

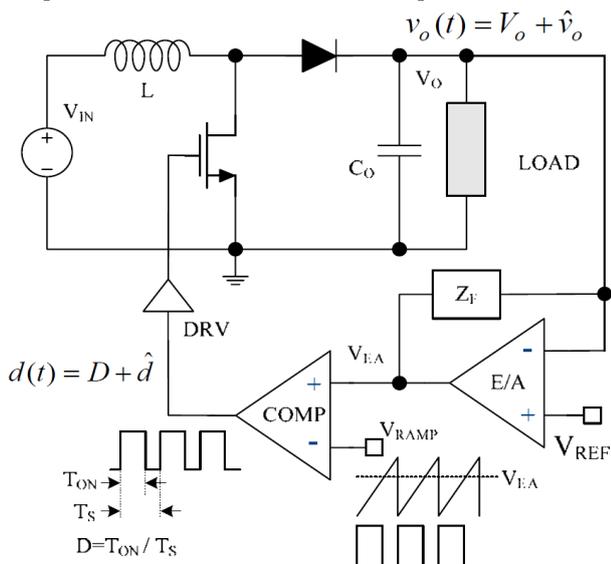
# Практические рекомендации по дизайну контура обратной связи импульсных источников питания

Hangseok Choi, Ph. D

**Аннотация** - Управление с отрицательной обратной связью используется в импульсных источниках питания для регулировки требуемого значения. Оптимальная конструкция контура управления с обратной связью начинается с понимания характеристик силовой ступени, которые можно проанализировать с помощью моделирования слабых сигналов. Эта статья объясняет фундаментальную идею и значение моделирования слабых сигналов для источников питания и исследует функции передачи слабых сигналов для базовых преобразователей и схем общей компенсации. В нем также обсуждаются практические вопросы, связанные с конструкцией контура обратной связи, включая характеристики оптопар, влияние паразитных компонентов, применение нескольких выходов и измерение коэффициента усиления контура.

## I. ВВЕДЕНИЕ

Управление с обратной связью - это процесс приведения системной переменной в соответствие с конкретным желаемым значением. Это включает в себя измерение системной переменной, получение сигнала ошибки путем сравнения системной переменной с требуемым значением и последующего воздействия на значение системной переменной с помощью сигнала ошибки. Системы импульсного электропитания неизбежно требуют управления с обратной связью для регулирования выходного напряжения и / или тока до желаемого значения. На рис. 1 показана упрощенная схема обратной связи для повышающего преобразователя. Выходное напряжение должно поддерживаться постоянным, независимо от изменений входного напряжения или тока нагрузки. Это достигается путем построения схемы обратной связи, которая изменяет вход управления преобразователя (рабочее заполнение цикла ключа) таким образом, чтобы разница между выходным напряжением и требуемым опорным значением была минимизирована.



**Рис. 1. Упрощенная схема обратной связи повышающего преобразователя.**

Выходное напряжение повышающего преобразователя, работающего в установившемся режиме непрерывной проводимости (CCM), определяется как:

$$V_o = \frac{1}{1-D} V_{IN} \quad (1)$$

где  $D$  - рабочий цикл, а  $V_{IN}$  - входное напряжение. Из уравнения (1) видно, что схема компенсации обратной связи должна только увеличивать рабочий цикл при уменьшении выходного напряжения и наоборот. Однако выходное напряжение не всегда изменяется по фазе в зависимости от коэффициента заполнения. Предположим, что некоторое изменение переменного тока введено в рабочий цикл преобразователя как:

$$d(t) = D + \hat{d}(t) = D + \hat{d} \sin(\omega t) \quad (2)$$

где амплитуда изменения переменного тока  $|\hat{d}|$

намного меньше, чем установившийся рабочий цикл  $D$ .

Тогда выходное напряжение имеет вид, аналогичный:

$$v_o(t) = V_o + \hat{v}_o(t) = V_o + \hat{v}_o \sin(\omega t + \phi) \quad (3)$$

где амплитуда изменения переменного тока  $|\hat{v}_o|$  намного меньше, чем установившееся выходное напряжение  $V_o$ , а  $\phi$  - разность фаз между рабочим циклом и изменением выходного напряжения.

На рис. 2 показано, как отношение амплитуды и разности фаз между выходным напряжением и рабочим циклом изменяется при изменении частоты. На рис. 3 показано, как выходное напряжение фактически реагирует на изменение рабочего цикла в рабочих точках А и В. Когда рабочий цикл изменяется с частотой 1 кГц (точка А), выходное напряжение изменяется по фазе с рабочим циклом. Выходное напряжение изменяется в обратном направлении рабочего цикла, когда частота изменения переменного тока составляет 10 кГц (точка В). Это означает, что система обратной связи может быть системой положительной обратной связи, что приводит к нестабильности, если компенсационная сеть не спроектирована должным образом с учетом частотной характеристики ступени мощности. Вот почему понимание частотной характеристики ступени мощности важно для проектирования контура обратной связи.

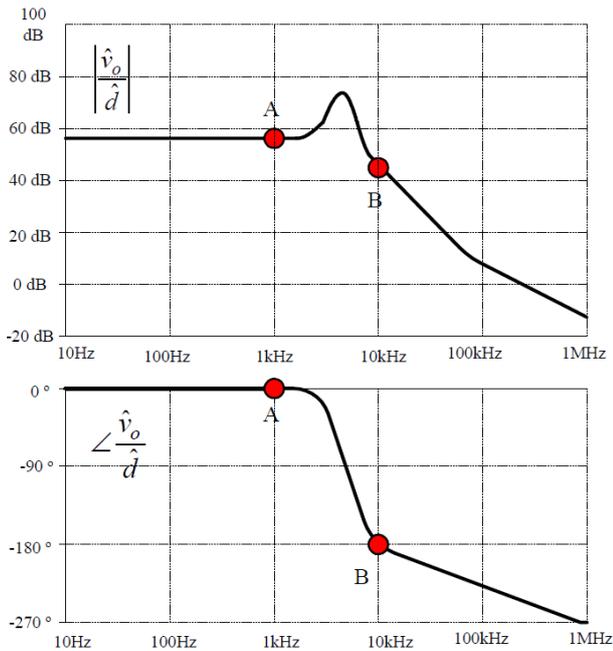


Рис. 2. Коэффициент амплитуды и разность фаз между выходным напряжением и рабочим циклом в зависимости от частоты.

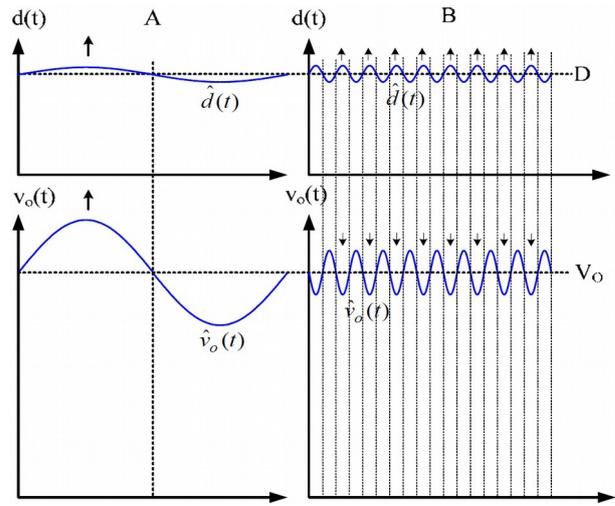


Рис. 3. Кривые выходного напряжения и коэффициента заполнения в рабочих точках А, В.

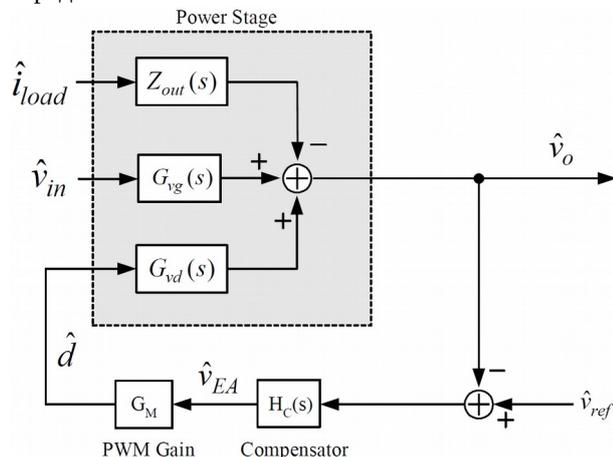
Чтобы понять частотную характеристику, динамическая модель импульсного преобразователя показывает, как изменения на входе, ток нагрузки или рабочий цикл влияют на выходное напряжение в зависимости от частоты. Несмотря на то, что поведение SMPS является в высшей степени нелинейным, система может быть линеаризована с использованием моделирования слабых сигналов, которое является обычной техникой анализа в электротехнике, используемой для аппроксимации поведения нелинейной системы с помощью линейных уравнений. Эта линеаризация формируется вокруг определенной рабочей точки и может быть точной для небольших отклонений вокруг этой точки. Любую нелинейную систему, которую можно количественно описать с помощью формулы, можно затем линеаризовать относительно точки смещения, взяв частные производные формулы по всем управляющим переменным. Методы моделирования слабых сигналов включают в себя усреднение схем и усреднение в пространстве состояний. Основная идея этих методов заключается в усреднении сигналов преобразователя за один цикл переключения. Это удаляет гармоники переключения и показывает низкочастотные составляющие переменного тока сигналов. Подробное обсуждение методов моделирования слабых сигналов выходит за рамки данной статьи. Эта статья посвящена тому, как бороться с результатом моделирования слабых сигналов для проектирования петли обратной связи.

## II. СТАБИЛЬНОСТЬ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Преобразователь с цепью обратной связи можно смоделировать, как показано на рис. 4. Выход преобразователя является функцией входного напряжения, рабочего цикла и выходного тока. Поскольку эти три входа не зависят друг от друга, изменение выходного напряжения можно выразить в виде линейной комбинации трех входов:

$$\hat{v}_o(s) = G_{vd}(s)\hat{d} + G_{vg}(s)\hat{v}_{in} - Z_{out}(s)\hat{i}_{load} \quad (4)$$

Передаточная функция от каждого изменения входа к изменению выходного напряжения может быть определена как:



$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \quad \text{если } \hat{v}_{in}=0 \text{ и } \hat{i}_{load}=0 \quad (5)$$

$$G_{vg}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}} \quad \text{если } \hat{d}=0 \text{ и } \hat{i}_{load}=0 \quad (6)$$

$$Z_{out}(s) = -\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{load}} \quad \text{если } \hat{v}_{in}=0 \text{ и } \hat{d}=0 \quad (7)$$

Рис. 4. Блок-схема преобразователя с обратной связью.

Как только контур обратной связи замкнут, передаточные функции от входного напряжения к выходному напряжению и от выходного тока к выходному напряжению выражаются как:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}} = \frac{G_{vg}(s)}{1+T(s)} \quad : \text{если } \hat{i}_{load}=0 \text{ и } \hat{v}_{ref}=0 \quad (8)$$

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_{load}} = \frac{Z_{out}(s)}{1+T(s)} \quad : \text{если } \hat{v}_{in}=0 \text{ и } \hat{v}_{ref}=0 \quad (9)$$

где  $T(s)$  — коэффициент передачи обратной связи, определяемый как произведение коэффициентов передачи на пути обратной связи (контура):

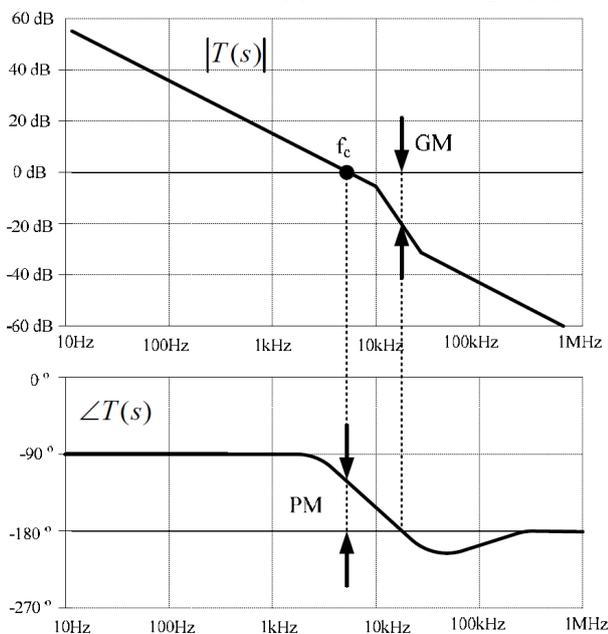
$$T(s) = G_{vd}(s) \cdot H_c(s) \cdot G_M \quad (10)$$

В уравнениях (8) и (9) изменение выхода можно уменьшить, увеличив коэффициент передачи обратной связи. Вот почему коэффициент передачи обратной связи по постоянному току должен быть бесконечным для устранения ошибок установившегося состояния постоянного тока.

Когда система устойчива, знаменатель  $1 + T(s)$  имеет корни только в левой полуплоскости. Теорема Найквиста об устойчивости является одним из критериев, используемых для определения устойчивости системы обратной связи, поскольку она сообщает, сколько правых полуплоскостей существует в системе обратной связи. Однако этот метод требует полярного графика, и поэтому не так просто получить представление о дизайне. К счастью, метод Найквиста может быть упрощен как метод запаса по фазе с использованием диаграмм Боде, если коэффициент передачи  $T(s)$  контура имеет только одну частоту единичного усиления. Поскольку преобразователи неизбежно используют выходной фильтр нижних частот, коэффициент передачи  $T(s)$  контура обычно имеет только одну частоту единичного усиления, а метод запаса фазы широко используется для разработки контура обратной связи.

График Боде - это график величины и фазы передаточной функции как функции частоты, где величина отображается в децибелах, а фаза в градусах соответственно, а частота отображается в логарифмической шкале. На данной частоте величина произведения двух передаточных функций равна сумме децибел магнитуд отдельных слагаемых. Аналогично, фаза произведения двух передаточных функций равна сумме фаз отдельных членов. Это делает график Боде простым и мощным инструментом для иллюстрации и расчета параметров усиления контура.

Предполагая, что график коэффициента передачи контура  $T(s)$  пересекает единицу (0 дБ) только один раз, система стабильна, если запаздывание фазы на частоте кроссовера составляет менее 180 градусов. На других частотах запаздывание фазы может превышать 180 градусов, и система может быть стабильной. Запас по фазе - это величина, на которую запаздывание фазы на частоте единичного усиления составляет менее 180 градусов. Запас усиления - это коэффициент, по которому усиление меньше единицы (0 дБ) на частоте, где запаздывание фазы составляет 180 градусов, как показано на рис. 5.



Как правило, запаздывание фазы в 45 градусов обеспечивает хороший отклик с небольшим перерегулированием.

Хотя система обратной связи стабильна, когда запаздывание фазы превышает 180 градусов на частотах ниже частоты единичного усиления; где усиление больше 0 дБ, оно может быть нестабильным, когда усиление контура уменьшается. Это «условно» стабильно и не является хорошей практикой.

Характеристики силового каскада определяются выбором топологии и метода управления, кратко изложенных в разделе III. Задача сети компенсации с обратной связью состоит в том, чтобы сформировать усиление контура так, чтобы оно имело частоту кроссовера в желаемом месте с достаточным запасом по фазе и усилению для хорошей динамической характеристики, регулирования линии и нагрузки и стабильности.

Рис. 5. Запас по фазе и коэффициенту передачи.

### III. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ УПРАВЛЕНИЕ-ВЫХОД ОСНОВНЫХ ТОПОЛОГИЙ

Среди трех передаточных функций, определенных в модели слабого сигнала преобразователя на рис. 4, передаточная функция управления-выхода является наиболее важной, поскольку она напрямую связана со стабильностью системы в сочетании с компенсационной сетью. В зависимости от способа управления и режима работы каждый преобразователь имеет свою передаточную функцию, которая обсуждается в этом разделе. Для упрощения анализа эффективные последовательные сопротивления индуктивности и конденсатора игнорируются. Влияние эффективных последовательных сопротивлений обсуждается в разделе V. Результаты основных неизолированных преобразователей можно адаптировать к изолированной версии понижающих, повышающих и понижающе-повышающего преобразователей путем введения коэффициента трансформации трансформатора.

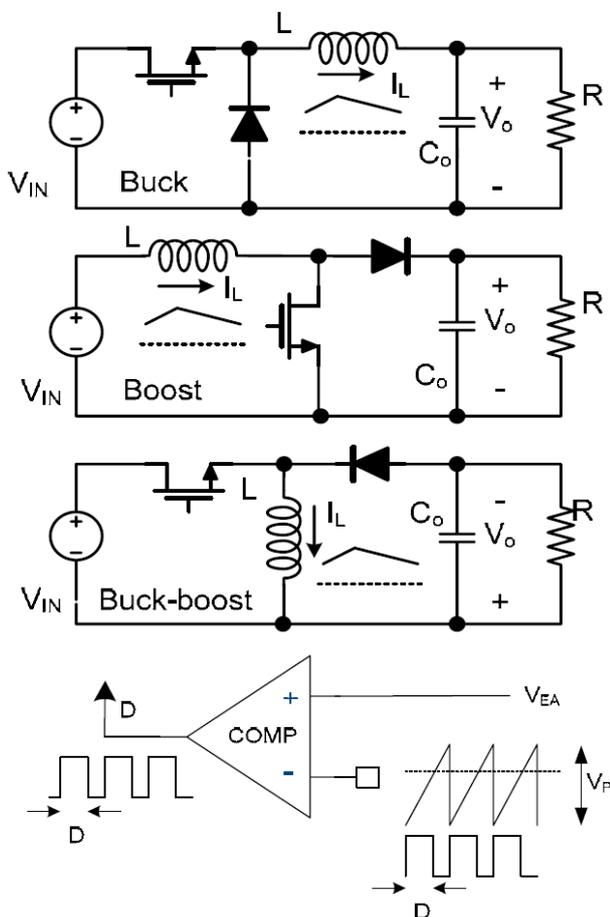
Стоит отметить, что выход усилителя ошибки ( $v_{EA}$ ) используется в качестве управляющего входа вместо рабочего цикла ( $d$ ) в Таблице 1 и Таблице 2. Он должен иметь согласованность при обсуждении управления в токовом режиме, где рабочий цикл не контролируется напрямую. Вместо этого пиковый ток индуктора контролируется выходом усилителя ошибки. Для управления в режиме напряжения передаточная функция выход-рабочий цикл усилителя ошибки имеет вид:

$$\frac{\hat{d}}{\hat{v}_{EA}} = \frac{1}{V_P} \quad (11)$$

где  $V_P$  — величина перепада от пика до пика пилообразного сигнала, показанного на рис. 6.

#### Управление режимом напряжения в режиме непрерывной проводимости (CCM)

На рис. 6 концептуально показано, как реализовано управление в режиме напряжения. Управляющий вход — это выход усилителя ошибок, который сравнивается с фиксированными пилообразными сигналами для генерации рабочего цикла. Передаточные функции управления на выход основных преобразователей с управлением по напряжению приведены в Таблице 1. Понижающий преобразователь имеет передаточную функцию управление-выход, содержащую два полюса. Между тем, повышающий и понижающе-повышающий преобразователи имеют два полюса и нулевую правую полуплоскость (RHP). При нулевом значении RHP фаза падает на 90 градусов подобно полюсу левой полуплоскости, в то время как при увеличении нуля в левой полуплоскости коэффициент усиления увеличивается на 20 дБ / декаду. Правая полуплоскость нуля движется в зависимости от



состояния нагрузки и рабочего цикла, что очень затрудняет создание высокочастотного единичного усиления для повышающего и понижающе-повышающего преобразователей, работающих в CCM, как это видно в примере понижающе-повышающего преобразователя на рис. 7. В уравнениях (13) и (14) ноль RHP является самым низким при большой нагрузке и условиях низкого входного напряжения, что должно быть наихудшим случаем для схемы контура обратной связи. На рис. 8 показано, как ноль RHP влияет на динамику системы, используя пример понижающе-повышающего преобразователя. Перед применением ступенчатого изменения коэффициента заполнения, понижающе-повышающий преобразователь работает в устойчивом состоянии. Когда происходит ступенчатое увеличение коэффициента заполнения, ток индуктора постепенно увеличивается. Первоначально среднее значение тока диода уменьшается с уменьшением времени проводимости диода, а ток индуктора остается неизменным. Это приводит к временному падению выходного напряжения, которое восстанавливается, когда ток индуктора увеличивается до значения установившегося состояния. Таким образом, наличие нуля RHP приводит к тому, что выход изменяется в противоположном направлении, когда рабочий цикл изменяется быстро, что ограничивает скорость контура управления.

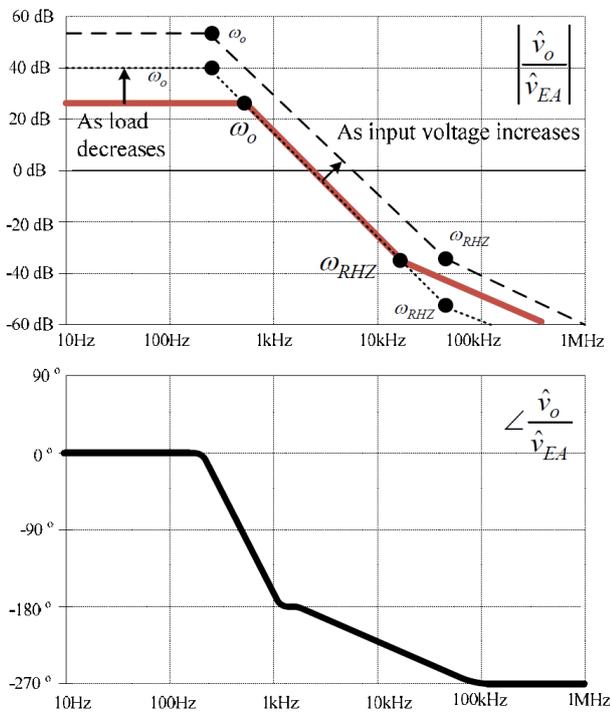
**Рис. 6. Управление в режиме напряжения основных преобразователей, работающих с непрерывным током (CCM).**

**ТАБЛИЦА 1. Передаточные функции управление-выход основных преобразователей (CCM, режим управления по напряжению)**

Топология	Передаточная функция управление-выход	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}, \text{ где } \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_o}}, \quad Q = R_L \sqrt{\frac{C_o}{L}}$	(12)
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot (1-D)} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{RHZ}}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}, \text{ где } \omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{LC_o}}, \quad Q = (1-D) \cdot R_L \sqrt{\frac{C_o}{L}}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L}$	(13)
Buck-Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot D(1-D)} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{RHZ}}}{1 + \frac{s}{Q\omega_o} + \left(\frac{s}{\omega_o}\right)^2}, \text{ где } \omega_o = \frac{1-D}{\sqrt{LC_o}}, \quad Q = (1-D) \cdot R_L \sqrt{\frac{C_o}{L}}$ $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{D \cdot L}$	(14)

*Управление напряжением в режиме прерывистой проводимости (DCM)*

Для работы DCM ток индуктора сбрасывается на ноль для каждого цикла переключения, что делает влияние динамики индуктора незначительным. Следовательно, характеристики DCM имеют однополюсную передаточную функцию, как показано в таблице 2. Нулевая правая полуплоскость не существует для работы DCM, поскольку ток индуктора сбрасывается на ноль для каждого цикла переключения и внезапного изменения рабочего цикла, не вызывая временного уменьшения среднего тока диода, как показано на рис. 9.



**Рис. 8. Влияние нуля RHP на динамику системы повышающего преобразователя**

**Рис. 7. Влияние нуля RHP на передаточную функцию управления на выход понижающего повышающего преобразователя**

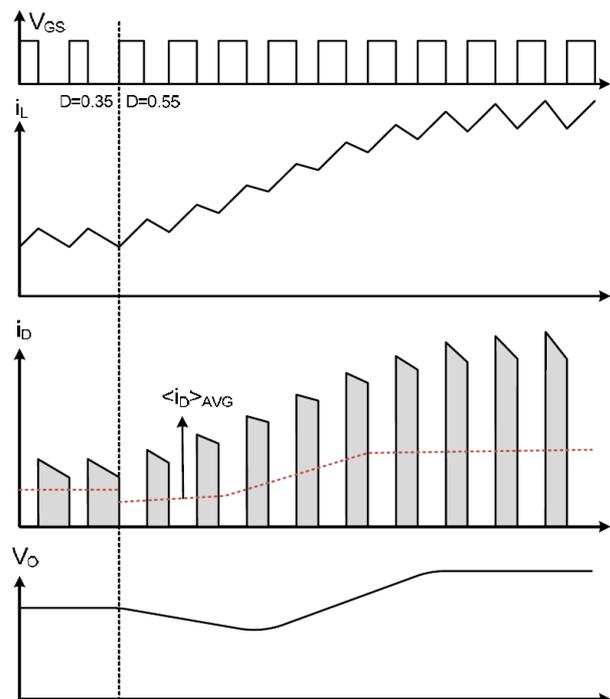


ТАБЛИЦА 2. Передаточные функции управление-выход основных преобразователей (DCM, режим управления по напряжению)

Топология	Передаточная функция управление-выход	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{2V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{1-M}{2-M} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2-M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$ , $M = \frac{V_o}{V_{IN}}$	(15)
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{2V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{M-1}{2M-1} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2M-1}{M-1} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$ , $M = \frac{V_o}{V_{IN}}$	(16)
Buck-Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = \frac{V_o}{V_p \cdot D} \cdot \frac{1}{1+\frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2-M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$ , $M = \frac{V_o}{V_{IN}}$	(17)

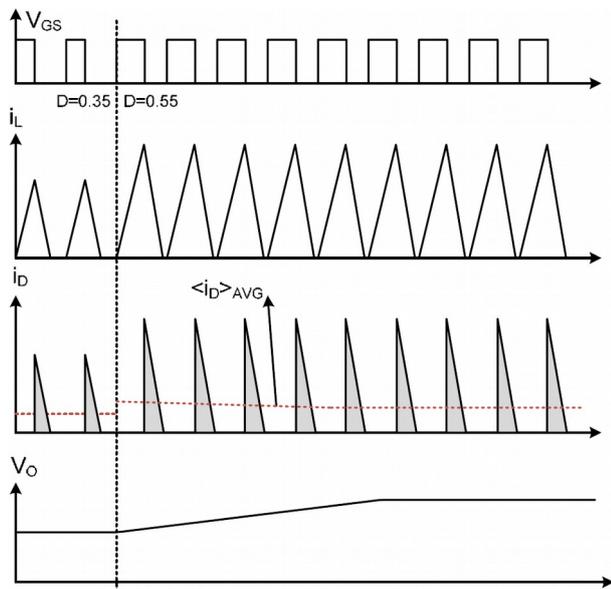


Рис. 9. Отсутствие влияния нуля RHP на динамику повышающего преобразователя

*Токвое управление в режиме CCM*

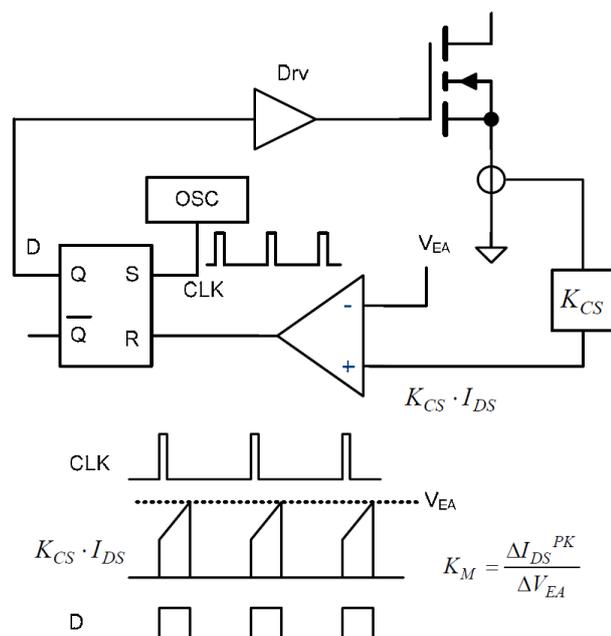
На рис. 10 показана упрощенная схема управления в токовом режиме. Выход усилителя ошибки определяет пиковый уровень тока. Синхронизирующий сигнал на устанавливаемом входе SR-триггера инициирует цикл переключения, и переключатель отключается, когда измеренная информация тока переключения достигает выхода усилителя ошибки. Таким образом, рабочий цикл контролируется косвенно.

Характеристики управляемых по току топологий имеют однополюсную передаточную функцию, как показано в Таблице 3. Следует отметить, что правая полуплоскость ноль все еще существует для повышающих и понижающе-повышающих преобразователей, пока эти преобразователи работают в CCM. Коэффициент передачи  $K_M$  в таблице 3 определяется как:

$$K_M = \frac{\Delta I_{DS}^{PK}}{\Delta V_{EA}} \quad (18)$$

Когда для измерения тока используется шунт, коэффициент передачи определяется как проводимость шунта ( $1 / R_{CS}$ ).

Рис. 10. Токвый режим управления основными преобразователями в CCM.



**ТАБЛИЦА 3. Передаточные функции управление-выход основных преобразователей (CCM, режим управления по току)**

Топология	Передаточная функция управление-выход	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot R_L \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{1}{R_L C_o}$	(19)
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot \frac{(1-D) R_L}{2} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{RHZ}}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{L}$ , $\omega_p = \frac{2}{R_L C_o}$	(20)
Buck-Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot \frac{(1-D) R_L}{1+D} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{RHZ}}}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_{RHZ} = \frac{(1-D)^2 R_L}{D \cdot L}$ , $\omega_p = \frac{(1+D)}{R_L C_o}$	(21)

*Токовый режим управления в DCM*

При управлении в токовом режиме работа DCM не вызывает значительных изменений в передаточной функции. Характеристики DCM имеют однополюсную передаточную функцию, очень похожую на те, которые работают с CCM, как показано в таблице 4. Правая полуплоскость ноль не существует для работы DCM.

**ТАБЛИЦА 4. Передаточные функции управление-выход основных преобразователей (DCM, режим управления по току)**

Топология	Передаточная функция управление-выход	
Buck	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = 2 K_M \cdot V_o \cdot \frac{1-M}{2-3M} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2-3M}{1-M} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$	(22)
Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = 2 K_M \cdot V_o \cdot \frac{M-1}{2M-1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2M-1}{M-1} \cdot \frac{1}{R_L C_o}$	(23)
Buck-Boost	$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{EA}} = K_M \cdot V_o \cdot \frac{1}{1 + \frac{s}{\omega_p}}$ , где $\omega_p = \frac{2}{R_L C_o}$	(24)

**IV. СХЕМА КОМПЕНСАЦИИ**

Задача схемы компенсации обратной связи состоит в том, чтобы сформировать коэффициент передачи контура так, чтобы он имел частоту единичного усиления в желаемом месте с достаточным запасом по фазе и усилению для хорошей динамической характеристики, регулирования линии, нагрузки и стабильности. Как отмечалось в предыдущем разделе, низкочастотное усиление (усиления постоянного тока) передаточных функций управление-выход не являются бесконечными. Следовательно, для схемы компенсации неизбежно требуется интегратор, чтобы сделать усиление контура бесконечным при нулевой частоте (DC). Однако интегратор вызывает падение фазы на 90 градусов; в компенсации должны использоваться нули для компенсации падения фазы.

По количеству нулей и полюсов компенсационную сеть можно разделить на три типа.

**Компенсация Тип I**

Это самая простая конфигурация, которая показана на рис. 11. Она содержит только интегратор:

$$H_C(s) = \frac{\omega_1}{s} \quad (25)$$

где  $\omega_1$  - коэффициент передачи интегратора.

Тип I можно использовать только для приложений с низким быстродействием, поскольку частота единичного усиления всегда ограничена ниже полюса передаточной функции ступени мощности, как показано на рис. 11.

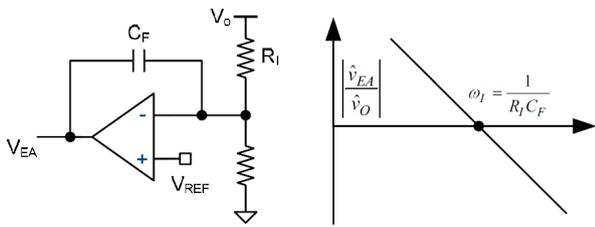


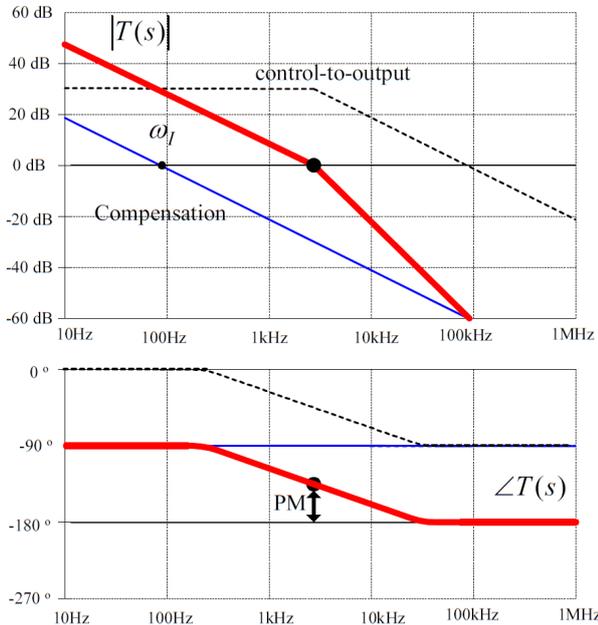
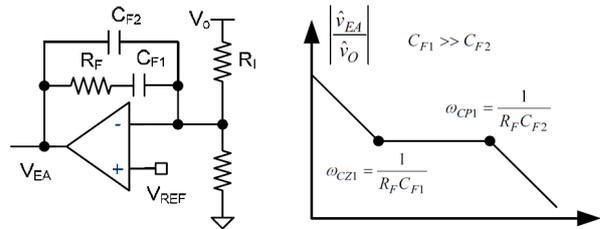
Рис. 11. Компенсация Тип I.

### Компенсация Тип II

Он содержит интегратор, один полюс и один ноль, как показано на рис. 12. Передаточная функция имеет вид:

$$H_C(s) = \frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{1 + \frac{s}{\omega_{CZ1}}}{1 + \frac{s}{\omega_{CP1}}} \quad (26)$$

где  $\omega_I$  - коэффициент передачи интегратора,  $\omega_{CZ1}$  - ноль компенсации, а  $\omega_{CP1}$  - полюс компенсации.



Ноль вводится для компенсации падения фазы, вызванного интегратором, в то время как полюс используется для ослабления пульсации переключения.

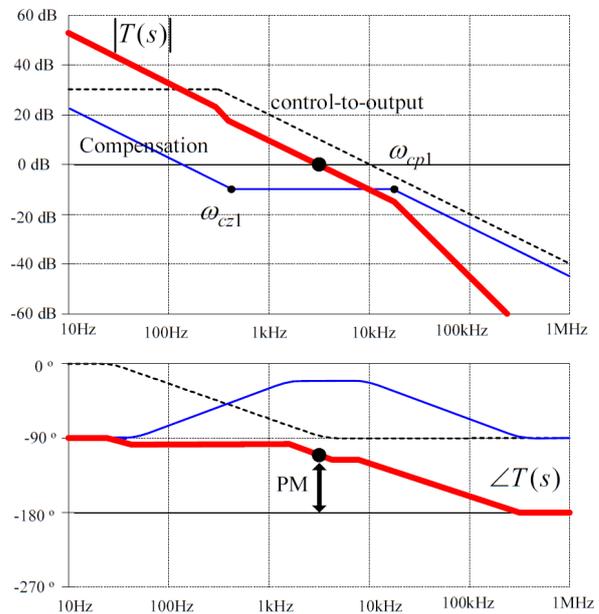
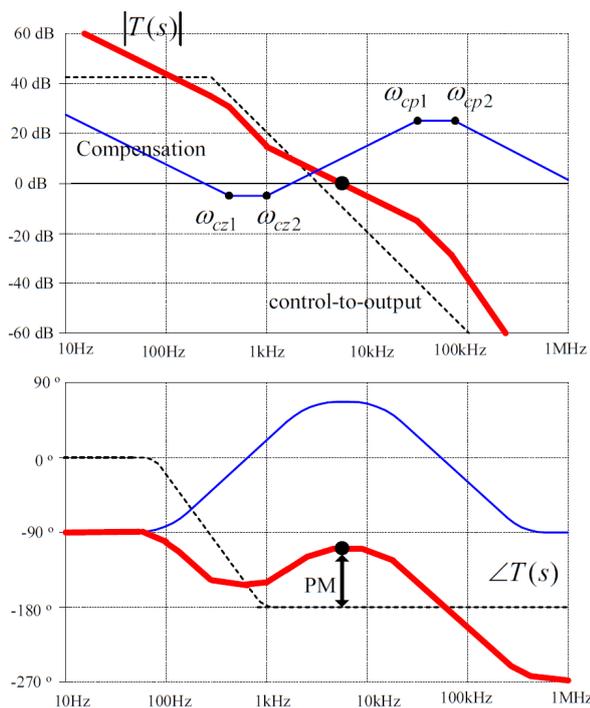
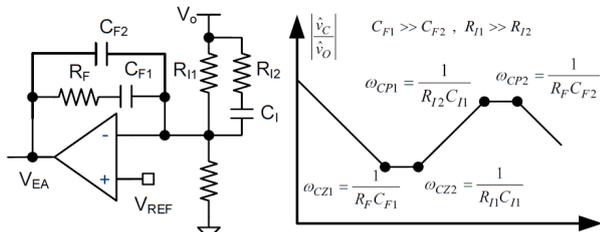


Рис. 12. Компенсация типа II.



Компенсация типа II обычно используется для системы с однополюсной передаточной функцией управления-выход. Он может обеспечить максимальный запас по фазе  $90^\circ$  для однополюсной системы с частотой единичного усиления выше, чем полюс ступени мощности, как показано на рис. 12.

### Компенсация типа III

Он содержит интегратор, два полюса и два нуля, как показано на рис. 13. Передаточная функция имеет вид:

$$H_C(s) = \frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{CZ2}}\right)}{\left(1 + \frac{s}{\omega_{CP1}}\right) \cdot \left(1 + \frac{s}{\omega_{CP2}}\right)} \quad (27)$$

где  $\omega_I$  - коэффициент усиления интегратора,  $\omega_{CZ1}$  и  $\omega_{CZ2}$  - нули компенсации, а  $\omega_{CP1}$  и  $\omega_{CP2}$  - полюсы компенсации.

Рис. 13. Компенсация типа III.

Тип III обычно используется для двухполюсной передаточной функции управление-выход, где компенсация типа III может обеспечить максимальный запас по фазе 90 ° с частотой единичного усиления выше, чем у двойного полюса, как показано на рис. 13.

## V. ПРАКТИЧЕСКИЕ ВОПРОСЫ В КОНСТРУИРОВАНИИ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

### Эффективное последовательное сопротивление конденсатора

Электролитический конденсатор широко используется для выходного конденсатора ступени питания преобразователя, поскольку большая емкость может быть получена при относительно низкой стоимости. Однако электролитический конденсатор имеет большое эффективное последовательное сопротивление (ESR) по сравнению с другими конденсаторами, такими как пленочные и керамические. Некоторые производители конденсаторов предоставляют спецификации коэффициента рассеяния ( $\tan\delta$ ), а не фактическое значение ESR. ESR может быть аппроксимировано из:

$$R_C = \frac{\tan \delta}{2 \pi f \cdot C} \quad (28)$$

где  $f$  - частота, указанная в техническом описании для коэффициента рассеяния (обычно 120 Гц), а  $C$  — величина емкости конденсатора.

Обычно ESR, рассчитанное по уравнению (28), больше измеренного значения на частоте переключения, поскольку ESR содержит частотно-зависимую часть - сопротивление оксидного слоя. На рис. 14 показано типичное измерение импеданса электролитического конденсатора (семейство Rubycon YXG, 1000 мкФ, 25 В). Таблица 5 и Таблица 6 показывают коэффициент рассеяния и технические характеристики ESR электролитического конденсатора (семейство Rubycon YXG).

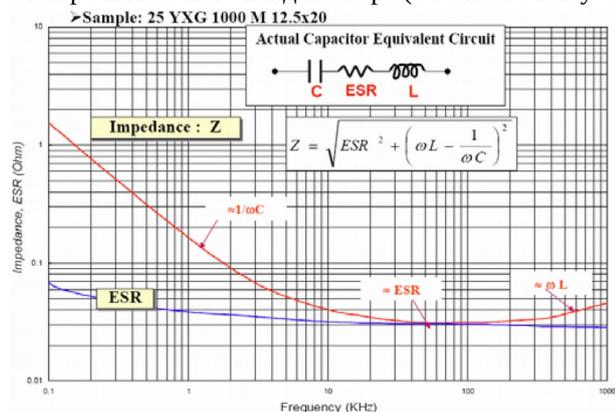


Рис. 14. Эквивалентная схема и ESR электролитического конденсатора (таблица данных Rubycon, семейство YXG).

ESR выходного конденсатора вводит ноль ESR ( $\omega_{ERZ}$ ) в передаточную функцию ступени мощности как:

$$\frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{EA}} \Big|^{ESR} = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{EA}} \cdot \left( \frac{s}{\omega_{ERZ}} + 1 \right) \quad (29)$$

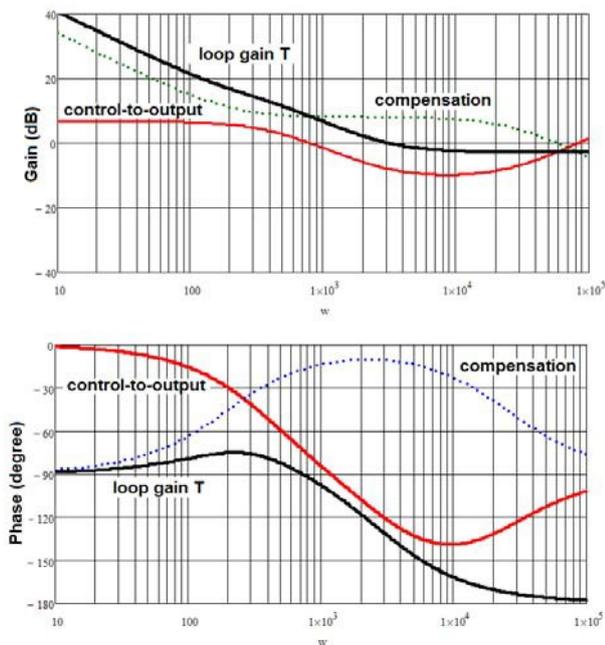
где  $\omega_{ERZ} = 1 / (R_C C_O)$ , а  $\hat{v}_O / \hat{v}_{EA}$  - передаточная функция управление-выход, игнорирующая ESR выходного конденсатора, как показано в Таблице 1 ~ Таблице 4.

ТАБЛИЦА 5. Коэффициент рассеяния электролитического конденсатора (RUBYCON, сем. YXG)

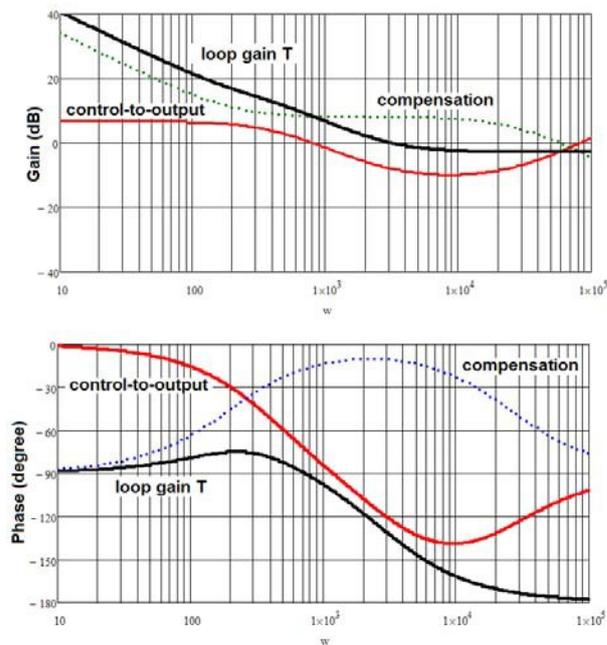
Номинальное напряжение, В	6.3	10	16	25	35	50	63	100
$\tan \delta$	0.22	0.19	0.16	0.14	0.12	0.1	0.09	0.08

ТАБЛИЦА 6. ESR электролитического конденсатора (RUBYCON, сем. YXG)

Номинальное напряжение 25 В (1E)			
Номинальная ёмкость	Размер $\phi D \times L$ (mm)	Импеданс ( $\Omega$ макс)	
		20°C, 100 кГц	-10°C, 100 кГц
680	12.5 x 16	0.049	0.16
820	10 x 23	0.042	0.17
1000	10 x 28	0.031	0.12
1000	12.5 x 20	0.035	0.12
1000	16 x 16	0.042	0.12
1200	18 x 16	0.043	0.11



(а) Стабильный (PM = 45°, ESR = 0.035Ω, W<sub>ESR</sub> = 25крад / с при 25°С)



(б) Нестабильный (ESR = 0.12Ω, W<sub>ESR</sub> = 6.25крад / с при -10°С)

Рис. 15. Влияние изменения нуля ESR на стабильность системы (ESR = 0.12 Ом, W<sub>ESR</sub> = 6.25 Крад / с при 25 ° С)

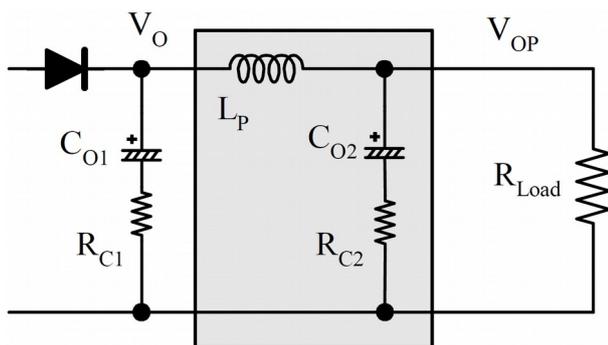
Ноль ESR происходит около или ниже желаемой частоты единичного усиления и имеет широкий диапазон вариаций, особенно в зависимости от температуры, как показано в таблице 6. На рис. 15 показано, как ноль ESR влияет на стабильность системы. При 25°С ноль ESR (25 крад / с) намного выше, чем ширина полосы (3 крад / с), и система стабильна с запасом по фазе 45°. Однако при -10 ° С ноль ESR снижается до 6.25 крад / с, что делает систему нестабильной. Поэтому при проектировании контура обратной связи следует учитывать достаточный запас усиления.

### Эффект после ступени LC фильтра

Из-за относительно большого ESR электролитических конденсаторов дополнительные ступени LC-фильтра (постфильтр) обычно используются для соответствия спецификации выходной пульсации, как показано на рис. 16. Этот метод более эффективен, чем параллельное использование нескольких конденсаторов для уменьшения ESR. Однако, как только LC-фильтр добавлен, он вводит двойной полюс в передаточную функцию управления на выход, уменьшая фазу на 180 градусов, как показано на рис. 17. С учетом ESR каждого конденсатора, передаточная функция управление-выход силовой ступени получается как:

$$G_{PLC} = \frac{\hat{v}_{op}}{\hat{v}_{EA}} \Big|^{PLC} = \frac{\hat{v}_O}{\hat{v}_{EA}} \cdot \frac{1 + \frac{1}{\omega_{ZER1}}}{1 + \frac{s}{Q\omega_{op}} + \left(\frac{s}{\omega_{op}}\right)^2}, \text{ где } \omega_{op} = \sqrt{\frac{C_{O1} + C_{O2}}{L_P \cdot C_{O1} C_{O2}}}, \quad Q = \frac{R_{Load}}{L_P} \quad (30)$$

Даже для импульсных преобразователей, работающих в токовом режиме, у которых передаточная функция управление-выход имеет первый порядок, это дополнительное падение фазы на 180 ° делает практически невозможным размещение частоты единичного усиления выше двойного полюса постфильтрового фильтра. Таким образом, следует соблюдать особую осторожность, чтобы не устанавливать слишком низкую угловую частоту при использовании постфильтров.



Как правило, угловая частота постфильтра устанавливается равной примерно 1/10 ~ 1/5 от частоты переключения, чтобы обеспечить надлежащее затухание пульсации переключения при сохранении разумной ширины полосы.

Рис. 16. Пост LC фильтр.

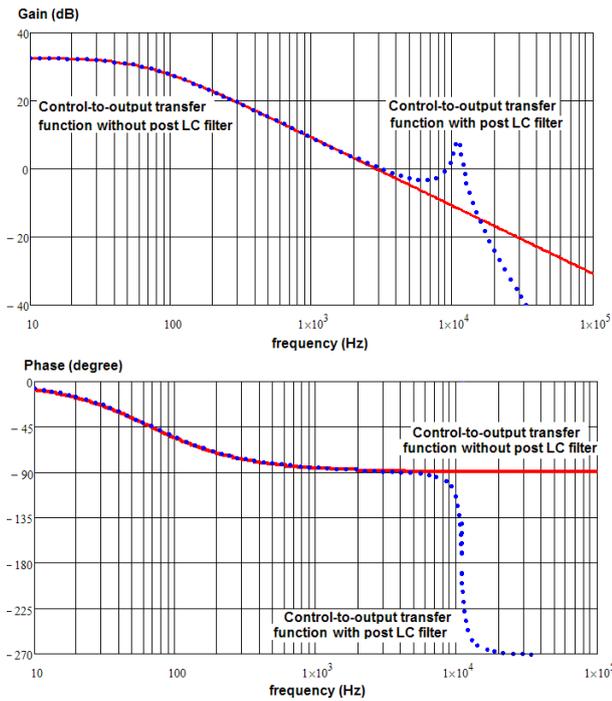


Рис. 17. Влияние пост LC фильтра на передаточную функцию ступени мощности.

### Характеристики оптопары

Для большинства применений автономного источника питания оптопара обычно используется для передачи информации о выходном напряжении на первичную сторону, где расположен ШИМ-контроллер. Оптопара обычно моделируется как идеальный управляемый ток с фиксированным коэффициентом передачи тока (CTR) для конструкции управления с обратной связью. Однако при использовании оптопары следует соблюдать особую осторожность. Во-первых, CTR не является фиксированным значением и имеет большие вариации. Например, спецификация CTR FOD817A составляет от 80 до 160 для данного тока смещения 5 мА. Кроме того, CTR сильно зависит от тока смещения, как показано на рис. 18. В конструкции контура обратной связи должен быть достаточный запас усиления, чтобы учесть изменение CTR. Обратите внимание, что оптопара вводит среднечастотный полюс из-за емкости перехода коллектор-эмиттер. Поскольку

соединение коллектор-база в фототранзисторе используется в качестве детектора света, его площадь относительно велика, что приводит к большой эффективной емкости коллектор-эмиттер. Типичная емкость перехода коллектор-эмиттер составляет 10-30 нФ для FOD817A, который выводит полюс на частоте около 10 кГц с резистором смещения 1 кОм. Этот полюс может возникать вокруг желаемой частоты единичного усиления, что делает систему нестабильной. Следовательно, этот дополнительный полюс следует учитывать при проектировании схемы компенсации.

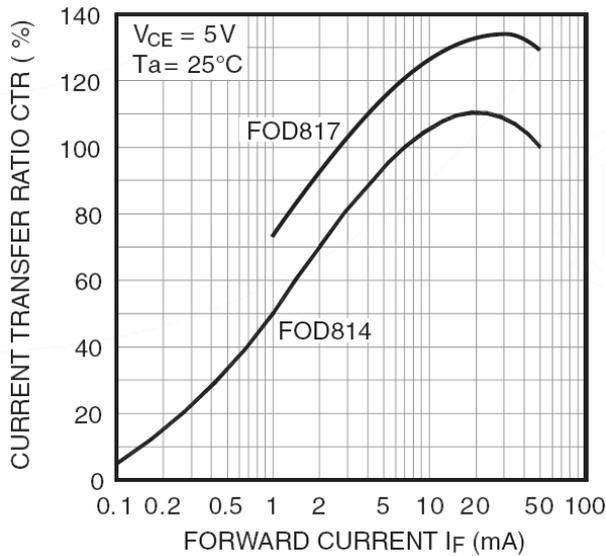


Рис. 18. Изменение CTR оптопары с током смещения.

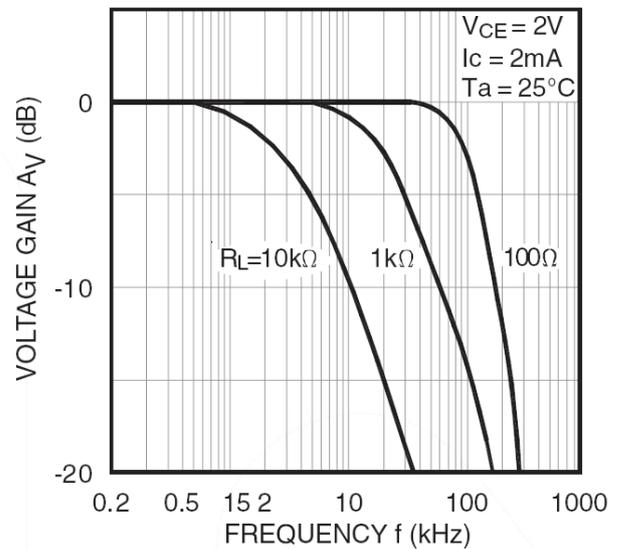


Рис. 19. АЧХ оптопары и тестовой цепи.

### Использование шунтирующего регулятора KA431

Шунтовый регулятор KA431 широко используется для реализации сети компенсации обратной связи для SMPS, поскольку он включает в себя источник опорного напряжения, усилитель ошибки, и драйвер в компактном 3-х выводном корпусе. В частности, токовая ступень драйвера делает его очень подходящим для управления оптопарой для автономных приложений SMPS. На рис. 20 показана типичная схема компенсации типа II в сочетании с оптопарой. Разница между внутренним заданием и деленным выходным напряжением усиливается с помощью усилителя с внутренней ошибкой. Выход усилителя ошибок преобразуется в ток, который протекает через оптопару, передавая сигнал ошибки первичной стороне. Посылая сигнал об ошибке непосредственно вместо информации о выходном напряжении, эффект изменения CTR может быть минимизирован.

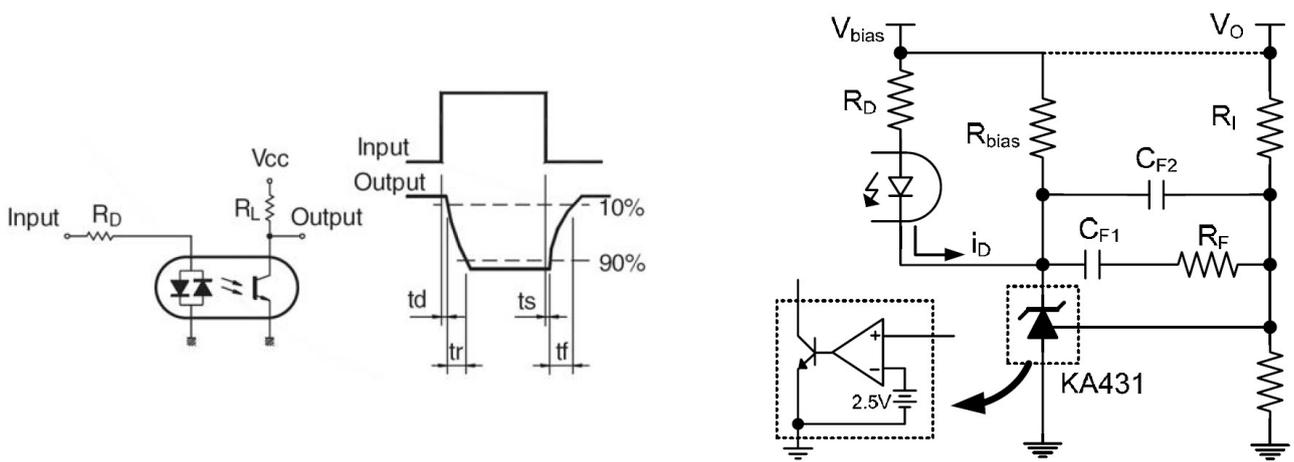


Рис. 20. Схема применения с КА431.

Напряжение смещения для КА431 может быть получено из стабильного постоянного напряжения или выходного напряжения, как показано на рис. 20. В зависимости от того, где получено напряжение смещения, передаточная функция схемы компенсации изменяется. Линеаризованное уравнение слабого сигнала для тока и выходного напряжения оптодиода имеет вид:

$$\hat{i}_D = \frac{1}{R_D} \hat{v}_{bias} + \frac{\left( R_F + \frac{1}{sC_{F1}} \right) \parallel \frac{1}{sC_{F2}}}{R_D R_I} \hat{v}_O \quad (31)$$

Когда  $V_{bias}$  является стабильным постоянным напряжением, не зависящим от выходного напряжения,  $\hat{v}_{bias}$  равно нулю, и передаточная функция компенсационной сети задается как:

$$\frac{\hat{i}_D}{\hat{v}_O} = \frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{\frac{s}{\omega_{CZ1}} + 1}{\frac{s}{\omega_{CP1}} + 1}, \quad \text{где} \quad \omega_I = \frac{1}{R_I R_D C_F}, \quad \omega_{CZ1} = \frac{1}{R_F C_F}, \quad \omega_{CP1} = \frac{1}{R_F C_{F2}} \quad (32)$$

при условии, что  $C_{F1}$  намного больше, чем  $C_{F2}$ .

Принимая во внимание, что, когда  $V_{bias}$  подключен к выходному напряжению,  $\hat{v}_{bias}$  равно  $\hat{v}_O$ , вводится другой член пропорционального усиления, и передаточная функция уравнения (32) изменяется на:

$$\frac{\hat{i}_D}{\hat{v}_O} = \frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{\left( \frac{s}{\omega_{CZ1}} + 1 \right) \cdot \left( \frac{s}{\omega_{CZ2}} + 1 \right)}{\frac{s}{\omega_{CP1}} + 1}, \quad \text{где} \quad \omega_I = \frac{1}{R_I R_D C_F}, \quad \omega_{CZ1} = \frac{1}{R_F C_{F1}}, \quad \omega_{CP1} = \frac{1}{R_F C_{F2}} \quad (33)$$

и  $\omega_{CZ2} = \frac{1}{R_I C_{F2}}$ , предполагая, что  $R_F$  намного больше, чем  $R_I$ .

Как видно из уравнения (33), использование  $C_{F2}$  параллельно с  $R_F$  и  $C_{F1}$  (когда  $V_{bias}$  подключен к выходному напряжению) вводит еще один ноль для компенсации типа II. Эта конфигурация не рекомендуется, поскольку она усложняет компенсацию обратной связи. Вместо этого обычно делают высокочастотный полюс с использованием конденсатора и резистора на первичной стороне, как показано на рис. 21. Затем схема компенсации становится типом II, рассчитанным как:

$$\frac{\hat{v}_{EA}}{\hat{v}_O} = \frac{\omega_I}{s} \cdot \frac{\frac{s}{\omega_{CZ1}} + 1}{\frac{s}{\omega_{CP1}} + 1} \quad \text{где} \quad \omega_I = \frac{R_B}{R_I R_D C_F}, \quad \omega_{CZ1} = \frac{1}{R_F C_F}, \quad \omega_{CP1} = \frac{1}{R_B C_B} \quad (34)$$

Путь компенсации через резистор  $R_D$  также вызывает очень интересные особенности, когда используется постфильтровый LC-фильтр, и  $R_D$  подключен до ступени пост-фильтра, как показано на рис. 22. Путь через  $R_D$  обеспечивает пропорциональное усиление без двойного полюса, вызванного пост LC фильтр. Эта конфигурация очень эффективна для увеличения запаса по фазе, когда частота единичного усиления близка к двойному полюсу пост-фильтра.

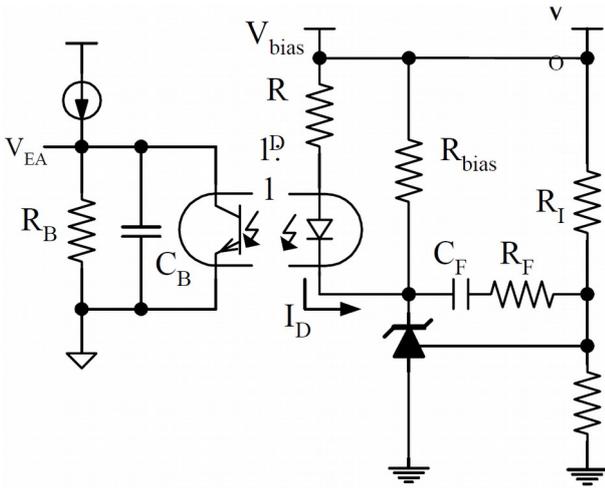


Рис. 21. Типичная схема применения с КА431.

**Несколько выходных обмоток трансформатора**

При наличии нескольких выходов для преобразователя, использующего несколько обмоток трансформатора, передаточные функции управление-выход в таблице 1 ~ таблице 4 следует соответствующим образом изменить. Для обратноходовых преобразователей с несколькими выходами, все выходы параллельны с точки зрения эквивалентной схемы, поскольку ток намагничивания должен питать все выходы. Поэтому следует учитывать все выходные сопротивления, даже если для компенсации обратной связи воспринимается только один выход, как показано на рис. 23.

Однако для прямоходовых преобразователей все выходы независимы друг от друга с точки зрения эквивалентной схемы, поскольку источник входного напряжения питает все выходы. Таким образом, для схемы компенсации необходимо учитывать только управляемый по обратной связи выход, как показано на рис. 24.

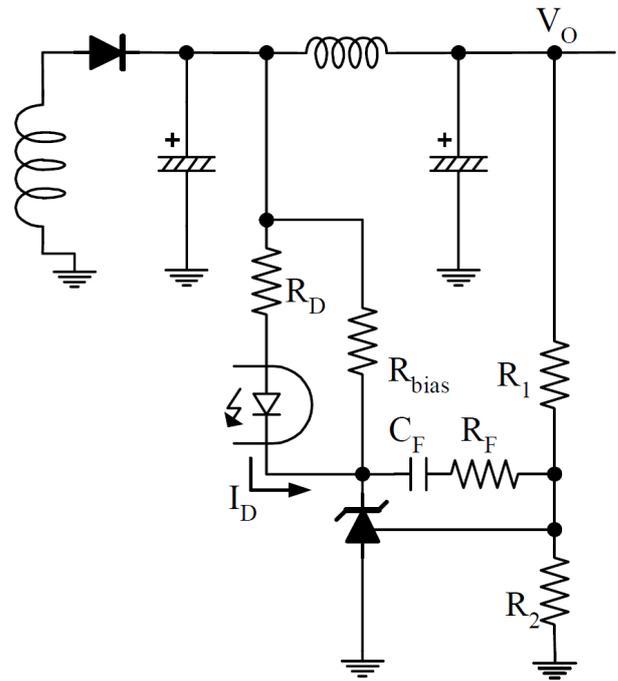


Рис. 22. Типичная схема применения с КА431 с использованием пост LC фильтра.

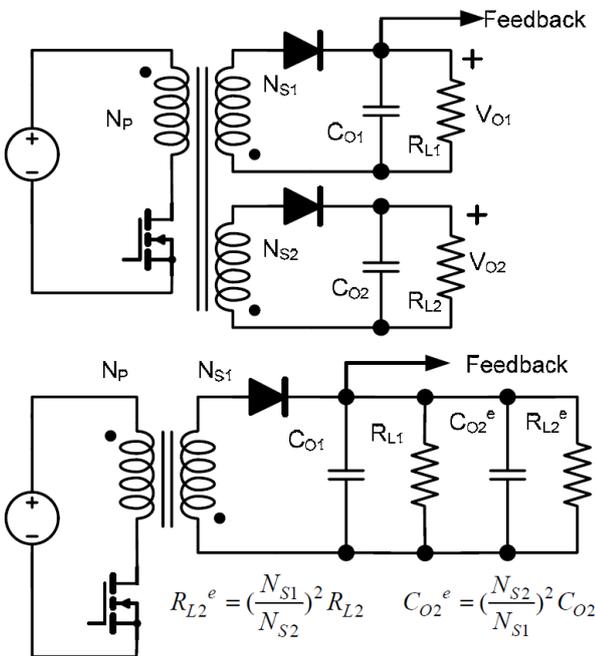


Рис. 23. Обратный преобразователь с несколькими выходами.

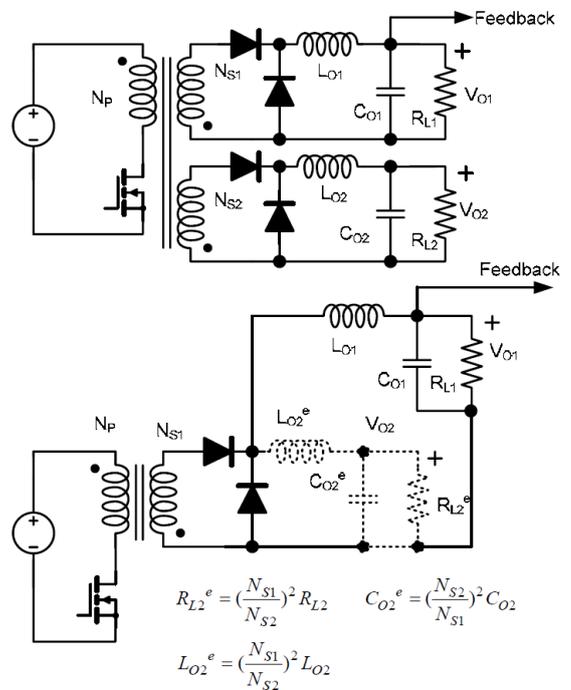


Рис. 24. Прямой преобразователь с несколькими выходами.

## VI. ИЗМЕРЕНИЕ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ И КОЭФФИЦИЕНТА ПЕРЕДАЧИ КОНТУРА

Передачная функция управление-выход или коэффициент передачи контура силовой ступени может быть измерен с использованием сетевого анализатора или анализатора частотных характеристик. Сетевой анализатор обеспечивает синусоидальное выходное напряжение контролируемой амплитуды и частоты. Этот сигнал может быть введен в систему для измерения в любом месте. Анализатор также имеет два входа: А и В. Сетевой анализатор выполняет функцию узкополосного следящего вольтметра. Он измеряет компоненты А и В на частоте впрыска и отображает величину и фазу  $V / A$ . Сетевой анализатор может автоматически качать частоту сигнала впрыска, чтобы генерировать амплитудные и фазовые диаграммы функции передачи  $V / A$ . Точка ввода сигнала должна находиться на пути прохождения сигнала с низким сопротивлением источника и высоким сопротивлением нагрузки, чтобы минимизировать нагрузочную нагрузку сетевого анализатора. На пути петли обратной связи может быть две точки ввода сигнала (P-1 и P-2), как показано на рис. 25. Точка P-1 находится последовательно с выходом и наиболее широко используется для приложений с одним выходом. Тем не менее, он становится недействительным с включением многоконтурной системы обратной связи с несколькими выходами. Между тем, точка P-2 находится между усилителем ошибки напряжения и компаратором широтно-импульсной модуляции (ШИМ). Эта точка очень полезна для цепи обратной связи с несколькими выходами, поскольку все сигналы обратной связи суммируются и проходят через эту точку. Это также полезно для применения с выходом высокого напряжения, поскольку входное напряжение сетевого анализатора (А и В) обычно ограничено значением ниже 20 В. Однако эта точка обычно является внутренней для большинства интегральных схем ШИМ и поэтому недоступна. Когда точка P-2 недоступна, вместо нее можно использовать альтернативную конфигурацию схемы, такую как показанная на рис. 26, которая эквивалентна конфигурации для точки P-2 на рис. 25. На рис. 27 показана другая альтернатива конфигурации, где усилитель  $g_m$  используется для усилителя ошибки.

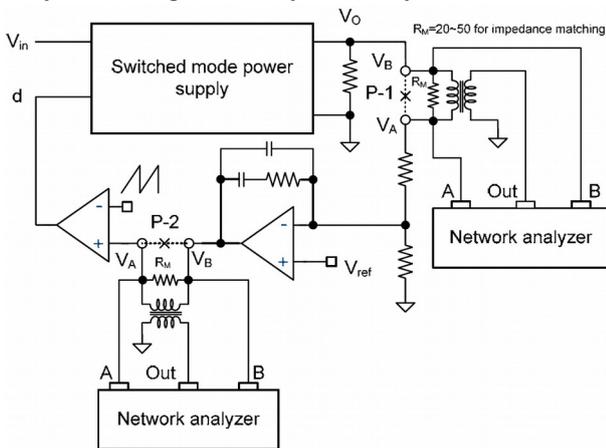


Рис. 25. Измерение усиления контура.

Рис. 26. Альтернативная конфигурация измерения для ввода сигнала на выходе усилителя ошибки.

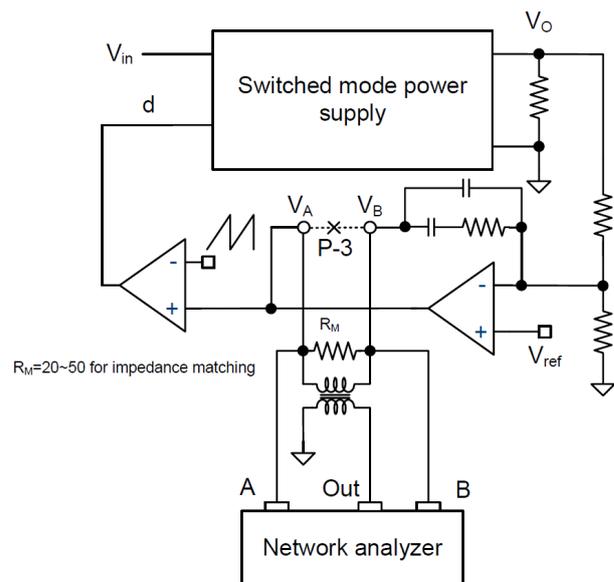
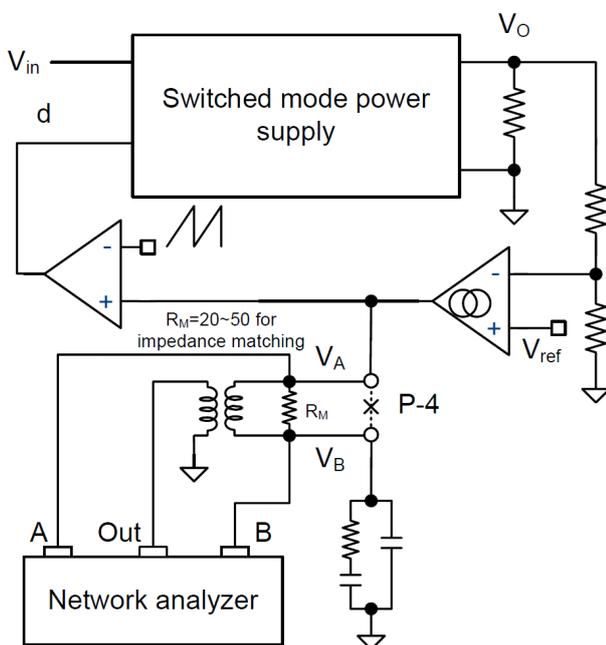


Рис. 27. Альтернативная конфигурация измерения для подачи сигнала на выход усилителя ошибки (усилитель  $g_m$ ).

## VII. ВЫВОД

Обсуждается фундаментальная цель слабосигнального моделирования источника питания. Были рассмотрены функции передачи слабых сигналов для базовых преобразователей и сетей общей компенсации. Были рассмотрены и представлены практические вопросы конструкции контура обратной связи, такие как учет характеристик оптопары, использование шунтового регулятора КА431, конструкция контура управления для применения с несколькими выходами и измерение усиления контура.

## ССЫЛКИ

- [1] Robert W. Erickson and Sragan Maksimovic, “Fundamentals of Power Electronics,” Second edition, Kluwer Academic Publishers.
- [2] Lloyd Dixon, “Closing the Feedback Loop”, Unitrode seminar manual.
- [3] Ray Ridley “Designing with the TL431”, Switching Power Magazine 2005.
- [4] “Testing and Stabilizing Feedback Loops in Today’s Power Supplies ” Venable Instruments Technical Paper
- [5] Hangseok Choi, “Design Guidelines for Off-line Flyback Converters Using Fairchild Power Switch (FPS)” Fairchild Semiconductor Application note AN4137



**Hangseok Choi** получил степень бакалавра, магистра и доктора наук по электротехнике в Сеульском национальном университете в 1996, 1999 и 2002 годах соответственно. С 2002 по 2007 год он работал инженером по системам и приложениям в группе преобразования энергии в Fairchild Semiconductor Korea, где занимался разработкой и технической поддержкой семейства Green Fairchild Power Switch (FPS™) и ИС управления питанием. В настоящее время он работает в компании Fairchild Semiconductor в Бедфорде, штат Нью-Йорк, США, в качестве главного инженера системы и приложений, где он разрабатывает высокопроизводительные ИС для управления питанием. Он опубликовал более 15

заметок по применению для Fairchild Semiconductor и более 15 технических статей для конференций и транзакций IEEE. Он проводит силовые семинары Fairchild с 2007 года. Его исследовательские интересы включают в себя методы мягкого переключения, моделирование и управление преобразователями.