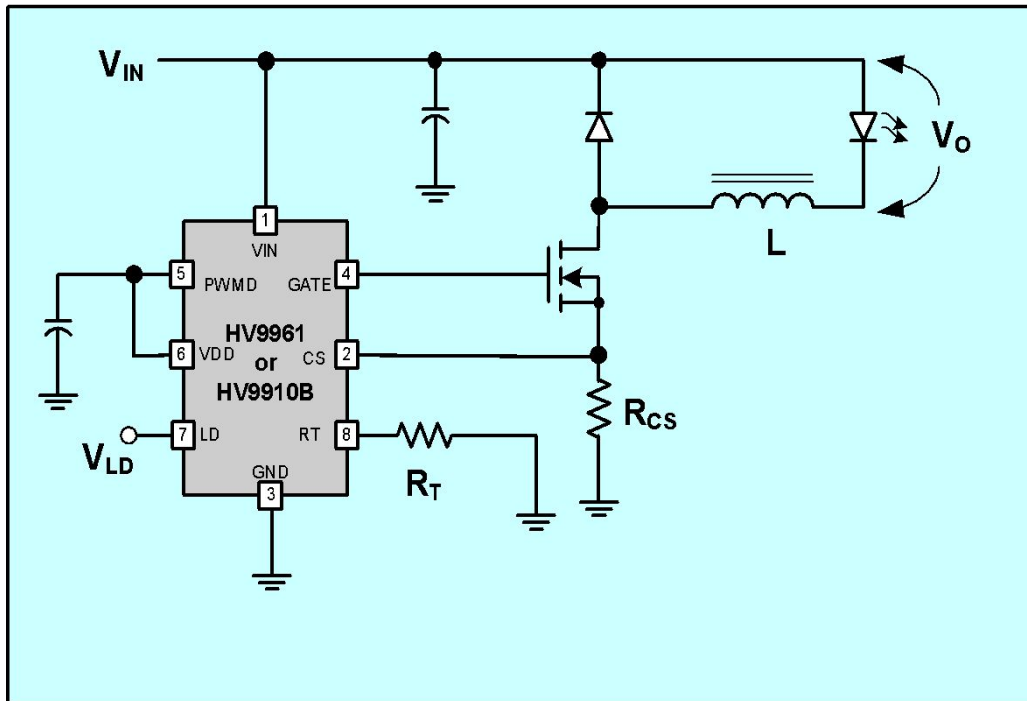


Supertex inc.

**Универсальные драйверы
светодиодов с управлением по
среднему току HV9961 и HV9967**

8 ноября 2010 г.

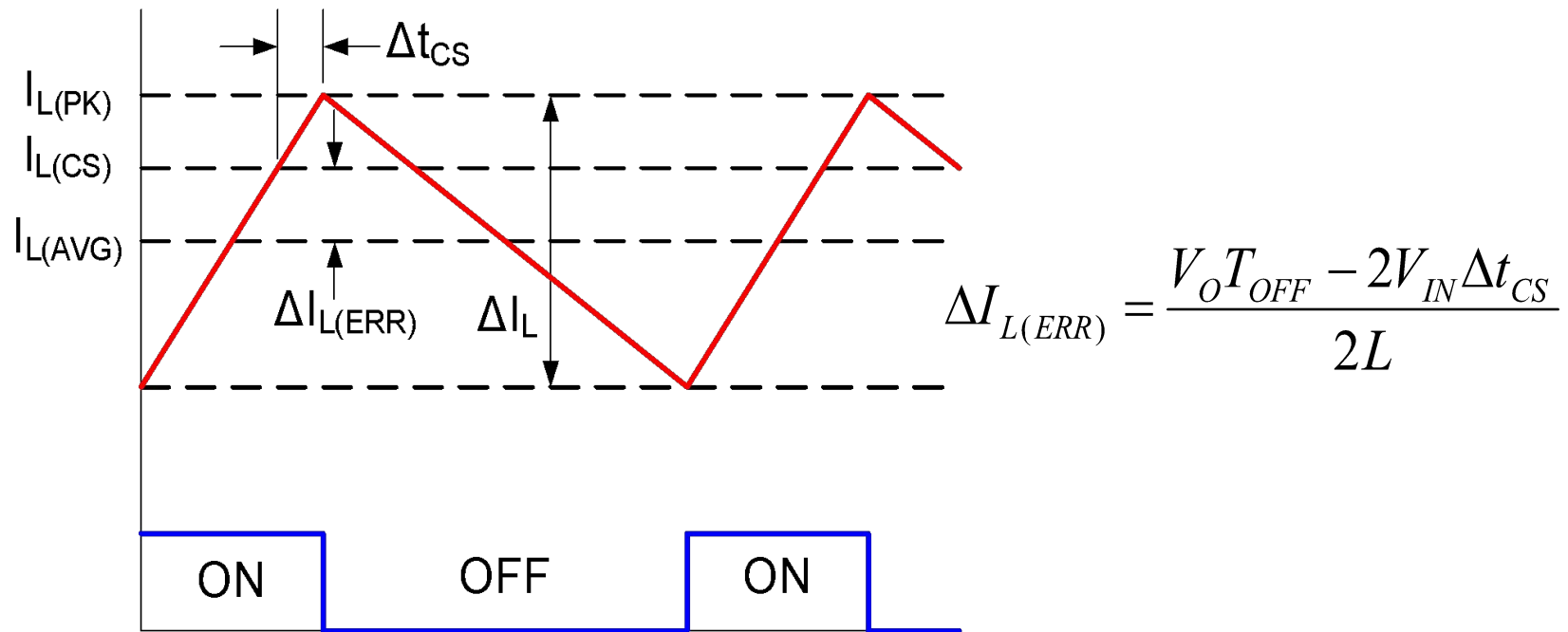
HV996 I: Стабилизатор усредненного тока



Характеристики

- Точная 3% стабилизация выходного тока
- Внешняя установка времени разомкнутого состояния ключа
- Линейная регулировка яркости аналоговым сигналом
- Широтно-импульсная регулировка яркости
- «Икающая» защита от K/3
- Рабочая температура -40C /+125C
- Совместимость цоколёвки с HV9910B

Ошибка пикового тока индуктора



Ошибка выходного тока $\Delta I_{L(ERR)}$ неотъемлемо присуща HV9910B, поскольку микросхема управляет пиковым током $I_{L(PK)}$ в то время, как задача состоит в стабилизации среднего тока $I_{L(AVG)}$.

Разброс параметров схемы на HV9910B

Время разомкнутого состояния ключа:

Oscillator

| | | | | | | | |
|-----------|----------------------|---|----|-----|-----|-----|---------------------|
| f_{osc} | Oscillator frequency | - | 20 | 25 | 30 | kHz | $R_T = 1.00M\Omega$ |
| | | - | 80 | 100 | 120 | | $R_T = 226k\Omega$ |

$\pm 20\%$

Задержка токочувствительного компаратора CS:

| | | | | | | | |
|-------------|-----------------|---|---|----|-----|----|---|
| t_{DELAY} | Delay to output | - | - | 80 | 150 | ns | $V_{LD} = V_{DD'}$ $V_{CS} = V_{CS,TH} + 50mV$ after T_{BLANK} |
|-------------|-----------------|---|---|----|-----|----|---|

Пренебрежем

для простоты

Типичный разброс индуктивности: $\pm 10\%$

Порог срабатывания CS:

Current Sense Comparator

| | | | | | | | |
|-------------|---|---|-----|-----|-----|----|-----------------------------------|
| $V_{CS,TH}$ | Current sense pull-in threshold voltage | - | 225 | 250 | 275 | mV | $-40^\circ C < T_A < +85^\circ C$ |
| | | - | 213 | 250 | 287 | | $T_A < +125^\circ C$ |

$\pm 10\%$

Точность установки тока для HV9910B

Ток светодиодов:

$$I_O = \frac{V_{CS}}{R_{SENSE}} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{V_{CS}}{R_{SENSE}} + \frac{V_O T_{OFF}}{2L}$$

Типичный разброс токочувствительного резистора: $\pm 1\%$

Предполагая $\Delta I_L = I_O \cdot 40\%$,

получим разброс тока светодиодов: $\pm 20\%$

Срок службы vs. температура кристалла

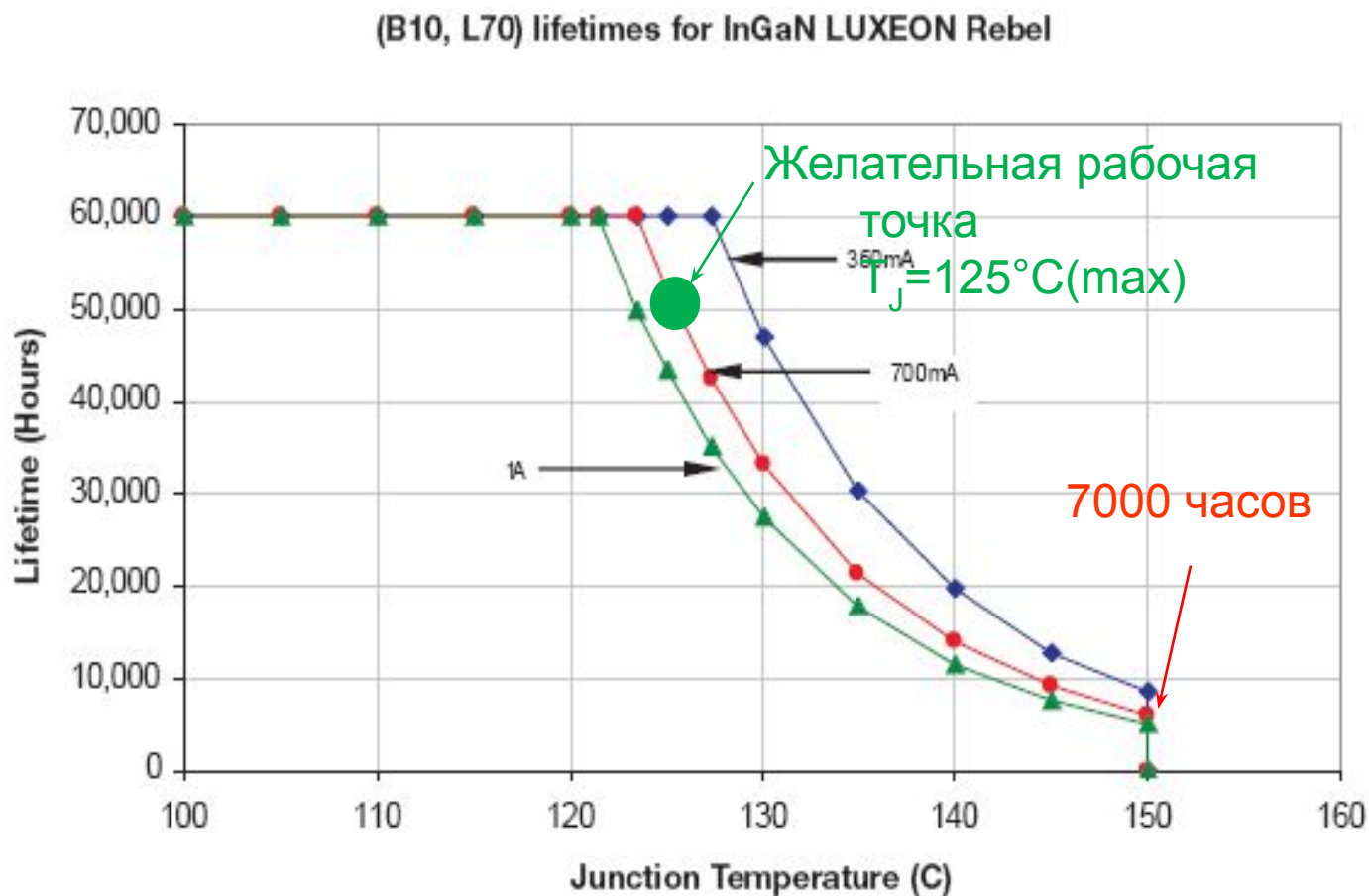
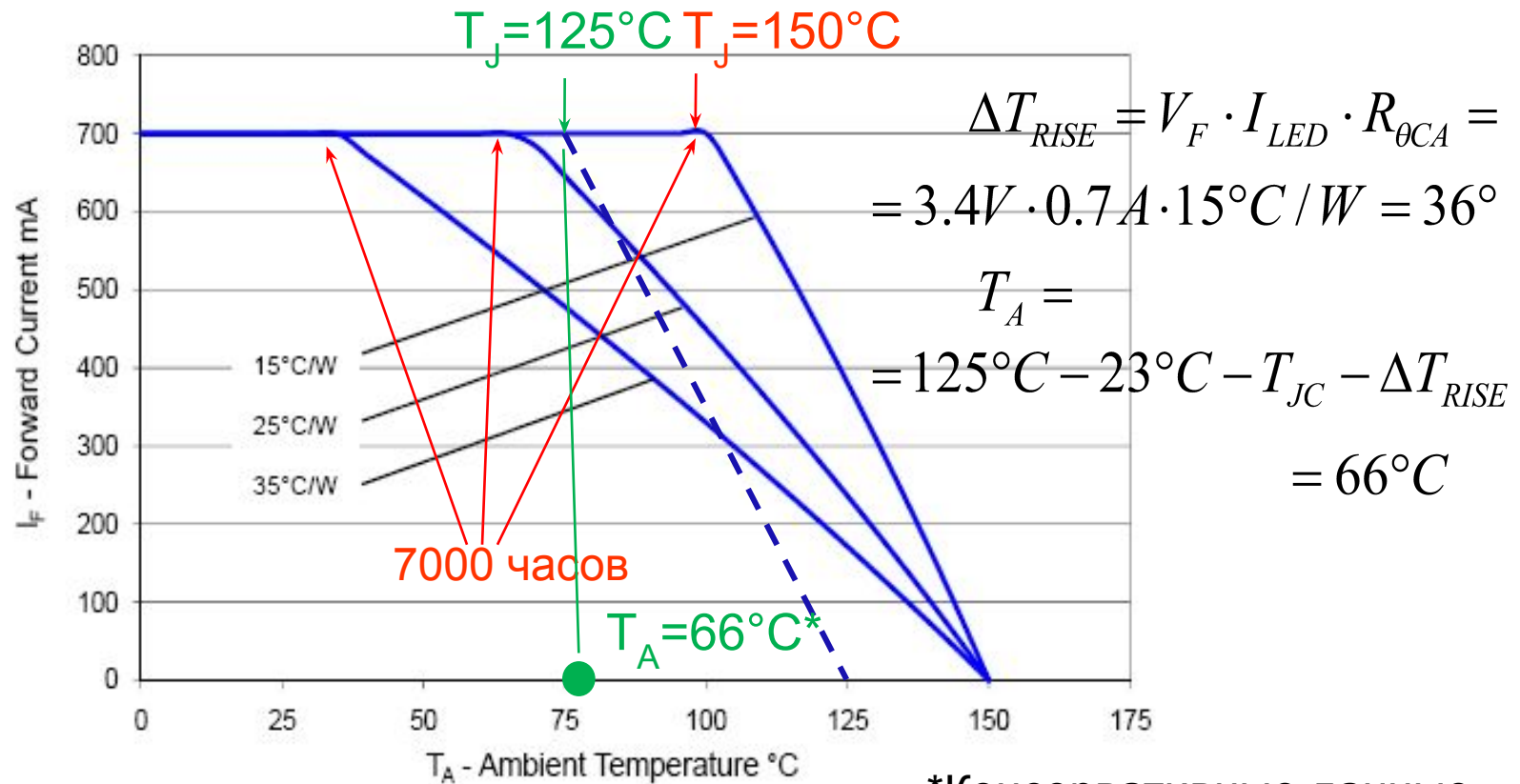


Figure 9. Expected (B10, L70) lifetimes for InGaN LUXEON Rebel.

Влияние температурного сопротивления теплоотвода



*Консервативные данные

Figure 12. Maximum forward current vs. ambient temperature, based on $T_{JMAX} = 150^\circ C$.

Срок службы светодиодов и микросхема HV9910B

Допустим, минимальная требуемая яркость светодиода задана в люменах при минимальном выходном токе драйвера. Тогда, при точности установки тока $\pm 20\%$, срок службы в 50000 часов при $66\text{ }^{\circ}\text{C}$ достигим путем:

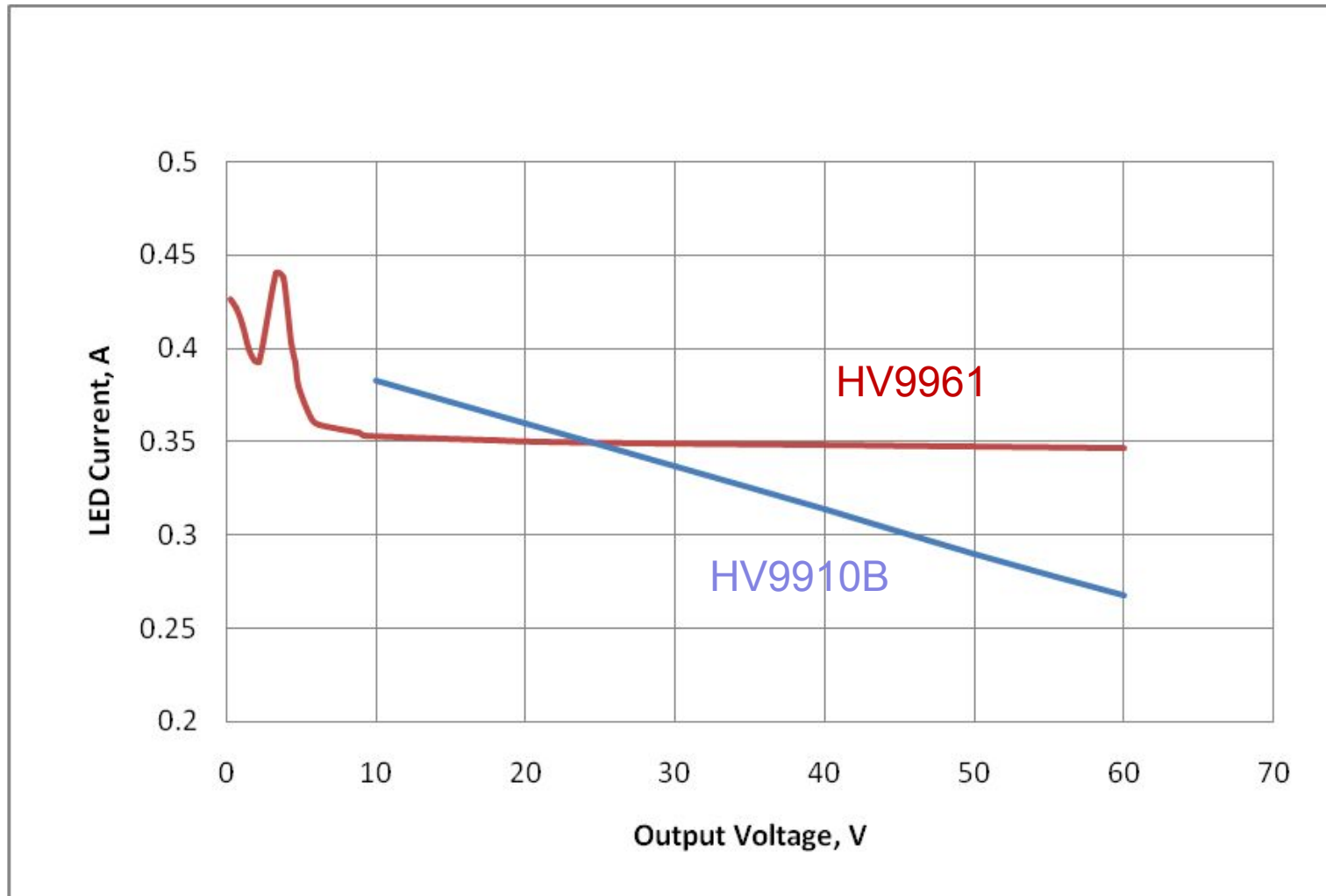
- 1) увеличения количества светодиодов на 40%, т.е. питания светодиодов током в $0,56\text{A} \pm 20\%$; или
- 2) увеличения эффективности теплоотвода с $15\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$ до $9\text{ }^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$, т.е. увеличение его площади на 67%.

Вывод:

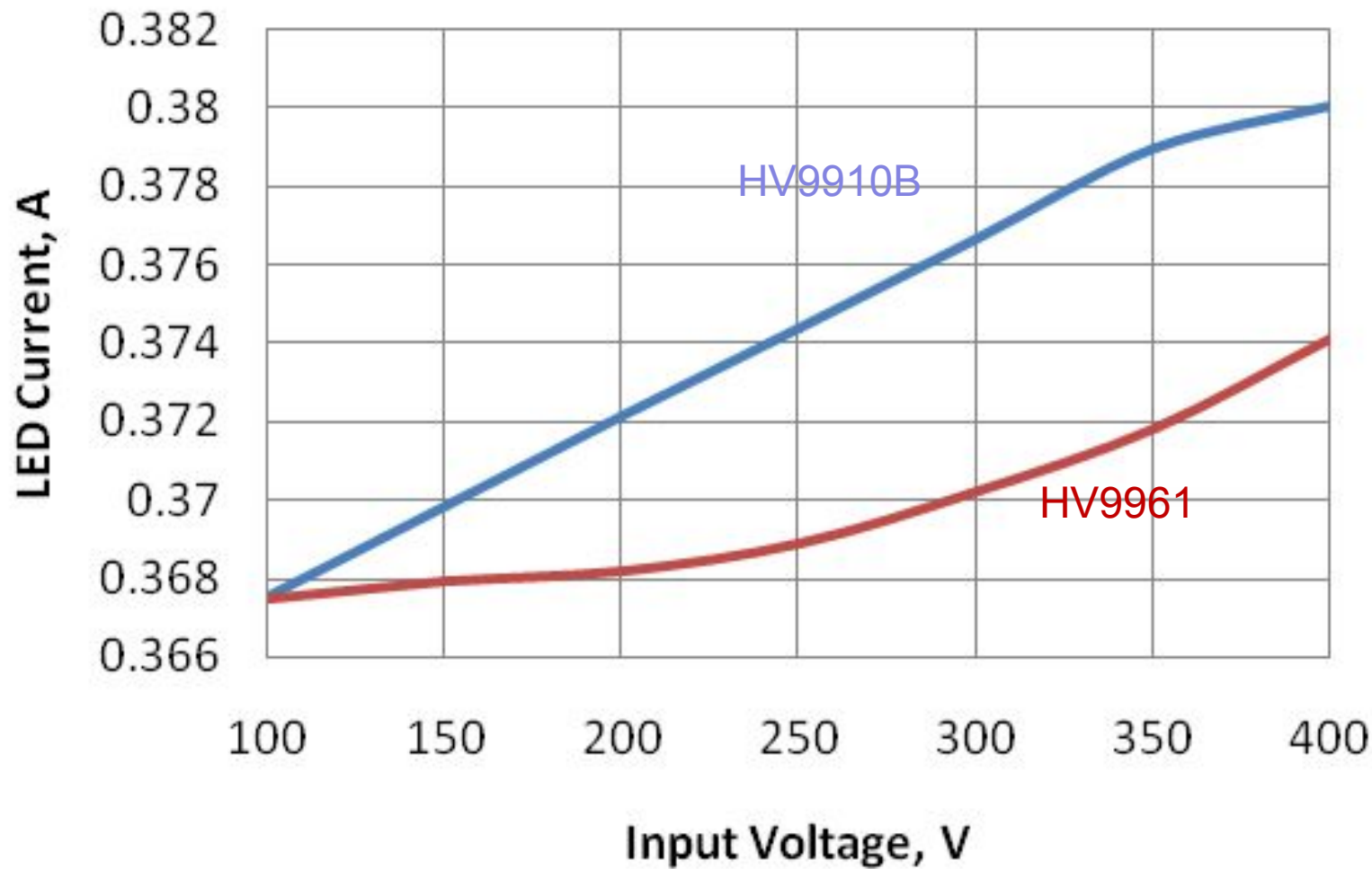
При использовании HV9910B необходим значительный допуск на разброс выходного тока.

При заданной яркости осветительного устройства это увеличивает его стоимость.

Стабилизация I_{LED} по выходному напряжению



Стабилизация I_{LED} по входному напряжению

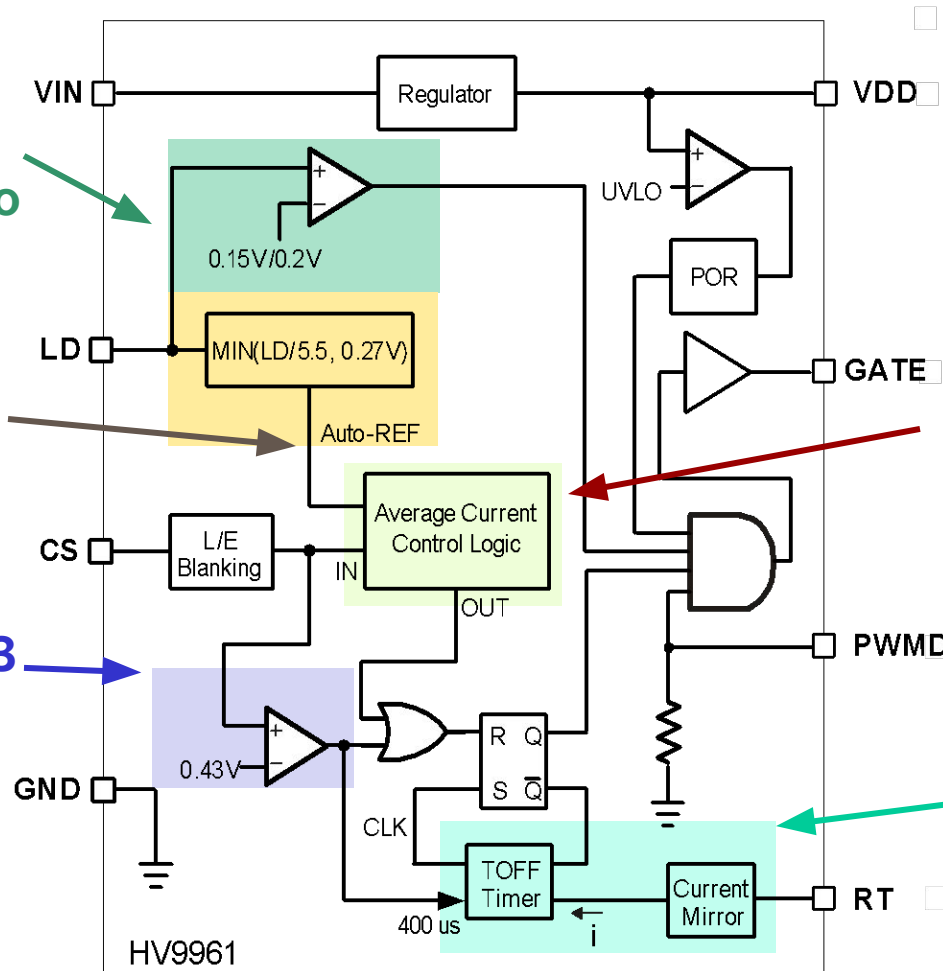


Упрощенная блок-диаграмма HV9961

Линейная
регулировка с
выключением по
нижнему порогу

Авто-
калибровка

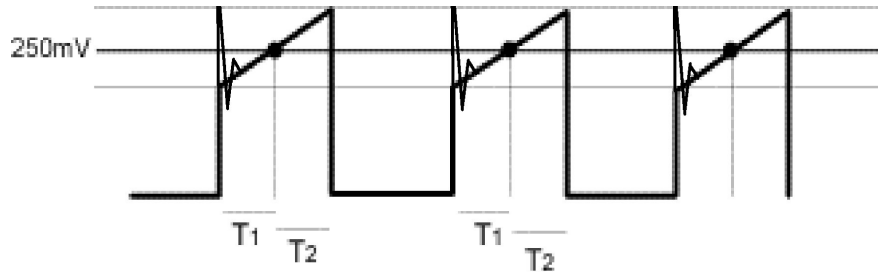
Защита от K/3



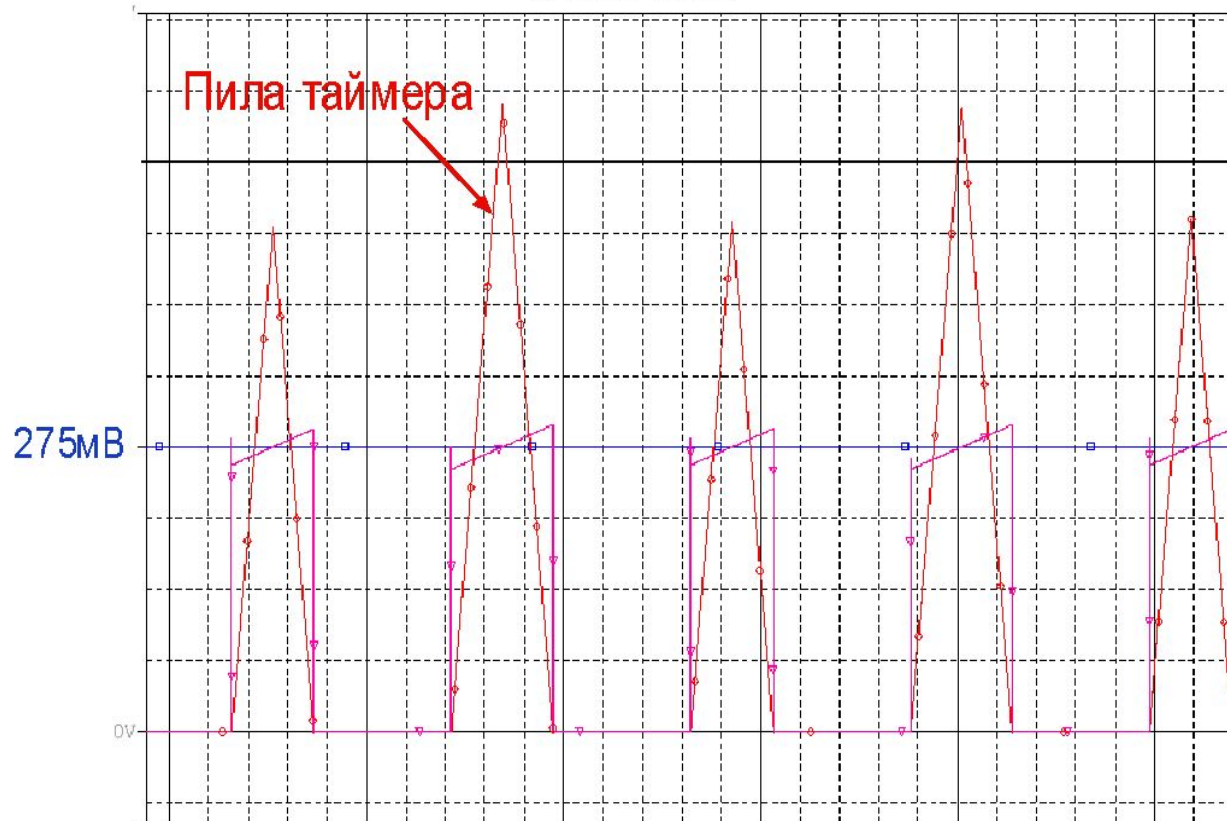
Основной
функциональный
блок
стабилизации

Таймер
разомкнутого
состояния ключа
и «икающего»
режима

Упрощенный алгоритм с постоянным T_{OFF}



$$T_2 = T_1$$



Однако, алгоритм в таком упрощенном виде приводит к незатухающей 2-й субгармонике.

Итеративный алгоритм управления

$$T_{2,n} = \frac{1}{2} \cdot (T_{1,n} + T_{1,n-1})$$

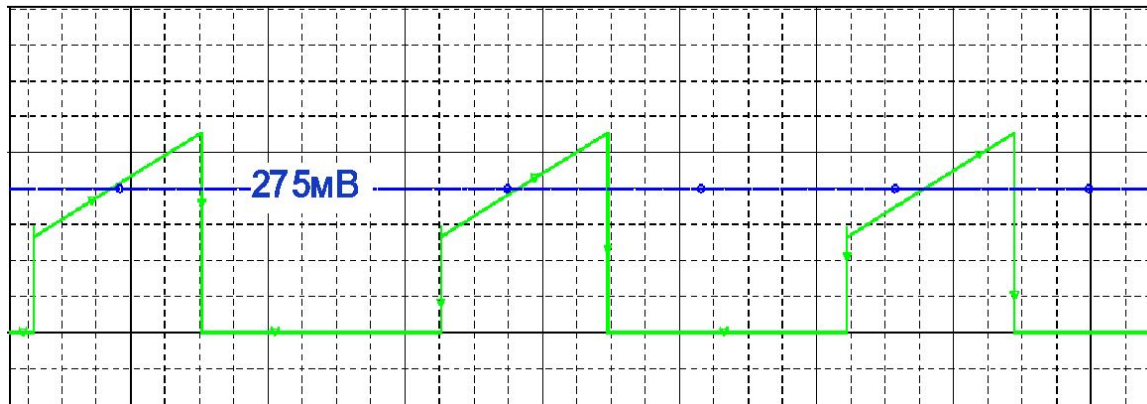
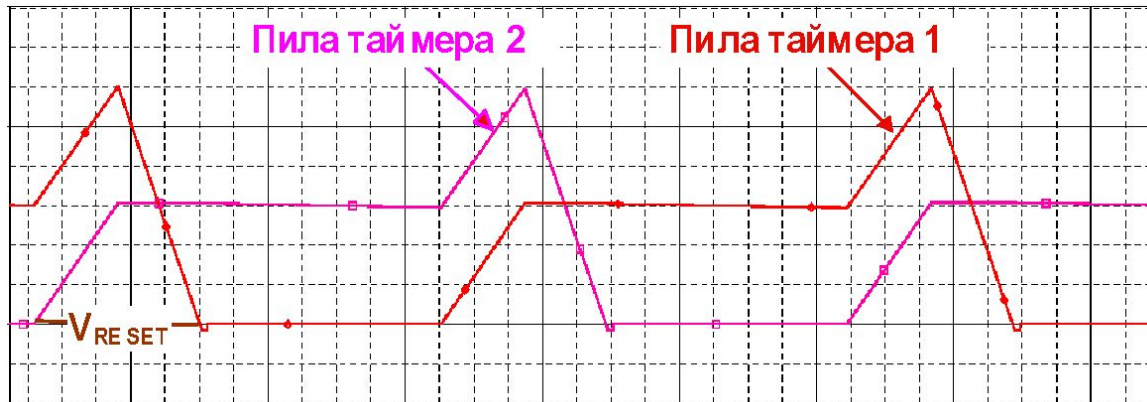
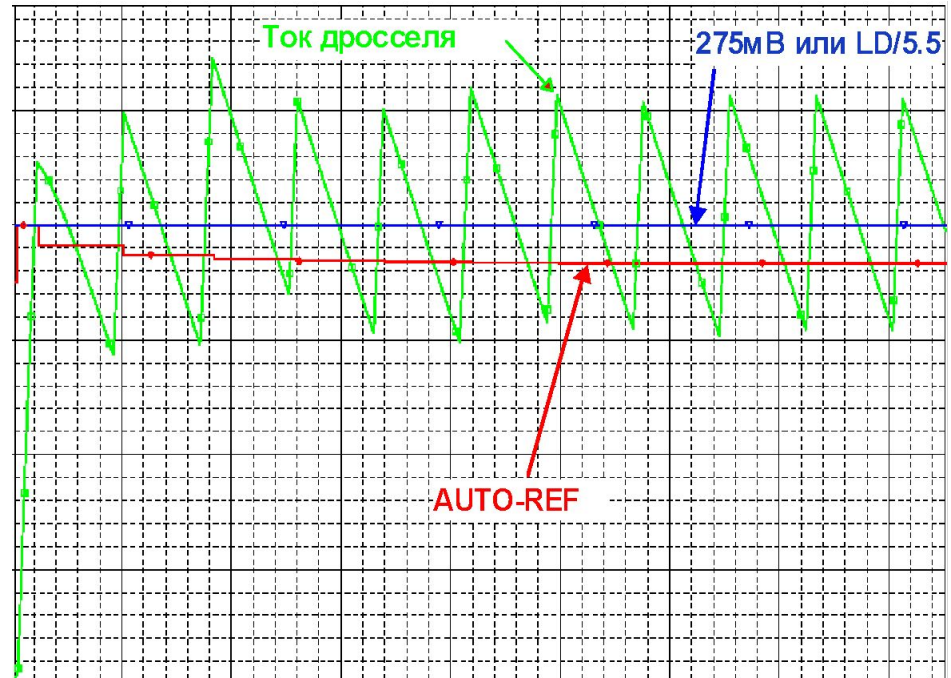
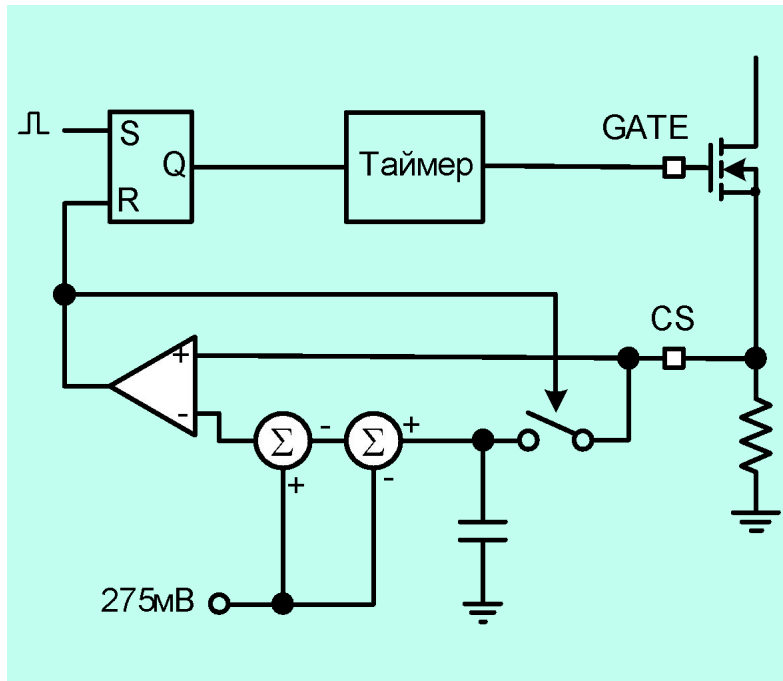
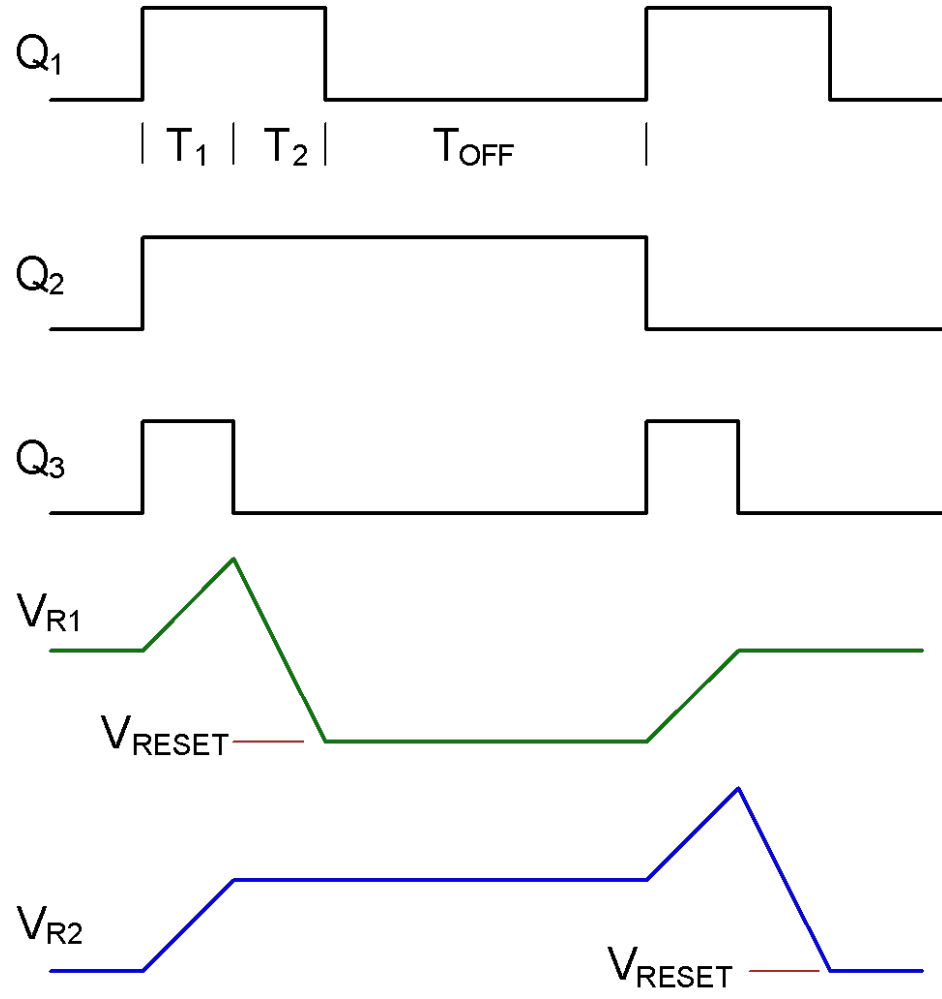
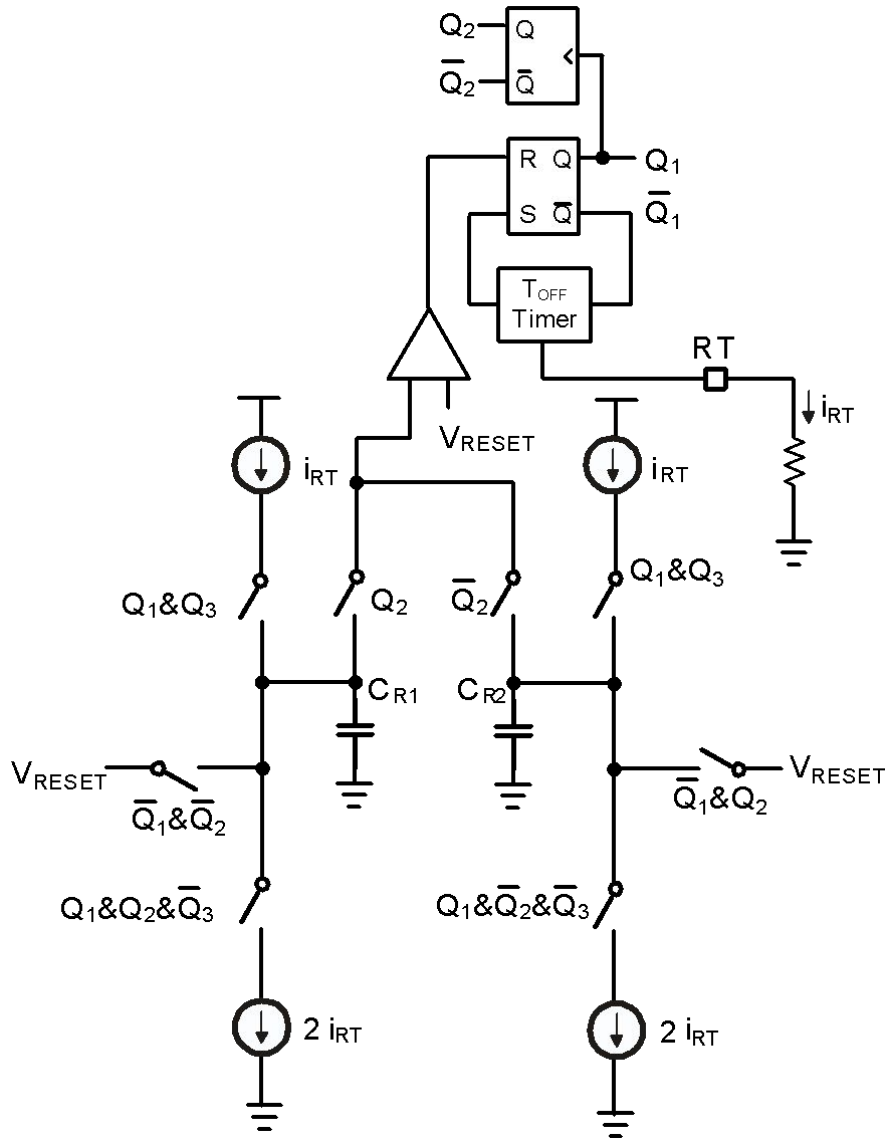


Схема авто-калибровки



Авто-калибровка устраняет влияние задержки распространения и входного напряжения смещения компаратора CS.

Генератор пилы (таймер)



Влияние ограничения $D \leq 0.75$ (0.8 для HV9967)

Ток i_{RT} определяет T_{OFF} :

$$T_{OFF} \approx C_T \cdot R_T = C_T \cdot \frac{V_{RT}}{i_{RT}} \quad \text{где} \quad C_T = 40 \text{ pF}$$

Размах пилы на $C_{R1} = C_{R2} = C_R$:

$$V_R = \frac{i_{RT} T_{ON}}{C_R} = \frac{D}{1-D} \frac{i_{RT} T_{OFF}}{C_R} = \frac{D}{1-D} \frac{C_T V_{RT}}{C_R}$$

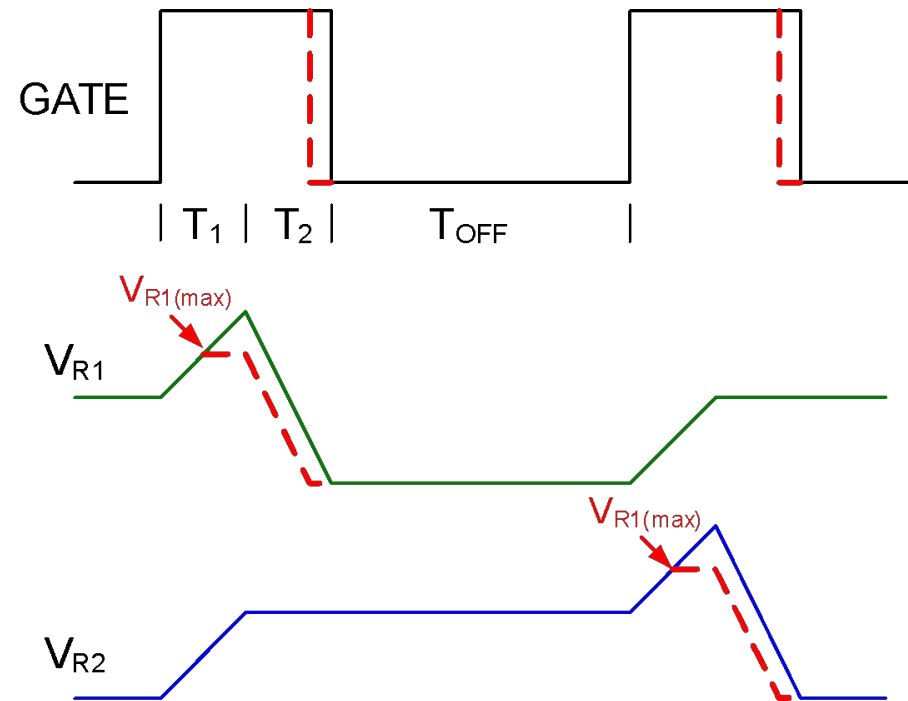
Решая относительно D_{max} , получаем:

$$D_{max} = \frac{C_R V_{R(max)}}{C_R V_{R(max)} + C_T V_{RT}}$$

Допуская $V_{R(max)} = V_{RT}$, получим

$$D_{max} = \frac{C_R}{C_R + C_T}$$

$C_T = 40 \text{ пФ}$ согласно спецификации HV9961. Эффективная емкость C_R выбрана так, чтобы удовлетворить $D_{max} > 0.75$ при любых условиях в пределах допустимых режимов эксплуатации. Однако, превышение D_{max} приводит лишь к некоторому падению тока светодиодов.



Установка тока светодиодов в HV9961

По встроенному опорному напряжению:

$$I_{LED} = \frac{0.275V}{R_{CS}} \pm 3\%$$

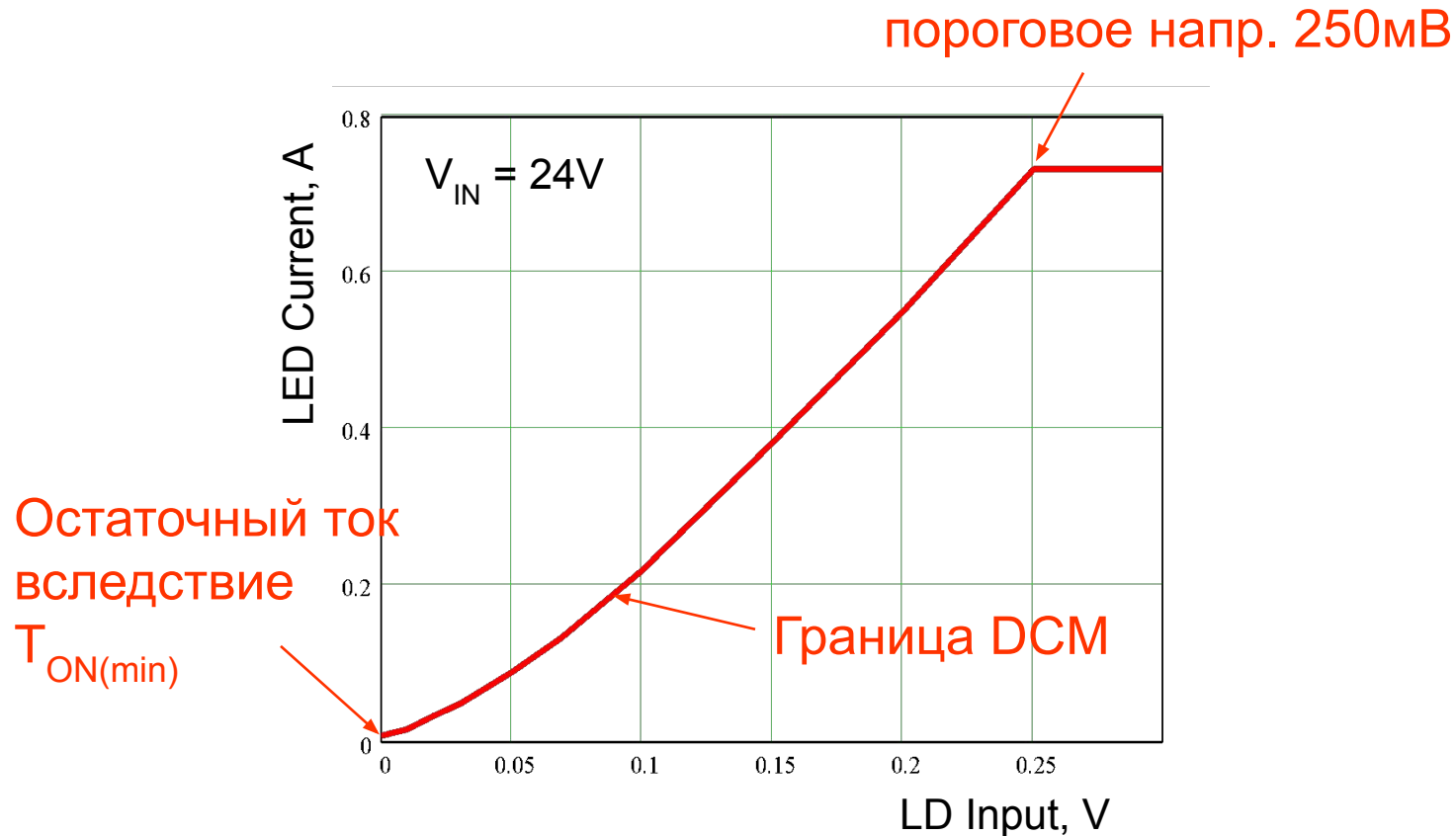
По входу LD:

$$I_{LED} = \frac{V_{LD}}{5.5R_{CS}} \pm 3\%$$

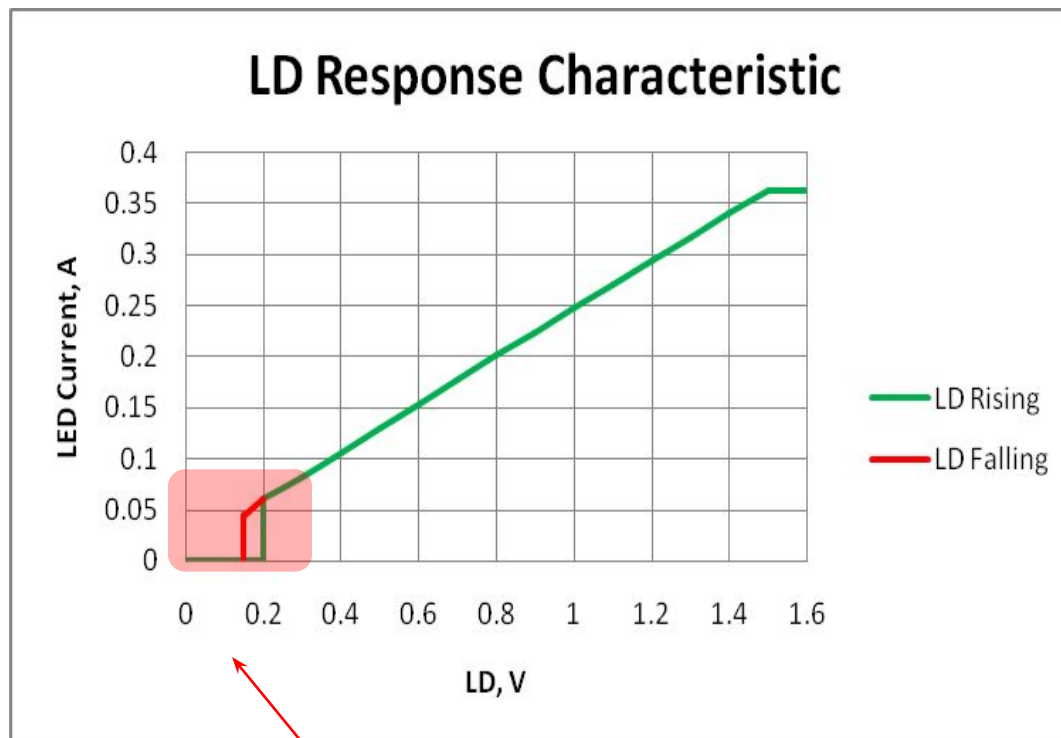
Отметим, что, в отличие от HV9910B, рабочий диапазон напряжения на LD установлен между 0V и 1.5V.

Поэтому опорное напряжение на CS задается как $V_{LD}/5.5$.

Линейная регулировка тока (HV9910DB3)

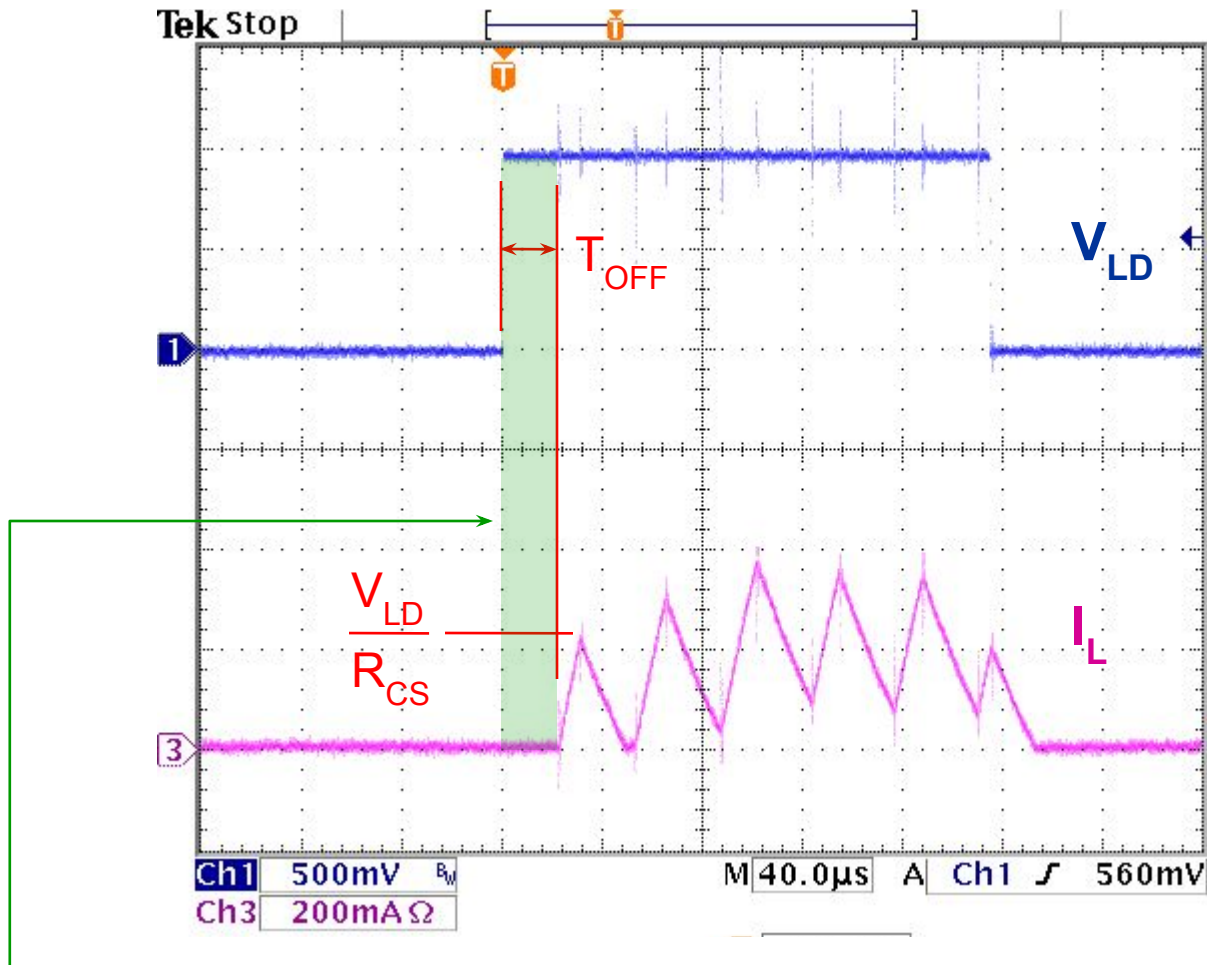


Регулировочная характеристика по LD (HV9961DB1)



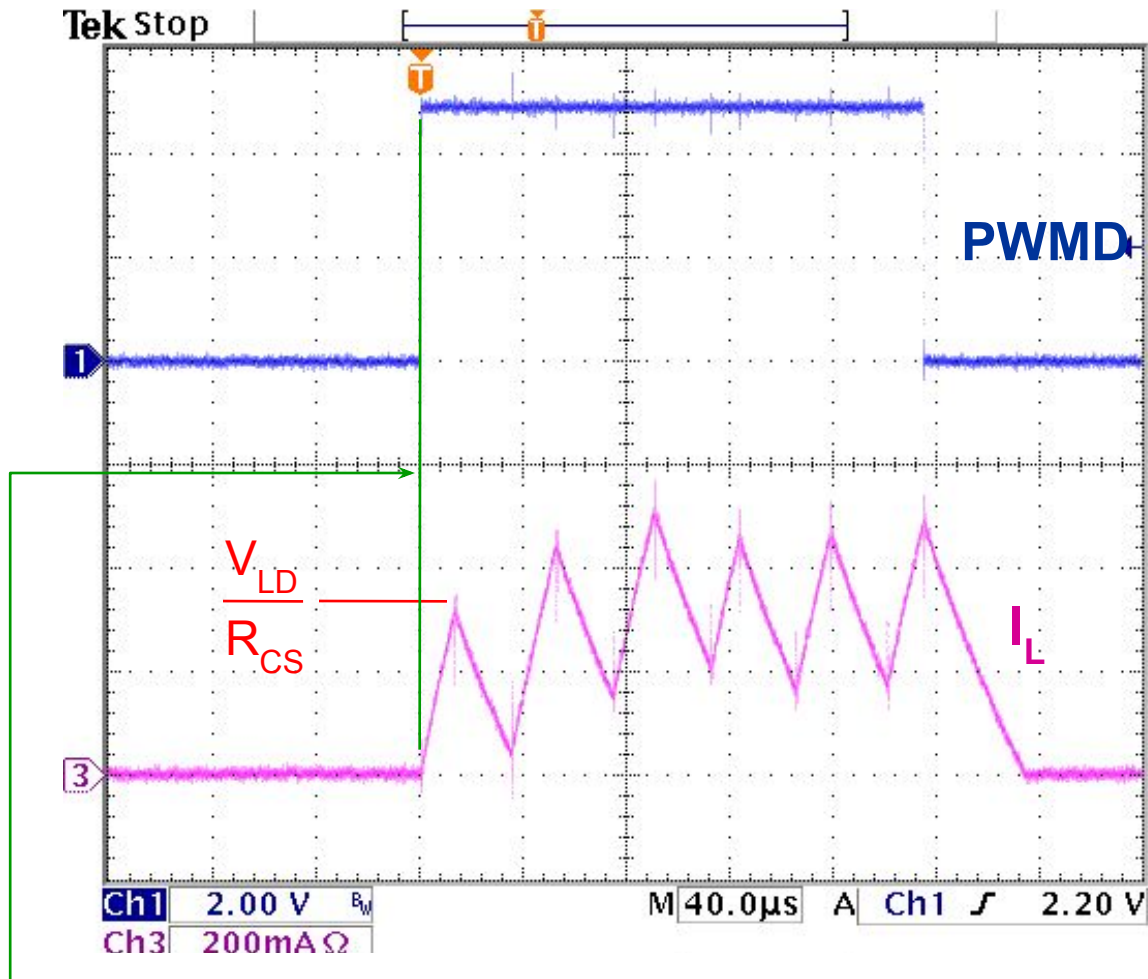
- Отсутствует остаточный ток при $V_{LD}=0$ (ср. с HV9910B)
- Допустима ШИМ регулировка по входу LD

HV9961: ШИМ диммирование по входу LD



При «смешанном» диммировании, первое T_{OFF} используется для инициализации $Auto_ref = V_{LD}$.

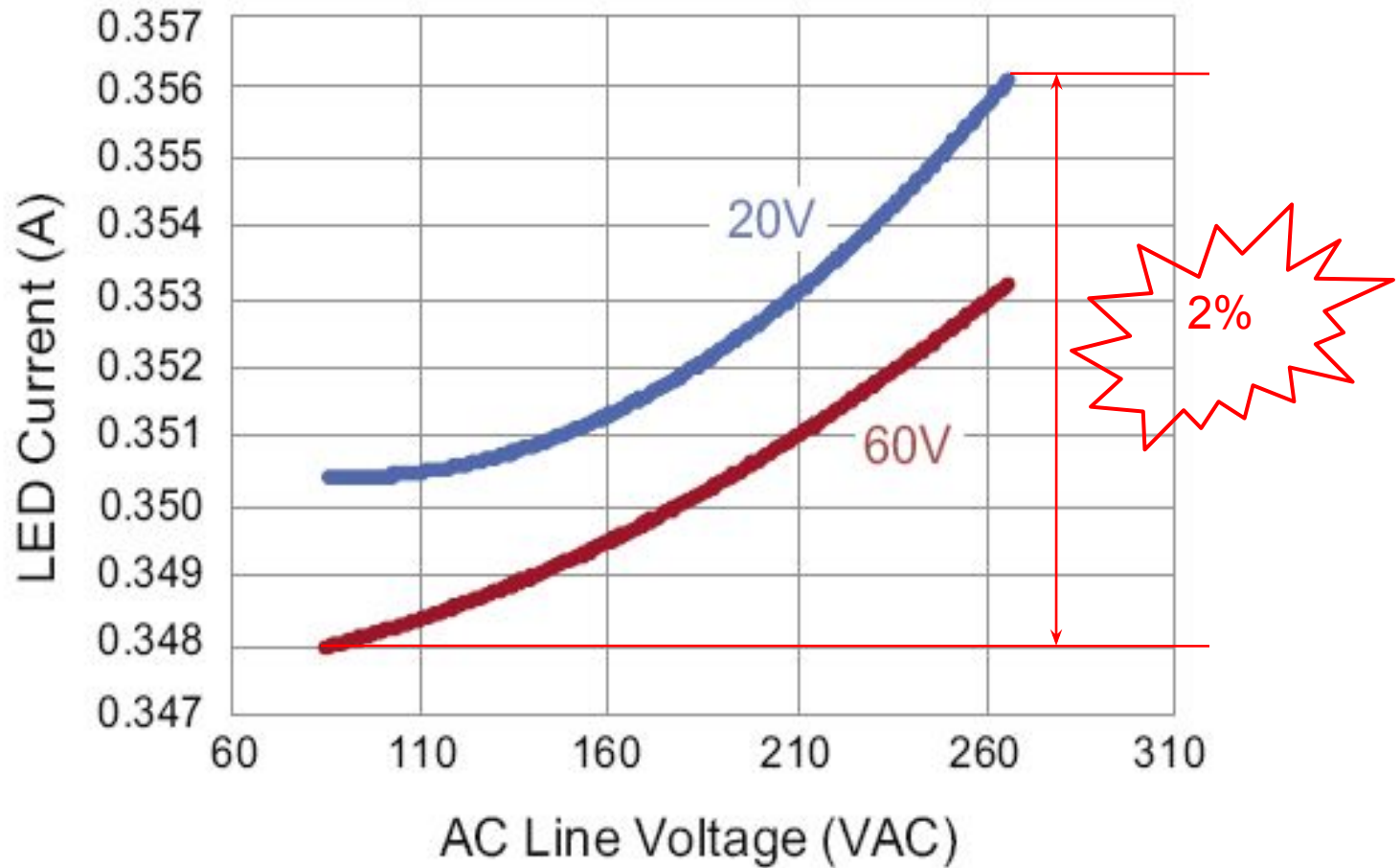
HV9961: Отклик на PWM



При ШИМ димировании, there is no delay. Auto_ref= V_{LD} initialized during PWMD=0.

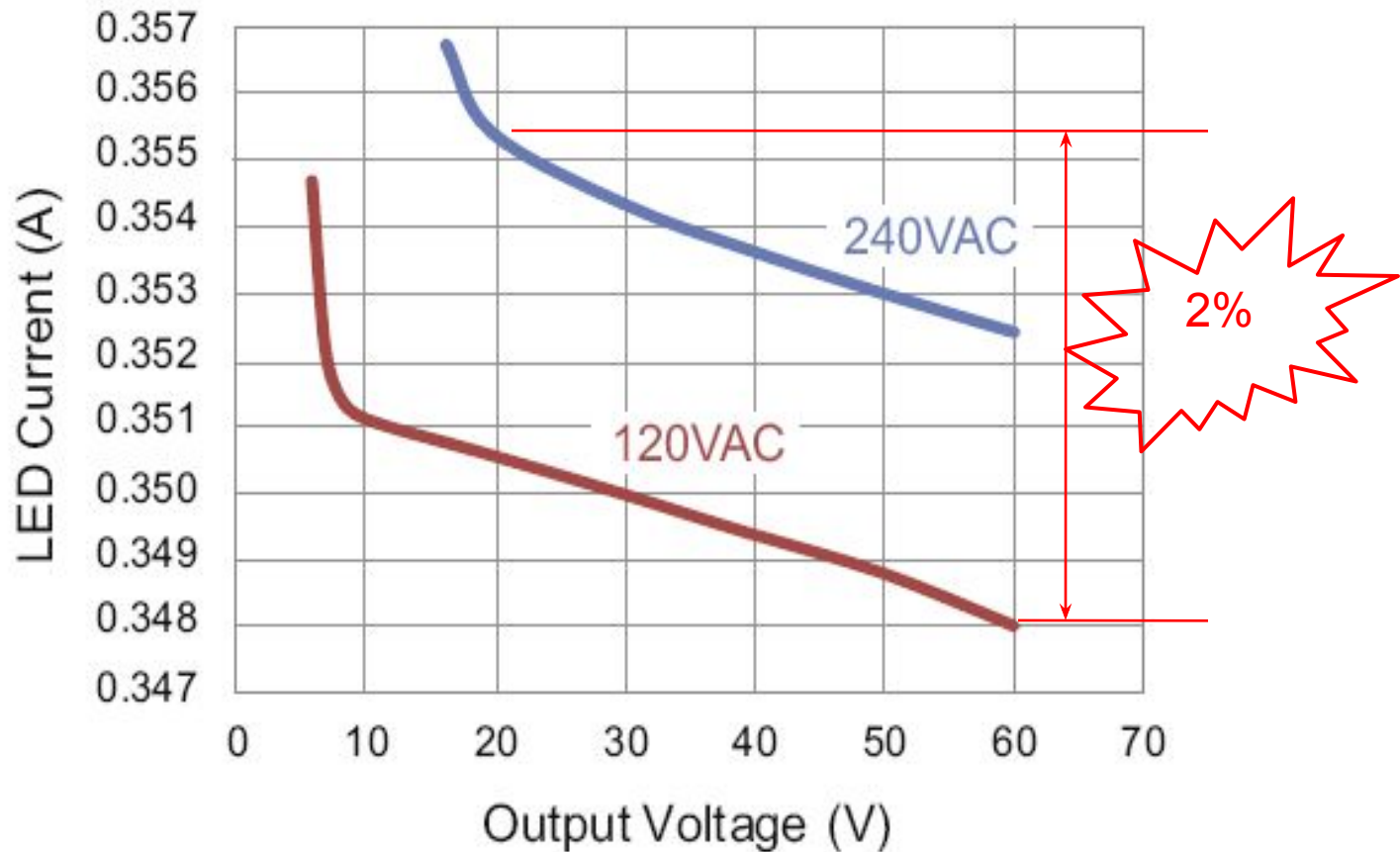
Проходная ВАХ HV996 I DB I

Current Regulation vs. AC Line Voltage

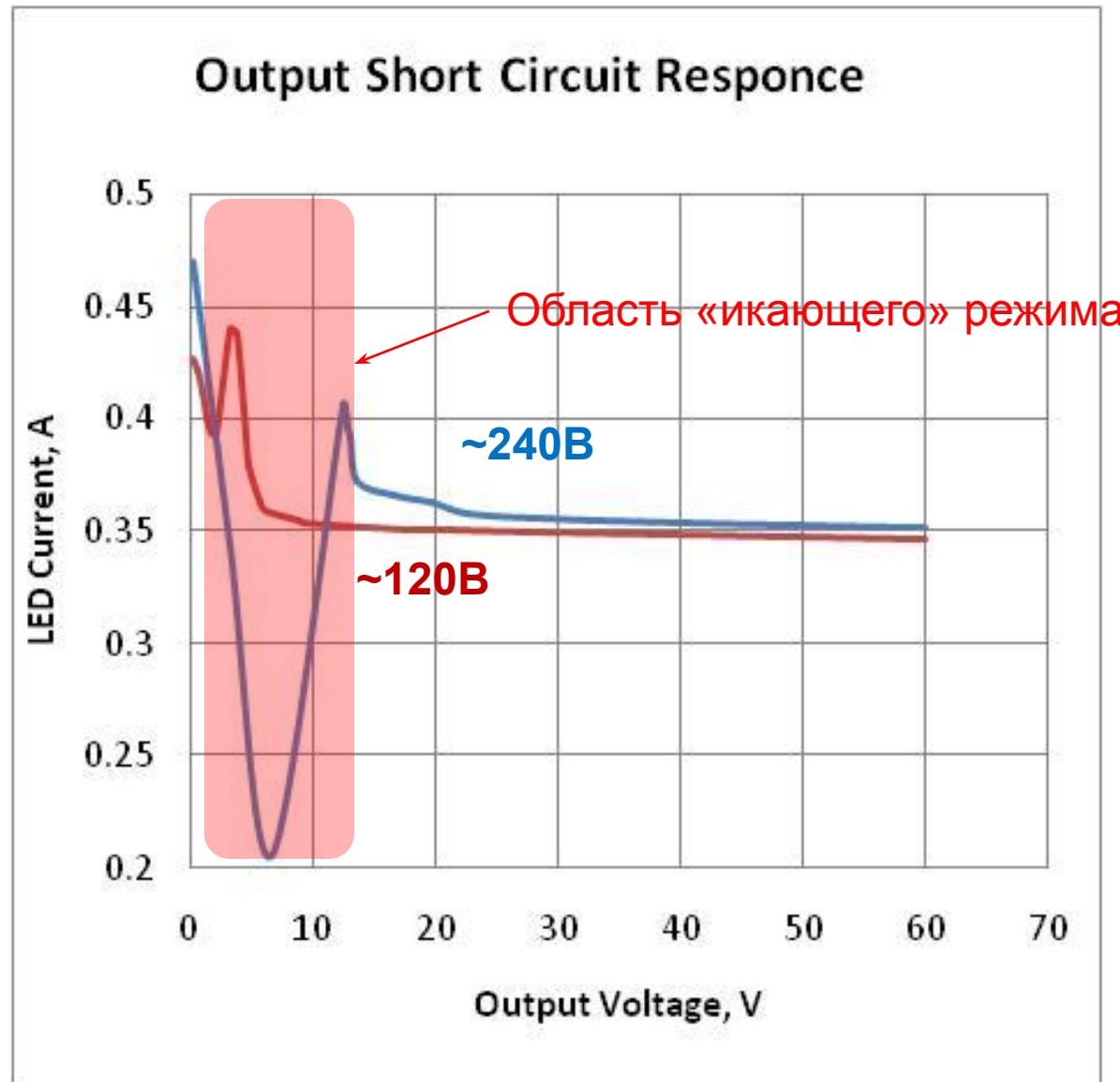


Выходная ВАХ HV996 I DBI

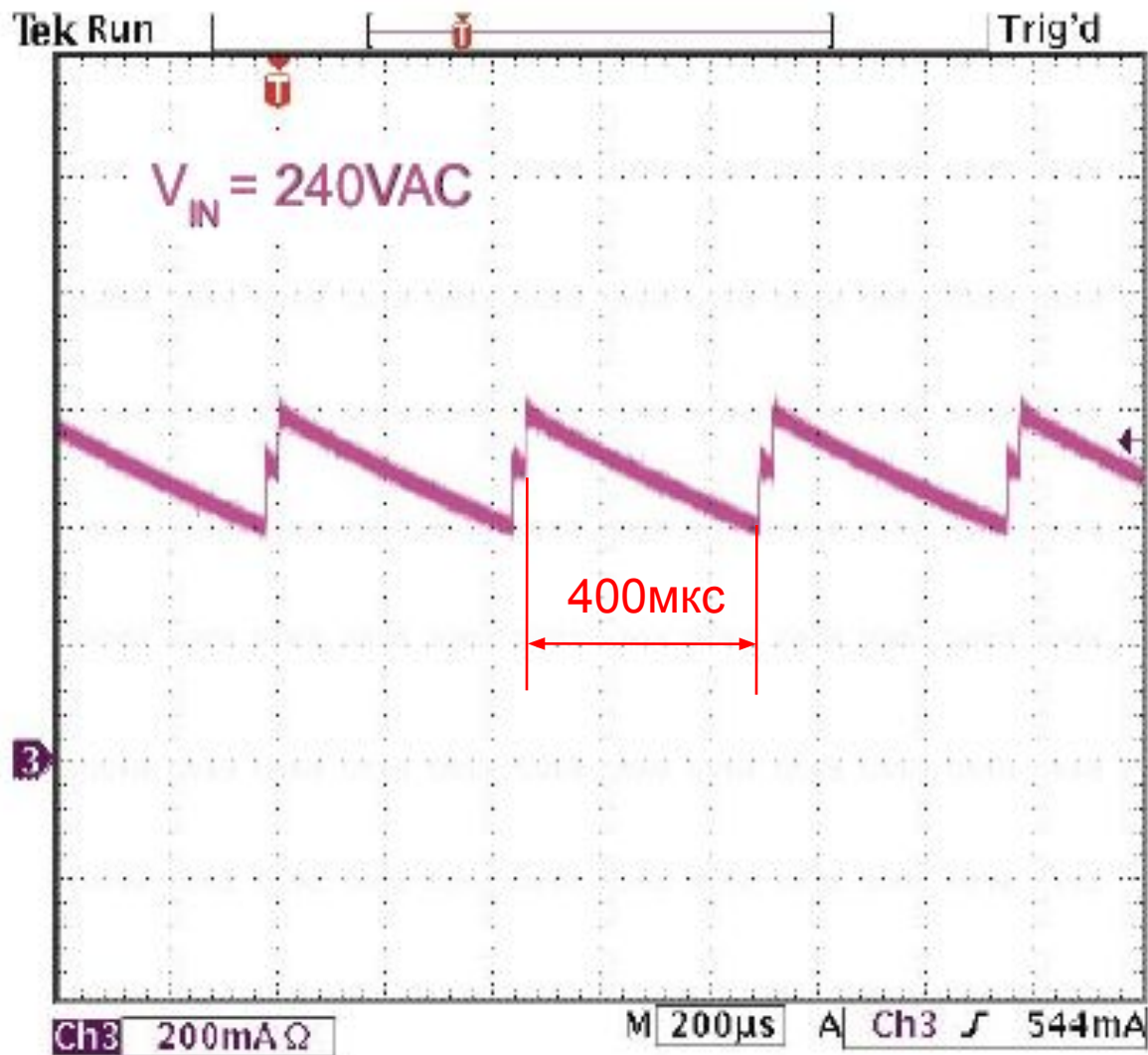
Current Regulation vs. LED String Voltage



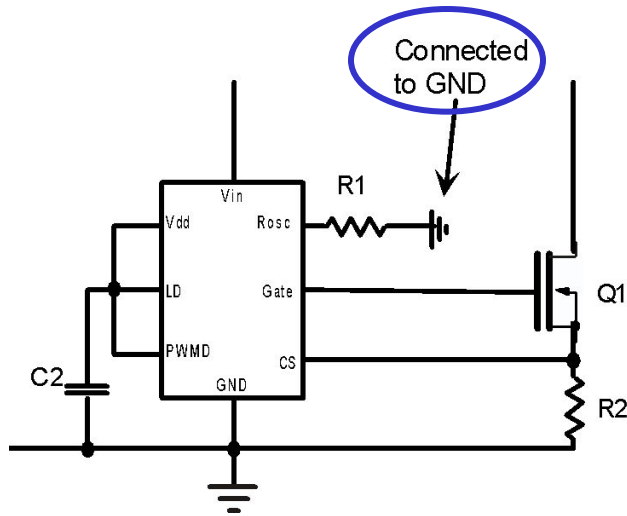
Выходная ВАХ с защитой от к/з



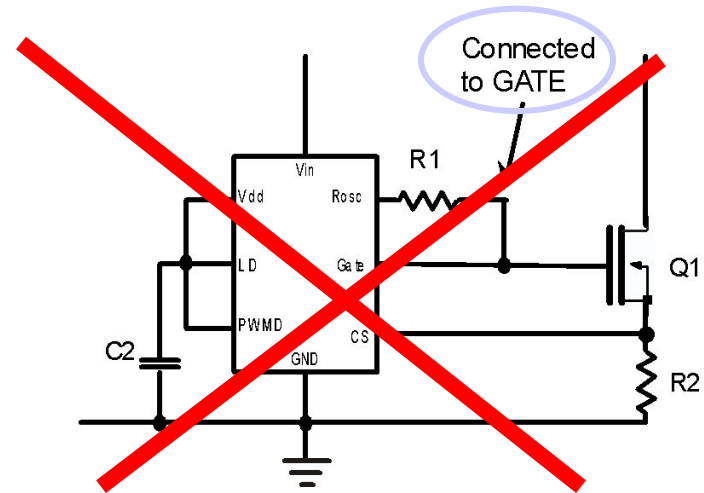
«Икающий» режим защиты от к/з



HV9961 – Constant T_{OFF} Only



Constant T_{OFF}



Not Supported

$$T_{OFF} = R1 \cdot C_{eff} + \tau_d$$

where $C_{eff} = 40pF$ and $\tau_d = 300ns$

HV9961 vs. HV9910B - Резюме

| Характеристика | HV9910B | HV9961 |
|----------------------------------|---|--|
| Режим с постоянной частотой | Резистор между RT и GND | Не предусмотрен |
| Режим с постоянным t_{OFF} | Резистор между RT и GATE | Резистор между RT и GND (корректировка номинала при переходе к HV9961) |
| Пороговое опорное напряжение, мВ | 250 или V_{LD} (пиковое) | 275 или $V_{LD}/5,5$ (усредненное) |
| Разброс опорного напряжения | 10% | Авто-калибровка |
| Разброс тока светодиодов | Зависит от разброса индуктивности и частоты | Не зависит от разброса индуктивности и частоты |

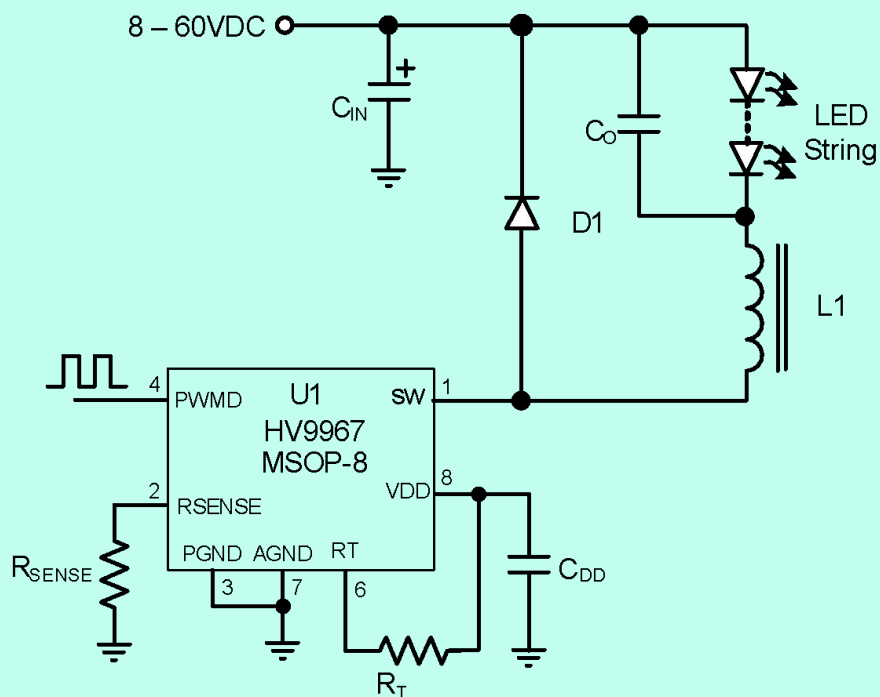
HV9961 vs. HV9910B - Резюме

| Характеристика | HV9910B | HV9961 |
|--|--|-------------------|
| Стабилизация тока светодиодов | Неудовлетворительная во многих случаях, ток светодиодов зависит от входного и выходного напряжений | Отличная |
| Диапазон напряжения на LD | 0–250 мВ | 0,2(0,15) – 1,5 В |
| Остаточный ток светодиодов при $V_{LD} = GND$, мВ | 5% (тип.) от I_{LED} при $V_{LD} = 250$ | 0 |
| Порог защиты от короткого замыкания, мВ | Не предусмотрен | 440 |
| Пауза после срабатывания защиты, мкс | Не предусмотрена | 400 |
| Min длительность t_{ON} , нс | 465 | 1000 |
| Мах коэфф. заполнения | 0,5 (пост. част.), 0,8 (пост. t_{OFF}) | 0,75 |

ПРЕИМУЩЕСТВА HV996 I:

- ПРОСТОТА СХЕМНОГО РЕШЕНИЯ
- УВЕЛИЧЕНИЕ ЯРКОСТИ СВЕТОДИОДОВ ЗА СЧЕТ ТОЧНОСТИ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА ($\pm 3\%$)
- СОВМЕСТИМОСТЬ ЦОКОЛЁВКИ С HV9910
- ШИМ РЕГУЛИРОВКА ТОКА
- ЛИНЕЙНАЯ РЕГУЛИРОВКА ТОКА
- НИЗКАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ К РАЗБРОСУ ЧАСТОТЫ
- НИЗКАЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ К РАЗБРОСУ ИНДУКТИВНОСТИ

HV9967: 350mA драйвер со встроенным ключом на 60В 0.8Ω



Характеристики

- Скоростная стабилизация выходного тока
- Питание через сток выходного транзистора
- Внешняя установка длительности разомкнутого состояния ключа
- Внешняя установка тока светодиодов
- Широтно-импульсная регулировка яркости
- «Икающая» защита от K/3
- Защита от перегрева
- Рабочая температура -40C /+125C
- Миниатюрный корпус MSOP-8

Установки режимов в HV9967

Ток светодиодов:

$$I_{LED} = \frac{0.25V}{R_{CS}} \pm 3\%$$

Длительность T_{OFF} :

$$T_{OFF} = R_T \cdot 80 pF + 0.8 \mu s$$

(R_T устанавливается между выводами R_T и VDD .)

При выборе значения T_{OFF} необходимо исходить из минимально возможного $T_{ON} = 800 ns (max)$:

$$T_{OFF(min)} = T_{ON(max)} \cdot \frac{V_{OUT(min)}}{V_{IN(max)}}$$

Выводы $AGND$ и $PGND$ необходимо соединить при монтаже.
Конденсатор между VDD и $PGND$ $0.5 \mu F (min)$.

Индуктивность дросселя:

$$L1 = \frac{V_{OUT(max)} \cdot T_{OFF}}{0.4 \cdot I_{LED}}$$

Упрощенная блок-диаграмма HV9967

Защита от перегрева

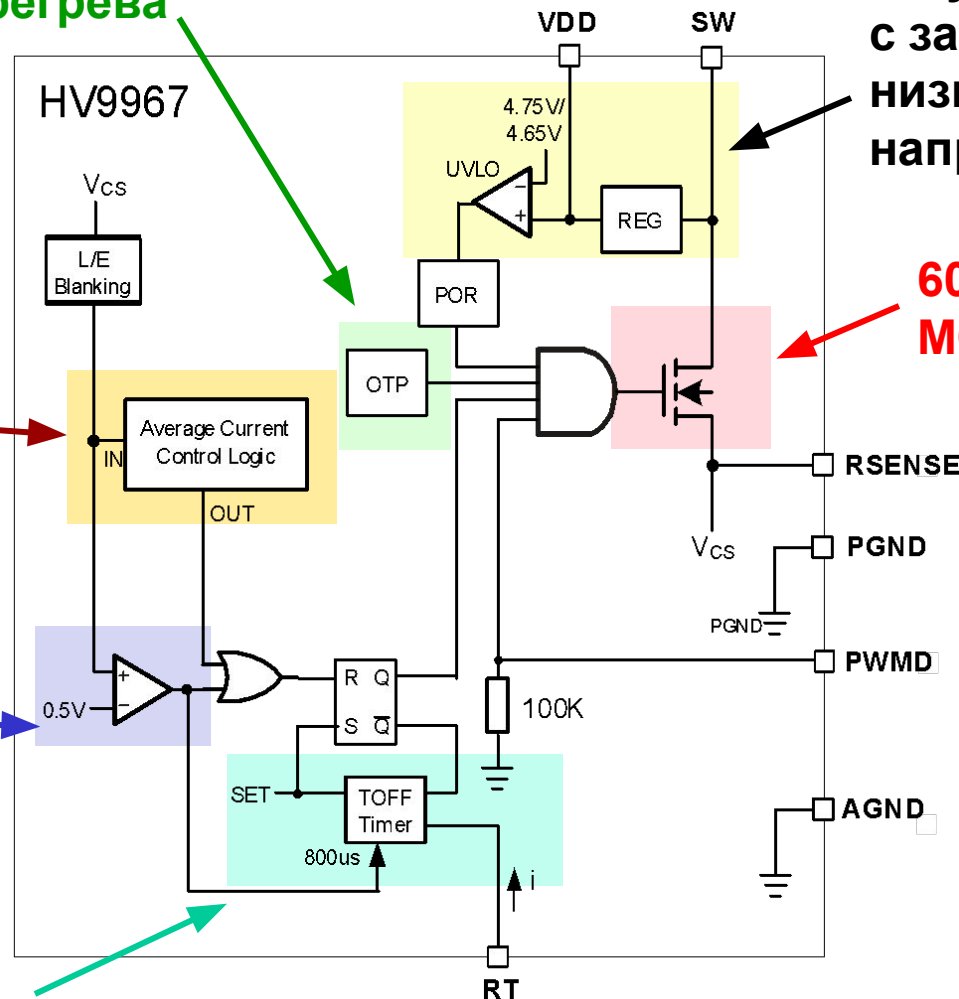
Регулятор 5В с защитой от низкого напряжения

Основной функциональный блок стабилизации Аналогичный HV9961

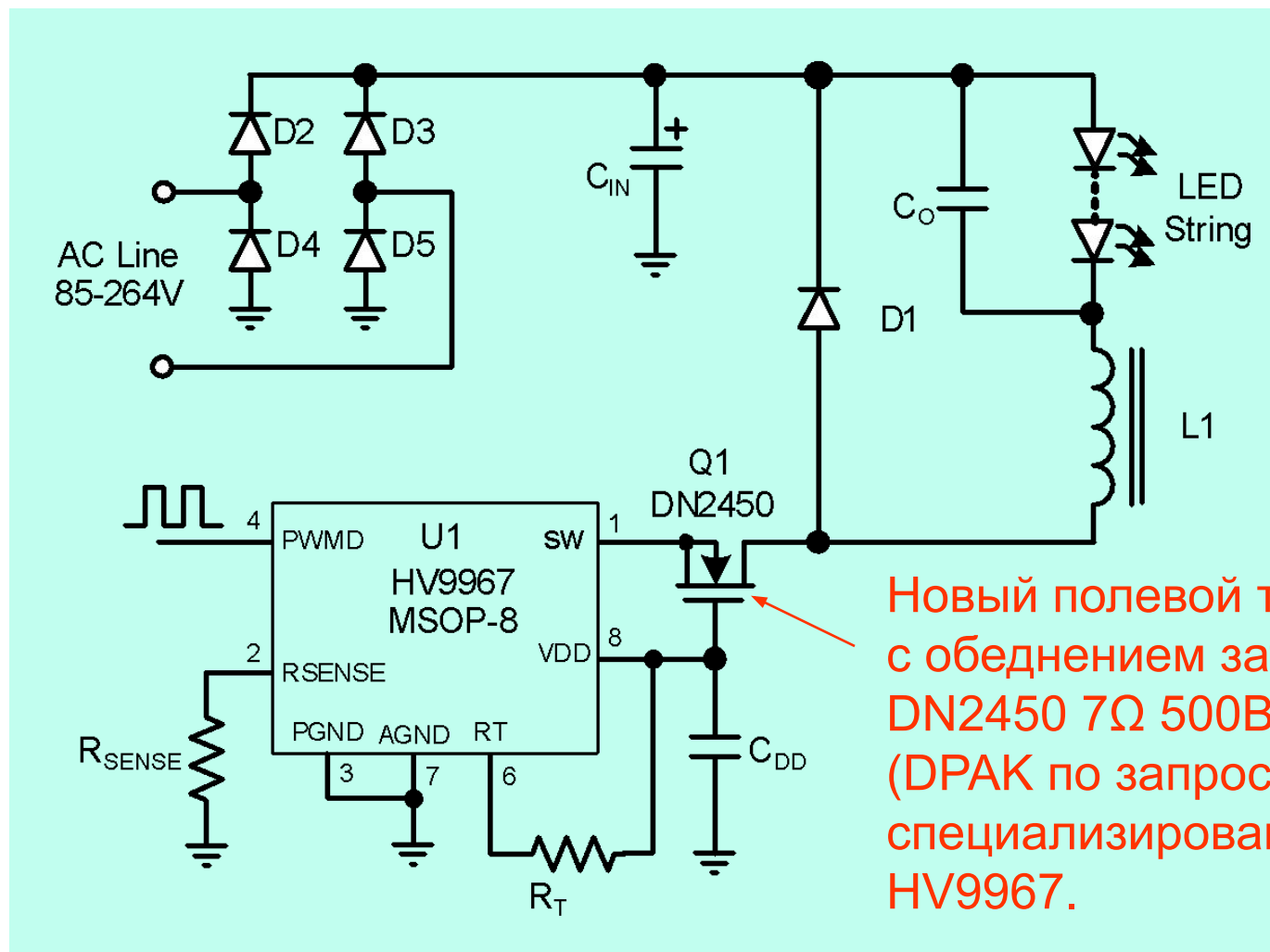
60В 0,8Ω MOSFET

Защита от К/З

Таймер разомкнутого состояния ключа и «икающего» режима

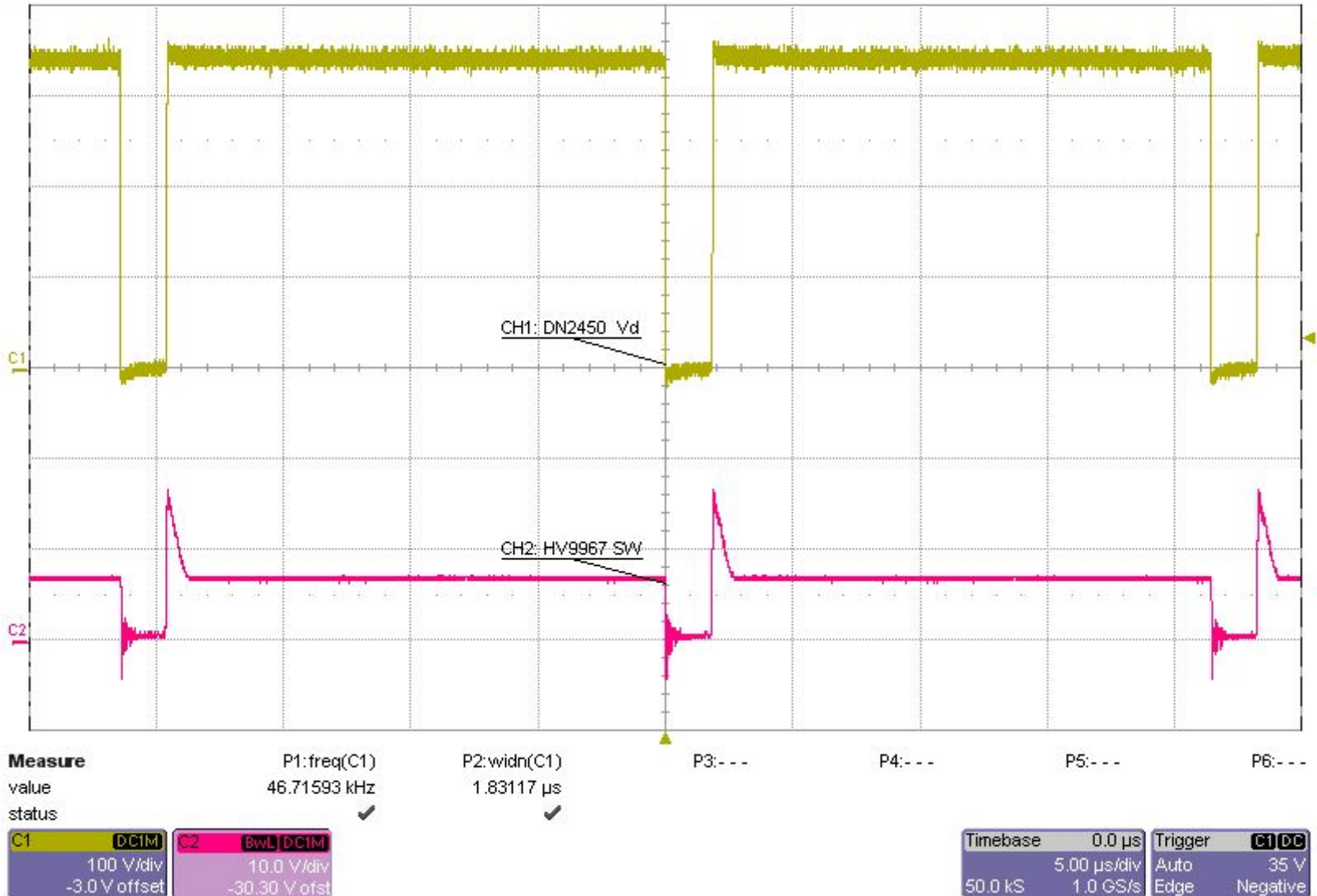


HV9967: Каскодное соединение с DN2450

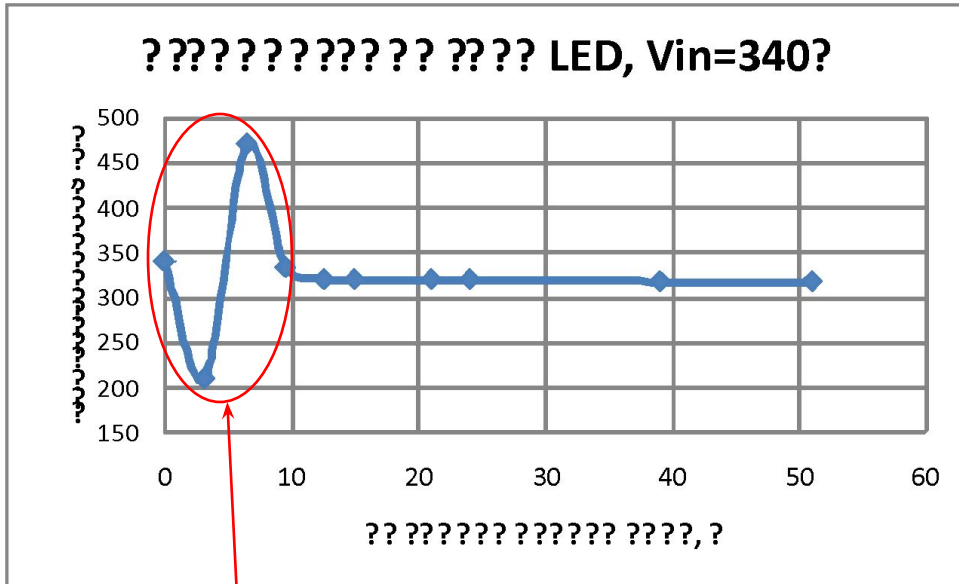


Новый полевой транзистор с обеднением затвора DN2450 7Ω 500V SOT-89 (DPAK по запросу) специализирован для HV9967.

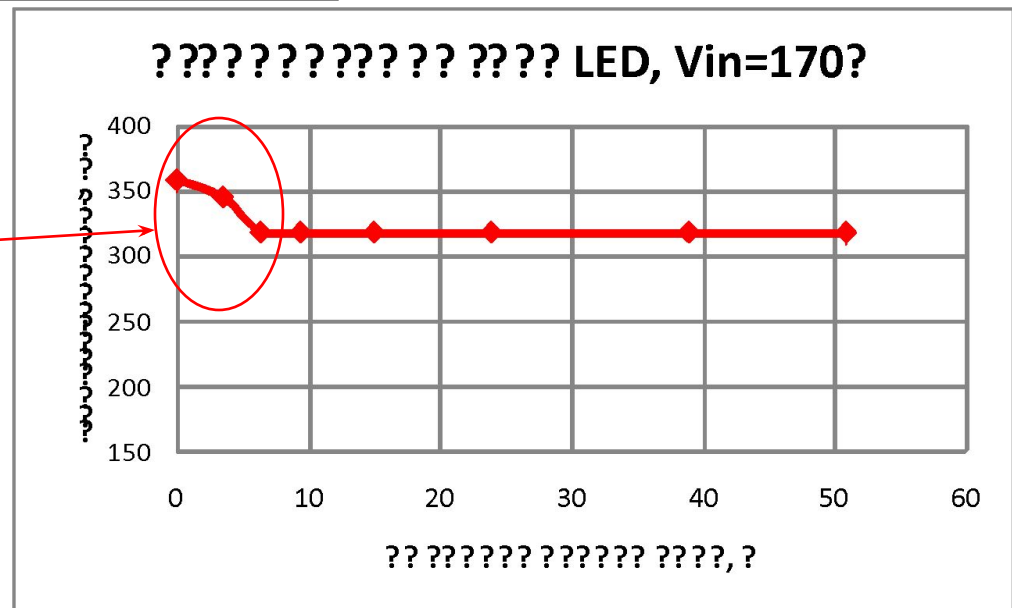
Управление QI по истоку



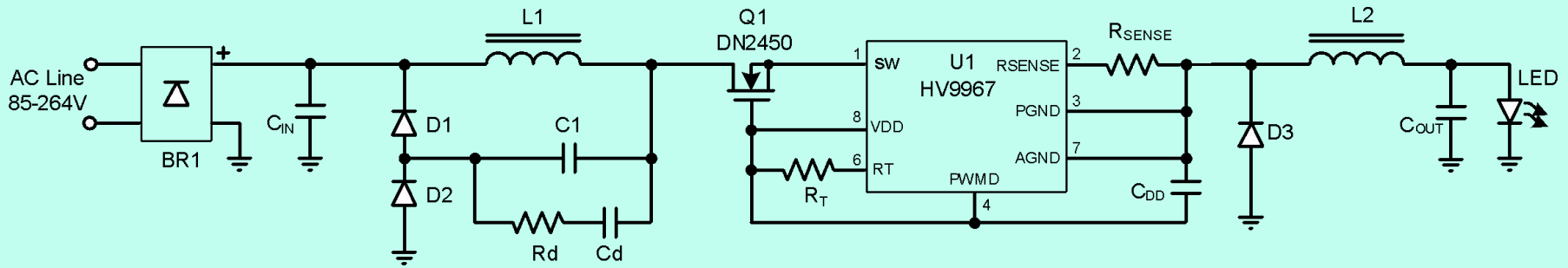
Стабилизация тока светодиода



Режим
«икающей»
защиты



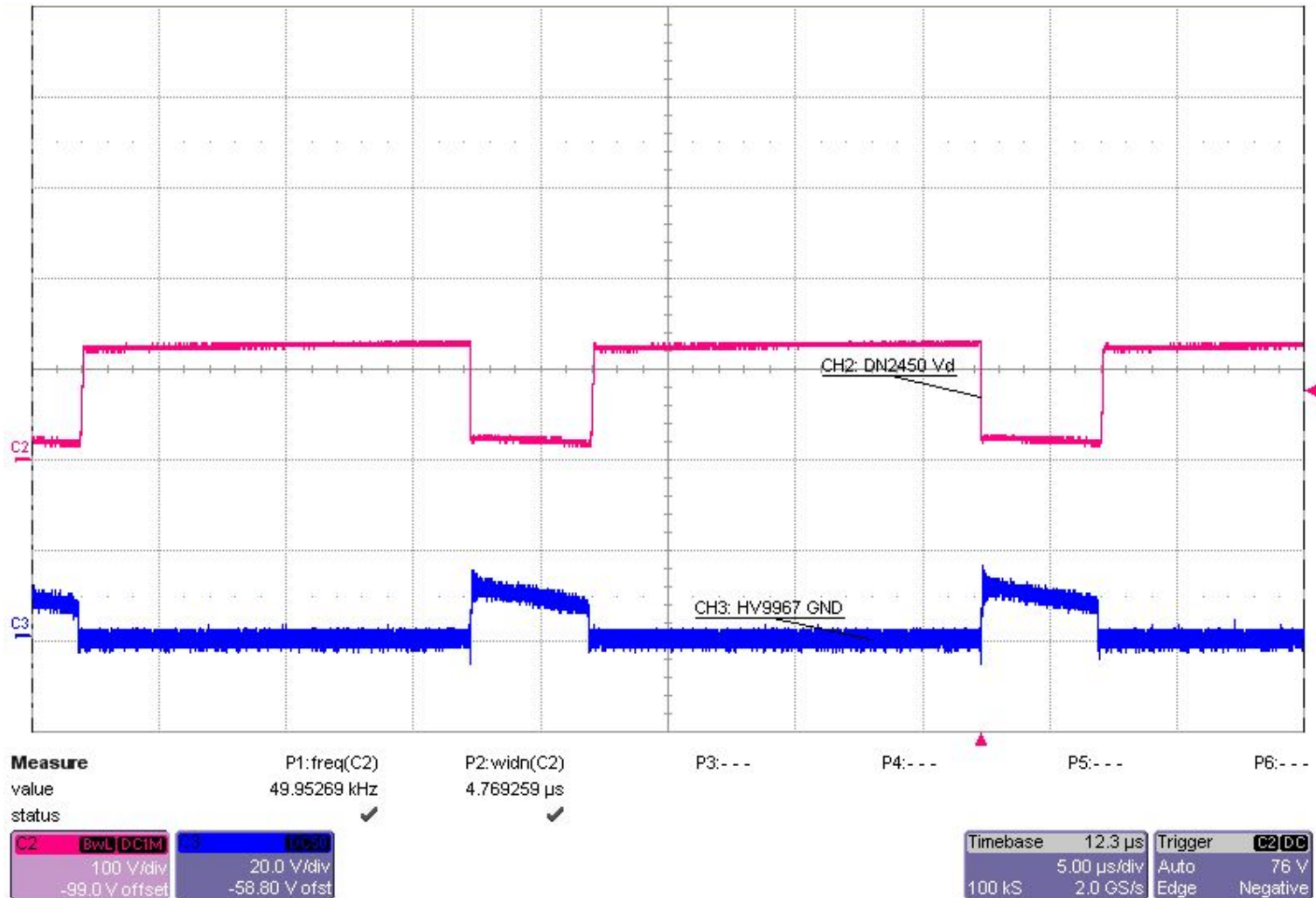
HV9967: Квадратичный понижающий преобразователь



- HV9967 не требует внешнего источника питания VDD и может быть использован под «плавающим» потенциалом;
- Квадратичный понижающий преобразователь обеспечивает высокий коэффициент преобразования напряжения $m = V_{OUT}/V_{IN}$ (например возможно включение 1 светодиода 3В/350mA от сети).

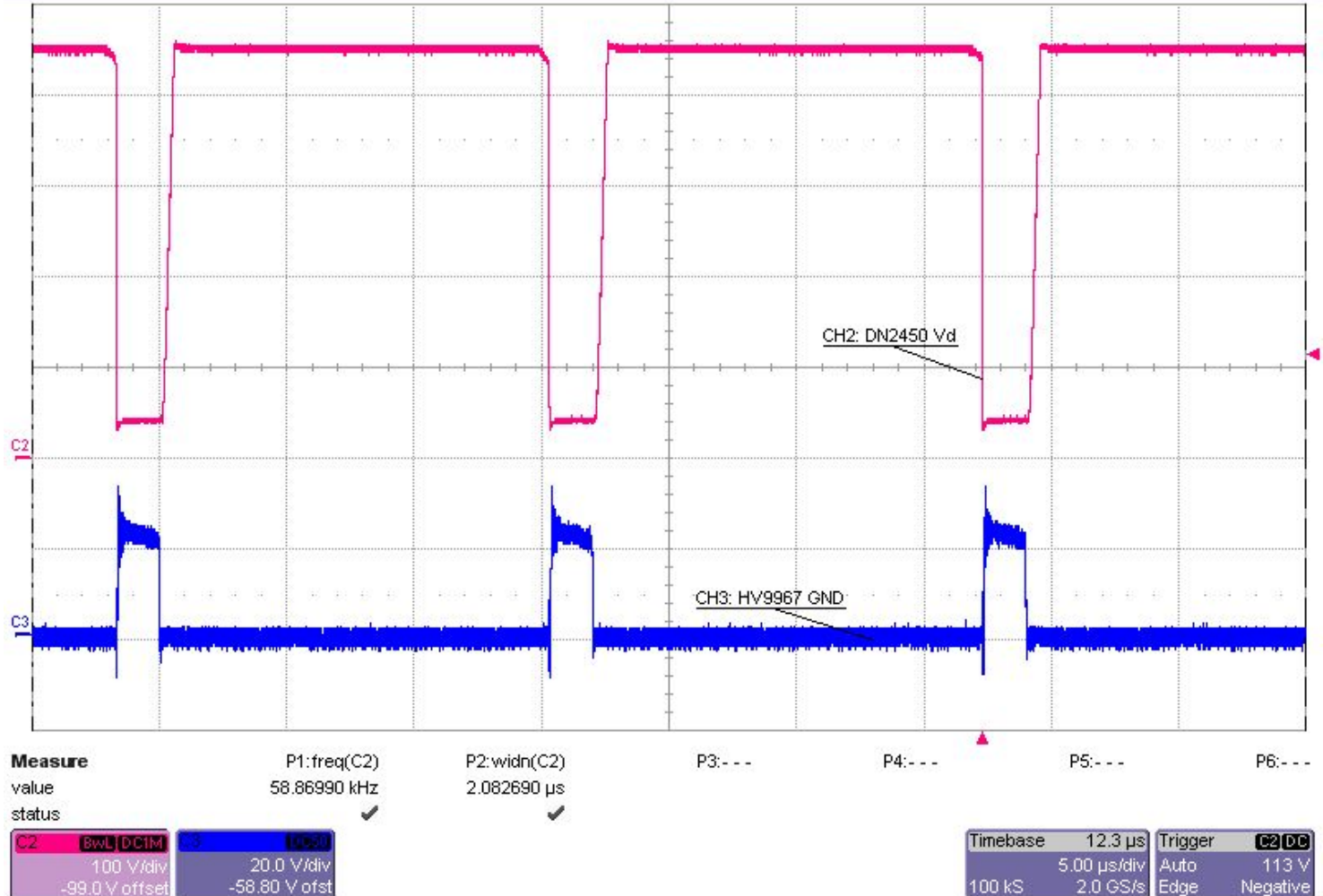
Напряжение на входе (Vd) и выходе (GND) ключа

$$V_{IN}=100\text{В}, V_O=3\text{В}/300\text{мА}$$



Напряжение на входе (Vd) и выходе (GND) ключа

$$V_{IN}=400\text{В}, V_O=3\text{В}/300\text{мА}$$



Режимы по постоянному току

Коэффициент преобразования напряжения: $m = \frac{V_O}{V_{IN}} = D^2$

Предполагаем $V_{IN} = 100 \sim 400V$, $V_O = 2.8 \sim 3.5V$, $I_O = 350mA$:

$$D_{\min} = \sqrt{\frac{V_{O(\min)} + 0.7V}{V_{IN(\max)}}} = 0.094 \quad D_{\max} = \sqrt{\frac{V_{O(\max)} + 0.7V}{V_{IN(\min)}}} = 0.205$$

Выбранное T_{OFF} должно превышать:

$$T_{OFF(\min)} = T_{ON(\min)} \cdot \frac{1 - D_{\min}}{D_{\min}} = 7.71\mu s$$

Выбираем $T_{OFF} = 15\mu s$. Тогда индуктивности дросселей:

$$L1 = \frac{V_{IN(\max)} \cdot T_{OFF}}{2I_O} = 8.6mH \quad L2 = \frac{(V_O + 0.7V) \cdot T_{OFF}}{0.4 \cdot I_O} = 450\mu H$$

Дроссель L2 должен быть рассчитан на ток $1.2 \cdot I_O = 0.42A$, а L1 – на ток $D_{\max} \cdot I_O = 72mA$. Заметим, что насыщение L1 не приводит к аварийному режиму ввиду запираания диода D2.

Полупроводниковые элементы

Диоды D1 и D2 должны быть рассчитаны на обратное напряжение V_r , равное максимальному входному напряжению $V_{IN(max)}$. Обратное напряжение на диоде D3 вообще говоря равно напряжению на C1:

$$V_{C(max)} = \sqrt{V_{O(max)} \cdot V_{IN(max)}} = 41V$$

Однако, необходим определенный запас по напряжению на D3, связанный с выбросом напряжения на выходе GND U1 в результате перераспределения заряда между паразитными емкостями по входу и выходу каскода.

Максимальное напряжение Q1 в выключенном состоянии HV9967 равно:

$$V_{DS(max)} = V_{IN(max)} + V_{C(max)} - V_{GS(OFF)(min)} = 440V$$

Эквивалентная схема (без демпфирования)

Передаточная функция разомкнутой петли:

$$G(s) = \frac{1 - s \cdot \frac{L1 \cdot I_o}{Vg}}{1 + s^2 \cdot L1 \cdot C1}$$

Коэффициент по постоянному напряжению равен:

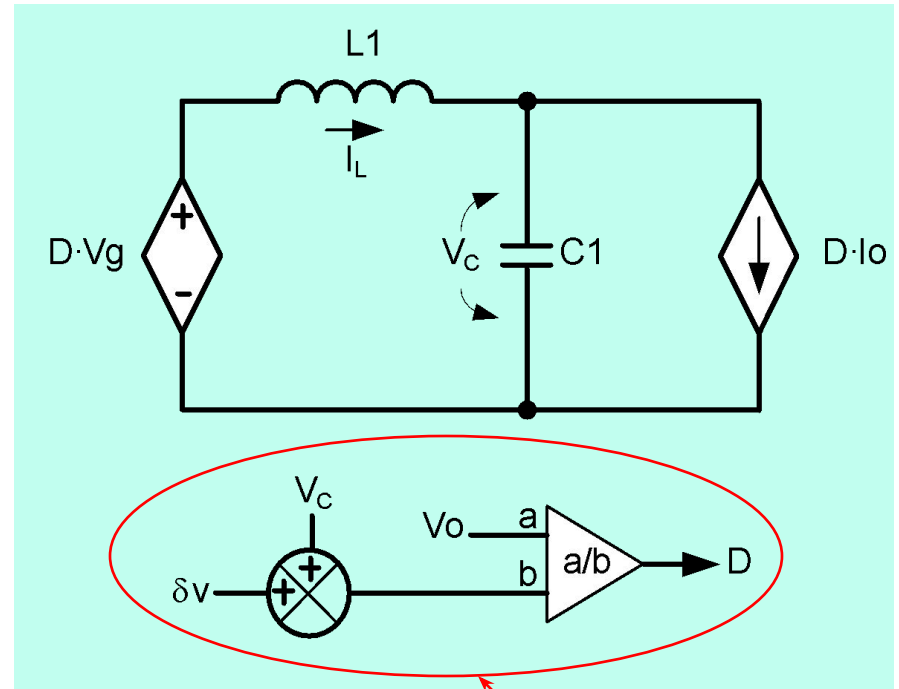
$$G(0) = 1$$

Резонансный полюс:

$$\omega_o = \left(\sqrt{L1 \cdot C1}\right)^{-1}$$

Ноль в правой комплексной полуплоскости (RHPZ):

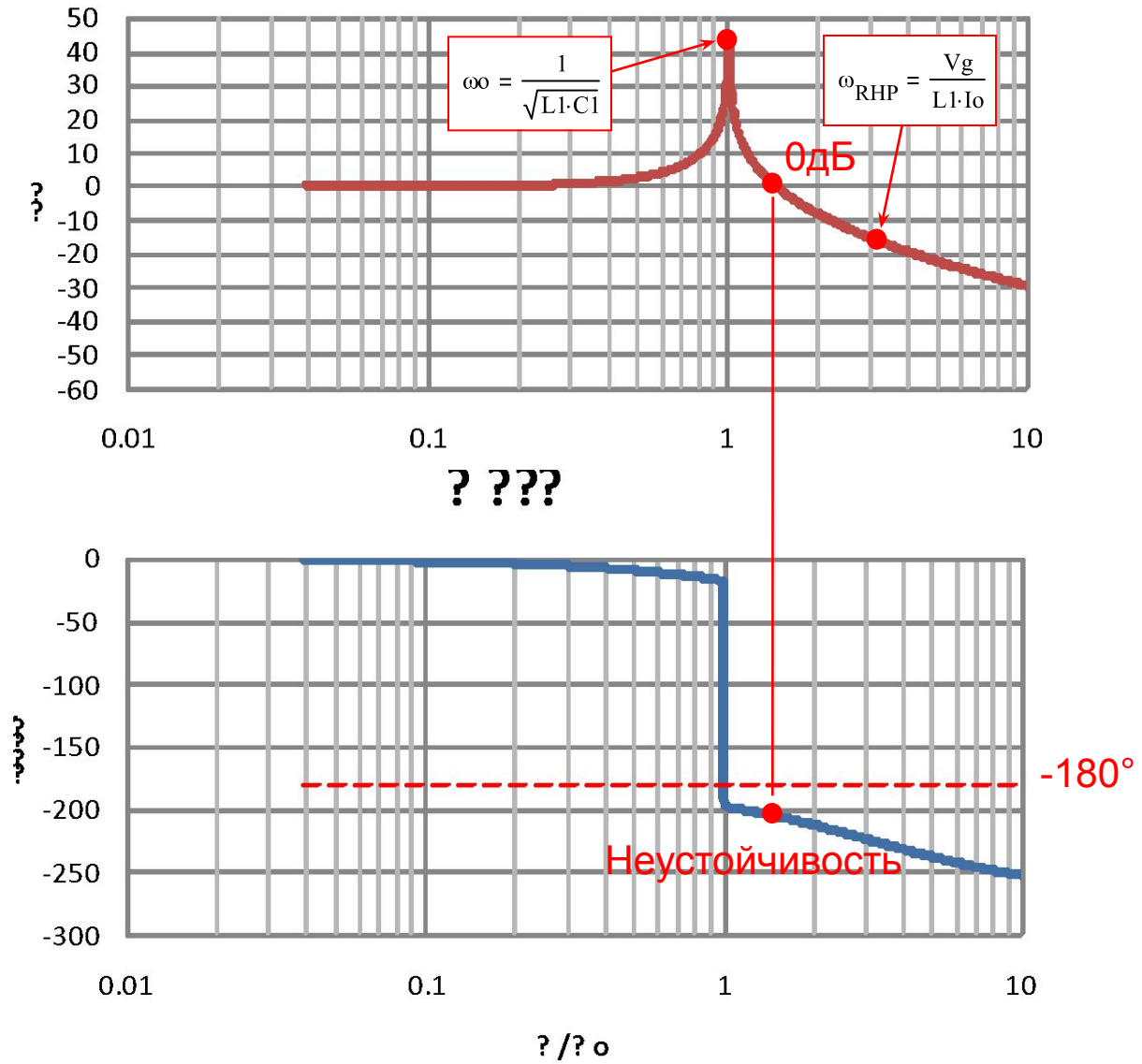
$$\omega_{RHP} = \frac{Vg}{L1 \cdot I_o}$$



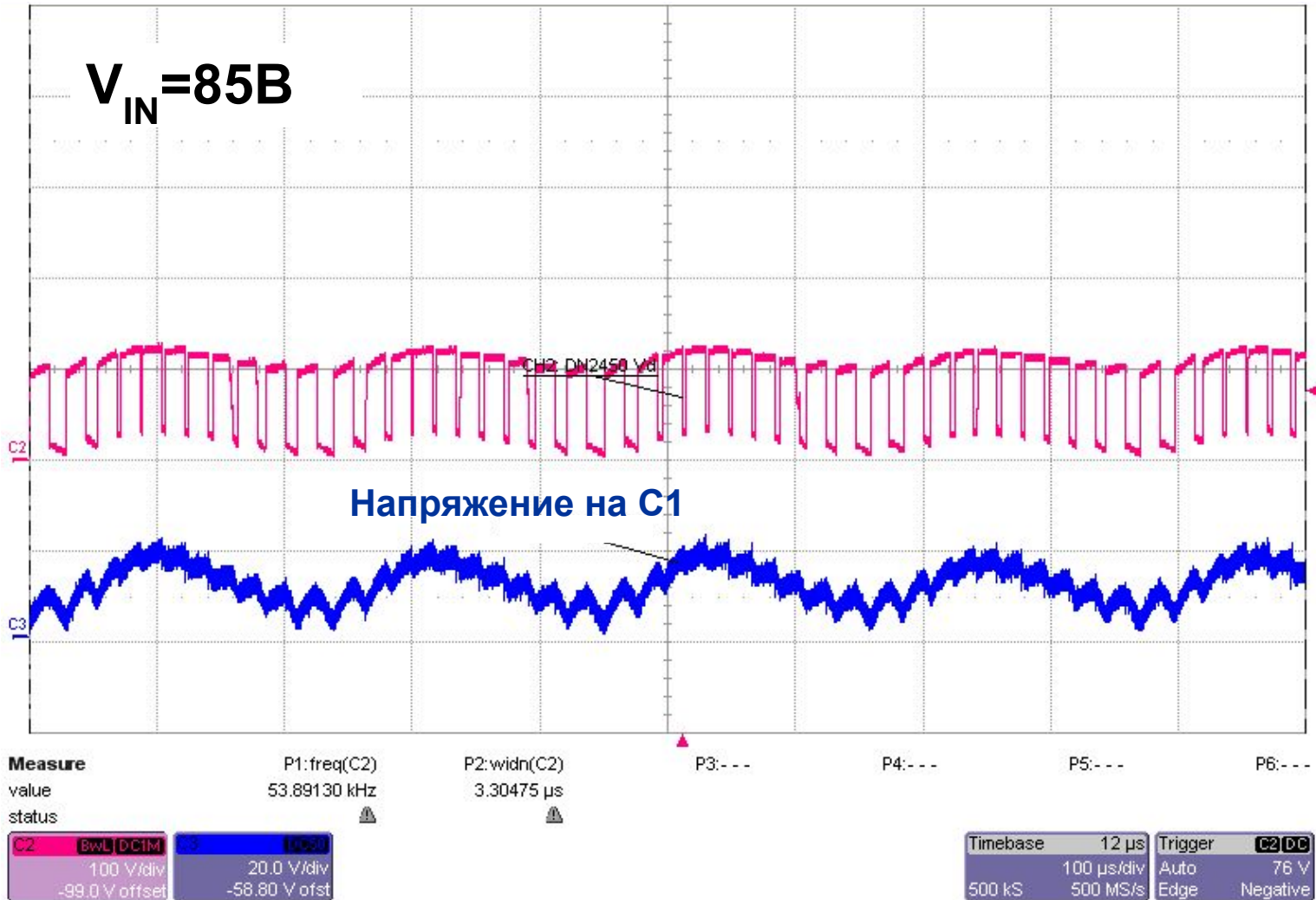
$$D = \frac{V_o}{V_c + \delta v}$$

ЛАФЧХ без демпфирования

???? ? ?????????????????



Неустойчивость при низком входном напряжении



Эквивалентная схема (с демпфированием)

Передаточная функция разомкнутой петли:

$$G(s) = \frac{1 - s \cdot \frac{L1 \cdot I_o}{Vg}}{1 + s \cdot \frac{L1}{Rd} \cdot \frac{n+1}{n} + s^2 \cdot L1C1}$$

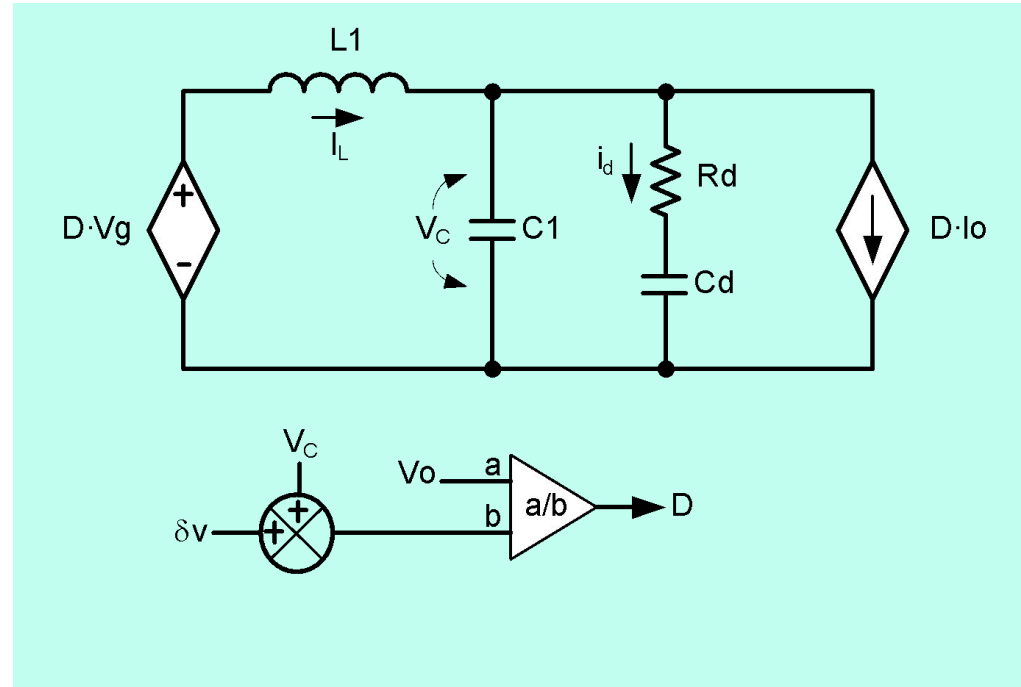
где $n = \frac{Cd}{C1} = 4$

Полагаем коэф. затухания:

$$\zeta = \frac{n+1}{n} \cdot \frac{1}{2 \cdot Rd} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} = \frac{1}{2} \quad (\text{критическое демпфирование})$$

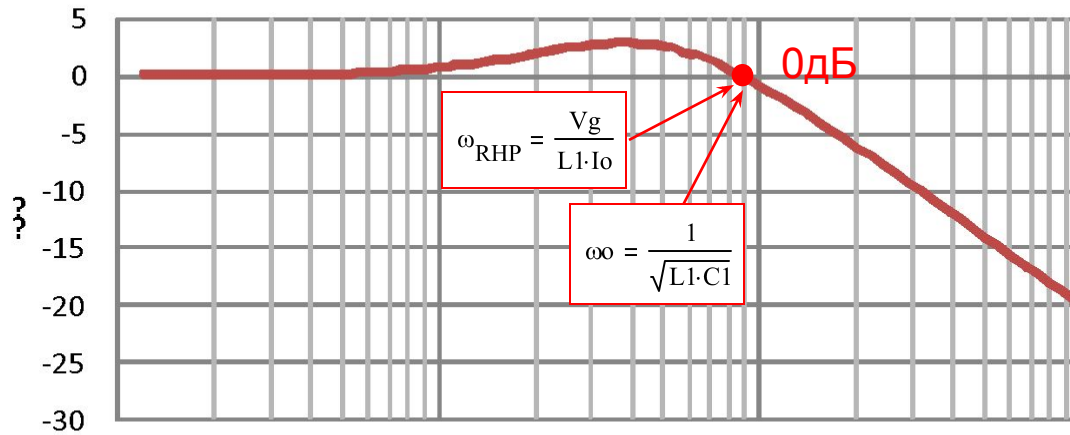
Полагаем также: $\omega_{RHP} = \omega_O$

Тогда: $C1 = \frac{L1 \cdot I_o^2}{Vg^2} = 0.1 \mu F$ $Rd = \frac{n+1}{n} \cdot \sqrt{\frac{L1}{C1}} = 367 \Omega$ $Cd = n \cdot C1 = 0.4 \mu F$

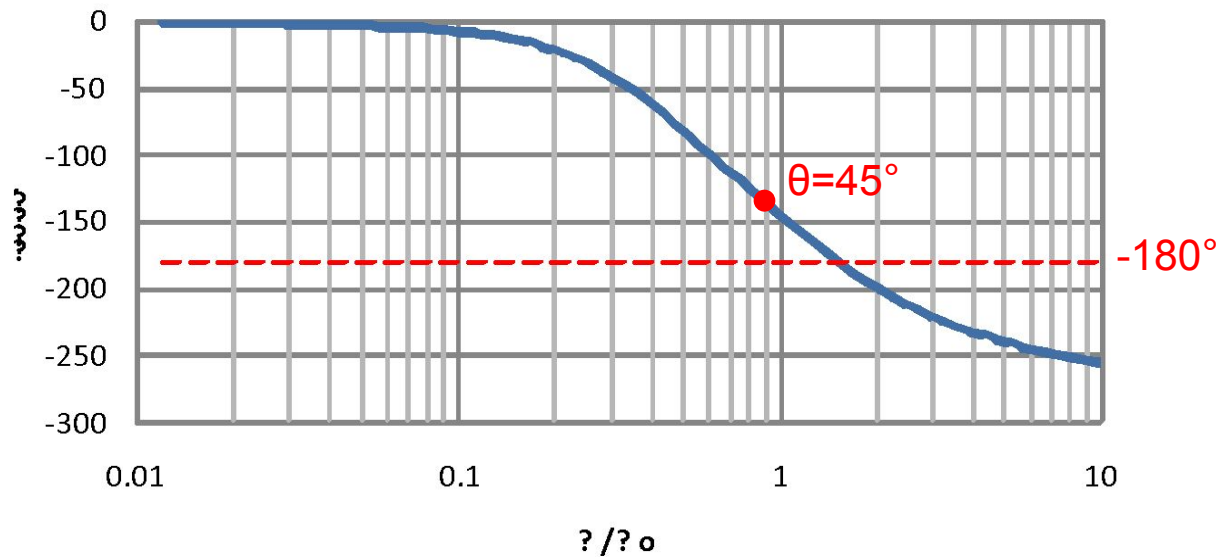


ЛАФЧХ с демпфированием СІ

???? ? ??????????????????



? ???



ПРЕИМУЩЕСТВА HV9967:

- ПРЕДЕЛЬНАЯ ПРОСТОТА СХЕМНОГО РЕШЕНИЯ
- ВЫСОКАЯ ТОЧНОСТЬ СТАБИЛИЗАЦИИ ТОКА
- МНОГООБРАЗИЕ СХЕМ ПРИМЕНЕНИЯ:
 - ✓ Низковольтный (60В) понижающий преобразователь;
 - ✓ Каскодное соединение с DN2450 до 500В;
 - ✓ Квадратичный конвертер
- ЗАЩИТА ОТ ПЕРЕГРЕВА
- ЗАЩИТА ОТ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ
- ШИМ РЕГУЛИРОВКА ТОКА
- МИНИАТЮРНЫЙ КОРПУС MSOP-8