

# IR2159, IR21591 —

Окончание. Начало в № 1.

## ПРЕЦИЗИОННЫЕ КОНТРОЛЛЕРЫ ДИММЕРОВ НОВОГО ПОКОЛЕНИЯ

### 4. Технические характеристики Абсолютные максимальные значения

Владимир Башкиров

irmoscow@online.ru

Представительство  
International Rectifier

Параметр		Min.	Max.	Ед. изм.
Обозначение	Определение			
$V_B$	Плавающее напряжение питания верхнего уровня	-0.3	625	В
$V_S$	Плавающее напряжение смещения верхнего уровня	$V_B - 2.5$	$V_B + 2.5$	В
$V_{HO}$	Плавающее напряжение выхода верхнего уровня	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$	В
$V_{LO}$	Плавающее напряжение выхода нижнего уровня	-0.3	$V_{CC} + 0.3$	В
$I_{OMAX}$	Максимально допустимый выходной ток (на том или другом выходе) с учетом емкости Миллера МОП ПТ	-500	500	мА
$V_{VCO}$	Напряжение на входе ГУН	-0.3	6	В
$I_{CPH}$	Ток на выводе СРН	-5	5	мА
$V_{IPH}$	Напряжение на входе IPH	-0.3	5.5	В
$V_{DIM}$	Напряжение на входе управления диммигом	-0.3	5.5	В
$V_{MAX}$	Установка максимально допустимого входного напряжения	-0.3	5.5	В
$V_{MIN}$	Установка минимально допустимого входного напряжения	-0.3	5.5	В
$V_{CS}$	Напряжение на входе токовой ОС	-0.3	5.5	В
$I_{SD}$	Ток на входе выключения	-5	5	мА
$I_{CC}$	Ток питания (замечание 1)	—	25	мА
$dV/dt$	Допустимая скорость изменения напряжения смещения	-50	50	В/нс
$P_D$	Мощность, рассеиваемая корпусом при внешней температуре +25 °C (16-выводной DIP)	—	1.6	Вт
$P_D$	Мощность, рассеиваемая корпусом при внешней температуре +25 °C (16-выводной SOIC)	—	1.25	Вт
$R_{thJA}$	Тепловое сопротивление переход/среда, DIP-16	—	75	°C/Вт
$R_{thJA}$	Тепловое сопротивление переход/среда, SOIC-16	—	100	°C/Вт
$T_J$	Температура перехода	-55	150	°C
$T_S$	Температура хранения	-55	150	°C
$T_L$	Температура пайки (припой, 10 с)	—	300	°C

**Замечание.** Эта ИС содержит диод Зенера между выводами VCC и COM с номинальным пробивным напряжением 15,6 В. Примите к сведению, что этот вывод источника не должен управляться источником питания постоянного тока с низким импедансом с напряжением больше чем VCLAMP, заданном в разделе Электрические характеристики.

### Рекомендуемые условия эксплуатации

Параметр		Min.	Max.	Ед. изм.
Обозначение	Определение			
$V_{BS}$	Плавающее напряжение питания верхнего уровня	$V_{CC} - 0.7$	VCLAMP	В
$V_S$	Напряжение смещения источника верхнего уровня в устойчивом состоянии	-1	600	В
$V_{CC}$	Напряжение питания	$V_{CCUV+}$	VCLAMP	В
$I_{CC}$	Ток питания	Замечание 2	10	мА
$V_{VCO}$	Напряжение на выводе VCO	0	5	В
$V_{DIM}$	Напряжение на выводе DIM	0	5	В
$I_{MAX}$	Ток на выводе MAX (замечание 3)	-750	0	мкА
$V_{MIN}$	Напряжение на выводе MIN	1	3	В
$R_{FMIN}$	Сопротивление установки минимальной частоты	10	100	кОм
$I_{SD}$	Ток на выводе отключения	-1	1	мА
$I_{CS}$	Ток на выводе контроля тока	-1	1	мА
$T_J$	Температура перехода	-40	125	°C

**Замечание. 1.** Должна быть обеспечена величина тока через вывод VCC, достаточная для возможности стабилизации напряжения на этом выводе внутренним диодом Зенера с напряжением 15,6 В. **2.** Вход MAX является источником тока управляемым напряжением. Для обеспечения оптимальной характеристики токового зеркала интерфейса диммига этот ток должен иметь величину в диапазоне от 0 до 750 мкА.

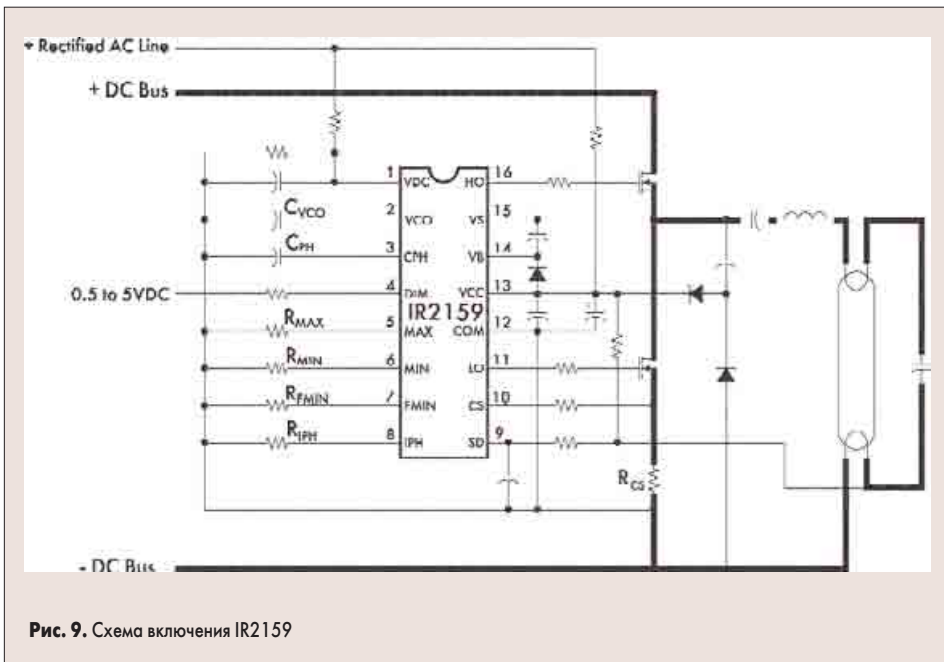
### Электрические характеристики

$V_{CC} = V_{BS} = V_{BIAS} = 14 \pm 0.25V$ ,  $V_{CS} = 0.5V$ ,  $V_{SD} = 0V$ ,  $R_{FMIN} = 40.0k\Omega$ ,  $C_{VCO} = 10nF$ ,  $V_{DIM} = 0V$ ,

$R_{MAX} = 33k\Omega$ ,  $R_{MIN} = 56k\Omega$ ,  $V_{CPH} = 0V$ ,  $C_{LO,HO} = 1000пкф$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , если не оговорены другие условия.

Обозначение	Параметр Определение	TA = 25 °C			Ед. изм.	Режим измерения
		Min	Тип	Max		
Характеристики питания						
VCCUV+	Порог источника VCC по низкому напряжению при нарастании напряжения	12	12.5	13	B	
VCCHYS	Гистерезис источника VCC при блокировке низкого напряжения	1.5	1.6	1.7		
IQCCUV	Ток покоя в режиме блокировки по низкому напряжению питания	---	200	---	мкА	VCC = 10 В
IQCCFLT	Ток покоя в режиме блокировки отказа	---	240	---	мкА	SD = 5 В, CS = 2В, или Tj > TSD
IQCCFMIN	Ток питания VCC при FMIN для IR2159	---	5.6	---	мА	VVCO = 0 В
IQCCFMAX	Ток питания VCC при FMAX для IR2159	---	6.6	---	мА	VVCO = 5 В
IQCCFMIN	Ток питания VCC при FMIN для IR21591	---	5.4	---	мА	VVCO = 0 В
IQCCFMAX	Ток питания VCC при FMAX для IR21591	---	6.8	---	мА	VVCO = 5 В
VCLAMP	Напряжение стабилизации VCC диодом Зенера	14.5	15.6	16.5	B	ICC = 10 мА
Характеристики источника с плавающим выходом						
IQBS0	Ток покоя источника VBS	---	0	---	мкА	VHO = VS
IQBS1	Ток покоя источника VBS	---	30	---	мкА	VHO = VB
VBSMIN	Минимум напряжения VBS, требуемого для надежной работы выхода HO	---	4	5	B	
ILK	Ток утечки источника смещения	---	---	50	мкА	VB = VS = 600 В
Характеристики входа/выхода генератора						
FVCO	Частота ГУН IR2159	---	25	---	КГц	VVCO = 0 В, RFMIN=39 кОм VVCO = 5 В, RFMIN=10 кОм
		---	95	---		
		---	30	---		VVCO = 0 В, RFMIN=68 кОм VVCO = 5 В, RFMIN=10 кОм
FVCO	Частота ГУН IR21591	---	230	---		
D	Сквозность на выходах драйвера	---	50	---	%	VVCO=0В
VVCOFLT	Напряжение на выводе FLT в режиме отказа	---	5	---	B	
VCT-	Нижний порог изменения напряжения на Ct	---	2	---		
VCTFLT	Напряжение на выводе СТ в режиме блокировки отказа	---	0	---	мВ	SD = 5В, CS = 2В, или Tj > TSD
ICOPH	Разрядный ток на выводе VCO в режиме подогрева	---	1	---	мкА	VCPH < 5В
IVCODIM	Разрядный ток на выводе VCO в режиме димминга	---	16	---	мкА	VCPH < 5В
IVCOPK	Амплитуда зарядного тока на выводе VCO	---	60	---	мкА	VCPH < 5 В, VCS > VIPH
TDTLO	Пауза на выводе LO IR2159	---	1.8	---	мкс	
TDTHO	Пауза на выводе HO IR2159	---	1.8	---	мкс	
TDTO	Пауза на выводе LO IR21591	---	1.8	---	мкс	
TDTHO	Пауза на выводе HO IR21591	---	1.8	---	мкс	
Выходные характеристики драйвера затвора						
VOL	Выходное напряжение нижнего уровня	---	---	100	мВ	
VOH	Выходное напряжение нижнего уровня	---	---	100	нс	VBIAS- VO
tr	Время нарастания при включении			150		
tf	Время спада при выключении			100	нс	
Характеристики подогрева						
ICPH	Зарядный ток на выводе CPH	---	1.3	---	мкА	
VCPHIGN	Пороговое напряжение на выводе CPH в режиме поджига	---	5	---	B	
VCPHCLMP	Напряжение clamp на выводе CPH	---	10	---	B	
IIPH	Ток источника постоянного тока на выводе IPH	---	25	---	мкА	IIPH = 1/RFMIN
VCSTH	Пороговое напряжение регулирования пикового тока подогрева	---	0.7	---	B	VCSTH = IIPH x RFMIN
VCPHFLT	Напряжение на выводе CPH в режиме отказа или блокировки по низкому напряжению питания	---	0	---	B	SD=5 В или CS=2 В или Tj>TSD
Характеристики поджига						
VCSTH	Пороговое напряжение по пиковому току перегрузки	---	1.6	---	B	VCPH < 5 В
Характеристики схемы защиты						
VSDTH+	Пороговое напряжение на выводе отключения по нарастающему напряжению	---	2	---	B	
VVDCTH+	Пороговое напряжение по нарастающему напряжению на выводе VDC	---	5.1	---	B	
VSDHYS	Гистерезис на выводе SD	---	1.50	---	мВ	
VVDCHYS	Гистерезис на выводе VDC	---	2.1	---	B	
VSDCLMP	Напряжение clamp на выводе SD	---	7.6	---	B	ISD = 100мА
VCSTH	Пороговое напряжение защелки по пиковому току перегрузки	---	1.6	---	B	
TSD	Температура выключения по перегреву перехода	---	165	---	°C	
Фазовое управление						
VCSTHZX	Пороговое напряжение при переходе через ноль		0		B	
KFB	Внутренний резистор FB контроля фазы		5.7		кОм	
TBlank	Внутреннее время бланкирования при переходе через ноль		400		нс	
Интерфейс димминга						
VDIMOFF	Напряжение offset на выводе DIM	---	0.5	---	B	
VDIM	Диапазон входного напряжения на выводе DIM	0	---	5	B	
VMINMIN	Минимальное напряжение уставки на входе MIN	---	1	---	B	VDIM=5 В
VMINMAX	Максимальное напряжение уставки на входе MIN	---	3	---	B	VDIM=0 В
VDIMTH	Пороговое напряжение ГУН для IR2159	---	0.5	3	B	
VDIMTH	Пороговое напряжение ГУН для IR2159	---	1.1	3	B	
Интерфейс димминга						
VFMIN	Напряжение на выводе FMIN при нормальной работе	---	5.1	---	B	
VFMINFLT	Напряжение на выводе FMIN при отказе	---	0	---	B	SD=5 В или CS=2 В или Tj>TSD

**Замечание.** При обнаружении состояния перегрева (Tj > 175 °C) ИС защелкивается. Чтобы произвести переустановку этой защелки при блокировке отказа, на выводе SD должен быть установлен высокий, а затем низкий уровень, или напряжение источника VCC ИС должно быть уменьшено до уровня ниже порогового уровня блокировки по низкому напряжению (VCCUV-).



**5. Типовая схема включения и порядок работы**

Типовая схема включения IR2159 для варианта балласта с одной люминесцентной лампой приведена на рис. 9. Функциональная схема ИС представлена на рис. 10.

Для обеспечения быстрого старта флуоресцентных ламп в ИС IR2159 используется последовательность управления, позволяющая обеспечить последовательное снижение частоты генерации при смене режимов работы — старта, подогрева, поджига, димминга. Подобный закон изменения частоты рекомендуется для ламп таких типов, где частота поджига находится слишком близко от частоты запуска для обеспечения надежного зажигания лампы при всех допусках на производимые компоненты резонансного LC-контура.

Функционирование ИС IR2159/IR21591 в режимах старта, подогрева, поджига и димминга происходит следующим образом.

**Режим блокировки при низком напряжении сети**

Этот режим работы ИС гарантирует ее готовность к работе до активации драйверов и микромощное потребление в режиме старта (ток менее 200 мкА). На рис. 11 изображены выводы ИС и навесные элементы, участвующие в работе во время этого режима (R1, C1, C2, D1, D2). Конденсатор C1 заряжается выпрямленным напряжением сети через резистор R1. Когда напряжение на нем превысит порог, необходимый для старта, а напряжение на выводе VDC — 5,1 В, ИС включается, и на выводах LO, HO появляются управляющие импульсы с выхода внутреннего генератора ИС. Конденсатор C1 начинает разряжаться вследствие возрастания тока потребления ИС (рис. 12).

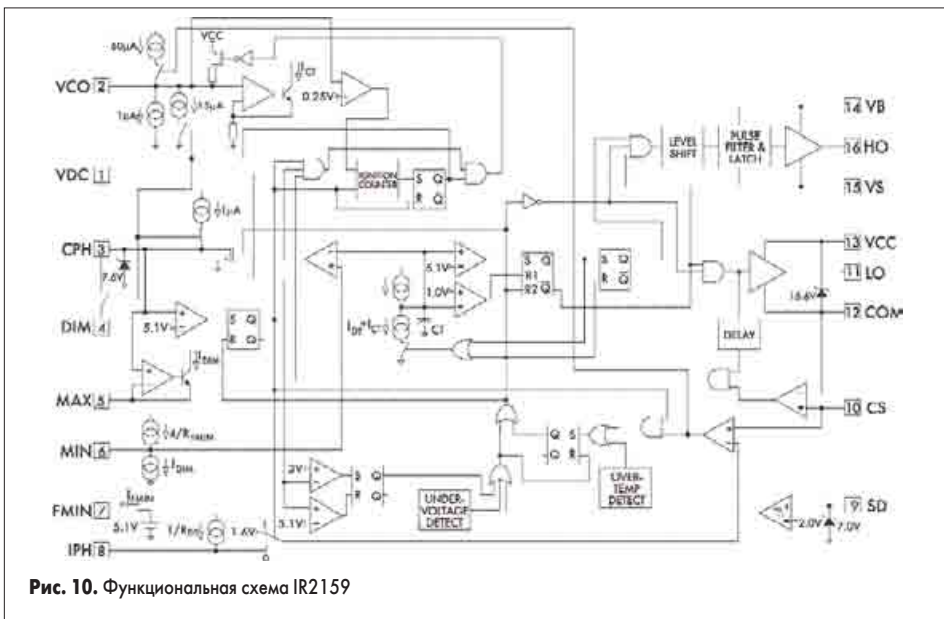


Рис. 9. Схема включения IR2159

Рис. 10. Функциональная схема IR2159

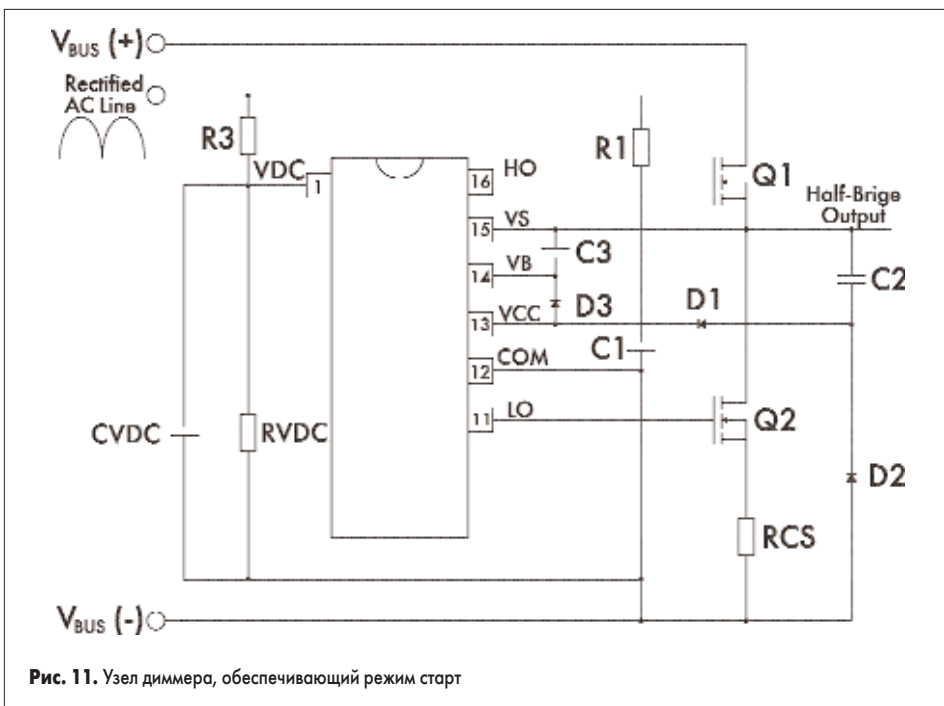


Рис. 11. Узел диммера, обеспечивающий режим старт

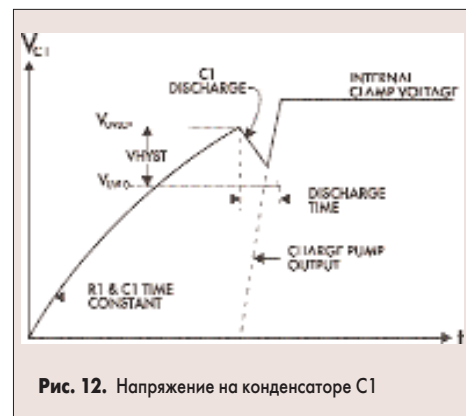


Рис. 12. Напряжение на конденсаторе C1

Во время цикла разряда выпрямленный ток зарядового насоса заряжает конденсатор C1 до уровня выше минимального рабочего напряжения ИС (определяемого внутренним диодом Зенера) 15,6 В. Бутстрепный диод D3 и конденсатор C3 обеспечивают напряжение питания для цепи драйвера верхнего уровня. Для гарантирования того, что этот источник питания готов к работе, до появления первого импульса на выходе HO появляется импульс на выходе LO. Во время режима блокировки при пониженном напряжении потенциалы на выходах драйверов верхнего и нижнего уровней имеют низкий уровень, вывод VCO под-

соединен ко внутреннему источнику напряжения 5 В, устанавливая максимальную частоту в режиме старта, а вывод СРН закорочен внутри ИС на вывод СОМ, устанавливая время подогрева.

Для возникновения генерации на выходах НО и LO напряжение на выводах VCC и VDC должно быть выше 5,1 В. Делитель R3, RVDC выпрямленного напряжения сети соединен со входом VDC и формирует напряжение, которое сравнивается с величиной порога пониженного напряжения сети. Величина емкости фильтрующего конденсатора выбирается так, чтобы исключить возможность превышения порога 3 В при пониженном напряжении сети. Такой контроль необходим из-за возможности погасания лампы прежде, чем в ИС будет установлен соответствующий режим работы (такая ситуация получила название brown-out). Подобная ситуация может возникнуть, когда напряжение шины постоянного тока упадет до уровня ниже минимального уровня, необходимого для поддержания нужного напряжения на лампе конденсатором колебательного контура. Заблаговременное обнаружение ситуации такого рода обеспечивает штатный режим выключения ИС прежде снижения напряжения на шине постоянного тока ниже допустимого и перевод ИС в режим подогрева при повышении напряжения на шине постоянного тока до допустимой величины.

**Режим подогрева**

В режим подогрева ИС переходит, когда напряжение на выводе VCC превысит порог UV-LO+ и напряжение на выводе VDC превысит 5,1 В. Внутренний генератор запускается на максимальной частоте, и на выходах НО, LO появляются последовательности импульсов с 50%-й скважностью и паузой на переключение 2 мкс, установленной внутри ИС. Вывод СРН отсоединен от вывода СОМ, и внутренний источник тока (рис. 13) линейно заряжает ток 1 мкА внешний времязадающий конденсатор, соединенный с выводом СРН.

Внутренний источник тока 1 мкА медленно разряжает внешний конденсатор, соединенный с выводом VCO. Это вызывает снижение частоты, что при работе на частотах выше резонанса влечет повышение тока нагрузки. Когда пиковое напряжение, измеренное на выводе CS, созданное частью тока нагрузки, протекающей через внешний резистор RCS, достигнет уровня напряжения на выводе ИРН, внутренний источник тока 60 мкА подсоединяется к выводу VCO и конденсатор заряжается (рис. 14). Это заставляет частоту расти, а ток нагрузки уменьшаться. Когда напряжение на выводе CS становится ниже, чем на выводе ИРН, источник 60 мкА отсоединяется и частота снова снижается. Эта обратная связь регулирует ток подогрева так, чтобы он соответствовал запрограммированному по входу ИРН значению в течение всего режима подогрева.

**Режим поджига**

ИС переходит в режим поджига, когда напряжение на выводе СРН достигает 5 В. Режим поджига инициализируется по мере того, как конденсатор на выводе VCO линейно

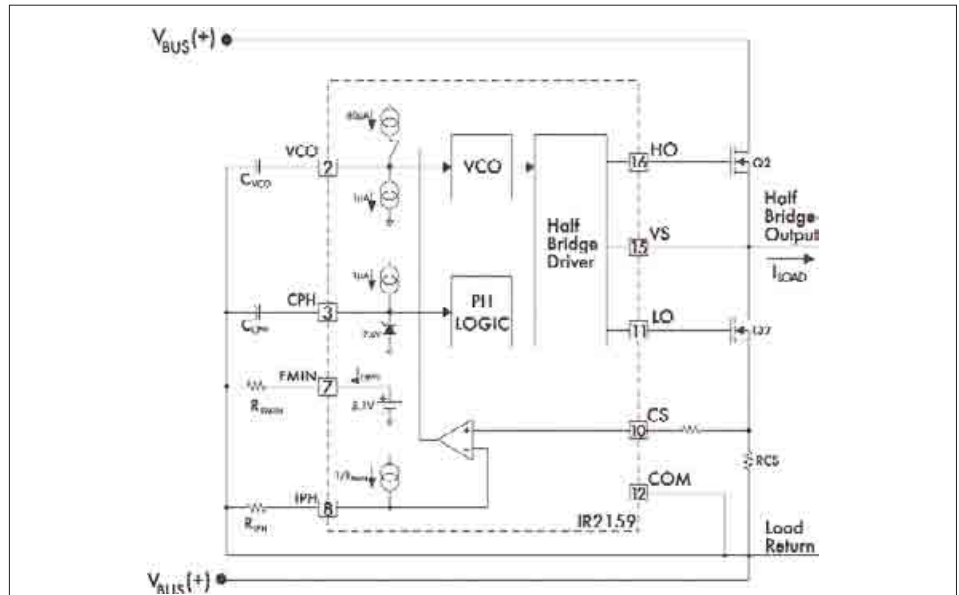


Рис. 13. Узел, обеспечивающий режим подогрева

разряжается через внутренний источник тока 1 мкА (рис. 15). Частота линейно снижается в сторону резонансной частоты выходного каскада, имеющего высокую добротность Q, вызывая повышение напряжения на лампе и тока нагрузки (рис. 16). Частота повышается до тех пор, пока не произойдет поджиг лампы или не будет достигнуто ограничение по току для IR2159. В последнем случае ИС переходит в режим работы в случае отказа.

Пороговое напряжение 1,6 В, установленное в ИС по входу CS, и номинал резистора RCS, соединенного со входом CS, определяют максимально допустимую величину пикового тока поджига (и как следствие, напряжения поджига). Пиковый ток поджига не должен превосходить допустимых величин токов для транзисторов выходного каскада и не должен ни при каких условиях насыщать дроссель резонансного контура. После поджига лампы частота продолжает снижаться до тех пор, по-

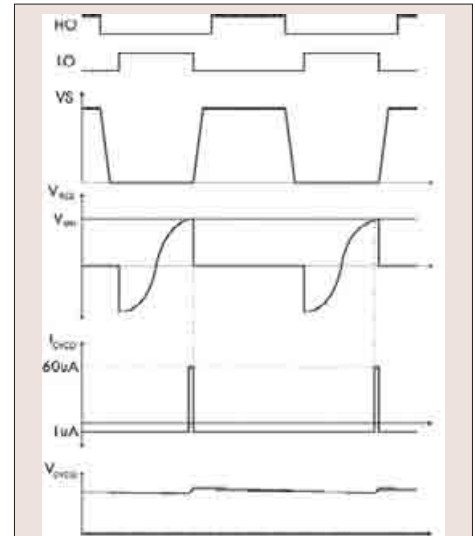


Рис. 14. Временные диаграммы регулирования пикового тока нагрузки

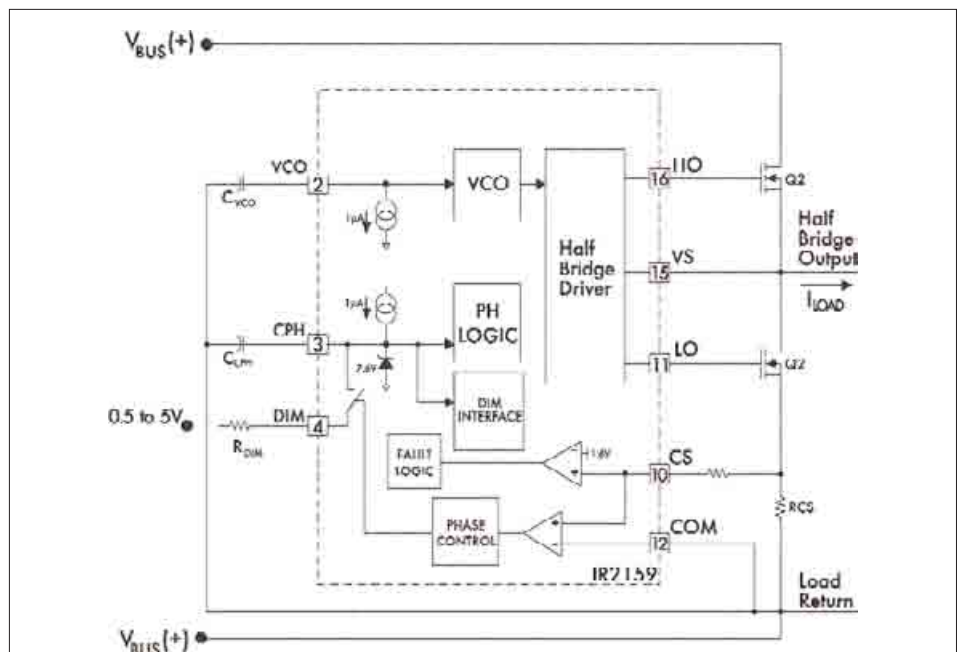


Рис. 15. Узел, обеспечивающий режим поджига

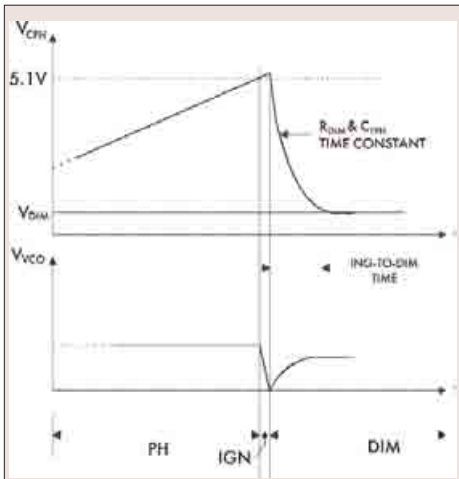


Рис. 16. Временные диаграммы для режима поджига

ка напряжение на выводе VCO не достигнет уровня напряжения VDIMTH, соответствующего минимальной рабочей частоте, установленной по входу FMIN внешним резистором. Контур фазового управления замыкается, и ИС переходит в режим димминга. Процесс перехода от поджига к диммингу является управляемым. На рис. 16 ему соответствует интервал времени IGN-TO-DIM.

С целью исключения перехода из одного режима в другой при отсутствии поджига в ИС предусмотрен контроль поджига по изменению фазы в течение 10 циклов работы ГУН (счетчик Ignition Counter на рис. 10), прежде чем выдается разрешение на переход к диммингу.

Для обеспечения надежного поджига резистором по входу FMIN следует установить частоту на 5 кГц ниже частоты поджига либо частоты, соответствующей 100 % яркости (в за-

росту частоты выше значения, соответствующего минимальной яркости, то есть к погашению лампы.

Конденсатор по входу CPH выполняет несколько функций. Он используется для установки времени подогрева, формирования совместно с RDIM режима перехода от поджига к диммингу, а также используется в качестве фильтрующей емкости по выводу DIM в режиме димминга для увеличения устойчивости к высокочастотным шумам и для снижения общего числа компонентов.

**Режим димминга**

Для регулирования мощности излучения лампы рассогласование между задающей фазой и фазой тока выходного каскада должно заставлять ГУН изменять частоту в нужном направлении, определяемом передаточной функцией выходного каскада, так чтобы ошибка стремилась к нулю. Внутренний источник тока 15 мкА подсоединен в режиме димминга к выводу VCO (рис. 17) для обеспечения разряда конденсатора C<sub>VCO</sub> и снижения частоты до требуемой величины. По достижении согласованного состояния фазовый детектор каждый раз при возникновении импульса ошибки посылает короткие импульсы на P-канальный МОП-транзистор с открытым стоком, который заряжает конденсатор C<sub>VCO</sub> через внутренний резистор RFB. Это заставляет интегратор по входу VCO поддерживать фазу выходного каскада, в точности соответствующей заданной (рис. 18). ИС IR2159 содержит интерфейс для аналогового управления мощностью лампы.

По входу DIM можно устанавливать напряжение постоянного тока в диапазоне от 0,5 до 5 В. Напряжение 5 В соответствует минимальному сдвигу фаз (максимальной мощности на лампе). Выходом интерфейса димминга является напряжение VMIN на выводе MIN, которое сравнивается с напряжением VCT внутреннего времязадающего конденсатора СТ для выработки частотно-независимого цифрового сигнала задающей фазы (рис. 19).

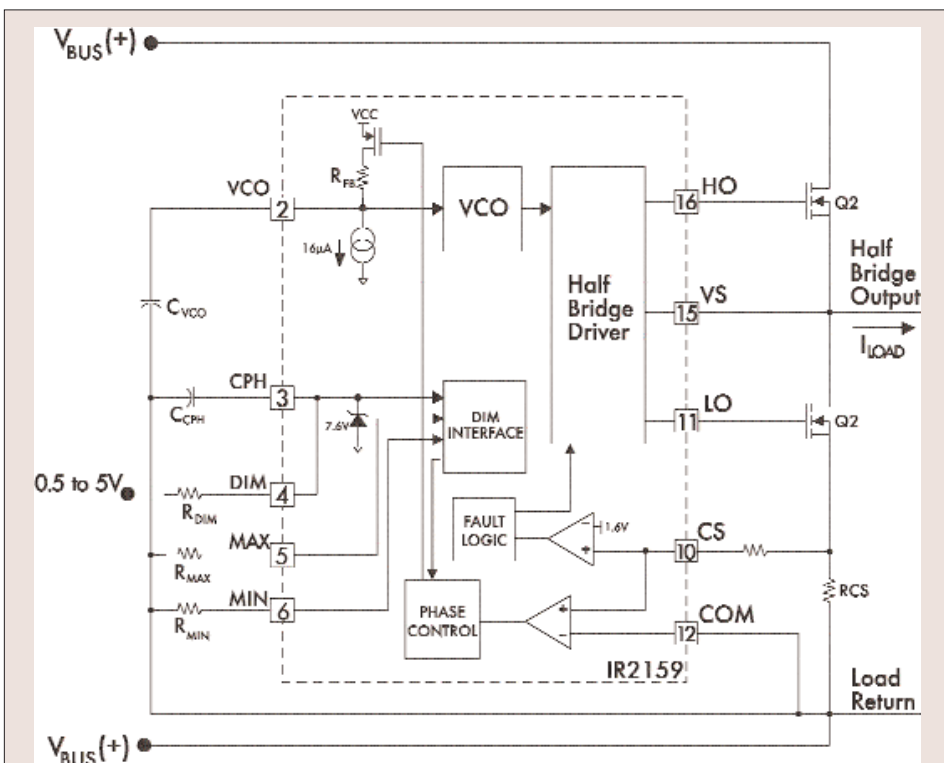


Рис. 17. Узел, обеспечивающий режим димминга

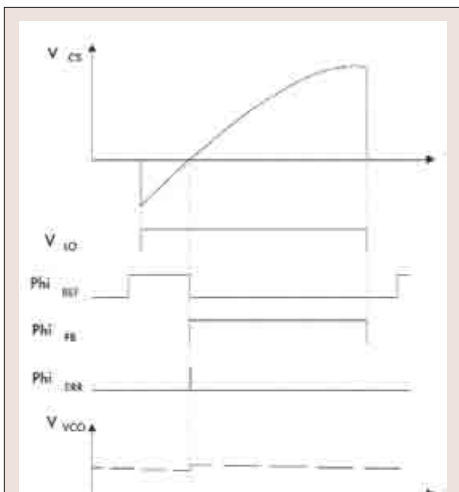


Рис. 18. Временные диаграммы для режима фазового управления

висимости от того, какая из них ниже). Для управления процессом перехода из режима поджига в режим фазового управления, или, что то же самое, от максимальной яркости к яркости, установленной по входу управления, вывод DIM подсоединяется к выводу CPH при переходе в режим фазового управления. Резистор RDIM на входе DIM разряжает конденсатор на входе CPH до уровня напряжения, установленного для режима димминга. Резистор может быть выбран так, чтобы переход из режима в режим был скорым с минимальным числом видимых вспышек лампы сразу после поджига, либо, наоборот, чтобы яркость до желаемой величины снижалась плавно. Однако, если время перехода от поджига к диммингу будет выбрано слишком малым, реакция (изменение частоты) может оказаться более короткой, чем постоянная времени ионизации лампы (миллисекунды). Это может привести

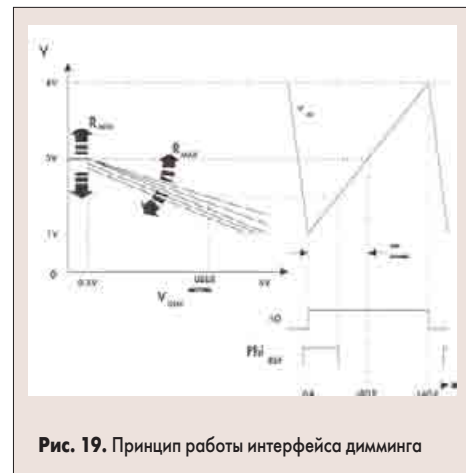


Рис. 19. Принцип работы интерфейса димминга

Время заряда времязадающего конденсатора от 1 до 5,1 В определяет время нахождения во включенном состоянии выходных драйверов затворов верхнего HO и нижнего LO уровней, и соответствует возможному сдвигу фазы тока нагрузки -180° (минус пауза на переключение). Для диапазона от 0

до  $-90^\circ$  напряжение на выводе MIN ограничивается диапазоном напряжений от 1 до 3 В, устанавливаемым по входам MIN и MAX. Внешний резистор программирует по выводу MAX минимальный задающий сдвиг фаз (максимальная мощность на лампе), соответствующий напряжению 5 В на выводе DIM, а внешний резистор по выводу MIN устанавливает максимальный задающий сдвиг фаз (минимальная мощность на лампе), соответствующий напряжению 0,5 В на выводе DIM.

Для определения момента перехода фазы через ноль и защиты от возможной перегрузки по току в режиме димминга используется узел обратной токовой связи (рис. 20).

Для исключения влияния шумов переключения, которые могут возникнуть при включении ключа нижнего уровня полумоста выходного каскада, цифровой токочувствительный контур бланкирует сигнал с компаратора, обнаруживающего момент перехода через ноль, на 400 нс после появления сигнала высокого уровня на выводе LO (рис. 21). Это немного сужает диапазон димминга при минимальном сдвиге фаз (максимальной мощности рассеивания на лампе). Внешний программирующий резистор по входу MAX должен быть выбран так, чтобы интервал бланкирования был отделен от интервала, соответствующего минимальному сдвигу фаз. Последовательный резистор R1 необходим для ограничения полного тока, вытекающего из вывода CS, когда напряжение на RCS падает ниже  $-0,7$  В. Фильтрующий конденсатор по выводу CS используется для уменьшения влияния прочих источников асинхронных шумов.

**Режим работы при обнаружении отказа**

В режиме димминга контур регулирования пикового тока, используемый в режимах подогрева и поджига, неактивирован. В случае переключения не при нулевом напряжении на выходе полумостовой схемы могут возникнуть всплески тока большой амплитуды (рис. 22). Перегорание нити, деградация лампы в конце срока службы, удаление лампы или слишком короткая пауза переключения могут вызвать переход в режим жесткого переключения.

Если пиковое напряжение на выводе CS в режиме димминга превысит 1,6 В, ИС переходит в режим работы при отказе, и драйверы верхнего и нижнего ключей выключаются. Если напряжение питания на выводе VCC становится равным или ниже напряжения на выводе CS, ИС переходит в режим подогрева.

**6. Проектирование высокочастотного балласта на базе ИС IR2159**

**Требования к лампе**

До начала выбора элементов выходного каскада и вычисления рабочих точек должны быть определены следующие требования к лампе:

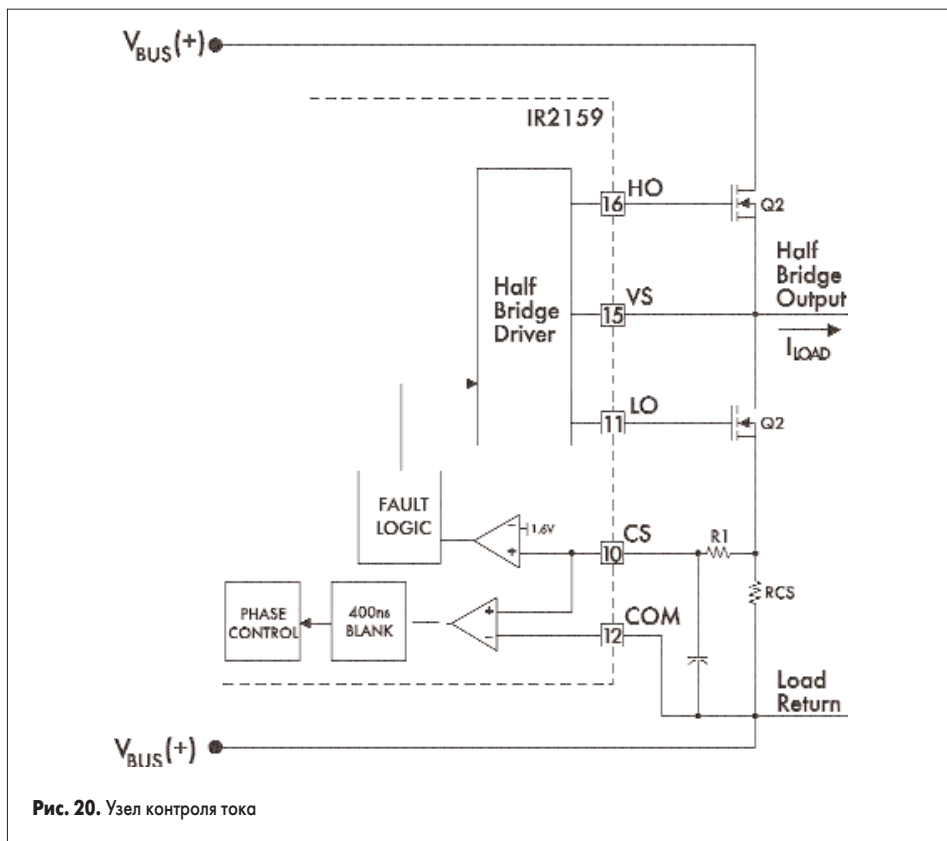


Рис. 20. Узел контроля тока

- ток предварительного подогрева нити ( $I_{ph}$ ),
- время предварительного подогрева ( $t_{ph}$ ),
- максимальное напряжение лампы в режиме подогрева ( $V_{ph\ max}$ ),
- напряжение поджига лампы ( $V_{ign}$ ),
- мощность на лампе при 100 % яркости ( $P_{100\ %}$ ),
- напряжение на лампе при 100 % яркости ( $V_{100\ %}$ ),
- мощность на лампе при 1 % яркости ( $P_{1\ %}$ ),
- напряжение на лампе при 1 % яркости ( $V_{1\ %}$ ),
- минимальный ток подогрева катода ( $I_{Catmin}$ ).

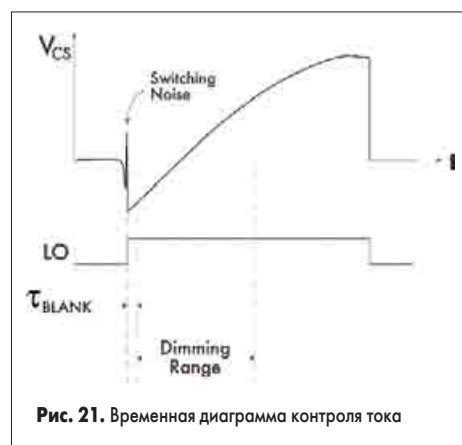


Рис. 21. Временная диаграмма контроля тока

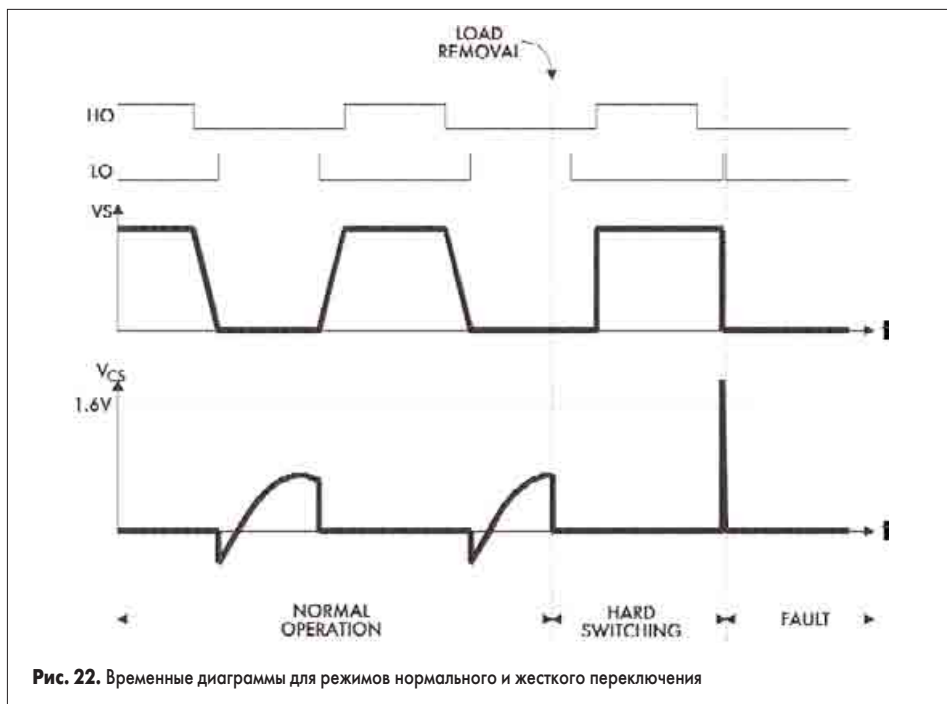


Рис. 22. Временные диаграммы для режимов нормального и жесткого переключения

**Выбор элементов выходного каскада**

Номиналы элементов выходного каскада (L,C) и положение рабочих точек связаны между собой приведенными ниже уравнениями.

Для заданных величин L,C, входного напряжения  $V_{in}$  и тока подогрева  $I_{ph}$  пиковое напряжение подогрева определяется из (5):

$$V_{ph(pk)} = -\frac{V_{in}}{\pi} + \sqrt{\left(\frac{V_{in}}{\pi}\right)^2 + \frac{L}{C} 2I_{ph}^2}$$

Результирующая рабочая частота в режиме подогрева определяется из (6):

$$f_{ph} = \frac{\sqrt{2}I_{ph}}{2\pi CV_{ph}}$$

Результирующая рабочая частота в режиме поджига определяется из (7):

$$f_{ign} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1 + \frac{V_{in}^4}{V_{ign}^4}}{LC}}$$

Полный ток нагрузки во время поджига определяется из (8):

$$I_{ign(pk)} = f_{ign} CV_{ign} 2\pi$$

Рабочая частота при максимальной мощности на лампе определяется из (9):

$$f_{100\%} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} \frac{2P_{100\%}^2}{C^2 V_{100\%}^4} + \left[ \frac{1}{LC} \frac{2P_{100\%}^2}{C^2 V_{100\%}^4} \right]^2 - \frac{\left( \frac{2V_{in}}{V_{100\%}\pi} \right)^2}{L^2 C^2}}$$

Ток подогрева катода при минимальной мощности лампы определяется из (10):

$$I_{Cath1\%} (A rms) = \frac{V_{1\%} f_{1\%} \pi 2C}{\sqrt{2}}$$

Итерационный процесс расчета номинальных значений L и C продолжается до тех пор, пока не будут удовлетворены следующие ограничения:

- $V_{ph} < V_{phmax}$
- $f_{ph} - f_{ign} > 5 \text{ кГц}$
- $I_{ign} < I_{ignmax}$
- $I_{Cath1\%} > I_{Cathmin}$

**Программирование IR2159 и определение номиналов навесных элементов**

Для программирования интерфейса димминга ИС должна быть определена фаза тока выходного каскада при минимальной и максимальной мощностях на лампе. Используя (2, 3) и определенные при расчете величины L,C, можно вычислить минимальную и максимальную величины фазы.

Номинал балластного резистора R1 (см. рис. 12), подающего выпрямленное напряжение сети на вывод VCC, определяется как (11):

$$R_1 = \frac{V_{AC}}{I_{VCCUVV}} [MO\Omega]$$

Номиналы резисторов делителя выпрямленного напряжения сети для питания вывода VDC (резистор R3 установлен между шиной выпрямленного напряжения сети и выводом VDC, резистор RVDC установлен между минусовой шиной постоянного тока и выводом VDC, см. рис. 12) должны быть такими, чтобы напряжение на выводе VDC после подачи питания было выше 5,1 В и выполнялось соотношение (12)

$$R_{VDC} = \frac{\left(\frac{5.1}{V_{AC}}\right) \cdot R_3}{1 - \frac{5.1}{V_{AC}}} [OM]$$

Номиналы навесных элементов, подключенных к программирующим входам ИС, могут быть определены следующим образом (13-18)

$$R_{FMIN} = \frac{25 \cdot 10^{-6} - (f_{MIN} - 10^4) 10^{-10}}{(f_{MIN} - 10^4) 2 \cdot 10^{-14}} [OM];$$

$$R_{CS} = \frac{3.2}{I_{IGN}} [OM];$$

$$R_{RTH} = R_{FMIN} R_{CS} I_{ph} \sqrt{2} [OM];$$

$$C_{RTH} = 2.6 \cdot 10^{-7} \cdot t_{PH} [\Phi];$$

$$R_{MIN} = \frac{R_{FMIN}}{4} \left(1 - \frac{\Phi_{1\%}}{45}\right) [OM];$$

$$R_{MAX} = \frac{R_{FMIN} \cdot R_{MIN}}{4R_{MIN} - R_{FMIN} \cdot \left(1 - \frac{\Phi_{100\%}}{45}\right)} [OM].$$

**Заключение**

В силу своих преимуществ ИС IR2159, IR21591 претендуют на роль лидеров среди контроллеров современных высокочастотных электронных балластов с управляемой мощностью излучения лампы.

Их внедрение открывает путь к созданию диммеров нового поколения — высокоточных, с широким диапазоном регулирования мощности, компактных, высоконадежных и с более низкой ценой. Это дает возможность применять их в осветительной технике для решения широкого круга задач.

Помимо рассмотренной типовой схемы включения, эти контроллеры могут быть применены не только в распространенных схемах, где используется различное соединение флуоресцентных ламп, но и для управления лампами других типов, например натриевыми.

**Литература**

1. IR2159/IR21591. Dimming ballast control IC, International Rectifier, Data Sheet PD60169-C
2. Ribarich T., Ribarich J. A new control method for dimmable high-frequency electronic ballasts. in IEEE-IAS Conf.Rec.,1998.
3. Башкиров В. IR21571-контроллер электронных балластов нового поколения. Компоненты и технологии, № 7, 2000.