

Анализ параметров силовой схемы импульсного понижающего преобразователя напряжения для питания цифровых СБИС

С.И. Аряшев^{1*}, А.А. Киселева^{2*}, Е.П. Козлова^{3*}, А.В. Ларионов^{4*},
С.И. Ольчев^{5*}, Ю.Б. Рогаткин^{6*}, Л.А. Соловьева^{7*}, О.В. Сысоева^{8*},
И.В. Тарасов^{9*}

* НИЦ «Курчатовский институт» — НИИСИ, Москва, Российская Федерация;

¹ aserg@cs.niisi.ras.ru; ² kiseleva@cs.niisi.ras.ru; ³ nikolaeva@cs.niisi.ras.ru; ⁴ alar@cs.niisi.ras.ru;
⁵ olchev@cs.niisi.ras.ru; ⁶ ryb@cs.niisi.ras.ru; ⁷ isolov@cs.niisi.ras.ru; ⁸ olga@cs.niisi.ras.ru; ⁹ tarasov@cs.niisi.ras.ru

Аннотация. Разработка импульсного понижающего преобразователя напряжения начинается с расчёта параметров дросселя и выходного конденсатора. Величина индуктивности дросселя и ёмкости выходного конденсатора зависят от множества характеристик преобразователя, таких, как мощность преобразователя, величины входного и выходного напряжения, допустимый уровень пульсации выходного напряжения, допустимая относительная пульсация выходного тока, частота модуляции. Как правило, характеристики преобразуемого напряжения и мощность преобразователя задаются техническим заданием и не могут быть выбранными разработчиком самостоятельно. Частота же модуляции не относится к параметрам, характеризующим выходное питание преобразователя, и может быть выбрана разработчиком на его усмотрение. Величины индуктивности дросселя и ёмкости выходного конденсатора имеют существенную зависимость от выбранной частоты модуляции. Чем выше частота модуляции, тем меньше величина индуктивности и ёмкости выходного конденсатора преобразователя. Это позволяет минимизировать общие физические размеры импульсного преобразователя. Однако при увеличении частоты модуляции увеличиваются потери энергии на силовом ключе и усиливается влияние электромагнитных помех. Выбор частоты модуляции импульсного преобразователя напряжения — это всегда поиск компромисса между минимизацией размеров дросселя с выходным конденсатором и снижением КПД преобразователя вместе со снижением помехозащищённости питаемого устройства. В данной статье представлен пример анализа основных параметров силовой схемы преобразователя в широком диапазоне частот модуляции. Эти расчёты помогают разработчику найти оптимальное соотношение частоты модуляции с величинами дросселя и выходного конденсатора, если в соответствии с техническим заданием допускается использование различных частот модуляции. Также представлен пример расчёта зависимости параметров импульсного преобразователя от выходного напряжения и выходной мощности при фиксированной частоте модуляции.

Ключевые слова: импульсный понижающий преобразователь напряжения, buck-конвертер, частота модуляции, цифровые СБИС.

1. Введение

Снижение проектных норм и повышение производительности современных СБИС ставят перед разработчиками специфические требования к источникам питания для этих устройств. Рост производительности и скорости обработки данных специализированных заказных интегральных схем (ASIC), цифровых сигнальных процессоров (DSP - процессоры), программируемых вентильных матриц (FPGA) и других цифровых устройств приводят к значительному увеличению потребляемого тока. При этом, с уменьшением проектных норм для избегания влияния электромиграции или пробоя перехода транзисторов используется более низкое напряжение питания. Мощность потребления этих цифровых устройств может существенно изменяться в зависимости от режима функционирования. Смена

режима работы цифрового устройства между высокой и низкой производительностью сопровождается существенными переходными процессами в токе нагрузки, что может негативно сказаться на стабильности напряжения питания. Таким образом, источники питания современных СБИС должны поддерживать низкие напряжения питания при высоких значениях токов нагрузки, обеспечивая при этом стабильность выдаваемого напряжения от переходных процессов при изменении режимов работы питаемых цифровых устройств.

Наиболее подходящим элементом питания, удовлетворяющим этим требованиям, является импульсный понижающий преобразователь. Этот тип преобразователей характеризуется высоким КПД и возможностью быстрой коррекции выдаваемой мощности в зависимости от измене-

ния тока нагрузки. Различные цифровые устройства в составе СБИС могут иметь различное напряжение питания. Одним из эффективных способов применения импульсных преобразователей является расположение источников питания непосредственно рядом с нагрузкой [1]. Локальное расположение понижающих преобразователей позволяет снизить влияние распределительной сети и сократить длину проводников печатной платы. Уменьшение паразитных параметров соединительных проводников между источником питания и нагрузкой способствует увеличению быстродействия компенсационной обратной связи импульсного преобразователя при стремительном изменении тока нагрузки. Благодаря этому улучшается стабильность выдаваемого напряжения питания.

Эти преимущества локального расположения понижающих преобразователей нашли широкое распространение в распределённой системе питания бортовой аппаратуры космических аппаратов [2]. Понижающие DC/DC преобразователи, расположенные в непосредственной близости от питаемого функционального узла, называются POL (point of load). Преобразователи POL, применяемые в бортовой аппаратуре космических аппаратов, обладают повышенной радиационной стойкостью, высоким КПД и низкой рассеиваемой мощностью, что является особенно актуальным в условиях ограниченного теплоотвода.

Разработка импульсного понижающего преобразователя всегда сопряжена с поиском компромисса между частотой модуляции и размерами дросселя с выходным конденсатором. Увеличение частоты модуляции позволяет снизить размеры дросселя и выходного конденсатора. Однако вместе с этим вырастает потребляемая мощность и увеличивается влияние электромагнитных помех на соседние устройства. Каждое удвоение частоты модуляции импульсного преобразователя снижает его КПД примерно на 2%. Поэтому максимальная частота модуляции импульсных преобразователей обычно не превышает 1.6 МГц [3]. С целью снижения влияния электромагнитных помех от импульсных преобразователей разработчикам необходимо соблюдать определённые требования при проектировании печатной платы, например, избегать резких изгибов металлических проводников и T-образных ответвлений [4]. В импульсных преобразователях POL для электронной аппаратуры космических аппаратов с целью минимизации влияния электромагнитных помех на питаемые устройства, а также с целью минимизации рассеиваемого тепла частота модуляции как правило составляет не более 400...500 кГц [2], [5].

2. Схема импульсного понижающего преобразователя напряжения

Импульсные понижающие преобразователи передают со входа на выход небольшие порции энергии, используя ключ, диод, индуктивность и конденсатор. Наиболее распространённой схемой такого преобразователя является так называемый buck-конвертер. Если отсутствует необходимость в гальванической развязке между источником входного напряжения и выходом, то схема buck-конвертера выглядит так, как представлена на рис. 1. В схемах с гальванической развязкой используется дроссель с двумя магнитосвязанными катушками.

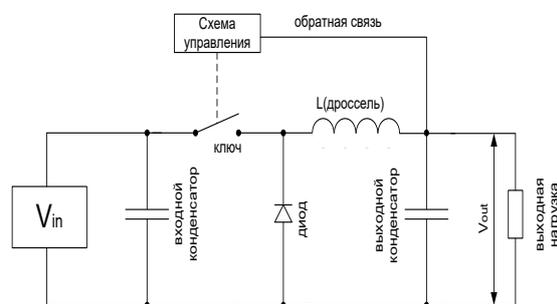


Рис. 1. Функциональная схема импульсного понижающего преобразователя напряжения buck-конвертера

Импульсный преобразователь состоит из входного источника напряжения, стабилизирующего входного конденсатора, ключа, диода, дросселя, выходного конденсатора и схемы управления с обратной связью. Цикл работы импульсного преобразователя состоит из двух этапов. На первом этапе ключ замкнут, диод закрыт, ток от входного источника протекает через дроссель, выходную нагрузку и выходной конденсатор. Порция энергии от входного источника напряжения аккумулируется за счёт тока дросселя и заряда на выходном конденсаторе. Выходной конденсатор также необходим для сглаживания пульсаций.

Схема управления через обратную связь непрерывно сравнивает выходное напряжение V_{out} с заданным эталонным значением. Как только напряжение на выходном конденсаторе достигает этого значения, начинается второй этап работы преобразователя. Схема управления замыкает ключ, тем самым отключая диод, дроссель, выходной конденсатор и выходную нагрузку от входного источника напряжения. Резкий скачок напряжения на входе дросселя отпирает диод и ток через катушку продолжает протекать уже через диод.

В импульсных преобразователях напряжения управление силовым ключом возможно двумя

способами. Широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и частото-импульсной модуляцией (ЧИМ). Управление с помощью ШИМ используют в преобразователях, которые питают нагрузку с малоизменяющимся током потребления. В таких схемах частота переключения ключа f_{sw} постоянна, а порции энергии от входного источника регулируются продолжительностью импульса. Далее будут приведены расчёты для преобразователя со схемой управления с ШИМ.

3. Расчёт индуктивности дросселя и ёмкости выходного конденсатора импульсного преобразователя

Проектирование импульсного преобразователя напряжения начинается с расчёта параметров силовой схемы. Это прежде всего индуктивность дросселя L и ёмкость выходного конденсатора C_{out} . Исходные данные для расчёта следующие:

f_{sw} – частота переключения ключа (частота модуляции);

V_{in_max} – максимальное входное напряжение;

V_{out} – выходное напряжение импульсного преобразователя;

ΔV – максимально допустимый всплеск выходного напряжения;

I_{out} – выходной ток;

LIR – допустимая относительная пульсация выходного тока. Рассчитывается по формуле (1).

$$LIR = \frac{I_{out_max} - I_{out_min}}{I_{out}} \quad (1)$$

где I_{out_min} – минимальный выходной ток, I_{out_max} – максимальный выходной ток. При этом выходной ток $I_{out} = (I_{out_max} + I_{out_min})/2$. Как правило, параметр LIR принимают равным 0,3...0,4.

Индуктивность дросселя рассчитывается по формуле (2).

$$L = \frac{(1 - \frac{V_{out}}{V_{in_max}}) \cdot V_{out}}{LIR \cdot I_{out} \cdot (\frac{LIR}{2} + 1) \cdot f_{sw}} \quad (2)$$

Для более точной корректировки значения индуктивности дросселя учитывают среднее падение напряжения на диоде и среднее падение напряжения на ключе (3).

$$L = \frac{(1 - \frac{(V_{out} + V_f)}{(V_{in_max} + V_f - V_{sat})}) \cdot (V_{out} + V_f)}{LIR \cdot I_{out_max} \cdot f_{sw}} \quad (3)$$

где V_f – среднее падение напряжения на диоде, V_{sat} – среднее падение напряжения на ключе.

Существующие подходы расчёта параметров силовой схемы импульсного понижающего преобразователя как правило основаны на использовании определённой фиксированной частоты модуляции, выбранной разработчиком [6].

На рис. 2. представлена зависимость индуктивности дросселя L от частоты модуляции f_{sw} .

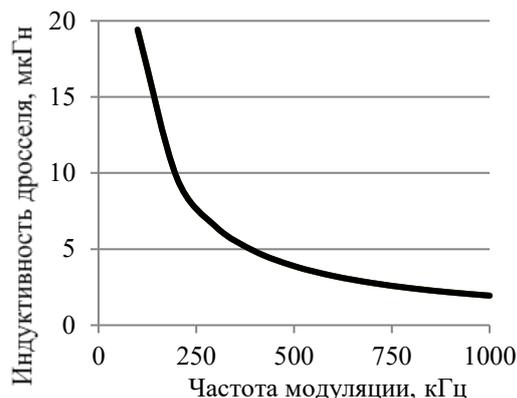


Рис. 2. Зависимость индуктивности дросселя импульсного преобразователя напряжения от частоты модуляции

В качестве примера расчёта параметров силовой схемы импульсного понижающего преобразователя приняты следующие исходные данные: $V_{in_max} = 3$ В, $V_{out} = 1$ В, $I_{out} = 1$ А, $\Delta V = 0,1$ В, LIR = 0,3. Как видно из графика, зависимость индуктивности дросселя обратно пропорциональна частоте модуляции. Для частоты в районе 1 МГц требуемая индуктивность при заданных параметрах составляет около 2 мкГн. Также стоит отметить, что дроссель должен быть подобран так, чтобы максимально допустимый пиковый ток I_{out_max} был не больше тока насыщения дросселя $I_{нас}$. Т.е. габариты и материал сердечника должны быть такими, чтобы, намотав на этом сердечнике требуемую индуктивность, ток насыщения катушки был больше максимального пикового тока.

Расчёт ёмкости выходного конденсатора производится по формуле (4).

$$C_{out} = \frac{I_{out_max}}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V} \quad (4)$$

Эта формула позволяет определить минимальную величину выходного конденсатора, при котором изменение выходного напряжения V_{out} будет находиться в допустимом диапазоне ΔV при условии, что выходной ток I_{out} находится в диапазоне от I_{out_max} до I_{out_min} . Однако возможен наихудший случай, когда при максимальном

токе через катушку (т.е. при пиковом токе) выходной ток скачком меняется от $I_{out\ max}$ до нуля. Для этого наихудшего случая выходная ёмкость должна забрать на себя излишек заряда и не допустить превышение выходного напряжения на величину ΔV . Формула для расчёта выходной ёмкости для наихудшего случая имеет следующий вид (5):

$$C_{out} = \frac{L \cdot I_{out}^2 \cdot (1 + \frac{LIR}{2})^2}{(V_{out} + \Delta V)^2 - V_{out}^2} \quad (5)$$

На рис. 3. приведены два графика зависимости выходной ёмкости от частоты модуляции. Для базового режима работы импульсного преобразователя и для наихудшего случая при максимальном всплеске тока дросселя. Исходные данные для построения графика заданы те же: $V_{in\ max} = 3\ В$, $V_{out} = 1\ В$, $I_{out} = 1\ А$, $\Delta V = 0,1\ В$, $LIR = 0,3$.

Как видно из графиков на рис. 3, для малых частот модуляции разница в значениях выходной ёмкости для базового и для наихудшего случая может составлять более 100 мкФ. В относительном выражении, ёмкость для наихудшего случая должна быть примерно в 10 раз больше, чем для штатного режима работы импульсного преобразователя.

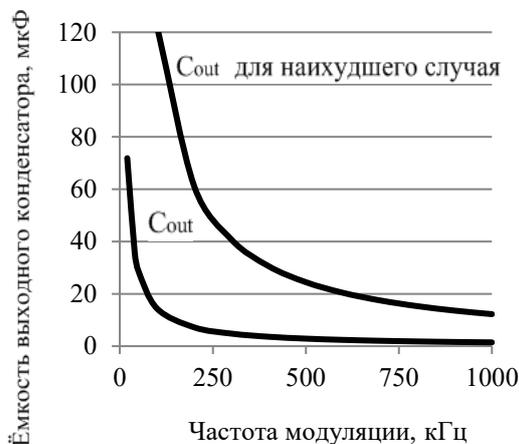


Рис. 3. Зависимость ёмкости выходного конденсатора импульсного преобразователя напряжения от частоты модуляции

4. Частотный анализ LC-фильтра силовой схемы

Для нормальной работы импульсного понижающего преобразователя частота модуляции f_{sw} должна быть значительно выше частоты среза LC-фильтра f_{LC} . В противном случае фильтрация импульсного сигнала будет неэффективной, и на выходе будут наблюдаться значительные пульсации. Частота среза LC-фильтра определяется по формуле (6).

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C_{out}}} \quad (6)$$

Параметры понижающего импульсного преобразователя рекомендуется подбирать таким образом, чтобы частота модуляции f_{sw} была в 10...50 раз больше частоты среза LC-фильтра.

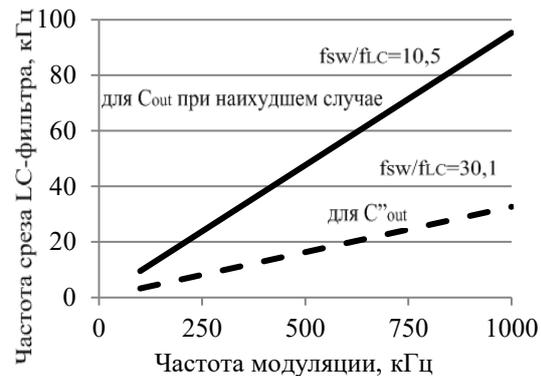


Рис. 4. Зависимость частоты среза LC-фильтра импульсного преобразователя от частоты модуляции для C_{out} при наихудшем случае (сплошная линия) и для C''_{out} при базовой работе преобразователя (пунктирная линия).

На рис. 4. Представлены зависимости частоты среза LC-фильтра импульсного преобразователя от частоты модуляции для двух схем: с выходной ёмкостью C_{out} при наихудшем случае (сплошная линия) и для выходной ёмкости C''_{out} при базовой работе преобразователя (пунктирная линия). Также для каждого графика представлены отношение частоты модуляции f_{sw} к частоте среза LC-фильтра f_{LC} . Расчёты приведены для $V_{in\ max} = 3\ В$, $V_{out} = 1\ В$, $I_{out} = 1\ А$, $\Delta V = 0,1\ В$, $LIR = 0,3$.

Как видно из рисунка, при обоих значениях ёмкостей (для базового и для наихудшего случая) частота среза LC-фильтра в 10,5 раза и в 30,1 раза меньше частоты модуляции соответственно, что удовлетворяет условию стабильной работы понижающего преобразователя.

5. Пример расчёта зависимости параметров импульсного преобразователя от выходного напряжения и выходной мощности при частоте модуляции 1 МГц

В таблицах 1, 2 и 3 представлены расчётные значения индуктивности дросселя L , ёмкости выходного конденсатора C_{out} (для наихудшего

случая) и частота среза LC-фильтра f_{LC} в зависимости от потребляемой мощности нагрузки P_{out} для разных значений выходного напряжения V_{out} . В таблице 1 представлены данные для $V_{out} = 0,5$ В, в таблице 2 представлены данные

для $V_{out} = 1$ В и в таблице 3 представлены данные для $V_{out} = 2$ В. Все расчёты проделаны при фиксированных параметрах $V_{in,max} = 3$ В, $\Delta V = 0,1$ В, $LIR = 0,3$ и частоты модуляции $f_{sw} = 1$ МГц.

Таблица 1. Расчётные данные преобразователя для $V_{out} = 0,5$ В

P_{out} , Вт	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	1	5	10
L, Гн	603 $\cdot 10^{-3}$	603 $\cdot 10^{-4}$	603 $\cdot 10^{-5}$	603 $\cdot 10^{-6}$	603 $\cdot 10^{-7}$	603 $\cdot 10^{-8}$	603 $\cdot 10^{-9}$	$121 \cdot 10^{-9}$	$60,3 \cdot 10^{-9}$
C_{out} , Ф	2,90 $\cdot 10^{-11}$	2,90 $\cdot 10^{-10}$	2,90 $\cdot 10^{-9}$	2,90 $\cdot 10^{-8}$	2,90 $\cdot 10^{-7}$	2,90 $\cdot 10^{-6}$	2,90 $\cdot 10^{-5}$	$1,45 \cdot 10^{-4}$	$2,90 \cdot 10^{-4}$
I_{out} , А	$2 \cdot 10^{-6}$	$2 \cdot 10^{-5}$	$2 \cdot 10^{-4}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-1}$	2	10	20
$I_{out,max}$, А	2,3 $\cdot 10^{-6}$	$2,3 \cdot 10^{-5}$	$2,3 \cdot 10^{-4}$	$2,3 \cdot 10^{-3}$	$2,3 \cdot 10^{-2}$	$2,3 \cdot 10^{-1}$	2,3	11,5	23

Примечание: расчётная частота среза LC- фильтра f_{LC} составляет 38 кГц.

Таблица 2. Расчётные данные преобразователя для $V_{out} = 1$ В

P_{out} , Вт	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	1	5	10
L, Гн	1930* $\cdot 10^{-3}$	1930* $\cdot 10^{-4}$	1930* $\cdot 10^{-5}$	1930* $\cdot 10^{-6}$	1930* $\cdot 10^{-7}$	1930* $\cdot 10^{-8}$	1930* $\cdot 10^{-9}$	387* $\cdot 10^{-9}$	193* $\cdot 10^{-9}$
C_{out} , Ф	$1,21 \cdot 10^{-11}$	$1,2 \cdot 10^{-10}$	$1,21 \cdot 10^{-9}$	$1,21 \cdot 10^{-8}$	$1,21 \cdot 10^{-7}$	$1,21 \cdot 10^{-6}$	$1,21 \cdot 10^{-5}$	$0,61 \cdot 10^{-4}$	$1,21 \cdot 10^{-4}$
I_{out} , А	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	1	5	10
$I_{out,max}$, А	$1,15 \cdot 10^6$	$1,15 \cdot 10^5$	$1,15 \cdot 10^4$	$1,15 \cdot 10^3$	$1,15 \cdot 10^2$	$1,15 \cdot 10^1$	1,15	5,75	11,5

Примечание: расчётная частота среза LC- фильтра f_{LC} составляет 32,8 кГц.

Таблица 3. Расчётные данные преобразователя для $V_{out} = 2$ В

P_{out} , Вт	$1 \cdot 10^{-6}$	$1 \cdot 10^{-5}$	$1 \cdot 10^{-4}$	$1 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-1}$	1	5	10
L, Гн	3870* $\cdot 10^{-3}$	3870* $\cdot 10^{-4}$	3870* $\cdot 10^{-5}$	3870* $\cdot 10^{-6}$	3870* $\cdot 10^{-7}$	3870* $\cdot 10^{-8}$	3870* $\cdot 10^{-9}$	773* $\cdot 10^{-9}$	387* $\cdot 10^{-9}$
C_{out} , Ф	0,312* $\cdot 10^{-11}$	0,312* $\cdot 10^{-10}$	0,312* $\cdot 10^{-9}$	0,312* $\cdot 10^{-8}$	0,312* $\cdot 10^{-7}$	0,312* $\cdot 10^{-6}$	0,312* $\cdot 10^{-5}$	0,156* $\cdot 10^{-4}$	0,312* $\cdot 10^{-4}$
I_{out} , А	0,5 $\cdot 10^{-6}$	0,5 $\cdot 10^{-5}$	0,5 $\cdot 10^{-4}$	0,5 $\cdot 10^{-3}$	0,5 $\cdot 10^{-2}$	0,5 $\cdot 10^{-1}$	0,5	2,5	5
$I_{out,max}$, А	0,575* $\cdot 10^{-6}$	0,575* $\cdot 10^{-5}$	0,575* $\cdot 10^{-4}$	0,575* $\cdot 10^{-3}$	0,575* $\cdot 10^{-2}$	0,575* $\cdot 10^{-1}$	0,575	2,875	5,75

Примечание: расчётная частота среза LC- фильтра f_{LC} составляет 45,9 кГц.

Как видно из представленных данных, частота среза LC- фильтра f_{LC} во всём диапазоне выходных напряжений 0,5...2 В не менее, чем в 20 раз меньше по сравнению с частотой модуляции $f_{sw} = 1$ МГц, что удовлетворяет условию стабильной работы преобразователя, при котором частота модуляции f_{sw} должна быть в 10...50 раз больше частоты среза LC- фильтра. С увеличением мощности нагрузки возрастает величина ёмкости выходного конденсатора. Вместе с тем, уменьшается индуктивность дросселя, но возрастает ток, который должен выдержать дроссель. Расчёт максимального тока через дроссель позволяет оценить требуемое значение по току насыщения дросселя.

6. Заключение

Анализ параметров силовой схемы импульсного понижающего преобразователя напряжения показал существенную зависимость индуктивности дросселя и ёмкости выходного конденсатора от частоты модуляции.

Величина индуктивности дросселя и выходного конденсатора обратно пропорциональны частоте модуляции преобразователя. На основе расчётов было установлено, что для стабилизации выходного напряжения импульсного преобразователя в заданном диапазоне при максимальном всплеске тока дросселя ёмкость выходного дросселя должна иметь примерно в 10 раз большую величину, чем при штатном режиме работы преобразователя. Пример расчёта параметров импульсного преобразователя для широкого диапазона выходной мощности показал существенное увеличение величины выходной ёмкости выходного конденсатора и уменьшение величины индуктивности дросселя при росте выходной мощности преобразователя. Этот расчёт позволяет произвести оценку тока насыщения дросселя для заданной выходной мощности. Публикация выполнена в рамках государственного задания НИЦ «Курчатовский институт» — НИИСИ по теме № FNEF-2024-0003.

Analysis of the Parameters of the Power Circuit of a Pulse Step-Down Voltage Converter for Digital VLSI Power Supply

S.I. Aryashev, A.A. Kiseleva, E.P. Kozlova, A.V. Larionov,
S.I. Olchev, Y.B. Rogatkin, L.A. Solovyova, O.V. Sysoeva, I.V. Tarasov

Abstract. The development of a pulse step-down voltage converter begins with the calculation of the parameters of the inductor and the output capacitor. The value of the inductance of the inductor and the capacitance of the output capacitor depend on many characteristics of the converter, such as the power of the converter, the values of the input and output voltage, the permissible level of output voltage ripple, the permissible relative pulse of the output current, and the modulation frequency. As a rule, the characteristics of the converted voltage and the power of the converter are set by the technical specification and cannot be independently selected by the developer. The modulation frequency is not one of the parameters characterizing the output power of the converter and can be selected by the developer at his discretion. The values of the inductance of the inductor and the capacitance of the output capacitor have a significant dependence on the selected modulation frequency. The higher the modulation frequency, the lower the inductance and capacitance of the output capacitor of the converter. This minimizes the overall physical dimensions of the pulse converter. However, as the modulation frequency increases, energy losses on the power key increase and the effect of electromagnetic interference increases. Choosing the modulation frequency of a pulse voltage converter is always a search for a compromise between minimizing the size of the inductor with the output capacitor and reducing the efficiency of the converter, along with reducing the noise immunity of the powered device. This article provides an example of the analysis of the main parameters of the converter's power circuit in a wide range of modulation frequencies. These calculations help the developer to find the optimal ratio of the modulation frequency with the values of the inductor and the output capacitor, if different modulation frequencies are allowed in accordance with the technical specification. An example of calculating the dependence of the parameters of a pulse converter on the output voltage and output power at a fixed modulation frequency is also presented.

Keywords: pulse step-down voltage converter, buck converter, modulation frequency, digital VLSI.

Литература

1. А. В. Лукин. Новые направления развития преобразователей постоянного напряжения (по материалам зарубежной печати). «Электропитание», 2011, № 2, 2-4.

2. В. Жданкин. Радиационно-стойкие низковольтные DC/DC-преобразователи для распределенных систем электропитания ракетно-космической техники. «Компоненты и технологии», 2011, № 7, 130-136.

3. К. Мараско. Эффективное применение понижающих преобразователей постоянного тока производства компании Analog Devices. «Компоненты и технологии», 2011, №10, 55 – 58.

4. П. Ильин. Проблемы электромагнитной совместимости импульсных источников питания. «Электронные компоненты», 2010, №12, 11-16.

5. В. Жданкин. Высокоэффективные радиационно-стойкие DC/DC-преобразователи с низковольтными выходами — оптимальное решение для современных цифровых нагрузок. «Компоненты и технологии», 2011, № 10, 130-136.

6. Д. Шелле, Д. Касторена. Советы по проектированию понижающих преобразователей. «Новости Электроники», 2007, №8, 23-28.