

Устойчивые зависания источников питания

при старте под нагрузкой

В данной статье речь пойдет об устойчивых состояниях, связанных с субгармоническими автоколебаниями, возникающими при определенных условиях в преобразователях, работающих в ШИМ-режиме управления по напряжению (VMC — Voltage Mode Control) и снабженных максимальной токовой защитой.

Валентин Володин

Проблема возникновения субгармонических колебаний не нова, и ей посвящено множество информационных источников [1, 3, 4]. Однако речь в них идет о преобразователях, работающих в режиме управления по току (СМС — Current Mode Control). Казалось бы, субгармонические автоколебания характерны только для этого типа преобразователей. Но, как показывает практика, аналогичные режимы могут возникать в преобразователях, действующих в режиме управления по напряжению и снабженных максимальной токовой защитой. Соответственно, проблема проявляется в моменты задействования токовой защиты. Данная ситуация обычно возникает при каждом старте источника питания, а также при перегрузке и коротком замыкании по выходу. При старте источника питания с VMC его выходное напряжение существенно ниже требуемого, и поэтому канал регулирования смещен в состояние, в котором обеспечивается максимально возможное заполнение периода ШИМ-контроллера. В этом случае основной VMC-канал регулирования источника питания отключен, и заполнение периода ШИМ определяется максимальной токовой защи-

той. То есть можно считать, что старт источника питания производится в режиме ограничения максимального тока. Следовательно, при совпадении определенных условий в канале ограничения тока могут возникать субгармонические автоколебания. Обычно период существования таких автоколебаний незначителен, и особых проблем в дальнейшем функционировании источника питания они не вызывают. Однако в определенных условиях время жизни этих автоколебаний способно значительно увеличиться. Причем нормальное функционирование источника питания нарушается, а некоторые силовые элементы схемы будут подвержены повышенной нагрузке. Например, в двухтактном преобразователе, подверженном субгармоническим автоколебаниям, одна половина ключевых транзисторов работает с максимально возможным заполнением, коммутируя значительный ток, в то время как другая половина транзисторов действует с минимальным заполнением, что может нарушить нормальную работу демпфирующих цепочек.

Недоучет вероятности возникновения субгармонических автоколебаний приводит к тому, что некоторые источники питания с VMC при старте под нагрузкой неожиданно впадают в состояние устойчивого зависания, когда выходное напряжение на короткое время (рис. 1а) или длительно (рис. 1б) не достигает номинального уровня (в данном случае номинальное выходное напряжение источника составляет 75 В).

Токвая защита

Рассмотрим процесс функционирования типичной токовой защиты, свойственной большинству ШИМ-схем управления. На рис. 2 изображена упрощенная схема управления, соответствующая режиму максимальной токовой защиты, а также выходной LC-фильтр, характерный для понижающих (Buck)

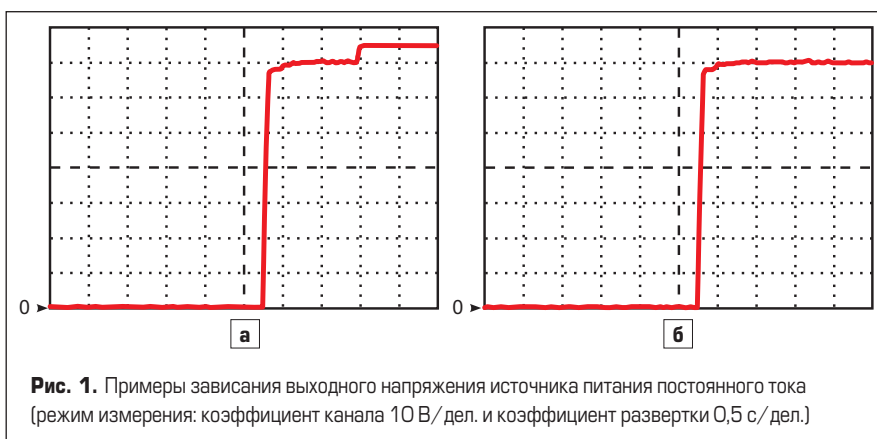


Рис. 1. Примеры зависания выходного напряжения источника питания постоянного тока (режим измерения: коэффициент канала 10 В/дел. и коэффициент развертки 0,5 с/дел.)

топологий, к которым относятся различные изолированные прямоходовые одноконтные и двухконтные преобразователи [5]. Все дальнейшие выкладки сделаны для такого типа преобразователей. Однако материалы данной статьи могут быть легко адаптированы и для преобразователей других типов. В упрощенной схеме на рис. 2 использованы идеальные разделительный (изолирующий) Т и токовый ТТ трансформаторы, которые не имеют тока намагничивания. Коэффициенты трансформации этих трансформаторов можно найти по следующим формулам:

$$K_T = W_{1t}/W_{2t}; K_{TT} = W_{2tt}/W_{1tt} \quad (1)$$

Генератор Vt формирует короткие импульсы запуска, следующие с частотой F, которые устанавливают RS-триггер DD в начале каждого периода ШИМ.

Длительность T периода ШИМ обратно пропорциональна частоте F:

$$T = 1/F. \quad (2)$$

Высокий уровень с выхода Q триггера DD открывает транзистор VT. Напряжение питания V_{in} через первичную обмотку W1tt трансформатора тока ТТ и открытый транзистор VT, прикладывается к первичной обмотке W1t разделительного трансформатора Т (далее по тексту просто трансформатор) и преобразуется во вторичную обмотку W2t в соответствии с фазировкой обмоток и коэффициентом трансформации. Поскольку разговор идет о прямоходовом преобразователе с разделительным трансформатором, напряжение \dot{V}_{in} , приложенное через диод VD2 к входу LC-фильтра, определяется коэффициентом трансформации K_T :

$$\dot{V}_{in} = V_{in}/K_T. \quad (3)$$

В то же время к правому выводу индуктивности L (выход LC-фильтра) прикладывается плюс выходного напряжения V_{out} рассматриваемого источника питания. Предположим, что входное V_{in} и выходное V_{out} напряжения источника питания практически неизменны. Напряжение \dot{V}_{in} больше V_{out} . В этом случае ток I_L в индуктивности L будет линейно возрастать со скоростью:

$$S_R = (\dot{V}_{in} - V_{out}) / L. \quad (4)$$

Контроль тока I_L обычно осуществляется при помощи трансформатора тока ТТ. Ток I_{Rs} во вторичной обмотке W2tt трансформатора тока ТТ можно определить по формуле:

$$I_{Rs} = I_L / (K_T \times K_{TT}). \quad (5)$$

Ток I_{Rs} , пропорциональный току I_L , протекая через диод VD1 и шунт Rs, вызывает на последнем падение напряжения $I_{Rs} \times R_s$, которое при помощи компаратора DA сравнивается с напряжением V_r , определяющим порог срабатывания токовой защиты. Когда уровень тока I_L превысит порог срабатыва-

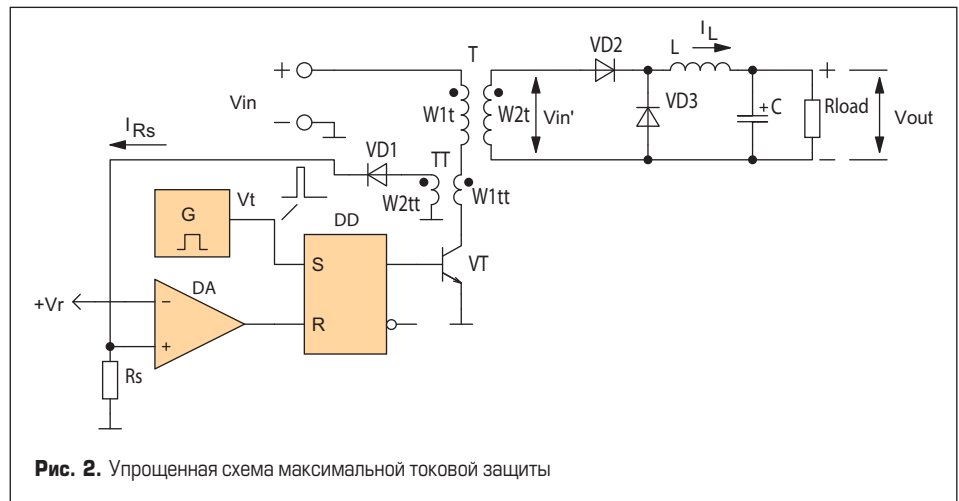


Рис. 2. Упрощенная схема максимальной токовой защиты

ния $I_{max} = V_r \times K_T \times K_{TT}/R_s$, высокий логический уровень с выхода компаратора DA сбросит триггер DD по входу R. Низкий уровень с выхода Q триггера DD закроет транзистор VT, который разомкнет цепь питания первичной обмотки трансформатора Т. Под воздействием накопленной энергии, на левом выводе индуктивности L формируется полярность напряжения, которая отпирает диод VD3, создавая новую цепь для протекания тока I_L . Если считать, что на диоде VD3 падает напряжение, близкое к нулю, то на этом этапе к индуктивности L прикладывается напряжение V_{out} , полярность которого обеспечивает линейное уменьшение тока I_L со скоростью:

$$S_F = V_{out}/L. \quad (6)$$

На рис. 3 изображены временные диаграммы токов и напряжений, возникающих при использовании режима максимальной токовой защиты. Процесс ограничения максимального тока имеет периодический характер, если мгновенные значения тока I_L в начале и конце каждого периода равны.

В этом случае размах пульсации тока I_L можно определить по формуле:

$$\Delta I_L = \frac{V_{out} \times T}{L} \times \left(1 - \frac{V_{out}}{\dot{V}_{in}}\right). \quad (7)$$

Средний ток нагрузки равен среднему току I_L в индуктивности L. Следовательно, средний ток нагрузки I_{avg} при отсутствии субгармонических колебаний, можно определить по формуле:

$$I_{avg} = \frac{T \times V_{out}^2 - T \times V_{out} \times \dot{V}_{in} + 2L \times I_{max} \times \dot{V}_{in}}{2L \times \dot{V}_{in}}. \quad (8)$$

В установившемся режиме работы понижающего DC/DC-преобразователя отношение выходного напряжения к входному равно заполнению импульса ШИМ:

$$D = V_{out}/V_{in}, \quad (9)$$

где заполнение равно отношению длительности открытого состояния ключа (транзистора VT) T_{on} к длительности периода ШИМ:

$$D = T_{on}/T. \quad (10)$$

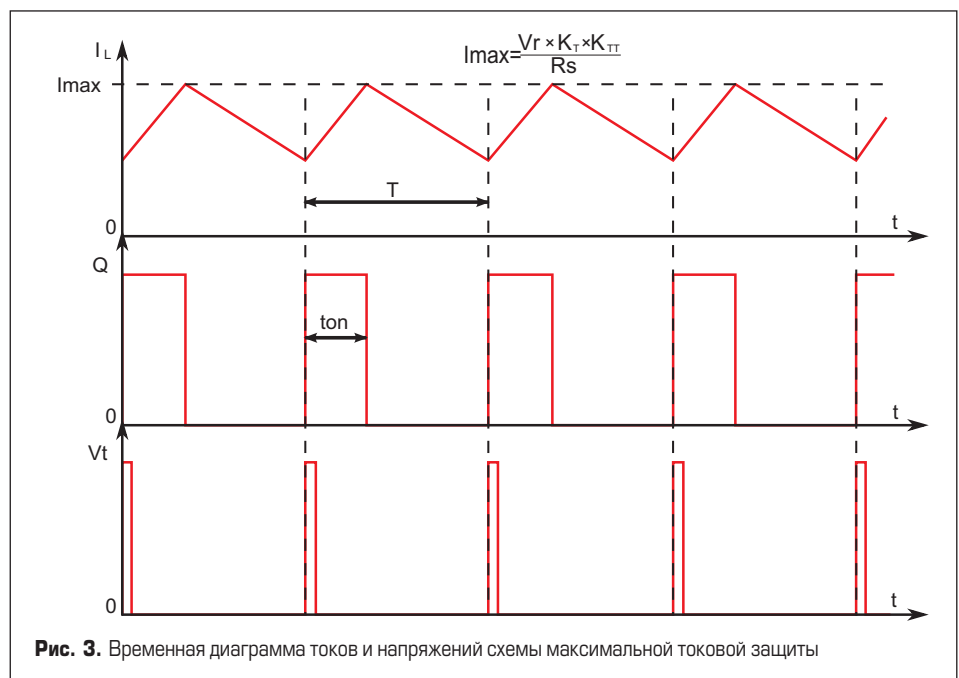


Рис. 3. Временная диаграмма токов и напряжений схемы максимальной токовой защиты

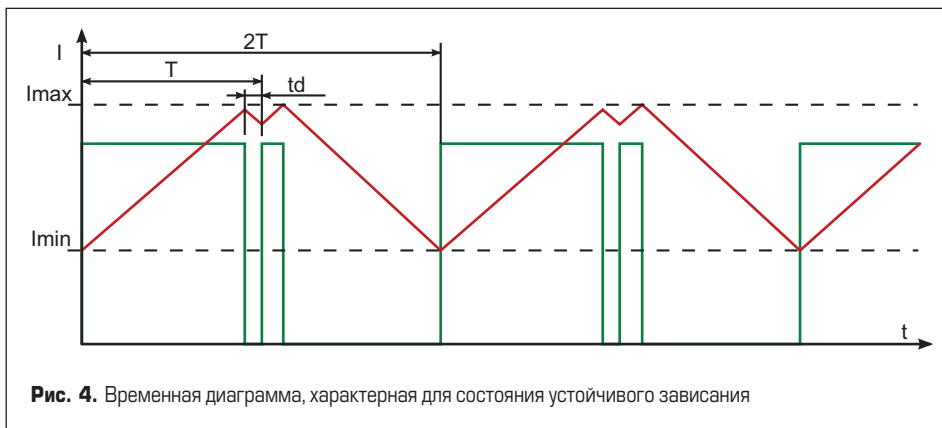


Рис. 4. Временная диаграмма, характерная для состояния устойчивого зависания

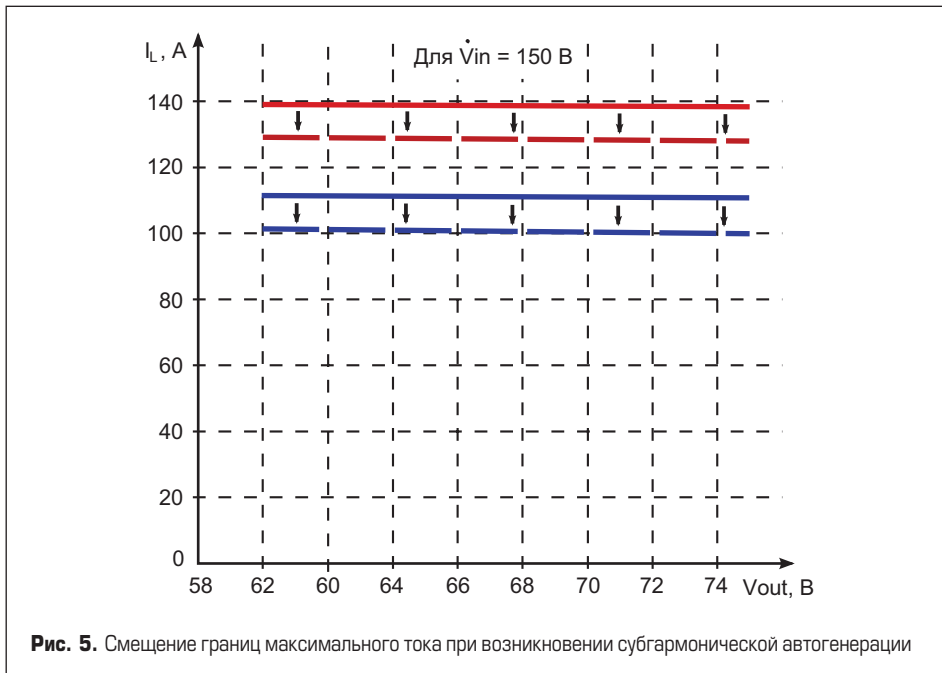


Рис. 5. Смещение границ максимального тока при возникновении субгармонической автогенерации

Состояние устойчивого зависания

Временная диаграмма, характерная для состояния устойчивого зависания, изображена на рис. 4. Здесь график тока в дросселе фильтра обозначена красным цветом, а график напряжения на входе фильтра — зеленым цветом. Максимальное заполнение импульсов напряжения на входе фильтра ограничивается паузой t_d , которая включает в себя «мертвое» время ШИМ-контроллера, а также паузу, вызванную временем нарастания тока в индуктивности рассеяния разделительного трансформатора ИП (имеется в виду реальный, а не идеальный трансформатор).

На рис. 4 видно, что в токе дросселя присутствуют субгармонические колебания, частота которых в два раза ниже частоты ШИМ. Для удобства начальные моменты нечетных периодов ШИМ привязаны к минимумам тока в дросселе фильтра. То есть в начале периода $2T$ (охватывает два периода ШИМ) ток дросселя имеет минимальное значение I_{min} . Далее под действием разницы напряжений на входе и выходе дросселя фильтра, он начинает линейно нарастать, но ко времени окончания первого периода ШИМ не достигает своего максимального значения I_{max} . Во время паузы t_d на входе фильтра установ-

ливается нулевое напряжение. Под действием напряжения на выходе фильтра ток в дросселе снижается. В следующем периоде ШИМ ток продолжает свое движение вверх и с некоторой задержкой относительно начала периода достигает максимального значения I_{max} , которое определяется пороговым уровнем срабатывания токовой защиты преобразователя. Транзисторы преобразователя закрываются, и на входе фильтра устанавливается нулевое значение напряжения. Под действием напряжения на выходе фильтра ток в дросселе начинает снижаться и в конце периода ШИМ опять достигает значения I_{min} . Равенство тока в начале и конце периода создает условия для устойчивого периодического процесса. Такой процесс, характерный для состояния устойчивого зависания, будет продолжаться до тех пор, пока сохраняются его условия — входное напряжение V_{in} и средний ток нагрузки I_{avg} источника питания.

Интегрирование кривой тока в дросселе фильтра (рис. 4) позволяет определить среднее значение тока нагрузки в случае наличия субгармонической автогенерации. Чтобы не перегружать статью излишними выкладками, приведем формулу для среднего тока в готовом виде (11).

При субгармонической автогенерации размах пульсации тока увеличивается, а среднее значение тока I_{avg} уменьшается. В этом случае, если желаемый ток нагрузки превышает возможное значение среднего тока I_{avg} источник может войти в состояние устойчивого зависания.

На рис. 5, в качестве примера, изображены границы значений максимального выходного среднего тока реального источника питания 75 В/100 А, выполненного на ШИМ-контроллере UC3825, для случаев отсутствия и присутствия субгармонических автоколебаний. Графики верхней и нижней границ максимального среднего тока обозначены красным и синим цветом соответственно. Указанный разброс определяется разбросом порога срабатывания компаратора канала ограничения тока (Current Limit Threshold), который лежит в диапазоне $V_r = 0,9...1,1$ В. Пунктирными линиями изображены верхняя и нижняя границы максимального тока для случая присутствия субгармонических автоколебаний. Соответственно, сплошными линиями указаны границы максимального тока для случая отсутствия субгармонических автоколебаний.

Из рис. 5 видно, что в случае отсутствия субгармонических автоколебаний требуемый выходной ток 100 А гарантированно обеспечивается во всем диапазоне разброса порога срабатывания токовой защиты.

Если субгармонические автоколебания присутствуют, максимальный выходной ток источника значительно снижается и при определенных условиях равен току нагрузки или даже меньше его. В этом случае создаются условия возникновения устойчивого зависания при выходном напряжении, которое ниже требуемых 75 В.

Выбор порога срабатывания токовой защиты

Теперь самое время обратить внимание на меры, гарантирующие отсутствие устойчивого зависания источника питания при старте или после перегрузки. Очевидно, самым простым будет выбор такого порога срабатывания токовой защиты, при котором источник питания гарантированно обеспечивает максимальный ток нагрузки. Используя выражение (11), выведем формулу для вычисления порога срабатывания токовой защиты (12).

$$I_{avg} = \frac{2T \times V_{out}^2 - 2T \times V_{out} \times \dot{V}_{in} + \dot{V}_{in}^2 \times t_d + 2L \times I_{max} \times \dot{V}_{in} - \frac{\dot{V}_{in}^2 \times t_d^2}{T}}{2L \times \dot{V}_{in}} \tag{11}$$

$$I_{max} = \frac{2I_{avg} \times L \times \dot{V}_{in} - 2TV_{out}^2 + 2T \times V_{out} \times \dot{V}_{in} - \dot{V}_{in}^2 \times t_d + \frac{\dot{V}_{in}^2 \times t_d^2}{T}}{2L \times \dot{V}_{in}} \tag{12}$$

Перед тем как заняться расчетами, нужно определить исходные значения, соответствующие наихудшим условиям. Рассмотрим все значения, входящие в формулу (12), с точки зрения их влияния на уровень пульсации и среднее значение тока в индуктивности L:

- I_{avg} — среднее значение тока в индуктивности L. В качестве этого значения нужно использовать максимальный ток нагрузки.
- L — индуктивность фильтра. Уровень пульсации тока обратно пропорционален величине индуктивности. Следовательно, в расчете необходимо применить минимально возможное значение индуктивности фильтра.
- \dot{V}_{in} — напряжение, коммутируемое на вход LC фильтра. При возрастании этого напряжения увеличивается и пульсация тока в индуктивности L, что приводит к снижению среднего значения тока I_{avg} . Однако при этом снижается заполнение D импульсов напряжения \dot{V}_{in} на входе фильтра. Так как при заполнении $D < 0,5$ субгармонические колебания не возникают [5], наихудший режим соответствует случаю $D = 0,5$, когда входное напряжение \dot{V}_{in} в два раза больше выходного V_O .
- T — период следования ШИМ-импульсов. В качестве этого значения нужно использовать максимально возможную длительность периода, так как при ее увеличении уровень пульсации тока в индуктивности возрастает.
- V_{out} — выходное напряжение источника питания. Уровень пульсации тока возрастает при увеличении выходного напряжения. Следовательно, в расчете надо использовать максимальное выходное напряжение источника.

Допустим, некий источник питания характеризуется следующими параметрами:

- Максимальный ток нагрузки $I_{avg} = 100$ А.
- Минимальная величина индуктивности фильтра $L = 9$ мкГн.
- Максимальное выходное напряжение $V_{out} = 75$ В.
- Входное напряжение, приведенное к входу фильтра, изменяется в диапазоне $110 < V_{in} < 165$ В. Однако по условию минимально возможного заполнения входное напряжение источника $\dot{V}_{in} \leq 2V_O = 150$ В. Следовательно, принимаем $\dot{V}_{in} = 150$ В.
- Максимальная длительность периода $T = 9,1$ мкс.
- Длительность «мертвого» времени $t_d = 0,7$ мкс.

Используя эти данные, рассчитаем граничное значение тока срабатывания защиты для случая, когда компаратор токовой защиты ШИМ-контроллера UC3825 имеет минимальный порог срабатывания $V_r = 0,9$ В:

$$I_{max} = \frac{2 \times 100 \times 9 \mu \times 150 - 2 \times 9,1 \mu \times 75^2 + 2 \times 9,1 \mu \times 75 \times 150 - 150^2 \times 0,7 \mu + \frac{150^2 \times 0,7 \mu^2}{9,1 \mu}}{2 \times 9 \mu \times 150}$$

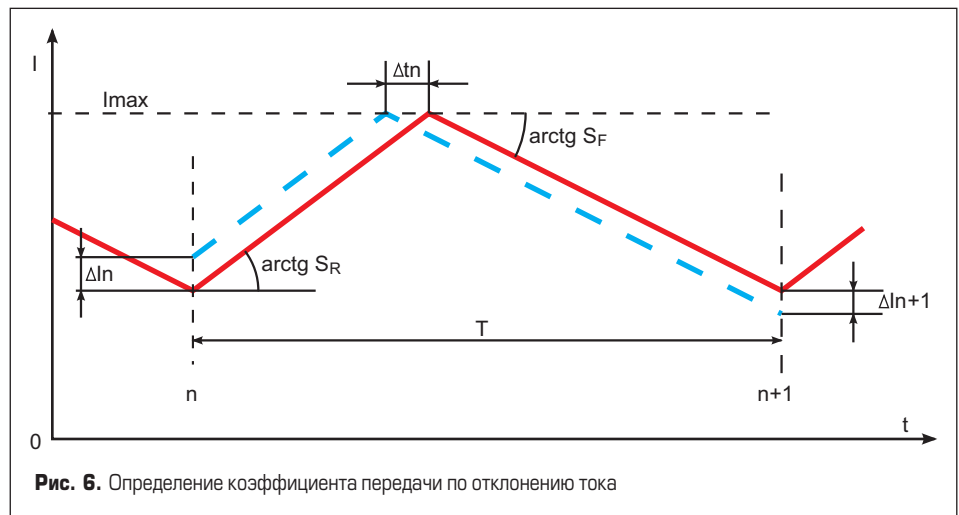


Рис. 6. Определение коэффициента передачи по отклонению тока

При увеличении напряжения срабатывания компаратора токовой защиты ШИМ-контроллера UC3825 значение тока I_{max} будет пропорционально увеличиваться. Для $V_r = 1$ В граничный ток составит $I_{max} = 148$ А, а для $V_r = 1,1$ В возрастет до $I_{max} = 162$ А. При этом максимальный средний ток может повыситься до 150 А, что, безусловно, отрицательно скажется на общей надежности источника питания и силовых цепей, связанных с ним.

Если подобное увеличение тока нежелательно, то в качестве основного средства предотвращения устойчивого зависания можно использовать защитное отключение нагрузки от источника на время, пока его выходное напряжение не достигнет номинального значения. Нагрузка должна подключаться только после того, как выходное напряжение достигнет заданного значения.

Кроме указанных методов, существует как минимум еще один способ подавления субгармонической автогенерации. Однако чтобы воспользоваться им, нам надо лучше разобраться с механизмом возникновения субгармонической автогенерации.

Условие устойчивости существования субгармонической автогенерации

Сформулируем критерий устойчивости процесса ограничения тока. Допустим, в режиме ограничения максимального тока через индуктивность L протекает ток I_L , имеющий стабильное среднее значение. Так как верхний порог I_{max} огибающей тока I_L фиксируется при помощи схемы управления (рис. 2), то согласно формулам 7 и 8 стабильность среднего тока автоматически означает и стабильность пульсации ΔI_L .

На рис. 6 изображена форма тока в течение одного периода ШИМ. В начале периода ток I_L линейно возрастает со скоростью S_R (4), а затем уменьшается со скоростью S_F (6). Предположим, в начале n-го периода ШИМ в огибающую тока I_L внесено небольшое

отклонение (возмущение) ΔI_n , изменяющее величину пульсации тока. Очевидно, если в начале следующего (n + 1) периода ШИМ абсолютное значение отклонения ΔI_{n+1} увеличится ($|\Delta I_n| < |\Delta I_{n+1}|$), процесс будет неустойчив. Тогда любое отклонение, внесенное в огибающую тока, будет регулярно увеличиваться, изменяя величину пульсации тока ΔI_L и дестабилизируя среднюю величину тока I_L . В этом случае говорят, что процесс расходится. И напротив, если в начале следующего (n + 1) периода ШИМ абсолютное значение отклонения ΔI_{n+1} уменьшится ($|\Delta I_n| > |\Delta I_{n+1}|$), то процесс будет устойчив. В таком случае любое отклонение, внесенное в огибающую тока I_L , будет регулярно уменьшаться. В результате через некоторое время пульсация ΔI_L и среднее значение тока I_L вернуться к своему первоначальному значению. То есть процесс сходится.

Если знак отклонения в смежных периодах ШИМ отличается, то в огибающей тока I_L присутствуют субгармонические автоколебания, частота которых в два раза меньше частоты ШИМ. Если же знак отклонения в смежных периодах ШИМ не отличается, то субгармонические колебания отсутствуют.

Граница устойчивости соответствует случаю, когда $|\Delta I_n| = |\Delta I_{n+1}|$. Тогда возмущение, однажды внесенное в огибающую тока ΔI_L , будет присутствовать там постоянно, не увеличиваясь, но и не уменьшаясь по величине.

Назовем соотношение отклонений тока коэффициентом передачи по отклонению:

$$K_{\Delta} = |\Delta I_{n+1}| / |\Delta I_n| \quad (13)$$

При помощи рис. 6 определим значение коэффициента передачи по отклонению в смежных периодах ШИМ.

Как уже говорилось, в начале n-го периода ШИМ ток I_L возрастает со скоростью S_R . Зная величину отклонения ΔI_n , можно определить разницу времени Δt_n достижения пикового тока I_{max} , порожденную этим отклонением:

$$I_{max} = \Delta I_n / S_R \quad (14)$$

После достижения порога I_{max} транзистор VT закрывается и ток I_L начинает линейно

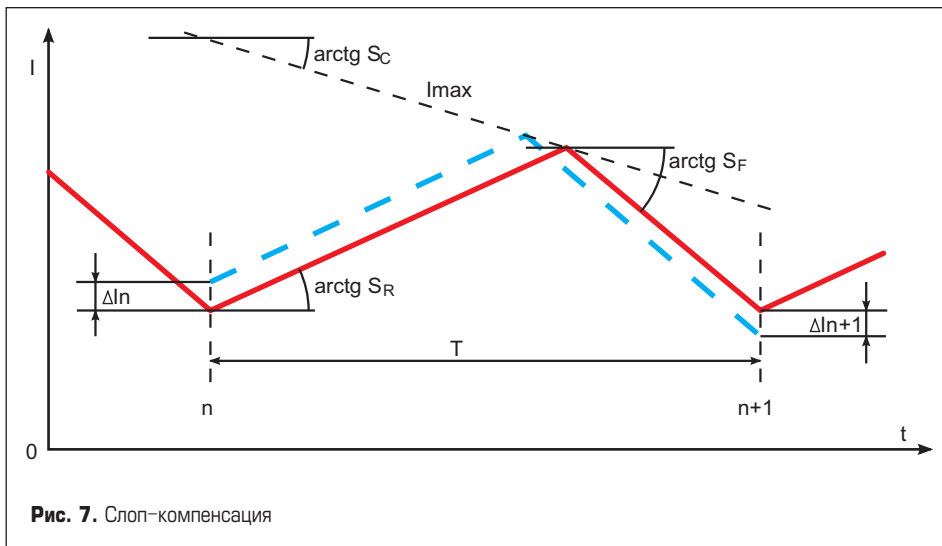


Рис. 7. Слоп-компенсация

уменьшаться со скоростью S_F . Зная величину ΔI_n , можно определить отклонение тока I_{n+1} в начале следующего периода ШИМ:

$$\Delta I_{n+1} = \Delta t_n \times S_F \quad (15)$$

Используя (4), (6), (13), (14) и (15), определим коэффициент передачи по отклонению тока:

$$K_\Delta = \frac{|\Delta I_{n+1}|}{|\Delta I_n|} = \frac{V_{out}}{V_{in} - V_{out}} = \frac{D}{1-D}, \quad (16)$$

где $D = V_{out}/V_{in}$ — заполнение периода ШИМ.

Из выражения (16) следует, что коэффициент передачи по отклонению тока для понижающего преобразователя (Buck Converter) зависит от заполнения периода ШИМ, которое, в свою очередь, зависит от соотношения входного и выходного напряжений преобразователя. Граница устойчивости процесса ограничения тока соответствует заполнению $D = 0,5$ ($|\Delta I_n| = |\Delta I_{n+1}|$). При $D < 0,5$ ($|\Delta I_n| > |\Delta I_{n+1}|$) процесс будет устойчивым, а при $D > 0,5$ ($|\Delta I_n| < |\Delta I_{n+1}|$) неустойчивым.

Согласно рис. 6 отклонения тока в смежных периодах ШИМ имеют различный знак. Следовательно, при увеличении заполнения D выше границы устойчивости, в огибающей тока I_L будут присутствовать субгармонические автоколебания с частотой, равной половине частоты ШИМ.

Расширение границ устойчивости

Можно расширить границы устойчивости, если ввести зависимость порога I_{max} от величины заполнения ШИМ. В силовой электронике такой способ называется компенсацией наклона или слоп-компенсацией.

Слоп-компенсация производится путем суммирования сигнала с датчика тока и компенсирующего пилообразного сигнала с тактового генератора ШИМ-контроллера. В результате пороговый уровень I_{max} приобретает некоторый наклон, зависящий от уровня компенсации.

На рис. 7 изображены построения, поясняющие принцип действия слоп-компенсации. Допустим, мы хотим раздвинуть грани-

цу устойчивости до некоторого значения $D > 0,5$, используя изменяемый (компенсированный) уровень I_{max} . Чтобы найти требуемую зависимость I_{max} от заполнения ШИМ-импульса, произведем следующие построения (рис. 7):

- Строим график огибающей тока для максимально возможного значения заполнения периода ШИМ.
- В начале двух смежных периодов ШИМ откладываем отрезки ΔI_n и ΔI_{n+1} одинаковой величины, но различного знака (так, как это сделано на рис. 6).
- Через концы отрезков проводим пунктирные линии, параллельные нарастающему и спадающему участкам огибающей тока, до образования точки пересечения.
- Через точки пересечения пунктирных линий, а также нарастающего и спадающего участков огибающей тока проводим прямую I_{max} , имеющую необходимый наклон.

Полученный компенсированный уровень I_{max} обеспечит единичный коэффициент передачи отклонения при максимально возможном заполнении периода ШИМ.

Судя по рис. 7, недостатком слоп-компенсации является зависимость порогового значения I_{max} от входного напряжения преобразователя. I_{max} уменьшается при снижении входного напряжения преобразователя. Соответственно понижается и максимальный выходной ток преобразователя.

Построения выполнялись только для выявления механизма действия компенсации. На практике графический метод решения крайне неудобен. Поэтому далее приводятся формулы, предлагающие аналитическое решение этой задачи.

Основными характеристиками огибающей тока являются скорости изменения ее тока на нарастающих и спадающих участках. По аналогии компенсацию также удобно рассматривать через скорость изменения I_{max} в течение периода ШИМ. Скорость снижения I_{max} можно определить по формуле:

$$S_C = \frac{0,5V_{in} - V_{out}}{L} \quad (17)$$

Изменение порога I_{max} можно определить по формуле:

$$\Delta I_{max} = \frac{0,5\dot{V}_{in} - V_{out}}{L \times F} \quad (18)$$

Обычно ток в выходной цепи преобразователя измеряется при помощи шунта R_s и трансформатора тока ТТ (рис. 2). Измеряемый ток, протекая через сопротивление шунта, вызывает на нем падение напряжения, пропорциональное выходному току. Это напряжение заводится на вход токовой защиты схемы управления. В общем случае, когда источник питания содержит разделительный трансформатор Т и трансформатор тока ТТ, скорость изменения компенсирующего напряжения можно рассчитать по формуле:

$$S_{V_C} = \frac{(V_{out} - 0,5\dot{V}_{in}) \times R_s}{L \times K_T \times K_{TT}} \quad (19)$$

где: K_T — коэффициент трансформации разделительного трансформатора; K_{TT} — коэффициент трансформации трансформатора тока.

Изменение порогового напряжения срабатывания токовой защиты V_r рассчитывается по формуле:

$$\Delta V_r = S_{V_C} F \quad (20)$$

Пример расчета слоп-компенсации токовой защиты, реализованной на ШИМ-контроллере UC3825

На рис. 8 изображена схема слоп-компенсации, рекомендуемая производителем [2]. Ток во вторичной обмотке трансформатора тока ТТ можно определить по формуле (5). Вторичная обмотка ТТ подключена через диод VD к шунту R_s . Далее напряжение с шунта через RC-фильтр R2C2 поступает на ножку Isense ШИМ-контроллера UC3825. Порог срабатывания токовой защиты ШИМ-контроллера составляет $V_r = (1 \pm 0,1)$ В. Узел на элементах VT, C1, R1, R3 служит для подмешивания пилообразной составляющей в токовый сигнал. Упомянутый пилообразный сигнал, при помощи эмиттерного повторителя VT, R3, снимается с времязадающего конденсатора СТ внутреннего генератора ШИМ-контроллера. Эмиттерный повторитель минимизирует ток утечки с конденсатора СТ, что способствует сохранению нормального режима работы генератора UC3825. В противном случае пришлось бы принимать специальные меры, чтобы компенсировать уход частоты, вызванный утечкой тока в цепи слоп-компенсации. Конденсатор C1 убирает постоянную составляющую, присутствующую на ножке СТ ШИМ-контроллера. Резисторы R1, R2 образуют делитель напряжения, позволяющий снизить пилообразный сигнал компенсации до требуемого уровня.

Исходные данные для расчета:

- напряжение на входе источника питания $V_{in} = 420 \dots 750$ В;
- напряжение на выходе источника питания $V_{out} = 75$ В;

- индуктивность выходного LC-фильтра преобразователя $L = 10$ мкГн;
- коэффициент трансформации разделительного трансформатора $K_T = 4,5$;
- коэффициент трансформации трансформатора тока $K_{TT} = 200$;
- сопротивление шунта $R_s = 6,8$ Ом;
- частота ШИМ-сигнала $F = 132$ кГц;
- размах пилообразного напряжения на ножке CT м/сх UC3825 – $\Delta V_{CT} = 1,8$ В.

Согласно формулам (19) и (20) наибольшая компенсация потребуется при минимальном входном напряжении. Для $V_{in} = 420$ В соответствующую минимальную амплитуду импульса напряжения на входе LC-фильтра источника питания можно определить по формуле (3):

$$\dot{V}_{in} = 420 / 4,5 = 93 \text{ В.}$$

Рассчитаем скорость изменения компенсирующего напряжения по формуле (19):

$$SV_C = \frac{(75 - 0,5 \times 93) \times 6,8}{10 \mu \times 4,5 \times 200} = 21 \text{ 533 В/с.}$$

Изменение порогового напряжения срабатывания токовой защиты согласно (20) составит:

$$\Delta V_r = 21533 / 132000 = 0,163 \text{ В.}$$

Величина резистора R2 определяется требованиями к RC-фильтру низких частот и к моменту проектирования схемы компенсации уже известна. Допустим, $R_2 = 1000$ Ом. Рассчитаем величину резистора R1:

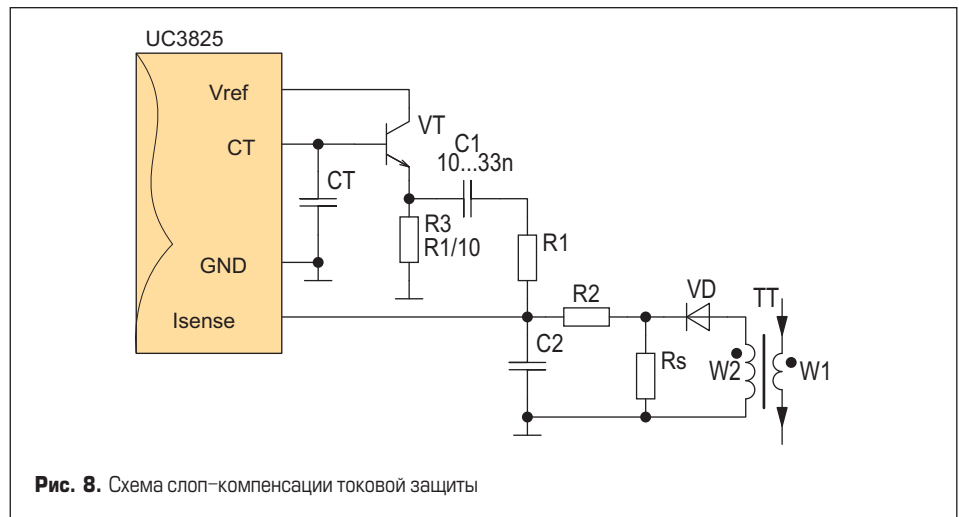


Рис. 8. Схема слоп-компенсации токовой защиты

$$R_1 = R_2 \times \frac{\Delta V_{CT}}{\Delta V_r} - 1 = 1000 \times \frac{1,8}{0,163} - 1 = 10 \text{ 000 Ом.}$$

Итог

Использование слоп-компенсации токовой защиты позволило устранить субгармонические автогенерации во всех режимах перегрузки источника питания. Причем за эту устойчивость не пришлось платить увеличением габаритной мощности дросселя фильтра или повышенным значением тока короткого замыкания.

Литература

1. Modelling, analysis and compensation of the current-mode converter. Application note, Texas Instruments, 1999.
2. Practical considerations in current mode power supplies. Application note, Texas Instruments, 1999.
3. Анатолий Коршунов. Особенности контура регулирования тока при широтно-импульсном управлении // Силовая электроника. 2006. № 3.
4. Георгий Волович. Устойчивость импульсных стабилизаторов напряжения // Схемотехника. 2001. № 12.
5. Санжай Маниктала. Импульсные источники питания от А до Z: Пер. с англ. — К.: «МК-Пресс», СПб: «КОРОНА-ВЕК», 2008.