

МИКРОСХЕМЫ ИМПУЛЬСНЫХ ПОНИЖАЮЩИХ СТАБИЛИЗАТОРОВ ПРОИЗВОДСТВА ОАО "ИНТЕГРАЛ"

С.Ефименко, к.т.н. sefimenko@integral.by, А.Турцевич, д.т.н. aturtsevich@integral.by,
А.Белоус, д.т.н. belous@bms.by

Микросхемы понижающих импульсных стабилизаторов широко используются в источниках питания персональных компьютеров, ноутбуков, в зарядных устройствах, конвертерах напряжения из положительного в отрицательное, распределенных системах питания радиоэлектронной и телекоммуникационной аппаратуры, в промышленной и бытовой технике и др. Они могут также применяться в качестве предварительных регуляторов для линейных стабилизаторов напряжения. В статье описаны микросхемы импульсных понижающих стабилизаторов напряжения, освоенные в ОАО "ИНТЕГРАЛ" в 2008–2011 годах. Рассмотрены основные принципы их работы с использованием релейного способа преобразования и регулирования путем широтно-импульсной модуляции с управлением по току. Приведены схематехнические особенности их организации и рекомендации по применению в составе аппаратуры, а также математические выражения и формулы для расчета параметров "внешней" элементной базы.

Микросхемы для источников питания производства ОАО "ИНТЕГРАЛ" достаточно широко освещены в литературе [1–4]. Описание работы импульсных источников питания можно найти в специальной литературе, например [5, 6]. Как известно, в импульсных источниках питания входное нестабилизированное напряжение преобразуется в достаточно высокочастотное (более 20 кГц). При этом, чтобы получить требуемый уровень стабилизации, необходимо провести регулирование коэффициента заполнения импульсного напряжения и затем процесс выпрямления, что и обеспечивает стабильное постоянное выходное напряжение. В понижающих импульсных стабилизаторах выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ ниже входного $U_{\text{вх}}$. Определяется оно выражением:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{вх}} \frac{t}{T}, \quad (1)$$

где t – время открытого состояния выходного ключевого транзистора, T – период следования импульсов.

Коэффициент полезного действия (КПД) преобразования таких микросхем достаточно высокий – 70–95%, поскольку их входная цепь "развязана" с выходной по постоянному току.

Как известно, импульсные стабилизаторы напряжения могут работать с использованием как релейного (гистерезисного) способа преобразования, так и широтно-импульсной модуляции (ШИМ) (с регулированием по напряжению или по току) [7]. В ОАО "ИНТЕГРАЛ" освоены и выпускаются микросхемы для импульсных понижающих стабилизаторов обоих типов.

На рис.1 приведена схема релейного импульсного понижающего стабилизатора напряжения на основе микросхемы ИЛ34063, которая может применяться в понижающих, повышающих и инвертирующих импульсных стабилизаторах. Рабочая частота колебаний задается значениями емкости конденсатора С3 и сопротивления резистора R1. Кроме того, рабочая частота стабилизатора повышается с ростом входного напряжения, поскольку при этом увеличивается скорость нарастания тока в индуктивности L1. Когда напряжение на выводе обратной связи 5 достигает значения, равного опорному напряжению, компаратор через логический элемент и триггер закрывает выходной каскад и прерывает прохождение импульсов на выход 2 микросхемы. Стабилизатор работает в режиме генерации пакетов импульсов, т.е. когда напряжение на выводе 5 больше опорного, на выходе присутствуют импульсы, а когда ниже – нет. Наличие пульсаций на входе обратной связи – обязательное условие нормальной работы импульсного гистерезисного стабилизатора. Так, на выходе представленного на рис.1 понижающего стабилизатора значение пульсаций напряжения составляет 120 мВ. Для того чтобы его уменьшить до 40 мВ, к выходу стабилизатора дополнительно

подключается фильтр L2C4. КПД такого стабилизатора составляет ~80%.

Значение выходного тока микросхемы импульсного стабилизатора напряжения ИЛ34063, выпускаемого ОАО "ИНТЕГРАЛ" составляет от 0,8 до 1,5 А.

Как известно [7], более качественные характеристики имеют импульсные стабилизаторы, использующие широтно-импульсную модуляцию (ШИМ). Их рабочая частота, как правило, постоянна, что позволяет оптимизировать параметры индуктивности и емкости выходного фильтра и упрощает задачу фильтрации помех. Значение пульсаций выходного напряжения таких стабилизаторов значительно меньше, чем релейных. Недостаток ШИМ-стабилизаторов с управлением по напряжению – реакция на скачкообразное изменение тока нагрузки или входного напряжения. Для обеспечения их устойчивости обязательна частотная коррекция в цепи отрицательной обратной связи.

Более совершенные динамические характеристики по сравнению со стабилизаторами с управлением по напряжению имеют ШИМ-стабилизаторы с управлением по току. Они обладают и лучшей устойчивостью. В дополнение к отрицательной обратной связи по напряжению

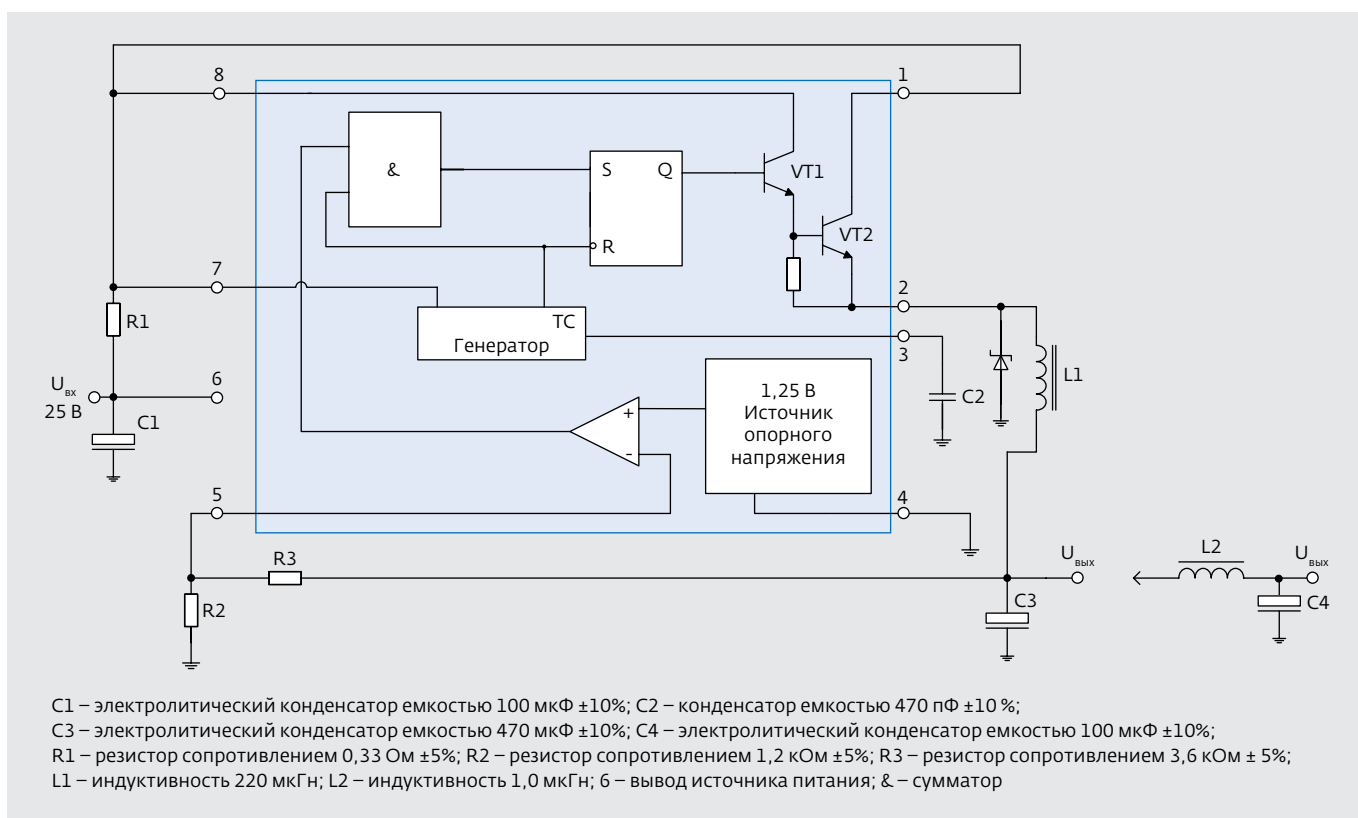


Рис.1. Схема релейного импульсного стабилизатора напряжения на основе микросхемы ИЛ34063

их схема включает быстродействующую цепь обратной связи по току. Как правило, сигнал обратной связи по току поступает от датчика тока выходного ключа, выделяется на токоизмерительном резисторе и суммируется с сигналом обратной связи по напряжению.

В ОАО "ИНТЕГРАЛ" создан ряд микросхем для понижающих импульсных стабилизаторов с ШИМ-регулированием – IL2576, IL2596, IL1501, IZ1583, IZ1591. Разрабатываются микросхемы IZ1412 и IZ2307.

Микросхемы IL2576, IL2596, IL1501 предназначены для импульсных стабилизаторов напряжения с фиксированным выходным напряжением 3,3; 5,0 и 12 В, а также для стабилизаторов с регулируемым внешним резистивным делителем на напряжение в диапазоне 1,2–37 В. Их выходной ток достигает 3 А. Рабочая частота фиксирована и составляет 52 кГц для IL2576 и 150 кГц для IL2596 и IL1501. Принципы работы этих микросхем близки.

Рассмотрим работу импульсного стабилизатора, построенного на основе микросхемы IL1501 (рис.2, 3). Микросхема имеет источник опорного напряжения, примерно равного ширине запрещенной зоны полупроводника – 1,235 В. Опорное напряжение подается на неинвертирующий вход усилителя ошибки A1, на инвертирующий вход

усилителя через резистивный делитель R1R2 подается часть выходного напряжения. Усиленная разность напряжений через блок частотной компенсации поступает на инвертирующий вход ШИМ-компаратора A2. На его неинвертирующий вход подается пилообразное напряжение внутреннего генератора на частоту 150 кГц. Ширина импульса на выходе ШИМ-компаратора тем больше, чем меньше напряжение на выходе стабилизатора, причем коэффициент заполнения может регулироваться от 0 до 100%. Рассмотренная цепь обеспечивает регулирование по напряжению.

В микросхеме предусмотрены защита от превышения рабочего тока выходного транзистора и критической температуры кристалла. При превышении тока резистора R3 компаратор A3 автоматически выключает внутренний генератор, а компаратор A4 – драйвер выходного транзистора. В результате транзистор отключается, и на выходе отсутствуют импульсы. При превышении температуры кристалла 150°C срабатывает блок температурной защиты и блокируется прохождение импульсов на выходной транзистор. Микросхема также имеет вход управления SD с ТТЛ-уровнями управляющего напряжения. Напряжение меньше 0,6 В разрешает работу стабилизатора, выше

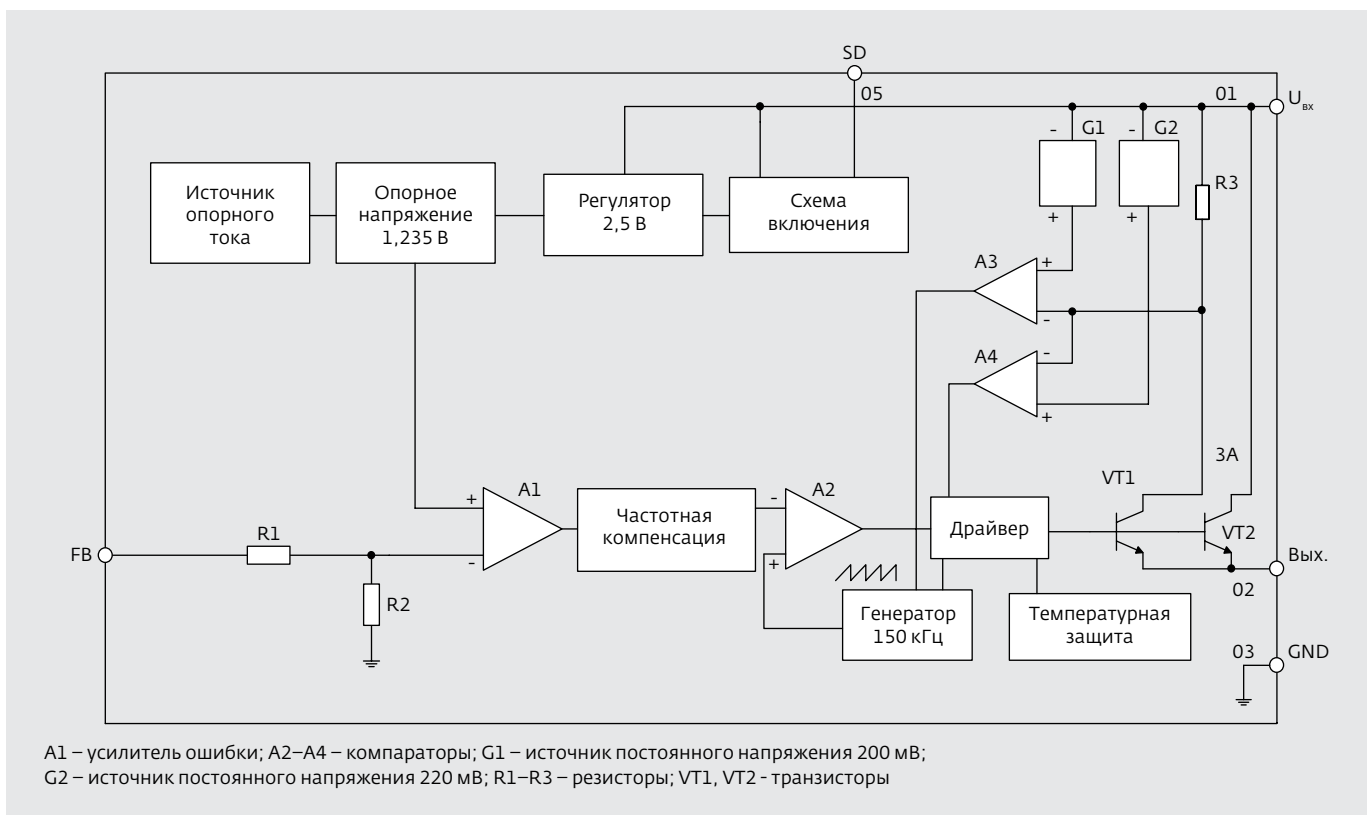


Рис.2. Функциональная схема микросхемы IL1501

2,0 В – блокирует его работу. В рабочем состоянии типовое значение тока потребления составляет 5 мА, в режиме сброса – 150 мкА.

Микросхемы серий IZ1583, IZ1591, IZ1412, IZ2307 – это регуляторы с управлением по току. Предназначены они для импульсных стабилизаторов напряжения с регулируемым выходным внешним резистивным делителем на напряжение 1,2–21 В (IZ1583 и IZ1591), 0,92–16 В (IZ1412) и 0,925–20 В (IZ2307). Выходной ток у IZ1583 и IZ2307 достигает 3 А и 2 А у IZ1591 и IZ1412. Рабочая частота микросхем фиксирована и составляет 330–385 кГц. В микросхеме IZ2307, кроме того, предусмотрена возможность синхронного выпрямления – вместо внешнего выпрямляющего диода Шоттки используется внутренний МОП-транзистор (рис.4, 5), падение напряжения которого во включенном состоянии меньше, чем у открытого диода Шоттки. Пониженное значение опорного напряжения (0,92–0,925 В) у IZ1412, IZ2307 и синхронное выпрямление у IZ2307 позволяют создавать на их основе импульсные стабилизаторы с высоким КПД. Это особенно важно для источников питания с низким выходным напряжением.

Алгоритмы работы микросхем IZ1583, IZ1591, IZ1412 и IZ2307 близки. Рассмотрим работу стабилизатора на основе микросхемы IZ1412 (рис.6, 7). Напряжение на выводе COMP микросхемы пропорционально пиковому току индуктивности стабилизатора. В начале рабочего цикла верхний

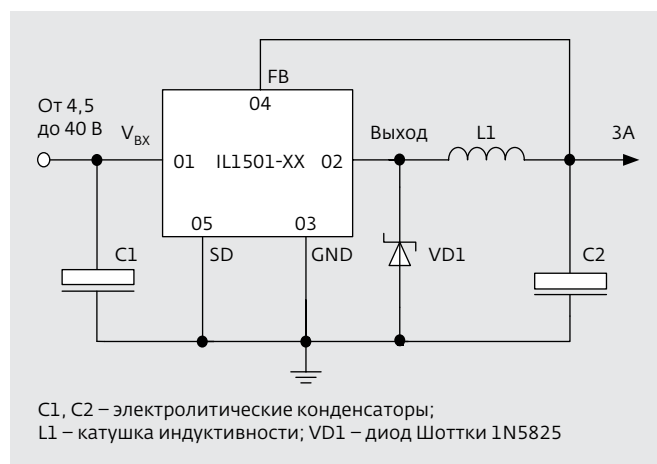


Рис.3. Схема импульсного стабилизатора напряжения на основе микросхемы IL1501

транзистор VT4 открыт. Значение напряжения на выводе COMP выше, чем на выходе усилителя токового сигнала и, следовательно, на выходе ШИМ-компаратора присутствует низкий уровень напряжения. Высокий уровень тактирующего сигнала внутреннего генератора переключает RS-триггер, выходы которого закрывают транзистор VT5 и открывают VT4. В индуктивности через транзистор VT4 начинает протекать ток от входного источника. Возрастающий ток индуктивности создает падение напряжения на резисторе R2, которое усиливается усилителем

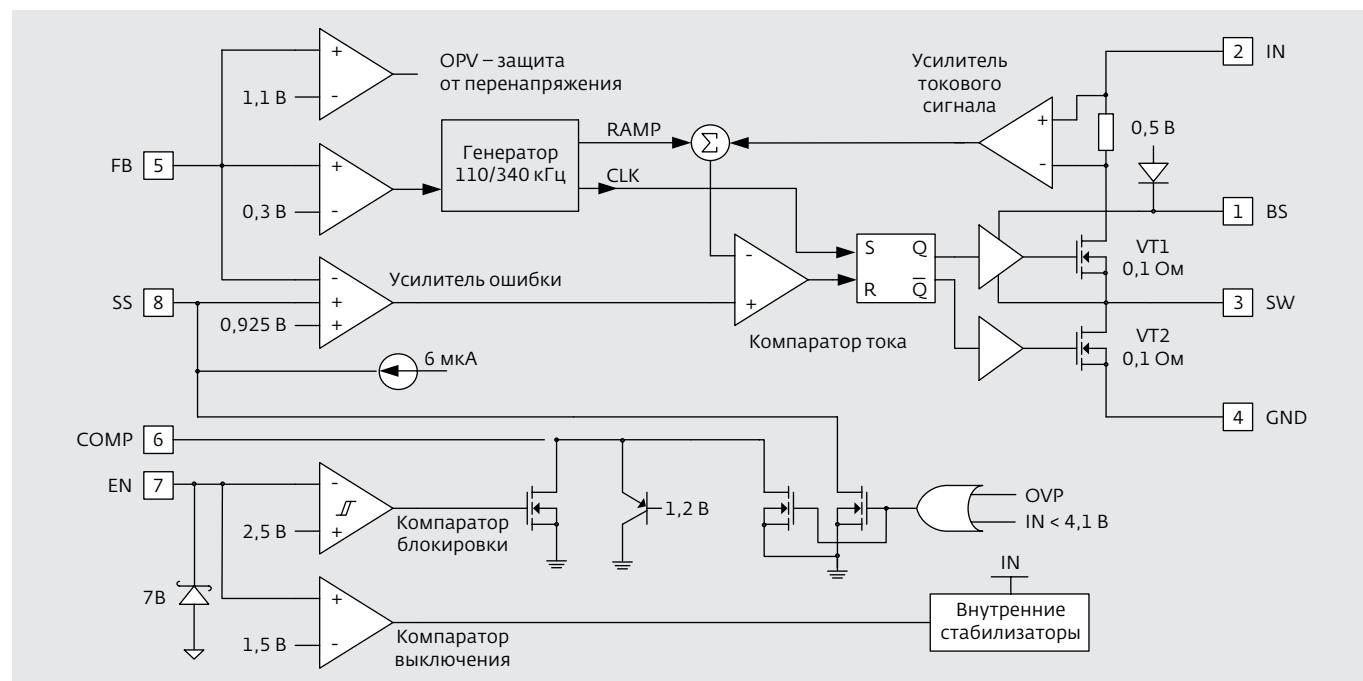


Рис.4. Функциональная схема микросхемы IZ2307

токового сигнала. пилообразное напряжение внутреннего генератора суммируется с выходным напряжением усилителя токового сигнала и сравнивается ШИМ-компаратором с выходным напряжением усилителя ошибки. Когда сумма напряжений усилителя токового сигнала и генератора пилообразного сигнала превышает напряжение на выводе COMP, RS-триггер переключается и транзисторы VT4 и VT5 возвращаются в исходное состояние. Суммирование значений выходного напряжения усилителя токового сигнала и генератора пилообразного сигнала приводит к тому, что к управлению по напряжению добавляется управление по току. Если суммарное напряжение меньше напряжения на выводе COMP, то низкий уровень напряжения на выходе внутреннего генератора тактирующего сигнала "сбрасывает" RS-триггер. Выход усилителя ошибки усиливает разницу напряжений между входом обратной связи FB и опорным напряжением, равным 0,92 В. Если напряжение на входе FB меньше 0,92 В, напряжение на выводе COMP увеличивается и наоборот. Таким образом, ширина импульса на выходе ШИМ-компаратора тем больше, чем меньше напряжение на выходе стабилизатора.

Выходное напряжение импульсного стабилизатора определяется резистивным делителем R3-R2 по формуле:

$$U_{\text{вых}} = U_{\text{FB}} \frac{R2}{R3 + R2}, \quad (2)$$

где $U_{\text{FB}} = 0,92$ В – напряжение обратной связи на выводе FB, типовое значение $R2 = 10$ кОм.

Частота работы микросхемы – 380 кГц. Однако в режиме короткого замыкания ($U_{\text{FB}} = 0$) частота уменьшается до 240 кГц.

Микросхема имеет вход управления EN: напряжение меньше 0,4 В блокирует работу стабилизатора, а выше 3,0 В – разрешает его работу. В рабочем состоянии типовое значение тока потребления составляет 1,1 мА, в режиме сброса – всего 23 мкА. Низкие значения токов потребления достигнуты благодаря изготовлению микросхемы по БиКДМОП-технологии, позволяющей реализовать достоинства биполярных, комплементарных полевых (КМОП) и высоковольтных ДМОП-транзисторов. Микросхема также имеет регулируемую подключаемую внешней емкостью к выводу SS функцию "мягкого старта", которая позволяет минимизировать ток потребления и перегрузки выхода при старте микросхемы, что повышает ее надежность.

Характеристики импульсного стабилизатора напряжения определяются не только параметрами микросхемы, но и параметрами схемы "обвязки" – емкостей, индуктивности, диода.

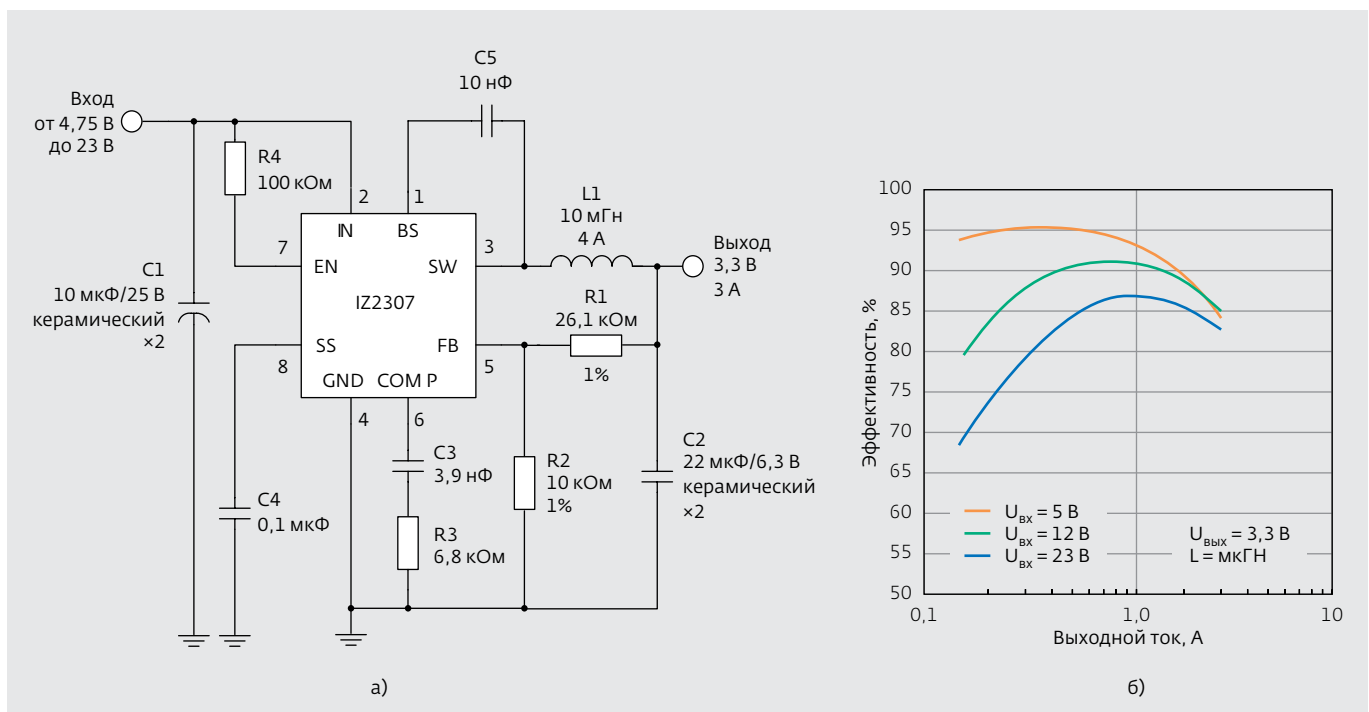


Рис.5. Схема импульсного стабилизатора напряжения на основе микросхемы IZ2307 (а) и зависимость его эффективности от выходного тока (б)

На примере определения параметров "внешних" компонентов микросхемы IZ1412 покажем основные правила их выбора [8].

Индуктивность L1 обеспечивает постоянное значение тока в нагрузке даже при изменениях входного напряжения. Чем больше индуктивность, тем меньше будут пульсации тока и, как результат, меньше и пульсации выходного напряжения. Однако увеличение значения индуктивности приводит к увеличению ее габаритов, последовательного сопротивления и/или к уменьшению тока насыщения. На практике рекомендуется применять следующее правило: пульсации тока в индуктивности ΔI_L не должны превышать 30% максимального ограничения тока выходного ключевого транзистора (для IZ1412 – 3,4 А). Значение индуктивности может быть рассчитано по формуле:

$$L = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{f_s \Delta I_L} \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right), \quad (3)$$

где $f_s = 380$ кГц – рабочая частота микросхемы.

Индуктивность не будет насыщаться при достижении максимального тока. Максимальный ток индуктивности $I_{L\text{МАКС}}$ может быть рассчитан по формуле:

$$I_{L\text{МАКС}} = I_{\text{ВЫХ}} + \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{2 f_s L1} \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right). \quad (4)$$

Выходной выпрямительный диод проводит ток индуктивности, когда верхний транзистор VT4 закрыт. Для повышения КПД импульсного стабилизатора необходимо использовать диод Шоттки, обратное пробивное напряжение которого больше, чем максимальное входное напряжение стабилизатора $U_{\text{ВХМАКС}}$, и максимальный ток больше тока нагрузки стабилизатора $I_{\text{ВЫХ}}$.

Входное напряжение стабилизатора может изменяться, поэтому на входе необходим конденсатор C1. Лучше всего использовать керамический конденсатор, поскольку у него небольшое эквивалентное последовательное сопротивление R_{ESR} . Можно также применять электролитический или танталовый конденсатор с низким

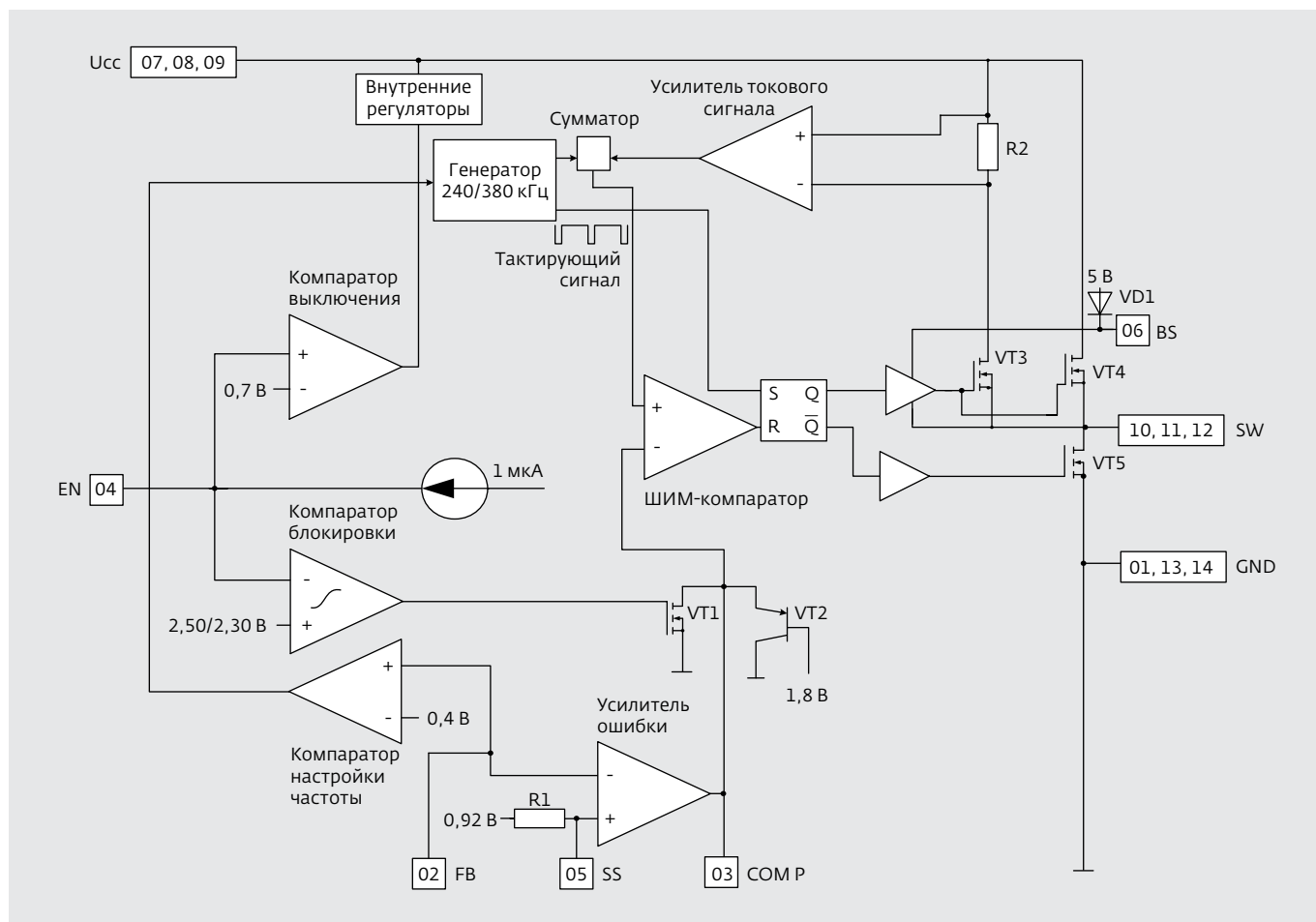


Рис.6. Функциональная схема микросхемы IZ1412

R_{ESR} . Действующее значение тока конденсатора $C1$ можно определить с помощью уравнения:

$$I_{C1} = I_{ВЫХ} \cdot \sqrt{\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \cdot \left(1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right)}. \quad (5)$$

В худшем случае, когда $U_{ВХ} = 2U_{ВЫХ}$, $I_{C1} = I_{ВЫХ}/2$. Необходимо выбирать конденсатор, диапазон токов которого превышает половину максимального тока нагрузки стабилизатора $I_{ВЫХ}$. Пульсации входного напряжения $\Delta U_{ВХ}$ определяются выражением:

$$\Delta U_{ВХ} = \frac{I_{ВЫХ}}{f_s \cdot C1} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \left(1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right). \quad (6)$$

В отличие от релейного стабилизатора для работы импульсного стабилизатора с ШИМ-регулируемым не требуется наличия пульсаций выходного напряжения. Значение пульсаций напряжения на выходе $\Delta U_{ВЫХ}$ определяется в основном типом используемого конденсатора и вычисляется по формуле:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{I_{ВЫХ}}{f_s \cdot L1} \cdot \left(1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right) \cdot \left(R_{ESR} + \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot C6}\right). \quad (7)$$

Применять можно керамический, танталовый или электролитический конденсатор с низким значением эквивалентного последовательного сопротивления R_{ESR} . Самые низкие значения R_{ESR} у керамических конденсаторов, поэтому для них выражение (7) упрощается:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{I_{ВЫХ}}{2 \pi f_s^2 L1 \cdot C6} \left(1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right). \quad (8)$$

При $C6 = 22$ мкФ, $L1 = 15$ мкГн, $f_s = 380$ кГц, $U_{ВХ} = 5$ В, $U_{ВЫХ} = 3,3$ В пульсации выходного напряжения составляют всего 2,9 мВ.

Значения эквивалентного последовательного сопротивления R_{ESR} у электролитических и танталовых конденсаторов больше, чем у керамических. Для них выражение (7) имеет следующий вид:

$$\Delta U_{ВЫХ} = \frac{I_{ВЫХ}}{f_s \cdot L1} \left(1 - \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}\right) \cdot R_{ESR}. \quad (9)$$

При $C6 = 560$ мкФ, $R_{ESR} = 0,03$ Ом (использован электролитический конденсатор с низким RESR), $L1 = 15$ мкГн, $f_s = 380$ кГц, $U_{ВХ} = 5$ В, $U_{ВЫХ} = 3,3$ В значение пульсаций выходного напряжения

составляет 5,9 мВ. Таким образом, при выборе выходного конденсатора следует иметь в виду, что для уменьшения пульсаций выходного напряжения необходимы конденсаторы с малым последовательным сопротивлением RESR.

Устойчивость стабилизатора обеспечивают внешние элементы коррекции $C4$, $C3$, $R1$. Схема коррекции наклона пилообразного напряжения устраняет возможность самовозбуждения стабилизатора на субгармониках, особенно при коэффициенте заполнения более 50%, который присущ стабилизаторам с обратной связью по току. Используется коррекция по типу "полюс-нуль" частотной характеристики [9] с несколькими полюсами и нулями. Как известно, для обеспечения устойчивости систем с отрицательной обратной связью необходимо, чтобы фазовый сдвиг был меньше 180° на всех частотах, на которых коэффициент передачи цепи обратной связи превышает единицу. Для этого проще всего включить в схему емкость, с помощью которой можно задать частоту (полюс) и наклон характеристики, равный -6 дБ/октава (20 дБ/декада). За счет этого в большей части полосы пропускания фазовый сдвиг будет равен 90° . Иногда лучший результат можно получить, если использовать схему коррекции, которая сначала обеспечивает спад усиления с наклоном 6 дБ/октава (20 дБ/декада), а затем, начиная с некоторой частоты, - ровную характеристику (нуль характеристики). Схема коррекции, применяемая для микросхемы IZ1412, имеет несколько "полюсов" и "нулей" характеристики.

Коэффициент усиления петли обратной связи определяется выражением:

$$A_{VDC} = R_{ВЫХ} G_{CS} A_{VEA} \frac{U_{FB}}{U_{ВЫХ}}, \quad (10)$$

где $R_{ВЫХ}$ - значение сопротивления нагрузки; $G_{CS} = 1,95$ А/В - крутизна усилителя тока; $A_{VEA} = 400$ В/В - коэффициент усиления усилителя ошибки.

Микросхема IZ1412 имеет два полюса характеристики. Один определяется компенсирующей емкостью $C4$ и выходным сопротивлением усилителя ошибки, второй - выходным конденсатором $C6$ и резистором нагрузки $R_{ВЫХ}$:

$$f_{P1} = \frac{G_{EA}}{2 \pi \cdot C4 \cdot A_{VEA}} \quad (11)$$

и

$$f_{P2} = \frac{1}{2 \pi \cdot C6 \cdot R_{ВЫХ}}, \quad (12)$$

где $G_{EA} = 830$ мкА/В - крутизна усилителя ошибки.

Система имеет один "нуль" характеристики, обусловленной компенсирующей емкостью $C4$ и компенсирующим резистором $R1$:

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot C4 \cdot R1} \quad (13)$$

Если емкость выходного конденсатора $C6$ большая и/или сопротивление R_{ESR} велико, возможны и другие "нули" характеристики системы. "Нуль", определяемый R_{ESR} и $C6$, равен

$$f_{ESR} = \frac{1}{2\pi \cdot C6 \cdot R_{ESR}}. \quad (14)$$

Для обеспечения устойчивости системы важно правильно выбрать частоту единичного усиления петли обратной связи (f_c). Слишком низкая частота приводит к медленной реакции микросхемы на изменения нагрузки, слишком высокая частота может привести к неустойчивости системы. На практике лучше использовать частоту единичного усиления петли обратной связи, не превышающую одну десятую рабочей частоты микросхемы ($f_c \leq 0,1f_s$).

Сопротивление компенсирующего резистора $R1$ задает частоту единичного усиления и определяется по формуле:

$$R1 = \frac{2\pi \cdot C6 \cdot f_c}{G_{EA} \cdot G_{CS}} \cdot \frac{U_{ВВХ}}{U_{ВХ}}. \quad (15)$$

Значение компенсирующей емкости $C4$ определяет запас по фазе. Желательно, чтобы частота f_{z1} была меньше одной четвертой частоты единичного усиления ($f_{z1} \leq 0,25f_c$). Тогда значение емкости будет определяться следующим выражением:

$$C4 > \frac{2}{\pi \cdot R1 \cdot f_c}. \quad (16)$$

В случае, когда последовательное сопротивление R_{ESR} выходной емкости $C6$ велико и частота f_{ESR} меньше половины рабочей частоты f_s , т.е.

$$\frac{1}{2\pi \cdot C6 \cdot R_{ESR}} < \frac{f_s}{2}, \quad (17)$$

требуется вторая компенсирующая емкость $C3$, и необходимо добавить третий полюс

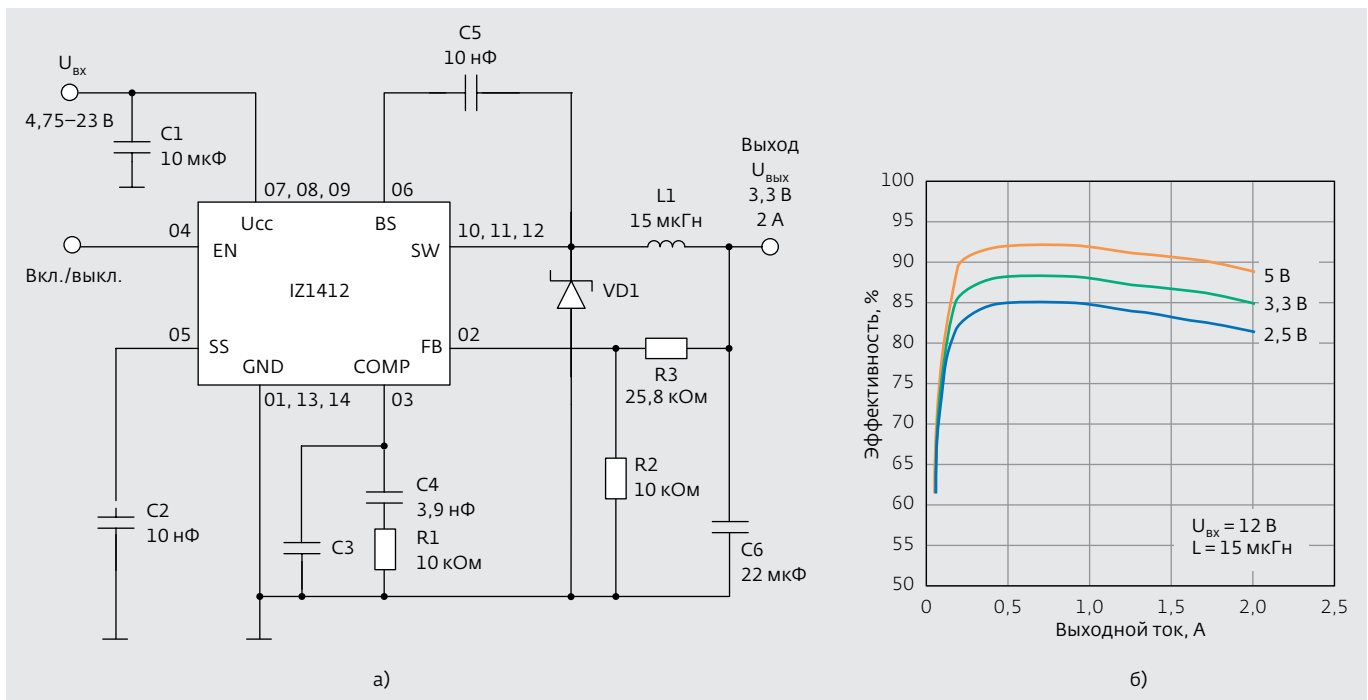


Рис.7. Схема импульсного стабилизатора напряжения на основе микросхемы IZ1412 (а) и зависимость его эффективности от выходного тока (б)

характеристики, определяемый значениями емкости $C3$ и сопротивлением резистора $R1$:

$$f_{p3} = \frac{1}{2\pi \cdot C3 \cdot R1} \quad (18)$$

Значение $C3$ задается выражением:

$$C3 = \frac{C6 \cdot R_{ESR}}{R1} \quad (19)$$

Приведенные рекомендации и выражения для определения параметров компенсирующих элементов применимы как для микросхем IZ1583, IZ1591, IZ1412, IZ2307, так и для других микросхем импульсных стабилизаторов с управлением по току.

Рассмотренные в статье серии микросхем импульсных понижающих стабилизаторов напряжения представляют собой современную элементную базу для экономичных малогабаритных источников питания портативной вычислительной, промышленной и бытовой техники. Приведенные схемотехнические особенности организации, практические рекомендации по их применению, а также представленные математические выражения и формулы для выбора и расчета параметров элементов обрания позволят специалистам более эффективно использовать все возможности этих микросхем при построении широкого спектра источников питания различного назначения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белоус А., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С. Микросхемы НПО "ИНТЕГРАЛ" для источников питания. – Электроника: НТБ, 2007, №3, с.48–55.
2. Ефименко С.А., Кособуцкая Н.В., Сякерский В.С., Шведов С.В. Микросхемы стабилизаторов напряжения для автомобильной электроники. – Компоненты и технологии, 2006, №6, с.10–111.
3. Белоус А., Емельянов В., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С., Бобровницкий М. Микросхемы для силовой электроники производства НПО "ИНТЕГРАЛ". – Инженерная микроэлектроника. Силовая электроника, 2007, №7, с.23–27.
4. Белоус А., Ефименко С., Сякерский В., Шведов С., Бобровницкий М. НПО "ИНТЕГРАЛ". Микросхемы управления импульсными источниками питания – Электроника: НТБ, 2008, №4, с.56–61.
5. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. – М: Техносфера, 2005.
6. Крекрафт Д., Джерджи С. Аналоговая электроника. Схемы, системы, обработка сигнала. – М: Техносфера, 2005.
7. Пушкарев М. Микросхемы импульсных понижающих стабилизаторов. Эволюция схемотехники. – Компоненты и технологии, 2008, №2, с.83–90.
8. www.monolithicpower.com
9. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. – М.: Мир, 1998.