

Стабилизация напряжения:

обратная связь в DC/DC-преобразователях

О DC/DC-преобразователях пишут много и часто, однако обычно рассматривают конкретные решения или типы контроллеров для их построения, а за рамками статьи остается ряд важных моментов. Один из них — вопрос стабилизации выходного напряжения, причем не только при изменении уровня входного напряжения, но и при воздействии самых разнообразных факторов. За это отвечает обратная связь, так что без фундаментального знания особенностей ее построения и функционирования мы не сможем выбрать DC/DC-преобразователь, который будет отвечать требованиям нашего конкретного приложения и обеспечит его работу в заданных условиях эксплуатации. За основу данной публикации взяты отдельные главы из публикации [1] в авторском переводе с комментариями и дополнениями автора статьи.

**Стив Робертс
(Steve Roberts)**

**Перевод:
Владимир Рентюк**

Rvk.modul@gmail.com

О чем же, собственно, пойдет речь? В техническую литературу и журнальные статьи прокралась калька с английского языка regulated output, и DC/DC-преобразователи стали разделять на просто DC/DC-преобразователи и «регулируемые» DC/DC-преобразователи, или DC/DC-преобразователи «с регулируемым выходом» (в буквальном переводе). Так вот, под ошибочно используемым термином «регулируемые» скрываются DC/DC-преобразователи с петлей, или, правильнее, с контуром регулирующей обратной связи, который управляет уровнем выходного напряжения. Именно этот контур обеспечивает ответную реакцию схемы управления импульсного преобразования напряжения на самые разнообразные возмущения, связанные с изменением не только входного напряжения (необязательно плавного) преобразователя, но и его нагрузки и температуры. Другими словами, данный контур отвечает за стабилизацию выходного напряжения. И потому, как уже было сказано, одним из наиболее важных моментов при проектировании DC/DC-преобразователей является правильный выбор и соответствующий ему расчет обратной связи. А кроме того, еще и правильный выбор методологии компенсации в петле обратной связи. Если параметры контура обратной связи (в англ. терминологии — feedback loop) будут рассчитаны неверно, то преобразователь может оказаться нестабильным или иметь сбои при регулировании, то есть, как мы уже определились, при стабилизации выходного напряжения или тока в условиях возмущающих воздействий.

Итак, назначение и основная функция петли обратной связи в DC/DC-преобразователе — поддержание выходного напряжения или тока на заданном фиксированном уровне, зависящего только от значения опорного напряжения, с которым он сравнивается в петле регулирования. Оно не должно зависеть ни от нагрузки, ни от входного напряжения, ни от изменения условий окружающей среды. На первый взгляд это звучит просто и реализуется относительно легко, но... лишь для статических или медленно изменяющихся условий при функционировании преобразователя. Однако для обработки динамически изменяющихся или, что еще хуже, ступенчато изменяющихся

указанных выше условий разработка петли обратной связи становится весьма непростой задачей.

Один из наиболее важных компромиссов, который должен быть найден, — достижение приемлемого баланса между стабильностью выходного напряжения преобразователя при статических и динамических условиях его эксплуатации. Или между приемлемым уровнем пульсации, малым диапазоном нечувствительности регулирования (диапазон фактических отклонений, где преобразователь может не изменять свои выходные величины), заданной точностью поддержания выходного напряжения и ответом на динамические изменения рабочих условий. Здесь имеются в виду быстрота его реакции, малое время установления и минимальный выброс при переходных процессах. Кроме того, контур управления должен быть устойчив при всех заданных условиях эксплуатации, в том числе при малой нагрузке или даже в случае ее отсутствия. Таким образом, результат разработки петли обратной связи является одним из ключевых факторов, определяющих общие характеристики DC/DC-преобразователя со стабилизацией выходного напряжения.

Стабилизация без контура обратной связи

Не все DC/DC-преобразователи, обладающие в той или иной степени стабилизацией выходного напряжения, применяют обратную связь, выполненную в виде отдельной схемы. Здесь она все равно имеется, но косвенная, как свойство топологии. Так, базовый автогенератор Ройера (англ. Royer relaxation oscillator), используемый в примере, показанном на рис. 1, не имеет регулирующей петли обратной связи. Автоколебательная схема действует на частоте, которая определяется физическими характеристиками трансформатора и зависит только от входного напряжения, в соответствии со следующим соотношением:

$$V_{IN} = 4N_p \times B \times A_E \times f. \quad (1)$$

Здесь N_p — это число витков первичной обмотки; B — представляет собой магнитный поток насыще-

ния; A_E — площадь поперечного сечения трансформатора. Формула может быть преобразована для вычисления частоты автоколебаний f :

$$f = \frac{V_{IN}}{4N_p \times B \times A_E} \quad (2)$$

Использованный в формуле коэффициент 4 отличается от стандартного уравнения трансформатора, в котором используется коэффициент 4,44. Это связано с тем, что автогенератор Ройера выдает меандр, а не синусоидальный сигнал. Само выходное напряжение непосредственно зависит от соотношения числа витков на первичной обмотке N_p по отношению к числу витков на вторичной обмотке N_s :

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (3)$$

Из приведенных соотношений мы можем видеть, что и выходное напряжение, и рабочая частота не являются в данном случае фиксированными и зависят от входного напряжения. Поэтому в идеале нерегулируемые DC/DC-преобразователи могут быть использованы только при стабильном входном напряжении.

Однако на практике есть еще и скрытые механизмы обратной связи, обеспечивающие характеристики автогенератора Ройера выше, чем в теории. Первичные, вторичные обмотки, а также обмотки обратной связи, так или иначе, взаимодействуют между собой из-за наличия индуктивностей рассеяния и емкости связи. Обмотки могут быть расположены на сердечнике для увеличения или уменьшения этих взаимодействий или экранирования одной обмотки от влияния другой. Например, нерегулируемые преобразователи могут быть выполнены таким образом, чтобы быть устойчивыми к короткому замыканию. Это достигается путем намотки их вторичных обмоток между первичными обмотками и обмотками обратной связи. Такая намотка приводит к тому, что в случае короткого замыкания на выходе в трансформаторе образуется своеобразный защитный экран, который уменьшает связь между первичной и вторичной обмотками. Когда выход замкнут накоротко, то преобразователь продолжает генерировать колебания, но уже при сильно сниженной мощности, так что его ключи могут спокойно выдержать работу в этом режиме. В случае полного короткого замыкания рассматриваемый преобразователь будет функционировать с нагревом, но выдержит данный режим и не выйдет из строя. Как только короткое замыкание будет устранено — преобразователь вернется к своему нормальному режиму работы с полной выходной мощностью.

Замкнутые контуры обратной связи

Зависимость уровня выходного напряжения от величины входного напряжения может быть наиболее эффективно устранена с помощью введения регулирующей петли обратной связи. В общем представлении сигнал обратной связи подается на усилитель ошибки, который срав-

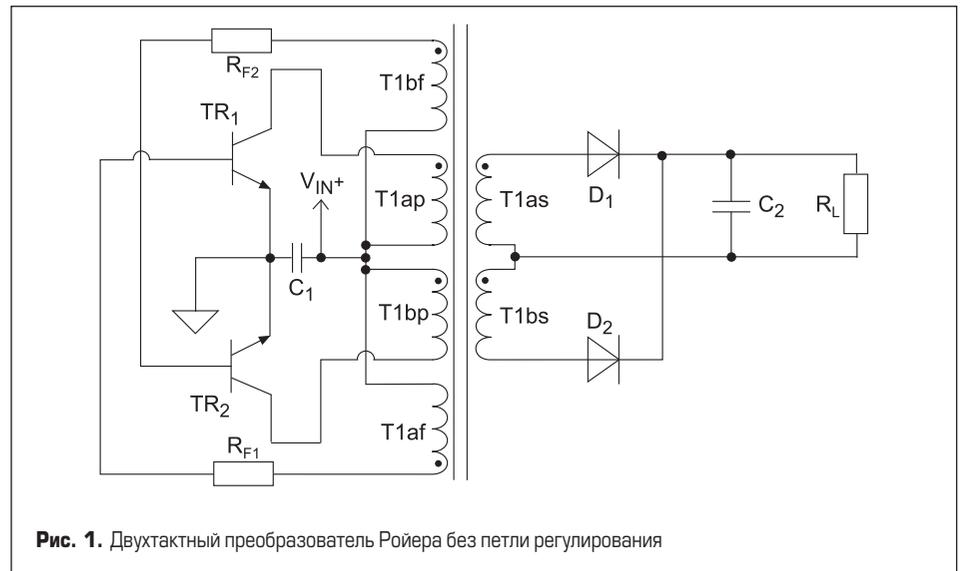


Рис. 1. Двухтактный преобразователь Ройера без петли регулирования

нивает фактический уровень выходного напряжения (как правило, уменьшенный делителем) с неким опорным значением (его формирует высокостабильный источник напряжения) и корректирует выходное напряжение так, чтобы привести его в заданное соответствие. Поскольку коррекция всегда работает в противофазе по отношению к отклонению (если выходное напряжение слишком высоко, то действие направлено на его уменьшение, а если оно слишком низко, то на его увеличение), такая обратная связь называется негативной, или отрицательной. Если же петля обратной связи окажется позитивной, или положительной, то любые ошибки будут усиливаться и выходное напряжение либо будет пульсировать, либо быстро перейдет к возможному для нее минимальному или максимальному уровню. Обеспечение такого режима, при котором во время переходных процессов условия для положительной обратной связи никогда бы не возникали, является одним из самых сложных аспектов разработки петли регулирующей обратной связи.

Совершенством обратной связи является тот факт, что в выходном напряжении будут компенсированы как все изменения входного напряжения, так и любые изменения, вызванные изменением нагрузки на преобразователь.

Для обоих моментов используется одна и та же корректирующая петля обратной связи. Еще одно преимущество замкнутых контуров обратной связи заключается в том, что вход и выход не обязательно должны иметь одни и те же физические величины для регулирования. Так, контур обратной связи может быть использован для обеспечения постоянного тока на выходе от источника непостоянного по уровню входного напряжения. В этом случае усилитель ошибки в соответствии с сигналом обратной связи просто регулирует выходную мощность. Подобная регулировка выполняется на основании выходного тока, а не уровня выходного напряжения. В действительности в этом случае преобразователь становится транскондуктивным усилителем (то есть усилителем тока, управляемым напряжением) вместо обычного усилителя напряжения. Но в общем случае значение тока все равно переводится в пропорциональный току уровень напряжения, так что в любом случае сравниваются напряжения.

Для анализа схемной реализации петли обратной связи возьмем в качестве примера простой неизолированный понижающий стабилизатор напряжения. Его типичная электрическая принципиальная схема может быть следующей (рис. 2).

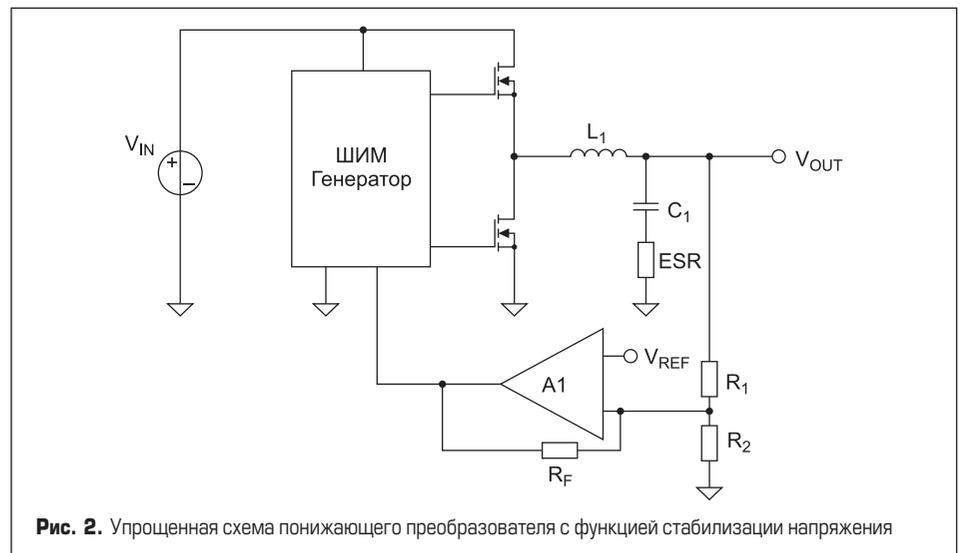


Рис. 2. Упрощенная схема понижающего преобразователя с функцией стабилизации напряжения

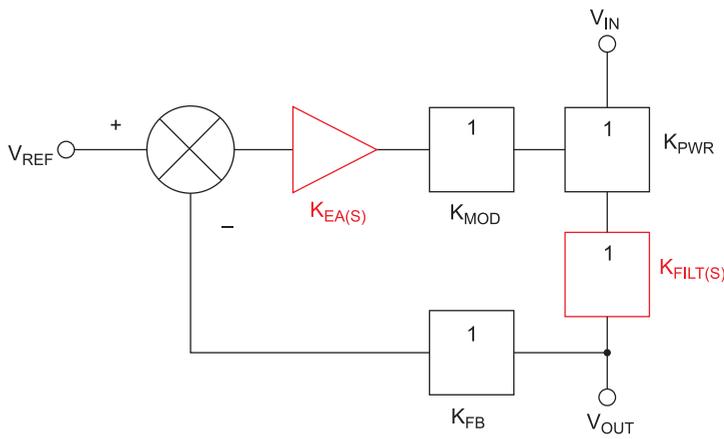


Рис. 3. Блок-схема петли обратной связи

С точки зрения функциональных блоков рис. 2 может быть преобразован до следующей функциональной схемы, представленной на рис. 3.

Каждый функциональный блок будет иметь собственный коэффициент передачи (усиления) K . Силовой ключ (как правило, полевой транзистор) будет иметь усиление K_{PWR} , выходной фильтр, выполненный на индуктивности L_1 и конденсаторе C_1 , будет иметь коэффициент усиления $K_{FILT(S)}$, элемент обратной связи (резистивный делитель, образован резисторами R_1 и R_2) будет иметь усиление K_{FB} . Хотя мы все время говорим про коэффициент усиления, не будем забывать,

что он может быть и менее единицы, то есть показывать ослабление, а не усиление сигнала. Полученный в результате сигнал обратной связи сравнивается с опорным напряжением V_{REF} в точке суммирования, а ошибка суммирования усиливается усилителем ошибки А1 с коэффициентом усиления $K_{EA(S)}$. Выходное напряжение усилителя ошибки используется для управления ШИМ-модулятором (основа любого DC/DC-преобразователя), в свою очередь имеющим коэффициент усиления K_{MOD} . Некоторые из этих усилительных блоков будут иметь большое усиление, а некоторые из них, наоборот, ослаблять сигнал, но общий коэффициент усиления разомкну-

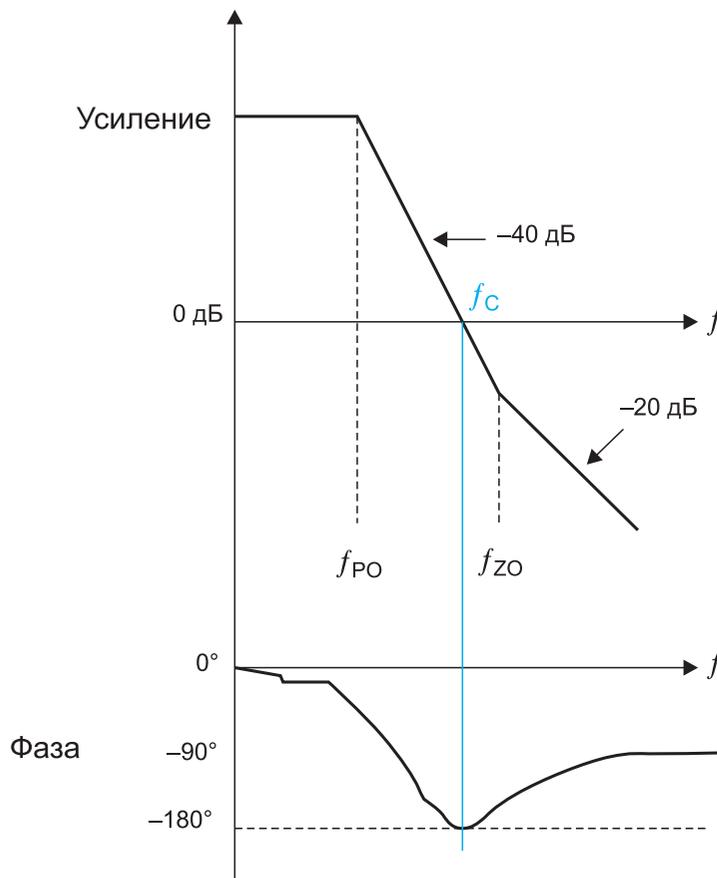


Рис. 4. Нормированная диаграмма зависимости усиления и фазы от частоты для схемы преобразователя, приведенной на рис. 2

той петли обратной связи, или, как ее еще называют, контура (суммарное усиление), положительный и, как правило, составляет около 1000.

Коэффициент усиления при разомкнутой цепи обратной связи:

$$G_{OL} = K_{PWR} + K_{FILT(S)} + K_{FB} + K_{EA(S)} + K_{MOD} \cdot (4)$$

Простая схема, показанная на рис. 2, будет иметь резонанс (полос), вызванный наличием выходного LC-фильтра. Частота этого резонанса определяется как:

$$f_{PO} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \times C_1}} \cdot (5)$$

Дополнительный резонанс (нуль), вызванный наличием эквивалентного последовательного сопротивления ESR (англ. ESR — Equivalent Series Resistance) конденсатора, определяется как:

$$f_{ZO} = \frac{1}{2\pi(ESR) \times C_1} \cdot (6)$$

На частотах выше f_{PO} , коэффициент усиления уменьшается со скоростью -40 дБ/декада. Это связано с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) выходного LC-фильтра, который представляет собой фильтр второго порядка. Точка f_C , в которой АЧХ достигает единицы (усиление равно 0 дБ), является частотой излома, или, как ее еще иногда называют, частотой перехода. На частоте f_{ZO} эффект фильтра первого порядка обеспечивает RC-фильтр, образованный ESR конденсатора фильтра, он изменяет крутизну АЧХ усиления на -20 дБ/декада. График нормированного коэффициента усиления от частоты показывает, что и крутизна АЧХ, и изменение фазы (фазо-частотная характеристика, ФЧХ) контура обратной связи зависят от частоты.

ФЧХ претерпевает дополнительное изменение на 180° , вызванное подключением цепи обратной связи к инвертирующему входу усилителя ошибки А1.

Как видно из фазовой диаграммы, схема неустойчива на частоте перехода, поскольку изменение фазы здесь составляет -180° или -360° , если учитывать в целом. Это заставит преобразователь войти в область положительной обратной связи, и на его выходе появятся затухающие высокочастотные колебания, которые на техническом жаргоне называются «звон», или при определенных условиях может начаться даже паразитный незатухающий автоколебательный процесс.

При увеличении коэффициента усиления в каскаде усилителя ошибки частота, на которой результирующий коэффициент усиления равен 1, может быть смещена в более безопасную область. Запас по фазе (а это разница между результирующей общей фазой и фазой в -180° на системной частоте f_C) и запас по усилению (это усиление системы в точке фазы, равной -180°) опреде-

ляют, насколько стабильна петля обратной связи (рис. 5).

Роль компенсации в цепи обратной связи

Чем дальше находится выбранная системная частота перехода от собственной

частоты среза преобразователя, тем более стабильным будет его выходное напряжение. В этом случае он имеет лучший запас по коэффициенту усиления и фазе, но при этом и медленнее его реакция на возмущения. Запас по фазе около 45° обеспечивает хороший отклик с небольшим переходным процессом и без звона.

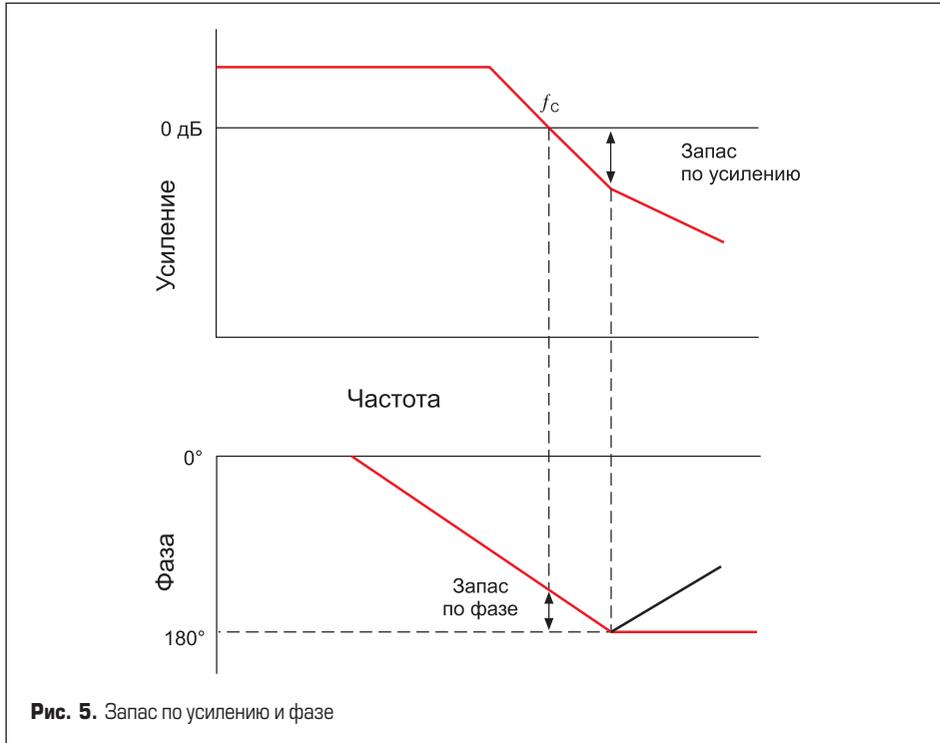


Рис. 5. Запас по усилению и фазе

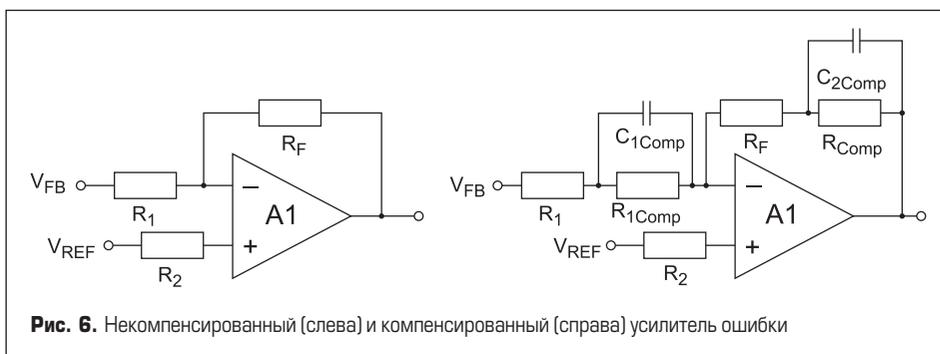


Рис. 6. Некомпенсированный (слева) и компенсированный (справа) усилитель ошибки

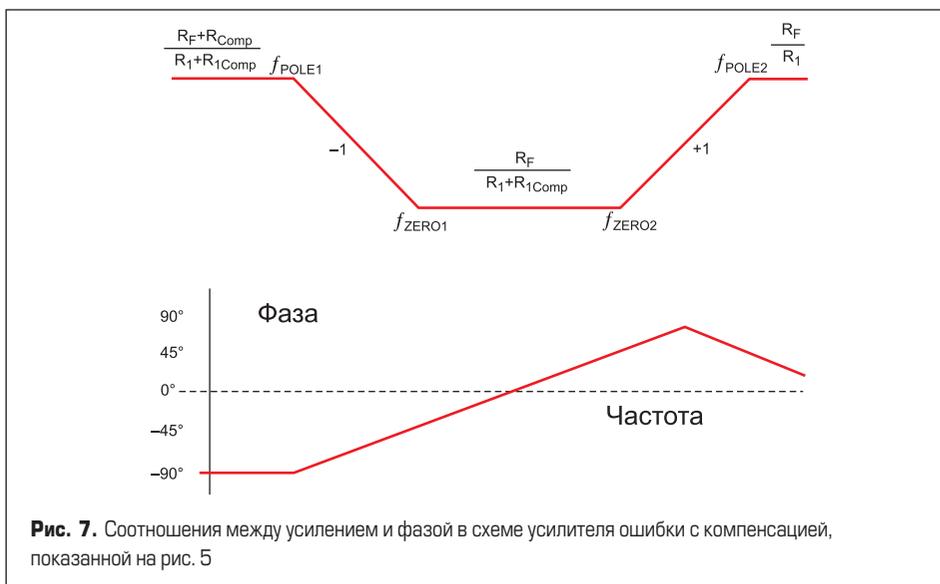


Рис. 7. Соотношения между усилением и фазой в схеме усилителя ошибки с компенсацией, показанной на рис. 5

Кроме того, обеспечить устойчивость можно простым перемещением системной частоты среза в безопасную зону. Это достигается простым увеличением коэффициента усиления усилителя ошибки во всей полосе рабочих частот. Таким образом, фазовый сдвиг усилителя ошибки может быть не зависящим от частоты, что достигается добавлением элементов компенсации в цепь обратной связи операционного усилителя (рис. 6).

Значения номиналов компонентов компенсации могут быть выбраны таким образом, чтобы фаза сигнала переворачивалась и добавляла запас по фазе в точке критической частоты перехода, тем самым увеличивая стабильность преобразователя. Это позволяет использовать выходной фильтр с меньшим демпфированием, тем самым ускоряется реакция DC/DC-преобразователей во время переходных процессов без риска чрезмерного перерегулирования или возникновения паразитной генерации (рис. 7).

Дополнительные пояснения дает рис. 8.

Здесь пунктирная линия показывает зависимость коэффициента усиления и фазы от частоты для усилителя ошибки с дополнительным усилением, но без компенсации. А сплошная линия демонстрирует дополнительное усиление и фазовый сдвиг, полученные за счет компонентов компенсации.

Максимально возможный сдвиг фазы, который может быть получен за счет компенсации, составляет 180° (-90...+90°). Кроме того, чтобы компенсировать нули и полюса выходного фильтра, в цепь компенсации также должно быть включено дополнительное число полюсов и нулей.

При правильно спроектированной цепи обратной связи реакция на сброс/наброс нагрузки или ступенчатое изменение нагрузки

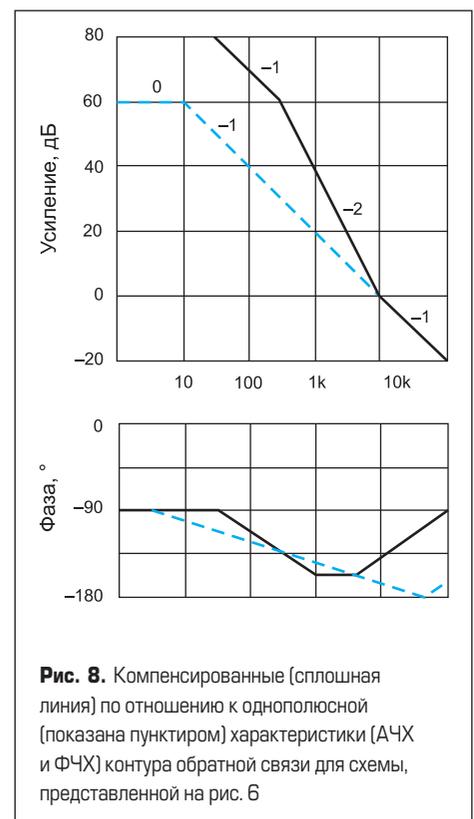


Рис. 8. Компенсированные (сплошная линия) по отношению к однополюсной (показана пунктиром) характеристики (АЧХ и ФЧХ) контура обратной связи для схемы, представленной на рис. 6

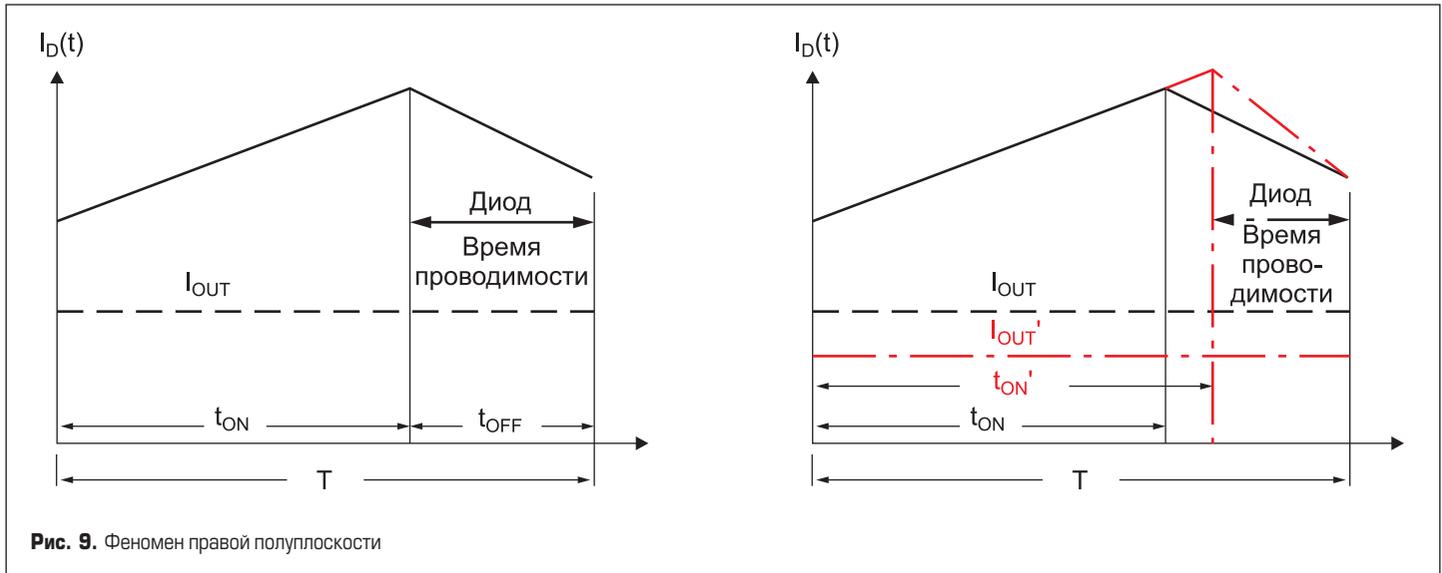


Рис. 9. Феномен правой полуплоскости

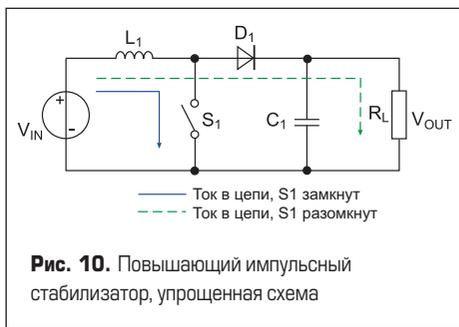


Рис. 10. Повышающий импульсный стабилизатор, упрощенная схема

либо входного напряжения (без какого-либо ущерба для стабильности в функционирующей петле обратной связи) может быть ускорена в 3–4 раза.

Нестабильность правой полуплоскости

В топологиях, где выходной дроссель работает с непрерывным током через диод, — например, в повышающих, повышающе-

понижающих, обратных и прямых преобразователях, — время проводимости диода добавляет задержку в цепи обратной связи. Это связано с тем, что когда нагрузка резко возрастает, то для передачи большей энергии в катушку индуктивности рабочий цикл должен быть временно увеличен. Тем не менее рабочий цикл большой длительности приводит к уменьшению времени проводящего состояния (t_{OFF}) диода, так что средний ток через диод во время t_{OFF} фактически уменьшается (рис. 9, справа). По мере того как выходной ток протекает через диод, этот ток также уменьшается. Данное условие сохраняется до тех пор, пока средний ток дросселя медленно увеличивается, а ток диода достигает заданного значения.

Это явление, когда ток через диод должен сначала уменьшиться, прежде чем он станет увеличиваться, известен как нестабильность правой полуплоскости (англ. Right Half Plane instability или RHP instability), потому что

выходной ток временно находится в противофазе с рабочим циклом. Например, в простом повышающем преобразователе (рис. 10) частота временного дополнительного нуля находится в соответствии с выражением:

$$f_{RHP,ZERO} = \frac{R_L}{2\pi L_1} (1-\delta)^2 \quad (7)$$

RHP-нестабильность практически невозможно компенсировать, поскольку этот ноль изменяется еще и с током нагрузки. Решение состоит в том, чтобы выбрать параметры петли обратной связи с частотой среза существенно ниже самой низкой частоты появления RHP нулей (это имеет определенный недостаток, поскольку приводит к ухудшению времени реакции DC/DC-преобразователя на ступенчатое изменение нагрузки). Для того чтобы устранить подобную проблему в целом, необходимо использовать понижающе-повышающий преобразователь в режиме прерывистых токов (режим DCM).

Компенсация наклона

Еще одной возможной причиной нестабильности петли обратной связи является субгармоническая бифуркация, или нестабильность, вызванная раздваиванием. Основная причина такой нестабильности — ШИМ-компаратор, который сравнивает уровень напряжения обратной связи с возрастающим пилообразным напряжением. Для того чтобы разобраться, обратимся к блок-схеме, приведенной на рис. 11.

Проблема здесь может возникнуть по той причине, что с каждым циклом переключения энергия в дросселе не исчезает полностью, так что ток, когда это не нужно, течет обратно в цепь обратной связи. Кроме того, это может быть просто переключением компаратора из-за наличия помех на его входе. Эффект аналогичен тому, как если бы ШИМ-модулятор формировал раздвоенный (это и есть бифуркация), или двойной, импульс.

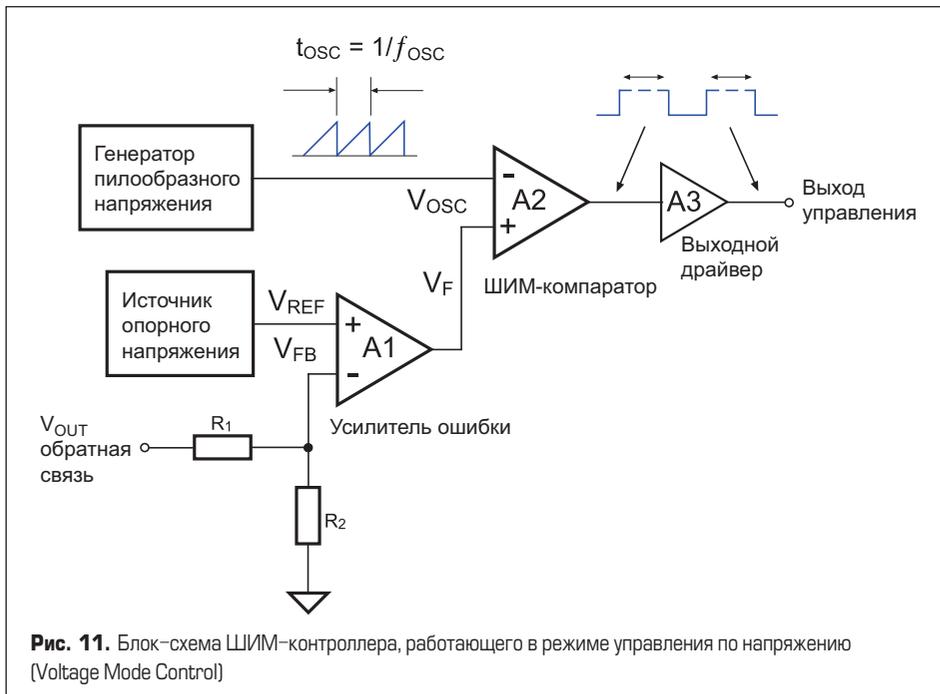


Рис. 11. Блок-схема ШИМ-контроллера, работающего в режиме управления по напряжению (Voltage Mode Control)

Решение проблемы субгармонической неустойчивости называется компенсацией крутизны, или наклона (англ. Slope Compensation) (рис. 12). Такая компенсация заключается в том, чтобы добавить искусственный пилообразный сигнал (как правило, для этого используется спадающий ток дросселя, а иногда сигнал для компенсации берется непосредственно от напряжения на частотозадающем конденсаторе). Для того чтобы избежать ложных срабатываний или повторного запуска ШИМ-компаратора, это напряжение добавляется непосредственно к напряжению обратной связи (рис. 13).

Определение стабильности петли обратной связи экспериментальным путем

Стабильность поведения контура обратной связи можно определить экспериментально с помощью прибора для построения диаграммы Боде (получения логарифмической амплитудно-фазовой частотной характеристики), которая является представлением частотного отклика линейной стационарной системы в логарифмическом масштабе. Для того чтобы ввести сигнал возмущения в контур управления, можно использовать внешний генератор синусоидального сигнала со звуковым трансформатором, через который и подается возмущающий сигнал (рис. 14). Частота этого внешнего синусоидального сигнала линейно возрастает вплоть до уровня возмущения на выходе, равного по уровню возмущающему сигналу. Усиление в данном случае равно 1, и, таким образом, частота возмущающего сигнала должна быть равна частоте перехода f_c контура обратной связи. Разность фаз между возмущающим сигналом и выходным сигналом и является запасом по фазе. При дальнейшем увеличении частоты до тех пор, пока разность фаз не достигнет -180° , может быть найден запас по усилению.

Определение стабильности петли обратной связи с использованием преобразования Лапласа

Альтернативой экспериментальному методу определения стабильности является математическое вычисление нулей и полюсов. Для этого нам необходимо знать передаточную функцию преобразователя.

Для простого понижающего преобразователя, показанного на рис. 1, передаточная функция равна:

$$G_s = \frac{1 + R_{ESR} \times C_1 \times s}{1 + (L_1 / R_{LOAD} + R_{ESR} \times C_1) \times s + L_1 \times C_1 \times s^2} \cdot (8)$$

Параметр, обозначенный как s , здесь указывает на то, что переменная передаточной функции имеет частотную зависимость. Передаточная функция может быть решена с помощью преобразования Лапласа, но для того, чтобы понять это преобразование, сначала нужно рассмотреть преобразование Фурье.

Преобразование Фурье — это особая форма преобразования Лапласа. Фурье установил,

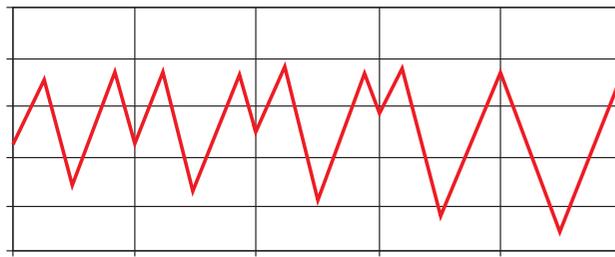


Рис. 12. Временная диаграмма, иллюстрирующая субгармоническую нестабильность

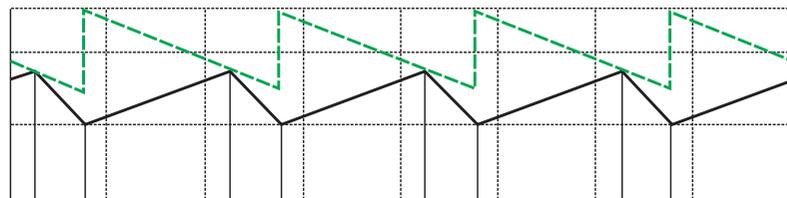


Рис. 13. Компенсация наклона (пунктирная линия) и сигнал обратной связи (сплошная линия)

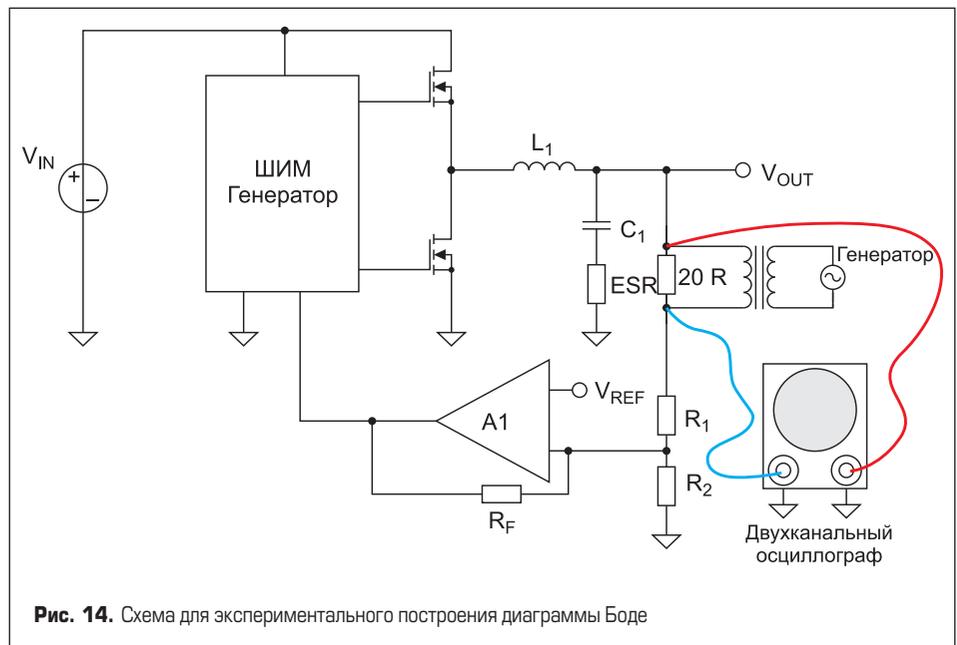


Рис. 14. Схема для экспериментального построения диаграммы Боде

что любой периодический сигнал является суммой синусоидальных сигналов различной частоты, фазы и амплитуды (ряд Фурье). Преобразование представляет собой переход из временной области в частотную область (и

наоборот). Результат преобразования Фурье для периодического сигнала представляет собой эквивалент ряда Фурье, или спектр. На рис. 15 наглядно показаны первые шесть гармоник периодического сигнала прямоугольной формы.

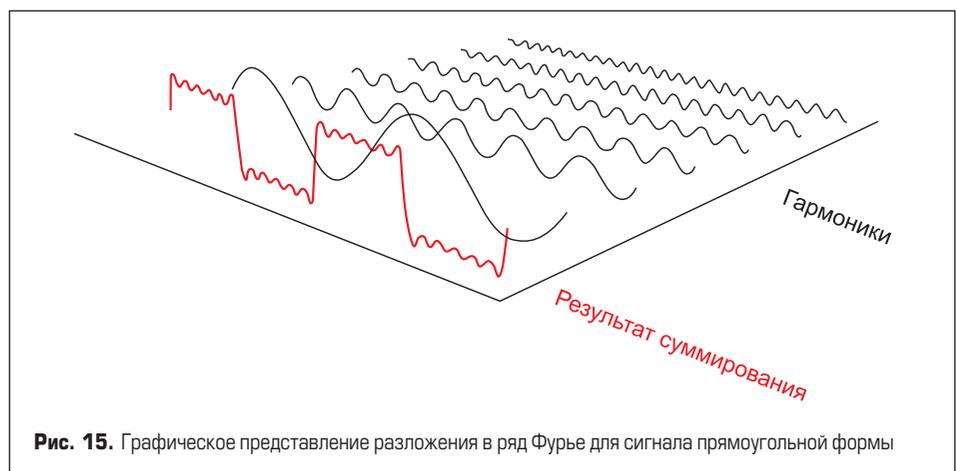


Рис. 15. Графическое представление разложения в ряд Фурье для сигнала прямоугольной формы

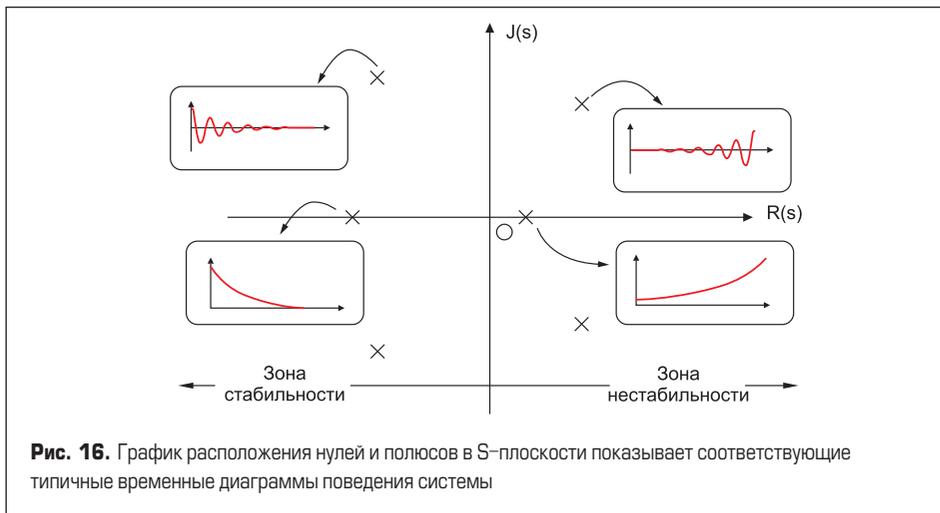


Рис. 16. График расположения нулей и полюсов в S-плоскости показывает соответствующие типичные временные диаграммы поведения системы

Преобразование Фурье является интегралом функции с пределами интегрирования от минус до плюс бесконечности. Это можно записать в виде:

$$F(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\omega t} dt. \quad (9)$$

При отображении в S-плоскости переменная преобразования Фурье становится равной $s = j\omega$, а результатом будут только мнимые (комплексные) переменные.

Преобразование Лапласа является расширенным вариантом преобразования Фурье. Переменная преобразования Лапласа находится в комплексной плоскости, а интегрирование начинается с нуля, а не с минус бесконечности. При этом функция времени $F(t)$ заменяется ее изображением, как функция от частоты $F(s)$. Это означает, что данное преобразование может быть использовано для анализа ступенчатых или полубесконечных сигналов, таких как импульс или экспоненциальная последовательность с затуханием. Преобразование Лапласа можно записать в виде:

$$F(s) = \int_0^{\infty} f(t)e^{-st} dt. \quad (10)$$

При переходе в S-плоскость переменная преобразования Фурье заменяется на $s = \sigma + j\omega$.

Используя преобразование Лапласа, можно математически смоделировать петлю обратной связи и генерацию нулей и полюсов на S-плоскости диаграммы. Вертикальная ось является мнимой, а горизонтальная ось — действительной. Чем выше или ниже они перемещаются по мнимой оси, тем быстрее возникают колебания. Чем дальше перемещение по отрицательной действительной оси, тем быстрее затухание, а чем далее перемещение по вещественной положительной оси, тем быстрее нарастание, что и поясняет рис. 16.

Нули всегда лежат на действительной оси. Комплексно сопряженные пары полюсов в левой половине S-плоскости объединяются так, чтобы сформировать отклик, который является затухающей синусоидальной функцией вида

$$Ae^{-\sigma t} \sin(\omega t + \theta),$$

где A и θ — это начальные условия, σ — скорость затухания, а ω — угловая частота в рад/с.

Пара полюсов, которая лежит на мнимой оси $\pm j\omega$ (без действительного компонента), генерирует колебания с постоянной амплитудой. Расстояние полюса от начала координат указывает на то, как происходит затухание отклика. Чем полюс ближе к началу координат, тем меньше скорость затухания. Если полюс находится на нуле, это означает, что перед нами система постоянного тока.

Если полюс находится в правой полуплоскости, система неустойчива (это соответствует понятию неустойчивости правой полуплоскости — RHP, описанному ранее).

Определение стабильности цифровой петли обратной связи с помощью билинейного преобразования

Если для формирования компенсации в петле обратной связи используется цифровой сигнальный процессор DSP (англ. DSP — Digital Signal Processor), стабильность такого цифрового контура может быть достигнута с помощью преобразования Лапласа для систем с дискретными сигналами.

В такой цифровой системе в качестве входного сигнала предусмотрен уже не непрерыв-

ный во времени сигнал, а дискретный в виде выборки с определенной частотой, называемой частотой дискретизации. Таким образом, значения переменных в S-плоскости должны быть преобразованы в дискретные значения Z-плоскости с выборкой по времени с помощью билинейного преобразования, известного как преобразование Тастина.

Результатом данного отображения является то, что устойчивая область в Z-плоскости превращается в окружность с радиусом, равным 1, в так называемую единичную окружность (рис. 17).

Удаленный правый край окружности ($\omega = 0$) представляет собой постоянный ток. Удаленный левый край окружности представляет собой частоту наложения спектров. Любые полюса, которые лежат вне этого круга, будут неустойчивыми. Полюса петли обратной связи теперь могут быть нанесены в Z-плоскости. Положения полюсов представляют нормированные отклики на частоту дискретизации, в отличие от сигналов непрерывных по времени, как это представлялось в S-плоскости.

Цифровая компенсация, во-первых, использует частоту дискретизации цифрового сигнального процессора, которая намного выше, чем системная частота перехода, так что любые расчеты являются точными. Для того чтобы найти значения параметров компенсации, здесь возможны два общих подхода. Первый — переработка в цифровую форму параметров компенсации на основе первичной разработки аналоговой системы управления, а второй — прямая разработка уже непосредственно цифрового управления. При переносе аналогового управления в цифровой вариант первоначально устанавливается линейная модель импульсного преобразователя. Причем компенсация петли обратной связи моделируется обычно в S-плоскости. А потом, для того чтобы завершить проектирование уже цифровой компенсации, результаты полученной аналоговой компенсации отображаются в Z-плоскость. При непосредственном подходе к проектированию цифрового управления дискретная модель импульсного преобразователя является полностью моделируемой с использованием цифрового управления, а решение в части компенсации рассчитывается непосредственно в Z-плоскости. Это требует применения точных моделей всех аналоговых элементов, а моделирование осуществляется с помощью таких программ, как Spice или Matlab.

Результат обоих методов один и тот же — рассчитанная матрица значений сохраняется как таблица преобразования. DSP или микроконтроллер будут получать оцифрованный входной сигнал, вводить его для вычисления в матрицу, а на выходе иметь полученное значение либо как аналоговый сигнал управления, либо, что используется чаще всего, как скорректированный выходной сигнал управления непосредственно самого ШИМ-драйвера. В последнем случае схемы компаратора и цепи формирования ШИМ также будут



Рис. 17. Единичная окружность Z-плоскости

синтезированы в цифровом виде. Это исключает ошибки контура аналогового управления, связанные с компенсацией наклона, и нестабильность RHP. Если требуется обрабатывать иной режим работы компенсации обратной связи на отклик, то цифровой контроллер может плавно переключаться между таблицами преобразования без сброса выхода преобразователя. Это уникальная способность, не свойственная аналоговым контроллерам. Таким образом, количество компромиссов, которым нужно следовать при выборе необходимой характеристики компенсации, значительно снижается.

Именно это отсутствие компромиссов и способность буквально мгновенно переключаться между быстрой переходной характеристикой или стабильным выходом и делает цифровой контур обратной связи таким привлекательным. Поскольку стоимость микроконтроллеров продолжает снижаться, то все больше и больше DC/DC-преобразователей будут мигрировать в сторону контроллеров с полностью цифровыми или гибридными петлями обратной связи.

Цифровая петля обратной связи

На схеме, приведенной на рис. 18, показан упрощенный DC/DC-преобразователь, выполненный на базе микроконтроллера. Все его временные диаграммы находятся под цифровым управлением, как сам мостовой преобразователь, так и его выходной синхронный выпрямитель.

Микроконтроллер содержит встроенные операционные усилители, таким образом, входы датчиков могут быть подключены непосредственно к самому микроконтроллеру. Поскольку микроконтроллер получает информацию относительно входного напряжения, выходного напряжения и выходного тока, нет необходимости в дополнительных внешних цепях, которые требуются для контроля короткого замыкания или перегрузки. Контроль входного напряжения позволяет осуществить как контролируемый запуск (мягкий старт), так и программируемую блокировку с адаптивным гистерезисом в случае питания преобразователя недопустимо пониженным входным напряжением. Четвертый входной операционный усилитель используется для контроля температурного режима. Это может быть контроль либо температуры внутри самого DC/DC-преобразователя, либо температуры удаленной нагрузки. Последующая реакция в случае чрезмерного возрастания температуры программируется в соответствии с техническими требованиями приложения. Например, для того чтобы уменьшить тепловыделение, здесь может быть использована остановка с защелкой, отключение и автоматический перезапуск системы после охлаждения (ее или полезной нагрузки), а также ограничение мощности. Подключение внешних данных позволяет реализовать такие рабочие условия, которые будут обновляться буквально на лету. Возможны и различные варианты предва-

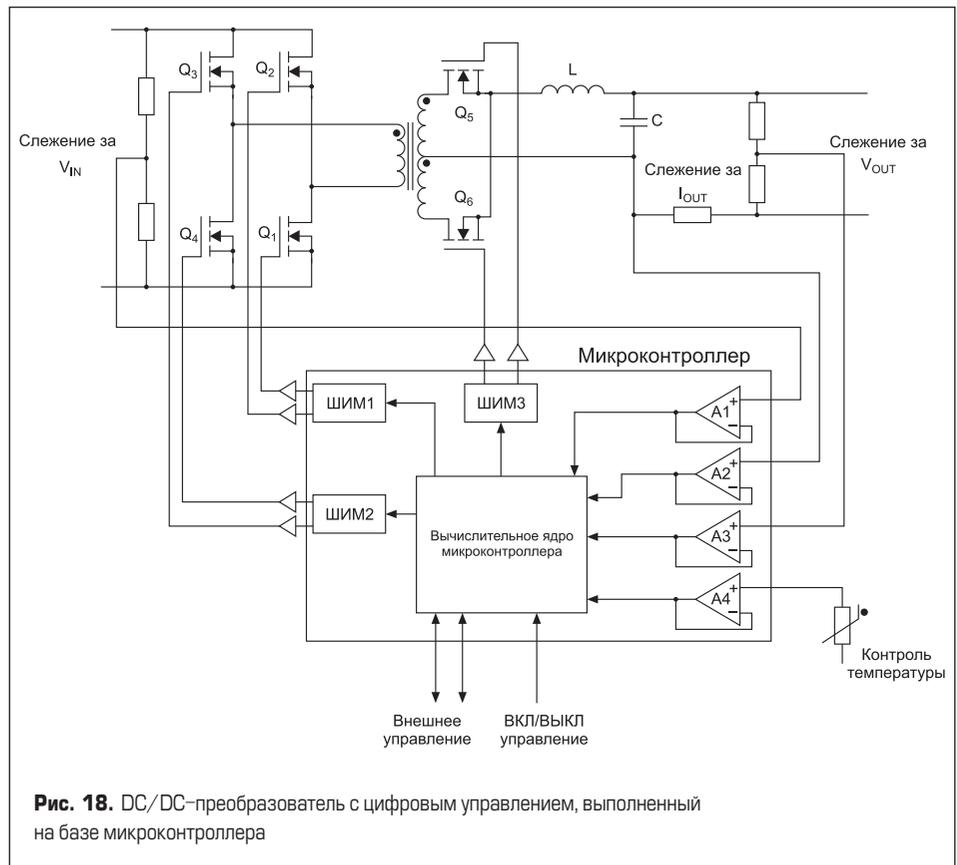


Рис. 18. DC/DC-преобразователь с цифровым управлением, выполненный на базе микроконтроллера

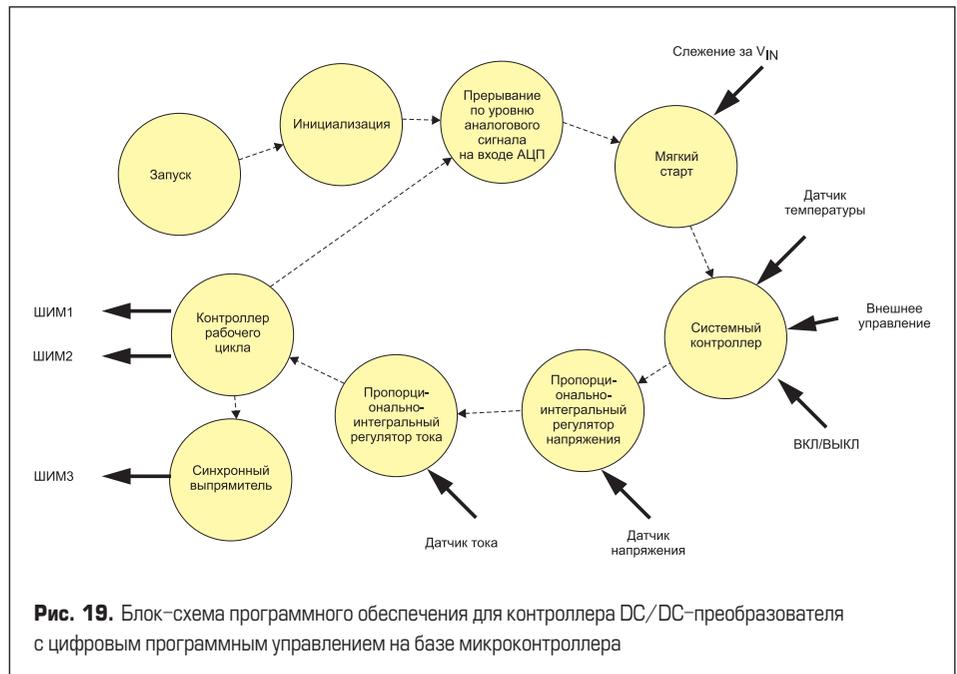


Рис. 19. Блок-схема программного обеспечения для контроллера DC/DC-преобразователя с цифровым программным управлением на базе микроконтроллера

рительно запрограммированных действий, которые должны быть выбраны соответствующим образом. Кроме того, имеющаяся двунаправленная шина связи разрешает отправлять сообщения о неисправностях и обновления статуса.

На рис. 19 в общем виде показана внутренняя работа системы. Различные подпрограммы контроллера используют просмотренные таблицы в виде матриц для вы-

числения соответствующего управляющего воздействия в режиме реального времени. Характеристическое уравнение для режима управления по току (СМС) имеет вид (11) (при обращении к первоисточнику [1] учтите, что в формулах 11 и 12 его автором был допущен ряд неточностей).

Здесь: V_{OUT} — внутренний контур регулирования, V_{OUT}^* — внешний контур регулирования, R_A — токовый про-

$$\frac{V_{OUT}^*}{V_{OUT}} = \frac{[(K_p \times R_A) + (K_i / s)]}{s^2 \times L \times C + (s \times C \times R_A) + (K_p \times R_A) + (K_i / s) \times R_A} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} \omega_1^2 & \omega_1 & 1 \\ \omega_2^2 & \omega_2 & 1 \\ \omega_3^2 & \omega_3 & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} C & R_A \\ K_p & R_A \\ Ki & R_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \omega_1^2 CR_A + \omega_1 K_p R_A + Ki R_A \\ \omega_2^2 CR_A + \omega_2 K_p R_A + Ki R_A \\ \omega_3^2 CR_A + \omega_3 K_p R_A + Ki R_A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\omega_1^3 LC \\ -\omega_2^3 LC \\ -\omega_3^3 LC \end{bmatrix}. \quad (12)$$

порциональный компенсатор усиления, а K_i и K_p могут быть получены из матрицы (12).

В соответствии с условиями эксплуатации системный контроллер может переключаться «в» или «из» различных матричных таблиц. Преимуществом применения цифрового контроллера также является значительное уменьшение общего количества элементов

в его спецификации и обеспечение интеллектуального управления выходным напряжением и током.

Итак, мы рассмотрели практически все основные вопросы, связанные с такой проблемой, как обеспечение стабильности выходного напряжения и что нужно учитывать для ее достижения. Данная статья поможет понять, как осуществить правильный выбор ком-

понентов обратной связи и ее компенсации. Это особенно важно не только для понимания происходящих процессов, но и для выбора элементов компенсации контура обратной связи. Для многих преобразователей эти элементы являются внешними, их выбирают исходя из конкретных условий применения определенной микросхемы контроллера DC/DC-преобразователя.

Литература

1. Steve Roberts. DC/DC BOOK OF KNOWLEDGE: Practical tips for the User. Second Edition, 2015.