отсутствие статических потерь (по сравнению с амплитудной модуляцией), стабильность частоты сигнала и, следовательно, параметров обратной связи (по сравнению с частотной модуляцией). При широтно-импульсной модуляции осуществляется плавное регулирование момента появления сигнала, открывающего или закрывающего транзистор в зависимости от значения сигнала обратной связи с выхода источника электропитания.

При импульсах одной полярности модулирующий сигнал преобразуется в последовательность однополярных периодически повторяющихся широтно-модулированных импульсов. Такая ШИМ получила название одноканальная ШИМ. При необходимости использования двухполярного модулирующего сигнала его предварительно преобразуют в однополярный модулирующий сигнал с помощью добавления постоянной составляющей. Длительность импульсов в одноканальной ШИМ определяется дискретными значениями модулирующего сигнала. На рис. 1.16.1 приведена диаграмма, поясняющая действие одноканальной ШИМ.

Одноканальная ШИМ характеризуется следующими параметрами:



При двухтактной ШИМ (рис. 1.16.2) длительность каждого импульса определяется его абсолютным значением в определенные моменты времени, а полярность импульса – полярностью модулирующего сигнала $U_{упр}$.

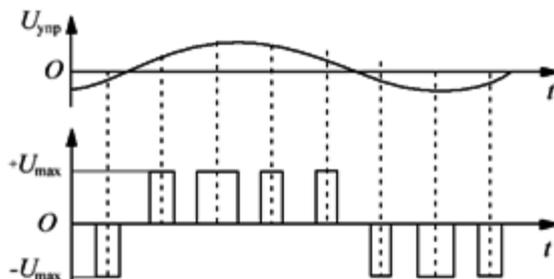


Рис. 1.16.2. Диаграмма напряжений при двухтактной ШИМ

Двухтактная ШИМ характеризуется следующими параметрами:

а) коэффициентом d модуляции импульсов по длительности:

$$d_0 = h_0 \frac{\tau_{0\ max}}{T_{И}}$$

б) коэффициентом μ следования импульсов:

$$\mu = \Omega/\omega$$

В стабилизирующих ИЭП должно осуществляться подавление пульсации входного напряжения, поэтому при однотактной или двухтактной ШИМ в последних выражениях необходимо принимать частоту модулирующего сигнала равной частоте $\omega_{вх}$, пульсации входного напряжения:

$$\omega = \omega_{вх}$$

Как при однотактной, так и при двухтактной ШИМ длительность импульса может изменяться за счет изменения положения фронта, спада или фронта и спада. Поэтому различают однотактную одностороннюю (ООШИМ), двухтактную одностороннюю (ДОШИМ), однотактную двустороннюю (ОДШИМ) и двухтакт-



ную двустороннюю (ДДШИМ) широтно-импульсные модуляции. В зависимости от момента выборки значения сигнала, определяющего длительность импульса, одноктактные и двухтактные виды ШИМ делят на четыре вида:

1) при ШИМ первого вида (ШИМ-I) фронт импульса определяется значением сигнала в момент времени, совпадающий с модулируемым фронтом импульса;

2) при ШИМ второго вида (ШИМ-II) фронт импульса определяется значением сигнала в тактовый момент времени;

3) при ШИМ третьего вида (ШИМ-III) уровень сигнала, определяющий длительность импульса, находится внутри интервала действия импульса и отстоит от модулируемого фронта на некоторую часть длительности импульса;

4) при ШИМ четвертого вида (ШИМ-IV) смещение фронта импульса относительно тактового момента определяется абсолютным значением сигнала в момент времени, который расположен внутри интервала смещения фронта и отстоит от тактового импульса на время, равное некоторой части смещения, соответствующего модулирующему сигналу в тактовый момент времени [1].

Использование интегральной широтно-импульсной модуляции при регулировании и стабилизации напряжения (ИШИМ) позволяет синтезировать одноктактную одностороннюю и двустороннюю ШИМ, обладающую высокими качественными показателями и обеспечивающую требуемую точность разомкнутых широтно-импульсных устройств регулирования и стабилизации. При осуществлении такого синтеза необходимо удовлетворить противоречивые требования высокой точности устройства и низкой частоты следования импульсов.

При интегральной ШИМ определяется длительность импульсов модуляции в соответствии с результатами анализа входного сигнала на всем тактовом промежутке, что обеспечивает достаточно хорошую помехозащищенность. Подобную модуляцию называют *интегральной ШИМ по входу*. Однако эта модуляция не учитывает искажения формы импульсов и пульсации напряжения ИЭП, которые могут вызвать паразитную амплитудную модуляцию и ухудшить точность воспроизведения выходного сигнала и стабильность его характеристик. Для работы преобразователя напряжения с неидеальными импульсами и значительной пульсацией напряжения электропитания используется *интегральная модуляция по входу и выходу*. В этом случае в качестве параметра модуляции ис-



пользуется не длительность импульса, а его площадь, которая выбирается по интегралу входного сигнала на тактовом промежутке. Такая модуляция определяется равенством вольт-секундных площадей (интегралов) сигнала управления S и сигнала обратной связи (сравнения) S' .

Преобразователи с одноктактной интегральной ШИМ не нашли широкого применения, так как они обладают низким коэффициентом использования длительности периода (не более $0,5T$), для повышения которого необходимо вводить изменение частоты дискретизации в зависимости от уровня сигнала управления в весьма широких пределах. Однако в ИЭП желательно иметь стабильную частоту дискретизации (преобразования).

Преобразователи с двухтактной интегральной ШИМ бывают с непрерывным и с потактовым занесением сигнала управления в интегратор. В первом случае сигнал управления заносится на всем интервале работы, во втором – лишь во время соответствующего тактового промежутка.

Использование интегральной ШИМ при синусоидальных сигналах сравнения имеет ряд особенностей. Различают три метода формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения, отличающихся расположением импульса в тактовом промежутке (рис. 1.16.3). При применении первого метода (рис. 1.16.3, а) импульс находится в начале тактового промежутка, при втором (рис. 1.16.3, б) – симметрично относительно середины тактового промежутка, при третьем (рис. 1.16.3, в) – в конце тактового промежутка.

Третий метод формирования импульсов используется в основном в тиристорных регуляторах с фазовым управлением. Возникающие при этом методе ошибки можно отработать лишь в следующем тактовом промежутке, что ухудшает качественные характеристики интегральной ШИМ.

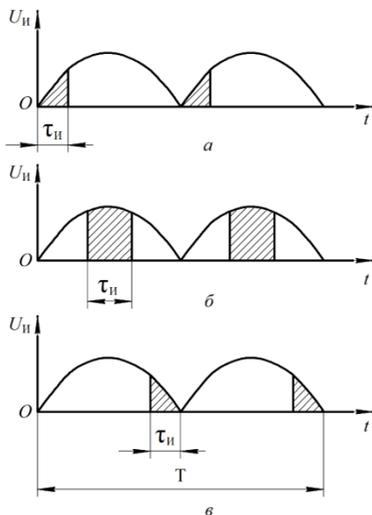


Рис. 1.16.3. Методы формирования импульсов при синусоидальных сигналах сравнения и расположении импульса:
 а – в начале тактового промежутка; б – симметрично относительно середины тактового промежутка; в – в конце тактового промежутка

Основным звеном устройства с интегральной ШИМ является интегратор с потактовым или непрерывным занесением сигнала управления. Рассмотрим структурную схему ИЭП с двухтактной интегральной ШИМ и непрерывным занесением, реализующую первый метод формирования импульсов, и ее временную диаграмму работы (рис. 1.16.4 и 1.16.5).

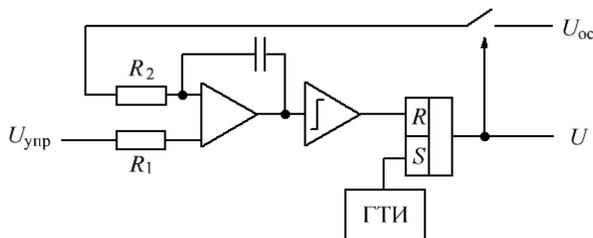


Рис. 1.16.4. Структурная схема ИЭП с двухтактной ИШИМ



На интервале занесения ток управления:

$$I_{\text{упр}} = -U_{\text{упр}}/R_1.$$

К моменту прихода тактового импульса напряжение на выходе интегратора достигнет значения:

$$U_{\text{инт}}(T/2) = \frac{1}{R_1 C} U_{\text{упр}}(T - \tau_{\text{и}}).$$

После прихода тактового импульса входной ток интегратора имеет вид:

$$I_{\text{инт}} = -\frac{U_{\text{упр}}}{R_1} + \frac{U_0}{R_2} \sin(\pi - \omega t). \quad (1.16.1)$$

Напряжение на выходе интегратора изменяется согласно выражению:

$$U_{\text{инт}}(t) = \frac{1}{R_1 C} U_{\text{упр}} T - \frac{U_0}{2\pi R_2 C} T + \frac{U_0}{2\pi R_2 C} T \cos \omega t.$$

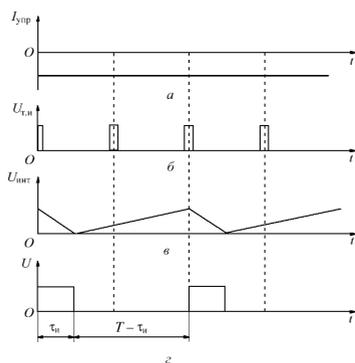


Рис. 1.16.5. Диаграммы работы ИЭП с двухтактной интегральной широтно-импульсной модуляцией:

a – ток управления; *б* – напряжение тактовых импульсов; *в* – напряжение на выходе интегратора; *г* – напряжение на выходе пороговой схемы



При условии постоянства U_0 выражение (1.16.2) можно преобразовать:

$$k_1(t) = k_2 - \frac{1}{\pi} \left(1 - \cos 2\pi \frac{t}{T} \right),$$

где $k_1 = \frac{U_{\text{инт}} R_2 C}{U_0 T}$ – относительный уровень выходного напряжения;

$$k_2 = \frac{U_{\text{упр}} R_2}{U_0 R_1} - \text{относительный уровень сигнала занесения.}$$

Выражение может быть приведено к следующему виду:

$$k_3(t) = \sin \left(\pi - 2\pi \frac{t}{T} \right).$$

Здесь $k_3(t) = I_{\text{инт}} R_2 / U_0$ – относительный входной ток интегратора.

Формирование импульса на выходе устройства заканчивается при достижении напряжением на выходе интегратора нулевого значения, что определяется условием:

$$k_1(t) \leq k_3(t).$$

Однако при определенном значении k_2 входной ток интегратора может стать равным нулю прежде, чем напряжение на выходе интегратора достигнет нулевого значения. При этом импульс будет сформирован лишь после прихода тактового импульса, результатом чего будет ошибка в установлении длительности импульса (рис. 1.16.6).

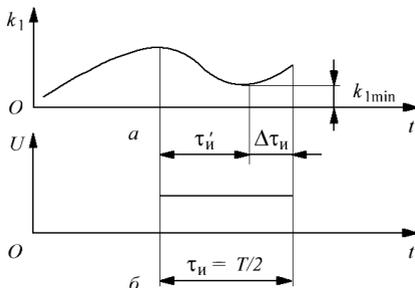


Рис. 1.16.6. Диаграммы процесса возникновения ошибки длительности импульса при модуляции с непрерывным занесением:
a – изменение относительного уровня выходного напряжения;
б – выходной импульс модулятора

Относительное значение сигнала занесения, при котором возможно формирование ширины импульса без ошибки, может быть определено из условий:

$$\begin{cases} k_1(t) = 0; \\ k_3(t) = 0. \end{cases}$$

Отсюда получаем:

$$k_2 = \frac{4\pi}{4\pi^2 + 1} = 0,3103;$$

$$\left(\frac{\tau_{и}}{T_0}\right)_{кр} = \frac{1}{2\pi} (\pi - \arcsin k_{2max}) = 0,4498.$$

Из последней зависимости видно, что тактовый промежуток используется не полностью. Коэффициент его использования уменьшается примерно на 10 %.

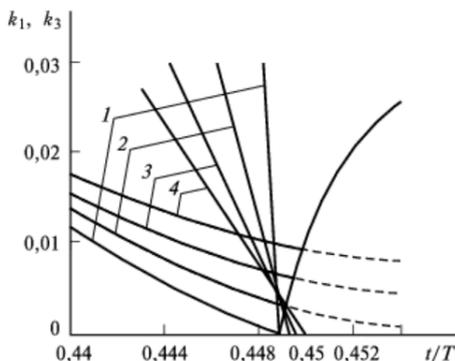


Рис. 1.16.7. Зависимости k_1 и k_3 от t/T для различных значений k_2 :

$$1 - k_2 = 0,31; 2 - k_2 = 0,312; 3 - k_2 = 0,314; 4 - k_2 = 0,316;$$

На рис. 1.16.7 приведены графики зависимости коэффициентов k_1 и k_3 от t/T для различных значений k_2 . На рисунке можно отметить две области: в одной области ошибка сравнения обрабатывается полностью, в другой — переносится из такта в такт с частичной обработкой. Уравнение кривой, разделяющей эти области, определяется равенством $k_1(t) = k_3(t)$ и имеет вид:

$$k_2 - \frac{1}{2\pi} \left(1 - \cos 2\pi \frac{t}{T} \right) = \sin \left(\pi - 2\pi \frac{t}{T} \right) - k_2.$$

Перенос ошибки из такта в такт приводит к ее частичной обработке, поэтому в конечном счете в некотором такте она будет отработана полностью. Для определения этого такта предположим, что относительный уровень управляющего сигнала до момента времени $\tau_{и}/T$ равен $k_{2кр}$, а в момент времени $\tau_{и}/T$ увеличился до значения k_2 . На интервале сравнения относительный уровень выходного напряжения интегратора достигает минимального значения:

$$k_{1 \min} = k_2 + \frac{k_2}{2\pi} (\arcsin k_{2 \text{кр}} - \arcsin k_2) - \frac{1}{2\pi} \sqrt{1 - k_2^2} - \frac{1}{2\pi}.$$



В последующих тактах благодаря частичной обработке ошибки минимальное значение относительного уровня выходного напряжения интегратора снижается и в некотором такте достигает нуля. Номер такта, при котором ошибка будет обработана полностью, определяется зависимостью:

$$n_1 = \frac{k_2(\arcsin k_2 - \arcsin k_{2\text{кр}}) + \sqrt{1 - k_2^2}}{2(1 - \pi k_2)}.$$

Перенос ошибки в такт до полной отработки приводит к изменению ширины импульсов с частотой:

$$f = f_0/n,$$

$$\text{где } f_0 = 2\pi/T.$$

При некотором значении:

$$k_{2\text{max}} = \frac{1}{\pi} = 0,3183$$

ошибка переносится в бесконечность, т.е. ее отработка отсутствует.

При втором методе формирования ширины импульсов, также имеет место перенос ошибки. Относительный уровень выходного напряжения интегратора имеет вид:

$$k_1 = k_2 - \frac{1}{\pi} \sin \pi(t/T),$$

а относительный уровень входного тока выражается зависимостью:

$$k_3 = \cos 2\pi(t/T) - k_2.$$

Критическому значению относительного входного сигнала:

$$k_{2\text{кр}} = \frac{1}{\sqrt{1+\pi^2}} = 0,3033$$



соответствует ширина импульса:

$$\left(\frac{\tau_{и}}{T}\right)_{кр} = \pm \frac{1}{2\pi} \arcsin \pi k_2 \text{ кр} = \pm 0,2008.$$

Таким образом, при втором методе формирования импульсов коэффициент использования периода сигнала снижается примерно на 20 %. Номер такта, в котором заканчивается отработка ошибки, определяется по формуле:

$$n_2 = \left[k_2 (\arccos k_2 - \arcsin k_2 \text{ кр}) + \sqrt{1 - k_2^2} \right] / 2(1 - \pi k_2).$$

Графики зависимости номера такта от уровня k_2 приведены на рисунке 1.16.8. В устройстве с потактовым занесением сигнала управления перенос ошибки отсутствует, поэтому коэффициент использования периода сигнала приближается к единице.

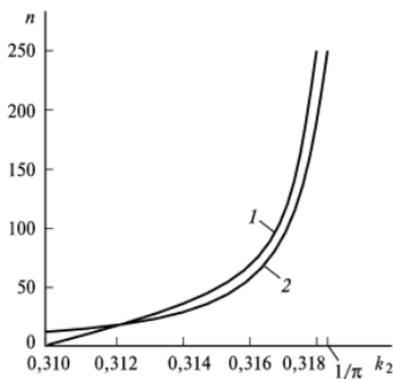


Рис. 1.16.8. Зависимость номера такта n от уровня k_2 :
1 – первый метод формирования импульсов; 2 – второй метод формирования импульсов

Метод фазоимпульсной модуляции используется в основном для управления тиристорами регулируемых выпрямителей и ведомых сетью инверторов, когда управляющий импульс сдвигается по фазе относительно момента изменения полярности напряжения синусоидальной формы. Регулирование методом ФИМ применяет-



ся также в автономных инверторах тока и напряжения и в мостовых схемах инверторов на полевых транзисторах путем сдвига фазы управляющих импульсов одного плеча преобразователя относительно другого плеча. Использование метода ФИМ в мощных преобразователях позволяет суммировать выходные мощности двух мостовых схем путем векторного сложения напряжений на выходных обмотках трансформатора при помощи фазового регулирования управляющих импульсов типа меандр.