

Динамика импульсных преобразователей

при изменении выходного тока

Описываются процессы в элементах импульсного преобразователя при скачкообразном изменении выходного тока. Приводятся соотношения для оценки переходного отклонения выходного напряжения. Рассматривается влияние паразитных параметров реальных узлов и элементов на амплитуду переходного отклонения и вид переходного процесса.

Анатолий Миронов

Подача на преобразователь напряжения испытательных сигналов импульсного типа — наиболее важная и сложная часть любых испытаний. Обычно это требует применения специальных приспособлений, схем подключения, коммутаторов и устройств регистрации. Однако эти трудности с лихвой компенсируются дополнительной информацией о приборе, которую другим способом получить не удастся. Особенно такие испытания актуальны сейчас, когда появились целые классы импульсных нагрузок — импульсные излучатели различных типов, накопители энергии, заряжаемые в импульсном режиме, и т. д. В статье рассматриваются вопросы формирования переходных отклонений (ПО) на выходе импульсного стабилизирующего преобразователя напряжения (ИСПН) при работе на импульсную нагрузку.

Обобщенная функциональная схема однотактного ИСПН понижающего типа, удобная для анализа динамики, показана на рис. 1.

Предположим, что преобразователь работает на постоянной частоте под управлением устройства управления (УУ) на ШИМ-контроллере, нагрузка подключена, то есть ключ Кл2 замкнут. Работа ИСПН происходит следующим образом. Каждый период T ключ Кл1 открывается на время $t_{и} < T$, подсоединяя дроссель L к источнику входного напряжения $U_{вх}$. На этом интервале ток через дроссель I_L увеличивается, заряжая выходной сглаживающий конденсатор

С током I_C и питая нагрузку H . На интервале закрытого состояния ключа Кл1 ток I_L уменьшается, протекая также через конденсатор C , нагрузку и диод VD. УУ измеряет выходное напряжение и устанавливает такой коэффициент заполнения $K_3 = t_{и}/T$, при котором независимо от значения входного напряжения и уровня нагрузки выходное напряжение $U_{вх}$ поддерживается постоянным с небольшой пульсацией $\delta U_{вх}$.

Для анализа предположим, что все элементы схемы и протекающие в ней процессы идеальны, а именно (1):

- ключи Кл1, Кл2 и диод VD переключаются мгновенно и при протекании тока не имеют падения напряжения;
- дроссель L и конденсатор C не имеют последовательного сопротивления и паразитных параметров;
- обратная связь ОС работает мгновенно, без запаздывания;
- амплитуда пульсаций тока в дросселе δI_L много меньше его значения при номинальном токе нагрузки $I_{ном}$;
- амплитуда пульсаций напряжения на конденсаторе C много меньше постоянного напряжения на нем.

Рассмотрим процессы в элементах схемы ИСПН при скачкообразном изменении выходного тока от номинального значения $I_{ном}$ до нуля. Эквивалентная схема ИСПН для этого режима показана на рис. 2.

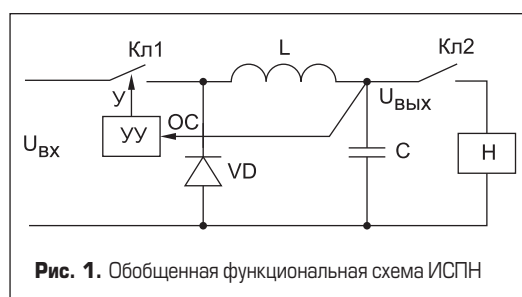


Рис. 1. Обобщенная функциональная схема ИСПН

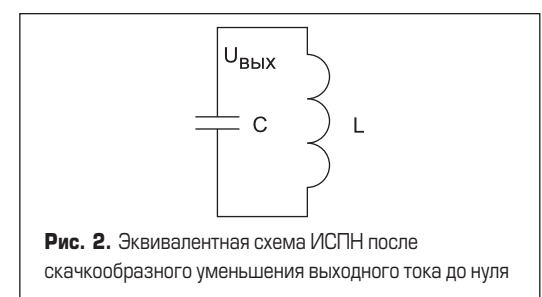


Рис. 2. Эквивалентная схема ИСПН после скачкообразного уменьшения выходного тока до нуля

Ключ Кл2 размыкается. После этого ток в дросселе L продолжает протекать в том же направлении, замыкаясь теперь через диод VD и заряжая конденсатор C . При увеличении напряжения на нем обратная связь ОС мгновенно передает сигнал в ШИМ-контроллер, который размыкает ключ Кл1 и не включает его до тех пор, пока выходное напряжение ИСПН не уменьшится до номинального значения. Эпюры напряжений и токов в элементах для этого режима работы ИСПН изображены на рис. 3.

Рассчитаем величину переходных отклонений на выходе ИСПН при скачкообразном изменении выходного тока (тока нагрузки). Допустим, за момент до коммутации ИСПН работал с максимальным током нагрузки $I_H = I_{НОМ}$. Сразу после размыкания ключа Кл2 имеем:

$$U_L = U_C = U_{ВЫХ}$$

Поскольку напряжение, приложенное к дросселю, на этом этапе работы ИСПН постоянно и обратной полярности, ток в нем начнет уменьшаться до нуля по линейному закону:

$$I_L = U_L \frac{t}{L}$$

Тогда время, за которое амплитуда пульсации выходного напряжения достигнет максимума, составит:

$$\Delta t_+ = t_2 - t_1 = \Delta I_L \frac{L}{U_L} = I_H \frac{L}{U_{ВЫХ}} \quad (2)$$

С другой стороны, увеличение напряжения ΔU_C на конденсаторе C за время Δt_+ можно рассчитать из выражения:

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} I(t) dt, \quad (3)$$

которое при линейном законе изменения тока от $I_{НОМ}$ до нуля выглядит проще:

$$\Delta U_C = I_H \frac{\Delta t_+}{2C} \quad (4)$$

Тогда, подставив выражение ΔU_C из (3) в (4), получаем итоговое выражение для увеличения напряжения ΔU_C , то есть величину переходного отклонения положительной полярности $ПО_+$

$$\Delta U_C = \delta U_{ВЫХ \text{ МАКС}} = ПО_+ = I_{НОМ}^2 \frac{L}{2C \times U_H} \quad (5)$$

Учитывая, что выходное напряжение ИСПН U_H за момент до коммутации определялось из выражения $U_{ВЫХ} = U_{ВХ} \times K_3$, выражение (5) для оценки амплитуды $ПО_+$ получает следующий окончательный вид:

$$ПО_+ = \delta U_{ВЫХ \text{ МАКС}} = I_{НОМ}^2 \frac{L}{2C \times U_{ВХ} \times K_3} \quad (6)$$

После коммутации выходное напряжение медленно уменьшается до номинального значения, так как выходной ток $I_H = 0$ и разряд конденсатора C производится практически резисторным делителем выходного напряжения и резисторами подгрузки (если таковые установлены). Если вместо диода VD в схеме ИСПН стоит синхронный ключ на транзисторе, разряд конденсатора C происходит так же быстро, как и заряд (на рис. 3 показано пунктиром).

Рассмотрим теперь процессы в элементах ИСПН при скачкообразном изменении выходного тока от нуля до номинального значения $I_{НОМ}$. Ключ Кл2 теперь замыкается. Эквивалентная схема ИСПН для этого режима показана на рис. 4.

Отметим, что при регулировке реального ИСПН всегда выполняются два дополнительных условия:

- значение тока защиты от перегрузок на выходе устанавливается на 20–30% больше номинального выходного тока: $I_{ВЫХ \text{ МАКС}} = I_{ЗАЩ} > I_{НОМ}$;

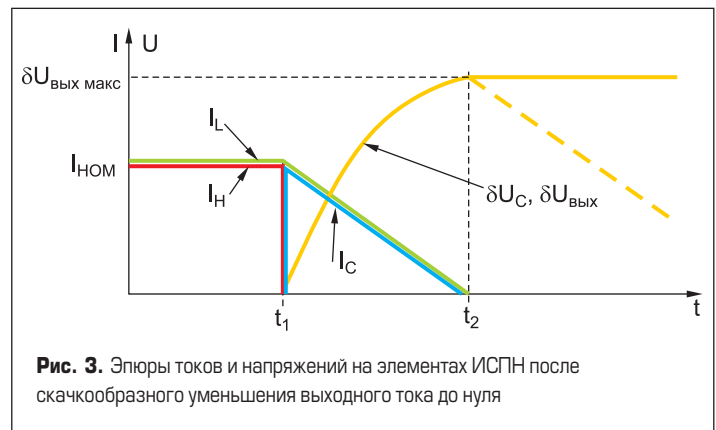


Рис. 3. Эпюры токов и напряжений на элементах ИСПН после скачкообразного уменьшения выходного тока до нуля

- максимальное значение коэффициента заполнения ШИМ-контроллера ИСПН изначально устанавливается больше, чем необходимо даже для стабилизации выходного напряжения при минимальном входном напряжении и максимальном токе нагрузки: $K_{3 \text{ МАКС}} > K_3$. Это делается для того, чтобы при влиянии самых неблагоприятных внешних воздействующих факторов (ВВФ) — температуры окружающей среды, давления, влажности, старения элементов — ИСПН обеспечивал стабилизацию выходного напряжения при максимальном выходном токе.

Эпюры напряжений и токов в элементах для этого режима работы ИСПН показаны на рис. 5.

При замыкании ключа Кл2 в нагрузке протекает ток $I_{НОМ}$. Его первоначально обеспечивает разряд конденсатора C . Поскольку за момент до коммутации ключ Кл1 был выключен, ток в дросселе отсутствовал: $I_L = 0$. Выходное напряжение начинает уменьшаться, и ОС моментально включает подачу управляющих импульсов на ключ Кл1. Пока выходное напряжение меньше номинального и ток через ключ

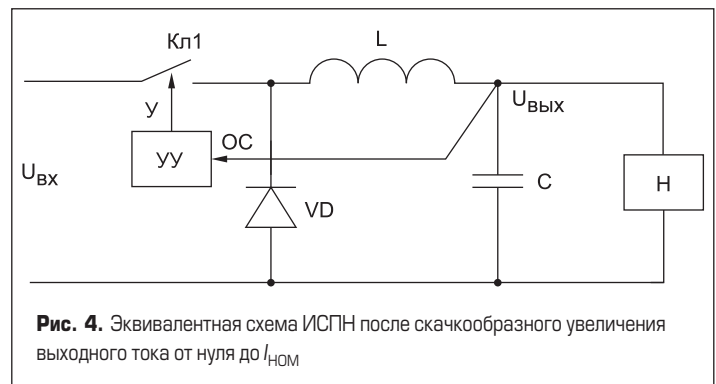


Рис. 4. Эквивалентная схема ИСПН после скачкообразного увеличения выходного тока от нуля до $I_{НОМ}$

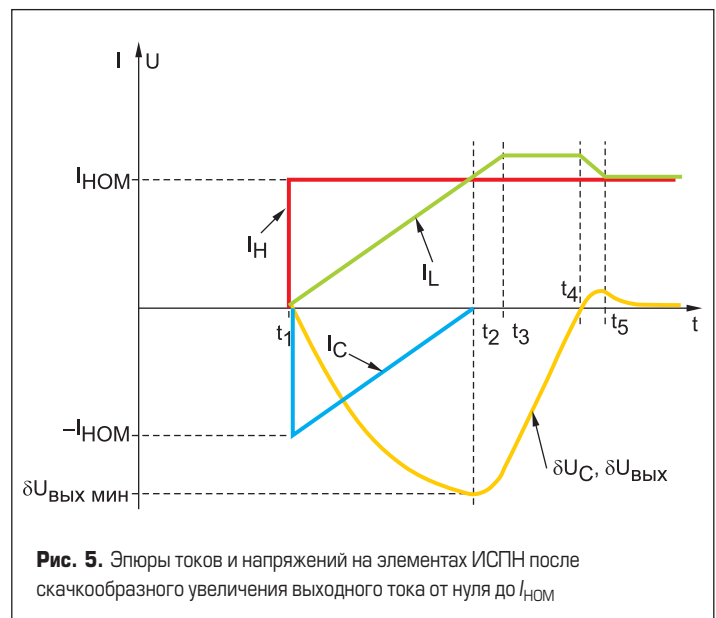
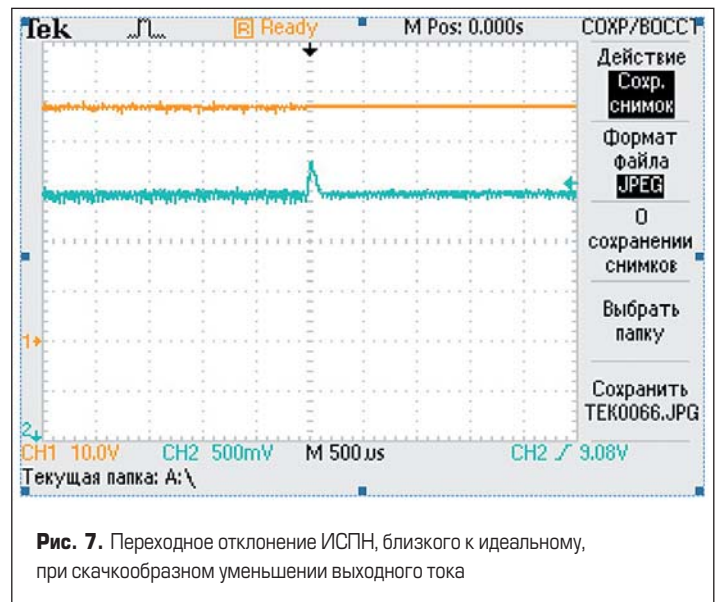
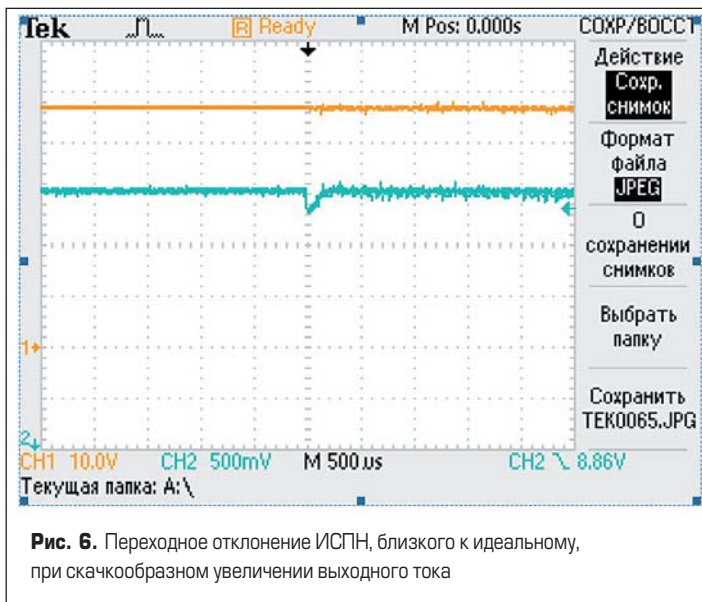


Рис. 5. Эпюры токов и напряжений на элементах ИСПН после скачкообразного увеличения выходного тока от нуля до $I_{НОМ}$



Кл1 меньше тока защиты, ШИМ-контроллер работает с максимальным коэффициентом заполнения $K_3 = K_{3\text{МАКС}}$.

Ток дросселя каждый период увеличивается, и когда он достигает значения $I_{\text{НОМ}}$, выходное напряжение прекращает свое падение — переходное отклонение достигает максимального отрицательного значения $PO_- = \delta U_{\text{ВЫХ МИН}}$. Увеличение тока дросселя продолжается до значения $I_{\text{ЗАЩ}} > I_{\text{НОМ}}$. Поскольку ток, передаваемый в нагрузку, теперь превышает ток, потребляемый нагрузкой, их разница заряжает выходной конденсатор C и выходное напряжение восстанавливается до номинального значения. После этого коэффициент заполнения уменьшается в итоге до значения K_3 , ток в дросселе также уменьшается до значения $I_L = I_{\text{НОМ}}$. Это может сопровождаться небольшим колебательным процессом, как показано на рис. 5.

Теперь рассчитаем ПО при скачкообразном увеличении тока нагрузки в соответствии с изложенной выше методикой. После замыкания ключа Кл2 ШИМ-контроллер работает с максимальным коэффициентом заполнения $K_{3\text{МАКС}}$. Тогда среднее значение напряжения на дросселе за период можно определить как:

$$U_L = (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{НОМ}}) \times K_{3\text{МАКС}} - U_{\text{НОМ}} \times (1 - K_{3\text{МАКС}}) = U_{\text{ВХ}} \times K_{3\text{МАКС}} - U_{\text{НОМ}}$$

А с учетом того, что выходное напряжение $U_{\text{НОМ}}$ вырабатывается ИСПН из входного при коэффициенте заполнения K_3 , имеем среднее значение напряжения на дросселе за период:

$$U_L = U_{\text{ВХ}} \times (K_{3\text{МАКС}} - K_3). \quad (7)$$

ПО имеет абсолютное максимальное значение при значении тока в дросселе $I_L = I_{\text{НОМ}}$. Если к дросселю приложено среднее за период напряжение U_L , это вызывает увеличение тока в дросселе в соответствии с зависимостью $I_L(t) = U_L \times t / L$, и для значения $I_L = I_{\text{НОМ}}$ это выражение можно записать следующим образом:

$$I_L = I_{\text{НОМ}} = \frac{U_L (t_2 - t_1)}{L}. \quad (8)$$

Подставляя выражение U_L из (7) в (8), получаем время формирования максимального переходного отклонения отрицательного значения PO_-

$$t_2 - t_1 = \Delta t_- = \frac{I_{\text{НОМ}} L}{U_{\text{ВХ}} (K_{3\text{МАКС}} - K_3)}. \quad (9)$$

Величину переходного отклонения PO_- (абсолютное значение) определим из выражения (2):

$$PO_- = \delta U_{\text{ВЫХ МИН}} = I_C \frac{\Delta t_-}{2C} = \frac{I_{\text{НОМ}}^2 L}{2C U_{\text{ВХ}} (K_{3\text{МАКС}} - K_3)}. \quad (10)$$

Итак, выражения (6) и (10) определяют максимальные значения переходных отклонений идеального ИСПН. Это минимальные значения, которых можно достичь в реальном ИСПН. И если рассчитанные значения превышают требуемые в техническом задании, нужно сразу менять типы и номиналы используемых компонентов, частоту преобразования.

Иногда представляет интерес параметр N как отношение PO_+ / PO_- . Поделив (6) на (10), получим:

$$N = (K_{3\text{МАКС}} / K_3) - 1, \quad (11)$$

то есть для идеального ИСПН соотношение N определяется исходной установкой $K_{3\text{МАКС}}$ и входным напряжением преобразователя.

Как пример испытания ИСПН, близкого к идеальному, на рис. 6 и 7 приведены осциллограммы переходных процессов в ИСПН серии МДС12-Е09 (входное напряжение 10–50 В, выходное напряжение 9 В, частота преобразования 900 кГц) при входном напряжении 27 В и скачкообразном изменении тока нагрузки от 0 до 15 А [1].

В устройстве применены высококачественные ключи на МДП-транзисторах, керамические конденсаторы в фильтре, дроссель с малым активным сопротивлением обмотки. Все это приближает ИСПН к идеальному варианту. Это подтверждают и переходные процессы: характер процесса — аperiodический, PO_+ составляет 2,2 % от номинального значения выходного напряжения, PO_- — 3,3 % без дополнительных конденсаторов на выходе. Длительность переходного процесса около 150 мкс.

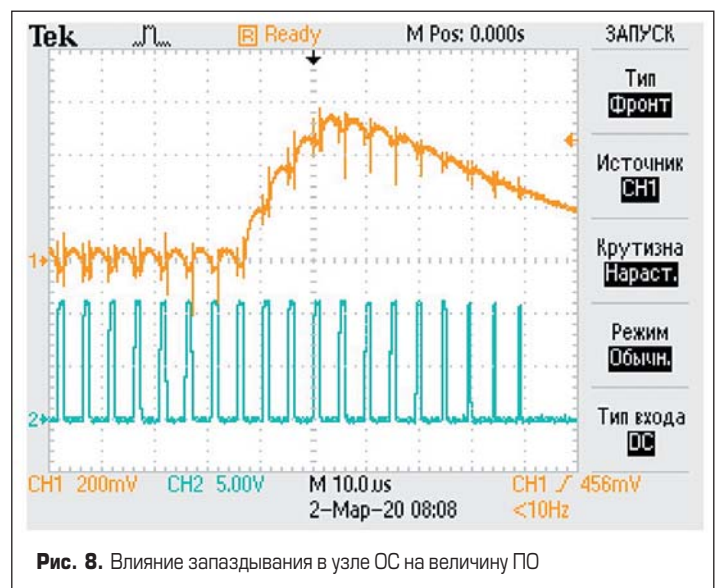


Рис. 8. Влияние запаздывания в узле ОС на величину ПО

Однако любое несоблюдение условий (1) приводит к отклонению измеренного значения ПО от расчетного в большую сторону. На рис. 8 показано влияние запаздывания в узле ОС на величину ПО преобразователя серии МАА80-1С05 (выходная мощность 80 Вт, входное переменное напряжение 220 В, выходное постоянное напряжение 5 В, частота преобразования около 200 кГц). На выходе преобразователя дополнительно установлен конденсатор 2200 мкФ. Желтым цветом показана переменная составляющая выходного напряжения, зеленым — управляющий импульс на выходе ШИМ-контроллера. После скачкообразного уменьшения выходного тока с 16 до 1,6 А еще три периода длительность управляющего импульса не меняется, хотя выходное напряжение увеличивается. И только на четвертом периоде чуть заметно ее уменьшение. Полностью импульс блокируется только после 11 периодов работы преобразователя! Неудивительно, что $ПО_+$ при такой работе ОС превышает 10% относительно номинального значения выходного напряжения даже с дополнительным конденсатором. Уменьшение запаздывания в узле ОС с помощью оптимизации параметров цепей коррекции приводит к неустойчивой работе преобразователя.

Применение в фильтре электролитических конденсаторов со значительным эквивалентным последовательным сопротивлением (ЭПС) повышает устойчивость преобразователя, но отрицательно сказывается на его динамике. На рис. 9 показана осциллограмма ПО того же преобразователя при скачкообразном увеличении выходного тока с 0 до 16 А без дополнительных конденсаторов на выходе.

$ПО_-$ составляет 24%, что на порядок превышает аналогичный показатель у ИСПН серии МДС12 (рис. 6) при практически таком же диапазоне изменения выходного тока!

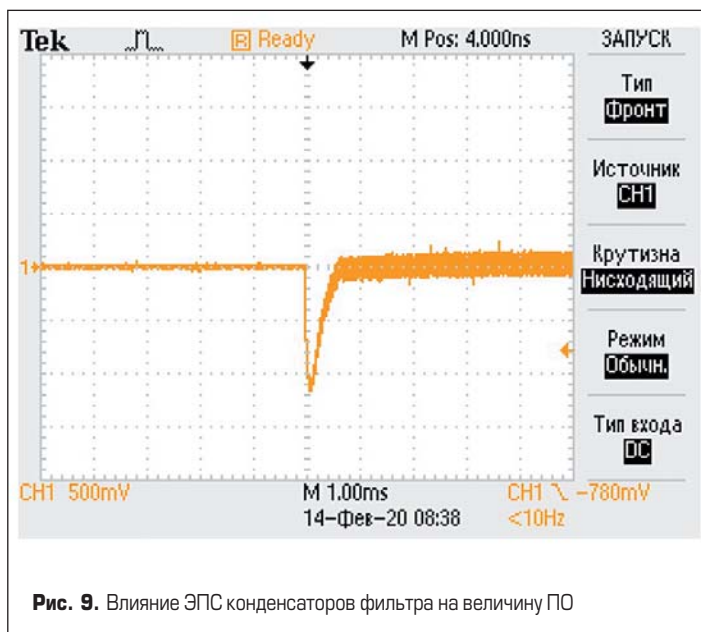


Рис. 9. Влияние ЭПС конденсаторов фильтра на величину ПО

Литература

1. Информационный материал по ИСПН серии МДС на сайте ООО «АЭИЭП». www.aeip.ru