

# Разработка преобразователя SEPIC

Вэй ГУ (Wei GU)  
Перевод: Дмитрий ИОФФЕ  
dsioffe@yandex.ru

Данный материал представляет собой перевод документа Application Note 1484 "Designing A SEPIC Converter" фирмы National Semiconductor.

## Введение

В преобразователе с топологией SEPIC (Single Ended Primary Inductance Converter, преобразователь с несимметричной первичной обмоткой) выходное напряжение во время работы может быть как выше, так и ниже, чем входное. Как показано на рис. 1, в таком преобразователе используются две индуктивности,  $L1$  и  $L2$ . Эти две индуктивности могут быть намотаны на одном сердечнике, так как к ним на протяжении цикла переключения приложено одно и то же напряжение. Сдвоенная катушка индуктивности занимает меньше места на плате и, кроме того, может стоить меньше, чем две отдельные катушки. Конденсатор  $Cs$  изолирует вход от выхода и обеспечивает защиту от короткого замыкания. На рис. 2, 3 показаны токи, протекающие в преобразователе SEPIC, и временные диаграммы напряжений.

## Расчет относительной длительности импульсов

Для преобразователя SEPIC, работающего в режиме непрерывных токов (continuous conduction mode, CCM), относительную длительность импульсов (duty cycle) можно рассчитать по формуле:

$$D = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN} + V_{OUT} + V_D},$$

где  $V_D$  — это прямое падение напряжения на диоде  $D1$ . Максимальная относительная длительность равна:

$$D_{max} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)} + V_{OUT} + V_D}.$$

## Выбор индуктивности

Хорошее правило для определения индуктивности состоит в том, чтобы обеспечить размах пульсаций тока от пика до пика приблизительно в 40% от максимального входного тока при минимальном входном напряжении. Пульсации тока при одинаковых величинах индуктивностей  $L1$  и  $L2$  можно рассчитать по формуле:

$$\Delta I_L = I_{IN} \times 40\% = I_{OUT} \frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times 40\%.$$

Значение индуктивности можно вычислить следующим образом:

$$L1 = L2 = L = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L \times f_{SW}} \times D_{max},$$

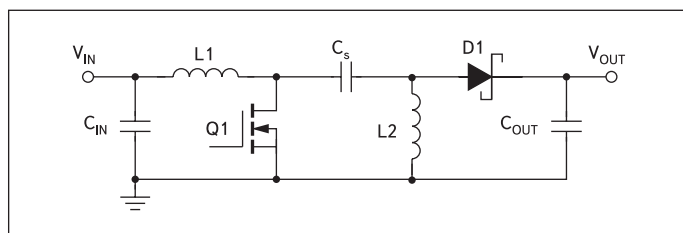


Рис. 1. Топология SEPIC

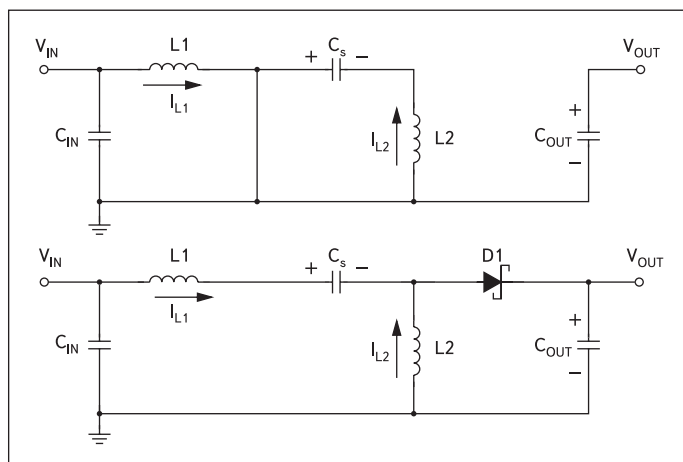


Рис. 2. Токи в преобразователе SEPIC: а) ключ Q1 открыт; б) ключ Q1 закрыт

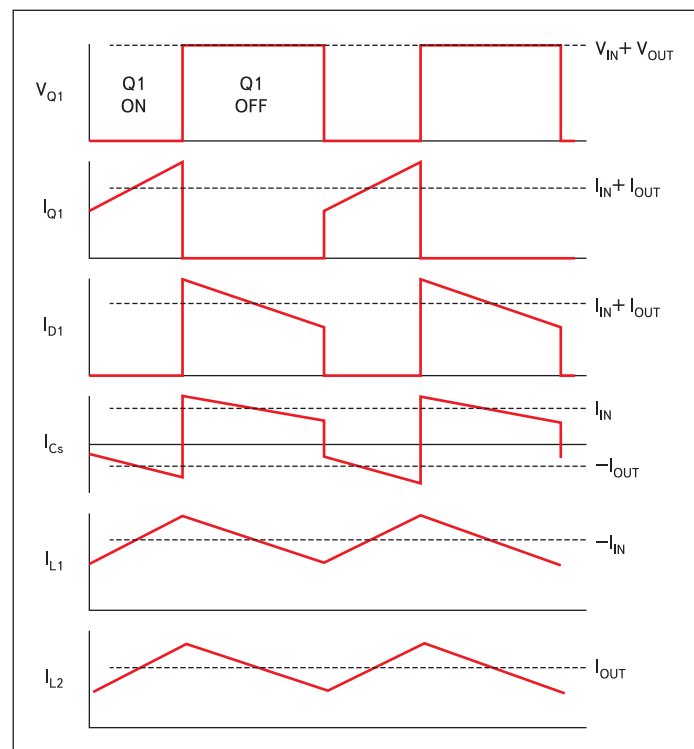


Рис. 3. Временные диаграммы напряжений в преобразователе SEPIC. ( $V_{Q1}$  — напряжение между стоком и истоком Q1)

где  $f_{SW}$  — частота переключений, а  $D_{max}$  — от-носительная длительность при минимальном  $V_{IN}$ . Чтобы убедиться, что индуктивность не войдет в насыщение, необходимо рассчиты-вать пиковый ток через нее по формуле:

$$I_{L1(peak)} = I_{OUT} \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)}} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right),$$

$$I_{L2(peak)} = I_{OUT} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right).$$

Если  $L1$  и  $L2$  намотаны на одном сердечни-ке, то величина индуктивности в приведен-ном выше выражении заменяется на  $2L$  из-за взаимной индуктивности. Значение индук-тивности вычисляется следующим образом:

$$L1' = L2' = \frac{L}{2} = \frac{V_{IN(min)}}{2\Delta I_L \times f_{SW}} \times D_{max}.$$

### Выбор силового полевого транзистора

Выбор полевого транзистора (ПТ) опреде-ляется следующими параметрами: минималь-ное пороговое напряжение  $V_{th(min)}$ , сопротив-ление сток/исток во включенном состоянии  $R_{DS(ON)}$ , заряд затвор/сток  $Q_{GD}$  и максималь-но допустимое напряжение между стоком и истоком  $V_{DS(max)}$ . Для управления затвором ПТ должен использоваться сигнал с логиче-скими уровнями или близкими к ним.

Пиковое напряжение на ключе равно  $V_{IN} + V_{OUT}$ . Пиковый ток ключа рассчиты-вается так:

$$I_{Q1(peak)} = I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)}.$$

Среднеквадратический ток через ключ ра-вен:

$$I_{Q1(rms)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_{IN(min)} \times V_{OUT}}{V_{IN(min)}^2}}.$$

Мощность, рассеиваемая на полевом тран-зисторе, приблизительно равна:

$$P_{Q1} = I_{Q1(rms)}^2 \times R_{DS(ON)} \times D_{max} + (V_{IN(min)} + V_{OUT}) \times I_{Q1(peak)} \frac{Q_{GD} \times f_{SW}}{I_G}.$$

Суммарная мощность, рассеиваемая на по-левом транзисторе, состоит из постоянных потерь, представленных первым слагаемым в приведенном выше выражении, и потерь при переключениях, представленных вторым слагаемым. Сопротивление  $R_{DS(ON)}$  должно быть взято для максимальной рабочей тем-пературы. Обычно его значение приводится в справочных данных на ПТ. Необходимо убедиться, что сумма постоянных потерь и потерь при переключениях не превышает

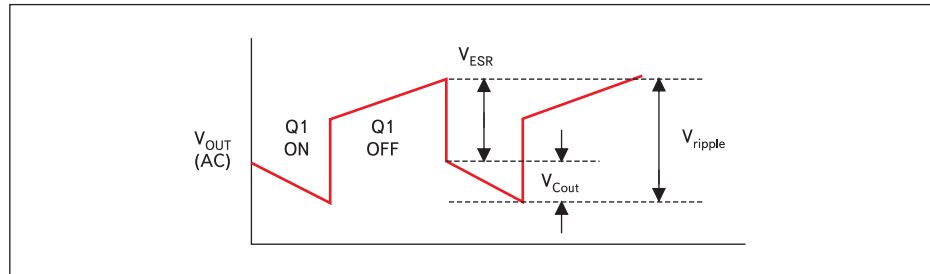


Рис. 4. Пульсации выходного напряжения

предельно допустимой рассеиваемой мощ-ности для корпуса ПТ и не выходит из обще-го температурного бюджета.

### Выбор выходного диода

Выходной диод должен быть выбран по пи-ковому току и обратному напряжению. В пре-образователе с топологией SEPIC пиковый ток диода равен пиковому току ключа  $I_{Q1(peak)}$ . Минимум для пикового обратного напряже-ния диода составляет:

$$V_{RD1} = V_{IN(max)} + V_{OUT(max)}.$$

Так же, как и в повышающем преобразо-вателе, средний ток через диод равен вых-одному току. Мощность, рассеиваемая диодом, равна выходному току, умноженному на пря-мое падение напряжения на диоде. Для ми-нимизации потерь рекомендуется использо-вать диоды Шоттки.

### Выбор разделительного конденсатора SEPIC

Выбор конденсатора SEPIC,  $C_s$ , зависит от среднеквадратического значения тока, ко-торое можно рассчитать по формуле:

$$I_{Cs(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}}}.$$

Конденсатор SEPIC должен быть рассчи-тан на больший среднеквадратический ток, чем требуется для получения заданной вы-ходной мощности. Поэтому топология SEPIC больше подходит для маломощных прило-жений, где ток через конденсатор относитель-но невелик. Расчетное напряжение для кон-денсатора SEPIC должно быть больше, чем максимальное входное напряжение. Для по-верхностного монтажа лучше использовать танталовые и керамические конденсаторы, которые для своих размеров имеют высокий предельно допустимый среднеквадратиче-ский ток. Электролитические конденсаторы удобно использовать при монтаже в сквоз-ные отверстия, когда их размеры практиче-ски не ограничены, что позволяет легко обес-печить требуемое значение предельного сред-неквадратического тока.

Формула для пикового напряжения пуль-саций на  $C_s$  (пренебрегаем ESR):

$$\Delta V_{Cs} = \frac{I_{OUT} \times D_{max}}{C_s \times f_{SW}}. \quad (1)$$

Конденсатор, который выдерживает тре-буемый среднеквадратический ток, как пра-вило, обеспечивает небольшое напряжение пульсаций на  $C_s$ . Следовательно, пиковое на-пряжения обычно не должно сильно отли-чаться от входного напряжения<sup>1</sup>.

### Выбор выходного конденсатора

Когда в преобразователе SEPIC силовой ключ  $Q1$  открыт, индуктивность заряжается, а выходной ток поддерживается выходным конденсатором. Поэтому в выходном кон-денсаторе наблюдаются большие пульсации тока. Таким образом, выбранный выходной конденсатор должен быть способен работать с максимальным среднеквадратическим то-ком. Среднеквадратический ток в выходном конденсаторе:

$$I_{Cout(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)}}}. \quad (2)$$

Значения ESR, ESL и величина емкости выходного конденсатора непосредственно влияют на выходные пульсации. Предполо-жим, что вклад ESR дает половину размаха пульсаций, а другую половину дает емкость (рис. 4). Следовательно,

$$ESR \leq \frac{V_{ripple} \times 0,5}{I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)}}, \quad (3)$$

$$C_{out} \geq \frac{I_{OUT} \times D}{V_{ripple} \times 0,5 \times f_{SW}}. \quad (4)$$

Выходной конденсатор должен удовлетво-рять требования по среднеквадратическому току, ESR и емкости. Для поверхностного монтажа в качестве выходных рекомендо-ваться использовать конденсаторы следующих типов: танталовые, с полимерным электро-

<sup>1</sup> Автор опустил итеративную процедуру выбора конкретного ти-па и номинала конденсатора с учетом его предельно допустимой рассеиваемой мощности при заданном им размахе пульсаций (прим. переводчика).

литом, полимерные танталовые или многослойные керамические.

### Выбор входного конденсатора

Так же, как и в повышающем преобразователе, в SEPIC имеется емкость на входе. И аналогично, временная диаграмма входного тока непрерывна и имеет треугольную форму. Индуктивность обеспечивает довольно небольшие пульсации тока во входном конденсаторе. Формула для расчета среднеквадратического значения тока во входном конденсаторе имеет вид:

$$I_{Cin(rms)} = \frac{\Delta I_L}{\sqrt{12}}. \quad (5)$$

Входной конденсатор должен выдерживать среднеквадратический ток. Несмотря на то, что для SEPIC емкость входного конденсатора не критична, высококачественный конденсатор емкостью 10 мкФ или более позволит предотвратить взаимовлияние с импедансом входного источника питания.

### Пример разработки преобразователя SEPIC

Исходные данные:

- входное напряжение ( $V_{in}$ ): 3,0–5,7 В;
- выходное напряжение ( $V_{out}$ ): 3,3 В;
- выходной ток ( $I_{out}$ ): 2,5 А;
- частота переключений  $f_{sw}$ : 330 кГц;
- используется контроллер LM3478.

Схема преобразователя показана на рис. 5.

#### Шаг 1: расчет относительной длительности импульсов

Предположим, что падение напряжения на диоде  $V_D$  равно 0,5 В.

$$D_{max} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)} + V_{OUT} + V_D} = \frac{3,3 + 0,5}{3,0 + 3,3 + 0,5} = 0,56. \quad (6)$$

$$D_{min} = \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(max)} + V_{OUT} + V_D} = \frac{3,3 + 0,5}{5,7 + 3,3 + 0,5} = 0,4^2. \quad (7)$$

#### Шаг 2: выбор индуктивности

Пульсации тока через входную индуктивность  $L1$ :

$$\Delta I_L = I_{OUT} \times \frac{V_{OUT}}{V_{IN(min)}} \times 40\% = 2,5 \times \frac{3,3}{3,0} \times 0,4 = 1,1 \text{ А}. \quad (8)$$

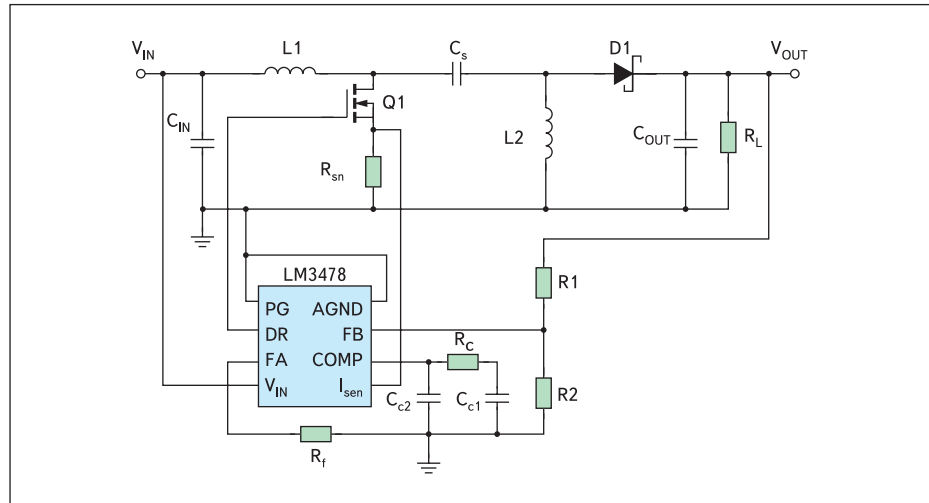


Рис. 5. Схема преобразователя

Индуктивность катушек  $L1$  и  $L2$  равна:

$$L1 = L2 = L = \frac{V_{IN(min)}}{\Delta I_L \times f_{SW}} \times D_{max} = \frac{3,0}{1,1 \times 330k} \times 0,56 = 4,6 \text{ мкГ}. \quad (9)$$

Ближайшее стандартное значение индуктивности для покупной катушки равно 4,7 мкГ. Пиковый ток через входную индуктивность:

$$I_{L1(peak)} = I_{OUT} \times \frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)}} \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 2,5 \times \frac{3,3 + 0,5}{3,0} \times 1,2 = 3,8 \text{ А}. \quad (10)$$

Пиковый ток через  $L2$  равен:

$$I_{L2(peak)} = I_{OUT} \times \left(1 + \frac{40\%}{2}\right) = 2,5 \times 1,2 = 3 \text{ А}. \quad (11)$$

#### Шаг 3: выбор силового ПТ

Пиковый ток через ПТ:

$$I_{Q1(peak)} = I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)} = 3,8 + 3 = 6,8 \text{ А}. \quad (12)$$

И среднеквадратический ток:

$$I_{Q1(rms)} = I_{OUT} \sqrt{\frac{(V_{OUT} + V_{IN(min)}) \times V_{OUT}}{V_{IN(min)}^2}} = 2,5 \times \sqrt{\frac{(3,3 + 3,0) \times 3,3}{3,0^2}} = 3,8 \text{ А}. \quad (13)$$

Расчетное напряжение на стоке полевого транзистора должно быть выше, чем  $V_{IN} + V_{OUT}$ .

Выберем для нашего проекта ПТ типа Si4442DY ( $R_{DS(ON)} = 8 \text{ мОм}$  и  $Q_{GD} = 10 \text{ нКл}$ ). Ток управления затвором для LM3478 равен 0,3 А. Ожидаемые потери мощности составят:

$$P_{Q1} = I_{Q1(rms)}^2 \times R_{DS(ON)} \times D_{max} + (V_{IN(min)} + V_{OUT}) \times I_{Q1(peak)} \times \frac{Q_{GD} \times f_{SW}}{I_G} = 3,8^2 \times 8m \times 0,56 + (3 + 3,3) \times 6,8 \times \frac{10n \times 330k}{0,3} = 0,54 \text{ Вт}. \quad (14)$$

#### Шаг 4:

##### выбор выходного диода

Расчетное обратное напряжение диода должно быть больше, чем  $V_{IN} + V_{OUT}$ , а средний ток диода равен выходному току при полной нагрузке.

#### Шаг 5: выбор разделительного конденсатора SEPIC

Среднеквадратический ток через  $Cs$  равен:

$$I_{CS(rms)} = I_{OUT} \times \sqrt{\frac{V_{OUT} + V_D}{V_{IN(min)}}} = 2,5 \times \sqrt{\frac{3,3 + 0,5}{3,0}} = 2,8 \text{ А}.$$

И пульсации напряжения:

$$\Delta V_{CS} = \frac{I_{OUT} \times D_{max}}{Cs \times f_{SW}} = \frac{2,5 \times 0,56}{10\mu \times 330k} = 0,42 \text{ В}.$$

Выбираем керамический конденсатор емкостью 10 мкФ.

#### Шаг 6:

##### выбор выходного конденсатора

Среднеквадратический ток через выходной конденсатор:

$$I_{Cout(mrs)} = I_{Cs(mrs)} = 2,8 \text{ А}.$$

<sup>2</sup> В этом месте, после расчета минимальной относительной длительности, полезно проверить по справочным данным, способна ли выбранная микросхема контроллера обеспечить достаточно короткие управляющие импульсы (прим. переводчика).

Пусть размах пульсаций от пика до пика составляет 2% от выходного напряжения 3,3 В, тогда ESR выходного конденсатора:

$$ESR \leq \frac{V_{ripple} \times 0,5}{I_{L1(peak)} + I_{L2(peak)}} = \frac{0,02 \times 3,3 \times 0,5}{3,8 + 3} = 4,8 \text{ мОм},$$

и емкость

$$C_{OUT} \geq \frac{I_{OUT} \times D_{max}}{V_{ripple} \times 0,5 \times f_{SW}} = \frac{2,5 \times 0,56}{0,02 \times 3,3 \times 0,5 \times 300k} = 141 \text{ мкФ}.$$

Будем использовать два керамических конденсатора по 100 мкФ (6 мОм ESR). Для зависящих от цены применений можно использовать электролитический конденсатор совместно с керамическим. Для применений, чувствительных к шумам, можно добавить второй фильтрующий каскад.

#### Шаг 7:

##### расчет резисторов обратной связи, токочувствительного резистора и резистора, задающего частоту

R1 — это верхний резистор, а R2 — нижний резистор делителя напряжения. Опорное напряжение обратной связи равно 1,26 В. Пусть R1 = 20 кОм, тогда:

$$R2 = \frac{V_{REF}}{V_{OUT} - V_{REF}} \times R1 = \frac{1,26}{3,3 - 1,26} \times 20k = 12,4 \text{ кОм}.$$

Пороговое напряжение включения схемы защиты по току для микросхемы LM3478 со-

$$R_c = \frac{2\pi \times f_c \times C_{OUT} \times V_{OUT}^2 \times (1 + D_{max})}{G_{CS} \times G_{MA} \times V_{REF} \times V_{IN(min)} \times D_{max}} = \frac{2\pi \times 3,8k \times 200 \mu \times 3,3^2 \times (1 + 0,56)}{91 \times 800 \mu \times 1,26 \times 3,0 \times 0,56} = 523 \text{ Ом}.$$

ставляет 120 мВ. Вычитая напряжение компенсирующего пилообразного напряжения из 120 мВ, получим приблизительно 75 мВ. Таким образом, сопротивление токочувствительного резистора будет равно:

$$R_{sn} = \frac{75}{I_{Q1(peak)}} = \frac{75}{6,8} = 11 \text{ мОм}.$$

Сопротивление резистора Rf, задающего частоту переключения, для частоты 330 кГц равно примерно 50 кОм<sup>3</sup>.

#### Шаг 8:

##### разработка корректирующих цепей

В передаточной функции преобразователя SEPIC, работающего в токовом режиме, полюс нагрузки приблизительно равен  $1/(2\pi \times RL \times C_{OUT})$ , а ноль, создаваемый ESR выходного конденсатора, равен  $1/(2\pi \times ESR \times C_{OUT})$ , где RL — это сопротивление нагрузки, а ESR — эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора. Ноль в правой полуплоскости ( $f_{RHPZ}$ ) можно получить следующим образом:

$$f_{RHPZ} = \frac{(1 - D_{max})^2 \times V_{OUT}}{2\pi \times D_{max} \times L2 \times 0,5 \times I_{OUT}} = \frac{(1 - 0,56)^2 \times 3,3}{2\pi \times 0,56 \times 4,7 \mu \times 0,5 \times 2,5} = 31 \text{ кГц}.$$

Мы можем также видеть выброс передаточной характеристики на резонансной частоте цепи, состоящей из конденсатора SEPIC Cs и индуктивности L2:

$$f_r = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L2 \times Cs}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{4,7 \times 10}} = 23 \text{ кГц}.$$

Частота среза равна одной шестой от меньшего из  $f_{RHPZ}$  и  $f_r$ :

$$f_c = f_r / 6 = 23k / 6 = 3,8 \text{ кГц}.$$

Элементы Cc1, Cc2 и Rc формируют корректирующую цепь, которая имеет один ноль на частоте  $1/(2\pi \times Rc \times Cc1)$ , один полюс в начале координат и другой полюс на частоте  $1/(2\pi \times Rc \times Cc2)$ .

Далее будут приняты следующие обозначения:  $V_{REF}$  — опорное напряжение, равное 1,26 В;  $V_{OUT}$  — выходное напряжение;  $G_{CS}$  — усиление в цепи измерения тока (приблизительно  $1/R_{sn}$ ), равное 100 А/В, и  $G_{MA}$  — крутизна усилителя ошибки (800 мкСм).

Rc выбираем так, чтобы обеспечить требуемую частоту среза (формула вверху страницы).

Cc1 выбираем так, чтобы корректирующий ноль составлял 1/4 от частоты среза:

$$Cc1 = \frac{4}{2\pi \times f_c \times Rc} = \frac{4}{2\pi \times 3,8k \times 523} = 330 \text{ нФ}.$$

Полюс на частоте  $1/(2\pi \times Rc \times Cc2)$  компенсирует ноль от ESR, равный  $1/(2\pi \times ESR \times C_{OUT})$ :

$$Cc2 = \frac{C_{OUT} \times ESR}{Rc} = \frac{200 \mu \times 3m}{523} = 1,2 \text{ нФ}.$$

<sup>3</sup> Определяется по таблице из справочных данных на микросхему LM3478 (прим. переводчика).