

IR2156(S) & (PbF)

Features

- Контроль балласта и драйвер полумоста в одной микросхеме
- Программируемая частота предварительного нагрева
- Программируемое время предварительного нагрева
- Внутренняя рампа зажигания
- Программируемый порог перегрузки по току
- Программируемая частота работы

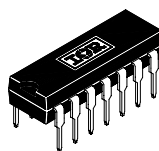
Description

IR2156 включает в себя высоковольтный полумостовой драйвер затвора с программируемым генератором и диаграммой состояний, чтобы сформировать полную ИС управления балластом. Характеристики IR2156 включают программируемые частоты предварительного нагрева и работы, программируемое время подогрева, программируемое время нечувствительности и программируемую защиту от перегрузки по току. В конструкцию были включены всесторонние функции защиты, такие как защита от отказа лампы, отказов нити накала, а также функция автоматического перезапуска. IR2156 доступен как в 14-выводном корпусе PDIP, так и в 14-выводном корпусе SOIC.

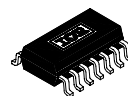
BALLAST CONTROL IC

Программируемое мертвое время
Сброс пониженного напряжения шины постоянного тока
Штифт отключения с гистерезисом
Внутренний стабилитрон 15,6 В на Vcc
Микроэнергетический запуск (150 мкА)
Устойчивость к защелкам и защита от электростатического разряда
Также доступен БЕЗ СВИНЦА (PbF)

Packages

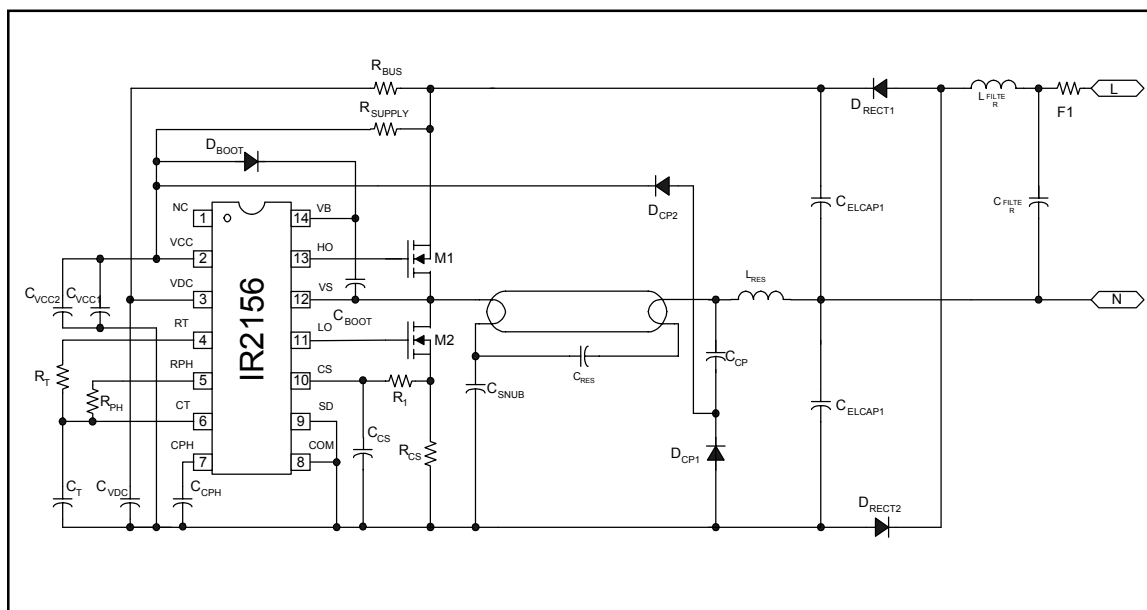


14 Lead PDIP



14 Lead SOIC
(narrow body)

CFL Application Diagram



Absolute Maximum Ratings

Абсолютные максимальные значения указывают на устойчивые пределы, за которыми может произойти повреждение устройства. Все параметры напряжения являются абсолютными напряжениями относительно COM, все токи определены положительно в любом проводе. Значения теплового сопротивления и рассеиваемой мощности измеряются в условиях монтажа на плате и в неподвижном воздухе.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	Плавающее напряжение питания на стороне высокого напряжения	-0.3	625	V
V _S	Напряжение смещения источника питания на стороне высокого напряжения	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	Плавающее выходное напряжение на стороне высокого напряжения	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{LO}	Выходное напряжение на стороне низкого напряжения	-0.3	V _{CC} + 0.3	
I _{OMAX}	Максимально допустимый выходной ток (HO, LO) из-за эффекта Миллера внешнего силового транзистора	-500	500	mA
V _{VDC}	Напряжение на контакте VDC	-0.3	V _{CC} + 0.3	V
V _{CT}	Напряжение на выводе CT	-0.3	V _{CC} + 0.3	
I _{CPH}	Контактный ток CPH	-5	5	mA
I _{RPH}	Ток вывода RPH	-5	5	
V _{RPH}	Напряжение на выводе RPH	-0.3	V _{CC} + 0.3	V
I _{RT}	Ток вывода RT	-5	5	mA
V _{RT}	Напряжение на выводе RT	-0.3	V _{CC} + 0.3	V
V _{CS}	Напряжение на выводе измерения тока	-0.3	5.5	
I _{CS}	Ток считывающего контакта	-5	5	mA
I _{SD}	Ток на выводе выключения	-5	5	
I _{CC}	Потребляемый ток (примечание 1)	-20	20	
dV/dt	Допустимая скорость нарастания напряжения смещения	-50	50	V/ns
P _D	Рассеиваемая мощность пакета @ T _A ≤ +25°C (14 pin PDIP)	—	1.70	W
	P _D = (T _{JMAX} - T _A) / R _{thJA} (14 pin SOIC)	—	1.00	
R _{thJA}	Термическое сопротивление, переход к окружающей среде (14 pin PDIP)	—	70	°C/W
	(14 pin SOIC)	—	120	
T _J	Температура перехода	-55	150	°C
T _S	Температура хранилища	-55	150	
T _L	Температура вывода (пайка, 10 секунд)	—	300	

Note 1: Эта ИС содержит стабилитрон между микросхемой VCC и COM, номинальное напряжение пробоя которого составляет 15,6 В. Обратите внимание, что этот вывод питания не должен управляться источником постоянного тока с низким сопротивлением. больше, чем VCLAMP, указанный в разделе «Электрические характеристики».

Recommended Operating Conditions

For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _{BS}	High side floating supply voltage	V _{CC} - 0.7	V _{CLAMP}	V
V _{BSMIN}	Minimum required VBS voltage for proper HO functionality	5	V _{CC}	
V _S	Steady state high side floating supply offset voltage	-1	600	
V _{CC}	Supply voltage	V _{CCUV+}	V _{CLAMP}	
I _{CC}	Supply current	note 2	10	mA
C _T	CT lead capacitance	220	—	pF
I _{SD}	Shutdown lead current	-1	1	mA
I _{CS}	Current sense lead current	-1	1	
T _J	Junction temperature	-40	125	°C
I _{SDLK}	SD pin leakage current (@V _{SD} =6V)	—	125	μA
I _{CSLK}	CS pin leakage current (@V _{CS} =3V)	—	25	

Note 2: Enough current should be supplied into the VCC lead to keep the internal 15.6V zener clamp diode on this lead regulating its voltage, V_{CLAMP}.

Electrical Characteristics

V_{CC} = V_{BS} = V_{BIAS} = 14V +/- 0.25V, V_{VDC} = Open, R_T = 39.0kΩ, R_{PH} = 100.0kΩ, C_T = 470 pF, V_{CPH} = 0.0V, V_{CS} = 0.0V, V_{SD} = 0.0V, C_{LO}, HO = 1000pF, T_A = 25°C unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Supply Characteristics						
V _{CCUV+}	V _{CC} supply undervoltage positive going threshold	10.5	11.5	12.5	V	V _{CC} rising from 0V
V _{CCUV-}	V _{CC} supply undervoltage negative going threshold	8.5	9.5	10.5		V _{CC} falling from 14V
V _{UVHYS}	V _{CC} supply undervoltage lockout hysteresis	1.5	2.0	3.0		
I _{QCCUV}	UVLO mode quiescent current	50	120	200	μA	V _{CC} = 11V
I _{QCCFLT}	Fault-mode quiescent current	—	200	470		SD = 5.1V, or CS > 1.3V
I _{QCC}	Quiescent V _{CC} supply current	—	1.0	1.5	mA	CT connected to COM V _{CC} = 14V, RT = 15kΩ
I _{QCC50K}	V _{CC} supply current, f = 50kHz	—	1.0	1.5		RT = 15kΩ C _T = 470 pF
V _{CLAMP}	V _{CC} zener clamp voltage	14.5	15.6	16.5	V	I _{CC} = 5mA
Floating Supply Characteristics						
I _{QBS0}	Quiescent VBS supply current	-5	0	5	μA	V _{HO} = V _S (C _T = 0V)
I _{QBS1}	Quiescent VBS supply current	—	30	50		V _{HO} = V _B (C _T = 14V)
I _{LK}	Offset supply leakage current	—	—	50	μA	V _B = V _S = 600V

IR2156(S) & (PbF)

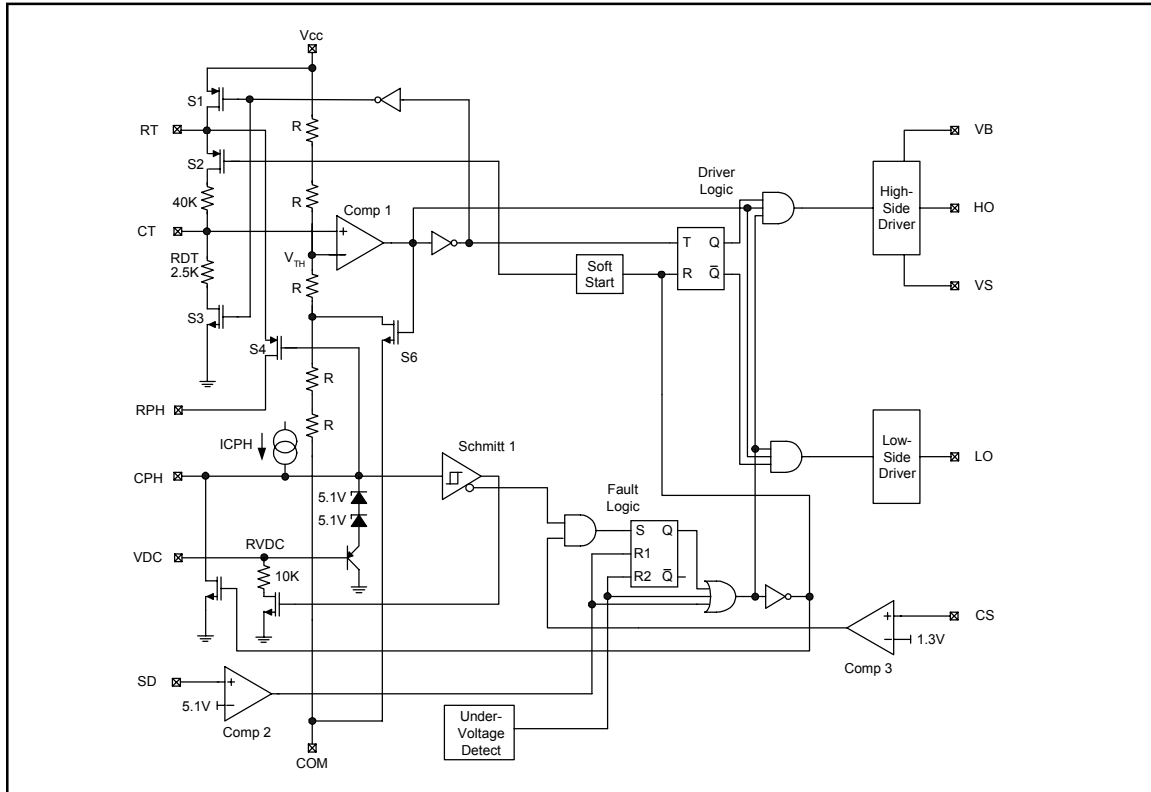
International
IR Rectifier

Electrical Characteristics

$V_{CC} = V_{BS} = V_{BIAS} = 14V \pm 0.25V$, $V_{VDC} = \text{Open}$, $R_T = 39.0k\Omega$, $R_{PH} = 100.0k\Omega$, $C_T = 470 \text{ pF}$, $V_{CPH} = 0.0V$, $V_{CS} = 0.0V$, $V_{SD} = 0.0V$, $C_{LO}, HO = 1000\text{pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified.

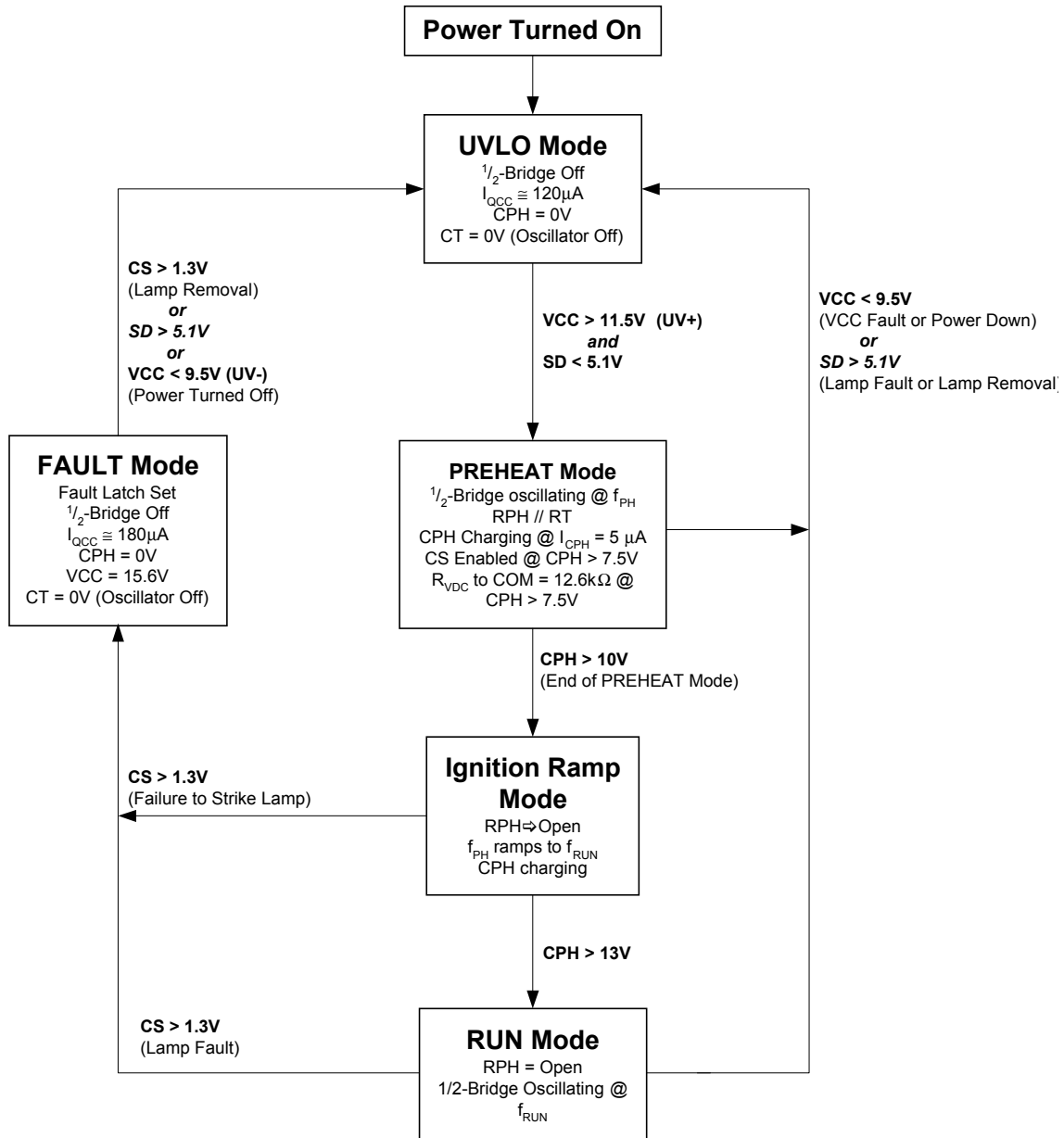
Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
Oscillator, Ballast Control, I/O Characteristics						
f_{osc}	Oscillator frequency	28	30	32	kHz	$R_T=33.0k\Omega$, $V_{VDC}=5V$ $V_{CPH} = \text{Open}$ (Guaranteed by design)
f_{osc}	Oscillator frequency	37.6	40	43.9	KHz	$R_T=40k$, $R_{PH} = 100K$ $C_T = 470\text{pF}$
d	Oscillator duty cycle	—	50	—	%	
V_{CT+}	Upper C_T ramp voltage threshold	—	8.3	—	V	$V_{CC} = 14V$
V_{CT-}	Lower C_T ramp voltage threshold	—	4.8	—		
V_{CTFLT}	Fault-mode C_T pin voltage	—	0	—	mV	$SD > 5.1V$ or $CS > 1.3V$ only CT CAP should beconnected to CT
t_{DLO}	LO output deadtime	—	2.0	—	usec	
t_{DHO}	HO output deadtime	—	2.0	—	usec	
RDT	Internal deadtime resistor	—	3	—	K Ω	
Preheat Characteristics						
I_{CPH}	CPH pin charging current	3.6	4.3	5.2	μA	$V_{CPH}=10V$, $CT=10V$, $V_{DC}=5V$
V_{CPHFLT}	Fault-mode CPH pin voltage	—	0	—	mV	$SD > 5.1V$ or $CS > 1.3V$
RPH Characteristics						
I_{RPHLK}	Open circuit RPH pin leakage current	—	0.1	—	μA	$CT = 10V$
V_{RPHFLT}	Fault-mode RPH pin voltage	—	0	—	mV	$SD > 5.1V$ or $CS > 1.3V$
RT Characteristics						
I_{RTLK}	Open circuit RT pin leakage current	—	0.1	—	μA	$CT = 10V$
V_{RTFLT}	Fault-mode RT pin voltage	—	0	—	mV	$SD > 5.1V$ or $CS > 1.3V$
Protection Characteristics						
V_{SDTH+}	Rising shutdown pin threshold voltage	—	5.1	—	V	
V_{SDHYS}	Shutdown pin threshold hysteresis	—	450	—	mV	
V_{CSTH}	Over-current sense threshold voltage	1.1	1.25	1.44	V	
t_{CS}	Over-current sense propagation delay	—	160	—	nsec	Delay from CS to LO
V_{CSPW}	Over-current sense minimum pulse width	—	135	—	nsec	V_{CS} pulse amplitude = $V_{CSTH}+100\text{mV}$
R_{VDC}	DC bus sensing resistor	7.5	10	14	k Ω	$V_{CPH}>12V$, $V_{CT}=0V$ $V_{DC}= 7V$
$V_{CPH-VDC}$	CPH to VDC offset voltage	10.3	10.9	11.4	V	$V_{CPH}=\text{open}$, $V_{VDC}=0V$
Gate Driver Output Characteristics						
V_{OL}	Low-level output voltage	—	0	105	mV	$I_o = 0$
V_{OH}	High-level output voltage	—	0	100		$V_{BIAS} - V_o$, $I_o = 0$
t_r	Turn-on rise time	—	110	150	ns	$C_{LO} = C_{HO} = 1\text{nF}$
t_f	Turn-off fall time	—	55	100		

Block Diagram



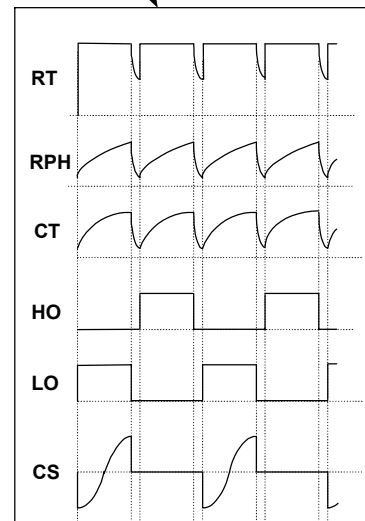
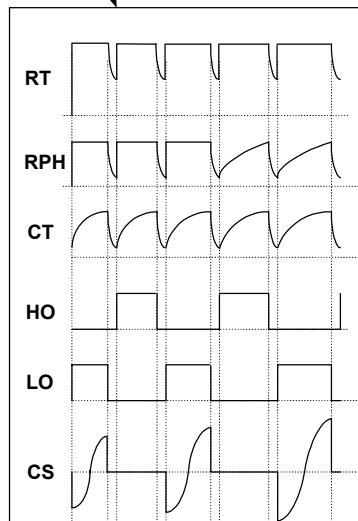
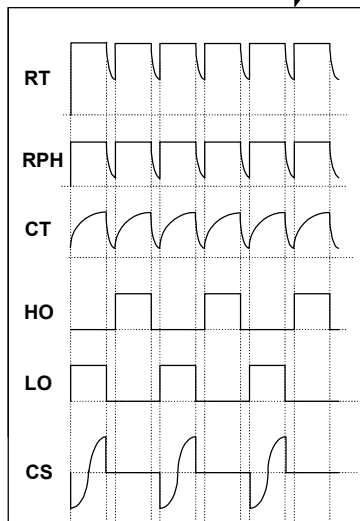
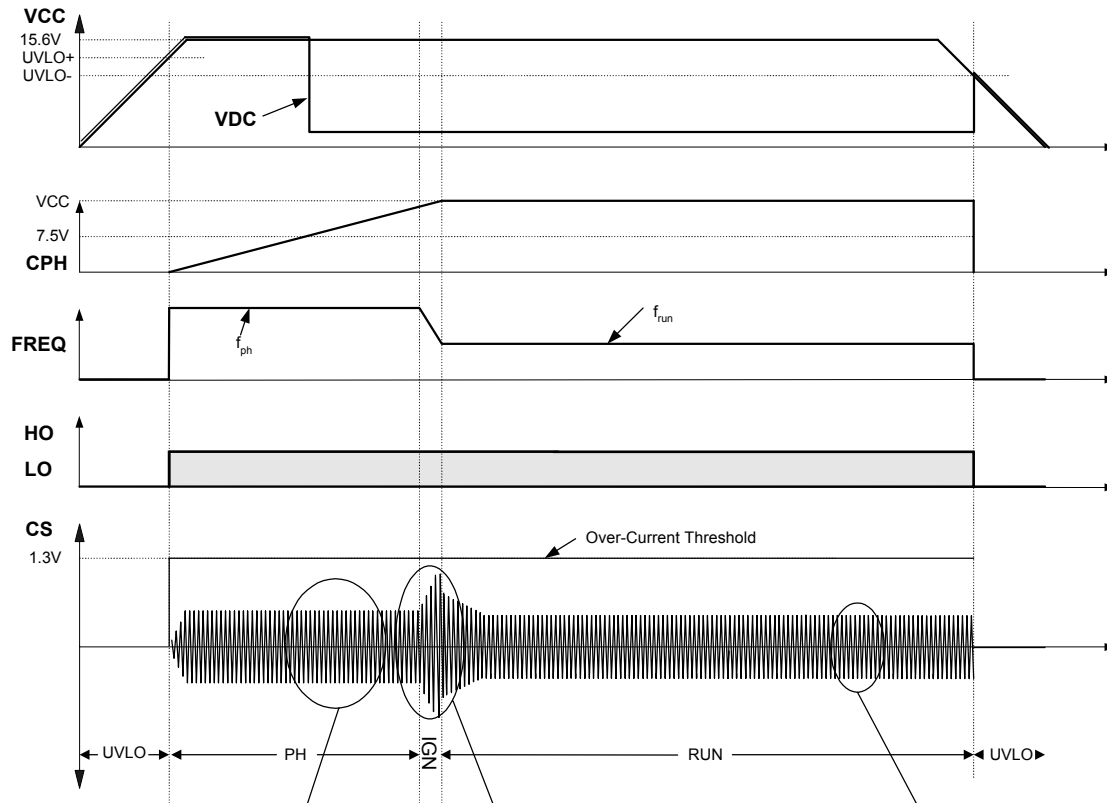
Pin Assignments		Pin #	Symbol	Description
NC	1	14	VB	No Connect
VCC	2	13	HO	Питание логических и нижних драйверов затворов
VDC	3	12	VS	Пуск ИС и вход измерения шины постоянного тока
RT	4	11	LO	Синхронизирующий резистор с минимальной частотой
RPH	5	10	CS	Резистор синхронизации частоты предварительного нагрева
CT	6	9	SD	Конденсатор синхронизации генератора
CPH	7	8	COM	Конденсатор времени предварительного нагрева
				Питание ИС и сигнальная земля
				Вход выключения - блокировка лог 1
				Вход измерения тока
				Выход драйвера затвора транзистора нижнего плеча
				Выход полумоста
				Выход драйвера затвора транзистора верхнего плеча
				Напряжение вольтодобавки

State Diagram



Timing Diagrams

Normal operation

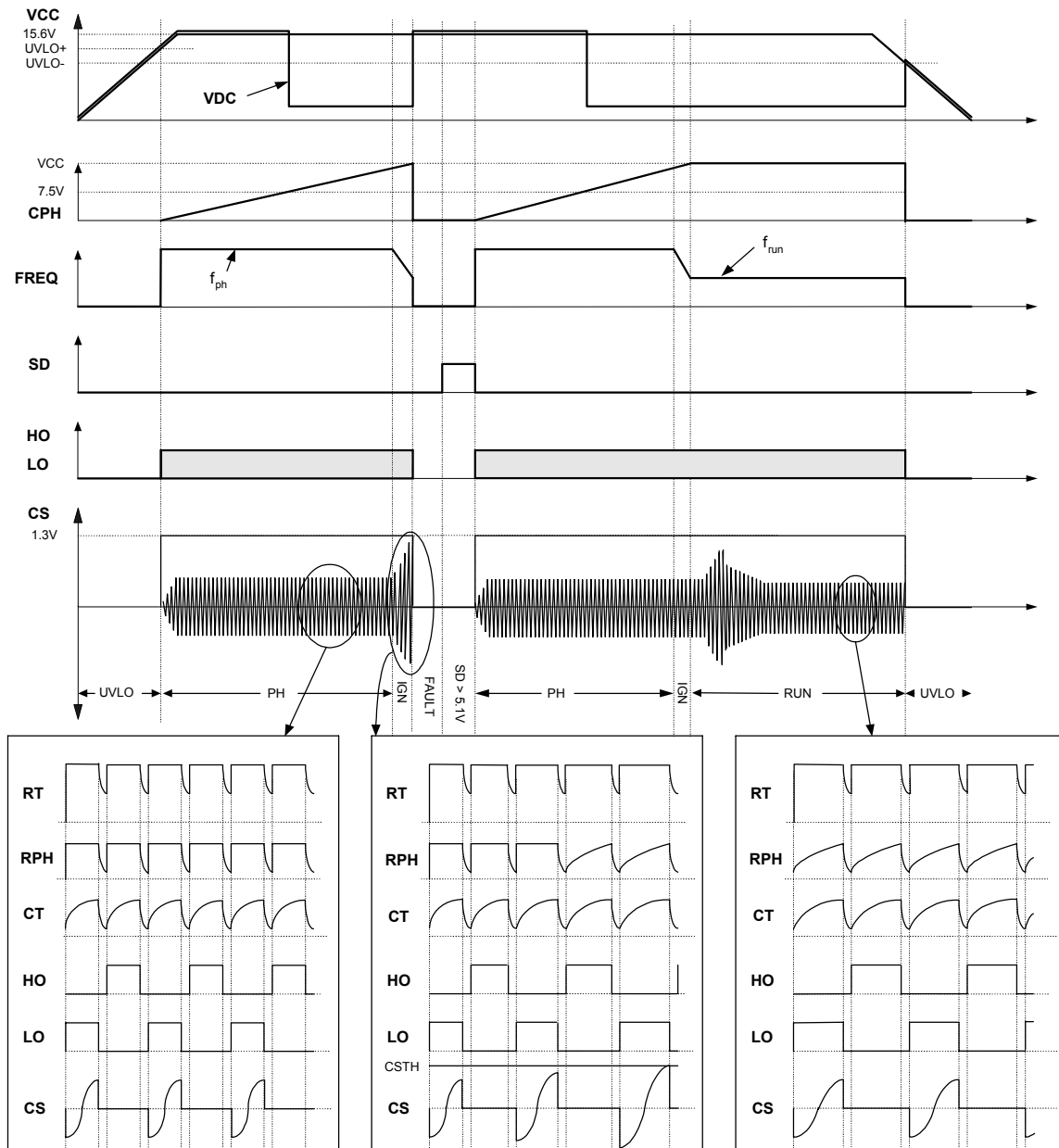


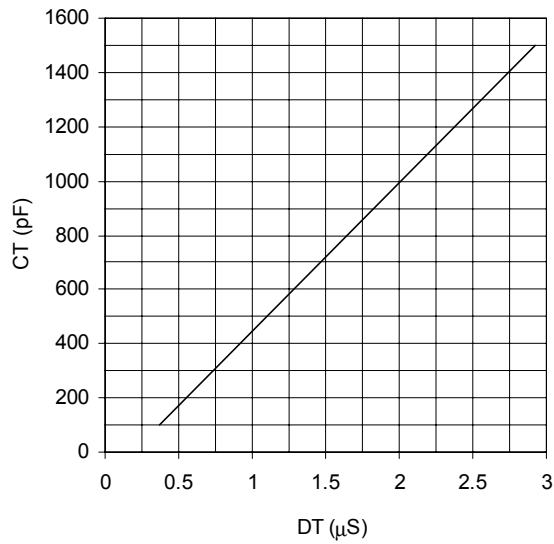
IR2156(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

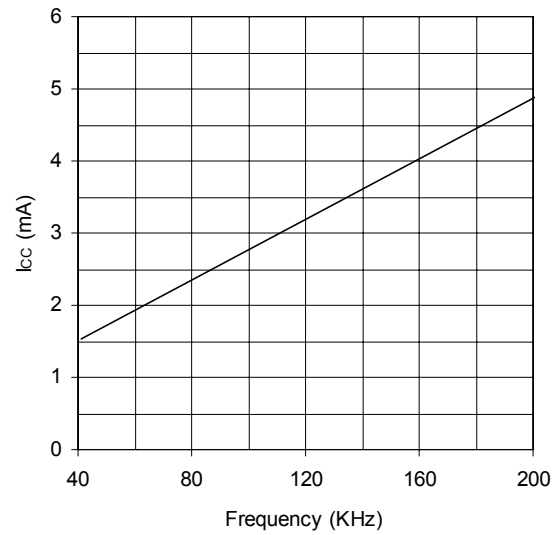
Timing Diagrams

Fault condition

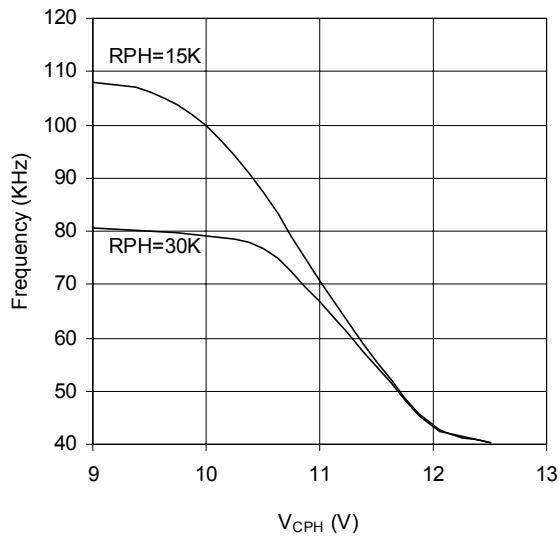




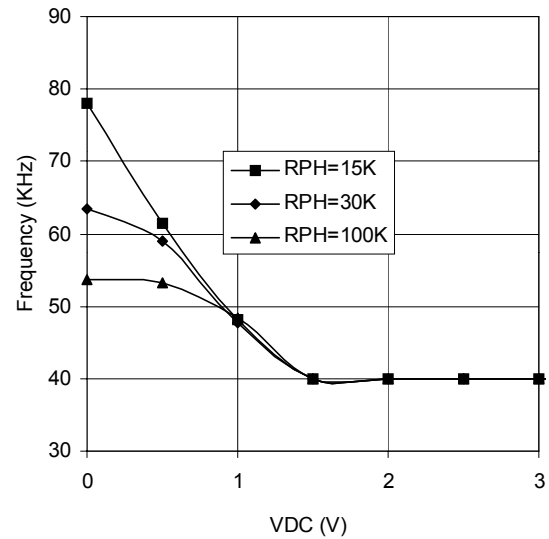
Graph 1. CT vs Dead Time (IR2156)



Graph 2. I_{CC} vs Frequency (IR2156)



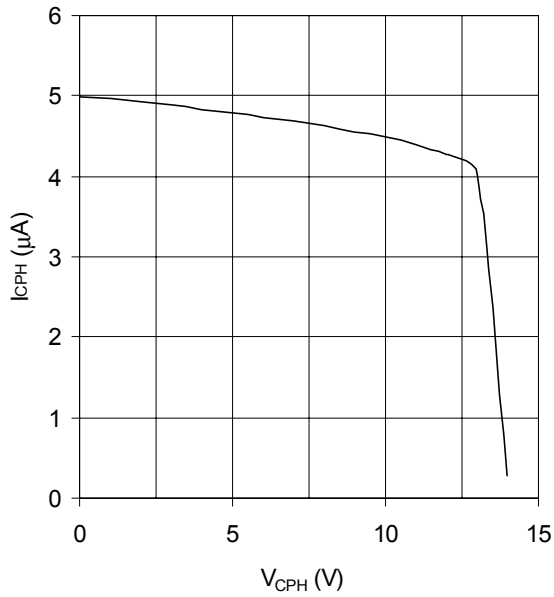
Graph 3. Frequency vs V_{CPH} (IR2156)



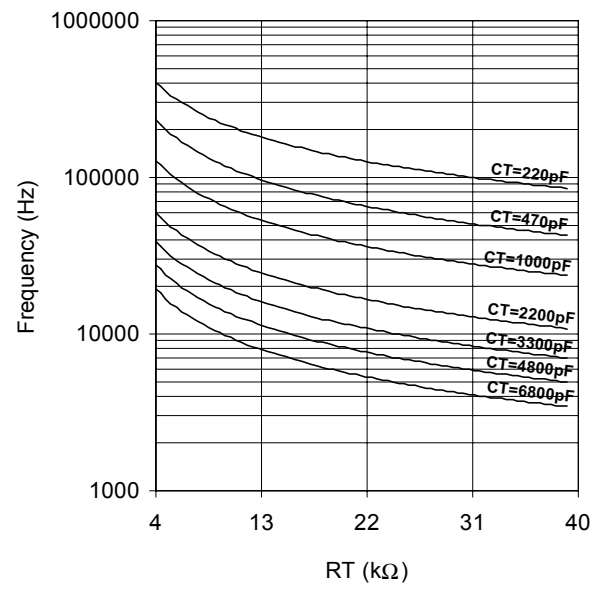
Graph 4. Frequency vs V_{DC} (IR2156)

IR2156(S) & (PbF)

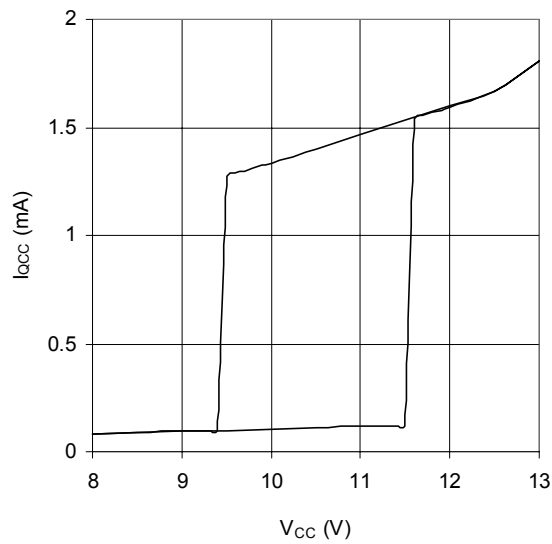
International
IR Rectifier



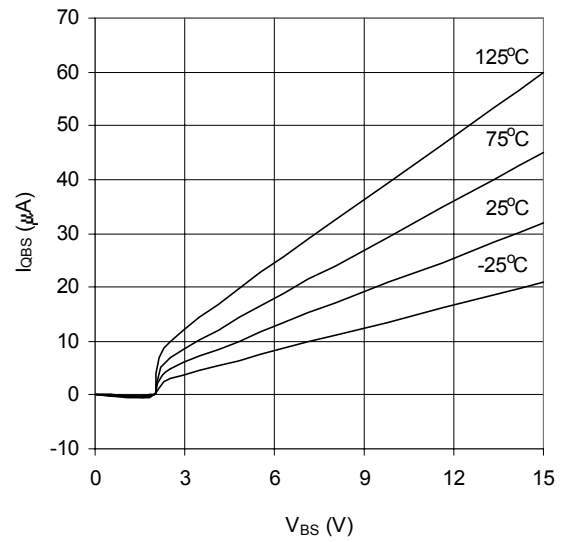
Graph 5. I_{CPH} vs V_{CPH} (IR2156)



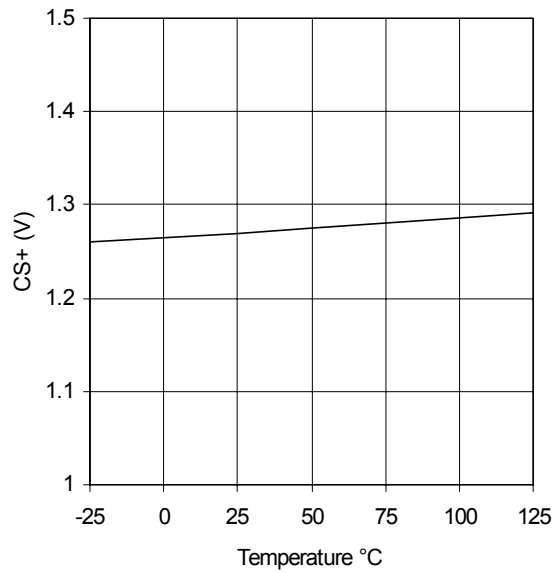
Graph 6. Frequency vs RT (IR2156)



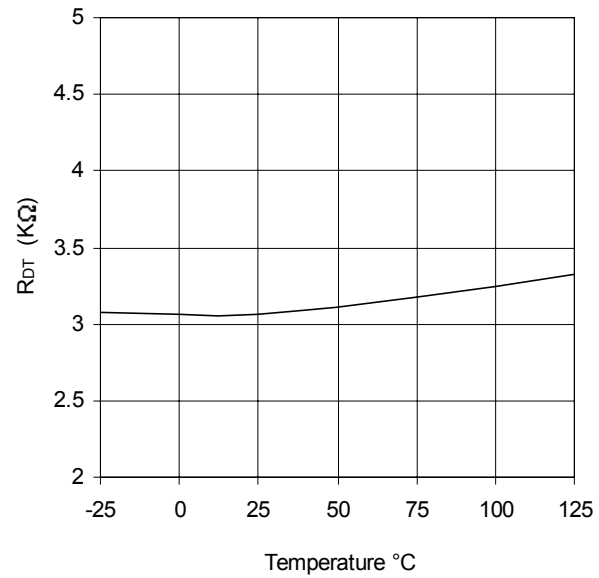
Graph 7. I_{QCC} vs V_{CC} (IR2156)
UVLO Hysteresis



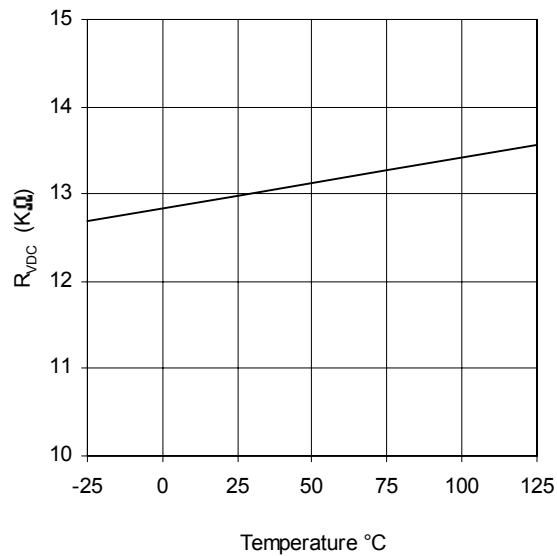
Graph 8. I_{QBS} vs V_{BS} vs Temp (IR2156)



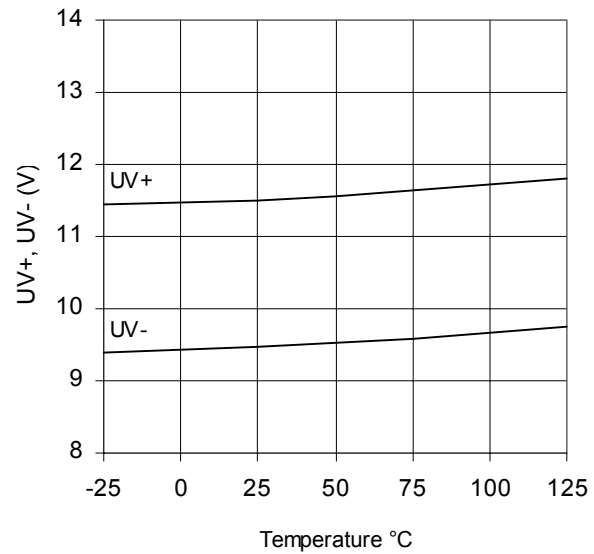
Graph 9. V_{CSTH+} vs Temperature (IR2156)



Graph 10. R_{DT} vs Temperature (IR2156)



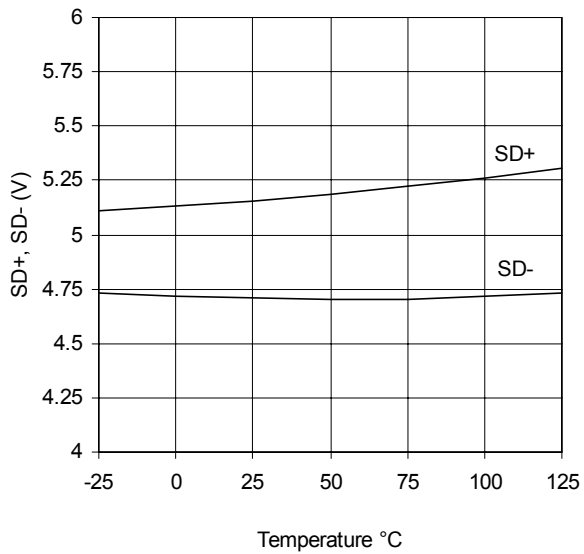
Graph 11. R_{VDC+} vs Temperature (IR2156)



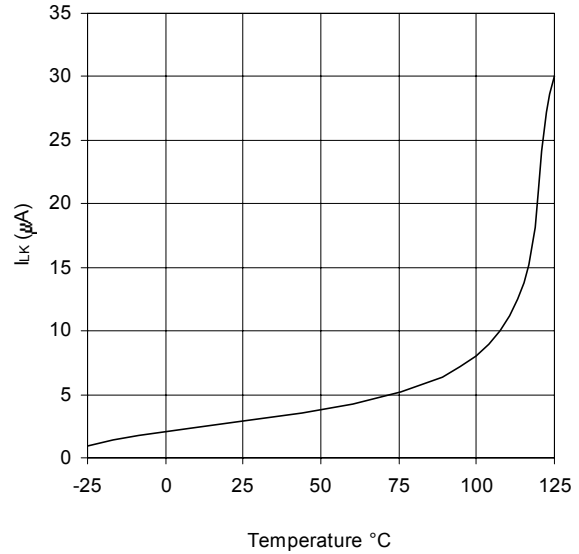
Graph 12. UV+, UV- vs Temperature (IR2156)

IR2156(S) & (PbF)

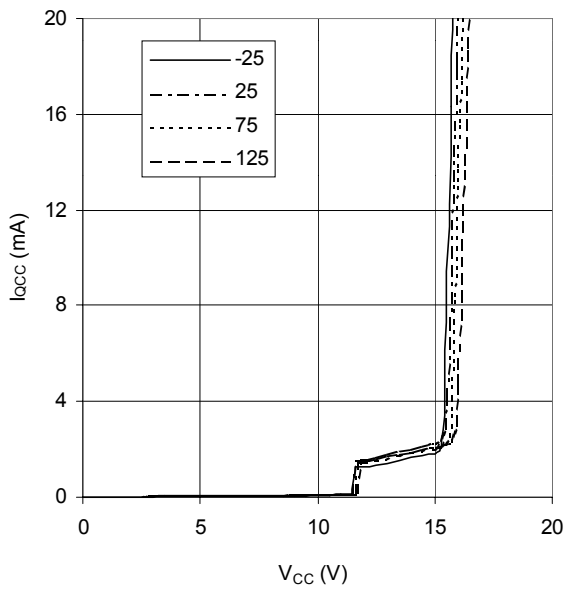
International
IR Rectifier



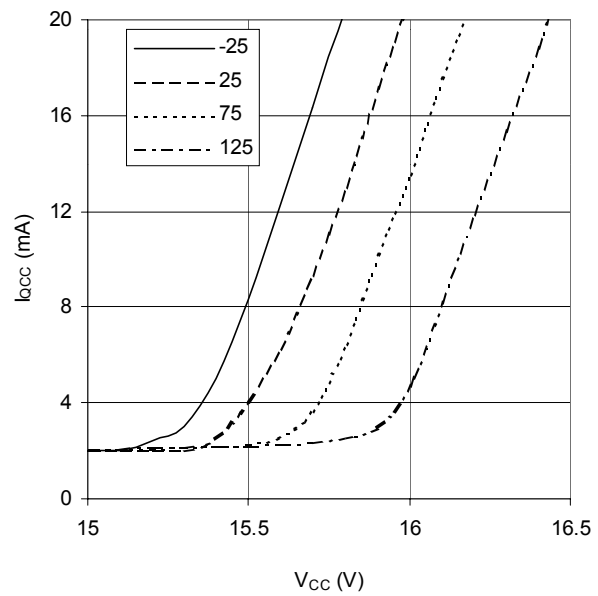
Graph 13. SD+, SD- vs Temperature (IR2156)



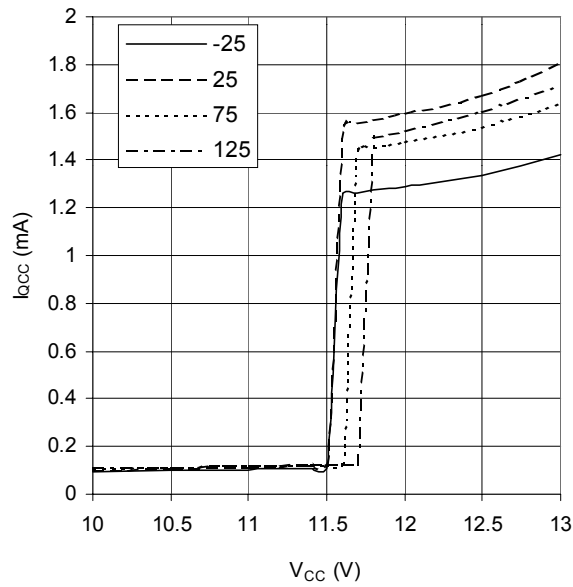
Graph 14. I_{LK} vs Temperature (IR2156)



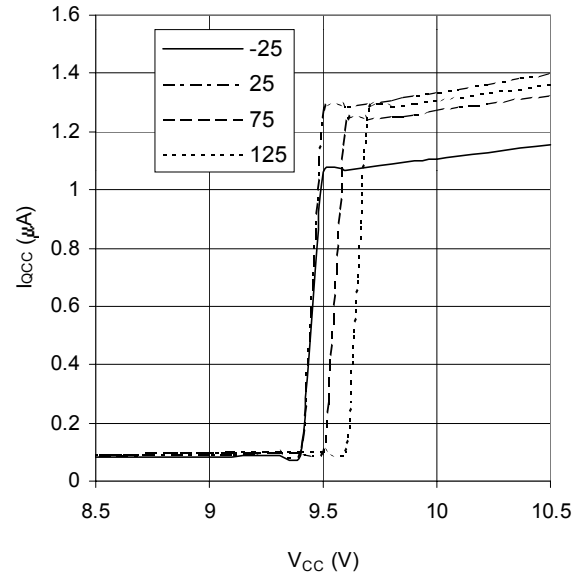
Graph 15. I_{QCC} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)



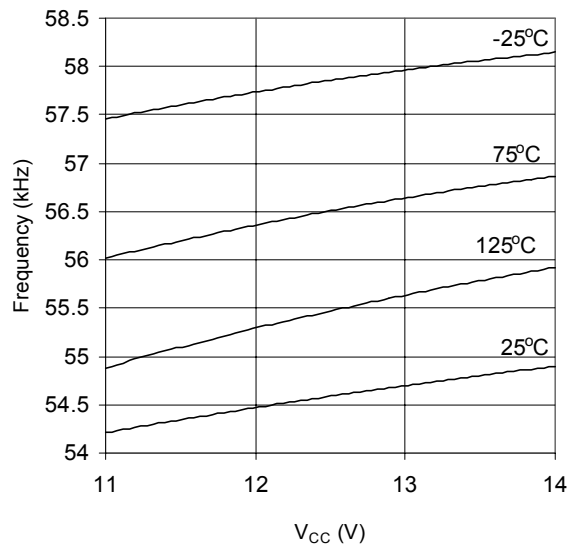
Graph 16. I_{QCC} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
Internal Zener Diode Curve



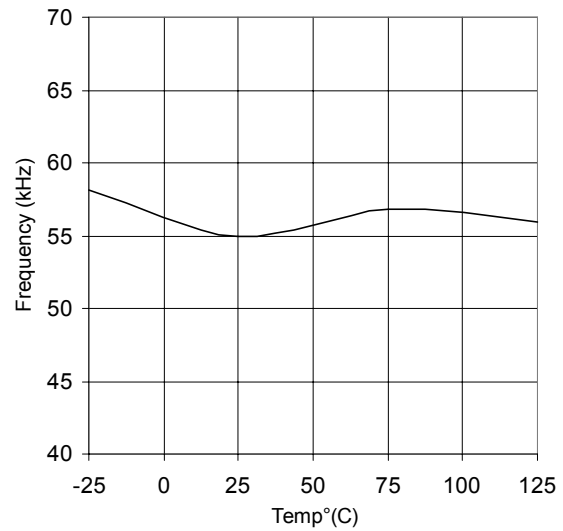
Graph 17. I_{QCC} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 V_{CCUV+}



Graph 18. I_{QCC} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 V_{CCUV-}



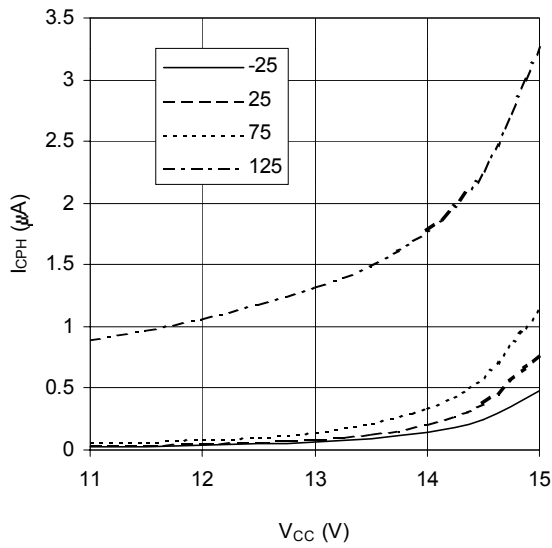
Graph 19. F_{osc} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 $V_{CPH} = 0V$



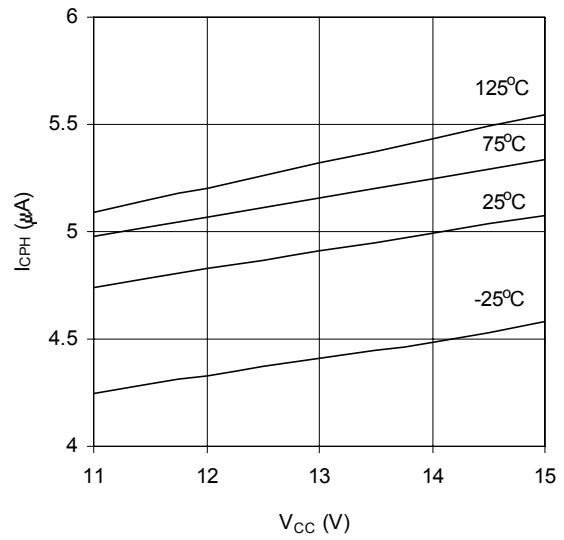
Graph 20. F_{osc} vs Temperature (IR2156)
 $V_{CPH} = 0V$

IR2156(S) & (PbF)

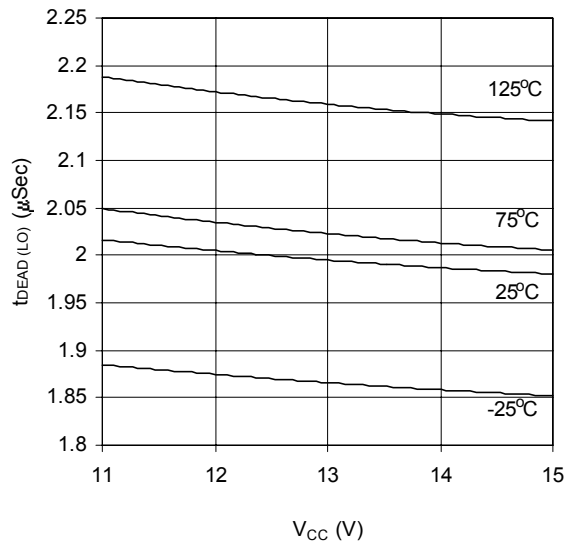
International
IR Rectifier



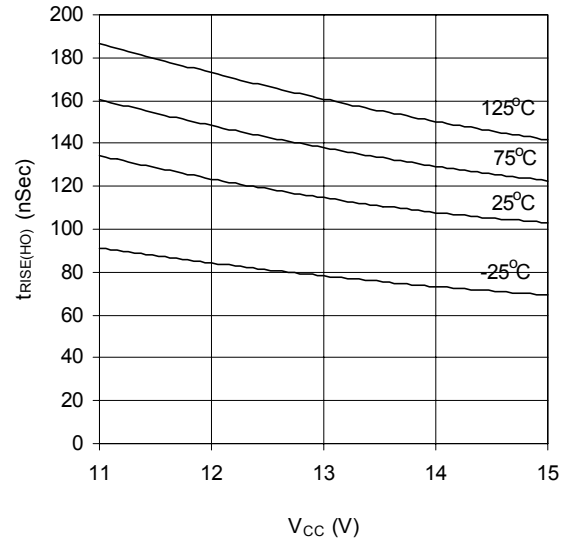
Graph 21. I_{CPH} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 $V_{CPH} = V_{CC}$



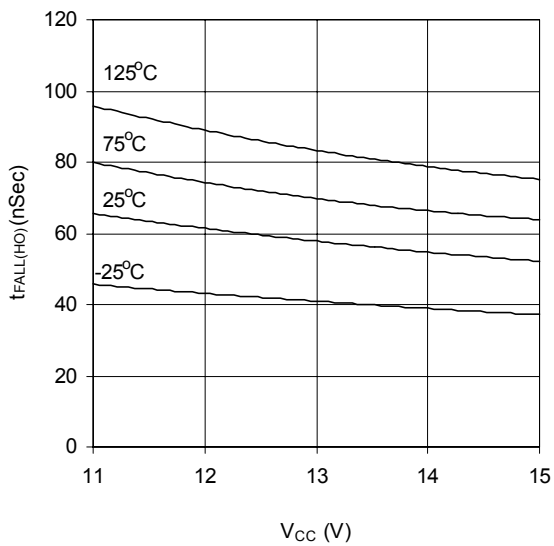
Graph 22. I_{CPH} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 $V_{CPH} = 0V$



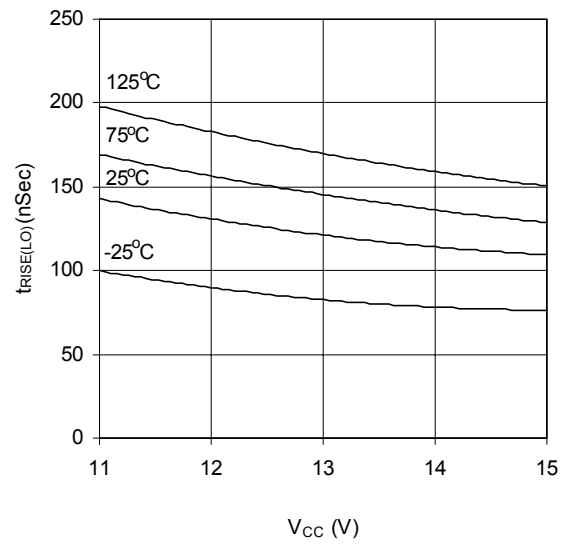
Graph 23. t_{DEAD} vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)
 $C_T = 1nF$



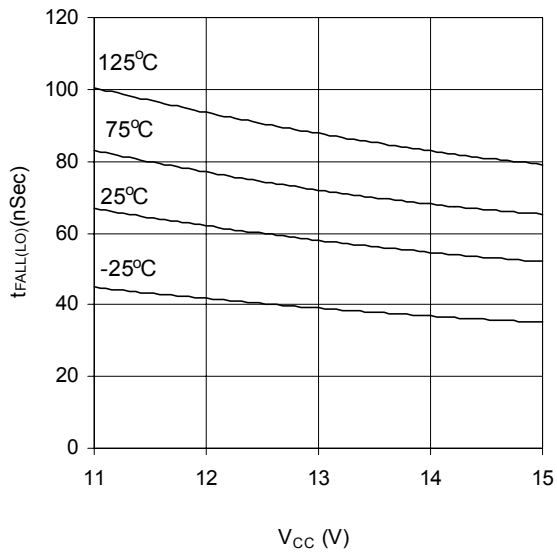
Graph 24. $t_{RISE(HO)}$ vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)



Graph 25. $t_{\text{FALL(HO)}}$ vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)



Graph 26. $t_{\text{RISE(LO)}}$ vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)



Graph 27. $t_{\text{FALL(LO)}}$ vs V_{CC} vs Temperature (IR2156)

IR2156(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

Functional Description

Under-voltage Lock-Out Mode (UVLO)

Режим блокировки при пониженном напряжении (UVLO) определяется как состояние, в котором находится ИС, когда VCC ниже порога включения ИС. Чтобы идентифицировать различные режимы ИС, обратитесь к диаграмме состояний, показанной на странице 6 этого документа. Блокировка минимального напряжения IR2156 предназначена для поддержания сверхнизкого тока питания менее 200 мкА и обеспечения полной работоспособности ИС до активации выходных драйверов на стороне высокого и низкого напряжения. На рисунке 1 показано эффективное напряжение питания с использованием пускового тока IR2156 вместе с подкачкой заряда от балластного выходного каскада (RSUPPLY, CVCC, DCP1 и DCP2).

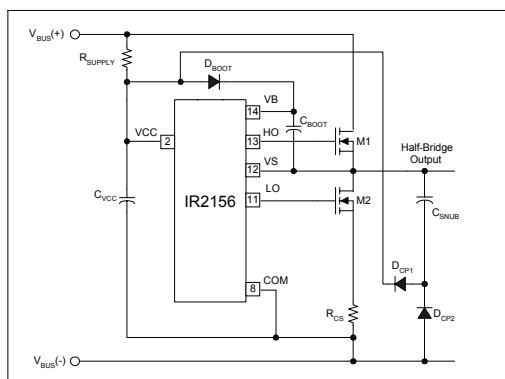


Figure 1, Start-up and supply circuitry.

Пусковой конденсатор (CVCC) заряжается током через резистор питания (RSUPPLY) за вычетом пускового тока, потребляемого ИС. Этот резистор выбран так, чтобы обеспечить вдвое больший пусковой ток, чтобы гарантировать пуск балласта при низком входном напряжении линии. Когда напряжение конденсатора на VCC достигает порога запуска, а на выводе SD ниже 4,5 вольт, ИС включается, и HO и LO начинают колебаться. Конденсатор начинает разряжаться из-за увеличения рабочего тока ИС (рисунок 2).

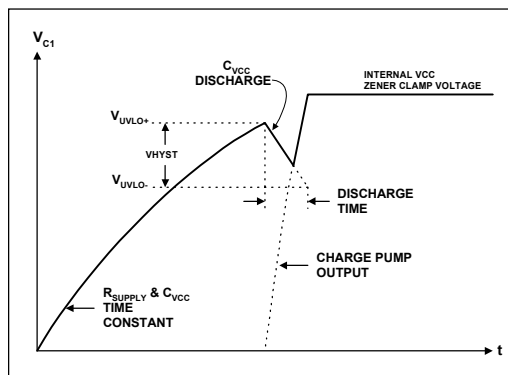


Figure 2, Supply capacitor (CVCC) voltage.

Во время цикла разряда выпрямленный ток от зарядного насоса заряжает конденсатор выше порога отключения ИС. Зарядный насос и внутренний стабилитрон 15,6 В микросхемы принимают на себя роль напряжения питания. Пусковой конденсатор и демпфирующий конденсатор должны быть выбраны таким образом, чтобы ток питания был достаточным для всех рабочих условий балласта. Диод начальной загрузки (D_BOOT) и конденсатор питания (C_BOOT) составляют напряжение питания для схемы драйвера на стороне высокого напряжения. Чтобы гарантировать, что источник высокого напряжения заряжается до первого импульса на выводе HO, первый импульс выходных драйверов поступает с вывода LO. В режиме блокировки при пониженном напряжении оба выхода драйвера HO и LO низкого напряжения имеют низкий уровень, контакт CT внутренне подключен к COM для отключения генератора, а контакт CPH внутренне подключен к COM для сброса времени предварительного нагрева.

Режим предварительного нагрева (PH)

Режим предварительного нагрева определяется как состояние, в котором находится ИС, когда нити лампы нагреваются до правильной температуры излучения. Это необходимо для продления срока службы лампы и снижения необходимого напряжения зажигания. IR2156 переходит в режим предварительного нагрева, когда VCC превышает положительный порог UVLO. HO и LO начинают колебаться на частоте предварительного нагрева с рабочим циклом 50% и с мертвым временем, которое устанавливается величиной внешнего синхронизирующего конденсатора, CT, и внутреннего резистора мертвого времени, RDT. Контакт CPH отключен от COM и внутреннего источника тока 4 мкА (Рисунок 3) линейно заряжает внешний временный конденсатор предварительного нагрева на CPH.

Режим зажигания (IGN)

Режим зажигания определяется как состояние, в котором находится ИС, когда на лампе возникает высокое напряжение, необходимое для зажигания лампы. IR2156 переходит в режим зажигания, когда напряжение на контакте СРН превышает 13 В.

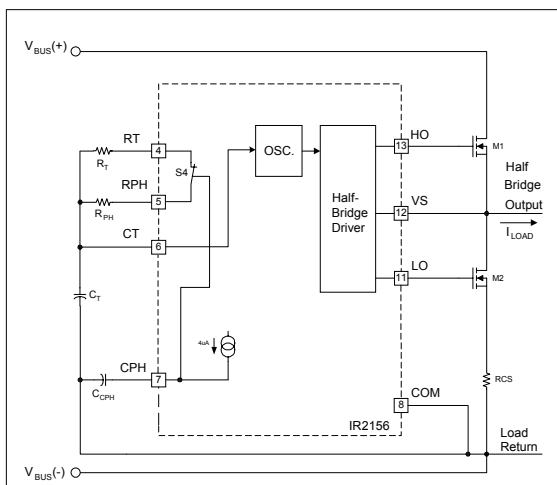


Figure 3, Preheat circuitry.

Защита от сверхтока на выводе CS отключается во время предварительного нагрева. Частота предварительного нагрева определяется параллельной комбинацией резисторов RT и RPH вместе с синхронизирующим конденсатором CT. ТТ заряжается и разряжается между 1/3 и 3/5 VCC (см. Временную диаграмму, стр. 7). CT заряжается экспоненциально через параллельную комбинацию RT и RPH, подключенных внутри к VCC через MOSFET S1.

Время зарядки CT от 1/3 до 3/5 VCC - это время включения соответствующего выходного драйвера затвора, HO или LO. Когда CT превышает 3/5 VCC, MOSFET S1 отключается, отсоединяя RT и RPH от VCC. Затем трансформатор тока экспоненциально разряжается через внутренний резистор RDT через полевой МОП-транзистор S3 на COM. Время разряда ТТ от 3/5 до 1/3 VCC - это мертвое время (оба выключены) драйверов выходного затвора, HO и LO. Таким образом, выбранное значение ТТ вместе с RDT программирует желаемое мертвое время (см. Расчетные уравнения, стр. 19, уравнения 1 и 2). Как только CT разряжается ниже 1/3 VCC, MOSFET S3 выключается, отсоединяя RDT от COM, и MOSFET S1 включается, снова подключая RT и RPH к VCC. Частота остается на уровне частоты предварительного нагрева до тех пор, пока напряжение на выводе CPH не превысит 13 В и ИС не перейдет в режим зажигания. В режиме предварительного нагрева активируются как защита от перегрузки по току, так и сброс пониженного напряжения шины постоянного тока, когда контакт CPH превышает 7,5 В.

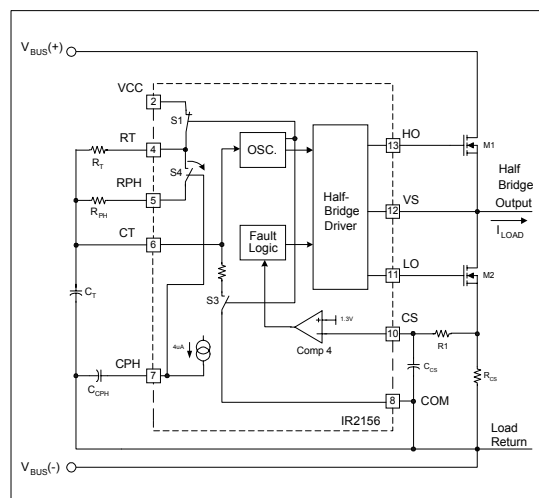


Figure 4, Схема зажигания.

Вывод CPH внутренне соединен с затвором р-канального MOSFET (S4) (см. Рисунок 4), который соединяет вывод RPH с выводом RT. Когда контакт CPH превышает 13 В, напряжение затвор-исток MOSFET S4 начинает падать ниже порога включения S4. Поскольку контакт CPH продолжает нарастать в направлении VCC, переключатель S4 медленно выключается. Это приводит к плавному отключению резистора RPH от резистора RT, что приводит к плавному нарастанию рабочей частоты от частоты предварительного нагрева через частоту зажигания до конечной рабочей частоты. Пороговое значение перегрузки по току на контакте CS защитит балласт от состояния отсутствия зажигания или неисправности лампы накаливания. Напряжение на выводе CS определяется током нижнего полумоста MOSFET, протекающим через внешний резистор RCS. Таким образом, резистор RCS программирует максимально допустимый пиковый ток зажигания (и, следовательно, пиковое напряжение зажигания) балластного выходного каскада. Пиковый ток зажигания не должен превышать максимально допустимый ток полевых МОП-транзисторов выходного каскада. Если это напряжение превысит внутренний порог 1,3 В, ИС перейдет в режим НЕИСПРАВНОСТИ, и оба выхода драйвера затвора HO и LO будут зафиксированы на низком уровне.

IR2156(S) & (PbF)

Рабочий режим (RUN)

После успешного зажигания лампы балласт переходит в рабочий режим. Рабочий режим определяется как состояние, в котором находится ИС, когда возникает дуга лампы и лампа приводится в действие до заданного уровня мощности. Частота колебаний рабочего режима определяется синхронизирующим резистором RT и синхронизирующим конденсатором СТ (см. Расчетные уравнения, стр. 19, уравнения 3 и 4). Если в любой момент на полумосте произойдет жесткое переключение из-за обрыва нити накала или снятия лампы, напряжение на токовом резисторе RCS превысит внутренний порог 1,3 В, и ИС перейдет в режим НЕИСПРАВНОСТИ. Оба выхода драйвера затвора, HO и LO, будут зафиксированы на низком уровне.

Сброс пониженного напряжения шины постоянного тока

Если напряжение в шине постоянного тока становится слишком низким во время обесточивания линии или в условиях перегрузки, резонансный выходной каскад лампы может сместиться ближе к резонансу или ниже его. Это может привести к резкому переключению на полумосту, что может повредить переключатели полумоста. Чтобы защититься от этого, вывод VDC измеряет напряжение шины постоянного тока и линейно понижает напряжение на выводе CPH, когда напряжение на выводе VDC уменьшается на 10,9 В ниже VCC.

Это приводит к закрытию р-канального MOSFET S4 (рисунок 4), когда шина постоянного тока уменьшается, а частота повышается до безопасной рабочей точки выше резонанса. Уровень шины постоянного тока, на котором происходит сдвиг частоты, устанавливается внешним резистором RBUS и внутренним резистором RVDC. При нажатии на штифт CPH также сбрасывается раampa зажигания. Следовательно, если лампа погаснет из-за очень низкого уровня напряжения в шине постоянного тока, лампа будет автоматически зажигаться, когда напряжение в шине постоянного тока снова возрастет. Внутренний резистор RVDC подключается между контактами VDC и COM, когда CPH превышает 7,5 В (в режиме предварительного нагрева).

Режим неисправности (FAULT)

Если напряжение на штыре измерения тока, CS, превышает 1,3 В в любое время после режима предварительного нагрева, ИС переходит в режим неисправности, и оба выхода драйвера затвора, HO и LO, фиксируются в «низком» состоянии. CPH разряжается в COM для сброса времени предварительного нагрева, а СТ разряжается в COM для отключения генератора. Чтобы выйти из режима неисправности, VCC должен быть повторно использован ниже отрицательного порога выключения UVLO, или вывод выключения SD должен быть поднят выше 5,1 вольт. Любой из них заставит ИС перейти в режим UVLO (см. Диаграмму состояний, стр. 6). Как только VCC превысит порог включения, а SD станет ниже 4,5 вольт, ИС снова начнет колебаться в режиме предварительного нагрева.

Расчетные уравнения

Примечание. Результаты следующих расчетных уравнений могут незначительно отличаться от экспериментальных измерений из-за допусков IC, допусков компонентов, а также чрезмерного и недостаточного отклонения генератора из-за времени отклика внутреннего компаратора.

Шаг 1: запрограммируйте мертвое время

Мертвое время между выходами драйвера затвора HO и LO программируется с помощью синхронизирующего конденсатора СТ и внутреннего резистора мертвого времени RDT. Мертвое время - это время разряда конденсаторного ТТ с 3 / 5VCC до 1 / 3VCC, которое определяется как:

$$t_{DT} = C_T \cdot 2000 \quad [\text{Seconds}] \quad (1)$$

or

$$C_T = \frac{t_{DT}}{2000} \quad [\text{Farads}] \quad (2)$$

Шаг 2: Частота выполнения программы

Конечная рабочая частота программируется с помощью синхронизирующего резистора RT и синхронизирующего конденсатора СТ. Время заряда конденсатора СТ от 1 / 3VCC до 3 / 5VCC определяет время включения выходов драйвера затвора HO и LO. Таким образом, частота работы определяется как:

$$f_{RUN} = \frac{1}{2 \cdot C_T (0.6 \cdot R_T + 2000)} \quad [\text{Hertz}] \quad (3)$$

or

$$R_T = \frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{RUN}} - 3333 \quad [\text{Ohms}] \quad (4)$$

IR2156(S)&(PbF)

Шаг 3: Программируйте частоту предварительного нагрева

Частота предварительного нагрева программируется с помощью синхронизирующих резисторов RT и RPH и синхронизирующего конденсатора СТ. Резисторы синхронизации включены внутри параллельно на время предварительного нагрева. Таким образом, частота предварительного нагрева определяется как:

$$f_{PH} = \frac{1}{2 \cdot C_T \cdot \left(\frac{0.6 \cdot R_T \cdot R_{PH}}{R_T + R_{PH}} + 2000 \right)} \quad [\text{Hertz}] \quad (5)$$

or

$$R_{PH} = \frac{\left(\frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{PH}} - 3333 \right) \cdot R_T}{R_T - \left(\frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{PH}} - 3333 \right)} \quad [\text{Ohms}] \quad (6)$$

Шаг 4: Программирование времени предварительного нагрева

Время предварительного нагрева определяется временем, за которое конденсатор на выводе CPH заряжается до 13 вольт (при условии, что VCC = 15 вольт). Внутренний источник тока 4,3 мкА выходит из контакта CPH. Таким образом, время предварительного нагрева определяется как:

$$t_{PH} = C_{PH} \cdot 3.02e6 \quad [\text{Seconds}] \quad (7)$$

or

$$C_{PH} = t_{PH} \cdot 0.331e-6 \quad [\text{Farads}] \quad (8)$$

Шаг 5: запрограммируйте максимальный ток зажигания

Максимальный ток зажигания программируется с помощью внешнего резистора RCS и внутреннего порога 1,25 вольт. Этот порог определяет предел перегрузки по току балласта, который может быть превышен, когда частота снижается до резонанса во время зажигания и лампа не зажигается. Максимальный ток зажигания определяется как:

$$I_{IGN} = \frac{1.25}{R_{CS}} \quad [\text{Amps Peak}] \quad (9)$$

or

$$R_{CS} = \frac{1.25}{I_{IGN}} \quad [\text{Ohms}] \quad (10)$$

Пример конструкции: 42W-QUAD BIAx CFL

Примечание. Результаты из следующего примера конструкции могут незначительно отличаться от экспериментальных результатов из-за допусков IC, допусков компонентов, а также превышения или уменьшения частоты колебаний генератора из-за времени отклика внутреннего компаратора.

Шаг 1: запрограммируйте мертвое время

Мертвое время выбрано 0,8 мкс. Использование уравнения (2) дает следующий результат:

$$C_T = \frac{t_{DT}}{2000} = \frac{0.8e-6}{2000} = 400pF \Rightarrow 470pF$$

Шаг 2: Частота выполнения программы

Рабочая частота выбрана 43 кГц. Использование уравнения (4) дает следующий результат:

$$R_T = \frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{RUN}} - 3333$$

$$R_T = \frac{1}{1.12 \cdot 470pF \cdot 43000} - 3333$$

$$R_T = 40,846 \Omega \Rightarrow 43k\Omega$$

Шаг 3: Программируйте частоту предварительного нагрева

Частота предварительного нагрева выбирается таким образом, чтобы нити лампы должным образом нагревались за время предварительного нагрева. Была выбрана частота предварительного нагрева 70 кГц. Использование уравнения (6) дает следующий результат:

$$R_{PH} = \frac{\left(\frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{PH}} - 3333 \right) \cdot R_T}{R_T - \left(\frac{1}{1.12 \cdot C_T \cdot f_{PH}} - 3333 \right)}$$

$$R_{PH} = \frac{\left(\frac{1}{1.12 \cdot 470pF \cdot 70000} - 3333 \right) \cdot 43000}{43000 - \left(\frac{1}{1.02 \cdot 470pF \cdot 70000} - 3333 \right)}$$

$$R_{PH} = 53,330\Omega \Rightarrow 51k\Omega$$

Шаг 4: Программирование времени предварительного нагрева

Было выбрано время предварительного нагрева 500 мсек. Использование уравнения (8) дает следующий результат:

$$C_{PH} = t_{PH} \cdot 0.331e-6$$

$$C_{PH} = (500e-3) \cdot (0.331e-6)$$

$$C_{PH} = 0.166\mu F - > 0.22\mu F$$

Шаг 5: Программирование тока зажигания

Максимальный ток зажигания определяется максимальным напряжением зажигания и выбирается равным 2,0 Арк. Использование уравнения (10) дает следующий результат:

$$R_{CS} = \frac{1.25}{I_{IGN}}$$

$$R_{CS} = \frac{1.3}{2.0} = 0.625 Ohms \Rightarrow 0.61 Ohms$$

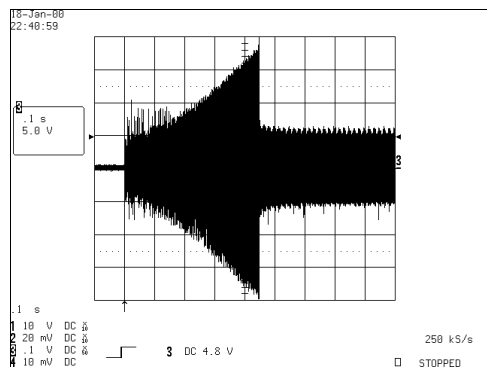
Полученные результаты

Полнофункциональный балласт был разработан, изготовлен и испытан с использованием расчетных значений. Затем значения были немного скорректированы, чтобы соответствовать различным параметрам балласта (Таблица 1). Балласт был разработан с использованием «Типовой схемы применения», приведенной на странице 1.

Parameter	Description	Value
fph	Частота подогрева	68kHz
Vph	Напр-ние преднагрева лампы	460Vpp
tph	Время разогрева	700ms
Rw:Rc	Кэфф преднагрева нити	4:1
Vign	Макс напряжение зажигания	1500Vpp
tign	Время разгона	50ms
frun	Рабочая частота	47.5kHz
Vrun	Напряжение ходовой лампы	180Vpk
Pin	Входная мощность балласта	42W

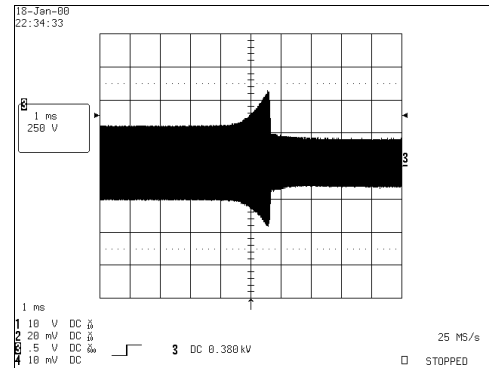
Table 1, 42W-Quad Biax Ballast Measured Results

Waveforms

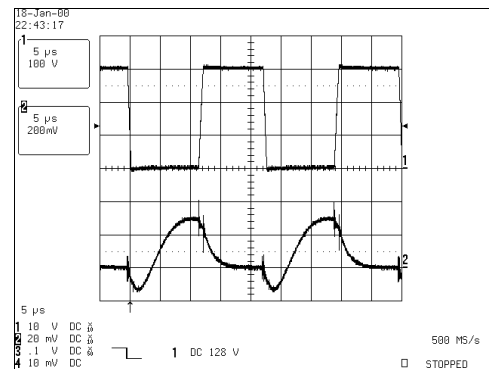


Waveform 1. Lamp filament voltage during preheat

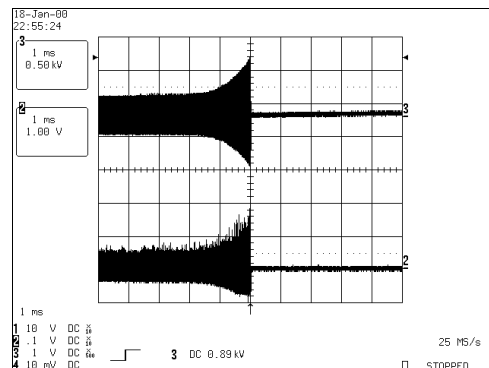
IR2156(S)&(PbF)



Waveform 2. Lamp voltage during preheat, ignition and run modes

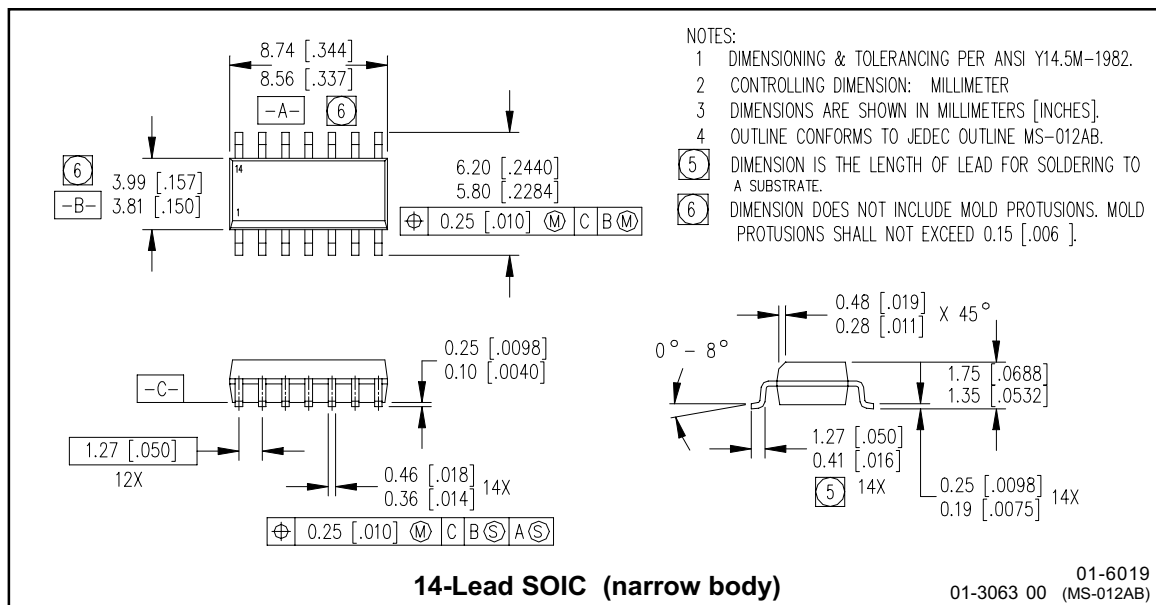
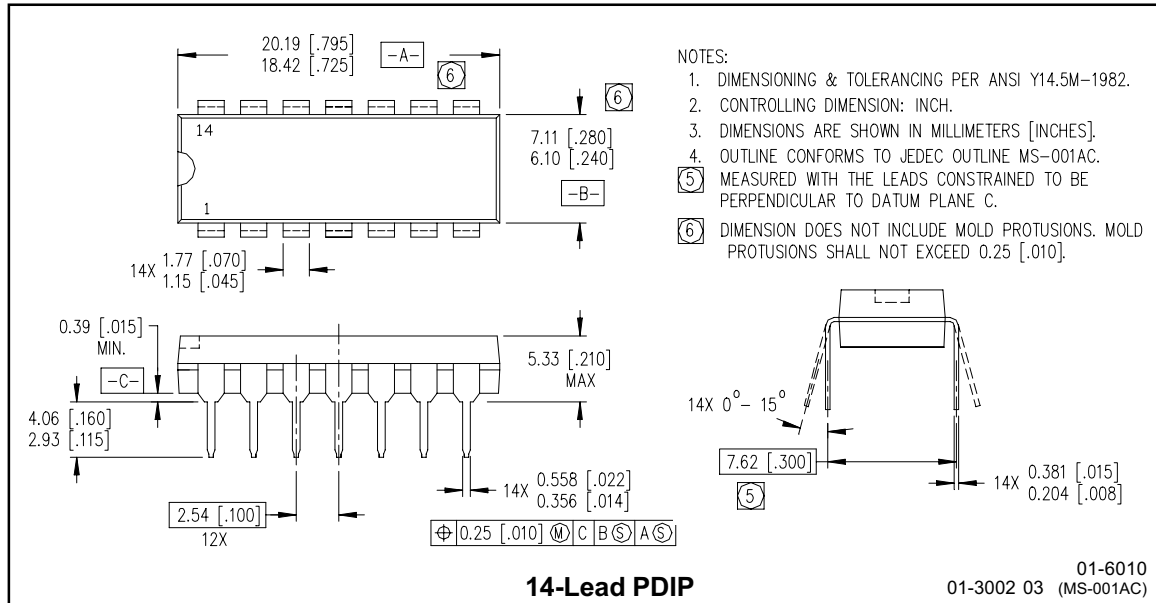


Waveform 3. Half-bridge and current sense voltage during run mode



Waveform 4. Lamp voltage and current sense pin during a failure-to-strike lamp fault condition.

Case outline



Bill Of Materials

Schematic: Typical Application Diagram, Page 1

Lamp Type: 42W-Quad BiAx

Line Input Voltage: 120VAC

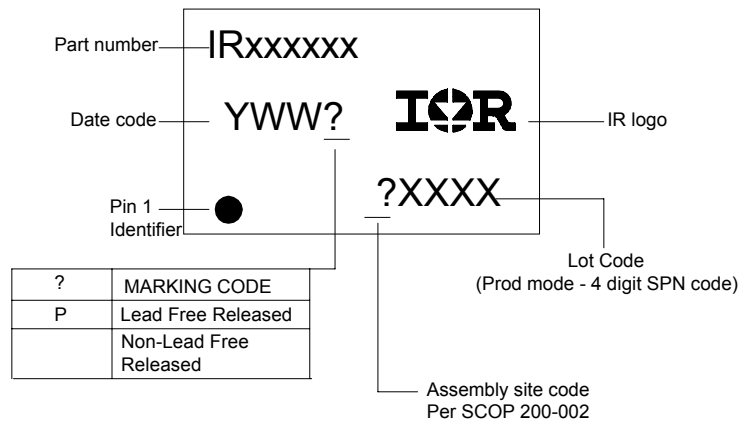
Item	Qty	Description	Designator	Value	Manufacturer	Part No.
1	1	Fuse	F1			
2	1	Filter Capacitor	CFILTER	0.1μF/400V		
3	1	Filter Inductor	LFILTER	330μH/0.5A		
4	2	Rectifier Diode	DRECT1, DRECT2	1N4007		
5	2	Electrolytic Capacitor	CELCAP1, CELCAP2	47μF/250V		
6	1	Resonant Inductor	LRES	1.25mH/1.5A		
7	1	Charge Pump Capacitor	CCP	470pF/1kV		
8	2	Charge Pump Diodes	DCP1, DCP2	1N4148		
9	1	Resonant Capacitor	CRES	6.8nF/1kV		
10	1	Snubber Capacitor	CSNUB	470pF/1kV		
11	2	Half-Bridge MOSFET	M1, M2	IRF730		
12	1	Current Sense Resistor	RCS	0.75R/0.5W		
13	1	Limit Resistor	R1	1k/0.25W		
14	1	Filter Capacitor	CCS	470pF/16V		
15	2	Supply Capacitor	CBOOT, CVCC1	0.1μF/25V		
16	1	Supply Capacitor	CVCC2	2.2μF/25V		
17	1	Bootstrap Diode	DBOOT	10DF6		
18	1	Ballast Control IC	IC1	IR2156		
19	2	Resistor	RSUPPLY, RBUS	1M/0.25W		
20	1	Timing Resistor	RT	39k/0.25W		
21	1	Timing Capacitor	CT	470pF/25V		
22	1	Preheat Resistor	RPH	75k/0.25W		
23	1	Preheat Capacitor	CPH	0.22μF/25V		
24	1	Capacitor	CVDC	0.01μF/25V		
TOTAL	30					

Устройство соответствует промышленному уровню

IR2156(S) & (PbF)

International
IR Rectifier

LEADFREE PART MARKING INFORMATION



ORDER INFORMATION

Basic Part (Non-Lead Free)

14-Lead PDIP IR2156 order IR2156
14-Lead SOIC IR2156S order IR2156S

Leadfree Part

14-Lead PDIP IR2156 order IR2156PbF
14-Lead SOIC IR2156S order IR2156SPbF

International
IR Rectifier

This product has been designed and qualified for the industrial market.

Qualification Standards can be found on IR's Web Site <http://www.irf.com>

Data and specifications subject to change without notice.

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
10/25/2004