

Примечание по применению U-134

Разработка корректора коэффициента мощности на базе UC3854

Филип Тодд

Вступление

В этом примечании по применению описываются концепции и дизайн повышающего коррекции коэффициента мощности. Эта записка охватывает важные характеристики для коррекции коэффициента мощности, дизайн повышающего преобразователя и интегральную схему UC3854, которая управляет преобразователем. Приведена полная процедура дизайна, которая включает в себя компромиссы, необходимые в процессе. Эта процедура дизайна применима непосредственно к UC3854A/B, а также к UC3854. Рекомендации из руководства по дизайну DN-39 Unitrode охватывают другие сферы схемы и, в то время как здесь не обсуждаются, должны быть рассмотрены в другом дизайне. Данный документ заменяет Application Note U- 125 "Корректор коэффициента мощности с UC3854".

Введение

Цель активной коррекции коэффициента мощности в том, чтобы источник питания по входу выглядел как простой резистор. Активный корректор коэффициента мощности делает это путем формирования входного тока в соответствии с входным напряжением. Пока соотношение между напряжением и током является постоянным, вход будет резистивный, а коэффициент мощности будет 1,0. Когда отношение отклоняется от постоянной вход будет содержать сдвиг фаз и/или гармонические искажения, ухудшающие коэффициент мощности.

Наиболее общим определением коэффициента мощности является отношение реальной мощности к средней мощности.

$$PF = \frac{P}{(V_{RMS} \times I_{RMS})} \text{ или } PF = \frac{Watts}{V \cdot A}$$

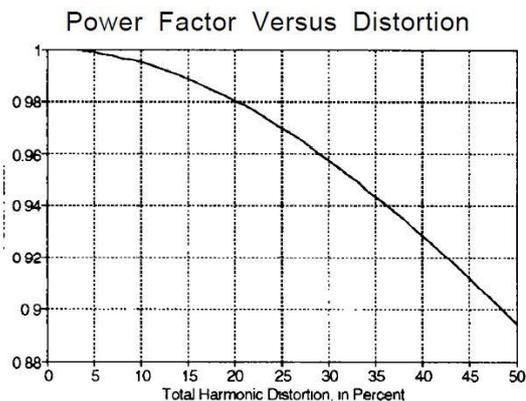
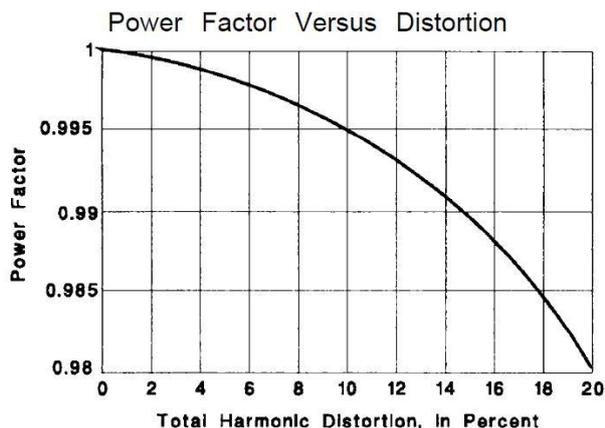
Где P является реальной входной мощностью, а V_{RMS} и I_{RMS} являются действующим или среднеквадратичными (RMS) напряжением и током нагрузки или входом корректора коэффициента мощности, в данном случае. Если нагрузка является чисто резистивной, реальная мощность и продукт действующего напряжения и тока будет таким же, а коэффициент мощности будет 1,0. Если нагрузка не резистивная, коэффициент мощности будет ниже 1,0.

Сдвиг по фазе является мерой реактивности входного импеданса активного корректора коэффициента мощности. Любое количество реактивности, либо индуктивной или емкостной, вызовет сдвиг фаз входного тока по отношению к форме сигнала входного напряжения. Сдвиг фаз напряжения и тока классическое определение коэффициента мощности, который равен косинусу угла сдвига фаз между синусоидальным напряжением и током.

$$PF = \cos \theta$$

Величина сдвига между напряжением и током указывает на степень, в которой нагрузка реактивная. Если реактивность является небольшой частью импеданса, сдвиг фаз будет малым. Активный корректор коэффициента мощности будет создавать сдвиг фаз входного тока, если существует сдвиг фаз в каналах прямой или обратной связи контуров управления. Любая фильтрация линии переменного тока также будет производить сдвиг фаз.

Нелинейные искажения являются мерой нелинейности входного сопротивления активного корректора коэффициента мощности. Любое изменение входного импеданса в зависимости от входного напряжения будет вызывать искажение входного тока, и это искажение является другим вкладом в ухудшение коэффициента мощности. Искажение повышает значение тока без увеличения общей мощности. Поэтому нелинейная нагрузка будет иметь плохой коэффициент мощности, потому что среднеквадратичное значение тока высока, но общая мощность передаваемая мощность маленькая. Если нелинейность небольшая, то гармонические искажений также будут низкими. Искажение в активном корректоре коэффициента мощности происходят от нескольких источников: сигналов прямой связи (упреждение), петли обратной связи, выходного конденсатора, катушка индуктивности и входного выпрямителя. Активный корректор коэффициента мощности может легко достичь высокий входной коэффициент мощности, как правило, гораздо больше, чем 0,9. Но коэффициент мощности является не чувствительной мерой искажения или смещения сигнала тока. Очень часто удобнее иметь дело с этими величинами непосредственно, а не с коэффициентом мощности. Например, 3% гармонических искажений в покое имеют коэффициент мощности 0,999. Ток с 30% общих гармонических искажений по-прежнему имеет коэффициент мощности 0,95. Ток с фазовым смещением 25° от напряжения имеет коэффициент мощности 0,90.



Порядок гармоники	Допустимый ток	Максимальный допустимый ток
n	мА/Вт	А
Нечётные гармоники		
3	3.4	2.3
5	1.9	1.14
7	1.0	0.78
9	0.5	0.4
11	0.35	0.33
13	0.3	0.21
15 и выше	$3.85/n$	$0.15 \times 15/n$
Чётные гармоники		
2	1.8	1.08
4	0.7	0.42
6	0.5	0.3
>8	$3/n$	$1.8/n$

Тенденция среди организаций мировым стандартам, ответственных за качество электроэнергии является указание максимальной допустимой величины тока в каждой из гармоник частоты сети. IEC 555-2 определяет каждую гармонику до и после 15, а также величину допустимого тока для каждой. В таблице 1 приведены требования IEC 555-2 по состоянию на момент написания этой статьи. Есть две части спецификации, относительно искажения и абсолютного максимума искажений. Оба ограничения применяются ко всему оборудованию. Эта таблица включена здесь в качестве примера в описании искажения линии. Оно не предназначено, чтобы быть использованы для проектирования. IEC не завершил требования IEC 555 в это время и значительные изменения возможны.

Активная коррекция коэффициента мощности

Повышающий преобразователь является отличным выбором для силовой ступени активного корректора коэффициента мощности, потому что обеспечивает непрерывный входной ток и это позволяет получить низкий уровень производимого шума и лучший сигнал входного тока. Недостатком повышающего преобразователя является необходимость высокого выходного напряжения. Выходное напряжение должно быть больше, чем самый высокий пик ожидаемого входного напряжения.

Входной ток регулятора тока должен быть принудительным или запрограммирован быть пропорциональным сигналу входного напряжения для коррекции коэффициента мощности. Обратная связь необходима для контроля входного тока и может быть использован либо режим управления по пиковому, либо по среднему току. Оба метода управления могут быть реализованы с UC3854.

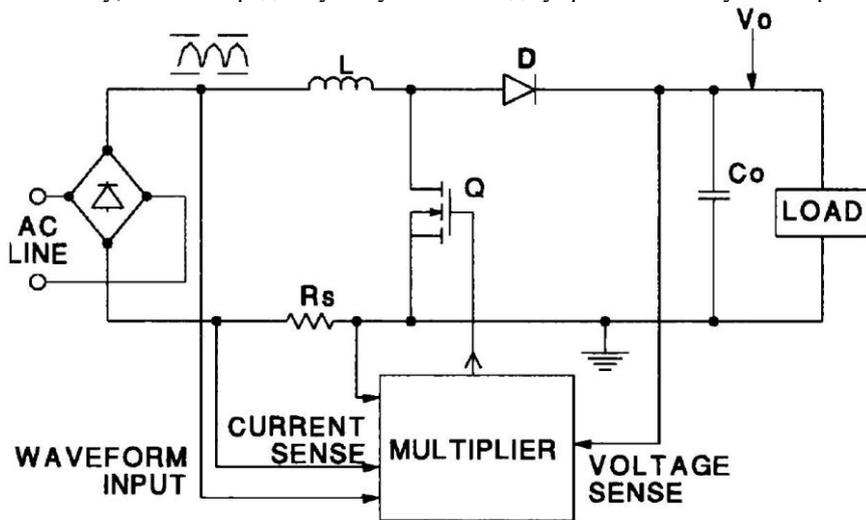


Рис.1. Базовая конфигурация схемы управления корректора мощности

Режим управления по пиковому току имеет низкий коэффициент усиления и широкую полосу пропускания токовой петли, которые обычно делают его непригодным для высокоэффективного корректора коэффициента мощности, так как существует значительная ошибка между задающим сигналом и током. Это может приводить к искажению и плохому коэффициенту мощности.

Режим управления по среднему току основан на простой концепции. Усилитель используется в цепи обратной связи вокруг силовой ступени, так что входной ток отслеживает сигнал программирования с очень небольшой ошибкой. Это преимущество режима управления по среднему току и это то, что делает активную коррекцию коэффициента мощности возможной. Режим управления по среднему току относительно легко реализовать и этот метод описывается здесь.

Блок-схема повышающего корректора коэффициента мощности показана на рис. 1. Силовая схема повышающего корректора коэффициента мощности является такой же, как у повышающего DC-DC преобразователя. Диодный мост перед индуктором выпрямляет входное напряжение переменного тока, но и большой входной конденсатор, который, как правило, связанный с функцией преобразования переменного тока в постоянный перемещен к выходу повышающего преобразователя. Если конденсатор и включен после входного диодного моста, то его емкость невелика и он используется только для контроля уровня шума.

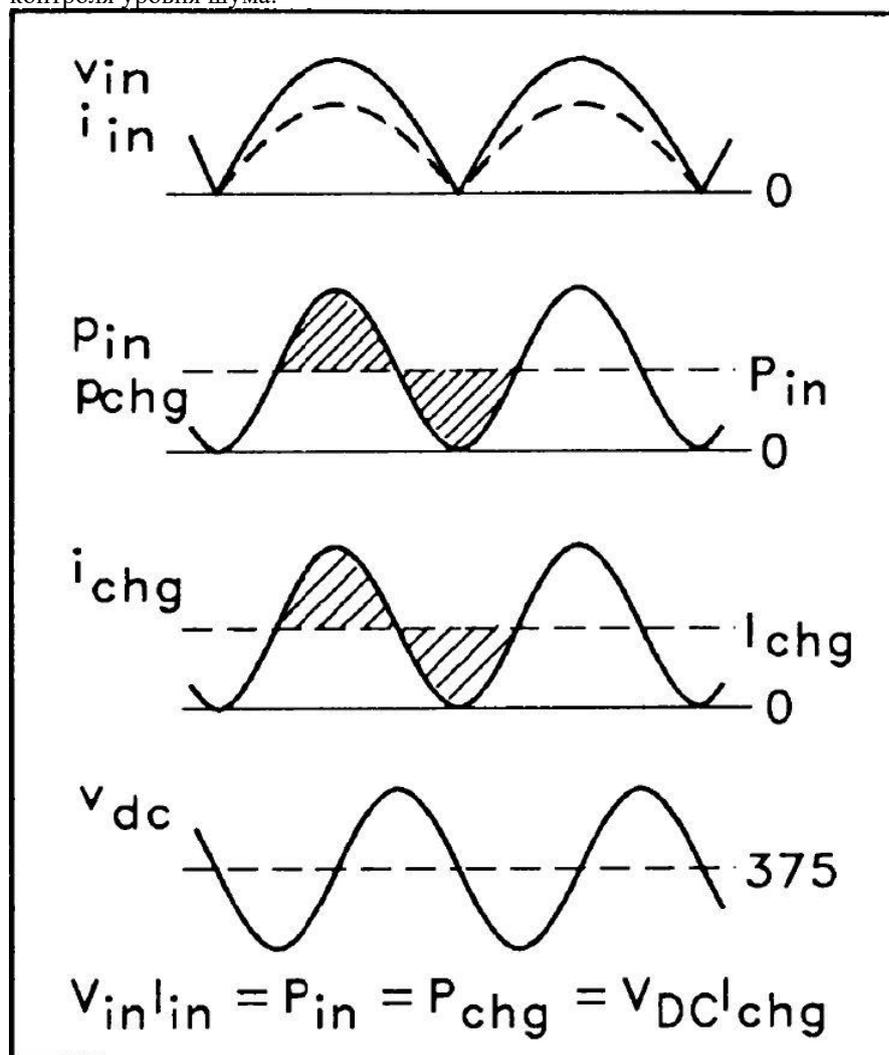


Рис.2. Временные диаграммы корректора мощности

На выходе повышающего преобразователя присутствует постоянное напряжение, но входной ток запрограммирован посредством входного напряжения, чтобы быть половинками синусоиды. Поток мощности в выходной конденсатор является не постоянным, а синусоидальным на удвоенной частоте сети, так как мгновенная мощность определяется произведением напряжения и тока. Это показано на рис. 2. Верхняя диаграмма показывает напряжение и ток в корректоре коэффициента мощности, а вторая диаграмма показывает поток энергии в и из выходного конденсатора. Для поддержания потока выходной мощности, выходной конденсатор накапливает энергию, когда входное напряжение является высоким, и высвобождает, когда входное напряжение является низким. Третья диаграмма на рис. 2 показывает ток зарядки и разрядки. Этот ток имеет форму отличную от входного тока и почти полностью на второй

гармонике напряжения сети переменного тока. Этот поток энергии в и из конденсатора вызывает также пульсацию напряжения на второй гармонике, и это показано четвертой диаграммой на рис. 2. Обратите внимание, что пульсации напряжения смещается на 90° по отношению к току, так как это реактивная энергия хранения. Выходной конденсатор должен быть рассчитан для обработки второй гармоники пульсации тока, а также пульсация тока высокой частоты от ключа повышающего преобразователя, который модулирует его.

Схемы управления

Активный корректор коэффициента мощности должен контролировать как входной ток, так и выходное напряжение. Токовая петля задаётся выпрямленным напряжением линии так, чтобы вход преобразователя казался резистивным. Выходное напряжение регулируется путем изменения средней амплитуды сигнала задания тока. Аналоговый умножитель создает сигнал задания тока путем умножения выпрямленное напряжение линии и выхода усилителя ошибки напряжения так, что сигнал задания тока имеет форму входного напряжения и среднюю амплитуду, которая управляет выходным напряжением.

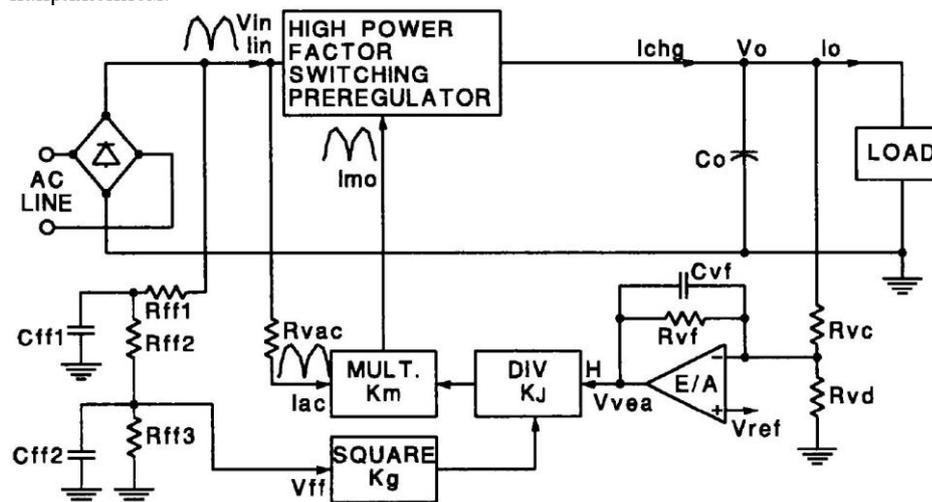


Рис.3. Высокий коэффициент мощности

Рис.3 представляет собой блок-схему, которая показывает основную компоновку схемы управления, необходимую для активного корректора коэффициента мощности. Выходной сигнал умножителя является сигналом задания тока и называется **I_{mo}** для выходного тока умножителя. Вход умножителя для выпрямленного напряжения линии показан как токовый на рис. 3, а не как сигнал напряжения, потому что это так реализовано в UC3854.

На рис.3 показан квадратор и делитель, а также умножитель в контуре напряжения. Выход усилителя ошибки напряжение делится на квадрат среднего входного напряжения, прежде чем он умножается на выпрямленный сигнал входного напряжения. Этот дополнительный схема сохраняет коэффициент усиления контура напряжения постоянным, без него коэффициент усиления контура напряжения изменяется как квадрат от среднего значения входного напряжения. Среднее значение входного напряжения, называется прямой связью по напряжению или **V_{ff}**, так как оно обеспечивает коррекцию разомкнутого контура, который подается вперед в контур напряжения. Это возводится в квадрат, а затем делится на выходное напряжение усилителя ошибки напряжения (**V_{vea}**).

Сигнал задания тока должен соответствовать выпрямленное сетевое напряжение как можно ближе, чтобы максимизировать коэффициент мощности. Если полоса пропускания контура напряжение большая это было бы модулировать входной ток, чтобы сохранить постоянное выходное напряжение и это может исказить входной ток ужасно. Поэтому ширина полосы частот напряжение должно быть меньше, чем частота входного линии. Но переходной процесс выходного напряжения должен быть быстрым, чтобы ширина полосы частот напряжение должно быть как можно большим. Схемы квадратора и делителя удерживают величину петлевого усиления постоянной, так пропускная способность может быть как можно ближе к частоте линии, чтобы свести к минимуму переходные характеристики выходного напряжения. Это особенно важно для широкого диапазона входного напряжения.

Схемы, которые держат постоянный коэффициент усиления контура делают выход усилителя ошибки напряжения управление мощностью. Выход усилителя ошибки напряжения на самом деле контролирует мощность, подводимая к нагрузке. Это может быть легко видно из примера. Если выход усилителя ошибки напряжение является постоянным, в входное напряжение удвоится, сигнал задания удвоится, но он будет разделен на квадрат напряжения прямой связи, или в четыре раза вход, который приведет к входному току сводится к половина его первоначальное значение. Дважды времена входного

напряжения половина входного тока приводит к одной и той же входной мощности, как раньше. Выход усилителя ошибки напряжение, то, контролирует входной уровень мощности корректора коэффициента мощности. **Это может быть использовано для ограничения максимальной мощности, которая схема может привлечь от линии питания.** Если выходной сигнал усилителя сигнала ошибки напряжения зажат в какой-то значение, которое соответствует какой-то максимальный уровень мощности, то активный корректор коэффициента мощности не будет привлекать более, что количество энергии из линии тех пор, пока входное напряжение находится в пределах диапазона.

Источники входных искажений

Цепи управления вносят как искажения, так и смещения в форму сигнала входного тока. Эти ошибки возникают из-за входного диодного моста, цепей умножителя и пульсаций напряжения, как на выходе, так и на напряжении прямой связи.

В активном корректоре коэффициента мощности есть два процесса модуляции. Первый — это входной диодный мост, а второй — схема умножителя, делителя и квадратора. Каждый процесс модуляции генерирует перекрестные произведения, гармоники или боковые полосы между двумя входами. Описание их математически может быть довольно сложным. Однако достаточно интересно, что два модулятора взаимодействуют, и один становится демодулятором для другого, так что результат довольно прост. Как будет показано ниже, практически все пульсации напряжения в активном корректоре коэффициента мощности находятся на второй гармонике частоты сети. Когда эти напряжения проходят через умножитель и программируются во входной ток, а затем проходят через входной диодный мост, амплитуда напряжения второй гармоники приводит к двум частотным компонентам. Один компонент находится на третьей гармонике частоты сети, а другой — на основной частоте. Обе эти составляющие имеют амплитуду, которая составляет половину амплитуды исходного напряжения второй гармоники. Они также имеют ту же фазу, что и исходная вторая гармоника. Если пульсации напряжения составляют 10 % от амплитуды линейного напряжения и сдвинуты по фазе на 90° , входной ток будет иметь третью гармонику, которая составляет 5 % от основной частоты и сдвинута на 90° , а также основную составляющую, которая составляет 5 % от линейного тока и сдвинута на 90° . Упреждающее напряжение поступает от выпрямленной линии переменного тока, вторая гармоника которой составляет 66% амплитуды среднего значения. Конденсаторы фильтра делителя напряжения с прямой связью значительно ослабляют вторую гармонику и эффективно удаляют все высшие гармоники, но часть второй гармоники все еще присутствует на входе с прямой связью. Это напряжение пульсаций возводится в квадрат цепями управления, как показано на рис. 3. Это удваивает амплитуду пульсаций, поскольку они возникают на фоне большого значения постоянного тока. Процесс делителя прозрачен для пульсаций напряжения, поэтому они передаются на умножитель и в конечном итоге становятся искажением третьей гармоники входного тока и фазовым сдвигом. Удвоение квадратора означает, что амплитуда искажения входного тока в процентах равна амплитуде пульсаций напряжения в процентах на входе с прямой связью.

Излишне говорить, что напряжение пульсаций с прямой связью должно поддерживаться небольшим для достижения низкого искажения входного тока. Напряжение пульсаций можно уменьшить с помощью однополюсного фильтра с очень низкой частотой среза. Однако желателен также быстрый отклик на изменения входного напряжения, поэтому время отклика фильтра должно быть малым. Эти два требования, конечно, противоречат друг другу, и необходимо найти компромисс. Двухполюсный фильтр на входе прямой связи имеет более быструю переходную характеристику, чем однополюсный фильтр, при одинаковом ослаблении пульсаций. Другое преимущество двухполюсного фильтра состоит в том, что фазовый сдвиг в два раза больше, чем у однополюсного фильтра. Это приводит к фазовому сдвигу второй гармоники на 180° и приводит как результирующую третью гармонику, так и компонент смещения входного тока обратно в фазу с напряжением. Пульсации напряжения второй гармоники 3 % на входе прямой связи дают коэффициент мощности 0,97 только от составляющей смещения, если для напряжения прямой связи используется однополюсный фильтр. В двухполюсном фильтре компонент смещения в коэффициенте мощности отсутствует, поскольку он находится в фазе с входным током. Третья гармоника входного тока, являющаяся результатом второй гармоники на входе прямой связи, будет иметь ту же амплитуду, что и вторая гармоника пульсаций напряжения. Если в упреждающем напряжении присутствует 3 % второй гармоники, форма сигнала линейного тока будет содержать 3 % искажения третьей гармоники.

Выходное напряжение имеет пульсации на второй гармонике из-за пульсаций тока, протекающего через выходной конденсатор. Это пульсирующее напряжение возвращается через усилитель ошибки напряжения на умножитель и, подобно напряжению прямой связи, программирует входной ток и приводит к искажению входного тока второй гармоникой. Поскольку это пульсирующее напряжение не проходит через квадратор, амплитуда искажения и смещения составляет половину амплитуды пульсирующего напряжения. Напряжение пульсаций на выходе усилителя ошибки напряжения должно быть в фазе с линейным напряжением, чтобы составляющая смещения была в фазе. Усилитель ошибки

напряжения должен сместить вторую гармонику на 90° , чтобы она находилась в фазе с линейным напряжением.

reference current

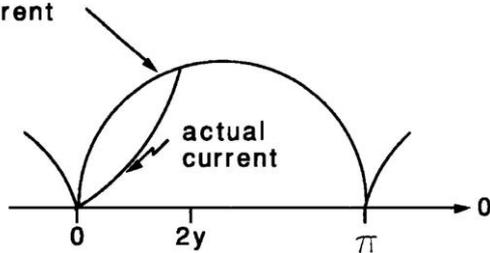


Рис. 4. Искажение острого выступа

Контур напряжения повышающего преобразователя с управлением в режиме среднего тока имеет передаточную функцию управления выходом, которая имеет однополюсную характеристику спада, поэтому ее можно компенсировать с помощью усилителя ошибки с плоским коэффициентом усиления. Это дает очень стабильную петлю с запасом по фазе 90° .

Однако он обеспечивает менее чем оптимальную

производительность. Напряжение пульсаций на выходном конденсаторе не совпадает по фазе с входным током на 90° . Если усилитель ошибки имеет плоский коэффициент усиления на частоте второй гармоники, искажения и смещения, генерируемые входным током, будут на 90° не в фазе с выпрямленной линией переменного тока. Коэффициент мощности можно улучшить, введя фазовый сдвиг в характеристику усилителя ошибки напряжения. Это смещает компонент смещения коэффициента мощности обратно в соответствии с входным напряжением и увеличивает коэффициент мощности. Величина фазового сдвига, который может быть добавлен, определяется необходимостью поддержания стабильности контура напряжения. Если запас по фазе уменьшить до 45° , фаза на второй гармонике будет очень близка к 90 градусам, и это вернет компонент смещения в фазу с входным напряжением.

Полоса пропускания контура управления напряжением определяется величиной входного искажения, вносимого выходным пульсирующим напряжением. Если выходной конденсатор мал и искажения должны быть низкими, тогда полоса пропускания контура будет низкой, так что пульсации напряжения будут в достаточной степени ослаблены усилителем ошибки. Переходная характеристика является функцией полосы пропускания контура, и чем меньше полоса пропускания, тем медленнее переходная характеристика и тем больше перерегулирование. Выходной конденсатор, возможно, должен быть большим, чтобы иметь как быструю переходную характеристику, так и низкое искажение входного тока. Техника, используемая для проектирования контура компенсации, заключается в том, чтобы найти величину ослабления выходного напряжения пульсаций, требуемую в усилителе ошибки, а затем вернуться к частоте единичного усиления. Контур будет иметь максимальную пропускную способность, когда запас по фазе наименьший. Запас по фазе в 45° является хорошим компромиссом, обеспечивающим хорошую стабильность контура и быструю переходную характеристику, а также простой в проектировании. Отклик усилителя ошибки напряжения, который получается, будет иметь плоский коэффициент усиления вплоть до частоты единичного усиления контура и будет иметь однополюсный спад выше этой частоты. Это дает максимальное затухание на второй гармонике частоты сети в простой цепи, дает наибольшую полосу пропускания и обеспечивает запас по фазе в 45° .

Искажение пика

Искажение пика возникает сразу после того, как линейный вход переменного тока пересекает ноль вольт. В этот момент количество тока, которое требуется для сигнала программирования, превышает доступную скорость нарастания тока. Когда входное напряжение близко к нулю, напряжение на катушке индуктивности, когда ключ замкнут, очень мало, поэтому ток не может нарастать очень быстро, поэтому доступная скорость нарастания слишком мала, и входной ток будет отставать от желаемого значения на короткий период времени. Как только входной ток совпадет с запрограммированным значением, контур управления снова включится, и входной ток будет соответствовать сигналу программирования. Продолжительность времени, в течение которого ток не соответствует запрограммированному значению, зависит от значения катушки индуктивности. Чем меньше значение индуктора, тем лучше отслеживание и меньше искажения, но меньшее значение индуктора будет иметь более высокий пульсирующий ток. Количество искажений, создаваемых этим условием, обычно невелико и в основном представляет собой гармоники более высокого порядка. Эта проблема сводится к минимуму за счет достаточно высокой частоты переключения.

Блок-схема UC3854

Блок-схема UC3854 показана на рис.5 и является такой же, как в паспорте устройства. Это интегральная схема содержит цепи, необходимых для управления корректором коэффициента мощности. UC3854 предназначен для осуществления режима управления по среднему току, но является достаточно гибкой, чтобы быть использованы для самых различных топологий мощности и методов управления. В верхнем левом углу рис. 5 содержит компаратор блокировки от пониженного напряжения и компаратор включения. Выход обоих этих компараторов должно быть истинным, чтобы устройство работало. Инвертирующий вход усилителя ошибки напряжения подключен к контакту 11 и называется

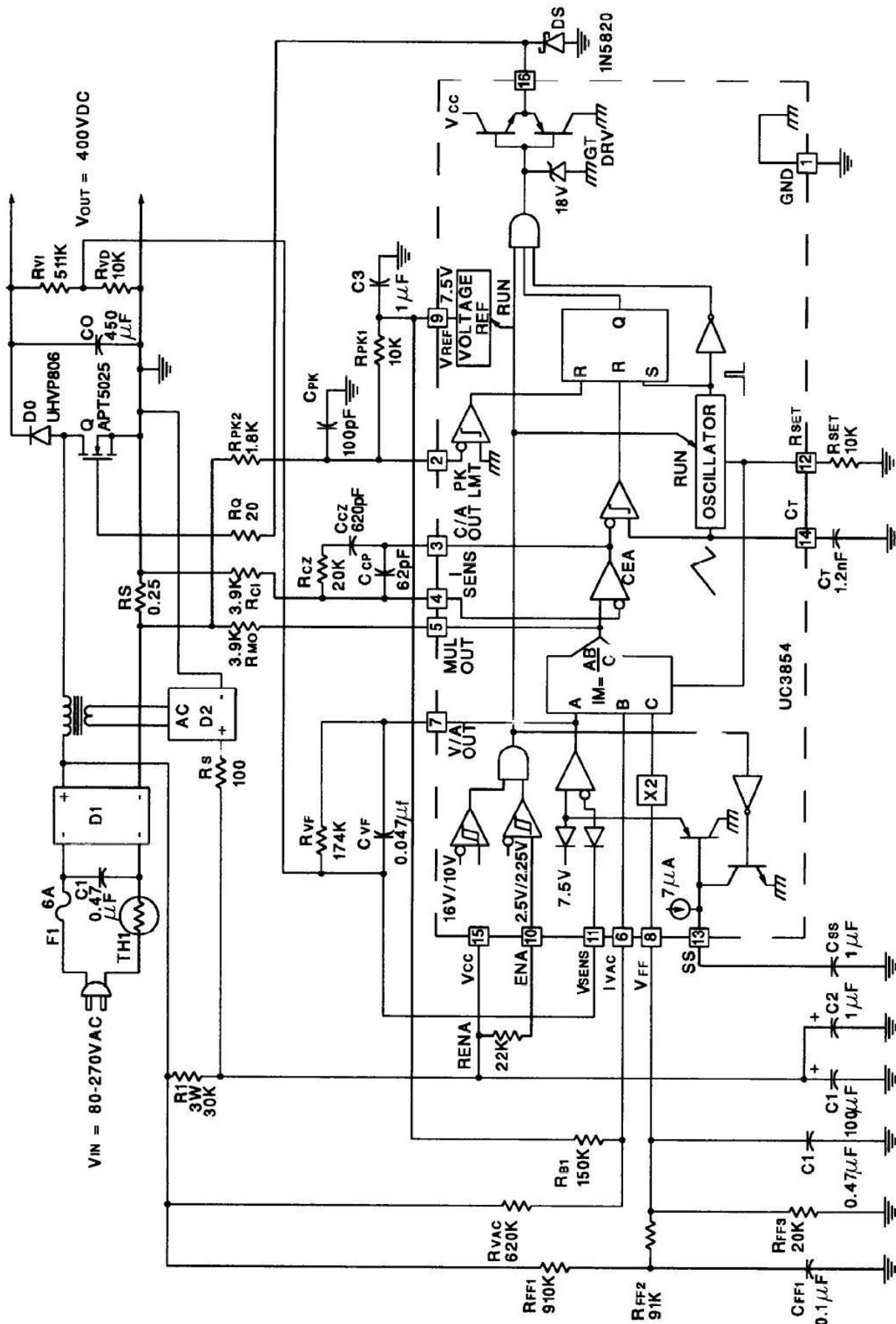


Рис.6. Полная схема корректора коэффициента мощности, мощностью 250 Вт.

Спецификации

Процесс проектирования начинается со спецификациями для производительности преобразователя. Минимальное и максимальное напряжение на линии, максимальная выходная мощность и диапазон частот питающей линии должен быть указан. Для примера технические характеристики схемы:

Максимальная выходная мощность: 250 Вт

Диапазон входного напряжения: 80-270V_{ac}

Диапазон частот: 47-65Hz

Это определяет источник электропитания, который будет работать почти в любой точке мира. Выходное напряжение повышающего регулятора должно быть больше, чем пик максимального входного напряжения для значения на 5 ... 10% выше, чем максимальное входное напряжение, рекомендуется, чтобы выходное напряжение выбрано равным 400 В.

Частота переключений

Выбор частоты коммутации, как правило, несколько произволен. Частота коммутации должна быть достаточно высокой, чтобы сделать силовые цепи маленькими и свести к минимуму искажения и должна быть достаточно низкой, чтобы сохранить высокую эффективность. В большинстве случаев частота переключения в диапазоне от 20 кГц до 300 кГц, оказывается приемлемым компромиссом. Например, конвертер использует частоту переключения 100КHz в качестве компромисса между размером и эффективностью. Значение индуктивности будет достаточно небольшой и параболические искажения будут сведены к минимуму, индуктор будет физически небольшим и потери на выходном диоде не будут чрезмерными. Преобразователи, работающие при более высоких уровнях мощности может оказаться, что нижняя частота коммутации желательна, чтобы свести к минимуму потери мощности. Turn-on снабберы для переключателя снизят коммутационные потери и могут быть очень эффективными, позволяя преобразователю работать на высокой частоте коммутации, с очень высокой эффективностью.

Выбор индуктора

Индуктор определяет величину пульсации тока высокой частоты на входе и выбирают его значение, чтобы дать некоторое конкретное значение импульсного тока. Выбор значения индуктивности начинается с пикового тока входной синусоиды.

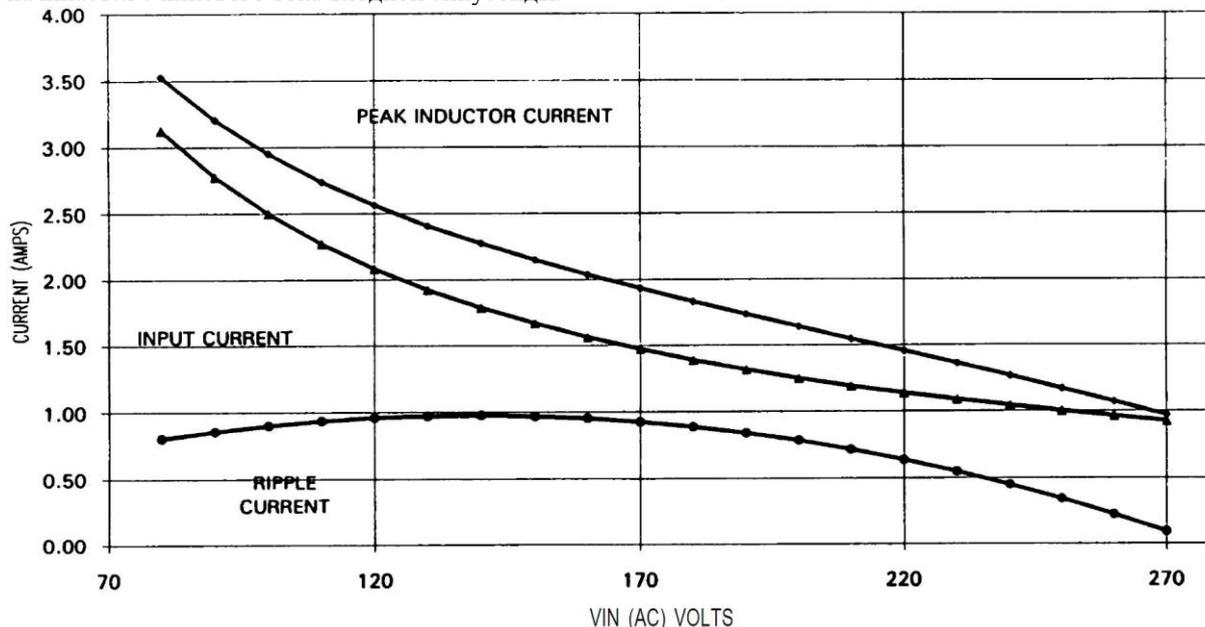


Рис.7. Токи ККМ через входное напряжение

Максимальный пиковый ток происходит на пике минимального линейного напряжения и дан:

$$I_{line(pk)} = \frac{\sqrt{2} \times P}{V_{in(min)}}$$

Для конвертера, в качестве примера, максимальный пиковый ток линии составляет 4.42 ампера при V_{in} 80 V_{AC}.

Максимальный ток пульсации в повышающем преобразователе происходит, когда заполнение составляет 50%, который является когда коэффициент повышения $M=V_o/V_{in}=2$. Пиковое значение тока катушки индуктивности обычно не происходит в этом пункте, так как амплитудное значение определено амплитудным значением запрограммированной синусоиды. Пиковое значение тока пульсации катушки

индуктивности важно для вычисления необходимой эффективности входного фильтра. На рис.7 изображен график пульсации тока (peak to peak) в индуктивности в зависимости от входного напряжения для конвертера в качестве примера.

Ток пульсации от пика к пику в катушке индуктивности обычно выбирается, чтобы быть приблизительно 20% максимального пикового тока линии. Это - несколько произвольное решение, так как это обычно - не максимальное значение высокочастотного тока ряби. Большее значение тока пульсации поместит конвертер в прерывистый способ проводимости для большей части выпрямленного тока цикла линии и означает, что входной фильтр должен быть более крупным, чтобы уменьшить больше тока ряби высокой частоты. UC3854, с режимом управления по среднему току, позволяет повышающей ступени перемещаться между непрерывными и прерывистыми режимами работы без выполнения изменения. Величина катушки индуктивности отобрана из пикового тока наверху половины волны синуса при низком входном напряжении, а заполнении цикла D в этом входном напряжении и частоте переключения. Эти два необходимые уравнения даны ниже:

$$D = \frac{V_o - V_{in}}{V_o}$$

$$L = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I}$$

Где ΔI - ток пульсации от пика к пику. В конвертере 250 Вт $D=0.71$, $\Delta I = 900\text{mA}$ и $L=0.89\text{mH}$. Для удобства величина L округлена к 1 мГн.

Высокочастотный ток пульсации добавлен к пиковому току линии, таким образом, пиковый ток катушки индуктивности является суммой пикового тока линии и половины высокочастотной пульсации тока от пика к пику. Катушка индуктивности должна быть разработана, чтобы обращаться с этим текущим уровнем. Для нашего примера пиковый ток катушки индуктивности составляет 5.0 амперов. Предел максимального тока будет установлен приблизительно на 10% выше в 5.5 амперах.

Выходной конденсатор

Факторами, вовлеченными в выбор выходного конденсатора, является ток пульсации на частоте переключения, второй гармонический ток пульсации DC выходного напряжения, пульсация выходного напряжения и время провала входного напряжения. Общий ток через выходной конденсатор является RMS значением тока пульсации на частоте переключения и вторая гармоника тока линии. У больших электролитических конденсаторов, которые обычно выбираются для конденсатора продукции, есть эквивалентное серийное сопротивление, которое изменяется с частотой и обычно высокое на низких частотах. Сумма тока, который может выдержать конденсатор, обычно определяется повышением температуры. Обычно нет необходимости вычислить точную величину повышения температуры. Это обычно соответствует, чтобы вычислить повышение температуры из-за высокочастотного тока пульсации и низкочастотного тока пульсации и добавляют их вместе. Конденсаторные технические спецификации обеспечат необходимый ESR и информацию о повышении температуры.

Время провала часто доминирует над любым другим соображением в выборе выходного конденсатора. Длительность провала, это отрезок времени, в течении которого выходное напряжение остается в пределах указанного диапазона после того, как входное питание было выключено. Время провала обычно составляет 15 – 50мсек. В офлайн-источнике питания с выходным напряжением 400 В, требование устойчивости к провалу обычно удается выполнить между 1 и 2мкФ на ватт продукции. В нашем примере на 250Вт, требуется выходной конденсатор 450мкФ. Если устойчивость к провалу не требуется, то конденсатор будет намного меньше, возможно 0.2мкФ на ватт, и тогда ток пульсации и пульсация напряжения создают главное беспокойство.

Время провала является функцией суммы энергии, сохраненной в выходном конденсаторе, мощности нагрузки, выходного напряжения и минимального напряжения, в котором будет работать нагрузка. Это может быть выражено в уравнении, чтобы определить величину емкости с точки зрения времени провала.

$$C_o = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_o^2 - V_o(\min)^2}$$

Где C_o – выходной конденсатор, P_{out} – мощность нагрузки, Δt - время провала, V_o - выходное напряжение и $V_o(\min)$ является минимальным напряжением, при котором будет работать нагрузка. Для примера преобразователя P_{out} составляет 250 Вт, $\Delta t=64$ мс, $V_o=400$ В и $V_o(\min)$ составляет 300 В. Таким образом, $C_o=450\text{мкФ}$.

Ключ и диод

Ключ и диод должны иметь рейтинги, которые достаточны, чтобы застраховать надежную работу. Выбор этих компонентов выходит за рамки этих Указаний по применению. Ключ должен иметь

номинальный ток, по крайней мере, равный максимальному пиковому току в катушке индуктивности, и номинальное напряжение, по крайней мере, равное выходному напряжению.

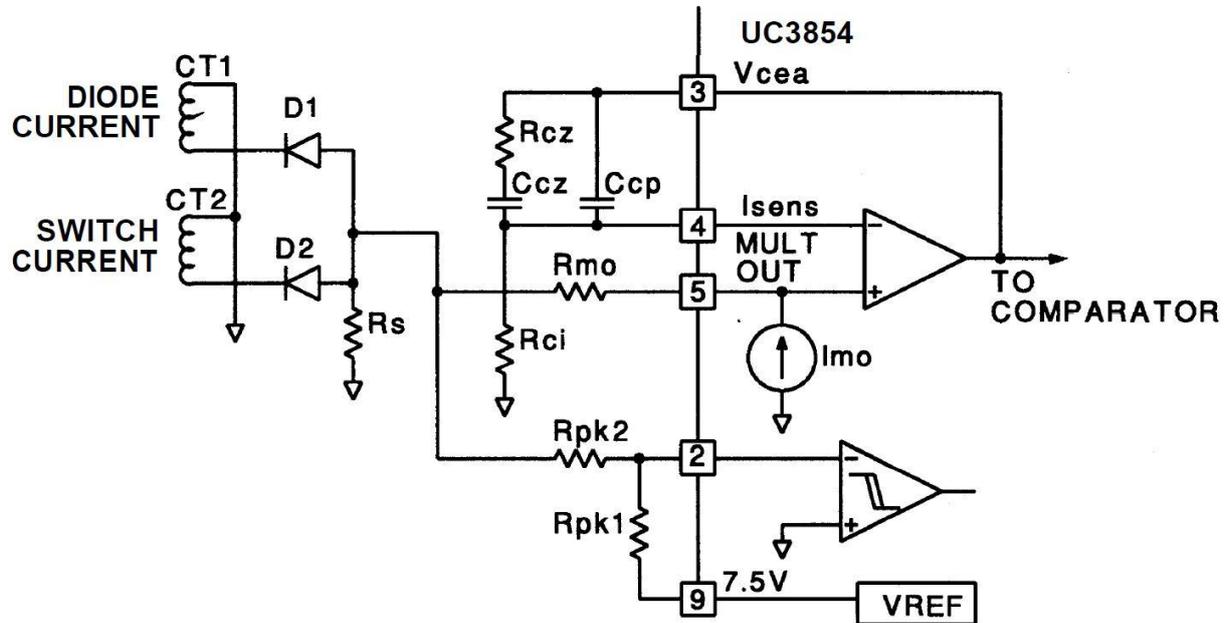


Рис.8. Использование трансформатора тока с отрицательным выходом

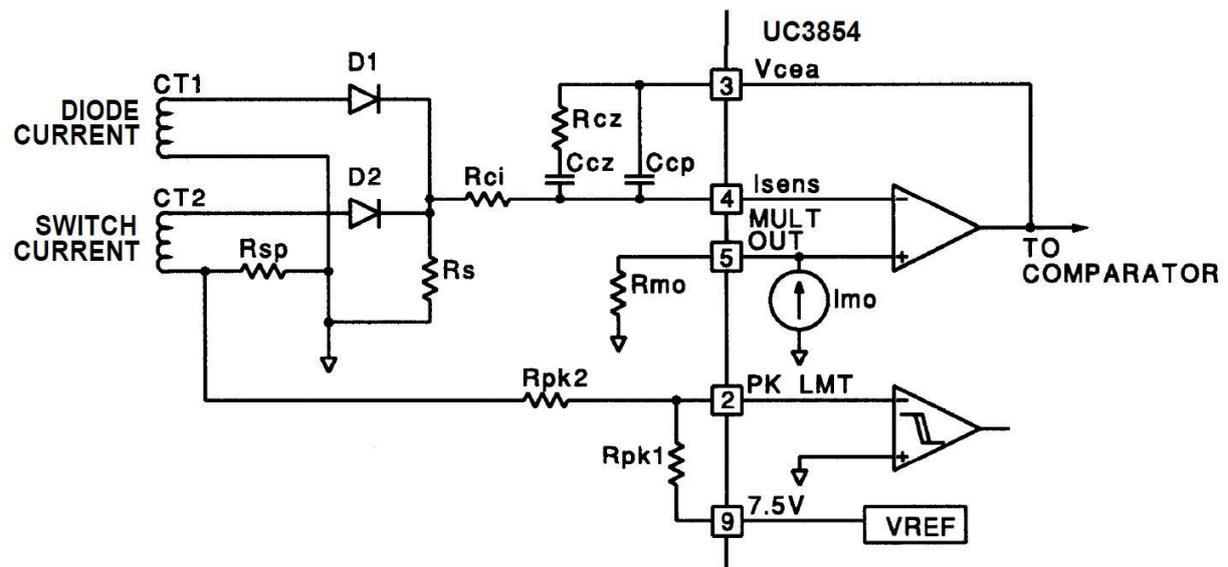


Рис.9. Использование трансформатора тока с положительным выходом

То же самое справедливо для выходного диода. Выходной диод также должен быть очень быстрым, чтобы уменьшить мощность рассеяния во время замыкания ключа и сохранить свои потери на низком уровне. Ключ и диод должны иметь определенный уровень снижения мощности, и это будет варьироваться в зависимости от применения.

В примере диод представляет собой быстродействующий высоковольтный диод с временем обратного восстановления 35 нс, пробивным напряжением 600 В постоянного тока и номинальным значением прямого тока 8 А. Мощный полевой МОП-транзистор в схеме из примера имеет пробивное напряжение 500 В постоянного тока и номинальный ток 23 А. Большая часть потерь в ключе связана с током выключения диода. Пиковое рассеивание мощности в ключе велико, поскольку он должен выдерживать полный ток нагрузки плюс ток обратного восстановления диода при полном выходном напряжении с момента включения до выключения диода. Диод в примере схемы был выбран из-за его быстрого выключения, а размер ключа был увеличен, чтобы справиться с высокой рассеиваемой пиковой мощностью. Использование демфера включения для ключа позволило бы использовать ключ меньшего размера и немного более медленный диод.

Измерение тока

Существует два основных метода измерения тока: измерительный резистор в заземлении преобразователя или два трансформатора тока. Измерительный резистор является наименее дорогим методом и лучше всего подходит для низких уровней мощности или тока. Рассеиваемая мощность в резисторе может стать довольно большой при более высоких уровнях тока, и в этом случае более подходящими являются трансформаторы тока. Требуется два трансформатора тока, один для тока ключа и один для тока диода, чтобы создать аналог тока катушки индуктивности, который требуется для управления в режиме среднего тока. Трансформаторы тока должны работать в очень широком диапазоне коэффициента заполнения, и этого может быть трудно достичь без их насыщения. Работа с трансформатором тока выходит за рамки этой статьи, но у Unitrode есть проектная записка DN-41, в которой эта проблема обсуждается более подробно.

Трансформаторы тока могут быть настроены либо на положительное, либо на отрицательное выходное напряжение. В конфигурации с отрицательным выходом, показанной на рис. 8, ограничение пикового тока на выводе 2 UC3854 реализовать несложно. В конфигурации положительного выхода, показанной на рис. 9, эта функция может быть потеряна. Его можно добавить обратно, включив еще один резистор последовательно с заземляющей ветвью трансформатора тока, который измеряет ток ключа.

Конфигурация выхода умножителя и усилителя ошибки тока различается в зависимости от того, используется ли резистор для измерения тока или трансформаторы тока с положительным выходным напряжением для измерения тока. Оба работают одинаково хорошо, и конфигурации усилителя ошибки тока показаны на рис. 8 и 9 соответственно. Конфигурация положительного выходного трансформатора тока требует, чтобы инвертирующий вход интегратора был подключен к измерительному резистору, а резистор на выходе умножителя был подключен к земле. (см. рис. 9) Напряжение на выходе умножителя не равно нулю, а является напряжением программирования для токового контура, и оно будет иметь полусинусоидальную форму, которая необходима для токового контура.

Конфигурация датчика тока резистора используется в примере преобразователя (рис. 6), поэтому инвертирующий вход усилителя ошибки тока (вывод 4) подключен к земле через R_{ci} . Усилитель ошибки тока сконфигурирован как интегратор на низких частотах для управления режимом среднего тока, поэтому среднее напряжение на неинвертирующем входе усилителя ошибки тока (вывод 5, который он делит с выходом умножителя) должно быть равно нулю. Неинвертирующий вход усилителя ошибки тока действует как суммирующий узел контура управления током и добавляет выходной ток умножителя к току сенсорного резистора (который протекает через программирующий резистор R_{mo}). Разница управляет регулятором наддува. Напряжение на инвертирующем входе усилителя ошибки тока (вывод 4) будет малым на низких частотах, потому что усиление на низких частотах велико. Коэффициент усиления на высоких частотах невелик, поэтому могут присутствовать относительно большие напряжения на частоте переключения. Но среднее напряжение на контакте 4 должно быть равно нулю, потому что он подключен через R_{ci} к земле.

Напряжение на резисторе R_s , чувствительном к току в приведенном в примере преобразователе, становится отрицательным по отношению к земле, поэтому важно убедиться, что выводы UC3854 не уходят ниже уровня земли. Напряжение на измерительном резисторе должно быть небольшим, а контакты 2 и 5 должны быть зафиксированы, чтобы предотвратить их переход в минус. Пиковое значение 1 вольт или около того на резисторе датчика обеспечивает сигнал, достаточно большой, чтобы иметь хороший запас по шуму, но достаточно малый, чтобы иметь малое рассеивание мощности. Существует большая гибкость в выборе номинала измерительного резистора. Резистор 0,25 Ом был выбран в качестве R_s в примере преобразователя, и в худшем случае пиковый ток 5,6 А дает максимальное пиковое напряжение 1,40 В.

Ограничение пикового тока

Ограничитель пикового тока на UC3854 размыкает ключ, когда мгновенный ток через него превышает максимальное значение и активируется, когда штырь 2 опускается ниже потенциала земли. Значение ограничения тока устанавливается с помощью простого делителя напряжения от опорного напряжения на токоизмерительный шунт.

Уравнение для делителя напряжения приведено ниже:

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs} \times R_{pk1}}{V_{ref}}$$

Где R_{pk1} и R_{pk2} резисторы делителя напряжения, V_{ref} равно 7,5 вольт на UC3854, и V_{rs} является напряжением на шунте R_s в случае пикового тока. Ток через R_{pk2} должна быть около 1 мА. Порог пикового тока в примере цепи установлен на 5,4 ампер с $R_{pk1}=10\text{кОм}$ и $R_{pk2}=1.8\text{кОм}$. Небольшой конденсатор, C_{pk} , добавлен, чтобы дать дополнительную помехоустойчивость для работы при низком напряжении линии, и это также незначительно увеличивает пиковый ток.

Установка умножителя

Множитель/делитель является сердцем корректора коэффициента мощности. Выход умножителя программирует токовый контур для управления входным током, чтобы дать высокий коэффициент мощности. Выход умножителя является поэтому сигналом, который представляет собой входной ток линии.

В отличие от большинства дизайнерских задач, где дизайн начинается на выходе и движется к входу, дизайн схемы умножителя должен начинаться с входа. Схема умножителя имеет три входа: программирующий ток I_{ac} (вывод 6) прямая связь по напряжению V_{ff} от входа (контакт 8) и выходное напряжение усилителя ошибки напряжения V_{vea} (вывод 7). Выходной ток умножителя I_{mo} (вывод 5) связан с тремя входами с помощью следующего уравнения:

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}^2}$$

Где K_m является константой умножителя, равной 1.0, I_{ac} является программированием ток от выпрямленного входного напряжения, V_{vea} является выходом усилителя ошибки напряжения и V_{ff} является прямой связью по напряжению.

Прямая связь по напряжению

V_{ff} является входом схемы возведения в квадрат и схема квадратора UC3854, как правило, работает с V_{ff} в диапазоне от 1.4 до 4.5 вольт. UC3854 имеет внутренний зажим, который ограничивает эффективное значение V_{ff} на уровне 4,5 вольт, даже если вход идет выше этого значения. Делитель напряжения для входа V_{ff} имеет три резистора (R_{ff1} , R_{ff2} и R_{ff3} – рис. 6) и два фильтрующих конденсатора (C_{ff1} и C_{ff2}), а также предоставляет два выхода. Резисторы и конденсаторы делителя образуют фильтр нижних частот второго порядка, DC на выходе которого пропорциональна среднему значению входной полусинусоиды. Среднее значение составляет 90% от RMS значения полусинусоиды. Если среднеквадратичное значение входного напряжения переменного тока $270V_{ac}$ среднее значение полусинусоидального будет $243V_{dc}$ и пик будет $382V$.

Делитель напряжения V_{ff} имеет два DC условия, чтобы встретиться. При высоком входном напряжении V_{ff} не должен быть больше, чем 4,5 вольт. При этом напряжении вход V_{ff} фиксируется так, что функция прямой связи теряется. Делитель напряжения должны быть настроены так, что V_{ff} равнялся 1,414 В, когда V_{in} находится на низком значении линии, верхний узел делителя напряжения, V_{ffc} , должно быть около 7,5 вольт. Это позволяет V_{ff} быть зафиксированным так, как это описано в Unitrode Design Note DN-39B. Существует внутренний предел тока, который удерживает выход множителя постоянным, если V_{ff} вход опускается ниже 1,414 вольт. Вход V_{ff} всегда должен быть настроен таким образом, чтобы V_{ff} равнялся 1,414 В при минимальном входном напряжении. Это может привести к фиксации V_{ff} на высоком конце диапазона входного напряжения, если выбран очень широкий диапазон входного напряжения сети переменного тока. Тем не менее, желательно предпочесть фиксацию V_{ff} в верхней части, чем иметь фиксацию выхода умножителя в низком конце диапазона. Когда V_{ff} фиксирован, усиление контура напряжение будет изменяться, но эффект на систему в целом будет маленький, в то время как отсечка умножителя вызовет большое количество искажений в кривой входного тока. Пример схемы использует UC3854 при максимальном значении V_{ff} 4,5 вольт. Если верхний резистор делителя R_{ff1} равен 910K, средний резистор R_{ff2} равен 91K и нижний резистор R_{ff3} равен 20K, максимальное значение V_{ff} будет 4,76 вольт, когда входное напряжение $270V_{ac}$ RMS и DC среднее значение 243 вольт. Когда входное напряжение $80V_{ac}$ RMS среднее значение 72 вольт и V_{ff} является $1.41V_{dc}$. Кроме того, при $V_{in} = 80V_{ac}$ напряжения на верхний узел делителя напряжения, V_{ffc} , будет 7,83 вольт. Обратите внимание, что высокая конец диапазона поднимается выше 4,5 вольт, но нижний конец диапазона не опускается ниже 1,41 вольт.

Выход усилителя ошибки напряжения является следующей частью установки множителя. Выход усилителя ошибки напряжения, V_{vea} , зажимается внутри UC3854 в 5,6 вольт. Выход усилителя ошибки напряжения соответствует входной мощности преобразователя. Прямая связь по напряжению вынуждает потребляемую мощность оставаться постоянной при данной напряжении V_{vea} независимо от изменений сетевого напряжения. Если 5.0V устанавливается в качестве максимального нормального рабочего уровня, то 5.6V дает ограничение мощности при перегрузке на 12% выше.

Зажим на выходе усилителя ошибки напряжения является таким, что устанавливает минимальное значение V_{ff} в 1,414 вольт. Это можно увидеть, включив эти значения в уравнение для выходного тока умножителя, приведенное выше. Когда V_{ff} большой присущие ошибки умножителя усиливается, потому что V_{vea}/V_{ff} становится маленьким. Если приложение имеет широкий диапазон входного напряжения и, если требуются очень низкие гармонические искажения, то V_{ff} можно изменить на диапазон от 0.7 до 3.5 вольт. Для этого внешний фиксатор должен быть добавлен к усилителю ошибки напряжения, чтобы удерживать его выход ниже 2,00 вольт. Однако, в целом это не рекомендуется.

Входной ток умножителя

Рабочий ток для умножителя происходит от входного напряжения через R_{vac} . Умножитель имеет лучший линейность при относительно высоких токах, но рекомендуемый максимальный ток 0.6mA. При высокой пиковом напряжении линии, для примера схемы 382Vdc и напряжение на ножке 6 UC3854 является 6.0Vdc. Значение 620K для R_{vac} даст I_{ac} 0.6mA максимум. Для правильной работы вблизи пороге входного сигнала, когда $V_{in} = 0$, необходим ток смещения, потому что на ножке 6 есть 6.0Vdc. Резистор, R_{b1} , подключен с V_{ref} к контакту 6, чтобы обеспечить небольшое количество необходимого тока смещения. R_{b1} равен $R_{vac}/4$. В примере схемы значение 150K для R_{b1} обеспечит правильное смещение.

Максимальный выходной сигнал умножителя происходит на пике входного синусоидального сигнала при низком напряжении линии. Максимальный выходной ток от умножителя можно рассчитать из уравнения для I_{mo} , приведенные выше, для этого состояния. Пиковое значение I_{ac} будет 182 мкА, когда V_{in} находится на низком линии. V_{vea} будет 5.0 вольт и V_{ff} будет 2.0. I_{mo} тогда будет 365 мкА максимум. I_{mo} не может быть больше, чем в два I_{ac} так как это представляет максимальный ток доступный при этом входном напряжении и пиковом входном токе, поступающем в корректор коэффициента мощности, будет ограничен соответствующим образом.

Ток I_{set} ставит еще одно ограничение на выходной ток умножителя. I_{mo} может не быть больше, чем $3.75/R_{set}$. Для примера схемы это дает $R_{set} = 10.27K$ максимум, и значение 10K выбрано.

Ток из умножителя, I_{mo} , должны суммироваться с током, пропорциональным току катушки индуктивности, при замкнутой петле обратной связи по напряжению. R_{mo} , резистор с выхода умножителя к токоизмерительному шунту, выполняет функцию и выходная ножка умножителя становится суммирующим соединением. Среднее напряжение на выводе 5 будет равно нулю при нормальном режиме работы, но там может присутствовать напряжение пульсации с частотой переключения, которая является амплитудной модуляцией с удвоенной частотой линии. Пик тока в повышающем индукторе должен быть ограничено 5,6 ампер в примере цепи и токовый шунт 0,25 Ом, так что пик напряжения на нём 1,4 вольт. Максимальная выходная ток умножителя 365 мкА и суммирующий резистор, R_{mo} , должны быть 3.84K, и резистор 3.9K выбран.

Частота генератора

Ток зарядки генератора I_{set} определяется значением R_{set} и частота генератора устанавливается времязадающим конденсатором и током зарядки. Времязадающий конденсатора определяется из:

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \times f_s}$$

Где C_t является значением времязадающего конденсатора и f_s частота переключения в герцах. Для примера преобразователя f_s 100 кГц и $R_{set}=10K$, а $C_t=0.00125\mu F$.

Компенсация усилителя ошибки тока

Токовая петля должна быть компенсирована для стабильной работы. Передаточная функция управление-вход повышающего преобразователя имеет один полюс на высокой частоте, который связан с сопротивлением повышающей индуктивности и сопротивлением шунта (R_s), формирующего фильтр низких частот. Уравнение передаточной функции управление-вход:

$$\frac{V_{rs}}{V_{cea}} = \frac{V_{out} \times R_s}{V_s \times sL}$$

Там, где V_{rs} - напряжение на токоизмерительном шунте и V_{cea} является выходом усилителя ошибки тока. V_{out} является DC выходным напряжением, V_s является размахом от пика до пика пилы генератора, sL является импедансом повышающего индуктора (также $j\omega L$), и R_s является токоизмерительным шунтом (с трансформатором тока он будет R_s/N). Это уравнение справедливо только для области интересов между резонансной частотой фильтра (LC_o) и частотой коммутации. Ниже резонанса выходной конденсатор доминирует и уравнение отличается.

Компенсация усилителя ошибки тока обеспечивает плоское усиления вблизи частоты коммутации и использует естественный наклон силовой ступени повышающего преобразователя, чтобы дать правильную компенсации на общую петлю. Нуль при низкой частоте в ЛАЧХ усилителя дает высокий коэффициент усиления, который обеспечивает работу управления в режиме среднего тока. Коэффициент усиления усилителя ошибки вблизи частоты переключения определяется путем сопоставления с наклоном тока индуктора, когда ключ находится в выключенном состоянии с наклоном пилы, генерируемого осциллятором. Эти два сигнала подаются на входы ШИМ компаратора в UC3854. Падающий наклон тока индуктора имеет размерность ампер в секунду и имеет максимальное значение, когда входное напряжение равно нулю. Другими словами, когда дифференциальное напряжение между входом и выходом повышающего преобразователя является наибольшей. В этот момент ($V_{in} = 0$) ток индуктора дается отношение выходного напряжения преобразователя и индуктивности (V_o/L). Этот ток протекает через токоизмерительный резистора R_s и выдает напряжение с наклоном $V_o R_s/L$ (с

трансформаторами тока это будет $V_o R_s / N L$). Этот наклон, умноженный на коэффициент усиления усилителя ошибки тока на частоте переключения, должен быть равен наклону пилы генератора (также в вольтах на секунду) для надлежащей компенсации токового контура. Если усиление слишком высокое, наклон тока индуктора будет больше, чем наклон пилы и цикл может стать нестабильным.

Неустойчивость будет иметь место вблизи начала полусинусоиды входного напряжения и исчезнет по мере увеличения входного напряжения.

Частота единичного усиления может быть найдена из приведенного выше уравнения, если коэффициент передачи усилителя ошибки тока умножается с ним, и он становится равным единице. Тогда изменим уравнение и решим для частоты единичного усиления. Уравнение принимает вид:

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_s \times R_{Cz}}{V_s \times 2\pi L \times R_{Ci}}$$

Где f_{ci} является частотой единичного усиления контура тока, а R_{Cz}/R_{Ci} является коэффициентом передачи усилителя ошибки тока. Эта процедура даст наилучшую ответную реакцию для токового контура.

В примере преобразователя выходное напряжение 400 В и индуктор 1.0 мН, что дает падающий наклон тока индуктора 400 мА на микросекунду. Сопротивление шунта 0,25 Ом, поэтому на входе усилителя ошибки тока будет 100 мВ за микросекунды. Рампа осциллятора UC3854 имеет от пика до пика величину 5.2V и частота переключения 100 кГц, что определяет наклон 0,52 вольт в микросекунду. Усилитель ошибки тока должен иметь коэффициент усиления 5.2 на частоте переключения, чтобы получить равные наклоны. С входного резистор (R_{Ci}) величиной 3.9K сопротивление обратной связи (R_{Cz}) будет 20K, чтобы дать усилителю коэффициент передачи 5,2. Частота единичного усиления токового контура 15.9KHz.

Размещение нуля в усилителе ошибки тока должна быть на уровне или ниже частоты единичного усиления. Если он находится на частоте единичного усиления, запас по фазе будет 45°. Если ноль ниже по частоте, запас по фазе будет больше. Запас по фазе 45° является очень стабильным, имеет низкое перерегулирование и имеет хорошую терпимость к изменениям компонентов. Ноль необходимо поместить на частоте единичного усиления, так как импеданс конденсатора на этой частоте должно быть равен значению R_{Cz} . Уравнение: $C_{Cz} = 1/(2\pi \times f_{ci} \times R_{Cz})$. Пример преобразователя имеет $R_{Cz} = 20K$ и $f_{ci} = 15.9KHz$ так $C_{Cz} = 500pF$. Значение 620pF было выбрано, чтобы дать немного больше запас по фазе.

Полос, обычно добавляется в ЛАЧХ усилителя ошибки тока недалеко от частоты переключения, чтобы уменьшить чувствительность к шуму. Если полюс находится выше половины частоты переключения, полюс не будет влиять на ЛАЧХ контура управления. Пример преобразователя использует конденсатор 62pF для C_{sp} , которая дает полюс при 128KHz. Это на самом деле выше частоты переключения так, можно было бы использовать большее значение конденсатора, но 62pF достаточно в данном случае.

Компенсация усилителя ошибки напряжения

Контур управления напряжением должен быть скомпенсирован для стабильности, но потому, что полоса пропускная контура напряжения является небольшой, по сравнению с частотой переключения, требования для контура управления напряжением действительно вызваны необходимостью сохранить входные искажения минимальными, а не стабильностью. Полоса пропускания контура должна быть достаточной, чтобы ослабить вторую гармонику частоты линии на выходном конденсаторе, удерживая модуляцию входного тока на минимуме. Усилитель ошибки напряжения также должен иметь достаточный фазовый сдвиг, так чтобы остаток модуляции был в фазе с входной линией, чтобы сохранить коэффициент мощности высокой.

Базовая низкочастотная модель выходного каскада является источником тока приводящий конденсатор. Силовой каскад и токовая петля обратной связи составляют источник тока и конденсатор является выходным конденсатором. Это формирует интегратор и имеет характеристику усиления, которая имеет постоянный наклон 20 дБ на декаду с увеличением частоты. Если вокруг этого замкнуть петлю обратной связи по напряжению, это будет стабильным с постоянным усилением в усилителе ошибки напряжения. Это способ, который используется для стабилизации контура напряжения. Тем не менее, его производительность при снижении искажений из-за выходных пульсаций второй гармоники незначительна. Полюс в ЛАЧХ усилителя нужен для уменьшения амплитуды пульсации напряжения и сдвиг фазы на 90°. Критерии искажения используется для определения коэффициента передачи усилителя ошибки напряжения на второй гармонике частоты сети, а затем единичная частота среза будет найдена и использована для определения положения полюсов в ЛАЧХ усилителя ошибки напряжения. Первым шагом в проектировании компенсации усилителя ошибки напряжения является определение величины пульсирующего напряжения, присутствующего на выходном конденсаторе. Пиковое значение второй гармоники напряжения определяется по формуле:

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2\pi f_r \times C_o \times V_o}$$

Где $V_{орк}$ является пиковое значение выходных пульсаций напряжения (значение от пика до пика будет дважды в этом), f_r является частотой пульсации, которая является второй гармоникой от частоты входной линии, C_o является значение выходной емкости и V_o выходное DC напряжение. Пример преобразователя имеет пиковое напряжение пульсации $1.84V_{pk}$.

Количество искажений, которым пульсации способствует на входе должен быть решены в следующем. Это решение основано на спецификации преобразователя. Пример преобразователя указана для 3% THD, где 0,75% THD выделено на этот компонент. Это означает, что пульсации напряжения на выходе усилителя ошибки напряжение ограничены до 1,5%. Усилитель ошибки напряжения имеет эффективный выходной диапазон (ΔV_{vea}) от 1.0 до 5.0 вольт, так что пиковая пульсация напряжения на выходе усилителя ошибки напряжение дает в $V_{vea} (pk) = \% \text{Пульсации} \times \Delta V_{vea}$. Пример преобразователя имеет пиковое напряжение пульсаций на выходе усилителя ошибки напряжение $60mV_{pk}$.

Коэффициент усиления усилителя ошибки напряжения, G_{va} , на второй гармонике частоты пульсации является отношением двух величин, приведенных выше. Пиковое напряжение пульсации разрешенное на выходе усилителя ошибки напряжение делится на пиковое напряжение пульсации на выходном конденсаторе. Для примера преобразователя G_{va} есть 0,0326.

Критерии для выбора R_{vi} , следующего шага в процессе проектирования, являются достаточно расплывчатыми. Это значение должно быть достаточно низким, так чтобы токи смещения операционного усилителя не имели большое влияние на выходе, и оно должно быть достаточно высоким, чтобы рассеиваемая мощность была маленькой. В примере преобразователя был выбран резистор 511K для R_{vi} и он будет иметь мощность рассеивания около 300 мВт.

C_{vf} , конденсатор обратной связи устанавливает усиление на второй гармонике частоты пульсации и выбран, чтобы дать усилителю ошибки напряжение правильное усиление на второй гармонике частоты линии. Уравнение просто:

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi f_r \times R_{vi} \times G_{va}}$$

Пример преобразователь имеет значение $C_{vf}=0.08\mu F$. Если это значение округлить до $C_{vf}=0.047\mu F$ запас по фазе будет только немного лучше с только немного большими искажениями, поэтому это значение было выбрано.

Выходное напряжение устанавливается делителем напряжения R_{vi} и R_{vd} . Значение R_{vi} уже определены, а R_{vd} определяется из требуемого выходного напряжения и опорного напряжения, которое 7.50Vdc. В примере $R_{vd}=10k$ даст выходное напряжение 390Vdc. Это может быть обрезана до 400 В с резистором 414K параллельно с R_{vd} , но для этого приложения 390Vdc является приемлемым. R_{vd} не имеет никакого влияния на производительность сети переменного тока активного корректора коэффициента мощности. Его единственным результатом будет установка выходное напряжение постоянного тока.

Частота полюса в усилителе ошибки напряжения может быть найдена из установки усиления в уравнении петли, равным единице и решенным для частоты. Коэффициент усиления контура напряжения является произведением коэффициента передачи усилителя сигнала ошибки и усиления повышающей ступени, которая может быть выражена в терминах входной мощности. Члены умножитель, делитель и квадрат могут быть сосредоточенными в коэффициенте передачи мощной ступени и их эффект является преобразование выхода усилителя ошибки напряжения в сигнал управления мощностью, как было отмечено ранее. Это позволяет нам выразить передаточную функцию повышающей ступени просто в терминах мощности. Уравнение:

$$G_{bst} = \frac{P_{in} \times X_{co}}{\Delta V_{vea} \times V_o}$$

Где G_{bst} является коэффициентом передачи повышающей ступени, в том числе включающей умножитель, делитель и квадрат, P_{in} является средней потребляемой мощностью, X_{co} является сопротивление выходного конденсатора, ΔV_{vea} является диапазон выходного напряжения усилителя ошибки напряжения (4 вольт на UC3854) и V_o является выходным DC напряжением.

Коэффициент передачи усилителя ошибки выше полюса в его АЧХ определяется по формуле:

$$G_{va} = \frac{X_{cf}}{R_{vi}}$$

Где G_{va} есть коэффициент передачи усилителя ошибки напряжения, X_{cf} является импедансом ёмкости обратной связи и R_{vi} является входным сопротивлением.

Коэффициент передачи общего контура напряжения является продуктом G_{bst} и G_{va} и дается этим уравнением:

$$G_v = \frac{P_{in} \times X_{co} \times X_{cf}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi}}$$

Обратите внимание, что есть два условия, которые зависят от f , X_{co} и X_{cf} . Эта функция имеет наклон второго порядка (-40 дБ на декаду), поэтому он должен быть функцией частоты в квадрате. Решения для

частоты единичного усиления устанавливает G_v равным единице и перестраивает уравнение решить для f_{vi} . X_{co} заменяется на $1/(2\pi f C_o)$ и X_{cf} заменяется на $1/(2\pi f C_{vf})$.

Уравнение принимает вид:

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vf} \times (2\pi)^2}$$

Решение для f_{vi} в примере преобразователя дает $f_{vi} = 19.14\text{Hz}$. Значение R_{vf} может теперь быть найдено путем установки его равным импедансу C_{vf} при f_{vi} . Уравнение: $R_{vf} = 1/(2\pi f_{vi} C_{vf})$.

В примере преобразователя значение 177K рассчитано и 174K используется.

Конденсатор фильтра делителя прямой связи

Процент пульсации напряжения второй гармоники на входе прямой связи вкладывает в результаты умножителя такой же процент пульсации тока третьей гармоники в сети переменного тока.

Конденсаторы в делитель прямой связи по напряжению (C_{ff1} и C_{ff2}) ослабляют пульсации напряжения от выпрямленного входного напряжения. Пульсация Второй гармоники составляет 66,2% от входного АС напряжения. Величина ослабления требуется, или "коэффициент передачи" фильтра, просто количеством искажений от третьей гармоники распределенным в этом источнике искажений, деленное на 66,2%, что на входе делителя. Пример схемы имеет распределение 1,5% общих гармонических искажений от этого входа, так требуется ослабление $G_{ff} = 1.5/66.2 = 0.0227$.

Рекомендуемой строке делителя принадлежит фильтр второго порядка, потому что это дает гораздо более быструю реакцию на изменения в напряжении RMS линии. Как правило, это примерно в шесть раз быстрее. Два полюса фильтра размещены на одной и той же частоте для широкого пропускной способности. Суммарный коэффициент передачи фильтра является результатом коэффициента передачи двух фильтров, так коэффициент передачи каждой секции равен квадратному корню из общего коэффициента передачи. Две секции фильтра не взаимодействуют много, потому что импедансы отличаются, таким образом они могут рассматриваться отдельно. В примере преобразователя усиления каждого раздела фильтра на частоте второй гармоники является 0,0227 или 0,15 для каждой секции. Это же соотношение справедливо и для частоты среза, которая необходима, чтобы найти значений конденсаторов. Эти простые вещественные полюсы, так частота среза является частью коэффициента передачи времён частоты пульсации или:

$$f_c = \sqrt{G_{ff}} \times f_r$$

Пример преобразователя имеет коэффициент передачи фильтра в 0,0227 и коэффициент передачи секции 0,15 и частоту пульсации 120 Гц, так частота среза $f_c = 0.15 \times 120 = 18$ Гц.

Частота среза используется для вычисления значения для конденсаторов фильтра, так как в этом приложении, импеданс конденсатора будет равен импедансу сопротивления нагрузки на частоте среза. Два уравнения, приведенные ниже, используются для расчета значений двух конденсаторов.

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff2}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff3}}$$

В примере преобразователя $R_{ff2} = 91\text{K}$, $R_{ff3} = 20\text{K}$; Таким образом,

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 91k} = 0.1 \text{ мкФ}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 20k} = 0.44 \text{ мкФ}$$

Примем $C_{ff2} = 0.47 \text{ мкФ}$

Это завершает дизайн главных цепей активного корректора коэффициента мощности.

Итоговая методика расчета

Этот раздел содержит краткое, пошаговое описание процедуры проектирования для активного корректора коэффициента мощности. Пример схемы используемый выше, повторяется здесь.

1. Технические характеристики: Определение рабочих требований к активному корректору коэффициента мощности.

Пример:

P_{out} (макс): 250 Вт

V_{in} диапазон: 80-270V_{ac}

Диапазон частот: 47-65Hz

Выходное напряжение: 400 V_{dc}

2. Выбор частоты переключения:

Пример:

100 кГц

3. Выбор индуктора:

A. Максимальный пиковый ток линии. $P_{in} = P_{out} (\max)$

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \times P_{in}}{V_{in} (\min)}$$

Пример:

$$I_{pk} = \frac{\sqrt{2} \times 250}{80} = 4.42 \text{ А}$$

B. Ток пульсации.

$$\Delta I = 0.2 \times I_{pk}$$

Пример:

$$\Delta I = 0.2 \times 4.42 = 0.9 \text{ А от пика до пика}$$

C. Определите коэффициент заполнения в I_{pk} где $V_{in} (\text{peak})$ является пиковым выпрямленным сетевым напряжением при низкой линии.

$$D = \frac{V_o - V_{in} (\text{peak})}{V_o}$$

Пример:

$$D = \frac{400 - 113}{400} = 0.71$$

D. Вычислить индуктивность. f_s частота переключения.

$$L = \frac{V_{in} \times D}{f_s \times \Delta I}$$

Пример:

$$L = \frac{113 \times 0.71}{100000 \times 0.9} = 0.89 \text{ мГн}$$

Округляем до 1.0 мГн.

4. Выбор выходного конденсатора.

C временем провала, следует использовать уравнение ниже. Типичные значения для C_o являются от 1 до 2 мкФ на ватт. Если отключение не требуется, использовать пульсацию второй гармоники и общей рассеиваемую мощность в конденсаторе, чтобы определить минимальный величину конденсатора. Δt является временем провала в секундах, а V_1 является минимальным напряжением на выходном конденсаторе.

$$C_o = \frac{2 \times P_{out} \times \Delta t}{V_o^2 - V_1^2}$$

Пример:

$$C_o = \frac{2 \times 250 \times 34 \text{ ms}}{400^2 - 350^2} = 450 \text{ мкФ}$$

5. Выбор сопротивления токового шунта. Если используются трансформаторы тока, то включить коэффициент трансформации и решить, будет выход положительным или отрицательным по отношению к общему проводу. Удержание пикового напряжения на резисторе минимум 1.0V является типичным значением для V_{rs} .

A. Найти $tI_{pk}(\max) = I_{pk} + \frac{\Delta I}{2}$

Пример:

$$I_{pk}(\max) = 4.42 + \frac{0.9}{2} = 5 \text{ A}$$

В. Рассчитать сопротивление шунта.

$$R_s = \frac{V_{rs}}{I_{pk}(\max)}$$

Пример:

$$R_s = \frac{1}{5} = 0.2 \text{ Ом. Выберем } 0.25 \text{ Ом}$$

С. Рассчитаем актуальное пиковое напряжение на шунте.

$$V_{rs}(pk) = I_{pk}(\max) \times R_s$$

Пример:

$$V_{rs}(pk) = 5 \times 0.25 = 1.25 \text{ В}$$

6. Установите независимое ограничение пикового тока. Rpk1 и Rpk2 являются резисторами делителя напряжения. Выберем значение перегрузки по пиковому току, Ipk(ovId). Типичным значением для Rpk1 будет 10К.

$$V_{rs}(ovId) = I_{pk}(ovId) \times R_s$$

Пример:

$$V_{rs}(ovId) = 5.6 \times 0.25 = 1.4 \text{ В}$$

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs}(ovId) \times R_{pk1}}{V_{ref}}$$

Пример:

$$R_{pk2} = \frac{1.4 \times 10k}{7.5} = 1.87 \text{ кОм. Выберем } 1.8 \text{ кОм}$$

7. Установка умножителя. Работа умножителя определяется следующим уравнением. Где I_{mo} - выходной ток множитель, K_m = 1, I_{ac} - входной ток умножителя, V_{ff} – напряжение прямой связи и V_{vea} - выход усилителя ошибки напряжения.

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{v_{ff}^2}$$

А. Делитель напряжения прямой связи. Преобразует RMS значение Vin в среднее значение выпрямленного входного напряжения. При Vin(min) напряжение на Vff должно быть 1.414 В и напряжение на Vffс, другой узел делителя, должно быть около 7,5 вольт. Среднее значение Vin задается следующим уравнением, где Vin(min) RMS значение входного АС напряжения:

$$V_{in}(av) = V_{in}(\min) \times 0.9$$

Следующие два уравнения используются, чтобы найти значения для делителя Vff. Значение 1 МОм обычно выбирают для входного импеданса делителя. Два уравнения должны быть решены вместе, чтобы получить номиналы резисторов.

$$v_{ff} = 1.414V = \frac{V_{in}(av) \times R_{ff3}}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

$$V_{node} = 7.5V = \frac{V_{in}(av) \times (R_{ff2} + R_{ff3})}{R_{ff1} + R_{ff2} + R_{ff3}}$$

Пример:

$$R_{ff1} = 910 \text{ кОм, } R_{ff2} = 91 \text{ кОм, и } R_{ff3} = 20 \text{ кОм}$$

В. Выбор Rvac. Найти максимальное пиковое значение сетевого напряжения.

$$V_{pk}(\max) = \sqrt{2} \times V_{in}(\max)$$

Пример:

$$V_{pk}(\max) = \sqrt{2} \times 270 = 382 \text{ В пик}$$

Разделим на 600 мкА, максимальный входной ток множителя.

$$R_{vac} = \frac{V_{pk}(\max)}{600E - 6}$$

Пример:

$$R_{vac} = \frac{382}{600E-6} = 637 \text{ кОм. Выберем } 620 \text{ кОм}$$

С. Выбор R_{b1} . Это резистор смещения. Считаем это как делитель напряжения с V_{ref} и R_{vac} , а затем решаем для R_{b1} . Уравнение принимает вид:

$$R_{b1} = 0.25 \times R_{vac}$$

Пример:

$$R_{b1} = 0.25 \times R_{vac} = 155 \text{ кОм. Выберем } 150 \text{ кОм}$$

D. Выбор R_{set} . I_{mo} не может быть больше чем два тока через R_{set} . Найти входной ток умножителя, I_{ac} , с $V_{in(min)}$. Затем рассчитаем значение для R_{set} , основанное на значении I_{ac} просто вычислить.

$$I_{ac(min)} = \frac{V_{in(pk)}}{R_{vac}}$$

Пример:

$$I_{ac(min)} = \frac{80 \times \sqrt{2}}{620k} = 182 \mu\text{A}$$

$$R_{set} = \frac{3.75}{2 \times I_{ac(min)}}$$

Пример:

$$R_{set} = \frac{3.75}{2 \times 182 \mu\text{A}} = 10.3 \text{ кОм. Выберем } 10 \text{ кОм.}$$

E. Выбор R_{mo} . Напряжение на R_{mo} должно быть равно напряжению на R_s при ограничении пикового тока для низкого входного напряжения сети.

$$R_{mo} = \frac{V_{rs(pk)} \times 1.12}{2 \times I_{ac(min)}}$$

Пример:

$$R_{mo} = \frac{1.25 \times 1.12}{2 \times 182 \mu\text{A}} = 3.84 \text{ кОм. Выберем } 3.9 \text{ кОм}$$

8. Частота генератора. Рассчитаем C_t , чтобы получить требуемую частоту переключения.

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set} \times f_s}$$

Пример:

$$C_t = \frac{1.25}{10k \times 100k} = 1.25 \text{ нФ}$$

9. Компенсация усилителя ошибки тока.

A. Коэффициент передачи усилителя на частоте переключения. Рассчитать напряжение на токоизмерительном шунте в течении снижения тока индуктивности, а затем разделить на частоту переключения. В случае использования трансформаторов тока использовать (R_s/N) вместо R_s .

Уравнение:

$$\Delta V_{rs} = \frac{V_o \times R_s}{L \times f_s}$$

Пример:

$$\Delta V_{rs} = \frac{400 \times 0.25}{1m \times 100k} = 1 \text{ В пик.}$$

Это напряжение должно быть равно размаху V_s от пика до пика, при напряжении на времязадающем конденсаторе (5.2 вольт). Коэффициент усиления усилителя сигнала ошибки, таким образом, определяется по формуле:

$$G_{ca} = \frac{V_s}{\Delta V_{rs}}$$

Пример:

$$G_{ca} = \frac{5.2}{1} = 5.2$$

B. Резисторы обратной связи. Установите R_{ci} равным R_{mo} .

$$R_{ci} = R_{mo}$$

$$R_{cz} = G_{ca} \times R_{ci}$$

Пример:

$$R_{cz} = 5.2 \times 3.9k = 20 \text{ кОм}$$

С. Частота единичного усиления токового контура.

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_s \times R_{cz}}{V_s \times 2\pi L \times R_{ci}}$$

Пример:

$$f_{ci} = \frac{400 \times 0.25 \times 20k}{5.2 \times 2\pi \times 0.001 \times 3.9k} = 15.7 \text{ кГц}$$

D. Выбор C_{cz} . Выберем запас по фазе 45° . Установить ноль на частоте единичного усиления.

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \times f_{ci} \times R_{cz}}$$

Пример:

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi \times 15.7k \times 20k} = 507 \text{ пФ. Выберем } 620 \text{ пФ}$$

E. Выбор C_{sp} . Полос должен быть расположен выше $F_s/2$.

$$C_{sp} = \frac{1}{2\pi \times f_s \times R_{cz}}$$

Пример:

$$C_{sp} = \frac{1}{2\pi \times 100k \times 20k} = 80 \text{ пФ. Выберем } 62 \text{ пФ}$$

10. Бюджет гармонического искажения. Принятие решения о максимальном уровне ТНД. Выделить источники ТНД по мере необходимости. Третья гармоника преобладает в сети переменного тока. Пульсация выходного напряжения способствует 1/2% третьей гармоники входного тока на каждый 1% пульсации второй гармоники на выходе усилителя ошибки. Прямая связь по напряжению, V_{ff} , способствует 1% третьей гармоники входного тока на каждый 1% второй гармоники на входе V_{ff} микросхемы UC3854.

Пример:

3% третьей гармоники входного переменного тока выбрана в качестве спецификации. 1,5% выделяется для входа V_{ff} и 0,75% выделяется на пульсацию выходного напряжения или 1,5% до V_{vao} . Остальные 0,75% распределяется на различные нелинейности.

11. Компенсация усилителя ошибки напряжения.

A. Пульсация выходного напряжения. Выходная пульсация задается согласно следующему уравнению, где f_r является второй гармоникой частоты пульсации:

$$V_o(pk) = \frac{P_{in}}{2\pi f_r \times C_o \times V_o}$$

Пример:

$$V_o(pk) = \frac{250}{2\pi \times 120 \times 450\mu F \times 400} = 1.84 \text{ В(ак)}$$

B. Пульсация на выходе усилителя и коэффициент передачи. $V_o(pk)$ должно быть сведено к пульсации напряжения допустимой на выходе усилителя ошибки напряжения. Это устанавливает коэффициент усиления усилителя ошибки напряжения на частоте второй гармоники. Уравнение:

$$G_{va} = \frac{\Delta V_{vao} \times \% \text{ Ripple}}{V_o(pk)}$$

Для UC3854 $V_{vao} 5-1 = 4V$

Пример:

$$G_{va} = \frac{4 \times 0.015}{1.84} = 0.0326$$

C. Значения цепи обратной связи. Найдем значение компонента для установки коэффициента передачи усилителя ошибки напряжения. Значение R_{vi} является достаточно произвольным.

Пример:

Выберем $R_{vi} = 511 \text{ кОм}$

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_r \times R_{vi} \times G_{va}}$$

Пример:

$$C_{vf} = \frac{1}{2\pi \times 120 \times 511k \times 0.0326} = 0.08 \text{ мкФ}$$

Выберем 0.047 мкФ

D. Установим выходное DC напряжение.

$$R_{vd} = \frac{R_{vi} \times V_{ref}}{V_o - V_{ref}}$$

Пример:

$$R_{vd} = \frac{511k \times 7.5}{400 - 7.5} = 9.76 \text{ кОм}$$

Выберем 10 кОм

E. Найдём частоту полюса. f_{vi} = частота единичного усиления в контуре напряжения.

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in}}{\Delta V_{ao} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vt} \times (2\pi)^2}$$

Пример:

$$f_{vi} = \sqrt{\frac{250}{4 \times 400 \times 511k \times 450\mu \times 47n \times (2\pi)^2}} = 19.1 \text{ Гц}$$

F. Найдём R_{vf} .

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_{vi} \times C_{vf}}$$

Пример:

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \times 19.1 \times 47n} = 177 \text{ кОм. Выберем 174 кОм}$$

12. Конденсаторы делителя напряжения прямой связи. Эти конденсаторы определить вклад V_{ff} в третью гармонику искажений входного AC тока. Необходимо определить величину ослабления. Вторая гармоника выпрямленного напряжения составляет 66.2%. %THD является допустимым процентом гармонических искажений в бюджете на этот вход с шага 10 выше.

$$G_{ff} = \frac{\%THD}{66.2\%}$$

Пример:

$$G_{ff} = \frac{1.5}{66.2\%} = 0.0227$$

Используем два равных каскадных полюса. Найдём полюсные частоты. f_p является второй гармоникой частоты пульсации.

$$f_p = \sqrt{G_{ff}} \times f_r$$

Пример:

$$f_p = \sqrt{0.0227} \times 120 = 18 \text{ Гц}$$

Выберем C_{ff1} и C_{ff2}

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff2}}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times f_p \times R_{ff3}}$$

Пример:

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 91k} = 0.097 \text{ мкФ. Выберем 0.1 мкФ}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times 18 \times 20k} = 0.44 \text{ мкФ. Выберем 0.47 мкФ}$$

Ссылки

L. H. Dixon, "High Power Factor Preregulator for Off-Line Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM600, 1988 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

L. H. Dixon, "High Power Factor Switching Preregulator Design Optimization," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700, 1990 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

L. H. Dixon, "Average Current Mode Control of Switching Power Supplies," Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM700, 1990 (Reprinted in subsequent editions of the Manual.)

S. Freeland, "Input-Current Shaping for Single-Phase AC-DC Power Converters," Ph.D. Thesis, California Institute of Technology, 1988.