

Application Note AN-1162

Compensator Design Procedure for Buck Converter with Voltage-Mode Error-Amplifier

By: Amir M. Rahimi, Parviz Parto, and Peyman Asadi

Table of Contents

	Page
1. Introduction to Synchronous Buck Converter	2
2. Loop Gain of the System.....	5
3. Step by Step Compensator Design Procedure.....	6
4. Type II Compensator Design.....	7
4.1 Design Example of Type II Compensator.....	11
5. Type III Compensator.....	13
5.1 Type III- A Compensator	14
5.2 Design Example of Type III-A Compensator	16
5.3 Type III- B Compensator	19
5.4 Design Example of Type III-B Compensator	20
6. Conclusion	23
<i>Appendices:</i>	
Designing the Power Stage of the Synchronous Buck Converter	24
Some Special Cases of Compensator Design	28
Loop Response Measurement	33

Процедура проектирования компенсатора для Buck конвертора с усилителем ошибки в режиме напряжения.

Синхронные Buck конверторы привлекают большое внимание в приложениях низковольтных DC/DC конверторов, потому что они могут предложить высокую эффективность, предоставляют более точное выходное напряжение а также соответствуют ограничениям по требованиям размеров конструкции. International Rectifier Inc. разрабатывают серии интегрированных Buck регуляторов (*SupIRBuck™*) чтобы вместить все вышеперечисленное. Эти регуляторы сочетают последние технологии MOSFET от IR с высокопроизводительным технологическим процессом для интегральных контроллеров. Эти регуляторы используют схему ШИМ в режиме напряжения с внешней компенсацией петли обратной связи для обеспечения хорошей помехоустойчивости и максимальной гибкости в выборе величины индуктора и типа конденсатора. Частота переключения может быть запрограммирована от 250 кГц до более 1,5 МГц для обеспечения возможности оптимизации дизайна с точки зрения размера и производительности.

В этой инструкции по применению обсуждается стабилизация Buck конвертора с усилителем ошибки в режиме напряжения. Цель состоит в том, чтобы подчеркнуть преимущество этой схемы управления и проиллюстрировать как может быть достигнут точный выход в установившийся режим при помощи высокопроизводительного контура обратной связи, позволяющего быстро реагировать на переходные процессы в нагрузке.

1. Введение в синхронные Buck конверторы с усилителем ошибки в режиме напряжения.

Buck конверторы с управлением по напряжению и с усилителем ошибки в режиме напряжения могут быть стабилизированы при помощи компенсатора пропорционально-интегрального типа (PI). Тем не менее, есть требование получения более производительной и более сложной компенсационной цепи, особенно при использовании MLCC (Multi Layer Ceramic Capacitor) многослойных керамических конденсаторов. MLCC конденсаторы широко используются как выходные в низковольтных DC/DC из-за их низкого эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) и низкой эквивалентной последовательной индуктивности (ESL). Низкая ESL, как результат высокая резонансная частота, делает MLCC конденсаторы подходящими для высоких частот переключения. Кроме того, низкое ESR и низкая ESL снижают пульсации выходного напряжения, что весьма желательно. С другой стороны, стабилизация DC/DC конверторов с выходным MLCC конденсатором требует больше внимания по сравнению со стабилизацией конверторов с выходным электролитическим конденсатором. В зависимости от используемых типоразмеров компонентов выходного фильтра и параметров дизайна (частоты переключения, полосы пропускания и т. д.), будут требоваться различные цепи компенсации. В дополнение, для получения необходимой производительности, параметры цепи компенсации должны быть соответствующим образом настроены. Этот документ является руководством по проектированию цепей компенсации для различных случаев. В дополнение, процедура проектирования компенсаторов будет объяснена на примерах.

На Рисунке 1 изображен типичный синхронный Buck конвертер с управлением по напряжению и усилителем ошибки в режиме напряжения.

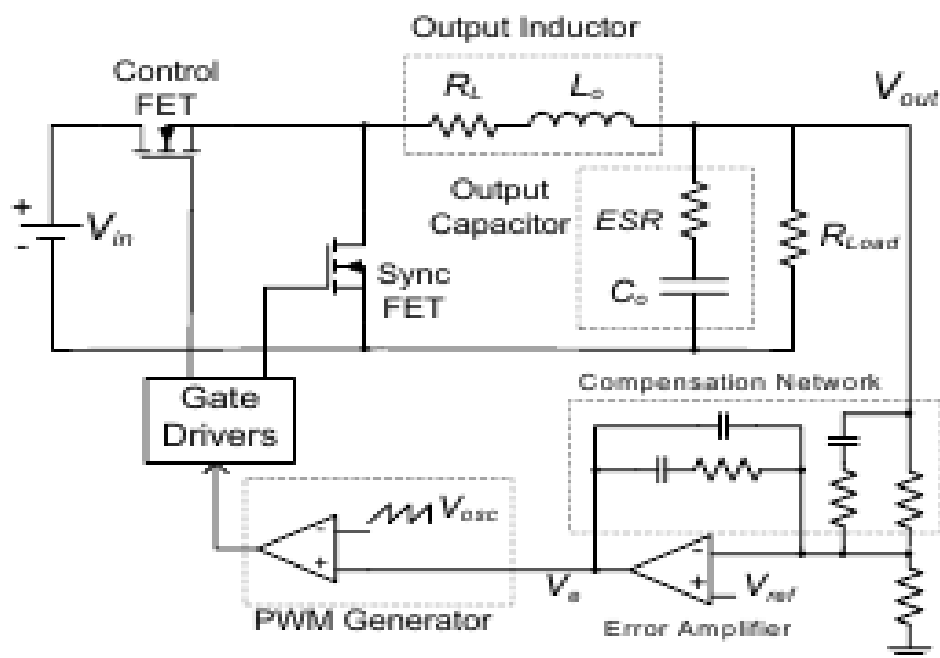


Рисунок 1. Упрощенная схема синхронного Виск конвертора с усилителем ошибки в режиме напряжения.

На Рисунке 1, R_L активное сопротивление выходного индуктора и ESR эквивалентное последовательное сопротивление выходного конденсатора. Чтобы упростить анализ – игнорируем ESL выходного конденсатора. Схема, представленная на Рис. 1, может быть смоделирована при помощи трех блоков, как представлено на Рис. 2. Силовой каскад ($G_P(s)$) включает ключи, драйверы выходной индуктор и конденсатор. Модель ШИМ генератора – это просто $1/V_{OSC}$ [2], где V_{OSC} амплитуда от пика до пика напряжения генератора (пилообразного) указанного в даташите. Блок компенсатора ($H(s)$) представлен усилителем ошибки с цепью компенсации.

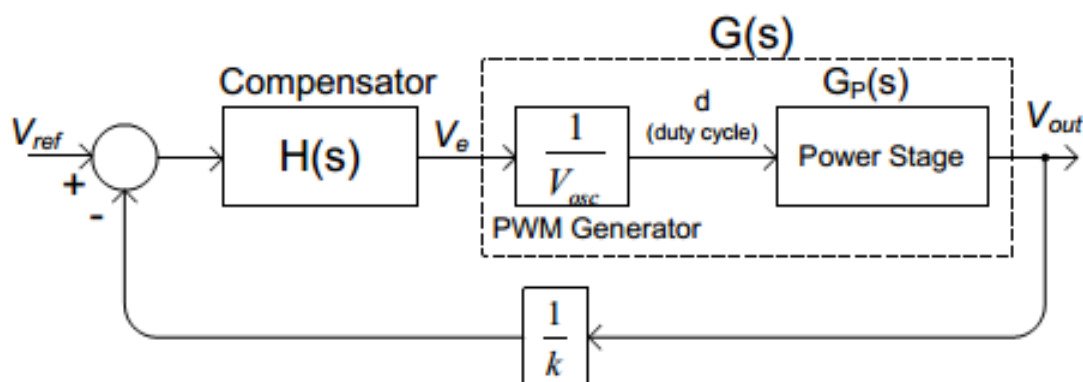


Рисунок 2. Блок-диаграмма модели синхронного Виск конвертора.

Передаточная функция силового каскада может быть упрощена как показано ниже:

$$G_P(s) = \frac{V_{out}}{d}(s) = \frac{R_{Load}(C_o \cdot ESR \cdot s + 1)}{L_o C_o \cdot s^2 (R_{Load} + ESR) + s \cdot (L_o + R_{Load} \cdot C_o \cdot ESR) + R_{Load}} \times V_{in} \quad (1)$$

Символ «s» указывает что передаточная функция варьируется как функция от частоты. Для упрощения передаточная функция ШИМ генератора и силового каскада могут быть объединены:

$$G(s) = G_P(s) \cdot \frac{1}{V_{osc}} \quad (2)$$

Следовательно, G(s) обычно выражается как передаточная функция силового каскада. Корни многочлена в знаменателе из (1) называются **полюсами** передаточной функции силового каскада. По аналогии корни числителя из (1) – это **нули** передаточной функции силового каскада. Передаточная функция силового каскада – это система второго порядка с двойным полюсом на частоте резонанса (LC фильтр) и нулем, образуемым ESR выходного конденсатора. Резонансная частота и частота нуля, образованного ESR, находится по (3) и (4). Приблизительная диаграмма Боде силового каскада набросана на Рисунке 3. Двойной полюс вызывает падение усиления с наклоном -40 ДБ/декада вплоть до частоты нуля (F_{ESR}), который компенсирует один из полюсов. Частота нуля – это параметр, характеризующий выходной конденсатор и он зависит от типа используемого конденсатора. Эта частота может быть как низкой всего несколько кГц для электролитических конденсаторов, так и высокой несколько МГц для керамических конденсаторов. Больше информации о проектировании силового каскада предоставит Приложение А.

$$F_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_o \cdot C_o}} \quad (\text{frequency of the double poles}) \quad (3)$$

$$F_{ESR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot ESR \cdot C_o} \quad (\text{frequency of the zero}) \quad (4)$$

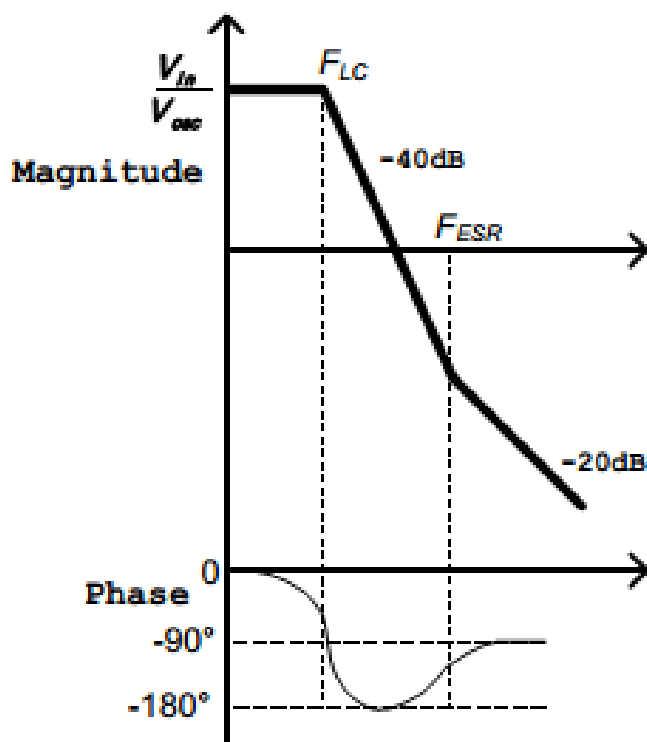


Рисунок 3 – диаграмма Боде силового каскада Виск конвертора.

2. Петлевое усиление системы.

Петлевое усиление системы определяется как произведение передаточных функций всей замкнутой петли управления. Используя Рисунок 2, определим петлевое усиление как:

$$M(s) = \frac{1}{k} \times H(s) \times \frac{1}{V_{osc}} \times G_p(s) = \frac{1}{k} \times H(s) \times G(s) \quad (5)$$

Где $1/k$ представляет усиление резисторного делителя, который используется в петле обратной связи когда $V_{out} > V_{ref}$. Для некоторых конфигураций компенсационной цепи, как одна из обсуждаемых в последующих разделах, этот элемент ($1/k$) исключается и не используется в уравнении петлевого усиления.

Диаграмма Боде силового каскада и желаемое петлевое усиление изображены на Рисунке 4, где F_0 – частота пересечения нуля, определяемая как частота где петлевое усиление равно единице. F_0 также называется «полоса пропускания петли» или «полоса пропускания системы».

Типично, F_0 может быть установлена $1/10 - 1/5$ частоты переключения. Скорость отклика системы на изменение нагрузки определяется F_0 . Другими словами, при более высокой частоте единичного усиления, будет более быстрый отклик на изменение нагрузки. Однако, частота единичного усиления должна быть достаточно низкой чтобы ограничивать шумы переключения. Наклон петлевого усиления на F_0 должен быть не более -20ДБ для обеспечения стабильности системы. Запас по фазе должен быть более 45° для общей стабильности.

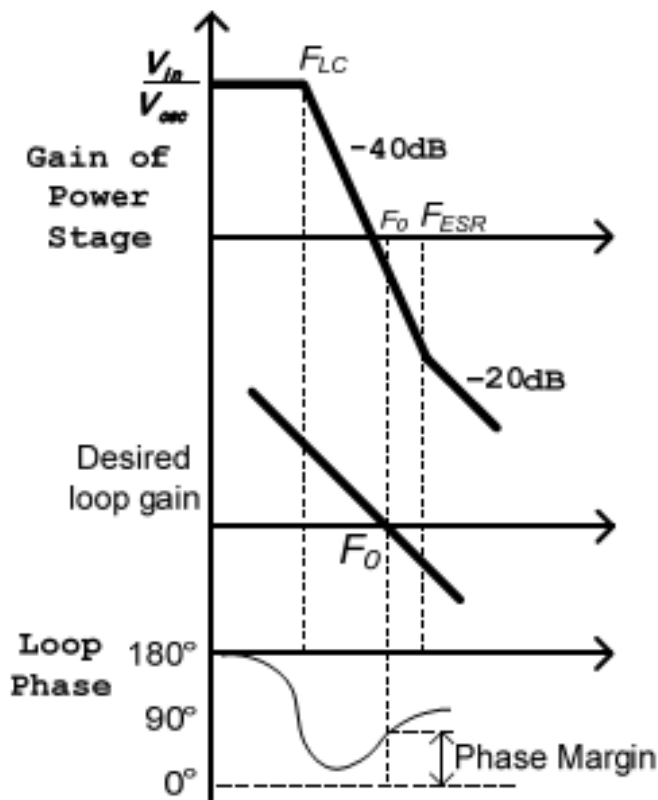


Рисунок 4 – диаграмма Боде силового каскада, желаемое петлевое усиление, и фаза петли.

3. Пошаговая процедура проектирования компенсатора.

Как упоминалось во введении, чтобы получить buck конвертер с соответствующей производительностью и стабильной замкнутой петлей, требуется должным образом спроектировать компенсатор. Типичная процедура проектирования компенсатора следующая:

Шаг 1 – Определите параметры системы, такие как входное напряжение, выходное напряжение, максимальный выходной ток (нагрузка), частота переключения, входная и выходная емкости, и выходная индуктивность.

Шаг 2 – Используйте (3) и (4) для определения полюсов и нуля силового каскада.

Шаг 3 – Определите частоту пересечения нуля для петли, F_0 . Обычно эта частота выбирается равной от 1/10 до 1/5 частоты переключения.

$$F_0 = (1/10 \sim 1/5) \cdot F_s \quad (6)$$

Шаг 4 – Определите тип компенсатора. Тип компенсатора определяется положением частоты пересечения нуля и характеристиками выходного конденсатора как показано в Таблице 1.

Шаг 5 – Определите желаемое положение полюсов и нулей выбранного компенсатора (это будет объяснено для каждого типа компенсатора).

Шаг 6 – Рассчитайте реальные параметры (резисторы и конденсаторы) для выбранного компенсатора чтобы получить желаемые полюса/нули. Выберите стандартные величины для резисторов и конденсаторов как можно ближе к расчетным значениям.

Таблица 1. – Типы компенсаторов и положение частоты пересечения нуля.

Compensator Type	Relative location of the crossover and power-stage frequencies	Typical Output Capacitor
Type II (PI)	$F_{LC} < F_{ESR} < F_0 < F_S / 2$	Electrolytic, POS-Cap, SP-Cap
Type III-A (PID)	$F_{LC} < F_0 < F_{ESR} < F_S / 2$	POS-Cap, SP-Cap
Type III-B (PID)	$F_{LC} < F_0 < F_S / 2 < F_{ESR}$	Ceramic

4. Проектирование компенсатора Типа II. (полюс в начале координат – ноль - полюс).

Компенсаторы Типа II используются в приложениях где частота нуля, вызванного выходным конденсатором и его ESR (F_{ESR}) меньше чем полоса пропускания замкнутой петли (F_0) как показано ниже:

$$F_{LC} < F_{ESR} < F_0 < F_S / 2 \quad (7)$$

Это условие обычно выполняется, когда выходной конденсатор электролитического типа. F_{ESR} (смотреть (4)) для этого типа конденсаторов обычно порядка нескольких кГц.

Схема компенсатора Типа II изображена на Рисунке 5.

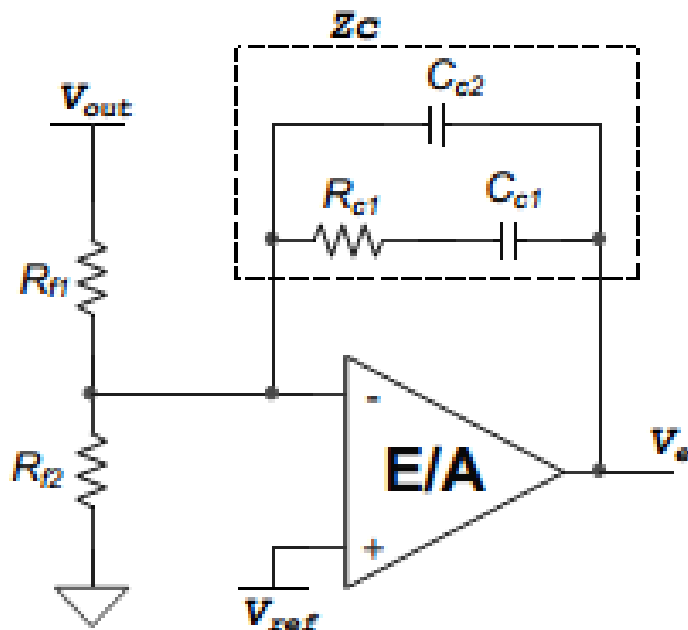


Рисунок 5 – Компенсатор Типа II.

Предполагая усиление/полоса пропускания усилителя ошибки (E/A) очень большие, передаточную функцию этого компенсатора получаем:

$$H(s) = \frac{V_e}{V_{out}}(s) = - \frac{1 + R_{C1} \cdot C_{C1} \cdot s}{R_{f1} \cdot s \cdot (C_{C1} + C_{C2}) \cdot (R_{C1} \cdot \frac{C_{C1} \cdot C_{C2}}{C_{C1} + C_{C2}} \cdot s + 1)} \quad (8)$$

Конденсатор C_{C2} выбран как $C_{C2} \ll C_{C1}$. Следовательно:

$$H(s) \approx - \frac{1 + R_{C1} \cdot C_{C1} \cdot s}{R_{f1} \cdot s \cdot C_{C1} \cdot (R_{C1} \cdot C_{C2} \cdot s + 1)} \quad (9)$$

Корень числителя в (8) - это ноль компенсатора и корни знаменателя – это полюса компенсатора. **Следовательно, компенсатор имеет полюс в начале координат (как интегратор) и другой полюс и один ноль как показано ниже:**

$$F_{Z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot C_{C1}} \quad (10)$$

$$F_{P2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot C_{C2}} \quad (11)$$

Приблизительная диаграмма Бode силового каскада, компенсатора Типа II, и желаемого петлевого усиления изображены на Рисунке 6.

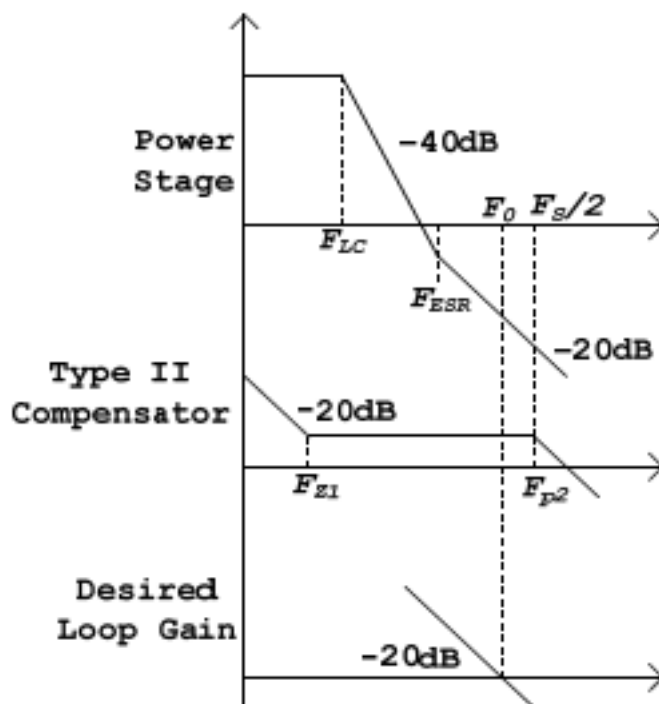


Рисунок 6 – диаграмма Бode силового каскада buck конвертора, желаемое петлевое усиление, и компенсатор Типа II.

Каждый **полюс** приводит к **понижению фазы** петли на 90° и каждый **ноль** приводит к **нарастанию фазы** на 90° . Изменение фазы из-за нуля/полюса начинается на 1 декаду ниже частоты нуля/полюса и заканчивается на 1 декаду выше. **Следует отметить что из-за отрицательной обратной связи (знак минус перед $H(s)$) изначально в компенсаторе имеется сдвиг фазы на 180° . Изменение фазы от полюсов и нулей добавляется к этим 180° .**

Следовательно, для получения стабильной системы, общая фаза петли никогда не должна становиться $360^\circ/0^\circ$ (или приближаться к ним) когда усиление больше 1 (0ДБ).

В случае TL494 – это происходит по неинвертирующим входам выводы 1 и 16. Если рассматривать весь блок питания, тоесть всю петлю, включительно с силовым каскадом. (Примечание переводчика)

Особенно, на частоте пересечения нуля (F_0), фаза должна быть как минимум 45° (запас по фазе 45°).

Поскольку компенсатор имеет полюс в начале координат, ноль компенсатора должен быть помещен на более низкой частоте чем двойной полюс LC фильтра чтобы фаза петли не опустилась близко к 0° возле F_{LC} . Обычно используется следующее уравнение:

$$F_{Z1} \approx 0.75 \times F_{LC} \quad (12)$$

Второй полюс компенсатора должен быть размещен выше частоты пересечения нуля так чтобы его отстающая фаза (падение фазы) не уменьшала запас по фазе петли. С другой стороны, он должен быть размещен ниже частоты переключения, чтобы достигнуть достаточного ослабления шумов переключения. Следующее уравнение дает разумный компромисс:

$$F_{P2} \approx F_s / 2 \quad (13)$$

После того как выбраны F_{Z1} и F_{P2} , могут быть рассчитаны величины компонентов компенсатора.

Есть одна степень свободы при вычислении величин параметров компенсатора. Процедуру можно начать с выбора разумного значения R_{f1} . Величина в несколько кОм будет хорошей стартовой точкой. Поскольку R_{f1} и R_{f2} используются для установки выходного напряжения (Рисунок 5), R_{f2} можно вычислить используя следующее выражение:

$$R_{f2} = \frac{R_{f1} \cdot V_{ref}}{(V_{out} - V_{ref})} \quad (14)$$

Передаточная функция от выхода усилителя ошибки до выходного напряжения:

$$G(s) = \frac{V_{out}}{V_e}(s) = \frac{V_{in}}{V_{osc}} \cdot \frac{R_{Load}(C_o \cdot ESR \cdot s + 1)}{L_o C_o \cdot s^2 (R_{Load} + ESR) + s \cdot (L_o + R_{Load} \cdot C_o \cdot ESR) + R_{Load}} \quad (15)$$

В приведенном выше уравнении, V_{osc} амплитуда пилообразного/треугольного сигнала модулятора. Амплитуда петлевого усиления на частоте пересечения нуля равна единице. Следовательно,

$$|H(s) \times G(s)|_{f=F_0} = 1 \quad (16)$$

Используя (9), (15), и (16) вычисляем R_{C1} :

$$R_{C1} = \frac{R_{f1} \cdot F_{ESR} \cdot V_{osc} \cdot F_0}{V_{in} \cdot F_{LC}^2} \quad (17)$$

Поскольку F_{Z1} выбрана и R_{C1} вычислен, можем вычислить C_{C1} :

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{Z1}} = \frac{1}{1.5\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{LC}} \quad (18)$$

По аналогии можно вычислить C_{C2} :

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{P2}} = \frac{1}{\pi \cdot R_{C1} \cdot F_S} \quad (19)$$

4.1 Пример проектирования компенсатора Типа II.

Для этого проекта используется регулятор IR3840. Схема проекта изображена на Рисунке 7.

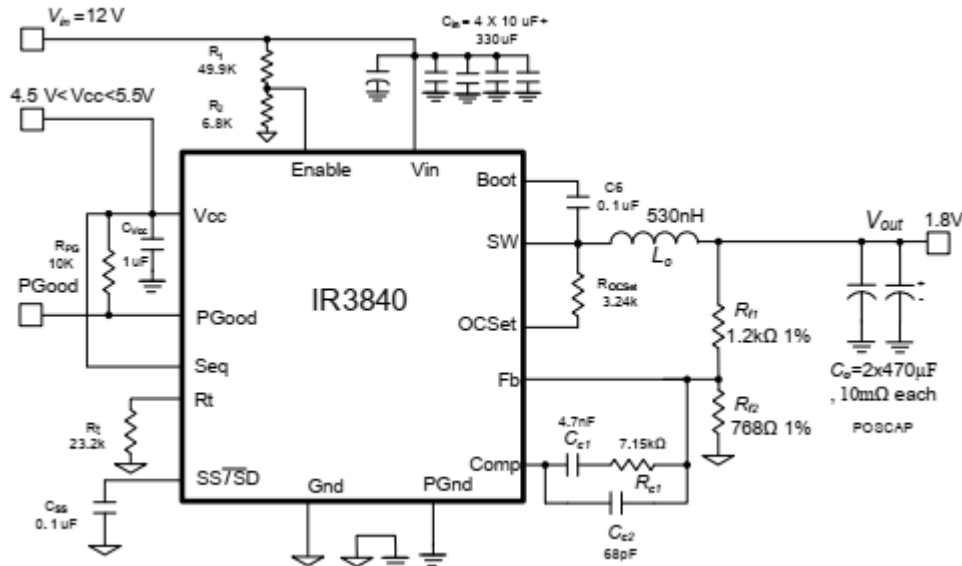


Рисунок 7 – Применение IR3840 с компенсатором Типа II для регулятора 12А, 1,8В.

Шаг 1 – Соберите данные о системе, такие как входное и выходное напряжение и частота коммутации:

$$\begin{aligned} V_{in} &= 12V \\ V_{out} &= 1.8V \\ V_{ref} &= 0.7V \\ V_{osc} &= 1.8V \\ L_o &= 530nH \\ C_o &= 2 \times 470\mu F \\ ESR(C_o) &= 10m\Omega \text{ each} \\ F_s &= 600KHz \\ I_o(max) &= 12A \end{aligned}$$

Шаг 2 – Вычислите полюса и нули силового каскада. Используя (3), двойной полюс силового каскада:

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{L_o \cdot C_o}} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{530nH \times 940\mu F}} = 7.1KHz$$

Ноль, создаваемый ESR выходного конденсатора может быть вычислен при помощи (4):

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi \cdot ESR \cdot C_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 10m\Omega \times 470\mu F} = 33.8kHz$$

Шаг 3 – Выберите частоту пересечения нуля (частоту единичного усиления) 1/10 от частоты коммутации:

$$F_0 = 60 \text{ кГц}$$

Шаг 4 – Выберите тип компенсатора. Поскольку $F_{LC} < F_{ESR} < F_0 < F_S/2$, компенсатор Типа II подходит для использования в этом приложении.

Шаг 5 – Выберите полюса и нули компенсатора. Используем (13) и (12):

$$F_{Z1} = 0.75 \times F_{LC} = 0.75 \times 7.1 \text{ kHz} = 5.33 \text{ kHz}$$

$$F_{P2} = F_S / 2 = 600 \text{ kHz} / 2 = 300 \text{ kHz}$$

Шаг 6 – Рассчитайте параметры (резисторы и конденсаторы) компенсатора. Выберем $R_{f1} = 1.2 \text{ кОм}$. R_{f2} рассчитаем используя (14):

$$R_{f2} = \frac{1.2 \text{ k}\Omega \times 0.7 \text{ V}}{(1.8 \text{ V} - 0.7 \text{ V})} = 764 \Omega$$

Выберем $R_{f2} = 768 \Omega$. Используя (17) рассчитаем R_{C1} :

$$R_{C1} = \frac{1.2 \text{ k}\Omega \times 33.8 \text{ kHz} \times 1.8 \text{ V} \times 60 \text{ kHz}}{12 \text{ V} \times (7.1 \text{ kHz})^2} = 7.24 \text{ k}\Omega$$

Выберем $R_{C1} = 7.15 \text{ кОм}$. Используя (18) рассчитаем C_{C1} :

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \times 7.15 \text{ k}\Omega \times 5.33 \text{ kHz}} = 4.2 \text{ nF}$$

Выберем $C_{C1} = 4.7 \text{ нФ}$. Используя (19) рассчитаем C_{C2} :

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \times 7.15 \text{ k}\Omega \times 300 \text{ kHz}} = 74 \text{ pF}$$

Выберем $C_{C2} = 68 \text{ пФ}$. Экспериментально измеренная диаграмма Бode петли для этого проекта показана на Рисунке 8. Результирующая частота пересечения нуля (частота единичного усиления) около 61 кГц и запас по фазе около 54° .

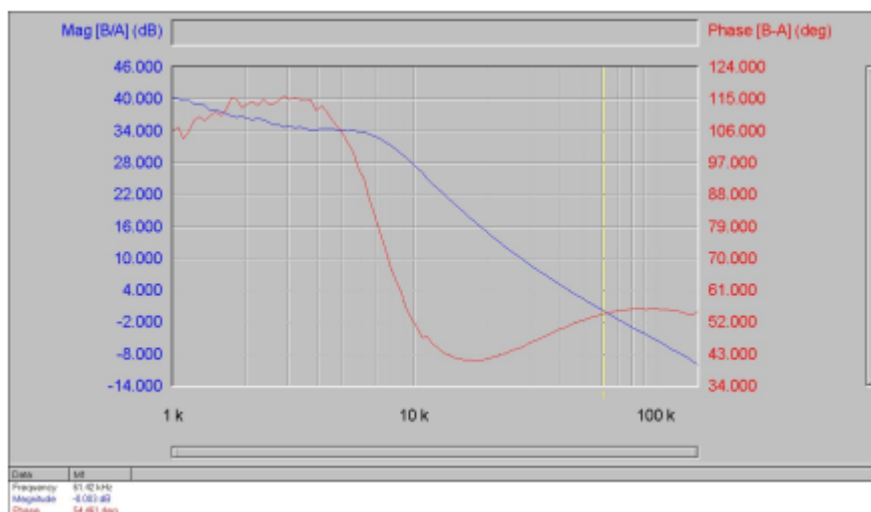


Рисунок 8 – Диаграмма Бode петли для примера с компенсатором Типа II.

5. Компенсатор Типа III.

Для общего решения для безусловной стабильности для любого типа выходных конденсаторов, и широкого диапазона величин ESR, локальная обратная связь должна быть

реализована со схемой компенсации Типа III. Особенно, когда $F_0 < F_{ESR}$ компенсатор Типа II не подходит и должен быть использован компенсатор Типа III. Типичная цепь компенсации Типа III, используемая в ШИМ конверторах в режиме напряжения, изображена на Рисунке 9.

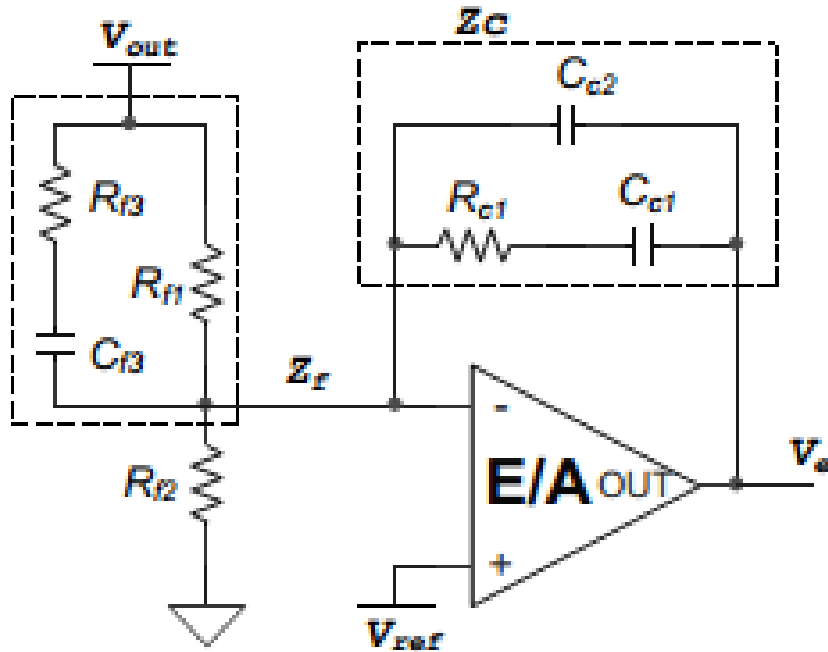


Рисунок 9 – Компенсатор Типа III.

Передаточная функция компенсатора Типа III получается из:

$$H(s) = \frac{V_e}{V_{out}} = -\frac{Z_c}{Z_f} \quad (20)$$

$$H(s) = -\frac{(1 + s \cdot R_{c1} \cdot C_{c1}) \cdot [1 + s \cdot C_{f3} \cdot (R_{f1} + R_{f3})]}{s \cdot R_{f1} \cdot (C_{c1} + C_{c2}) \cdot [1 + s \cdot R_{c1} \cdot (\frac{C_{c1} \cdot C_{c2}}{C_{c1} + C_{c2}})] \cdot (1 + s \cdot R_{f3} \cdot C_{f3})} \quad (21)$$

Полюс, порождаемый C_{c2} и R_{c1} обычно устанавливается на гораздо более высокую частоту, по сравнению с частотой нуля, генерируемого C_{c1} и R_{c1} . Это означает:

$C_{c2} \ll C_{c1}$. Следовательно:

$$H(s) \approx -\frac{(1 + R_{c1} \cdot C_{c1} \cdot s) \cdot [1 + s \cdot C_{f3} \cdot (R_{f1} + R_{f3})]}{s \cdot R_{f1} \cdot C_{c1} \cdot (R_{c1} \cdot C_{c2} \cdot s + 1) \cdot (1 + s \cdot R_{f3} \cdot C_{f3})} \quad (22)$$

Компенсатор имеет два нуля и три полюса как показано ниже:

$$F_{z1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{c1} \cdot C_{c1}} \quad (23)$$

$$F_{z2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f3} \cdot (R_{f1} + R_{f3})} \quad (24)$$

$$F_{p1} = 0 \quad (25)$$

$$F_{p2} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f3} \cdot R_{f3}} \quad (26)$$

$$F_{p3} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{c1} \cdot C_{c2}} \quad (27)$$

В зависимости от относительного расположения F_{ESR} , проектирование компенсатора Типа III разделяется на две категории: компенсаторы Типа III-A и Типа III-Б.

5.1 Компенсатор Типа III-A

Если ноль, вызванный ESR, ниже половины частоты переключения, то есть если (28) правильно, используем метод компенсации Типа III-A.

$$F_{LC} < F_0 < F_{ESR} < F_S / 2 \quad (28)$$

Условие (28) может выполняться когда в качестве выходных конденсаторов DC/DC конвертора используются конденсаторы типа OSCON, POS-сар или SP-сар. Если это случается, полюса и нули компенсатора должны быть размещены как указано ниже:

$$F_{z2} = F_{LC} \quad (29)$$

$$F_{z1} = 0.75 \times F_{z2} = 0.75 \times F_{LC} \quad (30)$$

$$F_{p2} = F_{ESR} \quad (31)$$

$$F_{p3} = F_S / 2 \quad (32)$$

Приблизительная диаграмма Боде силового каскада для компенсатора Типа III-A и желаемое петлевое усиление изображены на Рисунке 10.

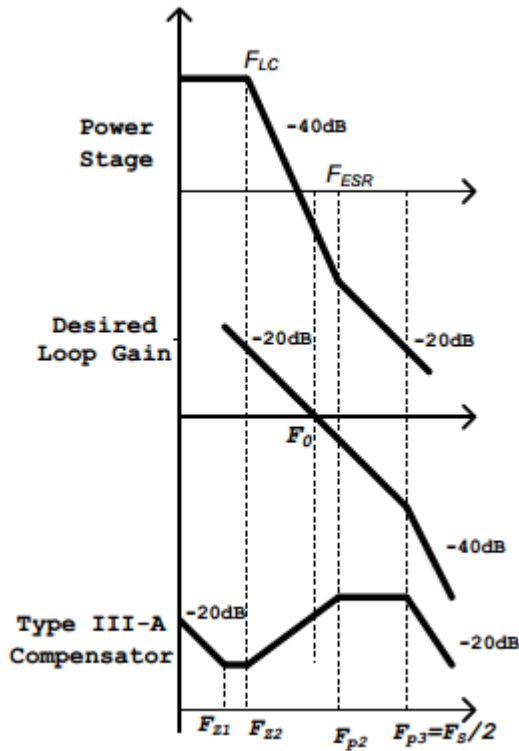


Рисунок 10 – Диаграмма Бode силового каскада buck конвертора, желаемое петлевое усиление и компенсатор Типа III-A.

Первый ноль компенсатора (F_{z1}) компенсирует отставание фазы, вызванное полюсом в начале координат (**полюс усилителя ошибки?**). **Второй ноль** (F_{z2}) для компенсации одного из полюсов LC фильтра так чтобы на частоте F_0 наклон диаграммы Бode петли был около -20ДБ/декада. **Второй полюс** компенсатора (F_{p2}) и **ноль от ESR** конденсатора (F_{ESR}) компенсируют друг друга и **третий полюс** (F_{p3}) обеспечивает дополнительное ослабление для частот выше $F_s/2$.

Параметры компенсатора могут быть рассчитаны следующим образом. Во первых выбирается величина C_{f3} (2.2 нФ может быть хорошим стартом).

Используйте (26) для вычисления R_{f3} :

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f3} \cdot F_{p2}} \quad (33)$$

Используйте (24) для вычисления R_{f1} :

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot C_{f3} \cdot F_{z2}} - R_{f3} \quad (34)$$

Используйте (14) для вычисления R_{f2} , и для вычисления R_{C1} используйте следующее уравнение:

$$R_{C1} = \frac{2\pi \cdot F_0 \cdot L_o \cdot C_o \cdot V_{osc}}{V_{in} \cdot C_{f3}} \quad (35)$$

Используйте (23) для вычисления C_{C1} :

$$C_{C1} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{Z1}} \quad (36)$$

Используйте (27) для вычисления C_{C2} :

$$C_{C2} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{C1} \cdot F_{P3}} \quad (37)$$

5.2 Пример проектирования компенсатора Типа III-A

Для этого проекта используется регулятор IR3840. Схема проекта изображена на Рисунке 11.

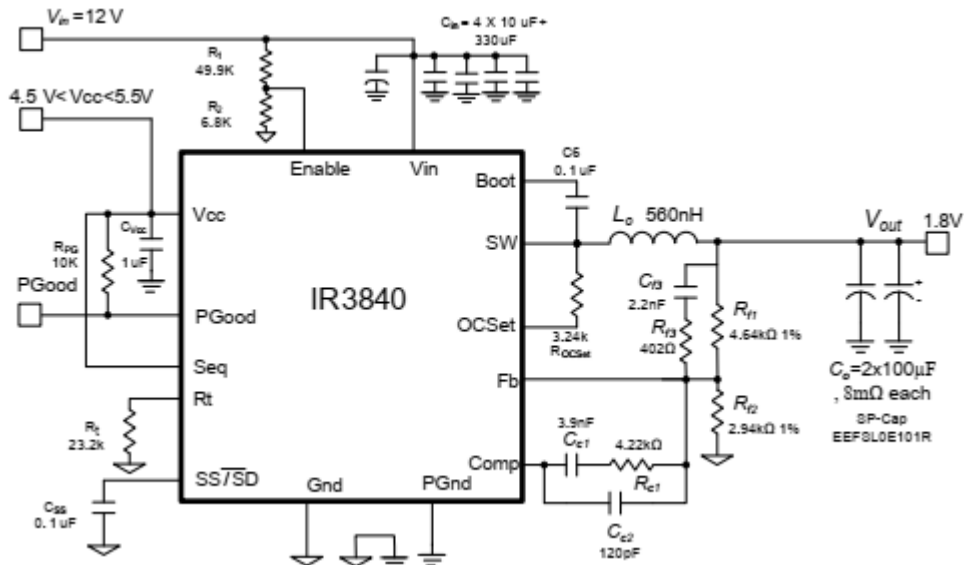


Рисунок 11 - Применение IR3840 с компенсатором Типа III-A для регулятора 12A, 1,8V.

Шаг 1 – Соберите данные о системе, такие как входное и выходное напряжение и частота коммутации:

$$V_{in} = 12V$$

$$V_{out} = 1.8V$$

$$V_{ref} = 0.7V$$

$$V_{osc} = 1.8V$$

$$L_o = 560nH$$

$$C_o = 2 \times 110\mu F$$

$$ESR(C_o) = 8m\Omega \text{ each}$$

$$F_s = 600KHz$$

$$I_o(max) = 12A$$

Шаг 2 – Используя (3) и (4) рассчитайте полюсы и нули силового каскада:

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{560nH \times 220\mu F}} = 14.34KHz$$

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times (8m\Omega / 2) \times 220\mu F} = 180kHz$$

Шаг 3 – Выберите частоту пересечения нуля (частоту единичного усиления) 1/8 от частоты коммутации:

$$F_0 = 80 \text{ кГц}$$

Шаг 4 – Выберите тип компенсатора. Поскольку $F_{LC} < F_0 < F_{ESR} < F_s/2$, компенсатор Типа III-A подходит для использования в этом приложении.

Шаг 5 – Рассчитайте полюсы и нули компенсатора. Полюсы и нули могут быть вычислены при помощи с(29) по (32):

$$F_{z2} = F_{LC} = 14.34 \text{ kHz}$$

$$F_{z1} = 0.75 \times 14.34 \text{ kHz} = 10.8 \text{ kHz}$$

$$F_{p2} = F_{ESR} = 180 \text{ kHz}$$

$$F_{p3} = 600 \text{ kHz} / 2 = 300 \text{ kHz}$$

Шаг 6 – Рассчитайте величины параметров компенсатора. Выберем $C_{f3} = 2.2 \text{ nF}$. Используем (33):

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \times 2.2 \text{ nF} \times 180 \text{ kHz}} = 401.9 \Omega$$

Выбираем $R_{f3} = 402 \text{ Ом}$. Используем (34) для расчета R_{f1} :

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \times 2.2 \text{ nF} \times 14.34 \text{ kHz}} - 402 = 4.64 \Omega$$

Выбираем $R_{f1} = 4.64 \text{ кОм}$. Используем (14) для расчета R_{f2} :

$$R_{f2} = \frac{4.64 \text{ k}\Omega \times 0.7 \text{ V}}{(1.8 \text{ V} - 0.7 \text{ V})} = 2.95 \text{ k}\Omega$$

Выбираем $R_{f2} = 2.94 \text{ кОм}$. Используем (35) для расчета R_{c1} :

$$R_{c1} = \frac{2\pi \times 80 \text{ k}\Omega \times 560 \text{ nH} \times 220 \mu\text{F} \times 1.8 \text{ V}}{12 \text{ V} \times 2.2 \text{ nF}} = 4.22 \text{ k}\Omega$$

Выбираем $R_{c1} = 4.22 \text{ кОм}$. Используем (36) для расчета C_{c1} :

$$C_{c1} = \frac{1}{2\pi \times 4.22 \text{ k} \times 10.8 \text{ k}} = 3.49 \text{ nF}$$

Выбираем $C_{c1} = 3.9 \text{ nF}$. Используем (37) для расчета C_{c2} :

$$C_{c2} = \frac{1}{2\pi \times 4.22 \text{ k} \times 300 \text{ k}} = 125 \text{ pF}$$

Выберем $C_{c2} = 120 \text{ пФ}$. Экспериментально измеренная диаграмма Боде петли для этого проекта показана на Рисунке 12. Результирующая частота пересечения нуля (частота единичного усиления) около 77 кГц и запас по фазе около 53°.

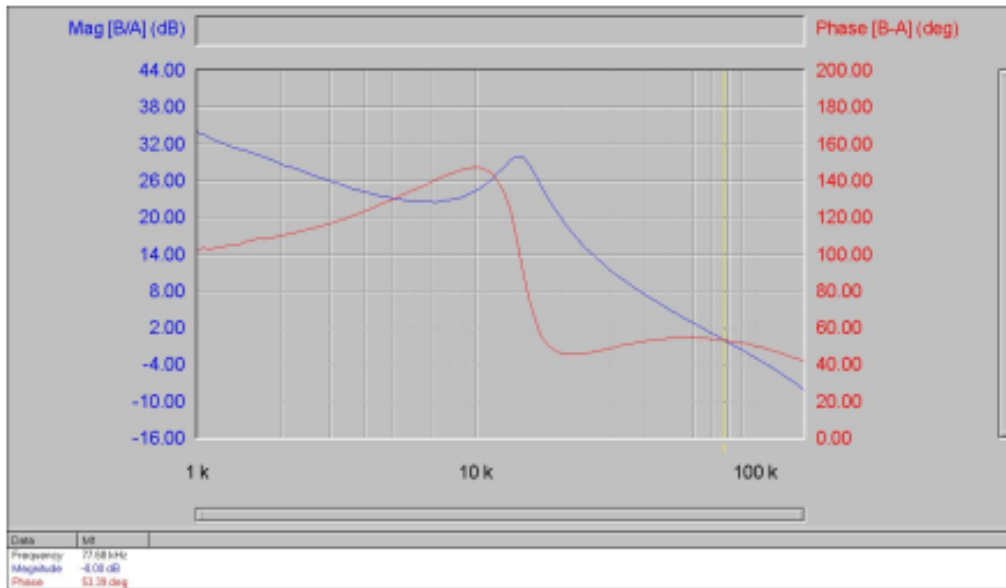


Рисунок 12 – Диаграмма Бode петли для примера с компенсатором Типа III-A.

5.3 Компенсатор Типа III-B.

Если ноль, вызванный ESR находится выше половины частоты переключения, когда справедливо (38) используем метод компенсации Типа III-B.

$$F_{LC} < F_0 < F_S / 2 < F_{ESR} \quad (38)$$

Условие (38) выполняется когда в качестве выходного конденсатора конвертора используется MLCC конденсатор. Иногда, использование конденсаторов типа POS-Сар или SP-Сар также приводит к использованию метода компенсации Типа III-B. Если это происходит, то полюса и нули компенсатора должны быть размещены следующим образом:

$$F_{p3} = F_S / 2 \quad (39)$$

Пара F_{z2} и F_{p2} (второй полюс и второй ноль компенсатора) задумываются как опережающий компенсатор и располагаются так чтобы максимальное опережение фазы этой пары приходилось на частоту пересечения нуля F_0 . Следующие формулы могут быть использованы для нахождения положения F_{z2} и F_{p2} в порядке получения максимального опережения фазы θ на частоте пересечения нуля [3]:

$$F_{z2} = F_0 \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin\theta}{1 + \sin\theta}} \quad (40)$$

$$F_{p2} = F_0 \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin\theta}{1 - \sin\theta}} \quad (41)$$

θ обычно выбирается 70° если речь идет о максимальном практическом опережении фазы которое возможно получить от опережающего компенсатора. Другой ноль компенсатора выбирается используя следующую формулу:

$$F_{z1} = 0.5 \times F_{z2} \quad (42)$$

Приблизительная диаграмма Бode силового каскада, желаемого петлевого усиления и компенсатора Типа III-Б изображена на Рисунке 13. Иногда, величина F_{p2} , вычисленная по (41) снижается более F_{p3} . Порядок полюсов не важен, тем не менее, важным фактом является то, что всегда есть два полюса компенсатора выше F_0 как показано на Рисунке 13. F_{z1} компенсирует отставание фазы от полюса, находящегося в начале координат. F_{z2} и F_{p2} формируют опережающий компенсатор и обеспечивают максимальное опережение фазы на частоте пересечения нуля и F_{p3} обеспечивает дополнительное ослабление для частот выше $F_s/2$.

Параметры компенсатора могут быть рассчитаны подобно расчету компенсатора Типа III-A. Выбирается Величина C_{β} и используя с (33) по (37) рассчитываются параметры компенсатора.

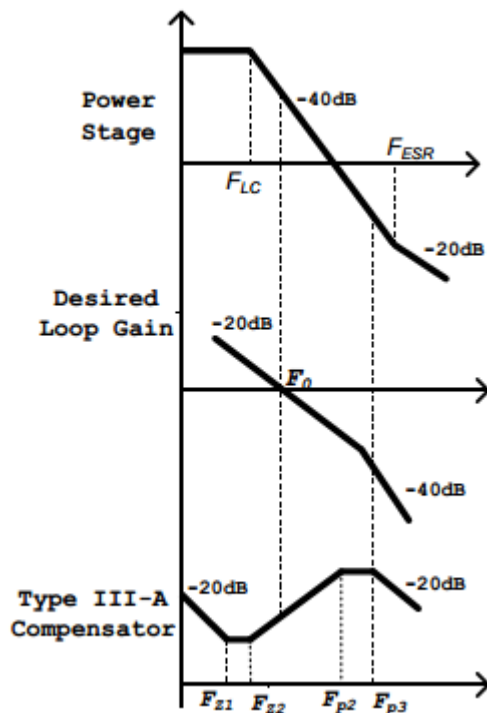


Рисунок 13 – Диаграмма Бode силового каскада buck конвертора, желаемое петлевое усиление и компенсатор Типа III-Б.

5.4 Пример проектирования компенсатора Типа III-Б.

Для этого проекта используется регулятор IR3842. Схема проекта изображена на Рисунке 14.

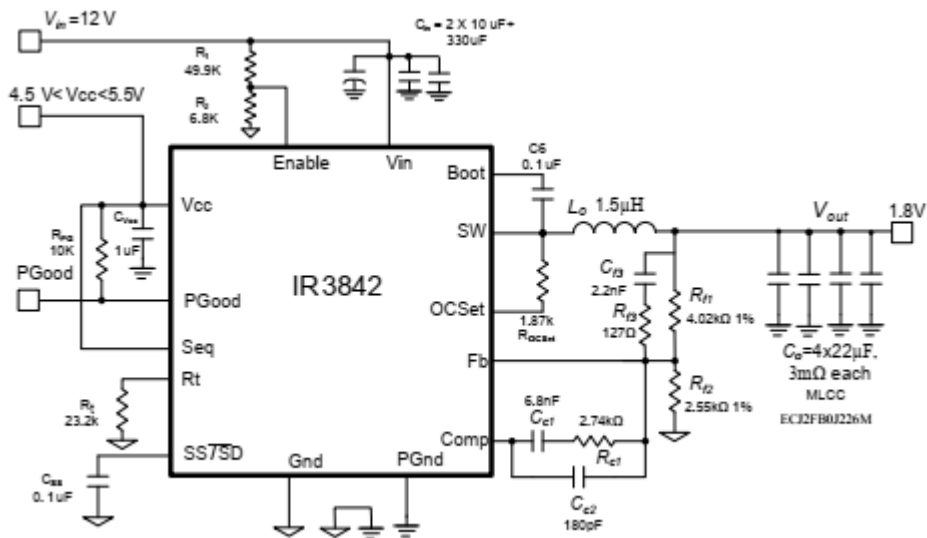


Рисунок 14 - Применение IR3842 с компенсатором Типа III-B для регулятора 4А, 1,8В.

Шаг 1 – Соберите данные о системе, такие как входное и выходное напряжение и частота коммутации:

$$V_{in} = 12V$$

$$V_{Out} = 1.8V$$

$$V_{ref} = 0.7V$$

$$V_{osc} = 1.8V$$

$$L_o = 1.5\mu H$$

$$C_o = 4 \times 10.8\mu F$$

$$ESR(C_o) = 3m\Omega \text{ each}$$

$$F_s = 600kHz$$

$$I_o(max) = 4A$$

Здесь следует отметить, что значение емкости, использованное в конструкции компенсатора должно быть задано для малого значения сигнала. Керамические конденсаторы теряют часть своей емкости по мере увеличения их напряжения смещения. Конденсаторы MLCC, которые используются в этом примере имеют номинальную емкость 22 мкФ. Однако при напряжении смещения и 600 кГц их емкость падает примерно до 10,8 мкФ. Именно это значение необходимо использовать для всех вычислений связанных с компенсацией. Значение емкости для малого сигнала может быть получено из спецификации производителя, средства проектирования или модели SPICE [4]. В качестве альтернативы также можно сделать вывод из измерения передаточной функции силового каскада преобразователя и измерения частоты двойного полюса (F_{LC}) и использовать уравнение (3) для вычисления значения емкости для малого сигнала (см. Приложение С).

Шаг 2 – Используя (3) и (4) рассчитайте полюсы и нули силового каскада:

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \times \sqrt{43.2\mu F \times 1.5\mu H}} = 19.7kHz$$

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi \times 3m\Omega \times 10.8\mu F} = 4.9MHz$$

Шаг 3 – Выберите частоту пересечения нуля (частоту единичного усиления) 1/6 от частоты коммутации:

$$F_0 = 100 \text{ кГц}$$

Шаг 4 – Выберите тип компенсатора. Поскольку $F_{LC} < F_0 < F_s/2 < F_{ESR}$, компенсатор Типа III-B подходит для использования в этом приложении.

Шаг 5 – Рассчитайте полюсы и нули компенсатора. Полюсы и нули могут быть вычислены при помощи (40) и (41):

$$F_{z2} = 100 \text{ kHz} \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin 70^\circ}{1 + \sin 70^\circ}} = 17.6 \text{ kHz}$$

$$F_{p2} = 100 \text{ kHz} \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin 70^\circ}{1 - \sin 70^\circ}} = 567 \text{ kHz}$$

Используем (42):

$$F_{z1} = 0.5 \times 17.6 \text{ kHz} = 8.8 \text{ kHz}$$

Используем (39):

$$F_{p3} = 600 \text{ kHz} / 2 = 300 \text{ kHz}$$

Шаг 6 – Рассчитайте величины параметров компенсатора. Выберем $C_{f3} = 2.2 \text{ nF}$.
Используем (33):

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2 \text{ nF} \cdot 567 \text{ k}} = 127.6 \Omega$$

Выбираем $R_{f3} = 127 \text{ Ом}$. Используем (34) для расчета R_{f1} :

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2 \text{ n} \cdot 17.6 \text{ k}} - 127 = 3.98 \text{ k}\Omega$$

Выбираем $R_{f1} = 4.02 \text{ kОм}$. Используем (14) для расчета R_{f2} :

$$R_{f2} = \frac{4.02 \text{ k}\Omega \times 0.7 \text{ V}}{(1.8 \text{ V} - 0.7 \text{ V})} = 2.56 \text{ k}\Omega$$

Выбираем $R_{f2} = 2.55 \text{ kОм}$. Используем (35) для расчета R_{c1} :

$$R_{c1} = \frac{2\pi \cdot 100 \text{ k} \cdot 1.5 \mu \cdot 43.2 \mu \cdot 1.8}{12 \cdot 2.2 \text{ n}} = 2.77 \text{ k}\Omega$$

Выбираем $R_{c1} = 2.74 \text{ kОм}$. Используем (36) для расчета C_{c1} :

$$C_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.74 \text{ k} \cdot 8.8 \text{ k}} = 6.6 \text{ nF}$$

Выбираем $C_{c1} = 6.8 \text{ nF}$. Используем (37) для расчета C_{c2} :

$$C_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.74 \text{ k} \cdot 300 \text{ k}} = 193 \text{ pF}$$

Выберем $C_{c2} = 180 \text{ пФ}$. Экспериментально измеренная диаграмма Боде петли для этого проекта показана на Рисунке 15. Результирующая частота пересечения нуля (частота единичного усиления) около 105 кГц и запас по фазе около 51°.

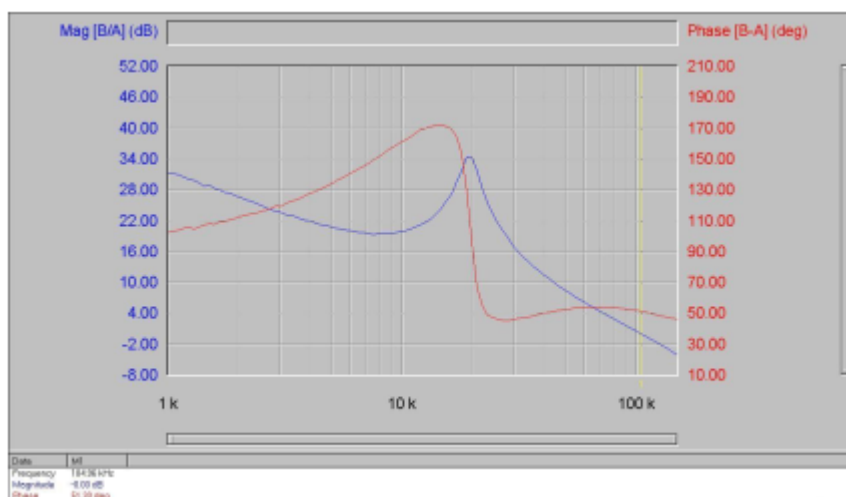


Рисунок 15 – Диаграмма Бode петли для примера с компенсатором Типа III-B.

6. Заключение

Обсуждалось конструирование контура управления на основе штатного усилителя ошибки в режиме напряжения для синхронного понижающего преобразователя. Простой компенсатор Типа II можно использовать когда применяются электролитические конденсаторы или танталовые конденсаторы низкой производительности. Для керамических или высокопроизводительных POS-Cap или SP-Cap выходных конденсаторов обычно требуется компенсатор Типа III. Хотя регуляторы IR3840 и IR3842 были взяты в качестве примеров в этой заметке по применению, предлагаемый метод проектирования также применим к приложениям, использующим другие типы понижающих стабилизаторов / управляющих ИС, в которых используется усилитель ошибки режима напряжения.

Рекомендации

- [1] M. Qiao, P. Parto, and R. Amirani, “Stabilize the Buck Converter with Transconductance Amplifier,” IR-application note AN-1043, 2002.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins, Power Electronics: Converters, Applications, and Design, New York: John Wiley & Sons, ISBN: 0-471-22693-9, 2003.
- [3] R. W. Erickson, D. Maksimovic, Fundamentals of Power Electronics, New York: Springer Science + Business Media, ISBN: 978-0-7923-7270-7, 2001.
- [4] P. Asadi, Y. Chen, P. Parto, “Optimal Utilization of Multi Layer Ceramic Capacitors for Synchronous Buck Converters in Point of Load Applications”, PCIM China, Shanghai, China, June 2010, pp. 233-237.

Приложение А: проектирование силового каскада синхронного понижающего конвертора.

Первый шаг при проектировании импульсных DC/DC преобразователей – это проектирование силового каскада. Силовой каскада включает выходной LC фильтр преобразователя также как и ключи и их драйверы. При проектировании силового каскада

задействовано множество факторов, в том числе: эффективность, стоимость, объем, электромагнитная совместимость, приемлемая пульсация выходного напряжения, требования переходного отклика и т. д. Требования к дизайну обычно противоречат друг другу. Для примера, чтобы уменьшить пульсации выходного напряжения разработчик должен увеличивать величину индуктора и/или конденсатора. Увеличение величины конденсатора увеличивает стоимость и увеличение величины индуктора может уменьшить эффективность и может сделать переходный отклик более медленным. С другой стороны, пульсации выходного напряжения могут быть уменьшены при увеличении частоты переключения. Однако, более высокая частота переключения может привести к снижению эффективности из-за увеличения коммутационных потерь. Следовательно, разработчик должен найти компромисс между различными требованиями к дизайну, пройдя несколько итераций дизайна.

Частота переключения обычно выбирается первой. При выборе частоты переключения учитываются различные факторы: эффективность, требования ЕМІ, требуемая полоса пропускания петли обратной связи и т. д. Частота переключения может быть даже продиктована системой, частью которой будет преобразователь.

В этом приложении на примере обсуждается процедура проектирования силового каскада.

Предполагая что частота переключения также как и максимальный выходной ток и входное и выходное напряжения заданы. В зависимости от максимального выходного тока выбираем соответствующий импульсный регулятор. Список интегральных импульсных регуляторов IR и их спецификации можно найти на вебсайте IR. Среди требований по проектированию, обычно задается величина пульсации тока индуктора. Если нет, разумно начать с пульсации 40%:

$$I_{Lripple} = 40\% \times I_{Load_Max} \quad (A1)$$

Величина индуктора может быть рассчитана с использованием следующего уравнения:

$$L_o = \frac{V_{in} - V_{out}}{I_{Lripple}} \cdot \frac{V_{out}}{V_{in}} \cdot \frac{1}{F_S} \quad (A2)$$

Амплитуда выброса/снижения переходной характеристики преобразователя, а также пульсации выходного напряжения определяют значение выходного конденсатора. Амплитуда пульсаций переключения обычно намного меньше допустимого значения, если используется соответствующая комбинация выходных конденсаторов. Минимально необходимая величина выходного конденсатора определяется следующим уравнением:

$$C_{o_Min} = \frac{L_o \times I_{Load_Step}^2}{2 \cdot V_{out} \times \Delta V_{out_Max}} \quad (A3)$$

Где I_{Load_step} – максимальный шаг нагрузки в амперах и ΔV_{out_Max} максимально допустимое изменение выходного напряжения при переходном процессе/переключении. Уравнение (A3) базируется на том что мы имеем идеальный выходной конденсатор (без ESR) и бесконечную полосу пропускания петли управления. Требуемое количество выходной емкости обычно выше чем получаем из (A3) особенно когда выходные конденсаторы имеют значительное ESR. Тем не менее, величина, рассчитанная по (A3) это хорошая стартовая точка при выборе выходного конденсатора. Предположим что разработчик намеревается использовать тип конденсатора с величиной C_E . Если ESR конденсатора можно пренебречь, необходимое количество конденсаторов будет:

$$N_{Min}(ESR = 0) = C_{o_Min} / C_E \quad (A4)$$

Однако, если каждый конденсатор имеет ESR эквивалентный ESR_E , минимально необходимое количество конденсаторов, необходимое для получения удовлетворительной переходной характеристики:

$$N_{Min} = \frac{ESR_E}{\Delta V_{out_Max}} \times I_{Load_Step} + \frac{V_{out}}{2 \cdot C_E \times L_o \times \Delta V_{out_Max}} \cdot \left(\frac{L_o \times I_{Load_Step}}{V_{out}} - ESR_E \times C_E \right)^2 \quad (A5)$$

Обычно первое целое число, больше чем величина полученная из (A5), должно быть подходящим. Для дополнительной информации о (A5) смотрите [A1].

Входной конденсатор преобразователя должен выдерживать пульсации входного тока:

$$I_{in_ripple} = I_{Load_Max} \cdot \sqrt{D \cdot (1 - D)} \quad (A6)$$

Где D – рабочий цикл конвертора. Если входной конденсатор состоит из нескольких конденсаторов, соединенных параллельно, мы имеем:

$$C_{in} = N_{in} \times C_{E_in} \quad (A7)$$

Если пульсация тока, с которой может справиться каждый из конденсаторов, определяется выражением $I_{C_ripple_max}$, то количество конденсаторов, которые должны быть включены параллельно, чтобы сформировать C_{in} :

$$N_{in} = \frac{I_{in_ripple}}{I_{C_ripple_max}} \quad (A8)$$

Стоит отметить, что номиналы конденсаторов меняются в зависимости от температуры, напряжения смещения и изменения рабочей частоты. Например, конденсаторы MLCC теряют значительную часть их емкости при увеличении напряжения смещения. Поэтому во всех расчетах в этом документе следует учитывать эффективное значение конденсаторов при заданном рабочем состоянии.

Пример проектирования силового каскада

Примем следующие данные:

$$V_{in} = 12V$$

$$V_{out} = 1.8V$$

$$F_s = 600KHz$$

$$I_{Load_Max} = 12A$$

$$I_{Load_Step} = 6A$$

$$\Delta V_{out_Max} = 54mV$$

$$I_{L_ripple} = 4.55A$$

(A9)

Используем (A2) для вычисления величины индуктора:

$$L_o = \frac{12-1.8}{4.55} \cdot \frac{1.8}{12} \cdot \frac{1}{600K} = 560nH \quad (A10)$$

Используем (A3) для вычисления минимальной необходимой выходной емкости:

$$C_{o_Min} = \frac{560n \times 6^2}{2 \cdot 1.8 \times 54m} = 103\mu F \quad (A11)$$

Предполагаем, что для использования подойдут следующие конденсаторы:

$$\begin{aligned} C_E &= 330\mu F \\ ESR_E &= 12m\Omega \end{aligned} \quad (A12)$$

Поскольку $C_E > C_{o_Min}$, кажется, что одного конденсатора должно быть достаточно, однако при использовании (A5) предлагается:

$$N_{Min} = \frac{12m}{54m} \times 6 + \frac{1.8}{2 \cdot 330\mu \times 560n \times 54m} \cdot \left(\frac{560n \times 6}{1.8} - 12m \times 330\mu \right)^2 = 1.7 \quad (A13)$$

Следовательно, будем использовать 2 конденсатора со спецификацией, полученной из (A12):

$$\begin{aligned} C_o &= 2 \times 330\mu F = 660\mu F \\ ESR &= \frac{12m\Omega}{2} = 6m\Omega \end{aligned} \quad (A14)$$

Предположим, что на входной стороне будут использоваться конденсаторы емкостью 3,3 мкФ, которые могут обрабатывать максимум 1,3 А. Пульсации входного тока:

$$I_{in_ripple} = 12 \cdot \sqrt{1.8/12 \cdot (1-1.8/12)} = 4.28 Arms \quad (A15)$$

$$N_{in} = 4.28/1.4 = 3.3 \quad (A16)$$

Следовательно, минимальное количество конденсаторов, которые должны быть подключены параллельно на входе - 4 конденсатора.

References:

[A1] C. Qiao, J. Zhang, P. Parto, and D. Jauregui, "Output Capacitor Comparison for Low Voltage High Current Applications," in *Proc. IEEE 35th Power Electronics Specialists Conference*, Aachen, Germany, June 2004, pp. 622-628.

Приложение Б: Некоторые частные случаи конструирования компенсаторов.

Рекомендации по проектированию компенсатора, представленные ранее в этом документе, являются общими руководящими принципами, которые приводят к подходящим значениям параметров компенсатора в большинстве случаев. Однако, иногда может потребоваться точная настройка. То есть дизайнер может хотеть отрегулировать расположение нулей и полюсов компенсатора (при помощи нескольких итераций) для получения лучших / оптимизированных результатов. Могут быть экстремальные условия, когда необходима точная

настройка. В этом приложении обсуждается на примере одно экстремальное состояние, в котором проектировщик должен настроить компенсацию.

В некоторых экстремальных условиях значения индуктивности и конденсатора в силовом каскаде могут становиться слишком большими, так что резонансная частота, F_{LC} становится слишком низкой по сравнению с частотой пересечения нуля (F_0). В таких условиях, если используется компенсатор Типа III-B, результирующая диаграмма Боде петли может не подходить. Поэтому некоторые модификации в процедуре проектирования обязательны. Такие случаи демонстрируются на примере.

Рассмотрим синхронный понижающий преобразователь с параметрами (B1). Дизайнер был консервативен в сохранении очень низких пульсаций тока катушки индуктивности и пульсаций/переходных процессов выходного напряжения.

$$\begin{aligned}
 V_{in} &= 16V \\
 V_{out} &= 2.5V \\
 V_{ref} &= 0.7V \\
 V_{osc} &= 1.8V \\
 L_o &= 4.7\mu H \\
 R_{Lo} &= 13m\Omega \\
 C_o &= 9 \times 47\mu F \\
 ESR(C_o) &= 3m\Omega \text{ each} \\
 F_s &= 600KHz \\
 I_{O_Max} &= 2A \\
 F_0 &= 100kHz
 \end{aligned} \tag{B1}$$

При указанном выходном напряжении, эффективная величина каждого выходного конденсатора около 16 мкФ. Поэтому:

$$F_{LC} = \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{4.7\mu H \cdot 9 \times 16\mu F}} = 6.12kHz \tag{B2}$$

$$F_{ESR} = \frac{1}{2\pi \cdot 16\mu F \cdot 3m\Omega} = 3.3M\Omega \tag{B3}$$

Поскольку $F_{LC} < F_0 < F_s/2 < F_{ESR}$ используем компенсатор Типа III-B.

Используя (39) – (42) вычисляем полюса и нули компенсатора следующим образом:

$$F_{z2} = 100kHz \cdot \sqrt{\frac{1 - \sin 70^\circ}{1 + \sin 70^\circ}} = 17.6kHz \tag{B4}$$

$$F_{p2} = 100kHz \cdot \sqrt{\frac{1 + \sin 70^\circ}{1 - \sin 70^\circ}} = 567kHz \tag{B5}$$

$$F_{z1} = 0.5 \times 17.6kHz = 8.8kHz \tag{B6}$$

$$F_{p3} = 600kHz / 2 = 300kHz \tag{B7}$$

Теперь величины параметров компенсатора рассчитаны. Если для C_F выберем величину 2,2нФ, то в результате получим следующие величины:

$$R_{f3} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2nF \cdot 567k} \approx 127\Omega \quad (B8)$$

$$R_{f1} = \frac{1}{2\pi \cdot 2.2n \cdot 17.6k} - 127 \approx 4.02k\Omega \quad (B9)$$

$$R_{c1} = \frac{2\pi \cdot 100k \cdot 4.7\mu \cdot 144\mu \cdot 1.8}{16 \cdot 2.2n} \approx 21.5k\Omega \quad (B10)$$

$$C_{c1} = \frac{1}{2\pi \cdot 8.8k \cdot 21.5k} \approx 0.82nF \quad (B11)$$

$$C_{c2} = \frac{1}{2\pi \cdot 21.5k \cdot 300k} \approx 24pF \quad (B12)$$

Заметьте, что значение R_{c1} относительно велико (> 20 кОм), тогда как C_{c1} и C_{c2} - относительно малы.

Если бы было выбрано большее значение для C_B , в результате были бы более разумные значения для R_{c1} , C_{c1} и C_{c2} . Помимо этого, учитывая диаграмму Боде петли, полученной путем моделирования и представленной на Рисунке В1, ясно, что поведение фазы петли неуместно. Фаза опускается ниже 0° при примерно 9кГц, что делает систему условно стабильной.

Следует отметить, что график Боде, представленный на рисунке В1, основан на усредненной модели понижающего преобразователя. Следовательно, он действителен только до половины частоты коммутации.

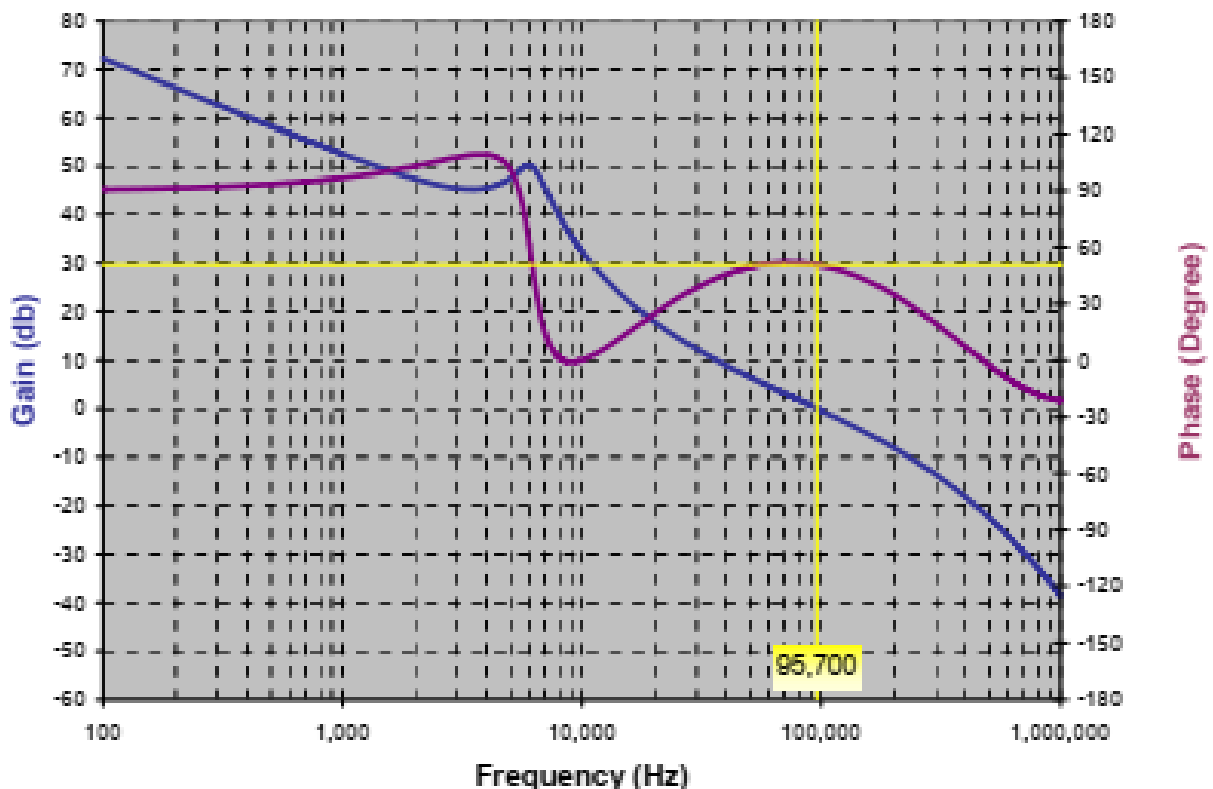


Рисунок В1 – диаграмма Боде петли для примера с компенсатором Типа III-B показывает полосу пропускания 95,7кГц и запас по фазе 50°

Причина падения фазы на частоте около 9 кГц заключается в том, что выбор полюса и нуля был сделан для обеспечения достаточного запаса по фазе на частоте перехода контура.

Частота перехода нуля намного выше резонансной частоты (F_{LC} или частоты двойного полюса). Следовательно, оба нуля компенсатора находятся выше резонансной частоты, где двойной полюс вызывает падение фазы на 180 градусов. Технически требуется наличие нулей примерно на частоте F_{LC} или даже на более низких частотах.

Поэтому, если следовать процедуре проектирования компенсатора типа III-B, и вычисленные нули компенсатора получаются выше F_{LC} , тогда требуются следующие изменения в процедуре:

- Проектирование меньшей полосы пропускания (1/10 от частоты переключения).
- Разместите нули компенсатора в соответствии с процедурой проектирования

компенсатора Типа III-A.

Есть две причины для разработки более низкой полосы пропускания контура. Во-первых, из-за относительно большого значения выбранных выходных конденсаторов, обычно нет необходимости в проектировании высокой полосы пропускания петли для достижения удовлетворительной переходной характеристики. Во-вторых, когда резонансная частота регулятора намного ниже проектной полосы пропускания контура, от усилителя ошибки требуется относительно большая полоса пропускания-усиления. Поэтому, чтобы избежать ограничения произведения коэффициента усиления на полосу пропускания усилителя ошибки рекомендуется проектировать для более низкой полосы пропускания петли. В этом случае мы проектируем петлю для полосы пропускания 60 кГц.

Размещаем нули компенсатора по процедуре проектирования компенсатора Типа III-A, перемещая нули на более низкие частоты. Это, в свою очередь, снижает усиление для низких частот. Однако, согласно рисунку В1, низкочастотное усиление относительно велико ($G(100\text{Гц}) > 60 \text{ дБ}$), поэтому уменьшение усиления низких частот допустимо. Уравнения (B5) или (41) все еще можно использовать для расчета местоположения второго полюса компенсатора. Полюса и нули компенсатора, который будет спроектирован, следующие:

$$F_{z2} = 6.2\text{kHz} \quad (\text{B13})$$

$$F_{p2} = 340\text{kHz} \quad (\text{B14})$$

$$F_{z1} = 0.75 \times 6.2\text{kHz} = 4.65\text{kHz} \quad (\text{B15})$$

$$F_{p3} = 600\text{kHz} / 2 = 300\text{kHz} \quad (\text{B16})$$

Процедура проектирования начинается с $C_{f3} = 2.2\text{nF}$. Теперь могут быть вычислены величины компонентов:

$$C_{f3} = 2.2\text{nF}$$

$$R_{f3} = 215\Omega$$

$$R_{f1} = 11.5\text{k}\Omega$$

$$R_{f2} = 4.42\text{k}\Omega \quad (\text{B17})$$

$$R_{c1} = 12.4\text{k}\Omega$$

$$C_{c1} = 2.7\text{nF}$$

$$C_{c2} = 43\text{pF}$$

С указанными выше значениями компонентов для компенсатора, график Боде петли измерен и представлен на рисунке В2. График Боде показывает, что падение фазы около 9 кГц не опускается ниже 45 °, а запас по фазе увеличился на 9°.

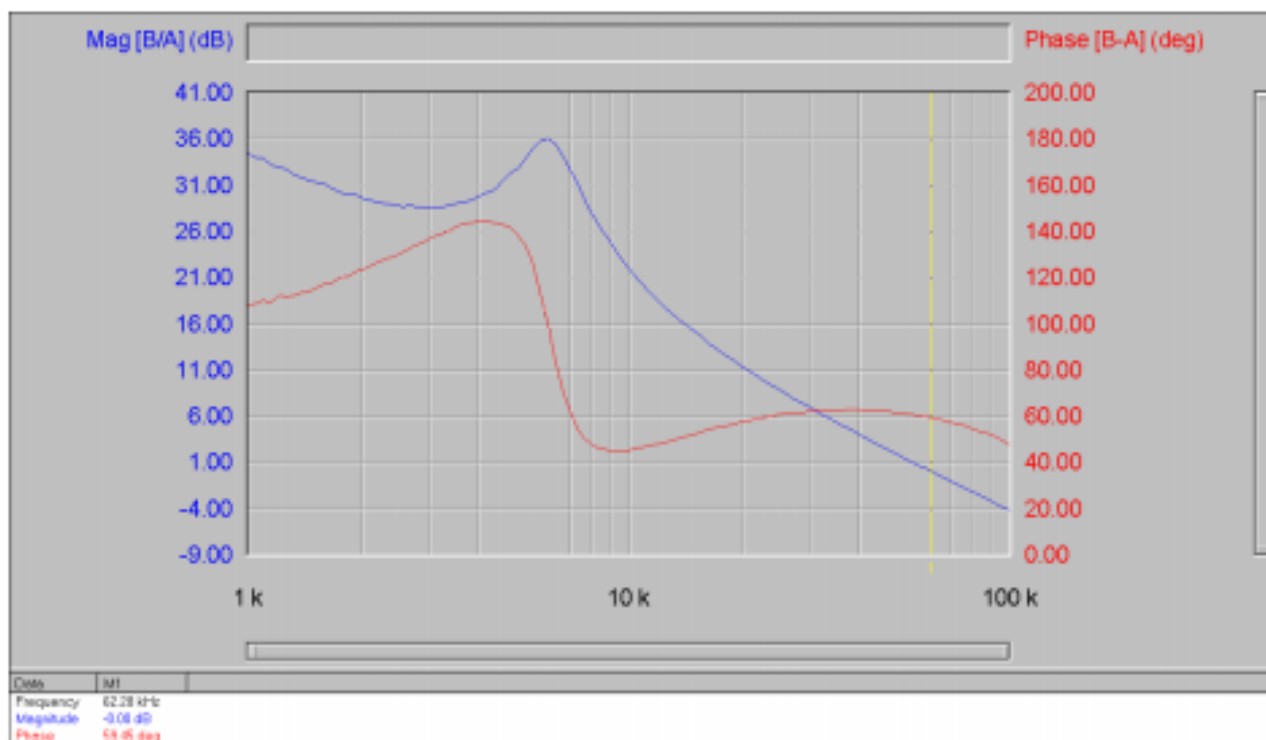


Рисунок В2 – Диаграмма Бode петли для примера с модифицированным компенсатором Типа III показывает полосу пропускания 62кГц и запас по фазе 59°

Приложение С: Измерение отклика петли.

Правильно измеренный отклик контура позволит измерить полосу пропускания и запас по фазе. Кроме того, он позволяет оценить фактическую или эффективную выходную емкость в цепи. Полоса пропускания управления указывает на скорость реакции системы на переходные процессы в нагрузке и запас по фазе - очень важный показатель устойчивости замкнутой системы.

Преобразователь PWM DC-DC демонстрирует изменяющиеся во времени эффекты выше половины частоты переключения и любые измерения на таких частотах не имеют оснований для сравнения с усредненной моделью и прогнозов, которые не учитывают изменяющиеся во времени эффекты. Это означает, что измерение отклика контура при частоте, приближающейся к половине частоты коммутации или превышающие ее является неправильным.

На очень низких и очень высоких частотах измерения чувствительны к шумам из-за очень высокого и очень низкого коэффициента усиления контура соответственно. Для типичных значений L и C, используемых в конструкциях POL, резонансные полюса LC лежат между 1 кГц и 30 кГц, и любое петлевое измерение должно четко отображать эту область. Для частоты переключения 600 кГц, используемой в конструкциях интегрированных понижающих стабилизаторов IR (SupIRBuckTM) для большинства POL приложений, достаточно измерения отклика контура в диапазоне 1кГц–150 кГц.

На рисунке C1 показана общая схема семейства SupIRBucks. Эта схема используется, чтобы показать, как измеряется отклик контура. Методика измерения может аналогичным образом использоваться для любых других SupIRBucks IR. Три контрольных точки (А, В и С) которые используются для измерения отклика контура, обозначены сплошными кружками. Для измерения отклика контура необходимо предпринять следующие шаги:

- Используя анализатор цепей, подайте сигнал возмущения 15–30 мВ между тестовыми точками А и В.
- Установите анализатор цепей на измерение $v(B)/v(A)$.
- Установите частоту измерения между 1кГц до 150кГц.
- Измерьте полосу пропускания контура управления как частоту, на которой отклик усиления контура пересекает 0 дБ.
- Измерьте запас по фазе как фазовую характеристику контура при частоте пересечения нуля (усиление контура 0ДБ).

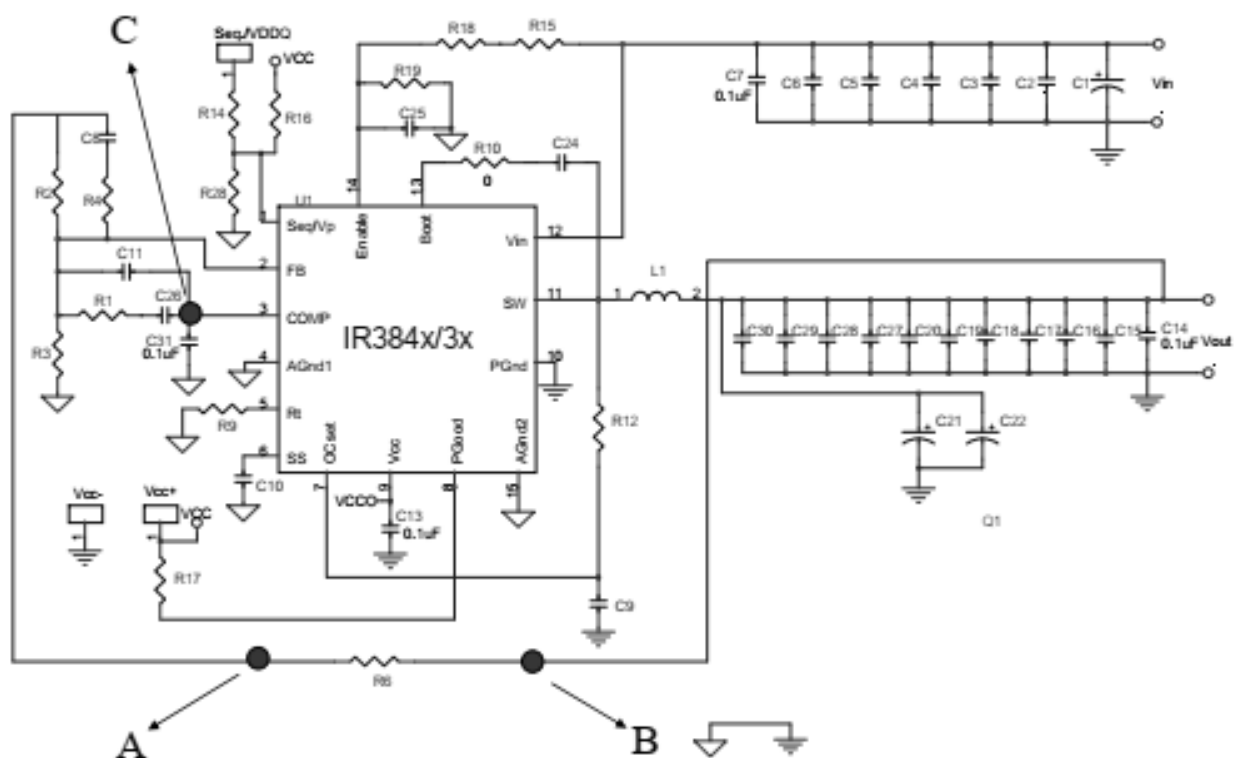


Рисунок C1 – Типичная схема семейства SupIRBucks IR и соответствующие контрольные точки, которые используются для измерения частотного отклика.

Рисунок C2 показывает типичный результат измерения частотного отклика. Рисунок показывает что полоса пропускания петли управления составляет 100,98кГц и запас по фазе 47,975°.

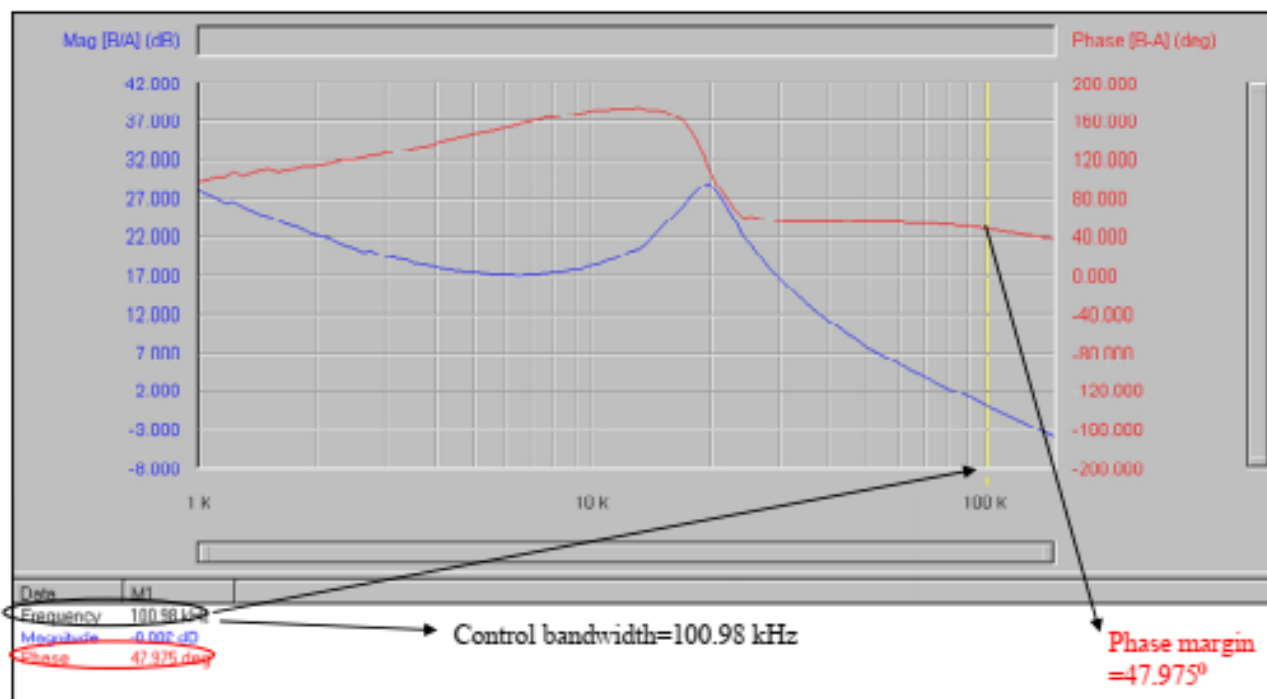


Рисунок С2 – Результат измерения частотного отклика для типичного POL приложения. Показаны амплитуда и фаза $v(B)/v(A)$ в зависимости от частоты.

В идеале частотная характеристика контура не должна зависеть от выходного тока шины. Однако из-за «мертвого времени» ключей и некоторых других факторов частотный отклик в некоторой степени изменяется в зависимости от тока нагрузки. Обычно отклик петли должен быть измерен при номинальном токе шины. Кроме того, во время измерения отклика петли конвертер должен работать без джиттера.

Еще одна частотная характеристика, которая дает полезную информацию - это частотный отклик силового каскада. Для измерения частотной характеристики силового каскада используется следующая процедура:

- Используя анализатор цепей, подайте сигнал возмущения 15–30 мВ между тестовыми точками А и В.
- Установите анализатор цепей на измерение $v(B)/v(C)$.
- Установите частоту измерения между 1кГц до 150кГц.
- Измерьте резонансную частоту f_{LC} выходного LC фильтра.
- Измерьте амплитуду частотного отклика на низких частотах ($G_Power_Stage_DC$). Эта величина измеряется в ДБ.
- Зная L , рассчитайте эффективную величину используемой выходной емкости ($C1$).
- Используйте ($C2$), чтобы оценить амплитуду пилообразного сигнала в модуляторе.

$$C_o = \frac{1}{4\pi^2 f_{LC}^2 L} \quad (C1)$$

$$V_{osc} = \frac{V_{in}}{10^{\left(\frac{G_Power_Stage_DC}{20}\right)}} \quad (C2)$$

Используя ($C1$), получаем эффективное / слабосигнальное значение выходной емкости. Это значение должно использоваться во всех расчетах, связанных с проектированием компенсатора. Полученное эффективное значение выходной емкости особенно важно, когда

используются керамические конденсаторы, так как керамические конденсаторы значительно теряют свою емкость при повышении напряжения смещения. Значение величин малого сигнала выходных конденсаторов также может быть получено из спецификации производителя и инструментов для проектирования. Амплитуда линейного сигнала V_{osc} также требуется при проектировании компенсатора. Это значение можно получить из спецификации. На рисунке С3 показана частотная характеристика типичного силового каскада.

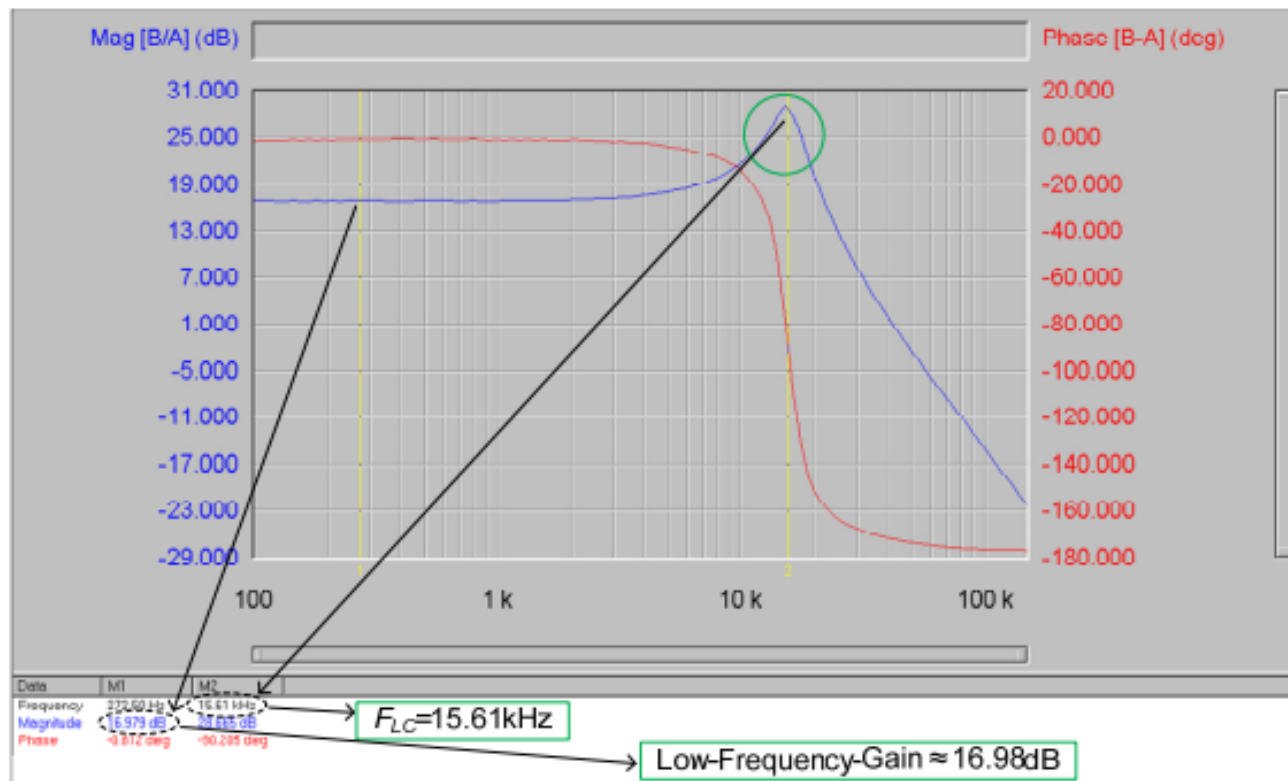


Рисунок С3 – Частотный отклик типичного силового каскада, показывающий резонансную частоту.

Если, например, используется индуктор 1 мкГн, эффективная величина выходной емкости:

$$C_o = \frac{1}{4\pi^2 (15.61\text{kHz})^2 1\mu\text{H}} = 104\mu\text{F} \quad (\text{C3})$$

На рисунке С3 показано, что на низких частотах коэффициент усиления силового каскада составляет около 16,98 дБ.

Следовательно, предполагая, что входное напряжение составляет 12 В, амплитуда линейно нарастающего сигнала будет:

$$V_{osc} = \frac{12}{10^{\left(\frac{16.98}{20}\right)}} \approx 1.7V \quad (\text{C4})$$

Перевод: Driba.

driba.electro@gmail.com