

## УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ С ЧАСТОТОЙ 100 КГЦ НА ОДНОМ МОП ПТ

### Аннотация

Мощные МОП ЛТ являются привлекательными кандидатами для использования в импульсных источниках питания. Чтобы полностью использовать преимущества их уникальных характеристик, необходимо не просто заменять биполярный транзистор на МОП ПТ в существующей схеме, но рассматривая ситуацию глубже, следует переосмыслить базовые концепции и создать схему, опираясь на рабочие характеристики прибора.

Эта статья описывает автономный источник питания (100кГц, 100Вт), обеспечивающий стабилизированное постоянное выходное напряжение 5В. Схема является «универсальной» в том смысле, что работает от сети 115В и 240В без изменения схемотехники или смены компонентов. Схема использует один 500-вольтовый мощный МОП ПТ в модификации классической схемы «прямого преобразователя».

### Введение

Источники питания постоянного напряжения сегодня применяются в любом электрическом и электронном оборудовании. Традиционные схемы, которые работают от входного переменного напряжения, основаны на использовании сетевого трансформатора, вторичного выпрямителя, выходного фильтра и рассеивающего последовательного стабилизирующего элемента; общий типовой к.п.д. которого составляет 40-50%.

Одна из конструкций основана на теоретически более эффективной высокочастотной переключающей технике. Сетевое напряжение сначала выпрямляется в постоянное, затем транзистором преобразуется в высокочастотное переменное напряжение. Высокочастотное напряжение подается через выходной трансформатор, выпрямляется и фильтруется, чтобы создать требуемое постоянное напряжение. Стабилизация выхода осуществляется управлением шириной импульса высокочастотного напряжения. Эта схемотехника дает гораздо лучшую эффективность - к.п.д. обычно 75-85% - и существенное уменьшение в размерах - обычно 4-5 раз, благодаря намного меньшим по размеру фильтрующим и магнитным компонентам, что связано с использованием высокой частоты.

Сегодня большинство импульсных источников питания используют мощные биполярные транзисторы. Частоты переключения находятся в диапазоне 20-40кГц. Хотя некоторые схемы работают при более высоких частотах, это однозначно говорит, что биполярный транзистор «выходит» на пределы его рабочих характеристик.

Более высокая рабочая частота, чем стандартные 20-40кГц, является принципиальным достижением, поскольку она позволяет дальнейшее снижение размеров магнитных и фильтрующих компонентов, а также увеличение быстродействия. С появлением мощных МОП ПТ переключающий компонент перестал быть элементом системы, ограничивающим частоту. Эта новая ситуация создала значительное преимущество, при котором оптимальная частота переключения источника питания определяется технологией соответствующих магнитных и фильтрующих компонентов. Сейчас нет единого мнения, однако можно точно сказать, что оптимальная частота переключения определенно больше диапазона 20-40кГц биполярного транзистора. Наиболее вероятная ее величина 100кГц, а возможно, значительно больше.

Однако, будет неправильным предполагать, что потенциальное преимущество мощного МОП ПТ заключается просто в более высокой скорости переключения и более высокой частоте. Чтобы использовать все характеристики мощного МОП ПТ для получения максимальных преимуществ, задача разработчика не должна сводиться к простому следованию хорошо освоенной схемотехнике биполярных транзисторов, хотя бы даже с более высокой рабочей частотой. Основные концепции схемы должны быть переосмыслены для реализации всех потенциальных преимуществ МОП ПТ.

Было бы ошибочным мнение, что из-за того, что мощные МОП ПТ все еще более дорогие, чем биполярные транзисторы, они не конкурентны. Это мнение не учитывает того, что преимущества в характеристиках или снижение стоимости, или и то и другое вместе являются достижимыми на уровне системы при использовании этих приборов, что может более чем компенсировать более высокую стоимость самих приборов.

В этой статье мы представляем импульсный источник питания, использующий МОП ПТ, который работает на частоте 100кГц - существенно более высокой, чем частота при использовании биполярных транзисторов. Достижение этой частоты, на самом деле, не является пределом для мощного МОП ПТ, так как легко достичь и более высоких частот. Более важной задачей статьи является демонстрация того, что путем переосмысления основных концепций схемы достижимы результаты, которые *на* первый взгляд для разработчиков схем кажутся невозможными. В частности, мы покажем, что один 500-вольтовый МОП ПТ может использоваться в схеме, которая работает от входа сети 220В. Сравните это с минимальным требованием в 800В для биполярного транзистора в одноконтурной схеме. Более того, мы продемонстрируем схему, которая имеет поразительную способность поддерживать стабилизированное постоянное напряжение на выходе в очень широком диапазоне входного сетевого напряжения - «универсальный» источник питания - которая может работать как от сети 115В, принятой в Соединенных Штатах, так и от сети 220/240В, принятой в Европе, без каких-либо изменений в схемотехнике или смены компонентов.

### Специальные цели разработки

Рассуждения, которые последуют ниже, относятся к общим концепциям схемы, связанным с использованием одного мощного МОП ПТ в широком диапазоне входного напряжения импульсного источника питания. Представлено специальное применение описанной концепции; это схема для (100кГц, 100Вт, 5В постоянного напряжения) импульсного источника питания использующая один МОП ПТ с номинальными параметрами 500В/3.5А в корпусе TO-220.

Целью данной статьи является не снабжение «разработанной конструкцией», а предоставление некоторых основных указаний, как переосмыслить схемы источника питания в связи с применением МОП ПТ. Поэтому мы рассмотрим несколько моментов, которые являются важными при разработке источника питания: подача смещения, соображения по стабильности и электромагнитным помехам и требования по развязке. Хотя схема испытывалась, как показывают осциллограммы, при входном напряжении 265В, остается вопросом, является ли запас по напряжению прибора достаточным для работы в этих условиях, особенно если динамические характеристики источника не оптимальны.

Характеристики этого источника питания приведены в таблице 1. Вариации этих параметров - другая выходная мощность, другое выходное напряжение, другая рабочая частота и т.п. - естественно, возможны не уходя от базовой концепции.

Таблица 1. Рабочие характеристики «универсального» источника питания на 100кГц.

Минимальное входное напряжение	85В действ, значение, 50-400Гц
Максимальное входное напряжение	230В действ, значение, 50-400Гц
Выходное напряжение	5В, постоянное
Максимальный выходной ток	20А, постоянный
Стабилизация выходного напряжения, для всех условий выходного тока и входного напряжения	+0,5%
Максимальный уровень пульсации	50мВ от пика импульса на выходе
Переходная характеристика для шагового изменения тока нагрузки на 10 А	500м Вт/дел. при импульсе длительностью 250мксек нагрузки
К. п. д. при полной нагрузке	74%

## Основные принципы.

### Стандартная схема прямого преобразователя

Базовая схема прямого преобразователя на одном транзисторе показана на рис.1. Идеализированные формы сигналов напряжения и тока, которые описывают ее работу, показаны на рис.2. В период времени, когда транзистор включен, ток передается от первичного источника постоянного напряжения через выходной трансформатор на схему выхода. В период времени, когда транзистор выключен, ток намагничивания в трансформаторе возвращается через подпирющую обмотку к первичному источнику постоянного напряжения, меняя магнитный поток в сердечнике трансформатора перед следующим рабочим циклом.

Подпирющая (фиксирующая уровень) обмотка обычно имеет то же количество витков, что и первичная. Это означает, что пиковое напряжение, появившееся на транзисторе в течение времени, когда он был выключен, в два раза больше постоянного напряжения первичного источника. Для номинального входного напряжения сети, скажем, 220В это пиковое напряжение будет около 600В; вот почему пробивное напряжение транзистора должно быть, по крайней мере, 800В.

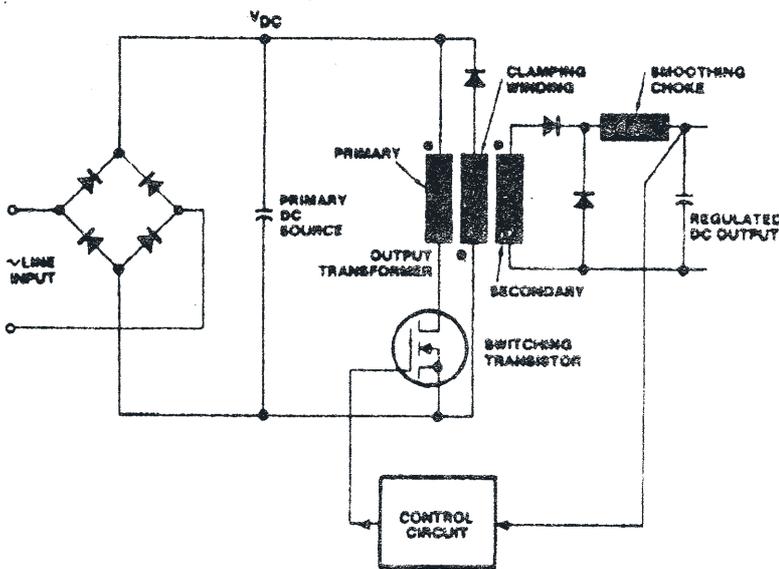


Рис. 1. Базовая схема прямого преобразователя на одном транзисторе

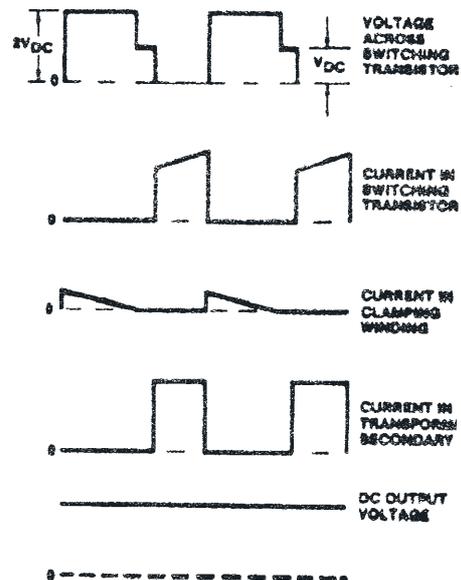


Рис. 2. Идеальные формы сигналов в схеме на рис. 1

Максимальный разрешаемый период нахождения транзистора в состоянии проводимости равен 50% от полного времени цикла. Он не может быть длиннее, так как иначе не будет хватать времени для изменения магнитного потока трансформатора во время выключенного транзистора и трансформатор будет вводиться в состояние насыщения. Коэффициент заполнения 50% подходит для условий низкого входного напряжения и полной нагрузки; время нахождения транзистора в состоянии проводимости автоматически снижается от этой точки по мере того, как входное напряжение сети увеличивается, или по мере того, как снижается выходная нагрузка под действием замкнутой петли схемы стабилизатора, которая действует так, чтобы поддерживать стабилизированное выходное напряжение.

**Модифицированная схема**

Нет существенной необходимости ограничивать пиковое напряжение транзистора величиной удвоенного напряжения питания. Напряжение прибора может быть ограничено до любого уровня, который выше постоянного напряжения питания, при условии, что интеграл напряжение-время, создаваемый на транзисторе во время, когда транзистор выключен, равен и противоположен интегралу напряжение-время во время проводимости, таким образом полностью изменяя магнитный поток к концу каждого цикла.

Поэтому, в принципе, можно снизить пиковое напряжение транзистора за счет снижения его времени нахождения в проводящем состоянии. Недосток в том, что пиковый ток прибора обязательно возрастает по мере снижения времени проводимости для установленной выходной мощности и уровня входного напряжения. Идеализированные формы сигналов на рис.3(а) иллюстрируют работу при коэффициенте заполнения 20%; для сравнения, рис.3(б) представляет работу при коэффициенте заполнения 50% для той же самой выходной мощности и входного напряжения. Коэффициент усиления биполярного транзистора снижается, и прибор становится все труднее использовать из-за возрастания пикового тока. Более высокий пиковый ток будет, конечно, создавать более высокую рассеиваемую мощность при проводимости, чем у схемы, работающей с увеличенным временем проводимости при, соответственно, более низких токах. Это, однако, не является большим недостатком, так как МОП ПТ хорошо переносит избыточную рассеиваемую мощность; в любом случае, мощность рассеивания в переключающемся приборе существенно меньше, чем в выходных диодах. Недостатком является то, что падение напряжения проводимости в этих выпрямительных диодах довольно значительно для 5-вольтового выхода и потери диодов имеют доминирующую величину.

**Фиксирование уровня напряжения на стоке МОП ПТ**

Напряжение стока должно фиксироваться на уровне, который гарантирует полное изменение магнитного потока выходного трансформатора во время, когда МОП ПТ выключен. Для этого есть различные способы.

Подпирающая обмотка в выходном трансформаторе - используемая в обычном прямом преобразователе с коэффициентом заполнения 50% - в принципе также может быть использована. Соотношение витков в подпирающей и первичной обмотках, конечно, уже не должно быть 1:1. Рассматривая этот пример для коэффициента заполнения при проводимости, равного 0,2, пиковое напряжение транзистора должно по крайней мере в 1,25 раз превышать постоянное напряжение первичного источника питания. Поэтому подпирающая обмотка должна иметь в четыре раза больше витков, чем первичная, как показано на рис.4(а).

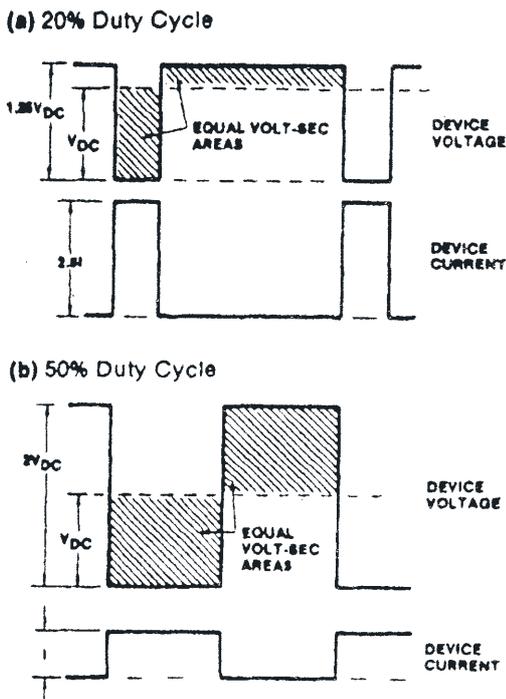


Рис. 3. Идеальные диаграмма тока и напряжения

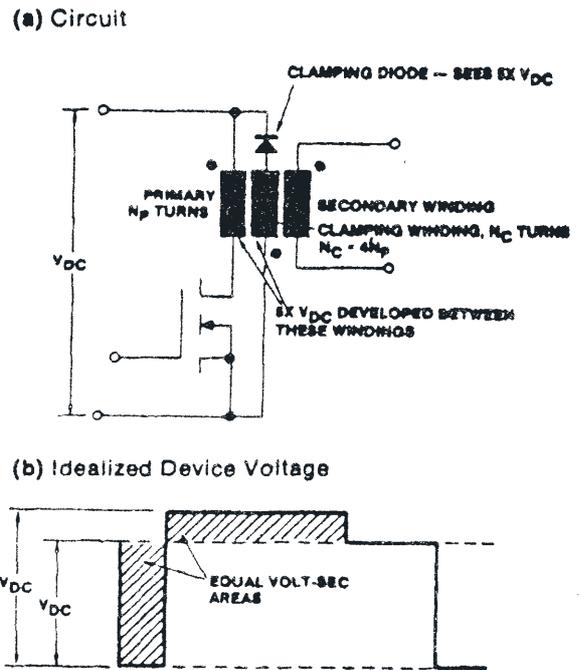


Рис. 4. Использование подпирающей обмотки трансформатора

Это фиксирует пиковое напряжение транзистора на уровне 1,25 постоянного напряжения первичного источника питания, как показано на рис.4(b). Коэффициент заполнения 0,2 будет устанавливаться, когда напряжение сети наименьшее, а выходной ток нагрузки наибольший. По мере возрастания входного напряжения или снижения тока нагрузки время нахождения транзистора в состоянии проводимости будет уменьшаться под действием петли обратной связи так, чтобы поддерживать выходное постоянное напряжение на постоянном уровне. Ограниченный уровень напряжения транзистора всегда будет равен 1,25, постоянного напряжения первичного источника питания, независимо от величины напряжения. Поэтому магнитный поток в трансформаторе переустанавливается до окончания цикла, за исключением случая минимального входного сетевого напряжения, пиковое напряжение транзистора обычно выше, чем уровень, которого достаточно для переустановки трансформатора в конце цикла. Подпирающая обмотка трансформатора, несмотря на то, что она легко реализуется, создает некоторые трудности. В рассматриваемом примере пиковое напряжение, вырабатываемое между первичной и подпирающей обмотками, будет в пять раз больше постоянного напряжения питания; изоляция между этими обмотками должна быть достаточной, чтобы выдерживать это напряжение. Подпирающий выпрямительный диод испытывает такое же напряжение и должен иметь соответствующий номинал. Возможно, наибольшей практической трудностью является неизбежное появление существенной паразитной индуктивности и собственной емкости между первичной и подпирающей обмотками, что приводит к увеличению налагаемых на сигналы тока и напряжения высокочастотных колебаний, как показано на рис.4(c). Эти колебания трудно устранимы.

### Другой подход

Намного более успешный подход исходит из того, что для получения минимального воздействия на МОП ПТ, напряжение, которое появляется на трансформаторе в период, когда транзистор выключен, должно иметь амплитуду, позволяющую изменять магнитный поток как раз перед окончанием этого периода, независимо от коэффициента заполнения в состоянии проводимости. Этот принцип иллюстрируется сигналами на рис.5. В этом примере предполагается, что минимальный коэффициент заполнения при максимальном входном напряжении равен 0,15.

Если следовать этому принципу, то напряжение, которое появляется на трансформаторе в течение времени изменения магнитного потока, не будет зависеть от постоянного напряжения первичного источника питания; оно возрастает с уменьшением постоянного напряжения питания и обратно пропорционально (1-D), где D - коэффициент заполнения. Таким образом, подпирающая обмотка трансформатора принципиально не будет выполнять эту работу.

Если требуется разработать схему ограничения напряжения МОП ПТ, то в ней должны быть реализованы два преимущества в дополнение к устранению подпирающей обмотки трансформатора. Первое, как уже отмечалось, напряжение на МОП ПТ должно быть минимизировано. Второе, здесь не будет максимального разрешаемого допустимого времени нахождения транзистора в состоянии проводимости - как это было в случае с подпирающей обмоткой трансформатора - выше которого период нахождения транзистора в выключенном состоянии становится слишком коротким для изменения магнитного потока трансформатора. Поэтому, здесь не ограничено минимальное напряжение сети, при котором схема не может работать.

Это означает, что если схема разработана так, что она работает с достаточно малым коэффициентом заполнения, скажем 0,15 при напряжении сети около 265В. тогда эта схема может быть сделана так, что остается в режиме стабилизации и дает такое же постоянное выходное напряжение и при малом входном напряжении сети, скажем 80В, при коэффициенте заполнения около 0,5. Этот пример представлен теоретическими сигналами на рис.5. Даже если это не будет теоретически ограничивающим фактором работы; однако, как практическая мера, вспомним, что большинство интегральных схем, предназначенных для управления источниками питания этого типа, имеют коэффициент заполнения около 0,5. При всех вариантах, если мы разрабатываем схему в соответствии с этими принципами, мы получим «универсальный» источник питания, способный выдавать одинаковое стабилизированное постоянное напряжение на выходе и от 115В, и от 220/240В сети на входе без модификации схемотехники или смены компонентов.



Рис. 4. Формы сигналов токов к напряжений в трансформаторе (продолжение)

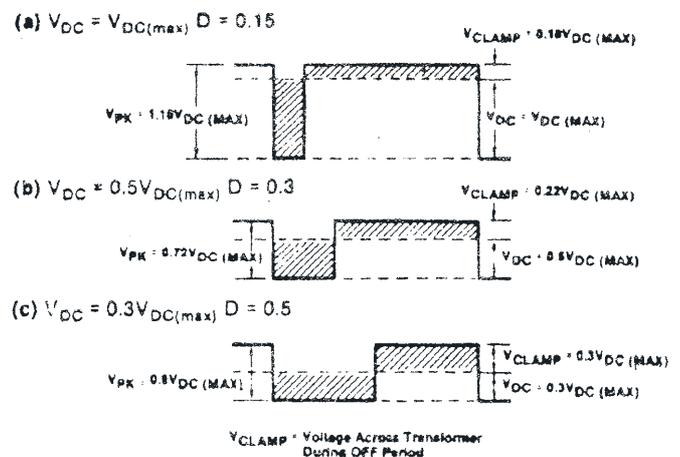
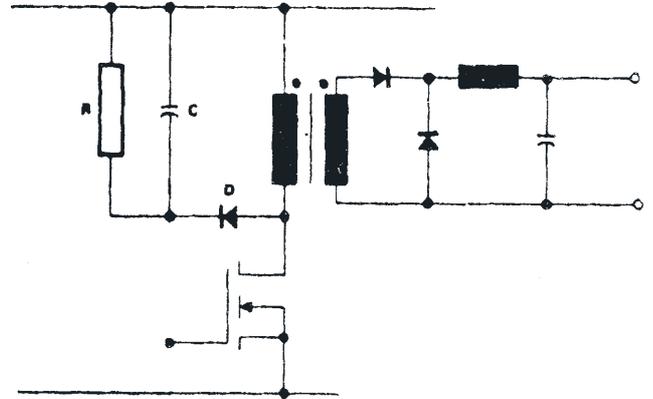


Рис. 5. Идеальные сигналы, иллюстрирующие работу, когда напряжение прибора при выключении всегда имеет нужную амплитуду для изменения магнитного потока трансформатора в конце этого периода

**Фиксация напряжения с помощью конденсатора-резистора-диода**

Желаемая схема фиксации может быть реализована простым способом. Схема показана на Рис.6. Конденсатор С является накопительным конденсатором, который заряжается до точного уровня напряжения -напряжения, необходимого для изменения направленности тока. Резистор R рассеивает энергию, подаваемую в схему фиксации подпорки (ограничения уровня напряжения). В отличие от обмотки трансформатора, которая возвращает энергию, накапливаемую в трансформаторе, в первичный источник постоянного напряжения, эта схема с рассеиванием мощности.

С практической точки зрения, из-за возможности работать на высокой частоте, трансформатор может быть разработан так, что мощность, рассеиваемая в схеме, поддерживается на достаточно приемлемом уровне. В конкретной описываемой схеме мощность, рассеиваемая в схеме, достаточно мала и находится в диапазоне между 2% и 3% выходной мощности. Действие этой простой схемы, может быть описано как подстройка стабильного напряжения на конденсаторе до уровня, требуемого для изменения направления магнитного потока трансформатора в конце периода нахождения транзистора в выключенном состоянии, независимо от уровня входного напряжения. Это можно видеть, предположив, что напряжение на конденсаторе недостаточно для изменения магнитного потока трансформатора. В этом случае ток намагничивания и напряжение на конденсаторе работают как храповой механизм в течение последующих циклов, пока напряжение не станет достаточным и в этой точке будет достигнуто состояние равновесия. Это действие иллюстрируется идеализированными сигналами на рис.7.



**Рис. 6. Цепь емкость-резистор-диод**

Таким образом эта схема обеспечивает требуемое напряжение для поддержания интеграла напряжение-время в пределах равновесия, независимо (в определенных пределах) от величины конденсатора С или резистора R. Однако нужно быть осторожным при выборе величины резистора, чтобы в трансформаторе накапливалась минимальная энергия и чтобы ток намагничивания не работал больше, чем это необходимо - в противном случае потери будут излишними. Предполагая, что ток намагничивания будет всегда непрерывным и, следовательно, напряжение на МОП ПТ всегда минимальным, оптимальная конструкция получится при подборе величины резистора такой, чтобы ток намагничивания оставался непрерывным при самом высоком уровне напряжения. Обычное соотношение между напряжением на фиксирующем резисторе, Vr, и постоянным напряжением первичного источника, Vdc, для данного коэффициента заполнения в состоянии проводимости, D, при непрерывном токе намагничивания следующее:

$$V_r = \frac{D V_{dc}}{(1-D)}$$

Тогда требуемая величина резистора R будет:

$$R = \frac{\left[ \frac{D_{(min)} V_{DC(max)}}{1-D_{(min)}} \right]^2}{\left[ \frac{1}{2} L_{(mag)} I_{(mag)PK}^2 + \frac{1}{2} L_s I_{Lpk}^2 \right] f}$$

- где  $D_{min}$  - минимальный коэффициент заполнения при полной нагрузке (при  $V_{ds} = V_{dc(max)}$ )
- $L_{(max)}$  - индуктивность намагничивания трансформатора
- $I_{(mag)pk}$  - пиковый ток намагничивания для непрерывного тока намагничивания, индуктивность трансформатора,
- $L_s$  - относящаяся к первичной обмотке
- $I_{Lpk}$  - пиковый ток полной нагрузки в первичной обмотке трансформатора
- $f$  - частота

Соотношение напряжения Vr на резисторе R при любом другом более низком значении постоянного напряжения первичного источника следующее:

$$\frac{V_R}{V_{R(min)}} = \frac{1 - D_{(min)}}{1 - \left[ \frac{V_{DC(max)}}{V_{DS}} \times D_{(min)} \right]}$$

Рассматривая конкретный пример, если

$$D_{(min)} = 0,15 \text{ и } \frac{V_{DS(max)}}{V_{DS}} = 0,3$$

тогда

$$\frac{V_R}{V_{R(min)}} = \frac{1 - 0,15}{1 - [(0,15)3]} = 1,55$$

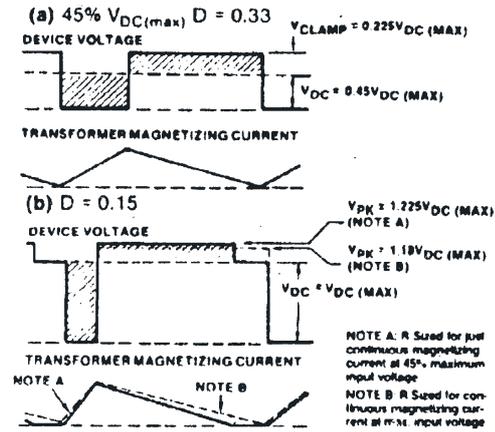
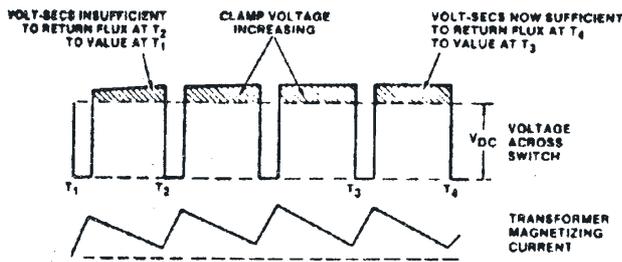


Рис.7. Идеальная форма сигналов пилообразного напряжения и тока намагничивания трансформатора приводящих к фиксации напряжения равновесия

Рис.8. Идеальная форма сигналов, показывающая численные размеры фиксирующего резистора

Потери в фиксирующем резисторе при 1/3 максимального входного напряжения тогда будут  $1,55^2 = 2,4x$  потери при максимальном входном напряжении. Максимальная рассеиваемая мощность в схеме, при самом низком входном напряжении, может быть снижена увеличением максимального напряжения, развиваемого на МОП ПТ, - получаемого при

Q1	IRF830 HEXFET
IC	Silicon General 3526
B1	IR KBPC 106
C1	500 $\mu$ F, 450V wkg.
C2	0.68 $\mu$ F, 100V
C3	4X 150 $\mu$ F, 6V
C4	22 $\mu$ F, 16V
C5	0.5 $\mu$ F, 25V wkg.
C6	10nF
C7	910pF
C8	0.0068 mfd.
C9	0.005 $\mu$ F
C10	0.1 $\mu$ F
C11	22 $\mu$ F, 25V

R1	1,5K (3X500 $\Omega$ , 5W)
R2	12 $\Omega$ 1/4W
R3	6.8k $\Omega$ 1/4W
R4	10 $\Omega$
R5	12k $\Omega$ 1/4W
R6	100 $\Omega$ potentiometer
R7	33 $\Omega$ 1/4W
R8	560 $\Omega$ 1/4W

D1	20FQ030
D2	BYV 79-100
D3	IR 40SL6

Z1	1N4112 zener diode
Z2	1N4112 zener diode
Z3	4X 1N987B zener diodes in series

L1	Core Arnold A-930157-2, 16 turns, 2 in parallel #14
T1	Core TDK 26/20, H7C1 Primary: 20 turns, 3 in parallel #32; Secondary: 3 turns, 0.3mm x 8mm copper strip
T2	Core TDK H5B2T10-20-5, Primary: 60 turns #24; Secondary: 6 turns #24
T3	E2480 Core TDK H52T5-10-2.5. Primary: 1 turn; Secondary: 100 turns #32

Таблица 2.

максимальном входном напряжении - путем подбора величины резистора R так, чтобы ток намагничивания становился прерывистым при некотором промежуточном значении входного напряжения сети. Как только входное напряжение превышает этот уровень, пиковый ток намагничивания остается постоянным, в то время как форма сигнала тока намагничивания становится постепенно все более прерывистой и напряжение на схеме фиксации остается постоянным, потому что (для данного тока нагрузки) энергия, накапливаемая в трансформаторе, является постоянной. Ниже критического промежуточного уровня напряжения сети ток намагничивания трансформатора становится непрерывным и уровень ограничения напряжения (подпорка) увеличивается со снижением входного напряжения.

В качестве примера подхода предположим, что резистор подпорки подобран по величине так, чтобы дать непрерывную проводимость при 45% входного напряжения. Если минимальный коэффициент заполнения при максимальном входном напряжении равен 0,15, тогда при максимальном входном напряжении пиковое напряжение на транзисторе будет равно 1,23 вместо 1,18 постоянного напряжения первичного источника. Для полного диапазона изменения входного напряжения от 3 до 1 раза максимальный коэффициент заполнения будет 0,45 и отношение максимального и минимального напряжений на резисторе будет:

$$\frac{V_{R(max)}}{V_{R(min)}} = \frac{1 - (0,15/0,45)}{1 - 0,45} = 1,22$$

Диапазон потерь мощности от максимальной к минимальной в резисторе при полной выходной мощности тогда будет  $1,22^2 = 1,49$ . Рис.8 показывает этот конкретный пример.

### Практическая схема

На рис.9 приведена полная схема для выходных параметров 100Вт, 100кГц, 5В, которая соответствует параметрам, показанным в таблице 1. Компоненты схемы перечислены в таблице 2.

### Потери мощности и общий КПД

Таблица 3 показывает рассеиваемую мощность в различных отдельных компонентах схемы, а также общий КПД для различных уровней выходной мощности при входных напряжениях 90В и 260В. Эти данные получены комбинацией измерений и вычислений.

Постоянная мощность, выделяемая на входном мостовом выпрямителе, и постоянная выходная мощность измерялись непосредственно, а общие потери в схемотехнике, находящейся между ними, определялись из разницы

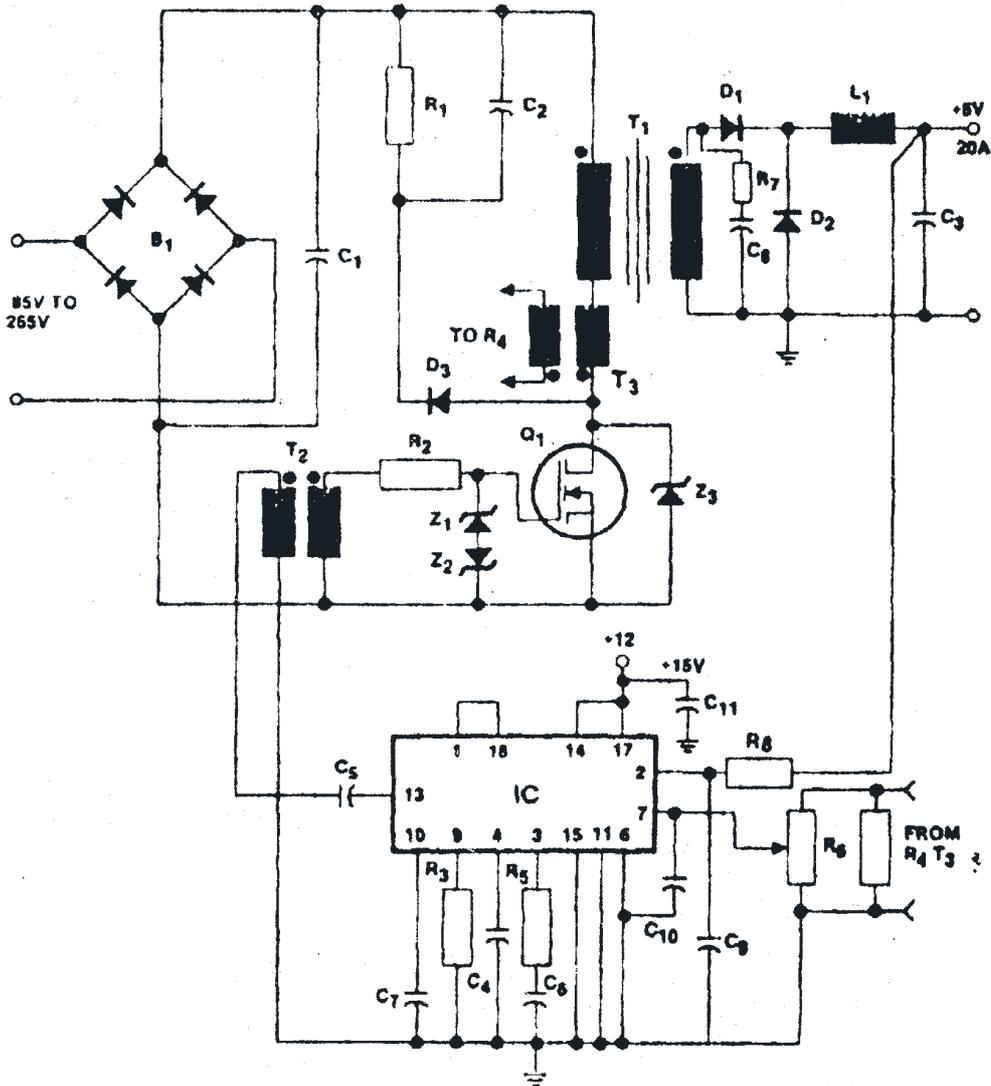


Рис.9. Электрическая схема источника питания широкого диапазона с параметрами 100Вт, 100Гц

этих двух измерений. Потери во входном выпрямителе, МОП ПТ, выходном выпрямителе и предполагаемом вспомогательном источнике питания управления, питаемом от входной линии через трансформатор (как говорилось выше) вычислялись отдельно, зная рабочее напряжение и токи для этих компонентов. Потери в схеме ограничения уровня вычислялись из измеренного напряжения на ограничивающем резисторе, а потери мощности в выходном трансформаторе и фильтрующем дросселе брались как разность между полной рассеиваемой мощностью и суммой потерь в других компонентах.

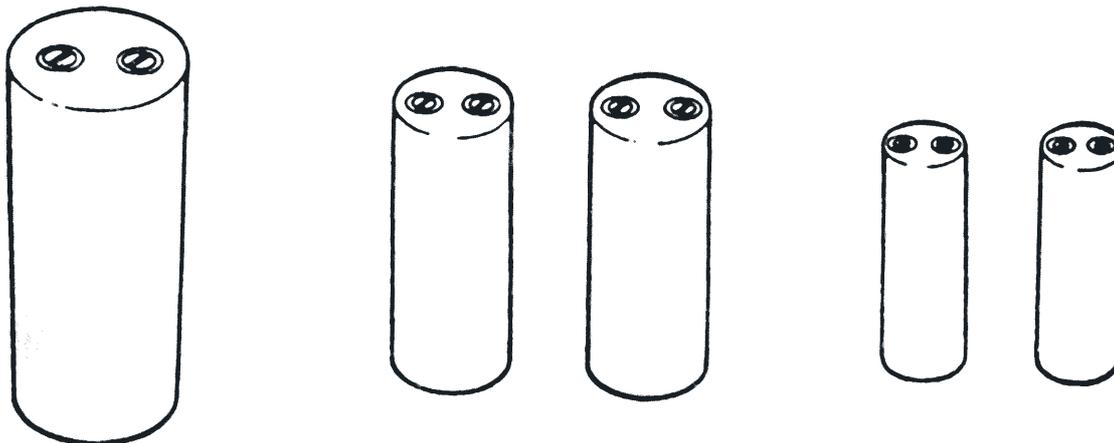
Line Input Voltage V	DC Output Voltage V	Power Output W	Total Power Loss W	Estimated Power Loss in Input Rectifier W	Estimated Power Loss in HEXFET W	Power Loss in Clamp Circuit W	Estimated Power Loss in Transformer and Filter Choke W	Estimated Power Loss in Output Rectifier W	Estimated Power Loss in Control Circuit W	Overall Efficiency %
90	5.0	97.26	34.09	4	8.0	2.99	2.7	15.5	0.9	74
	5.0	73.11	24.4	3	4.6	2.60	2.4	10.9	0.9	75
	5.0	48.81	15.94	2	2.3	2.24	1.5	7.0	0.9	75
	5.0	24.40	9.3	1	0.8	2.02	1.28	3.3	0.9	72
260	5.0	96.96	30.22	1.3	5.4	2.02	3.3	15.5	2.7	76
	5.0	72.81	22.74	1.0	3.7	1.54	2.9	10.9	2.7	76
	5.0	48.66	16.69	0.7	2.3	1.29	2.7	7.0	2.7	74
	5.0	24.35	10.98	0.4	1.1	1.18	2.3	3.3	2.7	69

Таблица 3. Сводная таблица потерь мощности к суммарного КПД при различных условиях работы

**«Широкий диапазон» против «Двойного диапазона»**

У проницательного читателя может появиться несогласие. Дело в том, что обычным требованием к разработке является поддержание номинального выходного постоянного напряжения во время потерь входного линейного напряжения за один цикл. Чтобы выполнить это, входной накопительный конденсатор С1 на рис.9 должен быть подобран по величине так, чтобы подавать требуемую энергию на выход, причем его напряжение не должно снижаться ниже уровня, при котором может поддерживаться контроль за выходным напряжением. Если величина этого конденсатора выбрана так, чтобы подавать требуемую энергию при работе от входа 115В, как это должно быть, то он должен быть значительно больше для входа 240В и по всей вероятности он будет больше и дороже, чем емкость, требуемая для обычного источника питания.

Обычный источник питания на два напряжения может работать как от 115В, так и от 240В путем переключения от схемы удвоения напряжения, когда работает от 115В, к полномостовой схеме, когда работает от 240В, с двумя «удваивающими» конденсаторами, подключенными последовательно к выходу моста. По существу, одно и то же постоянное напряжение первичного источника питания поддерживается для обеих уровней переменного входного напряжения.



**а) Конденсатор, требуемый для источника питания широкого диапазона, который разрабатывается для работы от входов 115В к 240В без модификаций. Требуемый конденсатор: 1х500 мкф, 450в  
Общий объем: 14,72 куб. дюймов  
Типовая цена: \$6,50**

**б) Конденсаторы, требуемые для источника питания с возможностью переключения от «удвоителя напряжения» к мостовой конфигурации для входов 115в и 240в, соответственно. Требуемые конденсаторы: 2 х 600мкф, 200в  
Общий объем: 11,49 куб. дюймов  
Типовая цена: \$5,88.**

**с) конденсаторы, требуемые для источника питания широкого диапазона, когда используется функция переключения от удвоителя напряжения к мостовой конфигурации для входов 115в\* 240в, соответственно. Требуемые конденсаторы: 2 х 200мкф, 200в  
Общий объем: 5,23 куб. дюймов  
Типовая цена: \$2,64.**

**Рис. 10 Входные накопительные конденсаторы, требуемые для разных разработок**

Рассматривая конкретный случай 100-ваттного источника питания, выбор обычно делается между одним конденсатором 500мкф, 450В, показанном на рис.10 (а) для источника питания широкого диапазона и двумя конденсаторами 600мкф, 200В, показанными на рис. 10 (б) для источника питания на два напряжения. Одиночный конденсатор, показанный на рис.10 (а), имеет объем примерно на 30% больше, чем общий объем двух конденсаторов, показанных на рис.21 (б); разница в стоимости около 11% больше для конденсатора источника питания широкого диапазона. Это может более чем компенсироваться тем, что устраняется дополнительная сложность переключения от удвоителя напряжения к мостовой конфигурации, не говоря об отсутствии необходимости делать какие-либо регулировки при работе от 115В или 240В.

Совершенно другой подход допустим в случае если схема стабилизации в широком диапазоне напряжений используется только в условиях кратковременных потерь за цикл, при этом возможно уменьшить величину входного накопительного конденсатора. Это возможно потому, что напряжение на этом конденсаторе может изменяться скажем, от 310В до 120В, в течении времени «перебоя» одного цикла.

При данном подходе необходимо переключаться от схемы удвоения напряжения к мостовой схеме при работе, соответственно, от 115В и 240В, но размер требуемых входных конденсаторов будет снижен, как показано на рис.21 (с). Объем этих конденсаторов составляет менее 50% от объема конденсаторов, требуемых для обычного «двухдиапазонного» источника питания, а цена примерно 45%.

**Выводы**

Чтобы получить как можно больше от МОП ПТ необходимо переосмыслить базовые концепции и разрабатывать схемотехнику, извлекая максимальные преимущества из специальных рабочих характеристик прибора. Иллюстрацией этого основного правила является «универсальный» импульсный источник питания на 100кГц, 100Вт, описанный в этой статье. Схема использует один МОП ПТ с номиналом 500В для обеспечения стабилизированного постоянного напряжения 5в на выходе по всему диапазону линейного входного напряжения от 85В до 265В.