

Разработка импульсного источника питания для современных модулей сотовой связи 2G/3G/4G на основе микросхемы DC/DC преобразователя MIK45419 производства АО «Микрон»

Введение. Общие особенности проектирования источников питания GSM-модемов.

Проектирование системы питания модемов сотовой связи является достаточно нетривиальной задачей ввиду того, что в зависимости от режима работы модуля:

- прием данных;
- передача данных в различных стандартах и классах;
- энергосберегающие режимы;
- режим сна;

различаются как средний ток потребления (десятки или сотни миллиампер), так и характер потребления тока – например, импульсное потребление тока с пиковыми значениями до 2-3А в режиме передачи GPRS.

Такой характер тока нагрузки предъявляет определенные требования к выбору микросхемы импульсного DC/DC преобразователя и режимов его работы. Например, «традиционные» DC/DC преобразователи типа MIK7109xx (аналог семейства LM2596), рекомендуемые некоторыми производителями модемов, не смотря на простоту их применения и минимум внешних компонентов имеют ряд недостатков.

Наиболее существенными из них являются относительно низкая рабочая частота (как правило 50-150кГц) и отсутствие режима управления ШИМ (обратной связи) по пиковому току через управляющий транзистор. С практической точки зрения это приводит к следующим ограничениям для разработчика:

- большая индуктивность дросселя (до 100мкГн);
- ток насыщения дросселя должен быть полноценно описан в документации и сопоставим с пиковым током через ключ (до 4-5.5А), что наряду со значением индуктивности в 100мкГн осложняет поиск подходящего стандартного компонента и увеличивает его стоимость;
- единственный способ эффективно скомпенсировать провалы выходного напряжения в зависимости от скачков тока нагрузки – увеличение емкости выходного конденсатора. Для преобразователей типа LM2596 это значение может достигать 470мкФ и более. Такая емкость доступна как правило для электролитических конденсаторов, что увеличивает габариты источника питания и, опять же, его стоимость (к тому же желательно использовать low-ESR конденсаторы)

Исходя из вышеизложенного, оптимальным выбором для питания GSM-модемов будет преобразователь с управлением по пиковому току и возможностью выбора рабочей частоты в широком диапазоне. Опционально такой преобразователь может обладать возможностью выдерживать всплески входного напряжения до 40-60В (в случае применения в автомобильной электронике), схему «мягкого» запуска, вход EN для перевода внешним сигналом в режим ожидания с пониженным энергопотреблением, а также синхронное выпрямление для более высокого КПД.

К недостаткам, а точнее, к особенностям применения таких преобразователей следует отнести повышенные требования к проектированию (трассировке) печатной платы и необходимость

расчета внешней компенсирующей цепочки в цепи обратной связи (а затем ее подстройка на этапе прототипирования на реальной плате).

В линейке DC/DC преобразователей АО «Микрон» оптимальным выбором является МІК45419 со следующими характеристиками:

- диапазон входного напряжения 5 – 30В (40В)*
- защита от высоковольтных импульсных помех по входу (load dump) до 60В (10мс)
- постоянный выходной ток до 2А (пиковый ток через ключ ~4.5А, поэтому при пониженной рабочей частоте и скважности более ~30% допустим постоянный ток до 3А)
- возможность установки частоты ШИМ в диапазоне 100 – 600кГц
- вход EN с прецизионным порогом срабатывания (1.27В), наличие схемы «мягкого» запуска
- обратная связь по пиковому току через силовой ключ для быстрого изменения скважности ШИМ в зависимости от тока нагрузки

Часть 1. Формирование требований к источнику питания модема сотовой связи.

Для формирования требований, универсальных для обеспечения работы большинства модемов, был проведен анализ предлагаемых на российском рынке решений на апрель 2024 года. В целом (с точки зрения требуемого диапазона напряжения Vbat и тока нагрузки) все производители показывает примерно одинаковые значения, и за основу были взяты данные 4G-модуля N75 (Neoway). Данный модуль выбран для ориентира, в том числе и потому, что производитель предоставляет на него достаточно полную документацию (использованы Product Specifications ревизии 1.4 и Hardware Design Guide ревизии 1.2).

Средний ток потребления, в зависимости от стандарта, в котором работает модем (GSM/WCDMA/LTE), диапазона частот и выходной мощности составляет 350-620мА для режимов передачи данных.

Пиковый ток, длительность импульса и частота следования оценивается на основе работы в режиме передачи GSM/GPRS. Очевидно, в зависимости от класса GPRS, режим TX (Uplink) может занимать разное количество слотов в кадре (длительность одного слота 577мкс) поэтому в документации на модем указана длительность импульса тока от 0.577мс до 2.308мс (1-4 слота). Период повторения импульсов равен длительности кадра 4.615мс (217Гц). Пиковый ток может достигать 2А (рис.1).

При расчетах учтем, что многие GSM модули, разработанные и впервые появившиеся на рынке более 10 лет назад, все еще востребованы у разработчиков, однако имеют большее пиковое потребление (до 3А). При испытаниях прототипа немаловажным будет проверить работу преобразователи и в таком экстремальном режиме.

* кристалл 45419 разработан и производится на технологии 40В



Рисунок 1. Потребление тока в режиме передачи GPRS и типовые допустимые провалы питающего напряжения

Диапазон напряжения питания модуля 3.3 – 4.3В, в качестве типового предлагается использовать 3.8В (что в целом подходит для большинства аналогичных модулей). При таком напряжении допустимый провал в момент работы передатчика составляет до 10%. В качестве исходного требования к источнику питания это значение целесообразно уменьшить до не более 5%. Таким образом исходные требования к источнику питания будут выглядеть следующим образом (Таблица 1).

Выходное напряжение	3.8В
Нестабильность выходного напряжения при переходном процессе (импульс 0.1 - 3А)	5%
Выходной ток	до 2А
Пиковый ток в импульсе	0.1 - 3А
Входное напряжение	12В номинальное (8-30В)
Пульсации выходного напряжения	не более +/-50мВ

Таблица 1. Исходные требования к источнику питания

Номинальное входное напряжение 12В выбрано исходя из того, что наиболее массовое применение GSM-модемов – автомобильная телематика. При этом в расчетах будет учитывать расширенный диапазон 8-30В исходя из технических возможностей микросхемы MIK45419.

Часть 2. Расчет схемы включения.

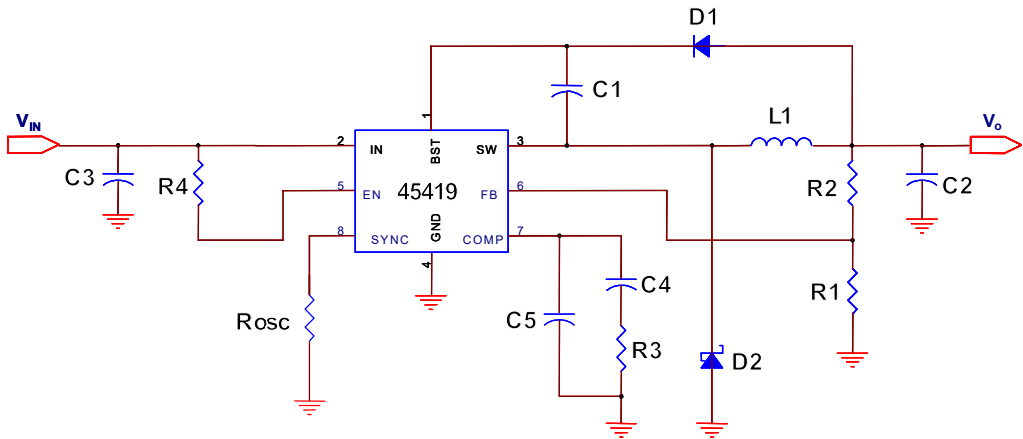


Рисунок 2. Рекомендуемая схема включения MIK45419

Выбор дросселя.

Как было отмечено выше, MIK45419 позволяет задать рабочую частоту в диапазоне 100-600кГц. Быстрота реакции преобразователя на изменение тока нагрузки зависит как от рабочей частоты (чем выше, тем лучше), так и от полосы пропускания петли обратной связи. Так же более высокая частота позволяет использовать меньшие номиналы дросселя и выходного конденсатора. С другой стороны, более низкая частота обеспечивает более высокий КПД (особенно учитывая тот факт, что силовой ключ в MIK45419 – биполярный транзистор). В данном случае целесообразно задаться следующими ограничениями:

- рабочая частота не менее 200кГц
- индуктивность дросселя желательно 10мкГн, или не более 27мкГн (исходя из доступности дросселей с такими номиналами и средним током 3-4А, и током насыщения 4-5А)
- выходная емкость порядка 100мкФ

Методом подбора рабочая частота выбрана равной 270кГц по формуле ниже:

$$L1 \min = \frac{V_{inmax} - V_{out}}{I_o \times K_{IND}} \times \frac{V_{out}}{V_{inmax} \times f_{sw}}$$

где ток пульсаций дросселя принят равным 30% (типовое значение в расчетах для режима непрерывного тока преобразователя) от максимального выходного тока 2А

$$I_{RIPPLE-P-P} = I_o \times K_{IND} = 2A \times 0.3 = 0.6A$$

$$L1 \min = 20.48 \text{ мкГн}$$

Из стандартного ряда выберем номинал 22мкГн. При таком значении ток пульсаций дросселя р-р:

$$I_{RIPPLE} = \frac{V_{out} \times (V_{inmax} - V_{out})}{V_{inmax} \times L1 \times f_{sw}}$$

$$I_{RIPPLE} = 0.558A$$

Рассчитаем RMS и пиковые значения тока через дроссель с тем, чтобы иметь ориентиры для выбора дросселя исходя из данных в его документации по номинальному току и току насыщения.

$$I_{L(rms)} = \sqrt{(I_o)^2 + \frac{1}{12} \times \left(\frac{V_{out} \times (V_{inmax} - V_{out})}{V_{inmax} \times L1 \times f_{sw}} \right)^2}$$

$$I_{L(rms)} = 2.0064A$$

$$I_{Lpeak} = I_{out} + \frac{I_{ripple}}{2}$$

$$I_{Lpeak} = 2.279A$$

С точки зрения тока насыщения дросселя не следует забывать о допустимом импульсном потреблении тока нагрузки (до 3А) и обратить внимание на допустимый ток через встроенный силовой ключ до срабатывания защиты по превышению тока (рис. 3)

MIK45419 OCP Lim it vs Duty Cylce

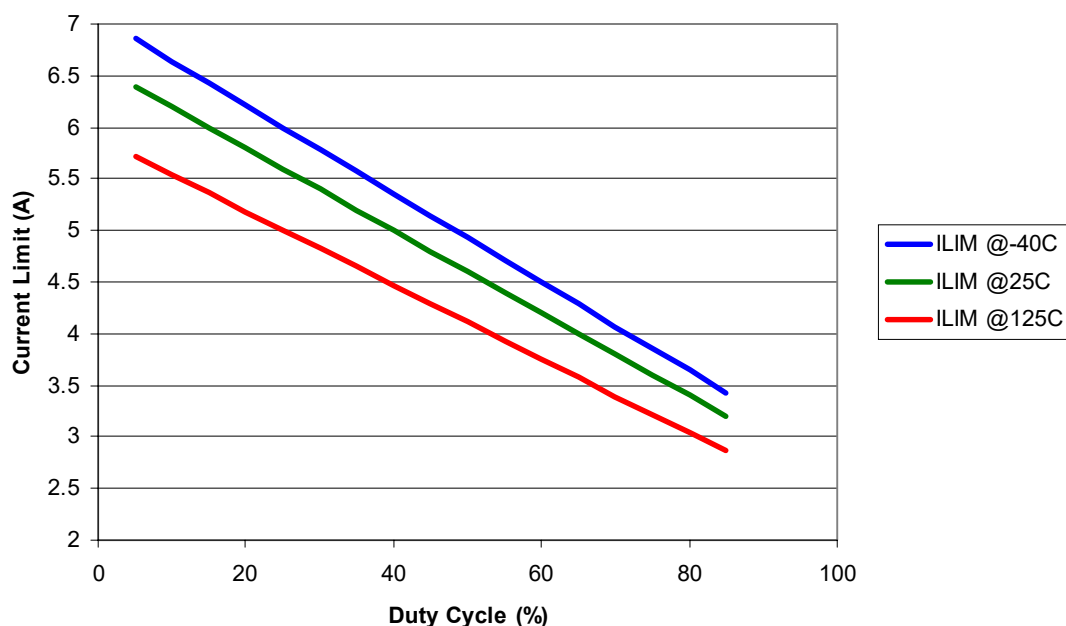


Рисунок 3. Характеристики срабатывания защиты по превышению тока через силовой ключ.

С учетом номинального напряжения 12В, можно ориентироваться на данные по duty cycle (скважность) порядка 30% и соответственно $I_{lim} \approx 5-6A$. Поэтому желательно выбрать дроссель с током насыщения как минимум 5А (по крайней мере должно быть документировано уменьшение индуктивности при таком токе – см. рис.4), и номинальным током минимум 2А.

Saturation Current & Temperature Rise Graph

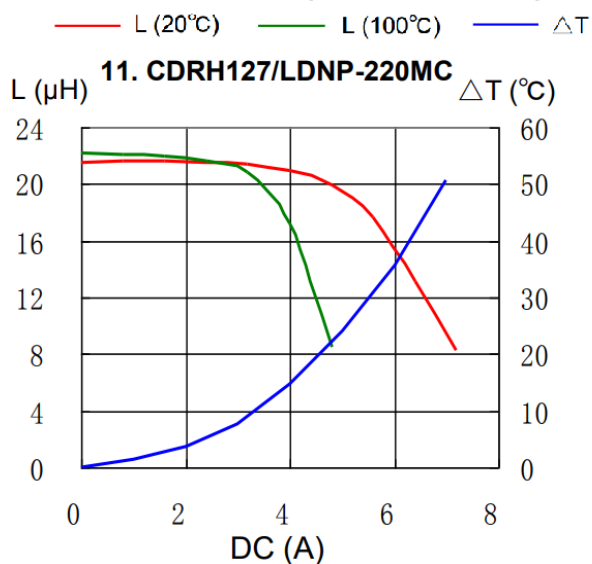


Рисунок 4. Зависимость индуктивности от тока через дроссель для CDRH127 (22мкГн)

Выбор внешнего резистора для установки рабочей частоты.

Внешний резистор выбирается исходя из соотношения:

$$f_{osc} = f_0 \times 68 / (68 + R_{osc})$$

Согласно этому соотношению график зависимости частоты MIK45419 от его номинала представлен на рис.5.

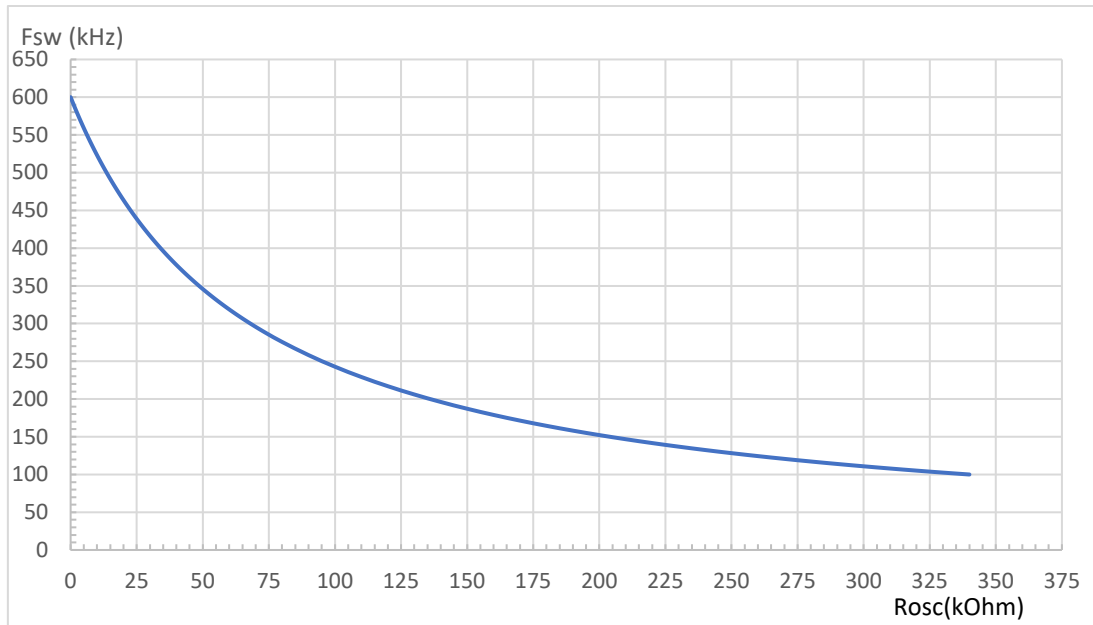


Рисунок 5. Зависимость рабочей частоты от R_{osc}

Таким образом из стандартного ряда подходящий номинал R_{osc} – 82кОм

$$F_{osc} = 600 \text{ кГц} \times (68 / (68 + 82 \text{ кОм})) = 272 \text{ кГц}$$

Выбор выходного конденсатора.

Наиболее жестким критерием выбора емкости выходного конденсатора в данном случае является его способность обеспечивать заданную нестабильность выходного напряжения при скачкообразном изменении тока нагрузки. Иначе говоря, способность конденсатора поддерживать заданное напряжение в тот момент, когда преобразователь выполнить эту задачу не может. Поэтому для расчета емкости выходного конденсатора воспользуемся следующим соотношением:

$$C_{out} > \frac{2 \times \Delta I_{out}}{f_{sw} \times \Delta V_{out}}$$

$$\text{где } \Delta I_{out} = 3 - 0.1 \text{ А} = 2.9 \text{ А}$$

$$\Delta V_{out} = 0.05 \times 3.8 \text{ В} = 0.19 \text{ В}$$

$$f_{sw} = 270\,000 \text{ Гц}$$

$$C_{out} > 113 \text{ мкФ}$$

Для достижения необходимой емкости целесообразно использовать 3 х 47мкФ конденсатора параллельно (по крайней мере для первой ревизии схемы и печатной платы). Следует иметь ввиду,

что слишком большая емкость может привести к тому, что преобразователь будет переходить в режим прерывистого тока при довольно высоком токе нагрузки. Поэтому необходимо избежать ситуации, когда преобразователь работает в таком режиме большую часть времени, то есть в нашем случае такой режим допустим только при токе нагрузке много меньше 350мА. Следует также проверить результирующее эквивалентное последовательное сопротивление (ESR) на предмет выполнения требований по пульсациям выходного напряжения не более +/-50мВ.

$$R_{ESR} < \frac{V_{ORIPPLE}}{I_{RIPPLE}}$$

$$R_{ESR} < 100\text{мВ}/558\text{мА} < 179\text{мОм}$$

Современные X5R конденсаторы необходимой емкости и напряжения (10-16V) обладают ESR на частоте выше 100кГц менее 10мОм поэтому соответствуют расчетным требованиям с большим запасом.

Выбор выпрямительного диода.

Выбранный диод должен иметь номинальное $V_{обр}$ равное или больше максимального входного напряжения (30В). Средний прямой ток соответствовать максимальному току нагрузки. Так же диод должен быть достаточно быстродействующим и иметь малое значение прямого напряжения.

Для данного дизайна подойдут диоды STPS3L40 или STPS5L60 (с запасом), которые вполне соответствуют вышеизложенным требованиям и к тому же имеют корпус SMC – что обеспечит меньшее тепловое сопротивление и лучший отвод тепла. Рассчитаем примерную максимальную рассеиваемую мощность для STPS3L40.

$$P_d = \frac{(V_{inmax} - V_{out}) \times I_{out} \times V_{fd}}{V_{inmax}} + \frac{C_j \times f_{sw} \times (V_{in}^2 + V_{fd}^2)}{2}$$

$$P_d = 0.81\text{Вт}$$

Выбор входного конденсатора.

В большинстве рекомендуемых схем включения MİK45419 применяется lowESR конденсатор емкостью 10мкФ. Для расчета пульсаций входного напряжения следует воспользоваться формулой:

$$\Delta V_{in} = \frac{I_{outmax} \times 0.25}{C_{in} \times f_{sw}}$$

$$\text{При } C_{in}=10\text{мкФ} - \Delta V_{in}=185\text{мВ}$$

Также при выборе входного конденсатора следует обратить на допустимые пульсации тока в документации. Расчетное максимальное значение для данного дизайна – 1А

$$I_{cirms} = I_{out} \times \sqrt{\frac{V_{out}}{V_{inmin}} \times \frac{(V_{inmin} - V_{out})}{V_{inmin}}}$$

Выбор вольтодобавочного конденсатора.

Номинал bootstrap конденсатора зависит от допустимых пульсаций напряжения разряда - V_d , времени открытого состояния силового транзистора (в худшем случае) - T_w и зарядного тока - I_b .

$$T_w = \frac{1}{f_s} \cdot D_{max}$$

$D_{\max}$ (максимальная скважность) для MIK45419 – 0.85

$$C_{\text{boost}} = \frac{I_B}{V_D} \cdot T_W$$

При $f_s = 270 \text{ кГц}$, $V_d = 0.5 \text{ В}$ и $I_b = 0.045 \text{ В}$:

$$C_{\text{boost}} = (0.045/0.5) \cdot (1/270\,000) \cdot 0.85 = 0,283 \text{ мкФ}$$

В данном случае из стандартного ряда подойдет конденсатор 0.33мкФ или более распространенный 0.47мкФ на напряжение 10В и более.

Выбор номиналов резисторов делителя в обратной связи.

Так как опорное напряжение равно 0.8В при $V_{\text{out}}=3.8\text{В}$:

$$R_2 = R_1 \times \frac{V_{\text{out}} - 0.8\text{В}}{0.8\text{В}}$$

R_1 в данном случае выбрано равным 10кОм, $R_2=37.5\text{кОм}$.

Можно выбрать ближайший номинал из стандартного ряда – 39кОм (в этом случае выходное напряжение будет чуть выше), либо использовать 2 резистора по 75кОм параллельно.

Расчет компенсирующей цепочки.

Для реализации устойчивости системы с обратной связью требуется введение компенсирующей цепи, подключение которой предусмотрено к выводу COMP (выход усилителя сигнала ошибки). Для ускорения процесса проектирования воспользуемся упрощенным подходом к расчету компенсирующей цепи, тем более что в большинстве случаев этого достаточно для получения результата, с которым можно приступить к прототипированию.

Для правильной компенсации схемы с обратной связью необходимо определить ее передаточную функцию, а точнее, ее нули и полюсы. В упрощенном представлении (без решения дифференциальных уравнений с помощью преобразования Лапласа) нули и полюсы можно определить следующим образом:

$$f_{p \text{ mod}} = \frac{I_{\text{outmax}}}{2 \times \pi \times V_{\text{out}} \times C_{\text{out}}}$$

$$f_{z \text{ mod}} = \frac{1}{2 \times \pi \times R_{\text{esr}} \times C_{\text{out}}}$$

Для C_{out} воспользуемся значением 100мкФ как худшим случаем (ранее получена расчетная минимальная емкость – 113мкФ).

ESR современных керамических конденсаторов находится в пределах 1.5-10мОм для рабочей частоты 270кГц. Возьмем худший случай (10мОм) с учетом до 3-ех конденсаторов параллельно $10/3=3.3\text{мОм}$

$$f_{p \text{ mod}} = \mathbf{0.838 \text{ кГц}} \{V_{\text{out}} = 3.8 \text{ В}, I_{\text{out}} = 2 \text{ А}, C_{\text{out}} = 100 \text{ мкФ}\}$$

$$f_{z \text{ mod}} = \mathbf{482.5 \text{ кГц}} \{R_{\text{esr}} = 10 \text{ мОм} / 3 = 3.33 \text{ мОм}, C_{\text{out}} = 100 \text{ мкФ}\}$$

Вычислим среднее геометрическое полюса модулятора и нуля ESR

$$f_{CO} = \sqrt{f_{p\text{mod}} \times f_{z\text{mod}}}$$

и среднее значение полюса модулятора и рабочей частоты

$$f_{CO} = \sqrt{f_{p\text{mod}} \times \frac{f_{SW}}{2}}$$

Получим 20.1кГц и 10.6кГц соответственно. Для дальнейших расчетов в общем случае из этих двух значений следует выбрать меньшее (10.6кГц), однако, на практике, для улучшения реакции на быстрый переходный процесс (скачкообразное изменение тока нагрузки) это значение может быть увеличено в 2-3 раза (до 32кГц соответственно).

Поэтому в данном случае можно воспользоваться вторым значением – 20.1кГц (расчётное геометрическое среднее с учетом нуля ESR и примерно в 2 раза больше минимального).

Для расчета резистора RC-цепи воспользуемся формулой

$$R3 = \left(\frac{2 \times \pi \times f_{CO} \times C_{out}}{g_{mps}} \right) \times \left(\frac{V_{out}}{V_{ref} \times g_{mea}} \right)$$

где:

$g_{mps} = 5A/V$ – крутизна передаточной функции силового каскада MIK45419 (цепь от вывода COMP до силового ключа)

$g_{mea} = 850мкА/V$ – крутизна передаточной функции усилителя сигнала ошибки

$R3 = 14,11кОм$, или 15кОм из стандартного ряда

Для расчета конденсатора RC-цепи воспользуемся формулой:

$$C4 = \frac{1}{2 \times \pi \times R3 \times f_{p\text{mod}}}$$

$C4=13нФ$, или 15нФ из стандартного ряда

Дополнительно компенсационный полюс может быть добавлен с помощью конденсатора параллельно рассчитанной RC цепочке. Как правильно номинал этого конденсатора «привязан» к рабочей частоте преобразователя и может быть рассчитан по следующей формуле.

$$C5 = \frac{1}{R3 \times f_{SW} \times 2 \times \pi}$$

$C5=41пФ$ или 47пФ из стандартного ряда

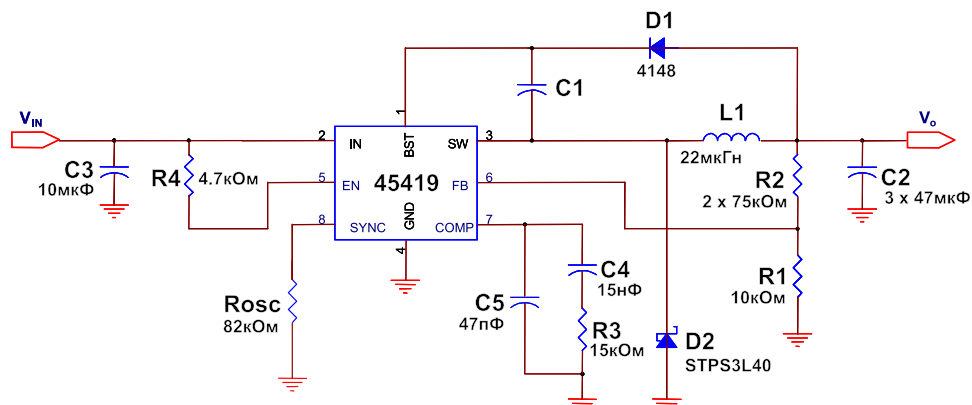


Рисунок 6. Финальная схема.

Расчет тепловых потерь.

Рассчитаем тепловые потери MIK45419 исходя из номинального режима работы микросхемы. Наиболее длительный режим работы – при входном напряжении 12В и среднем токе не превышающем 1А (в реальности, как было отмечено выше, средний ток не будет превышать 620мА).

$$P_{\text{total}} = I_o^2 \cdot R_{\text{on}} \cdot D + 10.8 \cdot 10^{-3} \cdot I_o \cdot V_I + \frac{10}{500} \cdot I_o \cdot D \cdot (V_{\text{boost}})$$

где R_{on} эквивалентное сопротивление силового ключа (0.57В/3А) - > 0.19 Ом

$$V_{\text{boost}} = V_{\text{in}} + V_{\text{out}}$$

$$D = V_{\text{out}} / V_{\text{in}}$$

В таком режиме $P_{\text{total}} = 0.505$ Вт. Принимая во внимание значение теплового сопротивления р-п переход - окружающая среда 36.5°C/W - это означает температуру кристалла в 43.5°C (с учетом того что площадь меди на печатной плате ограничена размером теплоотводящего контакта микросхемы и температуре окружающей среды +25°C).

$$T_j = T_c + 36.5 \times P_{\text{total}} = 25 + 36.5 \times 0.505 = \sim 43.5$$

Это значение полезно иметь ввиду при измерениях реальной платы. Результат измерений после длительной работы при соответствующем входном напряжении и токе нагрузки как минимум должен быть сопоставим с теоретическим.

Теоретические расчеты температуры корпуса MIK45419 при $T_c=25^\circ\text{C}$ представлены на графике (рис 7).

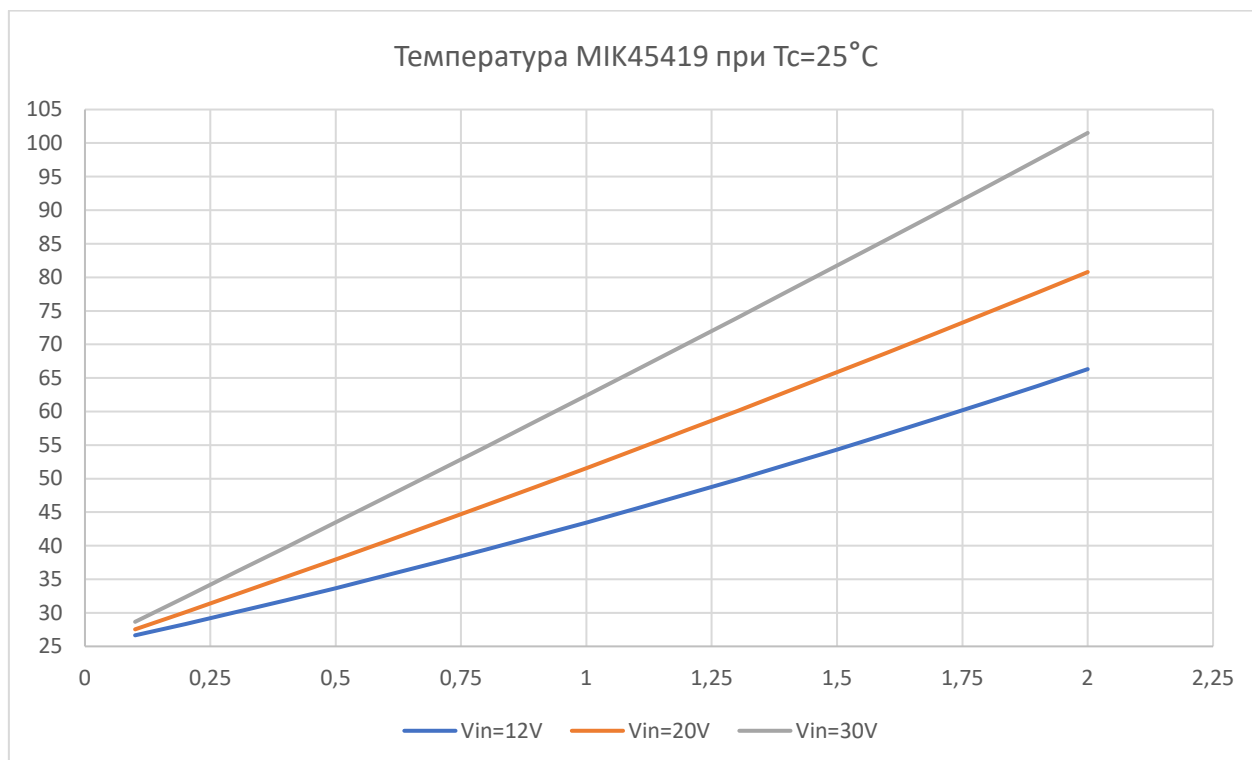
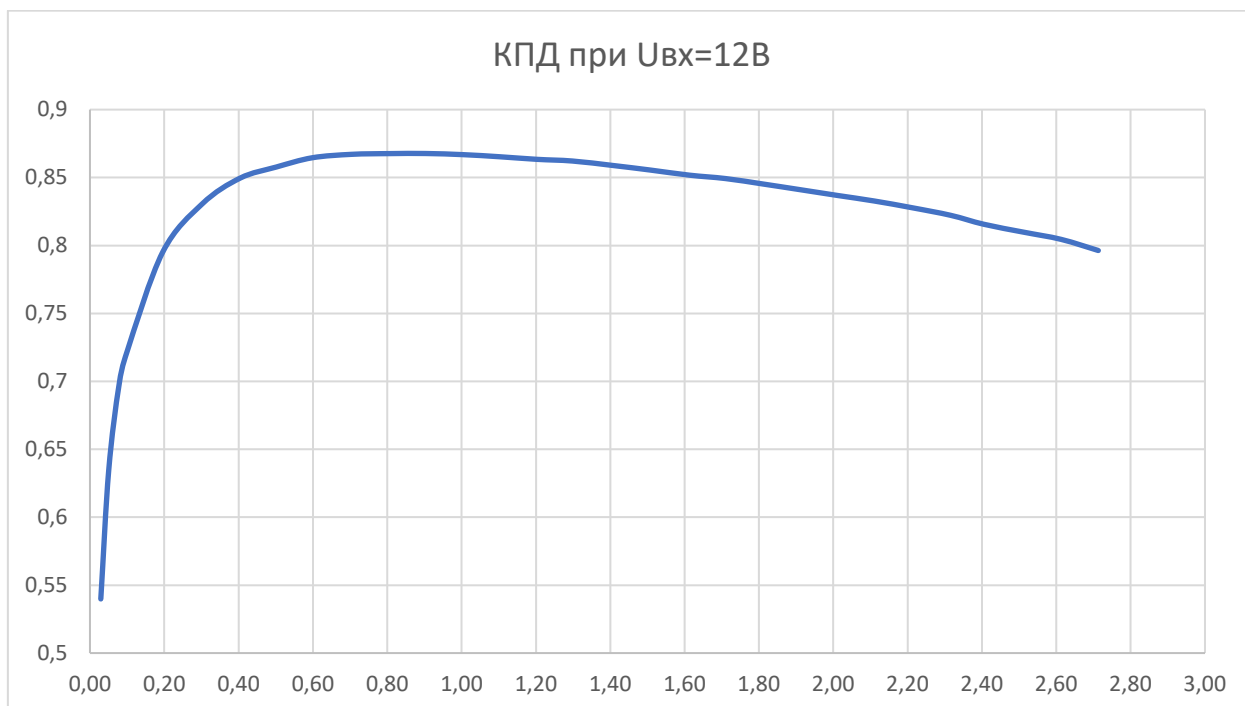


Рисунок 7. Теоретические расчеты температуры MIK45419 в зависимости от входного напряжения и тока нагрузки.

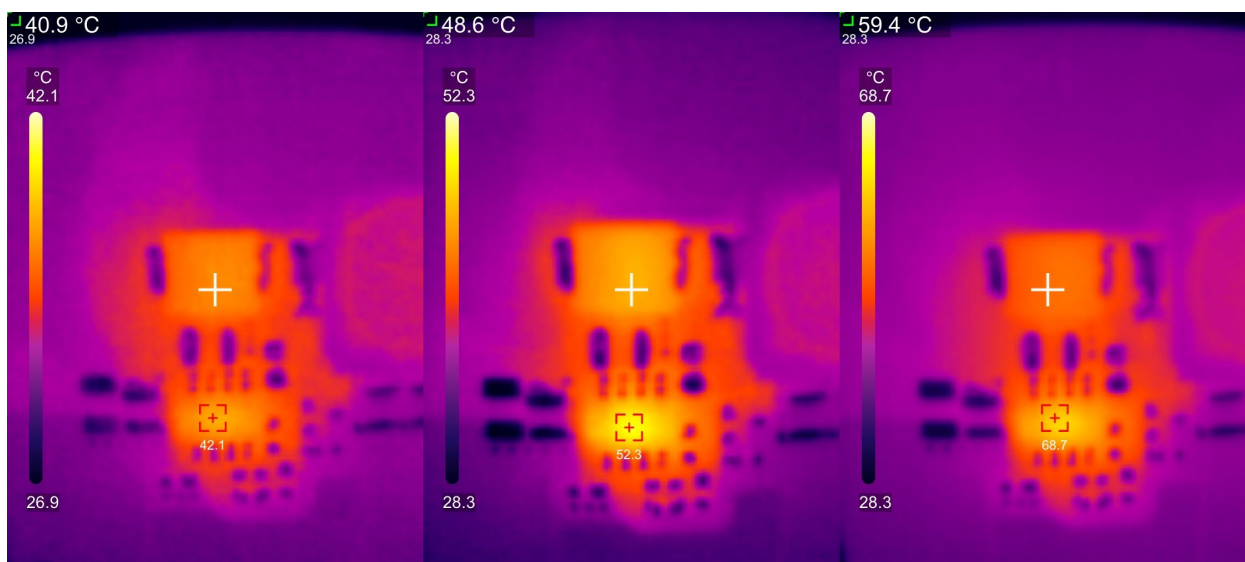
Часть 3. Экспериментальные результаты.

КПД при $U_{вх}=12В$, $U_{вых}=3.8В$, $F_{sw}=300кГц$



Максимальный КПД – 86.7% на токах нагрузки 0.7 – 1А

Температура МІК45419 и окружающих компонентов после 30 минут работы при $U_{вх}=12В$, $U_{вых}=3.8В$ и токах нагрузки 1А, 1.5А, 2А. Температура окружающей среды = 24.9°C



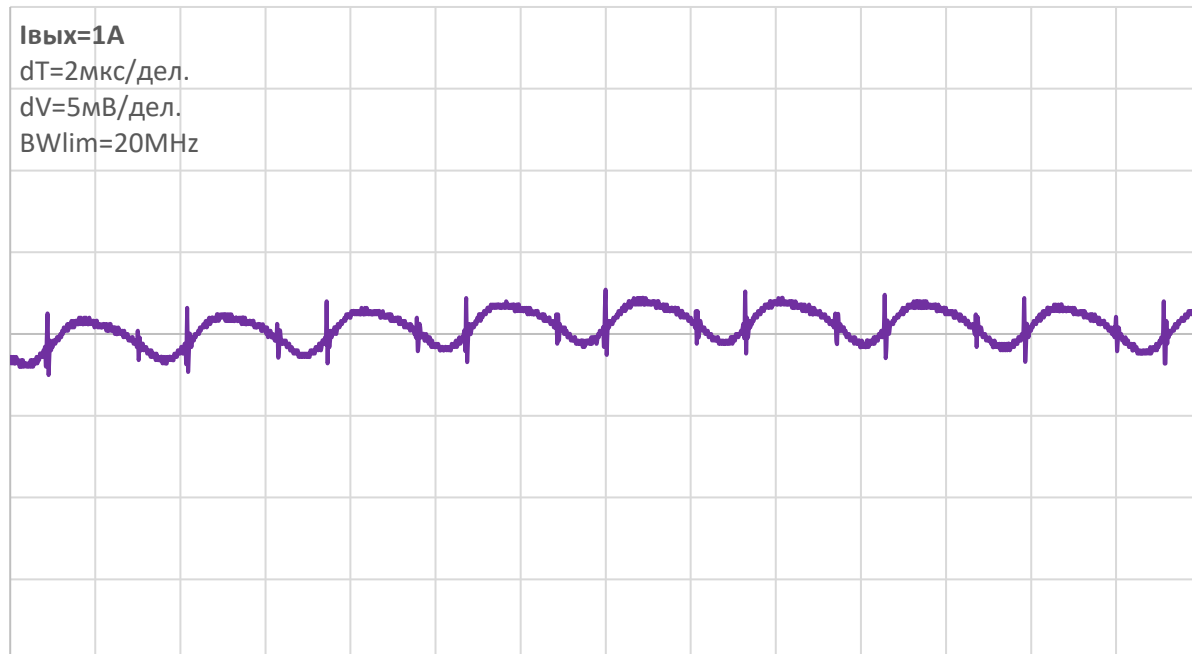
$I_{вых} = 1А$

$I_{вых} = 1.5А$

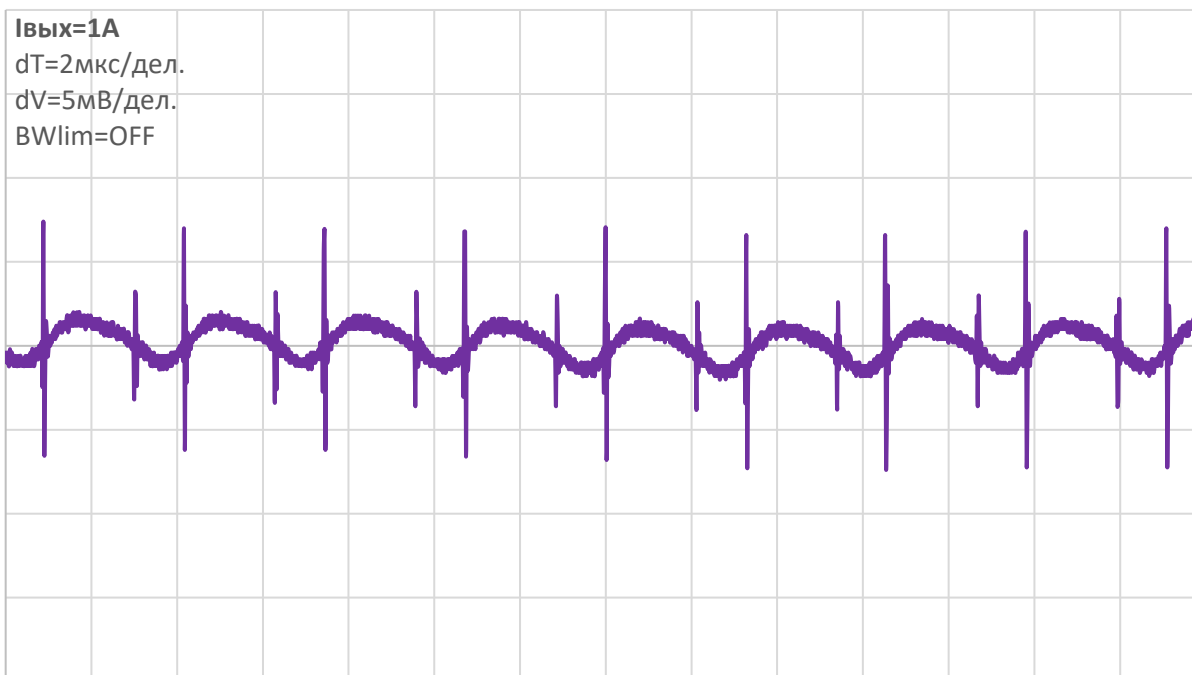
$I_{вых} = 2А$

Пульсации выходного напряжения.

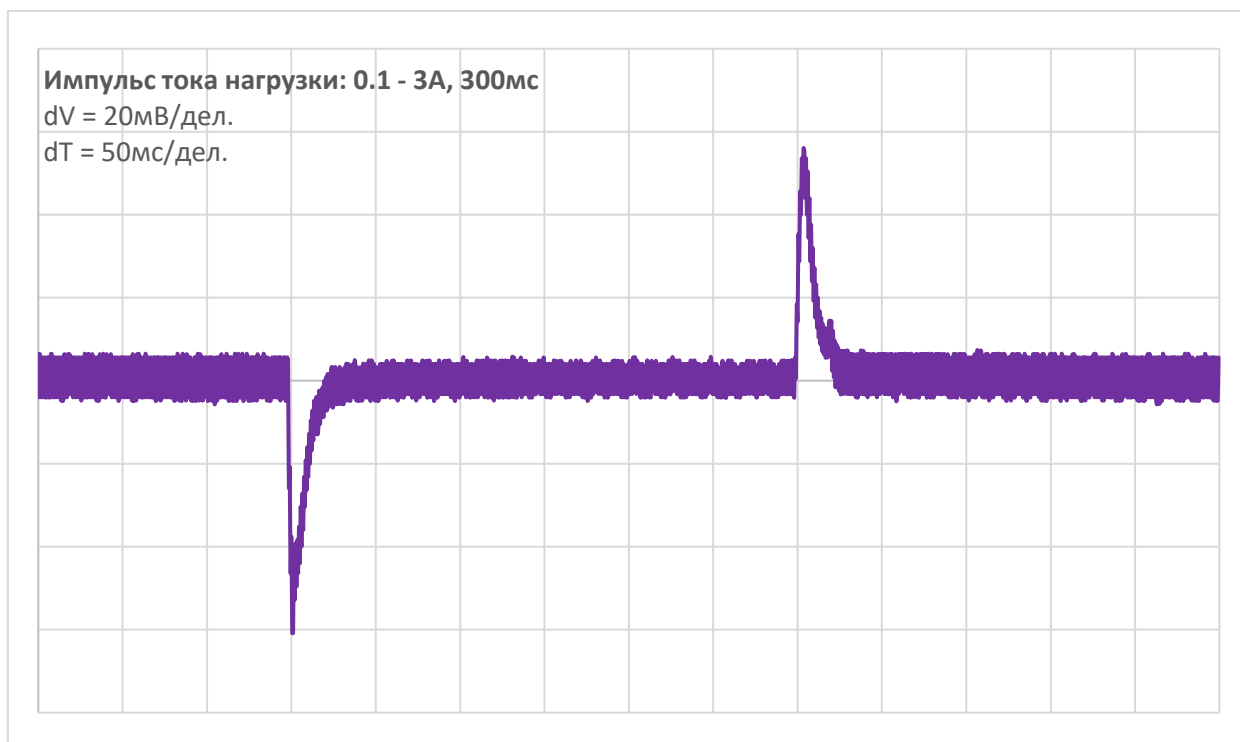
При токе нагрузки 1А и ограничении полосы пропускания осциллографа 20МГц:



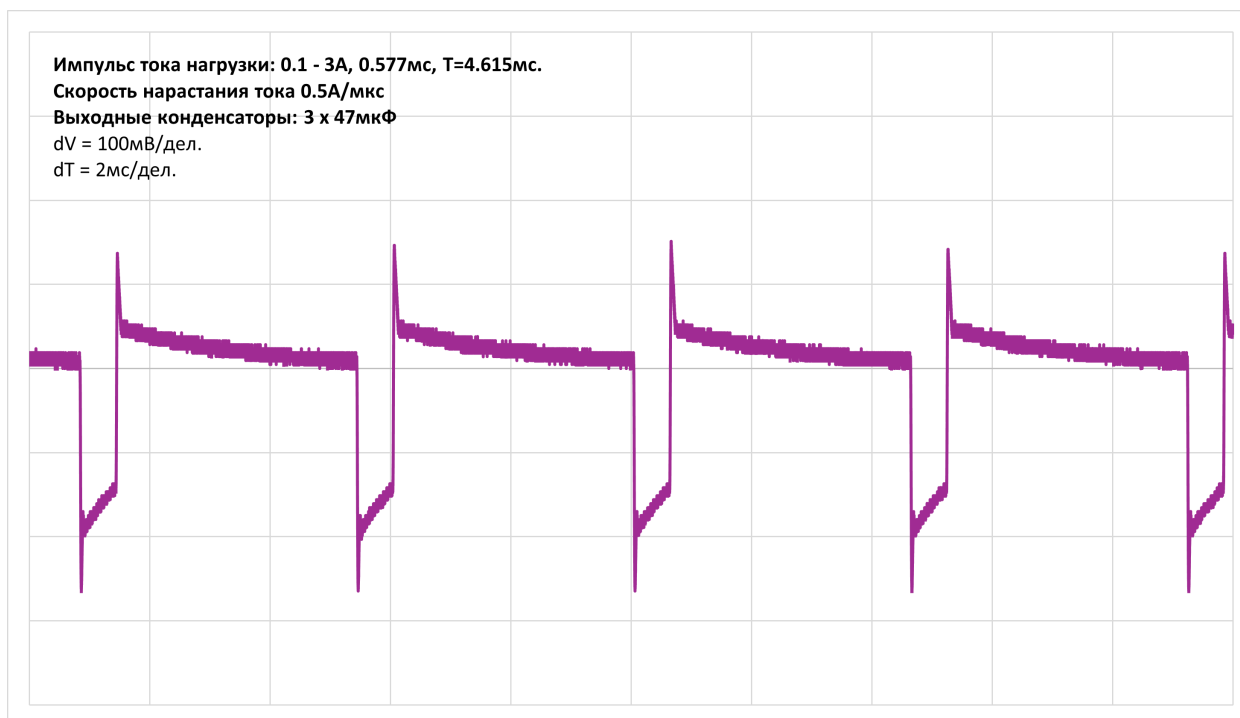
При токе нагрузки 1А, без ограничения полосы пропускания осциллографа (200МГц)



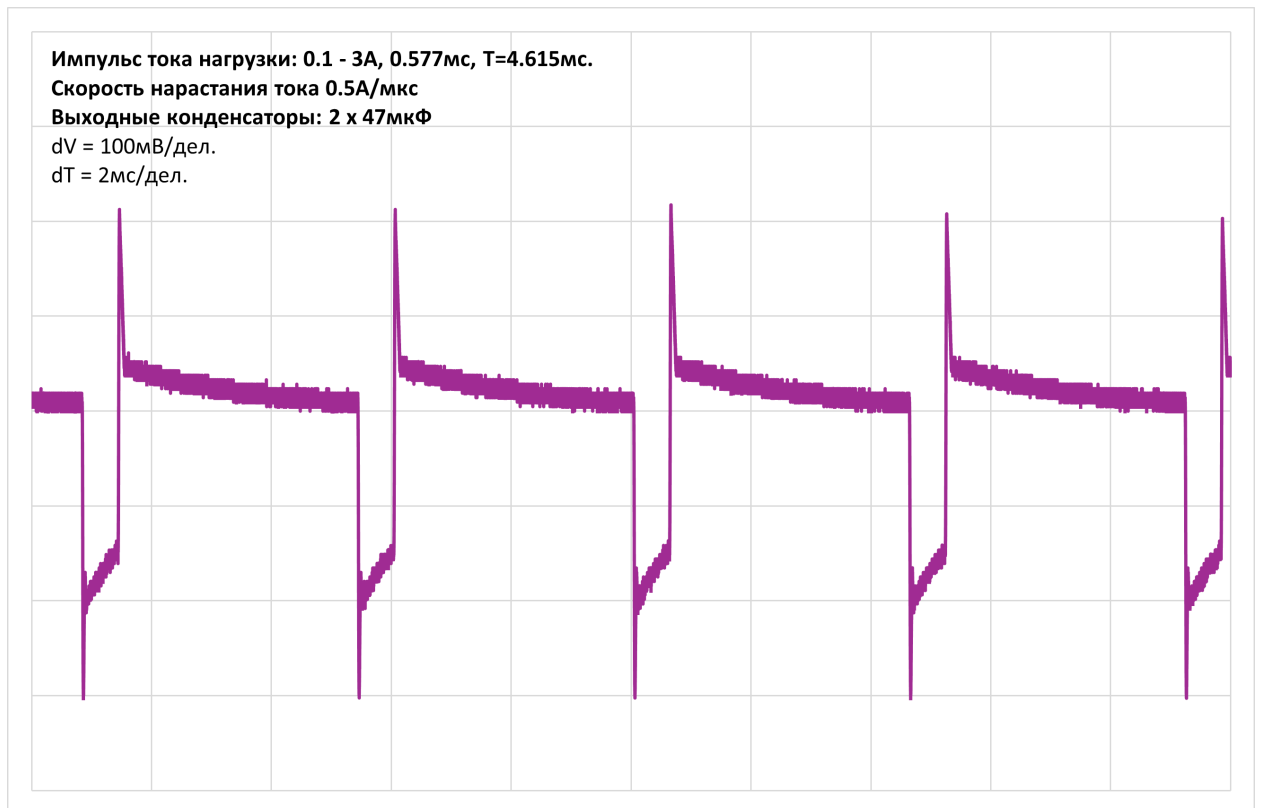
Реакция выходного напряжения на импульсное изменение тока нагрузки, скорость нарастания тока 1А/мс



Реакция выходного напряжения на импульсное изменение тока нагрузки, соответствующее потреблению тока реального GSM модема в «худшем» случае (импульс 0.1-3А длительностью 577мкс, скорость нарастания тока 0.5А/мкс)



Реакция выходного напряжения модифицированной платы (снят один выходной конденсатор 47мкФ) на импульсное изменение тока нагрузки, соответствующее потреблению тока реального GSM модема в «худшем» случае (импульс 0.1-3А длительностью 577мкс, скорость нарастания тока 0.5А/мкс)



Замечания по результатам измерений оценочной платы.

Результаты измерений показывают отличную применимость MİK45419 для задач питания GSM-модемов. Были протестированы 10 образцов с целью получения статистических данных по повторяемости результатов измерений. Все 10 образцов показали стабильную работу даже при импульсном изменении тока нагрузки до 3А и практически идентичные результаты по КПД и уровню пульсаций выходного напряжения.

Гарантированный постоянный ток нагрузки не менее 2.5А (естественно, это предельное значение, которое вряд ли можно использовать в реальной разработке, так как при таком токе корпус микросхемы нагревается почти до 90°C).

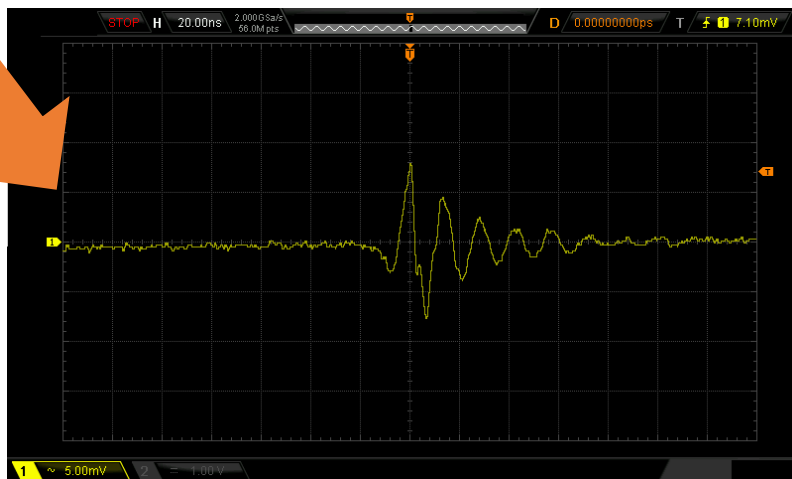
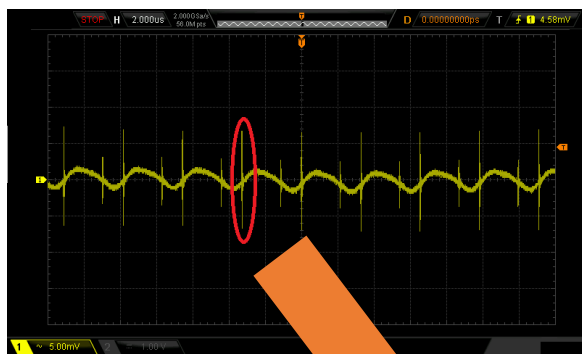
С точки зрения улучшения характеристик источника питания, возможны следующие доработки:

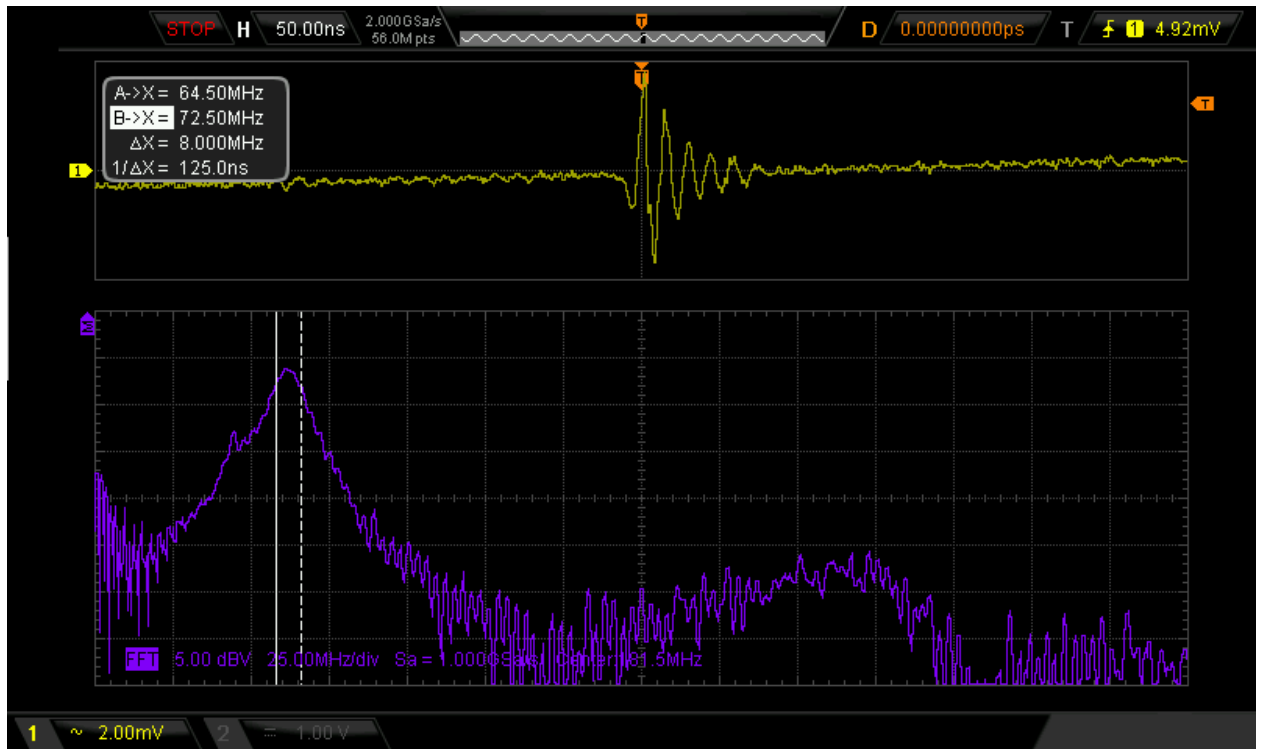
1. Ввиду очень малых пульсаций выходного напряжения (даже с учетом резонансных всплесков от переключения силового каскада) возможно несколько «ускорить» петлю обратной связи по напряжению – задать f_{co} 30кГц или более.
2. Эксперимент с удалением одного выходного конденсатора и работой на импульсную нагрузку показал, что нестабильность выходного напряжения находится в допустимых для питания модема пределах даже при пиковом токе 3А. Для современных модемов с пиками

до 2A конфигурации 2x47мкФ достаточно даже с запасом. При этом уменьшение суммарной выходной емкости позволяет источнику питания уходить в режим прерывистого тока при токе нагрузки менее 100-130мА, в то время как конфигурация 3x47мкФ устанавливают границу для перехода в режим прерывистого тока на уровне 300-350мА, что близко к диапазону токов, в котором модем находится большую часть времени.

3. Для некоторого увеличения КПД (и, кстати, уменьшения места на плате) целесообразно применить более высокочастотный дроссель с меньшим сопротивлением по постоянному току (DCR).
4. Возможно повышение рабочей частоты (даже до максимальной в 600кГц), однако следует иметь ввиду, что КПД на номинальном токе 0.5-1А будет несколько меньше – на 1-2% при использовании подходящих для этой частоты дросселя и диода, а также, это приведет к большему нагреву микросхемы преобразователя. На одной из экспериментальных плат была увеличена частота до 600кГц, установлен дроссель 10мкГн (серии IHLP-4040) и диод FERD15S50. Это привело к следующим изменениям в температуре MIK45419 – 50.6°C на токе нагрузки 1А, 65.2°C при 1.5А и 90.5°C при 2А.
5. И, наконец, для улучшения ЭМС можно снизить амплитуду резонансных всплесков при переключениях силового каскада “встроенный транзистор – диод”. Хотя для данной платы это не требуется – амплитуда достаточно низкая.

Тем не менее, если стоит такая задача, следует установить резонансную частоту этого «всплеска». Важно понимать, что измерения проводятся непосредственно на контактах выходного конденсатора, причем необходимо припаять на эти контакты экранированный коаксиальный кабель, который будет подключен к осциллографу.





Резонансная частота в данном случае ~68.5МГц. Уменьшить амплитуду всплеска можно добавив в схему RC-демпфер параллельно диоду **D2**. Однако, следует понимать, что добавление такого демпфера несколько снижает КПД преобразователя

Импеданс «паразитной» цепи определяется следующим соотношением:

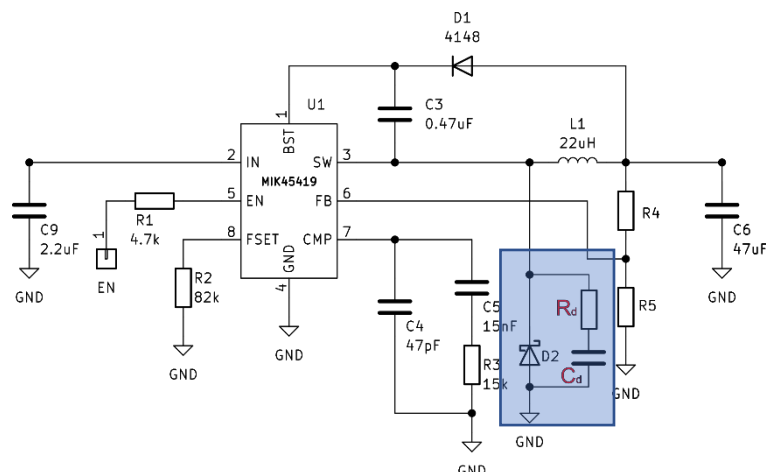
$$Z_p = 2 \times \pi \times f_{ring} \times L_p, \text{ где}$$

$f_{ring} = 68.5\text{МГц}$, L_p – паразитная индуктивность диода (если отсутствует в документации, то как правило для диодов в корпусе SMC – 3нГн, для SMA – 2нГн)

Таким образом $Z_p = 1.18 \text{ Ом}$.

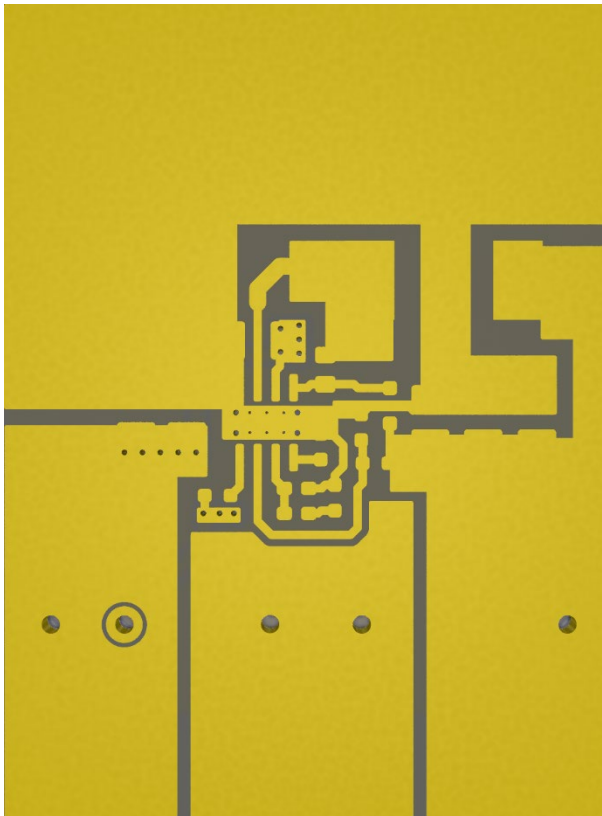
С учетом $Z_p \leq R_d$, можно выбрать R_d из стандартного ряда - 1.8 Ом.

$C_d = 1 / (2 \times \pi \times f_{ring} \times R_d) = 1291 \text{ пФ}$, можно выбрать из стандартного ряда 1000пФ

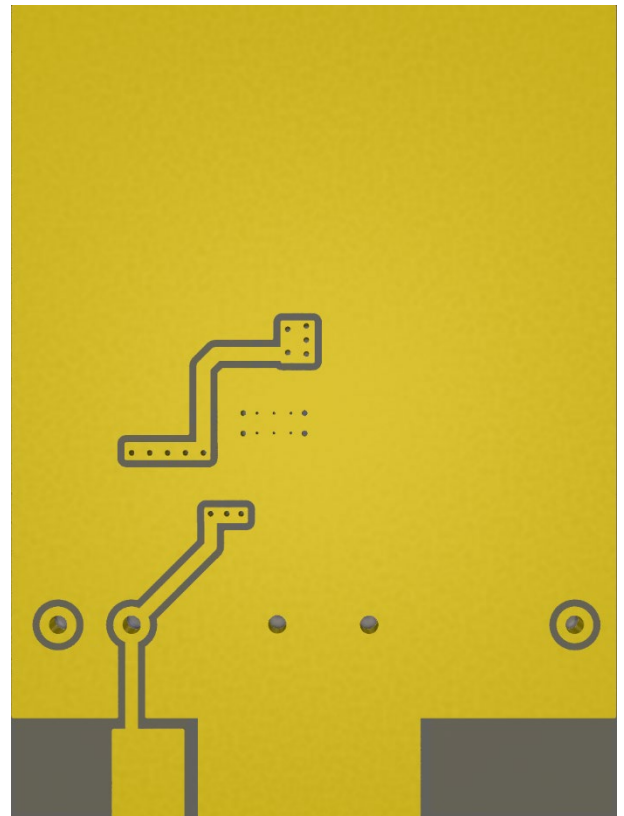


[illegible]

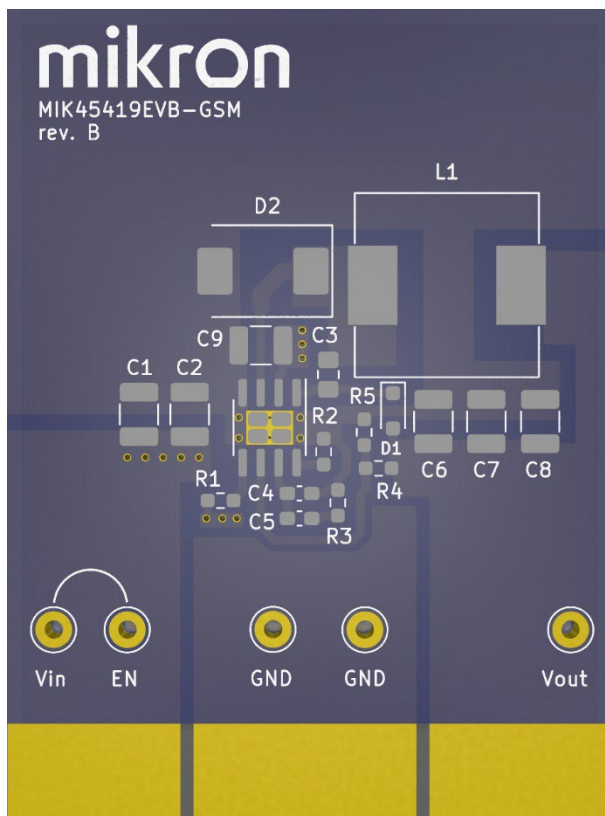
Трассировка печатной платы



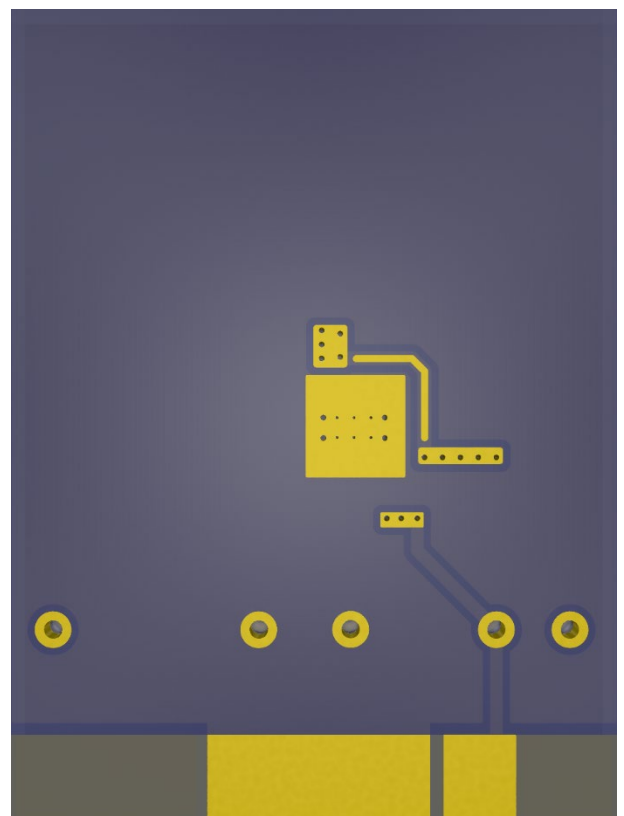
Слой TOP



Слой BOT (вид со слоя TOP)

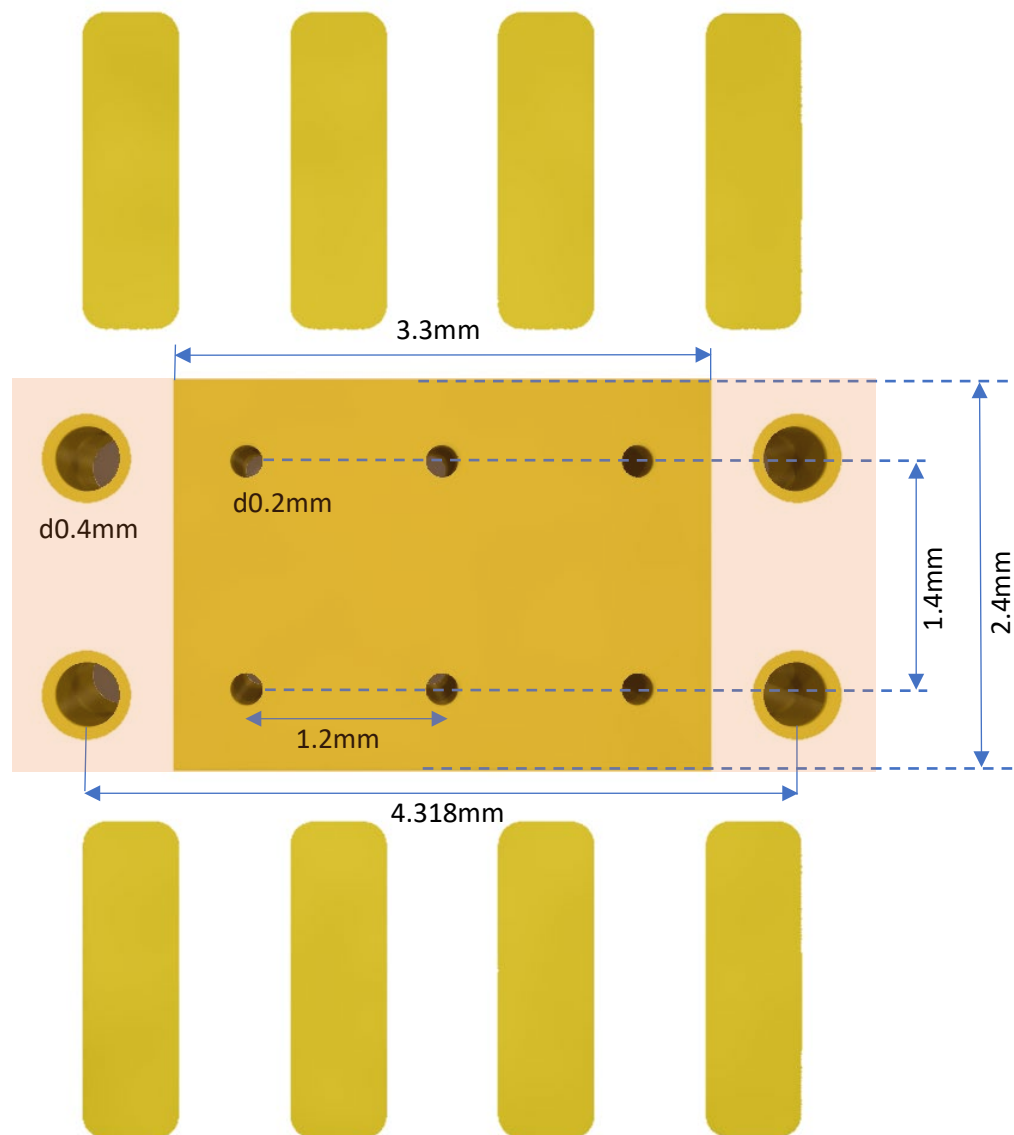


Расположение компонентов и маска на слое TOP



Маска на слое BOT (вид со слоя BOT)

Посадочное место MIK45419



Перечень элементов

Обозначение	Номинал	Количество	Описание	Наименование	Корпус
C1	NP	1	Не установлен на плату		1210
C2	10мкФ	1	Конденсатор керамический, SMD, X7R, 50B	GRM32ER71H106K	1210
C3	0,47мкФ	1	Конденсатор керамический, SMD, Y5V, 10B	GRM188F51A474Z	0603
C4	47пФ	1	Конденсатор керамический, SMD	стандартный	0603
C5	15нФ	1	Конденсатор керамический, SMD	стандартный	0603
C6, C7, C8	47мкФ	3	Конденсатор керамический, SMD, X5R, 16B	GRM32ER61C476KE15L	1210
C9	2,2мкФ	1	Конденсатор керамический, SMD, X7R, 100B	GRM32ER72A225K	1210
R1	4,7кОм	1	Резистор SMD 5%	стандартный	0603
R2	82кОм	1	Резистор SMD 1%	стандартный	0603
R3	15кОм	1	Резистор SMD 1%	стандартный	0603
R4	75кОм+75кОм	2	Резисторы SMD 1% (установлены параллельно)	стандартный	0603
R5	10кОм	1	Резистор SMD 1%	стандартный	0603
L1	22мкГн	1	Дроссель CD127NP 12x12мм	KSE-CD127NP-220MC	12.3x12.3x8
D1	1N4148W	1	Диод 4148, SMD	1N4148W	SOD-123
D2	STPS5L60S	1	Диод STPS5L60, SMD	STPS5L60S	SMC
U1	MIK45419PS8RG	1	Микросхема DC-DC преобразователя	MIK45419PS8RG	ESOP-8