

Моделирование управления по току в импульсных источниках питания

Печатается с разрешения Ridley Engineering, Inc. (www.ridleyengineering.com)

Рэй Ридли (Ray Ridley) (США)
Перевод Рашида Тяпаева

Управление по току является стандартным промышленным методом управления импульсными источниками питания. Управляющая система используется для того, чтобы стабилизировать пиковый ток преобразователя, что упрощает его динамику. Простая однополюсная модель источника тока, питающего конденсатор, прекрасно работает в большинстве случаев. Однако контур обратной связи по току в некоторых приложениях при определённых режимах работы становится неустойчивым, а простая однополюсная модель не может рассчитать этот случай.

В этой статье будет представлено очень простое дополнение существующей однополюсной модели, которое объясняет субгармонические колебания, наблюдаемые в преобразователях, управляемых по току. Без какого-либо сложного анализа эти колебания, дополнительный пилообразный сигнал и управляющая передаточная функция объединены в единой модели, которая применима для управления по напряжению, по току и в промежуточных условиях, когда усиление по току невелико.

Когда управление по току было впервые предложено разработчикам, работающим в области силовой электроники в начале 1980-х годов, оно сразу же стало использоваться как преобладающая схема управления. В этой простой схеме управления, однако, наблюдались колебания, и потребовалось много лет, чтобы адекватно их промоделировать.

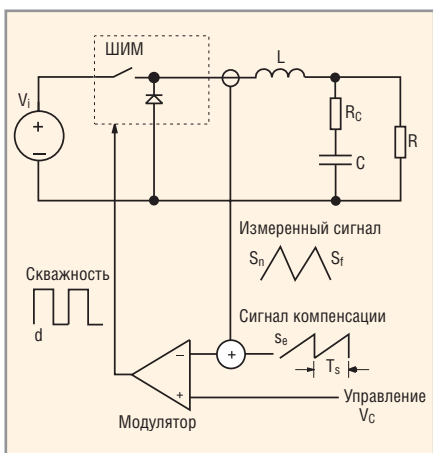


Рис. 1. Схема управления по пиковому току

Простые модели не предсказывали колебания. Более сложные подходы из-за импульсного характера работы системы управления током основываются на методах дискретизации по времени и выборки данных. Хотя большая часть результатов, полученных в этих работах, были очень точными, они никогда не использовались в основных разработках, потому что методы были слишком сложны.

Для разработчиков нужна модель, которая объединяет лучшее из обоих подходов, то есть очень простая интуитивная модель, усовершенствованная самыми важными особенностями из модели выборки данных, которые легко использовать. Она позволит нам:

- с большей точностью моделировать и предсказывать передаточные функции системы управления;
- выбрать подходящий пилообразный компенсирующий сигнал;
- использовать единую малосигнальную модель как для передаточной функции системы управления, так и для стабилизации контура тока;
- решить, когда нужно ввести дополнительный пилообразный сигнал и какой величины он должен быть.

Аналитические результаты, представленные в статье, получены сложными методами моделирования с использованием выборки данных. Использование этих уравнений сильно упрощает понимание и разработку электрических цепей. Чтобы получить положительные результаты от использования этой обобщённой мо-

дели, не надо обращаться ни к каким более сложным методам анализа.

ОСНОВНАЯ ДИНАМИКА ИСТОЧНИКА ТОКА

Основная концепция управления по току показана на рис. 1. Вместо того чтобы использовать пилообразный сигнал для управления рабочим контуром преобразователя, простейшая форма управления по току стабилизирует пиковый ток катушки индуктивности (или ток ключа, смотря где производится измерение) в зависимости от сигнала V_c . В некоторых случаях компенсирующий пилообразный сигнал сохраняется для того, чтобы стабилизировать обратную связь цепи и увеличить устойчивость к помехам.

Ток катушки индуктивности, как правило, непосредственно не измеряется, так как это неудобно или неэффективно. Чтобы получить информацию о токе катушки индуктивности, обычно измеряется ток ключа.

Предыдущие исследования этого метода предполагали идеальное управление током и моделировали систему, рассматривая катушку индуктивности как управляемый источник тока (рис. 2). Это является основой широко используемых моделей [1, 2].

СУБГАРМОНИЧЕСКИЕ КОЛЕБАНИЯ

Простая модель источника тока хорошо работает во многих случаях, но с одним недостатком – система может испытывать колебания. Это хорошо известно и неоднократно описано. Тем, кто достаточно долго работал с источниками питания, известно, что сохранение пилообразного компенсационного сигнала в системе управления устраняет эту проблему.

Большинство малосигнальных моделей, однако, не объясняют, как это влияет на характеристики управления. Более сложная модель, представленная на рис. 3 с явным

контуром обратной связи по току, не предсказывает колебаний в системе.

Рисунок 4 показывает характер колебаний в контуре. Когда скважность достигает 50%, максимальный ток стабилизируется на фиксированном уровне, но ток будет колебаться в последующих циклах переключения с субгармонической частотой.

Как указано [3], ситуация действительно очень проста. Колебания по току похожи на любые другие колебания: если они незатухающие, то продолжаются и растут по амплитуде при некоторых условиях. Если они затухающие, то уменьшаются и прекращаются.

Хотя довольно просто нарисовать колеблющиеся формы сигнала и выяснить причину неустойчивости, необходимо моделирование с выборкой данных, чтобы получить аналитические результаты. В течение некоторого времени для анализа этого явления существовала модель с выборкой данных или дискретизации по времени, которая требуется из-за его высокой частоты. Так почему же большинство инженеров не используют этот метод в своей работе? Потому что такой анализ обычно слишком сложен. Как показано [4], практические результаты могут быть представлены в форме, удобной для пользователей.

Анализ с выборкой данных

Раннее моделирование объединяло простой анализ средних величин с отдельным объяснением, как сигнал может становиться нестабильным. Малосигнальная модель и физическое объяснение неустойчивости были согласованы позже [4]. Эта статья основывается на более ранней работе [5], но в ней найден способ представления результатов в более удобном формате.

Та же проблема позже рассматривалась другими исследователями. Многие из них принимают метод анализа проблемы и приводят подтверждающие экспериментальные данные. Другие не соглашаются с методами, но приходят к тем же выводам, касающимся колебательной системы второго порядка. Все они согласуются в полученных результатах.

К счастью, больше нет необходимости использовать противоречи-

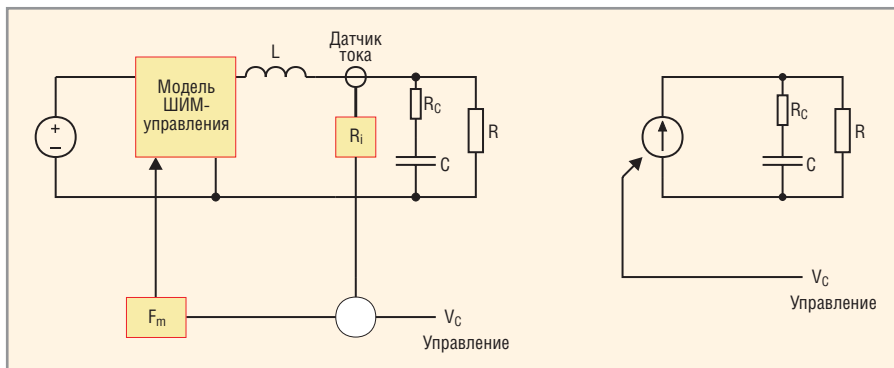


Рис. 2. Простые усреднённые модели: простой источник тока с явной обратной связью по току; вторая модель сводится к первой при большом коэффициенте усиления токового контура

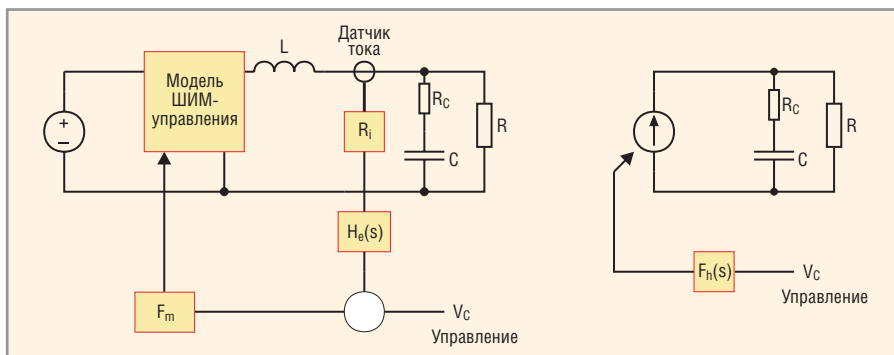


Рис. 3. Улучшенные модели: явная обратная связь по току и усовершенствованный источник тока
Первая из этих моделей подходит для всего диапазона, начиная от управления по напряжению и заканчивая управлением по току. Вторая применима только при управлении по току, но проще в использовании

вые методы моделирования с выборкой данных или спорить о том, как анализировать систему. Вместо этого можно использовать общие расчётные формулы, с которыми все согласны, и выдавать готовые решения.

Модели главного полюса

Эквивалентная диаграмма системы управления по току показана на рис. 2. Обратная связь по току катушки индуктивности становится внутренним контуром обратной связи. Обычно рассматривается передаточная функция от управляющего входа к выходу преобразователя мощности. Как правило, входом служит вход модулятора скважности рабочего цикла, соединённый с выходом усилителя ошибки.

Большинству разработчиков известно, что контур обратной связи по току сводит динамику системы к отклику, характерному для системы с одним главным полюсом. Это следует из рассмотрения катушки индуктивности как управляемого источника тока, а не как состояния системы, как принято в простой модели, представленной на рис. 2.

Результаты проведённых исследований для трёх главных типов преобразователя приведены ниже.

Понижающий преобразователь

Низкочастотная модель понижающего преобразователя, которая обычно используется разработчиками [2], задаётся формулой:

$$f_p(s) = K \frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

Нагрузочный резистор и конденсатор определяют главный полюс, как можно было бы ожидать для источника тока, питающего RC-цепь:

$$\omega_p = \frac{1}{RC}$$

Более точное выражение для доминирующего полюса преобразователя [4], которое учитывает крутизну



Рис. 4. Форма сигнала субгармонического колебания

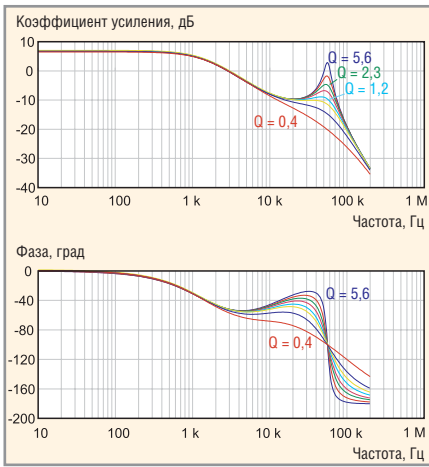


Рис. 5. Передаточная функция силового каскада, построенная до частоты коммутации
Заметен очевидный двойной полюс на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации

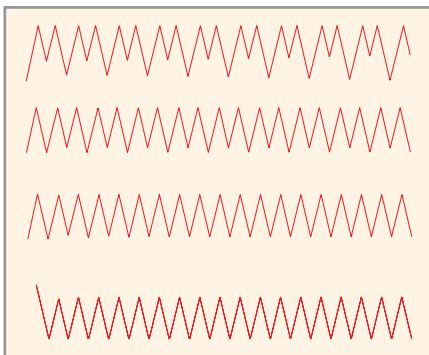


Рис. 6. Формы сигналов тока в катушке индуктивности
Диаграммы соответствуют добротностям 7,6, 5,6, 2,3 и 0,7

внешнего пилообразного сигнала и рабочую точку преобразователя, имеет вид:

$$\omega_p = \frac{1}{RC} + \frac{T_s}{LC}(m_c D' - 0,5).$$

Это уточнение обычно не нужно. Оно становится важно, только когда используется слишком крутой пилообразный сигнал, и показывает, как полюс может двигаться. Упрощённая формула для главного полюса достаточна для разработок в большинстве случаев.

Ноль передаточной функции силового каскада определяется эквивалентным последовательным сопротивлением конденсатора (ESR):

$$\omega_z = \frac{1}{R_c C}.$$

Это выражение применимо для всех преобразователей.

Повышающий преобразователь

Формула для управляющей передаточной функции повышающего пре-

образователя содержит дополнительное слагаемое, связанное с нулем в правой полуплоскости:

$$f_p(s) = K \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_z}\right] \left[1 - \frac{s}{\omega_{zrhp}}\right]}{1 + \frac{s}{\omega_p}}.$$

Главный полюс находится в точке

$$\omega_p = \frac{2}{RC},$$

а ноль в правой полуплоскости – в точке

$$\omega_{zrhp} = \frac{R(1-D)^2}{L}.$$

Отметим, что выражение для нуля в правой полуплоскости такое же, как для случая управления по напряжению. Использование управления по току не перемещает этот ноль, хотя его проще компенсировать, поскольку нет необходимости иметь дело с дополнительным откликом LC-фильтра второго порядка, который присутствует в режиме управления по напряжению.

Обратноходовой преобразователь

Выражение для управляющей передаточной функции обратноходового преобразователя также содержит дополнительное слагаемое, связанное с нулём в правой полуплоскости:

$$f_p(s) = K \frac{\left[1 + \frac{s}{\omega_z}\right] \left[1 - \frac{s}{\omega_{zrhp}}\right]}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$$

с главным полюсом, заданным формулой

$$\omega_p = \frac{1+D}{RC},$$

а ноль в правой полуплоскости находится в точке

$$\omega_{zrhp} = \frac{R(1-D)^2}{DL}.$$

Как и в случае повышающего преобразователя, это положение нуля совпадает с его положением для случая управления по напряжению.

ИЗМЕРЕННЫЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫЕ ЭФФЕКТЫ

Чтобы объяснить наблюдаемые колебания в системе управления по току, мы должны добавить высокочас-

тотный корректирующий член к основным передаточным функциям силового каскада. Передаточные функции преобразования отличаются от приведённых в предыдущем разделе следующим образом:

$$f'_p(s) = f_p(s)f_b(s).$$

Даже без анализа с выборкой данных видно, что форма передаточной функции должна быть установлена с помощью лабораторных экспериментов. Один из способов определить её состоит в том, чтобы изменить передаточную функцию управление-выход при добавлении к системе компенсирующих пилообразных сигналов с различными амплитудами.

Результаты измерений передаточных функций вблизи частоты, вдвое меньшей частоты коммутации, показаны на рис. 5. Характеристика на этой частоте является классическим откликом с двойным полюсом, который отмечен во всех основополагающих работах по диаграммам Боде и теории управления.

Эти кривые приведены для понижающего преобразователя, работающего при 45% скважности. Верхняя кривая соответствует отсутствию пилообразного компенсирующего сигнала, и на ней есть острый пик в передаточной функции на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации.

Кривые ниже верхней кривой соответствуют увеличивающейся величине пилообразного компенсирующего сигнала, и нижняя кривая соответствует полному демпфированию двойного полюса.

Математики-теоретики могут утверждать, что аналитическое достоинство измерения и предсказания передаточных функций до этой частоты сомнительно. И всё же существует прямая корреляция между пиками в измерениях и колебательным поведением системы, а корректирующий член очень важен для хорошего практического моделирования.

Когда передаточная функция системы достигает пика с высокой добротностью, ток катушки индуктивности колеблется, как показано на рис. 6. Когда передаточная функция хорошо демпфирована, ток катушки индуктивности быстро возвращается к равновесию после начального возмущения.

Это высокочастотное дополнение, включенное в модель, является очень практичным и мощным инструментом и имеет существенное значение для разработчиков.

АНАЛИТИЧЕСКИЕ РЕЗУЛЬТАТЫ

Качественное понимание двойных полюсов ясно. Количественный анализ методом выборки данных или другими методами предлагает простые параметры передаточной функции, полезные для разработок.

Высокочастотный член задаётся следующим общим выражением для всех случаев:

$$f_b(s) = \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_n Q_p} + \frac{s^2}{\omega_n^2}},$$

где вызванные двойным полюсом колебания происходят на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации

$$\omega_n = \frac{\pi}{T_s}.$$

Демпфирование задаётся выражением:

$$Q_p = \frac{1}{\pi(m_c D' - 0,5)}.$$

Коэффициент пилообразного компенсирующего сигнала имеет вид:

$$m_c = 1 + \frac{s_e}{s_n}.$$

Здесь

$$s_e = \frac{V_{p-p}}{T_s}$$

– крутизна пилообразного компенсирующего сигнала, а крутизна сигнала датчика тока в контроллере широтно-импульсного модулятора (ШИМ) задаётся выражением:

$$s_n = \frac{V_{on}}{L} R_i,$$

где R_i – коэффициент преобразования тока катушки индуктивности в измеряемое напряжение, подающееся в управляющий широтно-импульсный модулятор, а V_{on} – напряжение на катушке индуктивности, когда ключ замкнут. Для простого неизолированного преобразователя с резистивным датчиком R_i – сопротивление измерительного резистора.

Эти формулы полезны для всех желающих моделировать преобразователь и вычислять его отклик. Они позволяют получать намного более

точные результаты, чем простые однополюсные модели. Добавление высокочастотного поправочного члена даёт лучшую версию модели источника тока, показанную на рис. 3. (Можно пойти дальше и создать универсальную модель с явной обратной связью по току и другим высокочастотным поправочным членом, которая также показана на рис. 3.)

Какой величины пилообразный сигнал нужно добавлять?

Что делать с этой информацией? Ответ прост: убедиться, что колебания в контуре отсутствуют; другими словами, в терминах анализа малого сигнала, убедиться, что добротность двойного полюса равна или меньше единицы. Как это сделать? Добавить пилообразный компенсирующий сигнал, как советуют все предыдущие статьи.

Какой величины пилообразный сигнал нужно добавлять? В соответствии с теорией малого сигнала, добротность двойных полюсов полагается равной единице и полученная система решается. В большинстве предыдущих работ интенсивность дополнительного пилообразного сигнала выражается через крутизну спада S_f . Решая уравнение при данных условиях для Q_p , получаем:

$$\frac{s_e}{s_f} = 1 - \frac{0,18}{D}.$$

Это не совсем то, что дают другие подходы. Некоторые авторы рекомендуют уравнивать S_e и S_f . Это больше, чем необходимо, и система избыточно демпфируется.

Другие авторы предлагают добавлять половину пилообразного сигнала, соответствующего скорости спада тока катушки индуктивности. Это теоретически подавляет все возмущения от входа до выхода в понижающем преобразователе. Практически это подавление никогда не достигается полностью, и слабые шумы делают такое подавление невозможным.

Когда надо начать добавлять пилообразный сигнал в систему? Предыдущий упрощённый анализ показал, что пилообразный сигнал не нужен, пока не достигнута 50%-скважность. Этот вывод сомнителен. Действительно, блок питания является аналоговой цепью. Было бы странно, если бы он устойчиво работал при 49,9%

скважности и был нестабилен при 50,1% скважности. Аналоговые приборы так себя не ведут. В реальности часто надо начинать добавлять пилообразный компенсирующий сигнал задолго до того, как достигнута 50%-скважность.

Согласно расчётной формуле, приведённой выше, пилообразный сигнал продолжает добавляться до 18% скважности, чтобы сохранить единичное значение Q_p для двойного полюса в управлении по току. Вероятно, это чрезмерно консервативно. Более практично начинать добавлять компенсирующий пилообразный сигнал при $D = 36\%$.

Неустойчивость при скважности меньше 50%

Авторы многих публикаций, особенно изготовители микросхем управления, утверждают, что не нужно использовать компенсирующий пилообразный сигнал в схеме при скважностях меньше 50%. Это противоречит предложениями, приведёнными выше.

Что же надо делать? Некоторые специальные параметры цепи могут изменить необходимую интенсивность пилообразного сигнала или он даже будет не нужен вообще.

Во-первых, следует помнить, что колебания контура являются проблемой только в непрерывном режиме проводимости (continuous conduction mode, CCM) при скважности близкой к 50% или более высокой. Многие преобразователи используются в прерывистом режиме проводимости (discontinuous conduction mode, DCM), особенно обратноточные преобразователи, которые являются самыми популярными для малых выходных мощностей.

Во-вторых, если выбрана микросхема управления UC1842, то её эффективность максимальна при скважностях менее 50%. Это не означает, что преобразователь будет когда-либо работать в этом интервале. Скважность в обычных режимах, возможно, никогда не будет больше, чем 40%. Но это вряд ли будет серьёзной проблемой.

Иногда, однако, преобразователь с низким входным напряжением работает со скважностью около 50%, и, возможно, нужно добавить пилообразный сигнал, чтобы компенсировать токовый контур. Рассмотрим

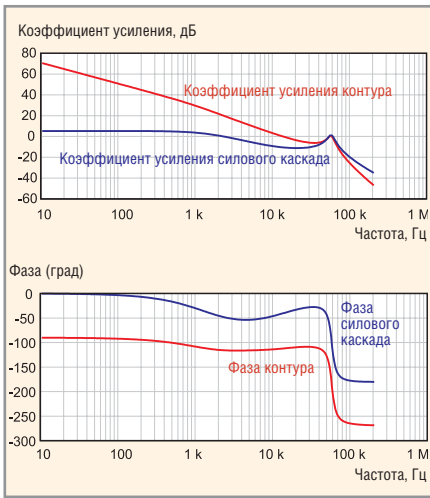


Рис. 7. Нестабильность режима управления по току при скважности менее 50%
Добавление компенсации в передаточную функцию силового каскада приводит к появлению пика в результирующем коэффициенте усиления контура на частоте, вдвое меньшей частоты коммутации

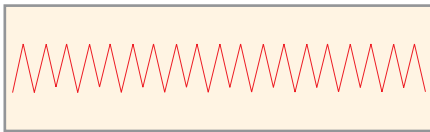


Рис. 8. Форма тока катушки индуктивности при D = 0,44 с замкнутым токовым контуром

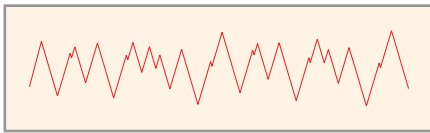


Рис. 9. Формы тока катушки индуктивности при D = 0,44 с замкнутым внешним контуром обратной связи
Система теперь нестабильна, как показывает коэффициент усиления контура на рис. 7. График без дополнения модели двойным полюсом не предсказывает эти колебания

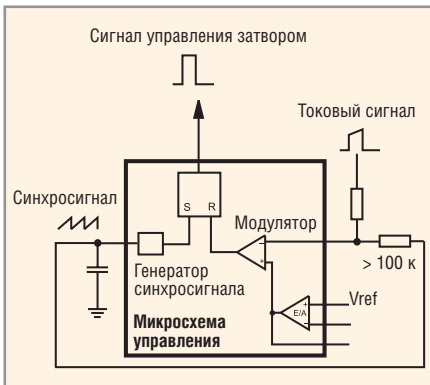


Рис. 10. Резистивное суммирование пилообразного сигнала синхронизации и токового сигнала

Эта схема не рекомендуется. Сигнал синхронизации очень чувствителен к нагрузке и помехам, что может привести к повреждению источника питания

случай 44%-скважности. Пик двойного полюса вычисляется по формуле:

$$Q_p = \frac{1}{\pi(0,56 - 0,5)} = 5,6.$$

Это может вызвать осложнения. Посмотрим на коэффициент усиления силового каскада (нижняя кривая) на рис. 7.

Пик на этой кривой соответствует $Q_p = 5,6$. Система устойчива только с замкнутым контуром обратной связи по току. Ток будет колебаться, но колебания в конечном счёте затухают, как показано на рис. 8.

Теперь рассмотрим, что случится, если контур стабилизации напряжения закрыт. Для частоты перехода 14 кГц (разумной для преобразователя на 110 кГц) запас по фазе при этой начальной частоте перехода близок к 90 градусам.

Однако коэффициент усиления контура снова пересекает ось 0 дБ как раз перед частотой, вдвое меньшей частоты коммутации, и на этот раз без запаса по фазе. Формы сигналов на рис. 9 являются результатом сильных колебаний в токовом контуре.

Этот пример ясно показывает, почему в модели необходимо высокочастотное дополнение. Без него колебания в токовом контуре при скважностях, меньших 50%, непредсказуемы.

ПИЛООБРАЗНАЯ ДОБАВКА ЗА СЧЁТ НАМАГНИЧИВАНИЯ

Некоторые читатели могут сказать: «Я уже разрабатывал преобразователи со скважностью 45% и никогда не сталкивался с трудностями, так в чём здесь проблема?» И они, возможно, правы. При изготовлении прямоходового преобразователя или изолированного понижающего преобразователя с измерением на первичной стороне часто получается свободный пилообразный сигнал.

Ток намагничивания главного трансформатора мощности даёт сигнал в дополнение к отражённому выходному току катушки индуктивности, и он работает точно так же, как компенсирующий пилообразный сигнал. Вклад тока намагничивания в крутизну определяется выражением:

$$s'_e = \frac{V_l}{L_M} R_l.$$

Это значение следует всегда проверять при конструировании. В большинстве случаев интенсивности пи-

лообразного сигнала, связанного с током намагничивания, более чем достаточно, чтобы должным образом демпфировать двойной полюс. Фактически интенсивность пилообразного сигнала часто может быть избыточной, особенно для преобразователей со слабо пульсирующим выходным током, что делает систему сильно демпфированной. Это создаёт дополнительную фазовую задержку в выходной передаточной функции, как видно на самой нижней кривой на рис. 5.

КАК ДОБАВЛЯТЬ ПИЛООБРАЗНЫЙ СИГНАЛ

Более полезна рекомендация относительно пилообразной добавки, полученная из опыта, а не от изготовителя микросхемы. Эта тема часто опускается как тривиальная, но она очень важна для улучшения параметров системы управления по току.

Компания Ridley Engineering много лет ведёт теоретический и практический курсы расчёта управляющего воздействия [6]. При расчёте тестовых цепей управления по току для этих занятий мы заметили, что вычисленные и измеренные ответы не согласуются с обычными схемами добавления пилообразного сигнала в преобразователь.

Самый простой метод, предложенный для добавления пилообразного сигнала, состоит в резистивном суммировании пилообразного сигнала синхронизации с принятым токовым сигналом, как показано на рис. 10. Это должно быть сделано с использованием высокоомного резистора, чтобы избежать перегрузки слабого сигнала синхронизации. Для управления компаратором получается чувствительный к помехам сигнал с высоким импедансом. Необходимы подключаемые к выводу генератора пилы дополнительные компоненты, влияющие на форму сигнала.

Чувствительность вывода синхронизации не может быть сильно изменена. Фирма TI/Unitrode рекомендует размещать времязадающий конденсатор рядом с микросхемой. Эту рекомендацию трудно переоценить. Времязадающий конденсатор является самым критическим компонентом в схеме управления и должен быть помещён в процессе компоновки как можно ближе к выводам микросхемы управления.

Если этого не сделать, результаты могут быть катастрофическими. На одном маломощном автономном преобразователе конденсатор синхронизации был помещён на расстоянии 1/4 дюйма от выводов без заземлённого экрана. Когда преобразователь был запущен, сигнал синхронизации улавливал коммутационные помехи, и на короткое время его частота достигала 1 МГц вместо желаемых 100 кГц. Напряжения, индуцированного на ключе, было достаточно, чтобы вызвать повреждение. Перемещение конденсатора к выводам микросхемы исправило положение.

Учитывая эту чувствительность, не следует использовать сигнал синхронизации не по назначению. Любые дополнительные компоненты, связанные с времязадающим конденсатором, вводят помехи в этот узел цепи. Даже включение буфера, как показано на рис. 11, может вызвать проблемы.

Альтернативный подход к генерированию пилообразного сигнала для компенсации по току показан на рис. 12. Этот метод генерирования компенсирующего пилообразного сигнала для суммирования с сигналом по току использует выходной сигнал управления, пропущенный через RC-цепь.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Простое дополнение к обычным однополюсным моделям может значительно улучшить точность и полноценность моделирования управления по току. Это позволяет проектировать источники питания с наивысшими параметрами.

Простые формулы помогают выбирать надлежащий пилообразный сигнал для того, чтобы компенсировать контур обратной связи по току и рассчитать правильную передаточную функцию системы управления. Эти формулы показывают, как источник

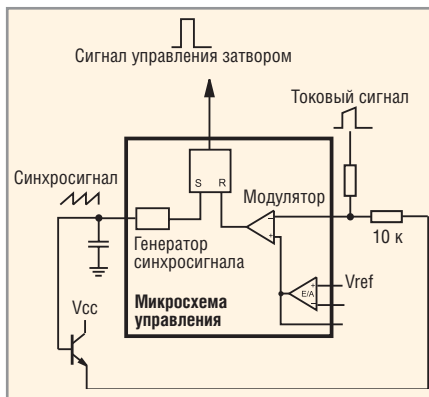


Рис. 11. Включение буфера в тракт синхросигнала, что позволяет использовать меньший суммирующий резистор и обеспечивает лучшую помехоустойчивость
По-прежнему не рекомендуется нагружать генератор сигнала синхронизации даже транзистором

питания со стабилизацией тока может иногда становиться нестабильным даже при скажностях, меньших 50%.

Корреляция между передаточными функциями, измеренными до частоты, вдвое меньшей частоты коммутации, и колебаниями или нестабильностью сигналов в цепях источника питания очень хорошая.

Схема формирования компенсирующего пилообразного сигнала должна быть реализована очень тщательно. Если необходимо разработать наиболее мощный и надёжный источник питания, то не следует использовать синхросигнал для генерации пила.

Генерация компенсирующего пилообразного сигнала с низкими помехами обеспечит высокое согласование расчётных и реальных параметров источника питания. Это является решающим фактором для многих отраслей промышленности, таких как аэрокосмическая, где требуется надёжная продукция.

Эта статья освещает важные аспекты моделирования управления по току. Для полного понимания модели,

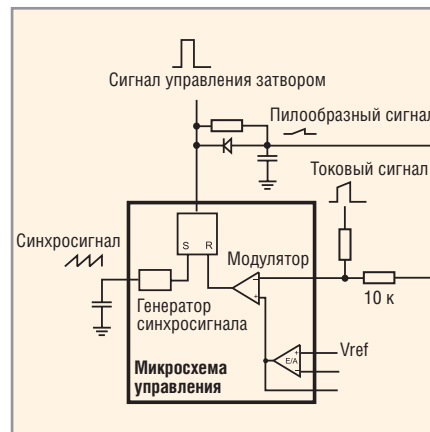


Рис. 12. Лучший способ генерировать пилообразный сигнал компенсации состоит в том, чтобы формировать его независимо от сигнала синхронизации

Для этого удобно использовать выходной сигнал управления затвором

включая Pspice-моделирование и математические уравнения, можно изучить [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Deisch C.W.* Switching Control Method Changes Power Converter into a Current Source. IEEE Power Electronics Specialists Conf. 1978 Record. PP. 300–306.
2. *Unitrode Power Supply Design Seminar SEM700.* 1990. Appendix B.
3. *Holland B.* Modeling, Analysis and Compensation of the Current-Mode Converter. Powercon 11. 1984 Record. Paper H-2.
4. *Ridley R.B.* A New Small-Signal Model for Current-Mode Control. PhD Diss. Virginia Polytechnic Inst. and State Univ. November, 1990.
5. *Brown A.R.* Topics in the Analysis, Measurement, and Design of High-Performance Switching Regulators. PhD. Diss. California Institute of Technology. May 15, 1981.
6. *Ridley Engineering Four-Day Power Supply Design Workshop.* The only laboratory-based, hands-on workshop in the world today for working power supply design engineers. Taught in the Europe and the US. www.ridleyengineering.com.



Новости мира News of the World Новости мира

25 В DirectFET-МОП-транзисторы

Компания International Rectifier выпустила три новых 25 В DirectFET-МОП-транзистора. Управляющий МОП-транзистор MOSFET IRF6622, а также синхронные МОП-транзисторы IRF6628 и IRF6629 спроектированы для питания embedded-CPU, VRM-модулей для серверов и телекоммуникационных систем, а также для embed-



ded DC/DC-преобразователей. IRF6622 имеет заряд затвора 12 нКл. Синхронные МОП-транзисторы, напротив, рассчитаны для низких потерь в линиях с низким RDS(on), равным 1,9 или 1,6 мОм. IRF6622 размещён в Small-Can DirectFET с монтажной площадью SQ, тогда как IRF6628 и IRF6629 предлагаются в корпусе Medium-Can DirectFET с монтажной площадью MX.

www.irf.com