

ПРИМЕНЕНИЕ ЭКОНОМИЧНОГО ДРАЙВЕРА IR2155 В ЭЛЕКТРОННЫХ БАЛЛАСТАХ

PETER N. WOOD

AN-995

ВВЕДЕНИЕ

За недавнее время схемы электронных балластов претерпели революционные изменения в части своей сложности по сравнению с ранними биполярными конструкциями десятилетней давности. Частично это вызвано появлением мощных переключенных МОП ПТ с присущими им преимуществами в отношении эффективности, но в большей степени это было результатом политики стимулирования и использования программ по предоставлению скидок производителям товаров, представляющих общественную полезность, проводимой американским и другими правительствами. Новые требования стандарта ANSI также ускорили создание балластов с высоким коэффициентом мощности и начинают налагать новые ограничения на такие параметры как пик-фактор, балластный коэффициент и среднюю продолжительность срока службы. До того времени, как возрастающий интерес к этим новым конструкциям балластов стал возможен благодаря отрасли мощных полупроводников, балласты для люминесцентных ламп на катушках и сердечниках изготавливались в больших количествах всего несколькими ключевыми производителями. Сегодня сотни электронных компаний занимаются «балластным бизнесом» и все большее их количество появляется практически ежедневно. Большинство электронных балластов используют два мощных переключателя на основе полумостовой схемы, а схемы трубки (лампы) состоят из последовательных резонансных контуров L-C (индуктивность - конденсатор) с лампой (-ми), соединенной с одним из реактивных сопротивлений. На рис.1 приведена эта базовая схема. В данной схеме переключателями являются мощные МОП ПТ, проводящие попеременно под воздействием обмоток токового трансформатора. Первичная обмотка такого трансформатора возбуждается током в цепи лампы и функционирует на резонансной частоте или L или C. К сожалению, схема не является самозапускающейся и должна быть запущена импульсами симметричного диодного тиристора, соединенного с затвором, расположенным ниже МОП ПТ. После первоначального включения нижнего переключателя, колебания поддерживаются и меандр ВЧ (30-80кГц) возбуждает резонансный контур L-C. Синусоидальное напряжение на конденсаторе С увеличивается транзистором Q на резонансной частоте и создает амплитуду, достаточную для зажигания лампы, которая затем горит ровным светом.

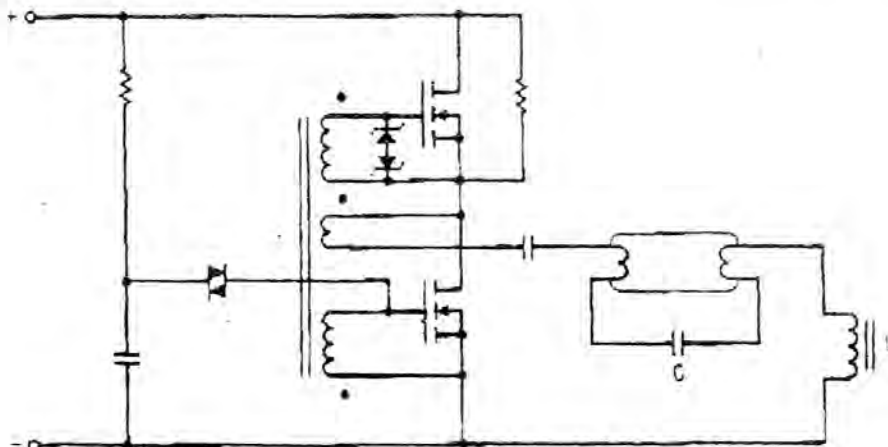


Рис.1. Схема электронного балласта с трансформаторным управлением

Эта основная (базовая) схема являлась стандартом для электронных балластов в течение многих лет, но она имела следующие, присущие ей недостатки:

1. Отсутствие самозапуска
2. Недостаточная скорость переключения
3. Высокая стоимость (тороидальный трансформатор тока)
4. Невозможность регулирования яркости
5. Дорогостоящее производство.

БАЛЛАСТЫ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

Все вышеупомянутые недостатки были устранены в новом экономичном драйвере МОП затвора IR2155 фирмы International Rectifier, показанном на рис.2. Драйверы МОП затвора International Rectifier (MGDs) представляют собой монолитные мощные интегральные схемы, способные запускать нижние и верхние МОП ПТ или БТИЗ (биполярный транзистор с изолированным затвором).

Благодаря им можно получить напряжение до 600В и, в отличие от трансформаторных драйверов, они обеспечивают получение сверхчетких форм импульсов (сигналов) с любым коэффициентом заполнения 0 - 99%.

Драйвер затвора IR2155 является совершенно недавним нововведением и, в дополнение к уже упомянутым характеристикам, этот прибор имеет входной каскад, идентичный по функции всегда актуальной микросхеме таймера КМОП 555.

Таким образом, IR2155 предоставляет конструктору функции внутренней генерации или синхронизированной генерации просто путем использования внешних компонентов R_T и C_T (см.рис.2).

IR2155 драйвер также имеет внутреннюю схему, обеспечивающую номинальное время запаздывания в 1мксек между выходами и попеременную работу верхнего и нижнего выходов для запуска полумостовых мощных переключателей.

При использовании режима самогенерации частота определяется по формуле:

$$f_{osc} = \frac{1}{1.4 R_T C_T}$$

IR2155 должен запитываться от выпрямленного входного напряжения и поэтому данный прибор был сконструирован с расчетом на минимальный ток покоя и с внутренним параллельным стабилизатором 15В, так что может быть использован только один гасящий резистор на полватта (резистор 1/4 Вт для входного переменного напряжения 120В).

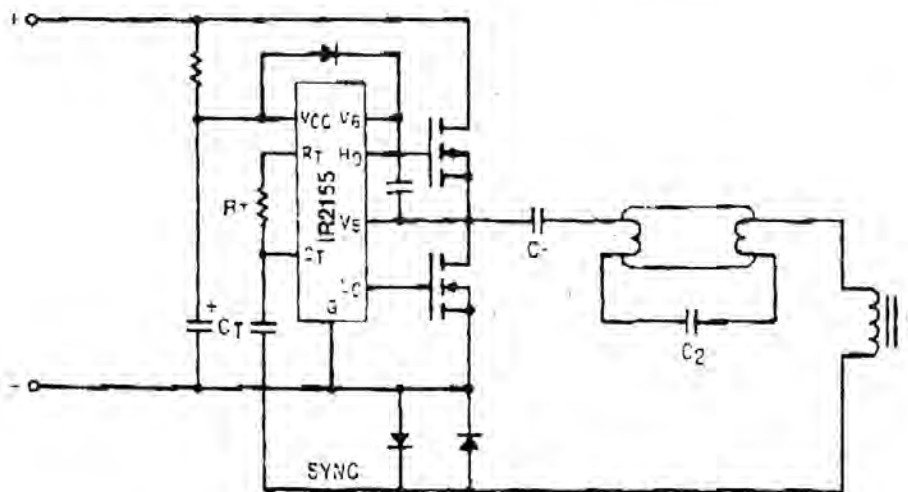


Рис.2. Схема электронного балласта на IR2155

3) Напряжение на шине обычно указывается, но если есть возможность выбора, то предпочтительнее наименьшее напряжение.

ПРИМЕЧАНИЕ: Заряд не является функцией скорости переключения. Перенесенный заряд одинаков для скорости 10нсек. или 10 мксек.

Давайте теперь рассмотрим несколько примеров балластных схем, которые можно сконструировать используя IR2155. Уже продолжительное время наиболее распространенным типом люминесцентного светильника является так называемый «Double 40», в котором используются две стандартные 4-х футовые трубки с общим рефлектором.

Пара предлагаемых балластных схем приведена на рис. 3 и 4. Одна, схема с низким коэффициентом мощности, и вторая, где применена новая конфигурация диод/конденсатор для достижения КПД > 0.95.

Схема с низким коэффициентом мощности, приведенная на рис.3, принимает на входы 115В или 230В перемен. напряжения 50/60/400Гц для создания номинального постоянного напряжения 320В. Так как, входные выпрямители проводят только близкие к пиковым значения входного напряжения, то входной коэффициент мощности отстает примерно на 0.6 от формы сигнала несинусоидального тока. Подобный тип выпрямителя не рекомендуется для других целей за исключением рассматриваемой схемы и действительно может быть неприемлемым, так как гармонические токи в системах распределения мощности еще больше уменьшаются из-за требований качества мощности.

Обратите внимание на то, что драйвер IR2155 работает непосредственно от шины постоянного напряжения через гасящий резистор и генерирует на уровне приблизительно 45кГц в соответствии со следующей зависимостью:

$$f_{osc} = \frac{1}{1.4 R_T C_T}$$

Мощность для пуска затвора верхнего переключателя поступает от конденсатора цепи обратной связи 0.1мкФ, заряжающегося приблизительно до 14В, когда Vs (вывод 6) снижается во время проводимости нижнего мощного переключателя. Диод обратной связи 11DF4 блокирует напряжение шины, когда проводит верхний переключатель. Диод с накоплением заряда (<100нсек.) необходим для гарантии, что конденсатор обратной связи частично не разрядится по мере того как диод восстанавливается и блокирует высокое напряжение на шине.

Высокочастотный выход полумоста представляет собой меандр с очень большой скоростью перехода (ок. 50нсек.). Чтобы исключить избыточный уровень помех, излучаемых фронтами быстрых волн, полуваттный демпфер из 10 Ом и 0,001мкФ применяется для снижения скорости переключения примерно до 0.5мксек. Обратите внимание, что в драйвере IR2155 имеется встроенная схема времени запаздывания в 1мсек. для предотвращения возникновения сквозных токов в полумосте.

Люминесцентные лампы функционируют параллельно, каждая со своим собственным резонансным контуром L-C. До 4-х схем трубок могут запускаться от одной пары МОП ПТ с размерами соответствующими требуемому уровню мощности.

Значения для реактивных сопротивлений выбираются из таблиц реактивных сопротивлений L-C или из уравнения для расчета последовательного резонанса:

$$\Gamma = \frac{1}{2\pi\nu LC} \quad (4)$$

Добротность схем ламп достаточно низка из-за необходимости работы от фиксированной частоты, которая, разумеется, может меняться в зависимости от значений допусков Rt и Ct. Люминесцентным лампам обычно не требуется очень высокое напряжение зажигания, поэтому добротность равная 2 или 3 является достаточной. «Плоские» кривые Q являются результатом больших катушек индуктивности и малых конденсаторов, где:

$$Q = \frac{2\pi L}{R} \quad (5)$$

и R должен иметь большее значение по мере использования большего числа витков.

Самозапуск с предварительным нагревом нити накаливания трубки несложно сделать, подключив на каждую лампу терморезистор с положительным температурным коэффициентом. Тогда напряжение на лампе постепенно возрастает по мере самонагрева терморезисторов до достижения напряжения зажигания на термоэлектронном катоде прямого накала и лампа зажигается.

Высокий коэффициент мощности

Схема, показанная на рис.4, представляет собой пассивное улучшение коэффициента мощности (никакой активной схемы) и может быть использована в маломощных балластах, таких как, например, компактная люминесцентная лампа. У нее два недостатка: низкое выпрямленное выходное напряжение и пик-фактор, равный примерно 2.

Обратите внимание, что стандартный пик-фактор, не превышающий 1.7, рекомендуется изготовителями флуоресцентных ламп для ламп с максимальным сроком службы в 20.000 час.

Некоторые пояснения по-поводу пик-фактора ламп:

$$\text{Пик-фактор} = \frac{\text{Пиковый ток}}{\text{Действующее знач. тока}}$$

Если балласт подает на лампу четко синусоидальное напряжение и ток, то пик-фактор будет порядка $\sqrt{2}$. В случае электронного балласта, напряжение на шину поступает с выпрямителя сетевой частоты и фильтруется посредством электролитического конденсатора. Напряжение биений линейной частоты на шине постоянного

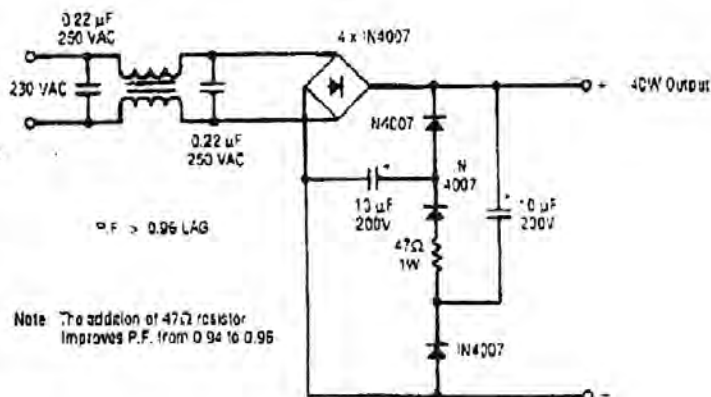
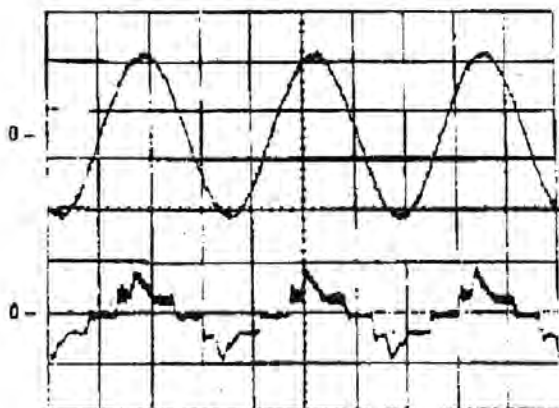
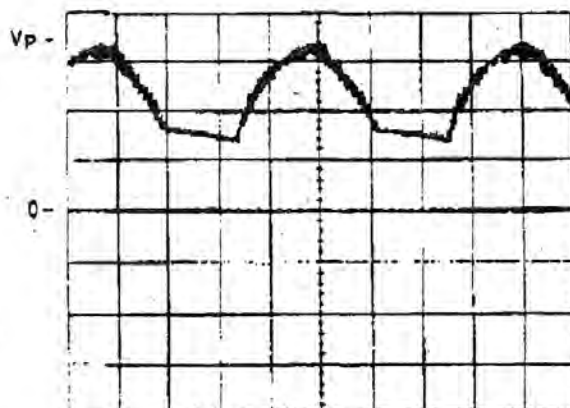


Рис.4. Пассивный корректор коэффициента мощности



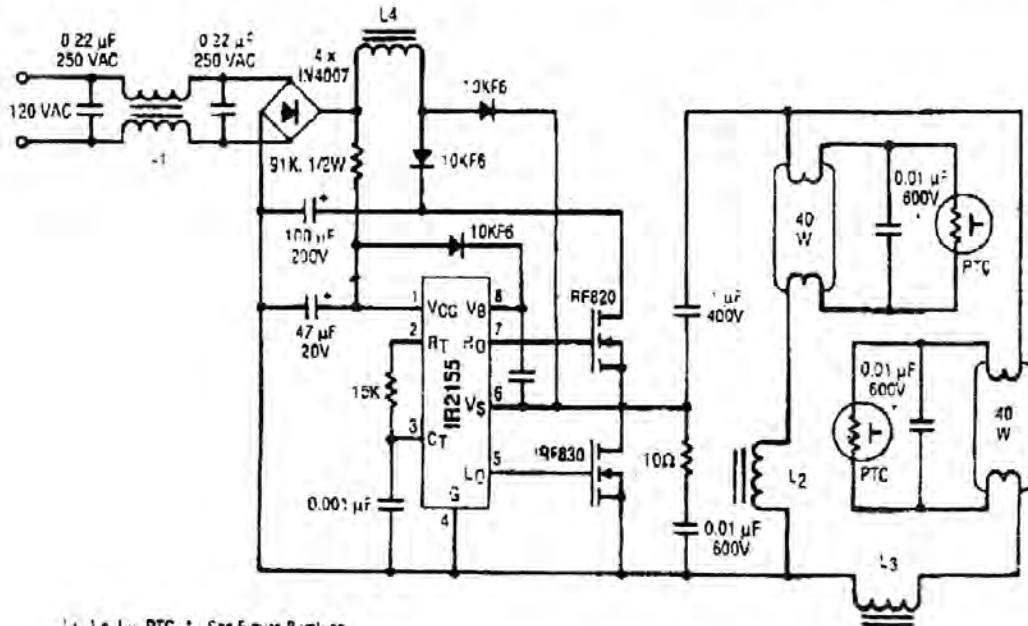
AC Voltage and Current
PF = 0.96 LAG
200 V/Div., 0.5 A/Div.
5 msec/Div.



DC Bus Voltage Showing 50% Vp Ripple
100 V/Div., 2 msec/Div.

Рис.5. Диаграмма токов и напряжений в корректоре мощности

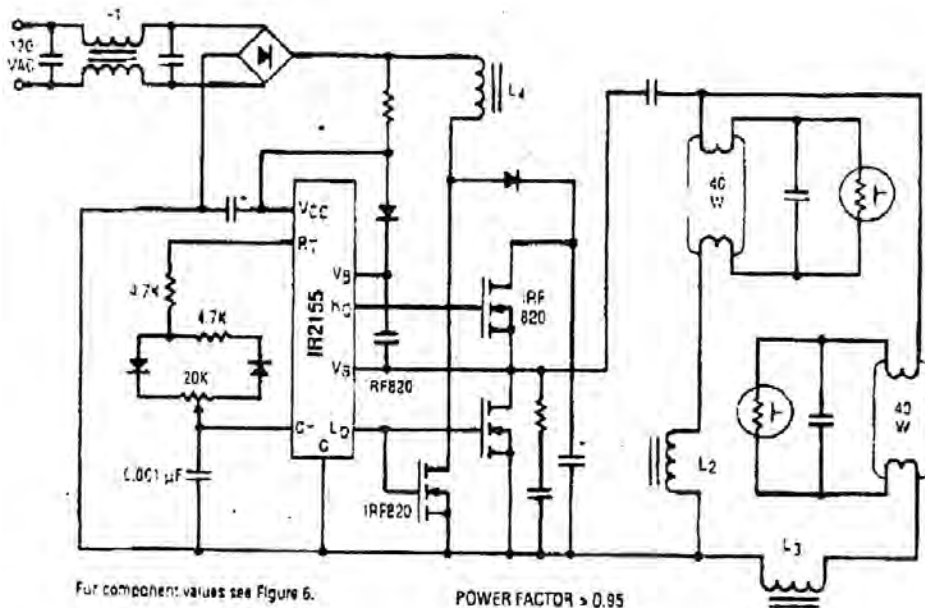
напряжения увеличивает дополнительные токи биений в лампе. Даже если ток лампы является синусоидальным (пик-фактор 1.414), пульсации напряжения в сети добавляются к значению пикового тока и, таким образом, приводят к увеличению пик-фактора. Обратившись к формам импульсов на рис.5, видно, что амплитуда напряжения биений это $V_p/2$, результатом чего будет пик-фактор, равный примерно 2. Таким образом, что необходимо, так это коррекция коэффициента мощности с использованием активного управления для уменьшения биений тока и стабилизации напряжения шины. Широкое распространение



L₁ L₂ L₃ PTC. * See Figure 3 values.

L₄ : Core TDK PC30EE30Z, Bobbin TDK BE30-111D CP 64T # 22 HAPT
Inductance 600 µH. Gap spacer 0.05 inch

Рис.6. Схема двойного 40 В балласта на ИС IR2155 с активной коррекцией коэффициента мощности



For component values see Figure 6.

POWER FACTOR > 0.95

Рис.7. Схема удвоения яркости лампы

получили корректирующие схемы импульсного повышающего стабилизатора для автономных источников питания и несколько изготовителей полупроводниковой продукции поставляют управляющие микросхемы для данной схемы.

Что касается электронного балласта, то сложность таких управляющих микросхем может быть излишней и относительно просто обеспечить коэффициент мощности, превышающий 0.95, путем применения простой повышающей схемы, функционирующей с постоянной скважностью, равной 2. С использованием драйвера IR2155 можно также получить регулирование яркости изменяя скважность и, таким образом, коэффициент повышения (усиления) частоты.

На рис.6 и 7 показано как это может быть выполнено.

Регулирование яркости

Драйвер IR2155 имеет схему генератора с выходным каскадом, подобную распространенным микросхемам 555 и совместим с таким же типом схем, предназначенных для управления скважностью выходных сигналов.

Регулирование яркости до уровня 50% входной мощности легко достигается с помощью данного вида управления. При переключении Rt (вывод 2) в высокое состояние путь заряда Ct (вывод 3) проходит через прямосмещенный диод и левую часть потенциометра, управляющего скважностью. Когда Ct заряжается на 2/3 Vcc, то Rt переключается в низкое состояние и Ct разряжается через правую сторону управляющего потенциометра. Когда будет достигнута 1/3 напряжения Vcc, цикл снова повторится. Обратите внимание, что хотя скорости зарядки и разрядки могут меняться, но их сумма остается постоянной и, таким образом, частота колебаний также является постоянной. Это позволяет иметь достаточное напряжение зажигания лампы даже при уменьшенной яркости.

При реальном функционировании время включения повышающего МОП ПТ ограничивается моментом, когда Rt(зарядки) становится меньше Rt(разрядки). Очевидно, что если время включения повышающего МОП ПТ сокращено, то коэффициент повышения напряжения также пропорционально уменьшается:

$$V_{IN} \times \frac{1}{1-D} \quad (6)$$

$$\text{т.е. } V_{IN} \times \frac{1}{0.5} = 2 V_{IN}$$

где V_{IN} = мгновенное входное напряжение, а D является коэффициентом времени включения повышающего МОП ПТ.

Вариант данной схемы, приведенный на рис. 8, позволяет регулировать яркость дистанционно посредством переменного резистора. Обе схемы на рис. 7 и 8 страдают от принципиального недостатка, а именно, если лампу снять или она разобьется, то напряжение на шине в открытой цепи растёт до тех пор, пока МОП ПТ не войдут в лавинный режим и не выйдут из строя или конденсатор фильтра не перегреется и не выйдет из строя в результате перенапряжения.

Чтобы это предотвратить, скважность повышающего транзистора можно увеличить так, чтобы напряжение на шине регулировалось до постоянного уровня как показано на рис. 9.

Во время функционирования скважность импульсного повышающего стабилизатора определяется путем сопоставления доли пост. напряжения на шине с опорной волной в виде последовательности треугольных импульсов, появляющейся на синхронизирующем конденсаторе Ct. Уровни переключения схемы синхронизации IR2155 MGD наступают при 1/3 напряжения Vcc и 2/3 Vcc. Поскольку Vcc регулируется (стабилизируется) внутренним стабилизатором напряжения, то амплитуда формы импульса Ct также регулируется.

LM 311 компаратор создает положительный выход в тот момент, когда мгновенное напряжение на Ct превышает долю постоянного напряжения на шине. Этот выход пропус-

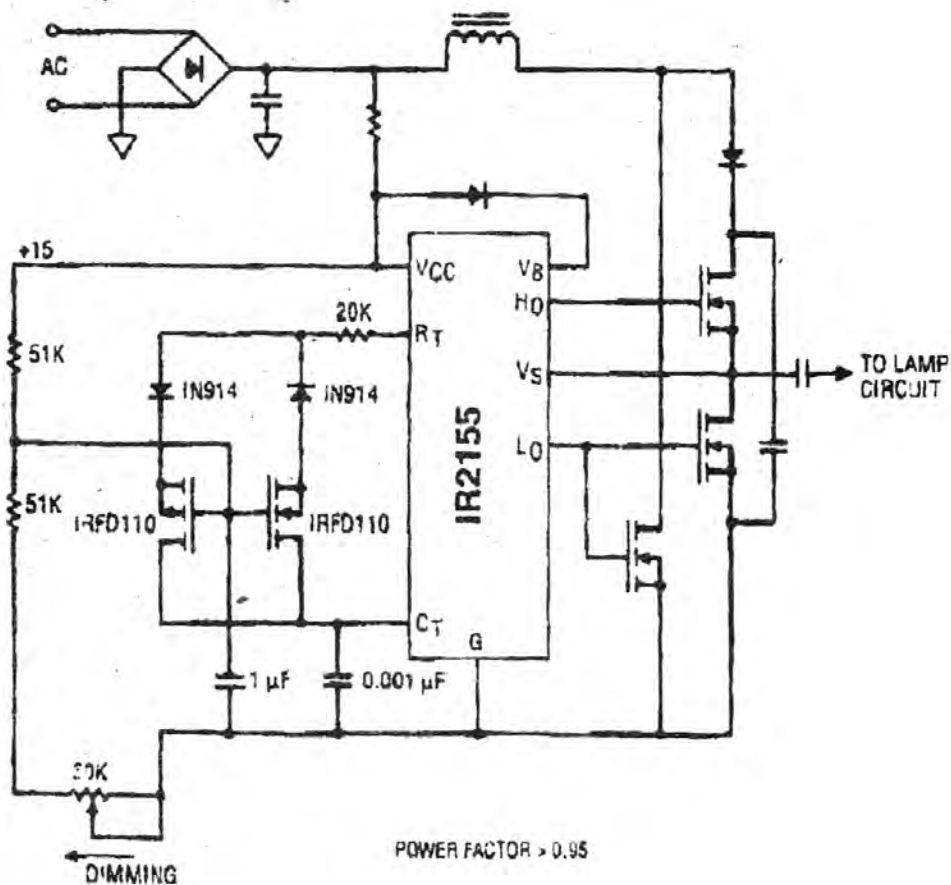


Рис.8. Вариант схемы управления яркостью лампы

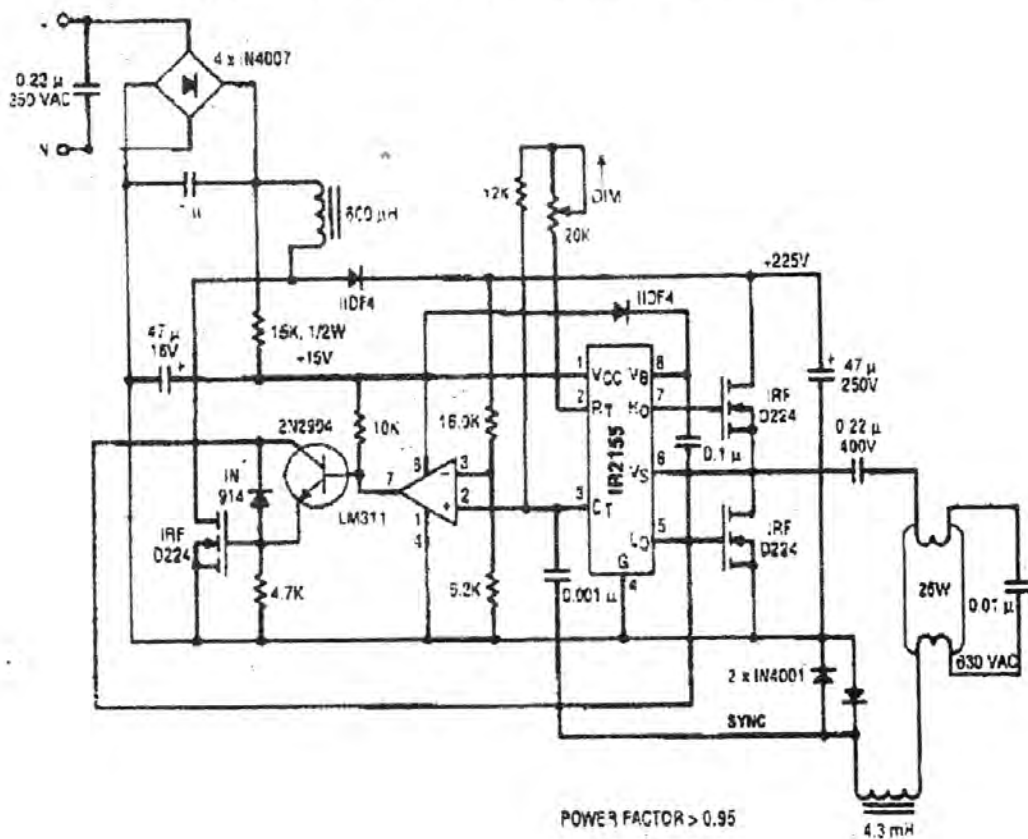


Рис.9. Схема электронного балласта с коррекцией коэффициента мощности

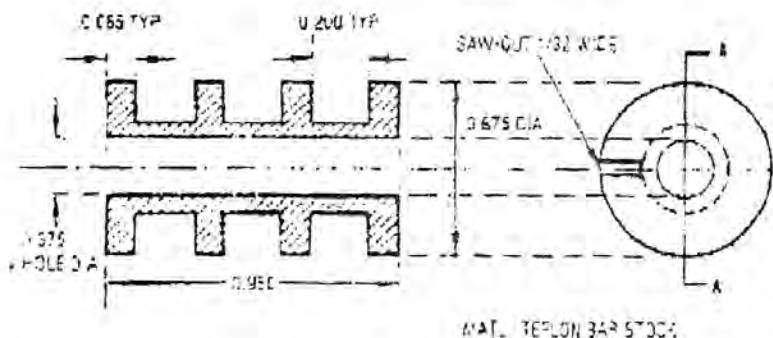


Рис.11. Поперечный разрез катушки индуктивности

и, таким образом, пусковых импульсов больше не поступает. Время повторного зажигания термоэлектронного катода данного балласта составляет примерно 75 сек. Вышеописанные схемы проиллюстрировали некоторые способы применения IR2155 в синхронизированных и несинхронизированных балластах.

Некоторые балласты требуют более высокого напряжения лампы, которое может оказаться слишком высоким для простой полумостовой схемы. Если использовать 4 мощных МОП ПТ в мостовой схеме, то выходное напряжение может быть удвоено без повышения тока МОП ПТ. Мостовая схема автоматически удваивает выходную мощность и данная схема может быть реализована с помощью экономичного задающего генератора, запускающего схему с внешним запуском IR2111. На рис.12 приведена данная схема, описанная ниже.

Данный балласт предназначен для пуска двух 80Вт флуоресцентных ламп, типа F96-T12. Эти лампы работают на том же токе, что и их однотипные 48-дюймовые лампы, но потребляют в два раза большее напряжение как для зажигания, так и для нормального функционирования. Эти лампы имеют одноштырьковые выводы и рассчитаны на мгновенный пуск подходящим балластом. Поскольку лампы запускаются с холодными электродами, то балласт должен обеспечить более 800В действующего напряжения для надежного пуска любой лампы в условиях низкой температуры окружающей среды.

На схеме виден мост, каждое плечо которого, запускается от отдельного драйвера затвора. U1 представляет собой самовозбуждающийся драйвер (IR2155), а U2 является драйвером с внешним запуском (IR2111). Функционирование IR2155 такое же, что описано выше для балласта люминесцентной лампы «Double 40». Мостовая схема в два раза увеличивает имеющееся выходное перемен. напряжение по сравнению с полумостовой конструкцией.

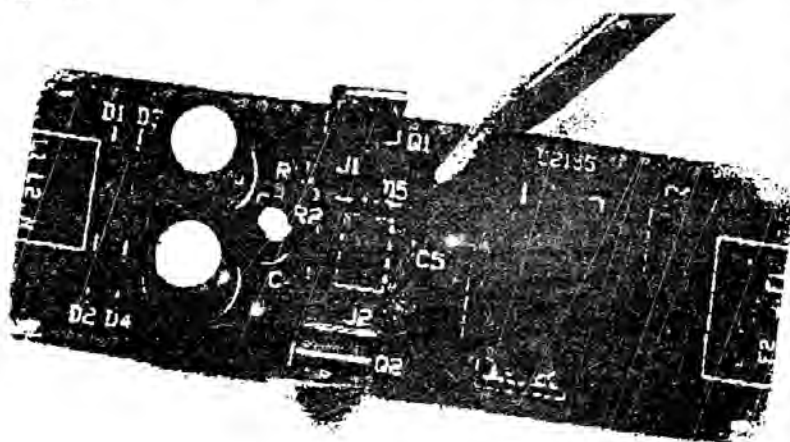


Рис.12. Демонстрационная плата электронного балласта ламп мощностью 15-40В на ИС IR2155

Импульсное напряжение 3кВ берется с симметричного диодного тиристора 135В, который разряжает конденсатор 1мкФ на двухвитковую обмотку L3. Коэффициент повышения 30:1 индуктивности L3 обеспечивает подачу пускового импульса на лампу. После зажигания лампы, на конденсаторе 1мкФ в схеме двухвитковой обмотки создается недостаточное напряжение для того, чтобы образовать лавину на симметричном диодном тиристоре

Драйвер с внешним запуском U2 запускается от вывода 2 драйвера U1 и обеспечивает инвертирование своего входного сигнала на выводе 2 в пусковую форму импульса индуктивности L₀ на выводе 4. U1 не имеет этой способности инвертирования, поэтому форма импульса его L₀ находится в фазе с выводом 2. В случае подобного запуска, очевидно, что Q1 и Q4 проводят одновременно, а за другую половину цикла Q2 и Q3 проводят одновременно. Результирующий меандр на выходе имеет то же действующее значение, что и пост. напряжение на шине (400В пост. тока). Схемы лампы резониру-

ют на частоте собственного генератора драйвера U1, определяемой из следующей формулы:

$$f_{osc} = \frac{1}{1.4 R_1 C_3}$$

Схемы ламп с малым Q имеют широкую резонансную кривую, поэтому расширение допусков синхронизирующих компонентов R1 и C3 не повлияет серьезно на существующее напряжение зажигания всех ламп. Даже если Q равно только 2, действующее напряжение зажигания лампы превышает 800В - это более, чем достаточно для зажигания лампы типа F96T12.

На схеме также изображена схема коррекции коэффициента мощности, расположенная после выпрямителя пост. тока на входе. Эти схемы используют схему повышающую частоту для получения совпадения по фазе форм импульсов синусоидального перемен. тока с низким содержанием гармоник и начинают находить более универсальное применение, особенно в случае больших уровней мощности. Много документации было составлено на этот предмет, а несколько изготовителей полупроводниковых изделий поставляют управляющие микросхемы и информацию по их применению. (см перечень компонентов).

Балластная схема будет работать с выпрямителем P.F.C. или без него, причем наипростейшим подходом будет конфигурация, подобная схеме балласта «Double 40». При применении данной схемы пост.напряжение на шине составляет ок. 320В, а значения L2 и L3 должны быть уменьшены на 25% примерно до 1мГн (путем увеличения зазора сердечника), а значение R1 уменьшено для получения чуть бо'льшей резонансной частоты, требующейся в данном случае.

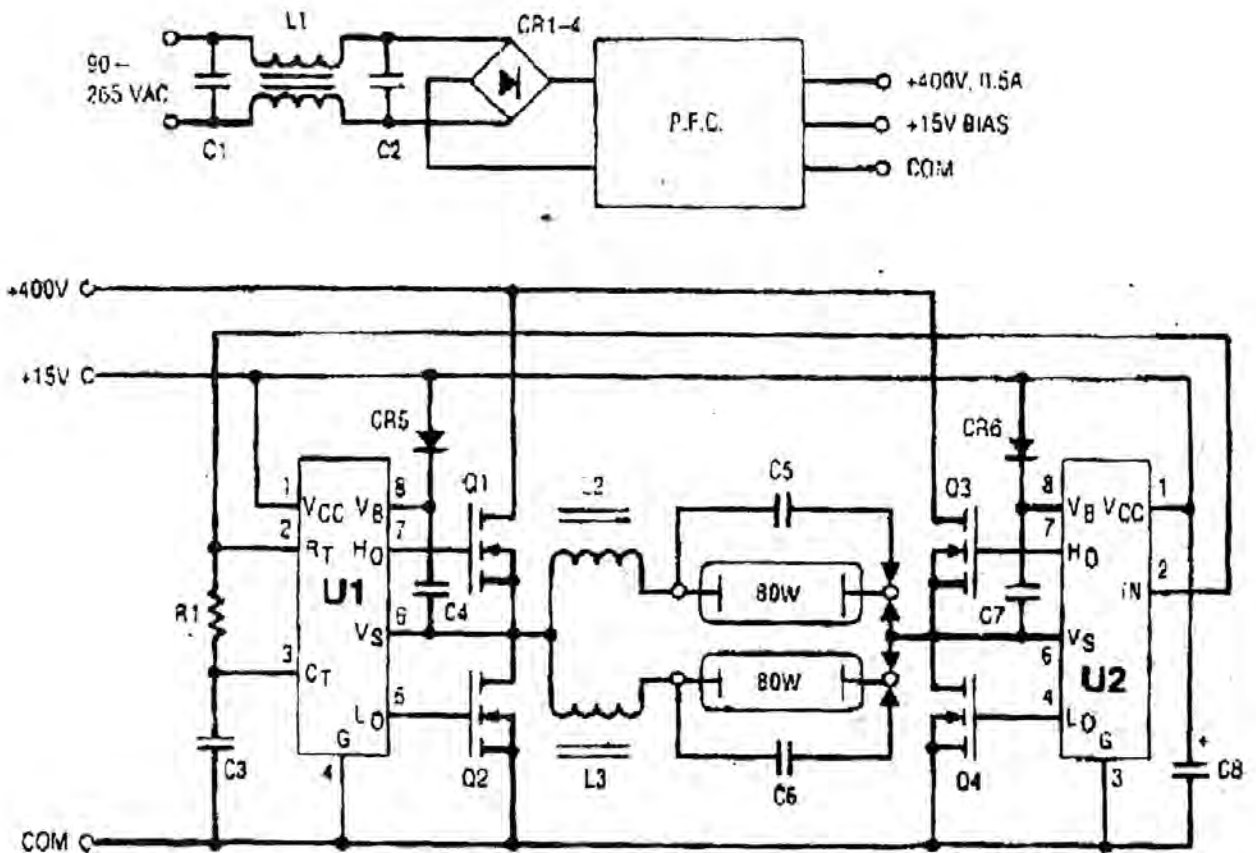


Рис.12. Постовая схема электронного балласта для лампы мощностью 160В

Итоги

В данной статье было рассмотрено применение нескольких балластных схем, которые можно легко реализовать с помощью драйвера IR2155. Существует много других схем, которые ограничиваются лишь воображением конструктора.

Перечень элементов

U1	IR2155	
I, 2	IR2111	
Q1, Q2, Q3, Q4	IRF720	
CR1, CR2, CR3, CR4	1N4007	
CR5, CR6	11DF4	
R1	15K 1/4W	
C1, C2	0.22 μ F 250VAC	
C3	0.001 μ F, 50V	
C4, C7	0.1 μ F, 50V	
C5, C6	0.01 μ F, 1600V	Polypropylene
C8	47 μ F, 16V	Aluminum Electrolytic
L1	Core: Micromerals # T106-26 Wind: 1KT BIFILAR # 18 AWG HAPT L = 2 x 30 μ H	
L2, L3	Core: TDK # EE-30Z Bobbin: TDK # BE-30-1110CP Wind: 64T # 22 AWG HAPT L = 1.35mH with 0.01 inch Gap Spacer	
P.F.C.	Motorola MC34262 Data Sheet Figure 20 Schematic or equivalent from Unitrode, Micro Linear, Silicon General, etc.	