ДВУХКАНАЛЬНЫЙ ШИМ с селекцией импульсов по длительности

В.Горячев, к.т.н., главный специалист ЗАО "СпецЭлектронСистемы",
А.Чуприн, главный конструктор ЗАО "СпецЭлектронСистемы" / andchuprin@rambler.ru

УДК 621.311.69, DOI: 10.22184/2070-8963.2018.72.3.68.72

Рассматривается схема двухканального широтно-импульсного модулятора (ШИМ) с двойным регулирующим воздействием на наклон пилообразного напряжения, позволяющая осуществлять селекцию импульсов по длительности. Приведена схема узла селекции импульсов по длительности.

Двухканальные ШИМ с селекцией импульсов по длительности применяются в тех случаях, когда к вторичному источнику питания (ВИП) предъявляются высокие требования по КПД при его работе в большом диапазоне нагрузок по току – от максимальной токовой нагрузки ($I_n = I_{max}$) до минимальной ($I_n = I_{min}$), практически равной холостому ходу (I_{xx}). При этом большую часть времени ВИП работает при минимальных нагрузках по току.

В [2,4] рассмотрены схемы ШИМ, которые при работе на холостом ходу формировали достаточно короткие импульсы, длительность которых меньше длительности импульса, формируемого тактовым генератором. Эти импульсы, будучи короткими по длительности, тем не менее, во-первых, включают силовые транзисторы, в связи с чем тратится энергия и, следовательно, снижается КПД. Во-вторых, даже при наличии очень коротких импульсов приходится, как правило, устанавливать подгрузочные резисторы, хотя и сравнительно высокоомные (сотни Ом). Но на таком резисторе опять-таки расходуется мощность, что ведет к потере КПД.

Для бортовых ВИП, питающихся от батареи, важно экономить энергию. И если источник большую часть времени работает при минимальных токовых нагрузках, то очень важно иметь повышенный КПД.

Прямоходовые ВИП, в которых ШИМ построен по схеме двойного регулирующего воздействия

на наклон пилообразного напряжения (в дальнейшем "пила"), имеют максимальный КПД при минимальном входном напряжении и максимальных нагрузках по току, т.е. при $U_{вх} = U_{вхmin}$ и $R_n = R_{nmin}$. При $R_n = R_{nmax}$ их КПД снижается. Одна из причин такого снижения заключается в том, что мощность, расходуемая в цепи управления силовыми МДП-транзисторами, слабо зависит от тока нагрузки, т.е. ее можно считать практически постоянной. А поскольку при $R_n = R_{nmax}$ мощность по выходу снижается, то будет снижаться и КПД источника питания.

Один из способов повышения КПД таких ВИП заключается в том, чтобы полностью отказаться от подгрузочных резисторов. Но без них выходное напряжение возрастает, так как обратная связь (ОС) совместно с ШИМ не всегда справляется с задачей получения выходного напряжения в заданных пределах. При холостом ходе конденсатору выходного LC-фильтра не на что разряжаться, а поскольку даже очень короткие по длительности импульсы добавляют энергию в конденсатор фильтра при каждом включении силового ключа, то напряжение будет увеличиваться (ШИМ не 100-процентный). Если создать такой ШИМ, который не пропускал бы короткие импульсы на входы силовых транзисторов, то КПД увеличится, так как силовые транзисторы будут реже включаться. Можно не делать пропуск импульсов при условии, что ШИМ способен формировать импульсы с коэффициентом

Рис.1. Схема двухканального ШИМ с селекцией импульсов по длительности

заполнения $K_3 = 0$. Но такой ШИМ, работающий по схеме двойного регулирующего воздействия на наклон "пилы", реализовать невозможно (хотя в принципе 100-процентный ШИМ возможен). Не пропуская короткие импульсы на затворы транзисторов силовых ключей, мы тем самым снижаем коэффициент заполнения K_3 , т.е. устремляем его к нулю.

Двухканальный ШИМ, работающий по принципу исключения импульсов по длительности (селекция импульсов), наиболее просто реализовать по схеме собственно ШИМ плюс распределитель импульсов на два выхода (канала). При этом в качестве собственно ШИМ могут применяться схемы с различными способами фиксации момента совпадения напряжения "пилы" с напряжением порога переключения логического элемента (ЛЭ). В данном случае рассмотрим схему ШИМ, в котором момент совпадения напряжения "пилы" с напряжением порога переключения ЛЭ фиксируется R-S-триггером. Вариант такого ШИМ со схемой селекции импульсов по длительности приведен на рис.1. Схема содержит собственно ШИМ (элементы В1, В2, В3, ключи Кл1, Кл2, времязадающая цепь на резисторе R1 и конденсаторе

C1), узел селекции импульсов по длительности (УСЛИ) и распределитель импульсов на два канала (выхода). Последний выполнен на Д-триггере Tr1, фиксирующем информацию по фронту спада входного сигнала на его тактовом входе "С" и двух вентилях И (вентили В4, В5).

Рассмотрим работу схемы ШИМ без узла селекции импульсов (УСЛИ), когда выход элемента В3 (выход собственно ШИМ) подсоединен к тактовому входу "С" триггера Tr1. На вход схемы поступают импульсы от задающего генератора (импульсы $t_{и.зг}$). Длительность импульсов $t_{и.зг}$ выбирается исходя из требований к длительности просечки. Если, например, предположить, что длительность периода следования импульсов $t_{и.зг}$ равна 2 мкс ($T_{и.зг} = 2$ мкс, $f_{и.зг} = 500$ кГц), то длительность $t_{и.зг}$ выбирают, как правило, равной 0,1 от $T_{и.зг}$, т.е. равной 200 нс. В этом случае коэффициент заполнения K_3 составит 0,9 ($K_3 = T_{и.зг} - t_{и.зг} / T_{и.зг} = 2 - 0,2 / 2 = 0,9$). Такая величина коэффициента K_3 будет иметь место при минимальном входном напряжении $U_{вх} = U_{вх\min}$. Надо отметить, что выбор длительности просечки связан с КПД всего ВИП. Чем больше коэффициент K_3 ,

тем выше КПД. Коэффициент $K_3 = 0,9$ достаточно высокий, и дальнейшее его увеличение связано с возможностью силовых ключей и трансформатора работать со сверхкороткими по длительности импульсами. Для справки: при выполнении силовых ключей на МДП-транзисторах величина длительности входного импульса по затвору может составлять наносекунды.

Рассмотрим момент времени, когда на входе схемы ШИМ импульсы $t_{и.зг}$ отсутствуют, т.е. на входе схемы действует сигнал с уровнем логического 0 (лог. 0). В этом случае имеет место следующее распределение логических уровней на выходах вентилей схемы ШИМ: $B1 = 1$, $B2 = B3 = 0$. Следовательно, на выходах ШИМ действуют сигналы с уровнем лог. 0 ($B4 = B5 = 0$), которые поступают на затворы силовых ключей, удерживая их в закрытом состоянии. Конденсатор $C1$ будет разряжен через ключ $Kл2$, поскольку на управляющем входе (У) этого ключа действует сигнал с уровнем лог. 1 ($B1 = U = 1$). При поступлении на вход схемы ШИМ импульса $t_{и.зг}$ (см. рис.1) на выходе элемента $B1$ сформируется уровень лог. 0 ($B1 = 0$), а на выходе элемента $B2$ – уровень лог. 1 ($B2 = 1$). При этом, во-первых, откроется ключ $Kл1$, т.е. появится дополнительная цепь для разряда конденсатора $C1$, который, как было сказано выше, уже был разряжен через ключ $Kл2$ (в качестве ключей $Kл1$ и $Kл2$ могут использоваться либо полевой транзистор, либо двунаправленный ключ типа КТЗ). Во-вторых, на выходах вентилей $B4$, $B5$ будут действовать сигналы с уровнем лог. 0 ($B4 = B5 = 0$), за счет сигнала $B3 = 0$. То есть во время действия импульса $t_{и.зг}$ осуществляется запрет на передачу информации с выходов триггера $Tг1$ на входы затворов силовых ключей. По окончании действия импульса $t_{и.зг}$ на выходе элемента $B3$ сформируется лог. 1, и только на одном из выходов вентилей $B4$, $B5$ сформируется рабочий сигнал с уровнем лог. 1. Сразу после окончания импульса $t_{и.зг}$ начнется заряд конденсатора $C1$ по цепи $R1$, $C1$. Как только напряжение на конденсаторе $C1$ достигнет напряжения порога переключения элемента $B2$ ($U_{п.пер} \approx U_{вн.пит}/2$, где $U_{вн.пит}$ – внутреннее напряжение питания элементов схемы ШИМ, выполненных на КМДП ИС), на его выходе сформируется уровень лог. 0 ($B2 = 0$), а на выходе элемента $B1$ – уровень лог. 1 ($B1 = 1$). И, следовательно, завершится формирование длительности рабочего импульса на выходах вентилей $B4$, $B5$. Длительность

импульса на выходе элемента $B3$ (без учета действия ОС), т.е. длительность импульса собственно ШИМ ($t_{и.ш.}$), изменяется по закону:

$$T_{и.ш.} = (R1 \times C1 \times U_{п.пер})/U_{вх.} \quad (1)$$

То есть чем меньше $U_{вх.}$, тем больше длительность импульса и, наоборот, чем больше $U_{вх.}$, тем длительность импульса меньше.

С учетом действия ОС эта длительность изменится в соответствии с выражением [3]:

$$t_{и.ш.} = (R1 \times C1) [U_{п.пер}/(U_{вх.} + IVD1.2 \times K_i \times R1)]. \quad (2)$$

Другими словами, триггер $Tг1$ по входу "С" управляется сигналами изменяемой длительности, которые при холостом ходе могут иметь длительность заметно меньшую, чем длительность импульса $t_{и.зг}$. В результате триггер $Tг1$ по входу "С" может просто не сработать ввиду того, что входной импульс недостаточен по длительности для его переключения. И здесь приходится на помощь схема УСЛИ. Задача узла – пропустить на вход триггера $Tг1$ импульсы, длительность $t_{и.ш.}$ которых больше длительности $t_{и.тг1}$ импульса, необходимого для срабатывания триггера, т.е. должно выполняться условие $t_{и.ш.} \geq t_{и.тг1}$.

Импульсы, которые не поступают на вход триггера $Tг1$, не поступают и на затворы силовых транзисторов. Следовательно, последние не переключаются, т.е. не тратится энергия на их включение и последующую работу, что и приводит к повышению КПД источника питания при малых токовых нагрузках и в режиме холостого хода. При холостом ходе напряжение на выходе ВИП возрастает (дрессель LC работает в режиме разрывного тока), и при отсутствии сигнала ОС достигает значения

$$U_{вых} = U_{вх.ф} \times K_{тр}, \quad (3)$$

где $K_{тр}$ – коэффициент трансформации силового трансформатора; $U_{вх.ф}$ – амплитудное значение напряжения на входе LC -фильтра. Если предположить, что $K_{тр} = 1/3$ ($K_{тр} = W2/W1$, где $W1$, $W2$ – число витков первичной и вторичной обмоток трансформатора соответственно), то при $U_{вх.мах} = 36$ В напряжение на конденсаторе (нагрузке) сглаживающего LC -фильтра составит 12 В ($36/3 = 12$, без учета падения напряжения на выпрямительных диодах и других потерь). При заданном выходном напряжении

5 В ($U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$) разность между заданным выходным напряжением и напряжением на выходе LC-фильтра составляет 7 В. И эта разность напряжений должна быть отработана обратной связью совместно с ШИМ изменением коэффициента заполнения K_3 , что достаточно сложно без установки подгрузочных резисторов. При еще большем входном напряжении эта разность возрастет еще заметнее – и теперь уже точно без подгрузочных резисторов не обойтись.

Осуществляя пропуск импульсов, мы тем самым снижаем выходное напряжение на LC-фильтре ($U_{\text{вых}}$) и уменьшаем разность напряжений между заданным напряжением и напряжением на выходе LC-фильтра, т.е. мы как бы искусственно снижаем коэффициент заполнения K_3 . И, следовательно, в соответствии с выражением (3) уменьшаем выходное напряжение.

Схемотехнический прием повышения КПД источников питания, которые работают при малых токах потребления, за счет пропуска импульсов может оказаться весьма полезным для ВИП, построенных из преобразователя напряжения (обычно – источника питания без элементов стабилизации выходного

Рис.2. Схема узла селекции импульсов по длительности

напряжения, т.е., например, без ОС) плюс линейный стабилизатор (ЛС). Однако последнее возможно при условии, что в схемной реализации ЛС имеется элемент обратной связи с гальванической развязкой, например, в виде диодной или транзисторной оптопары

с возможностью управлять длительностью импульса, который формируется ШИМ от тока нагрузки, аналогично схеме, приведенной на рис.1.

Известно, что ВИП, содержащие ЛС на выходе, позволяют получать наиболее качественное вторичное питание (высокая стабильность, малые пульсации, отсутствие выбросов и провалов при резких сбросах и набросах нагрузки по току). Такие источники достаточно широко применяются при небольших мощностях и токах нагрузки не более 2 А. Поскольку в традиционных источниках, построенных по схеме с линейным стабилизатором, отсутствует ОС, то уменьшение длительности импульса, формируемого схемой ШИМ, может осуществляться только за счет входного возмущающего воздействия. Следовательно, коэффициент заполнения в таких ВИП не может изменяться более, чем в два раза, поскольку их функционирование осуществляется в соответствии с уравнением [1]:

$$U_{\text{вх}} \times t_{\text{и.ш.}} = \text{const.} \quad (4)$$

Необходимо отметить, что ЛС держат холостой ход. А это означает, что в режиме холостого хода разность напряжений на входе ЛС (выход ЛС-фильтра) и на его выходе будет максимальной. В приведенном выше примере она составила 7 В.

Известно, что КПД линейных стабилизаторов оценивается выражением:

$$\text{КПД} \approx U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}. \quad (5)$$

И, значит, для рассмотренного выше случая он составит $5/12 = 42\%$, т.е. это невысокий КПД. Но в этом выражении не учитываются потери в токозадающем резисторе, который должен втекать в опорный элемент (например, стабилизатор), а они в данном случае будут достаточно высокими. Если учесть эти потери, КПД будет еще меньше. Следовательно, для повышения КПД линейного стабилизатора необходимо снизить напряжение на входе ЛС, не забывая при этом, что регулирующий транзистор должен работать в активном режиме. Именно пропуск импульсов позволяет это сделать и тем самым поднять КПД линейного стабилизатора при его работе в режимах близких к холостому ходу.

На рис.2 приведена схема узла селекции импульсов (УСИ), позволяющая осуществлять пропуск импульсов, длительность которых меньше некоторой заданной величины.

В конкретной разработке импульсы на резистор R1 поступают с выхода коллектора транзистора, нагрузкой которого является резистор номиналом 1 кОм (выход открытого коллектора компаратора 521СА3). Например, если $R1 = 10 \text{ кОм}$, $R2 = 100 \text{ кОм}$, $C1 = 22 \text{ пФ}$, В1 – элемент ПУ (преобразователь уровней) серии 564, то схема пропускает импульсы, длительность которых $\geq 220 \text{ нс}$, т.е. импульсы, длительность которых на клемме $U_{\text{вх}}$ меньше 220 нс, на выходе отсутствуют.

Короткие импульсы не могут пройти на выход схемы по той причине, что они просто не успевают зарядить конденсатор C1 и входную емкость элемента ПУ до его напряжения порога переключения, который при напряжении питания элемента, равном 5 В, составляет примерно 2,5 В. Для сигналов большей длительности такой проблемы не существует, поэтому они будут проходить на выход, не уменьшаясь по длительности.

Схема, приведенная на рис.2, относится к ряду времязадающих, поэтому номиналы элементов, входящих в ее состав, должны быть стабильными, т.е. они по возможности не должны зависеть от дестабилизирующих факторов (частота, напряжение, температура, старение) [1].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Применение рассмотренной в статье схемы ШИМ наиболее эффективно в тех случаях, когда требуется организовать пропуск импульсов с целью повышения КПД источника питания при его работе в режимах малых токов потребления, близких к режиму холостого хода. В описанной разработке импульсы на резистор R1 поступают с выхода коллектора транзистора, в нагрузку которого установлен резистор номиналом 1 кОм (выход открытого коллектора компаратора 521СА3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Горячев В., Чуприн А. Проектирование источника вторичного электропитания с аналого-цифровой СБИС ШИМ-контроллера // Первая миля. 2015. № 7. С. 54–60.
2. Горячев В., Чуприн А. Двухканальный ШИМ в базисе элементов ИЛИ-НЕ // Первая миля. 2017. № 5. С. 64–71.
3. Горячев В., Чуприн А. Узел внутреннего напряжения питания в бортовых ВИП // Первая миля. 2016. № 4. С. 50–57.
4. Горячев В., Чуприн А. Широтно-импульсный модулятор на цифровых логических элементах // Первая миля. 2017. № 1. С. 68–75.