



## Неизолированный понижающий драйвер светодиодов с заданием постоянного тока высокой точности

An6704 - это микросхема экономичного понижающего (BUCK) неизолированного LED драйвера с внутренним высоковольтным выходным N-MOS – транзистором для управления светодиодами, обеспечивающая высокую точность постоянного тока и высокую стабильность тока нагрузки при изменении входного напряжения и величины нагрузки (Line / Load Regulation). An6704 имеет различные функции защиты, в том числе защиту выхода от обрыва и короткого замыкания, поцикловую защиту от перегрузке по току, защиту от перегрева и т. д.. An6704 имеет сверхнизкий пусковой и рабочий токи и может эффективно управлять светодиодами высокой яркости во всем диапазоне входного напряжения (от 85 В до 265 В переменного тока). An6704 имеет встроенный в корпус микросхемы высоковольтный N-MOS-транзистор, который эффективно снижает стоимость системы и общие габариты устройства.

### Особенности

- Встроенный высоковольтный N-MOS-транзистор на 500 В
- Постоянный ток светодиодов высокой точности ( $<\pm 3\%$ )
- Защита выхода от обрыва / короткого замыкания
- Защита входа CS от обрыва / короткого замыкания
- Защита от пониженного напряжения VCC
- Защита от перегрева
- Поцикловая (Cycle-by-Cycle) токовая защита

### Применение

- Лампа накаливания
- Светодиодная лампа T5/T8
- Различное светодиодное освещение

### Корпус микросхемы An6704

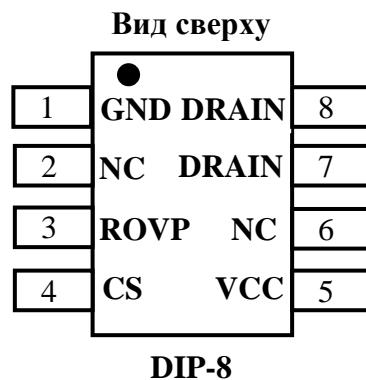


Рис.1. Микросхема An6704 в корпусе DIP-8

#### Назначения выводов микросхемы в корпусе DIP-8

Таблица 1

№ вывода корпуса	Обозначение	Назначение
1	GND	Общий вывод, GND
2,6	NC	Свободный вывод
3	ROVP	Вход защиты от перенапряжения, подсоединяется через внешний резистор к GND
4	CS	Вход датчика тока
5	VCC	Выход источника питания V <sub>CC</sub>
7,8	DRAIN	Выход стока высоковольтного транзистора



## Абсолютные максимальные значения

Таблица 2

Параметр	Обозначение	Диапазон параметров	Единица измерения
Напряжение сток-затвор ( $R_{GS}=1\text{MW}$ )	$V_{DGR}$	500	В
Напряжение затвор-исток	$V_{GS}$	$\pm 30$	В
Импульс тока стока	$I_{DM}$	12	А
Непрерывный ток стока (Токр=25°C)	$I_D$	4	А
Напряжение питания	$V_{CC}$	-0,3~17	В
Напряжение на выводе ROVP	$V_{ROVP}$	-0,3~6,5	В
Напряжение на выводе CS	$V_{CS}$	-0,3~6,5	В
Напряжение стока	$V_{DRAIN}$	-0,3~500	В
Диапазон температуры перехода	$T_j$	-45~150	°C
Диапазон температур хранения	$T_S$	-60~150	°C

Электрические параметры ( $V_{CC}=14$  В, Токр=25°C, если другое не указано) Таблица 3

Параметр	Обозначение	Режим измерения	Мин.	Тип.	Макс.	Ед изм.
Напряжение внутреннего регулятора	$V_{CC\_CLAMP}$	$I_{VCC}=0,5$ мА	14	16	17	В
Напряжение запуска	$V_{UVLOH}$		11,3	12,7	14,1	В
Напряжение недостаточного питания	$V_{UVLOL}$		7	8	9	В
Пусковой ток	$I_{START}$	$V_{CC}=10$ В	50	95	125	мкА
Рабочий ток	$I_{VCC}$	$V_{CS}=1$ В	100	175	250	мкА
Ток защиты	$I_{PRO}$	$V_{CS}=5$ В	800	1200	2000	мкА

## Параметры настройки

Опорное напряжение $V_{CS}$ * <sup>1</sup>	$V_{CS-REF}$		388	400	412	мВ
Пиковое напряжение защиты $V_{CS}$	$V_{CS-PEAK}$		400	525	650	мВ

## Временные параметры

Максимальное время включения	$T_{ON-MAX}$		30	38	47	мкс
Время блокировки по переднему фронту (LEB – Leading Edge Blanking)	$T_{LEB}$		0,45	0,60	0,75	мкс
Максимальное время выключения	$T_{OFF-MAX}$		40	52	64	мкс
Минимальное время выключения	$T_{OFF-MIN}$		2,5	3,5	4,5	мкс
Мин. период сигнала на выходе DRAIN	$T_{MIN}$		3,7	5	6,3	мкс
Напряжение на ROVP выходе	$V_{ROVP}$		2	2,4	2,8	В

## Внутренний высоковольтный N-MOS-транзистор

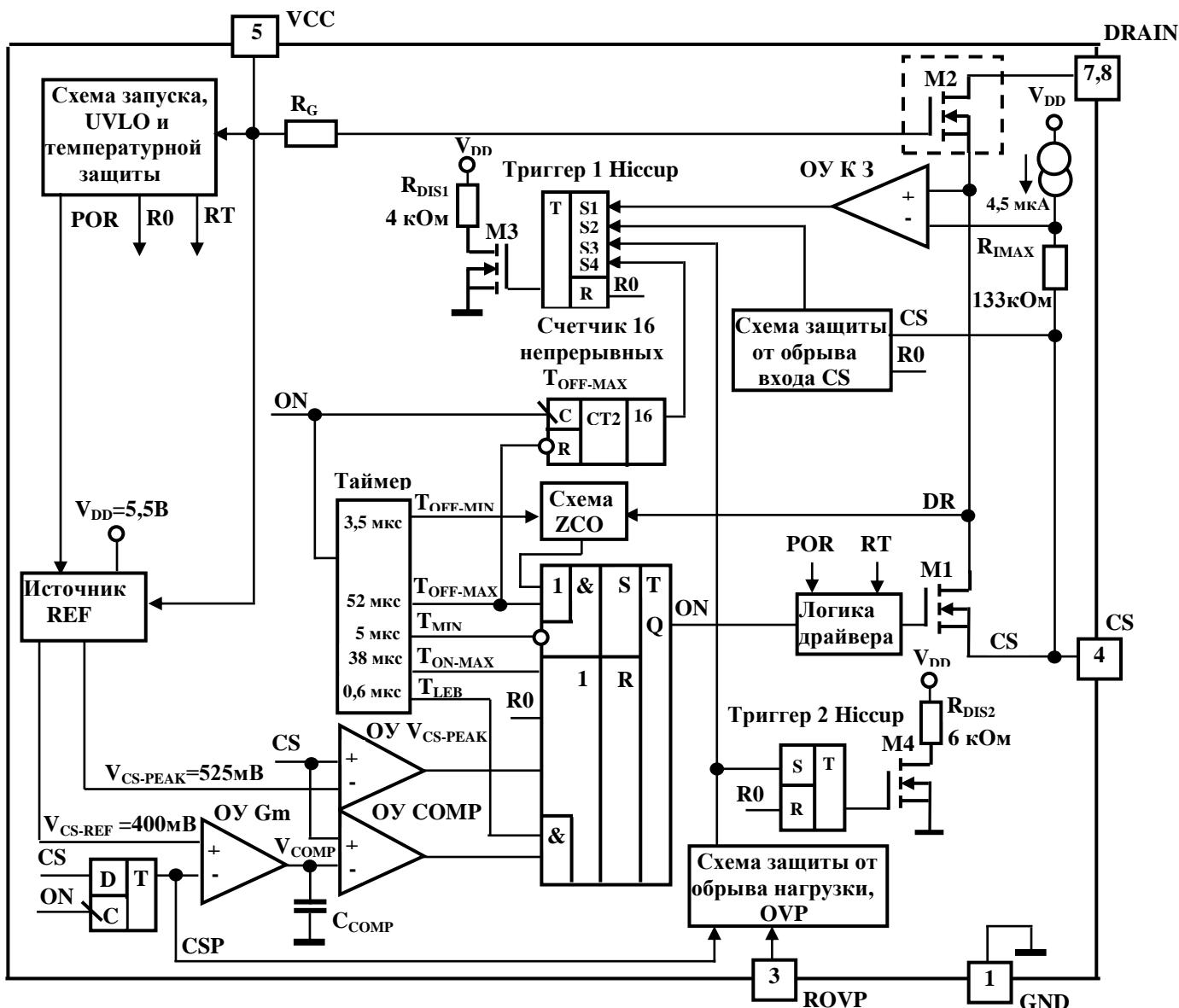
Сопротивление включенного транзистора	$R_{DSON}$	$V_{GS}=12$ В, $I_D=0,1$ А	-	1,9	2,5	Ом
Выдерживаемое напряжение на стоке	$BV_{DSS}$	$V_{GS}=0$ В, $I_D=50$ мкА	500	550	-	В
Ток стока при нулевом напряжении на затворе	$I_{DSS}$	$V_{DS}=500$ В, $V_{GS}=0$ В	-	-	1,0	мкА
Ток утечки затвор-исток	$I_{GSS}$	$V_{GS}=\pm 30$ В, $V_{DS}=0$ В	-	-	$\pm 100$	нА

## Температурные характеристики

Порог включения температурной регулировки тока	$T_{REG}$		125	140	155	°C
Порог включения температурной защиты	$T_{SD}$		135	150	165	°C
Порог выключения температурной защиты	$T_{RECOVERY}$		115	130	145	°C

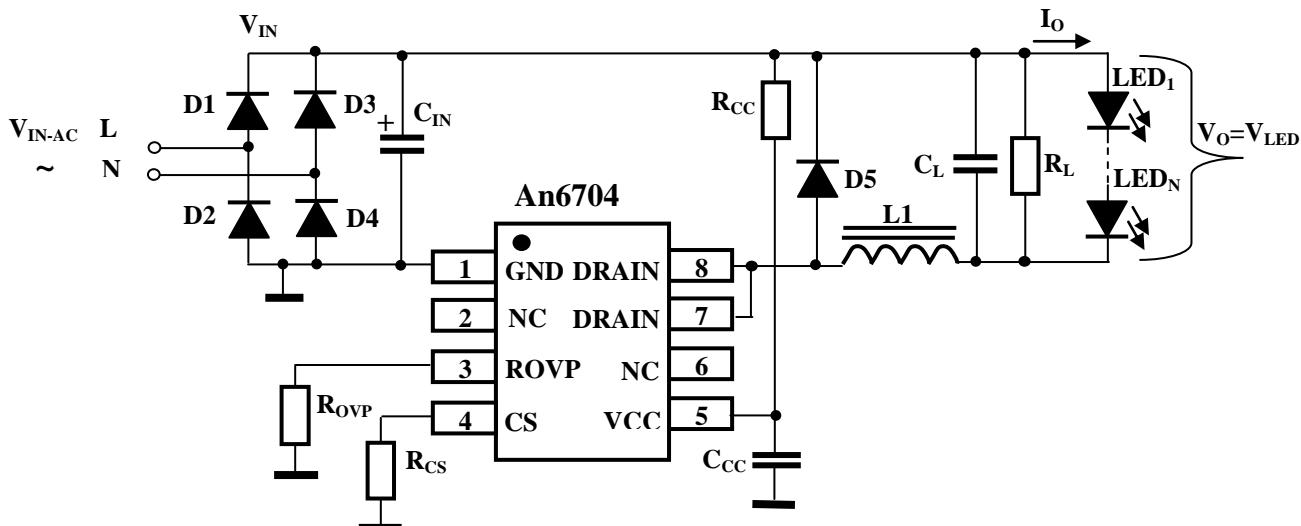
Примечание: \*<sup>1</sup> – Во время тестирования значение опорного напряжения  $V_{CS-REF}$  должно быть умножено на 1,1, то есть, типовое значение станет 440 мВ, а диапазон составит 430 мВ~450 мВ.

## **Блок-схема An6704**



## Рис.2. Блок-схема An6704

## Типовая схема драйвера с применением м/c An6704 (в корпусе DIP-8)



**Рис.3. Схема драйвера подсветки светодиодов**



## Функциональное описание

An6704 - это микросхема драйвера со встроенным высоковольтным силовым N-MOS - транзистором, предназначенная для создания светодиодного освещения, построенного по неизолированной, поникающей BUCK-структуре. Ниже приведены функции микросхемы.

### Управление истоком

Для достижения высокочастотного ШИМ - переключения по выходу DRAIN в микросхеме An6704 используется принцип управления по истоку высоковольтного выходного транзистора M2. Затвор отдельного высоковольтного силового транзистора M2 подключен к V<sub>CC</sub> через резистор, а его исток подключен к стоку внутреннего транзистора M1, менее мощного, чем M2. Когда затвор внутреннего транзистора M1 управляется микросхемой, и, поскольку емкость затвора транзистора M1 относительно транзистора M2 мала, метод управления истоком может эффективно снизить рабочий ток микросхемы, тем самым устранив необходимость в источнике питания от вспомогательной обмотки.

### Режим граничной проводимости BCM (Boundary-Conduction Mode)

An6704 работает в граничном режиме проводимости и обладает мощной защитой от помех и высокой эффективностью преобразования. Микросхема не нуждается во вспомогательной обмотке для обнаружения перехода тока катушки индуктивности через ноль, а периферийная схема применения - очень простая. Благодаря использованию граничного режима, часть резонансной энергии, генерируемой на стоке выходного транзистора M2, передается внутрь к V<sub>CC</sub>.

### Управление запуском. Выбор резистора запуска R<sub>CC</sub>

Входное напряжение заряжает конденсатор C<sub>CC</sub> на шине V<sub>CC</sub> через пусковой резистор R<sub>CC</sub>. Рабочий ток микросхемы должен быть как можно меньше для получения высокой эффективности преобразования. По напряжению питания V<sub>CC</sub> имеется функция защиты от пониженного (недостаточного) напряжения питания, а пороговые значения напряжения включения / выключения схемы установлены на уровне V<sub>UVLOH</sub>=12,7 В / V<sub>UVLOL</sub>=8 В соответственно. Функция гистерезиса гарантирует, что подача достаточного питающего напряжения на V<sub>CC</sub> произойдет уже на этапе запуска.

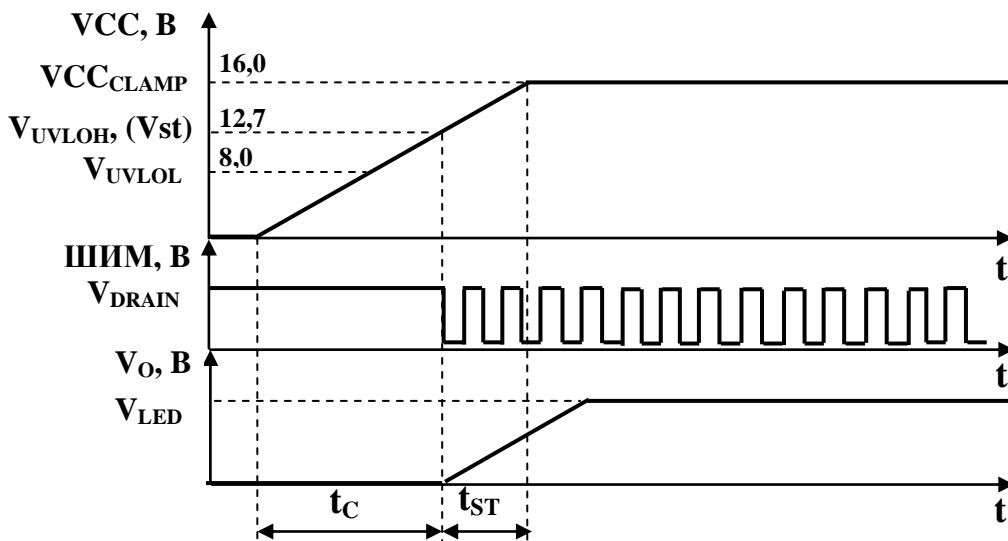


Рис.4. Процесс запуска работы микросхемы



Как показано на рис.4 выше, за период времени  $t_C$  входная высоковольтная шина питания  $V_{IN}$  через резистор  $R_{CC}$  заряжает конденсатор  $C_{CC}$ . Когда напряжение  $V_{CC}$  достигает напряжения включения  $V_{ST} = V_{UVLOH} \approx 13V$ , начинается генерация ШИМ - импульсов на выходе DRAIN высоковольтного N-MOS - транзистора M2, и устройство начинает работать. Чем выше номинал резистора  $R_{CC}$ , тем больше время  $t_C$ .

За период времени  $t_{ST}$  напряжение  $V_{CC}$  значительно уменьшается, но должно удерживаться до определенного уровня  $V_{UVLOL} \approx 8V$  пока номинальное выходное напряжение  $V_o = V_{LED}$  на нагрузке полностью не установится. Поэтому, когда рассчитывается значение резистора  $R_{CC}$ , через который течет ток, то этот ток должен быть выше, чем ток запуска  $I_{START}$ , т.е.

$$I_{START} < \frac{V_{IN-MIN} - V_{ST}}{R_{CC}}$$

где:  $V_{IN-MIN} = V_{IN-AC} * 1,414$  - минимальное входное напряжение постоянного тока

$I_{START}$  – ток запуска

$V_{ST}$  – напряжение начала работы микросхемы, равное  $V_{UVLOH}$

Пример: пусть  $V_{IN-AC} = 176V$  AC,  $I_{START} = 180\mu A$ ,  $V_{ST} = 13V$ , тогда

$$R_{CC} < \frac{V_{IN-MIN} - V_{ST}}{I_{START}} = \frac{176 \cdot 1,414 - 13}{180} = 1,3 \text{ МОм}$$

Во время нормальной работы кристалл драйвера микросхемы питается от источника  $V_{IN}$  с двух направлений:

1 – через резистор  $R_{CC}$  от входного напряжения  $V_{IN}$

2 – через паразитную емкостную связь внутреннего выходного N-MOS–транзистора M2 при его выключении.

Получаемая схемой энергия от внутреннего N-MOS–транзистора M2 зависит от частоты его переключения, значений выходного напряжения  $V_o$ , тока нагрузки  $I_o$ , входного питающего напряжения  $V_{IN}$  и индуктивности  $L_1$ .

Следовательно, учитывая фактор такой паразитной связи в зависимости от режима работы, номинал резистора  $R_{CC}$  должен быть соответствующим образом уменьшен или увеличен и тщательно опробован экспериментально.

### Выбор $V_{CC}$ конденсатора, $C_{CC}$

Так как ток запуска и рабочий ток имеют небольшую величину и присутствует дополнительное питание через паразитную связь внутреннего N-MOS–транзистора M2, то для поддержания напряжения  $V_{CC}$  нет необходимости в большом номинале емкости  $C_{CC}$ . Обычно величина емкости конденсатора  $C_{CC}$  составляет порядка  $1\mu F - 2,2\mu F$  при условии выбора номинала резистора  $R_{CC}$ , как указано выше.

### Регулятор точности постоянного тока

Микросхема с помощью внешнего резистора токового датчика  $R_{CS}$  определяет ток, который отображается напряжением  $V_{CS}$  (сохраненным в виде сигнала CSP на уровне максимального тока нагрузки в конце предыдущего периода  $T_{ON}$ ) на вход (-) усилителя проводимости  $Gm$  совместно с внутренним опорным напряжением (+) для усиления ошибки тока. Т.е. максимальное напряжение  $V_{CS}$  на входе CS предыдущего цикла и опорное напряжение  $V_{CS-REF} = 400 \text{ мВ}$  являются входами  $Gm$ -усилителя. Величина усиленной ошибки тока с выхода  $Gm$ -усилителя,  $V_{COMP}$ , накапливается (интегрируется) на внутреннем конденсаторе  $C_{COMP}$ .



Компаратор COMP (ОУ COMP) сравнивает напряжения настоящего цикла  $V_{CS}$  и предыдущего  $V_{COMP}$ . Когда напряжение  $V_{CS}$  превышает напряжение  $V_{COMP}$ , микросхема выключает внутренний транзистор M1 и система переходит в режим  $T_{OFF}$ , при котором ток в индукторе уменьшается до нуля.

Схема ZCO (Zero Crossing On), по сигналу определения перехода тока индуктора через ноль устанавливает новый цикл  $T_{ON}$ , при условии, что  $T_{OFF} > T_{OFF-MIN}$ .

Таким образом, напряжение на  $C_{COMP}, V_{COMP}$ , управляет временем  $T_{ON}$  длительности включения N-MOS – транзистора M1, а схема ZCO задает время окончания  $T_{OFF}$  цикла, что приводит к регулировке всего рабочего цикла и выходного тока высокой точности с наилучшей регуляцией по входному напряжению и нагрузки (Line, Load Regulations).

### Защита по предельному току

Для защиты по предельному току микросхема имеет функцию поциклового (cycle-by-cycle) ограничения тока. В ненормальных условиях, когда напряжение  $V_{CS}$  превышает пиковое защитное напряжение  $V_{CS-PEAK}$  (тип.) = 525 мВ, компаратор ОУ  $V_{CS-PEAK}$  отключает внутренний транзистор M1. Система по-прежнему поддерживает нормальную работу, и внутренний транзистор M1 нормально включается в следующем цикле. Компаратор предельного тока не имеет схему блокировки по переднему фронту LEB.

### Блокировка по переднему фронту включения LEB (Leading Edge Blanking)

В момент, когда внутренний транзистор M1 включается, время, равное 0,6 мкс, блокировки возникающих по переднему фронту выбросов, поможет предотвратить ошибочное выключение внутреннего транзистора M1.

### Выбор резистора токового датчика

Выходной ток нагрузки  $I_O$  задается следующим выражением:

$$I_O \text{ (mA)} = \frac{400 \text{ (мВ)}}{2 \cdot R_{CS} \text{ (Ом)}}$$

Значение резистора датчика тока определяется через ток в нагрузке как:

$$R_{CS} = \frac{V_{CS-REF}}{2 \cdot I_O}$$

где  $V_{CS-REF} = 400\text{mV}$  – внутреннее опорное напряжение

### Выбор индуктора выходного фильтра

Микросхема An6704 предназначена для применения в неизолированной понижающей структуре драйвера для светодиодной подсветки.

Его индуктор должен быть спроектирован с учетом следующих правил:

- Пиковый ток индуктора,  $I_{PK}$ :

$$I_{PK} \text{ (mA)} = 2 \cdot I_O = \frac{V_{CS-REF} \text{ (мВ)}}{R_{CS} \text{ (Ом)}}$$

– Время включения,  $T_{ON}$ :

$$T_{ON} \text{ (мкс)} = \frac{L_1 \text{ (мГн)} \cdot I_{PK} \text{ (mA)}}{V_{IN} \text{ (В)} - V_O \text{ (В)}}$$



– Время выключения,  $T_{OFF}$ :

$$T_{OFF} (\text{мкс}) = \frac{L_1 (\text{мГн}) \cdot I_{PK} (\text{mA})}{V_o (\text{B})}$$

Минимальное время выключения должно быть  $T_{OFF,MIN} > 4,5 \text{ мкс}$  (макс.), следовательно

$$T_{OFF-MIN} = \frac{L_1 \cdot I_{PK}}{V_{OVP}} > 4,5 \text{ мкс}$$

или

$$L_1 > 4,5 \text{ мкс} \cdot \frac{V_{OVP}}{I_{PK}}$$

где  $V_{OVP}$  – напряжение защиты от повышенного напряжения на нагрузке, выше которого произойдет блокировка сигнала установки начала нового цикла со схемы определения перехода тока индуктора через ноль (ZCO) и новый цикл  $T_{ON}$  не возникнет.

- Индуктивность выходного индуктора может быть определена как:

$$L_1 = \frac{V_o \cdot (V_{IN} - V_o)}{f_s \cdot I_{PK} \cdot V_{IN}}$$

В общем случае для начала минимальная частота переключения системы должна быть задана на уровне примерно  $f_s \approx 45 \text{ кГц}$ . После этого индуктивность в конечном итоге задается как:

$$L_1 \leq \frac{V_o \cdot (V_{IN-MIN} - V_o) \cdot R_{CS}}{f_{S-MIN} \cdot V_{CS-REF} \cdot V_{IN-MIN}}$$

Необходимо сделать следующие замечания:

1. В выше представленном выражении установлено минимальное входное напряжение (теоретическое значение):

$$V_{IN-MIN} = V_{IN-AC} \cdot 1,414$$

В действительности необходимо проверить, удовлетворяет ли сигнал  $V_{IN}$  на рабочей частоте требованиям по провалам из-за пульсаций на входном электролитическом конденсаторе  $C_{IN}$ .

2. Во время подбора индуктивности для уверенной нормальной работы системы время включения  $T_{ON}$  должно быть больше 2мкс, при условии, что другие параметры, такие как, частота переключения и другие, удовлетворяют требованиям проекта.

3. В действительности индуктивность должна быть рассчитана в компромиссе с условием ограничения по выходному перенапряжению OVP (Over Voltage Protection).

4. При очень высокой рабочей частоте драйвера может серьезно пострадать эффективность всей системы.

### **Выражения для выбора магнитного сердечника индуктора**

- магнитная индукция

$$B_{MAX} > \frac{L_1 \cdot I_{PK}}{n \cdot Ae}$$

В общем, значение  $B_{MAX} = 0,2 \text{ Тл} - 0,28 \text{ Тл}$

$Ae$  – эффективная площадь поперечника,  $n$  – количество витков

Откуда получаем выражение для количества витков индуктора:

$$n > \frac{L_1 \cdot I_{PK}}{B_{MAX} \cdot Ae}$$

Для затухающих систем на основе An6704 лучше выбирать соответствующий магнитный сердечник согласно выходной спецификации: EE10 – для систем мощностью менее 20 Вт или EE13 – мощностью менее 30 Вт.

### **Защита от короткого замыкания входа CS (также известная как ограничение максимального выходного тока) и обрыва датчика тока**

После короткого замыкания резистора CS ток индуктора больше не ограничивается, и напряжение на выводе CS становится равным нулю. В это время ситуация короткого замыкания оценивается по напряжению внутреннего сигнала стока DR транзистора M1 при его включении во время  $T_{ON}$ .

Так как для м / с An6704 сопротивление  $R_{DS(on)}$  транзистора M1 составляет прядка 0,6 Ом, то при максимальном токе в 1А напряжение на его стоке составит 600 мВ, что указывает, каким должно быть пороговое напряжение по защите от К.З.

На компараторе короткого замыкания (ОУ К3) это напряжение  $V_{DR}$  на стоке M1, высокое или низкое, сравнивается с опорным напряжением, сформированным на резисторе  $R_{MAX} = 133$  кОм током 4,5 мА ( $4,5mA \cdot 133\text{ k}\Omega \approx 600\text{ mV}$ ), чтобы решить следует ли войти в состояние короткого замыкания сопротивления  $R_{CS}$  (Hiccup). Если ток через транзистор M1 превышает 1А, то выход компаратора ОУ К3 устанавливает триггер 1 Hiccup, выход которого шунтирует внутреннюю шину питания  $V_{DD}$  через резистор  $R_{DIS} = 4$  кОм на “землю”. Это приводит к тому, что произойдет ускоренный разряд, дополнительным током  $\sim 1,4$  мА, емкости  $C_{CC}$  до значения  $V_{CC} = V_{UVLOL} = 8$ В. В этот момент микросхема отключается и сразу же начинается новый процесс перезапуска.

Если происходит разрыв связи от входа CS к датчику тока  $R_{CS}$ , активируется схема защиты по обрыву  $R_{CS}$  с установкой триггера 1 Hiccup. Далее происходит процесс разряда емкости  $C_{CC}$  и рестарта, аналогичный выше описанному.

### **Защита от разрыва цепи на выходе, OVP (Over Voltage Protection). Выбор резистора $R_{OVP}$**

Поскольку на выходе микросхемы нет сигнала, напрямую указывающего на разрыв выходной цепи, микросхема оценивает факт возникновения перенапряжения по времени заряда внутренней емкости. Это в свою очередь отражается на величине порогового минимального времени  $T_{OVP}$ , ниже которого схема входит в режим защиты: включения-выключения (Hiccup). Величина этого порога защиты от перенапряжения на выходе может быть установлена через вывод  $R_{OVP}$ . Вывод  $R_{OVP}$  должен быть подключен через резистор  $R_{OVP}$  на «землю». Вывод  $R_{OVP}$  не допускается оставлять свободным.

Пороговое время  $T_{OVP}$  заряда внутренней емкости  $C=14,2$  пФ до напряжения  $V_{CSP} = 0,4$  В определяется током, задаваемым резистором  $R_{OVP}$ .

Этот ток равен:

$$I_{CHARGE} (\mu A) = \frac{V_{ROVP} (B)}{4 \cdot R_{OVP} (M\Omega)}$$

Тогда временной порог, задаваемый микросхемой, будет:

$$T_{OVP} (\mu s) = \frac{C (\text{пФ}) \cdot V_{CSP} (\text{В})}{I_{CHARGE} (\mu A)} \approx 22,8 (\text{пФ} \cdot B) \cdot \frac{R_{OVP} (\text{М}\Omega)}{V_{ROVP} (B)}$$



Этот порог сравнивается с реальной длительностью  $T_{OFF}$ , уменьшенной в 1,6 раз:

$$T_{OFF-OVP} (\text{мкс}) = \frac{L1 (\text{мГн}) \cdot V_{CSP} (\text{В}) \cdot 10^3}{V_{OVP} (\text{В}) \cdot R_{CS} (\text{Ом})}$$

где:

- $V_{OVP} (\text{В}) = 1,6 \cdot V_o (\text{В})$  – предельно-допустимое напряжение на нагрузке, при превышении которого срабатывает защита по OVP при надлежащем выборе номинала  $R_{OVP}$
- $V_o = V_{LED}$  – напряжение на нагрузке в нормальном режиме работы
- $V_{CSP}$  – максимальное напряжение на выводе CS, сохраненное в конце предыдущего периода  $T_{ON}$
- $V_{ROVP}$  – напряжение на выводе ROVP микросхемы

Таким образом, когда:  $T_{OFF-OVP} (\text{мкс}) < T_{OVP} (\text{мкс})$

или

$$\frac{L1 (\text{мГн}) \cdot V_{CSP} (\text{В}) \cdot 10^3}{1,6 \cdot V_o (\text{В}) \cdot R_{CS} (\text{Ом})} < \frac{4 \cdot C (\text{пФ}) \cdot V_{CSP} (\text{В}) \cdot R_{OVP} (\text{МОм})}{V_{ROVP} (\text{В})}$$

то сработает защита по OVP.

Из этого неравенства номинал резистора определяется как:

$$R_{OVP} (\text{МОм}) > 11 \cdot \frac{V_{ROVP} (\text{В}) \cdot L1 (\text{мГн})}{V_o (\text{В}) \cdot R_{CS} (\text{Ом})}$$

Так как напряжение на резисторе  $R_{OVP}$ ,  $V_{ROVP}$ , лежит в пределах 2,0 В – 2,8 В, то при начальном выборе номинала резистора  $R_{OVP}$  следует в выше приведенной формуле положить  $V_{ROVP} = 2,0$  В. После установки в драйвере резистора  $R_{OVP}$ , вычисленного таким образом, измеряется действительное напряжение  $V_{ROVP}$ , значение которого подставляется снова в формулу для получения окончательного номинала  $R_{OVP}$ .

Другими словами, если величина внешнего резистора  $R_{OVP}$  выбрана по этому правилу, то схема войдет в режим защиты OVP (Hiccup), как только напряжение на нагрузке увеличится более чем на 60%.

При входе в режим Hiccup устанавливаются уже два триггера 1 и 2 Hiccup. Шина  $V_{CC}$ , а вместе с ней и емкость  $C_{CC}$ , будет разряжаться еще большим дополнительным током 2,3 мА вплоть до  $V_{CC} = V_{UVLOL} = 8$  В, после чего схема выключится и начнется новый запуск (перезапуск) и т.д.

Следует отметить, что напряжение, выдерживаемое выходным слаживающим конденсатором  $C_L$ , должно быть больше  $1,6 \cdot V_o$ , В.

### Защита от короткого замыкания нагрузки на выходе

Когда нагрузка на выходе системы замкнута, выходное напряжение  $V_o=0$  В, а время выключения  $T_{OFF}$  выходного индуктора затягивается. Когда напряжение  $V_{CS}$  достигает точки границы пикового тока, выходной N-MOS – транзистор выключается и снова включается, когда время  $T_{OFF}$  достигает величины  $T_{OFF-MAX} \approx 52$  мкс и т.д. После короткого замыкания нагрузки, если время выключения микросхемы превышает  $T_{OFF-MAX}$  и ток в индукторе не пересекает ноль в течение 16 циклов подряд, схема переходит в состояние защиты (Hiccup).

### Встроенная функция температурной защиты

Микросхема An6704 содержит встроенную функцию температурной защиты. Когда температура кристалла превышает определенную точку  $\sim 140^\circ\text{C}$ , выходной ток будет постепенно уменьшаться. При температуре  $T_{SD} \approx 150^\circ\text{C}$  (тип.) микросхема отключится и перейдет в режим температурной защиты. При остывании микросхемы, схема вновь включится при температуре  $T \approx 130^\circ\text{C}$ .



## Рекомендации по применению

### Коэффициент коррекции мощности PFC (Power Factor Correction)

An6704 – микросхема драйвера без активной функции PFC, предназначенная для использования в системах низкого ценового сегмента с простым набором внешних компонентов, но обладающая высокой производительностью и точностью задания постоянного тока нагрузки.

Если коэффициент PF требуется выше 0,5, то входная емкость  $C_{IN}$  должна быть уменьшена. Но для такого использования при высоковольтном выходе  $V_o$  и низковольтном входе  $V_{IN}$  уменьшение входной емкости вызовет большую пульсацию входного напряжения питания, провалы напряжения которого могут коснуться и выходного напряжения  $V_o$ . Входное напряжение не сможет больше обеспечить достаточную энергию для поддержания стабилизации тока нагрузки и его значение начнет падать.

Между тем уменьшение входной емкости может привести и к проблеме мерцания при самом низком входном напряжении (176 В AC). Для решения этой задачи необходимо уменьшить значение резистора запуска  $R_{CC}$ .

Также следует обратить внимание на то, происходит ли мерцание по выключению питания, после подачи на вход  $V_{IN}$  высокого напряжения.

### Мерцание по выключению питания

При неправильном расчете системы питания драйвера светодиодов на основе An6704 возникает другая проблема, требующая решения. Это мерцание LED-светодиодов после отключения питания от драйвера.

Как показано на рис.5 ниже, устройство заново запускается и работает на периоде  $t_2 - t_3$ , т.е. LED кратковременно загораются (мерцают). Это часто происходит для систем с высоким выходным напряжением.

Причина этого – в большой емкости  $C_{CC}$ . Эта емкость после системного выключения питания не успевает достаточно быстро разрядиться. В момент времени  $t_1$  она еще раз начинает заряжаться от  $V_{CC} \approx 8$  В до напряжения запуска  $V_{st}$ .

Для решения этой проблемы существуют два пути:

1 – Предпочтительная схема:

- подстройка номинала резистора запуска  $R_{CC}$  для предотвращения роста напряжения  $V_{CC}$  до напряжения  $V_{st}$ . Обычно чем меньше  $R_{CC}$ , тем легче возникает мерцание и наоборот.

2 – Альтернативная схема:

- подсоединение резистора к  $V_{CC}$  параллельно емкости  $C_{CC}$ , делая более быстрым разряд шины  $V_{CC}$ , не позволяя напряжению на этой шине достичь величины  $V_{st}$ .

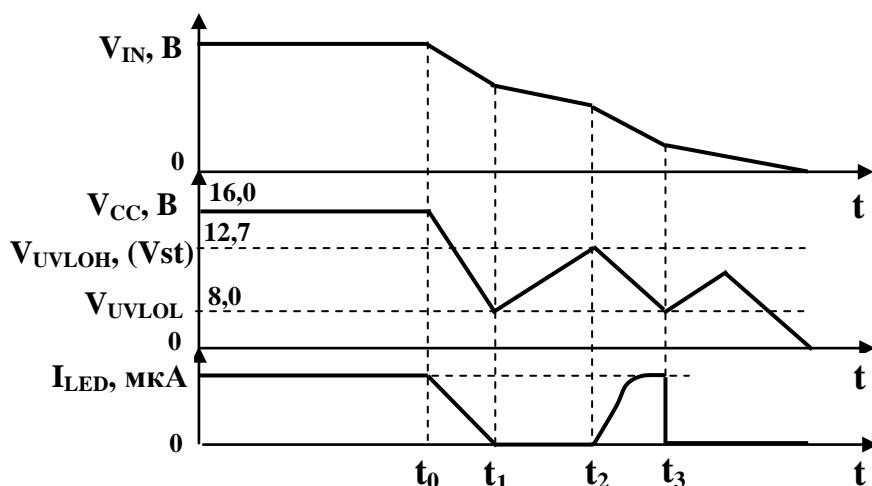


Рис.5. Процесс выключения питания

## Требования к размещению на печатной плате элементов драйвера подсветки

1. Резистор датчика тока  $R_{CS}$  должен быть размещён рядом с входом CS и связь между ними должна быть как можно короче.  
“Земли” резистора  $R_{CS}$  и управляющей микросхемы должны быть проведены к выходу “Земли” мостового выпрямителя раздельно.
2. VCC- конденсатор  $C_{CC}$  должен быть размещен рядом с микросхемой.  
Трасса от датчика тока должна пролегать как можно дальше от высоковольтных трасс с высоким  $dV/dt$  и  $dI/dt$ .  
Например, лучше, чтобы контуры габаритов резистора датчика тока и резистора  $R_L$  (выходная фиктивная нагрузка) находились подальше от терминала DRAIN и входных трасс, находящихся под высоким напряжением.
3. Учитывая тепловое излучение, определяемое мощностью рассеивания, медная площадка под терминалом DRAIN должна быть достаточных размеров.
4. Для минимизации электромагнитного (EMI) излучения длина разводки главной силовой линии должна быть как можно короче.
5. Не рекомендуется в применении мультиканальный параллельный выход.