

МИКРОСХЕМЫ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ  
1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5,  
1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4,  
1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4

**Руководство пользователя**

## Содержание

1 Введение .....	3
2 Назначение .....	4
2.1 Основные функциональные особенности микросхем .....	4
2.2 Конструктивные характеристики микросхем .....	4
2.3 Электрические характеристики микросхем .....	7
3 Структурная схема и описание работы микросхем .....	13
3.1 Назначение выводов микросхем .....	16
4 Информация по применению микросхем .....	21
5 Пример разработки комбинированного источника питания .....	24
5.1 Силовой повышающий каскад ККМ .....	24
5.2 Емкость конденсатора повышающего преобразователя .....	25
5.3 Выбор силового ключа .....	25
5.4 Выбор диода повышающего преобразователя .....	27
5.5 Ограничитель пикового тока .....	27
5.6 Умножитель .....	28
5.7 Петля контроля тока ККМ .....	32
5.8 Петля контроля напряжения ККМ .....	33
5.9 Расчет элементов двухтактного понижающего преобразователя .....	36
5.9.1 Коэффициент трансформации трансформатора .....	36
5.9.2 Выходная индуктивность .....	37
5.9.3 Выходной конденсатор .....	37
5.9.4 Резистор датчика тока понижающего преобразователя .....	38
5.10 Плавный запуск .....	39
5.11 Компенсация наклона .....	39
5.12 Контур управления .....	40

## 1 Введение

Настоящее техническое описание содержит описание принципа работы и технические характеристики микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4, а также пример разработки AC-DC источника питания. AC-DC источника питания состоит из двух каскадов: корректора коэффициента мощности (ККМ) и понижающего преобразователя напряжения.

Микросхемы содержат две функциональные части: корректор коэффициента мощности и схему ШИМ-контроллера однотактного преобразователя напряжения. Синхронизация этих частей обеспечивается автоматически, так как ШИМ-контроллер и ККМ используют один и тот же генератор. Выходные драйверы микросхем обеспечивают высокую скорость нарастания и большой импульсный выходной ток  $\pm 1$  А для управления затвором внешнего полевого транзистора.

Схема ККМ имеет вход датчика тока, предназначенный для измерения тока, протекающего через силовой ключ или трансформатор, для уменьшения коммутационного тока и рассеиваемой мощности на транзисторе.

ШИМ-контроллер также имеет вход датчика тока для ограничения тока и длительности рабочего цикла однотактного преобразователя напряжения.

Необходимость применения ККМ в составе источников вторичного питания переменного тока определяется требованиями к электромагнитной совместимости (ЭМС) вторичных источников питания (ВИП) с сетью.

## **2 Назначение**

Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 предназначены для построения преобразователей АС-DC типа с функцией КKM.

### **2.1 Основные функциональные особенности микросхем**

- схема КKM с управлением по среднему значению импульсного тока;
- схема ШИМ-контроллера с управление по пиковому току;
- два выходных драйвера управления внешними МОП-транзисторами;
- внутренний источник опорного напряжения;
- программируемый тактовый генератор;
- синхронизация включения понижающего преобразователя с программируемым плавным запуском;
- защита от пониженного и повышенного напряжения питания.

### **2.2 Конструктивные характеристики микросхем**

Микросхемы 1396EY074, 1396EY07A4, 1396EY07B4, 1396EY07C4 выполнены в металлополимерных корпусах 4321.20-Е, микросхемы 1396EY075, 1396EY07A5, 1396EY07B5, 1396EY07C5 выполнены в металлокерамических корпусах МК 5121.20-А, микросхемы 1396EY07H4, 1396EY07AH4, 1396EY07BH4, 1396EY07CH4 выпускаются в бескорпусном исполнении.

Масса микросхем в корпусах 4321.20-Е и 5121.20-А – не более 1,0 г.

Условное графическое обозначение микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 приведено на рисунке 2.1.

Функциональное назначение выводов приведено в таблице 2.1.

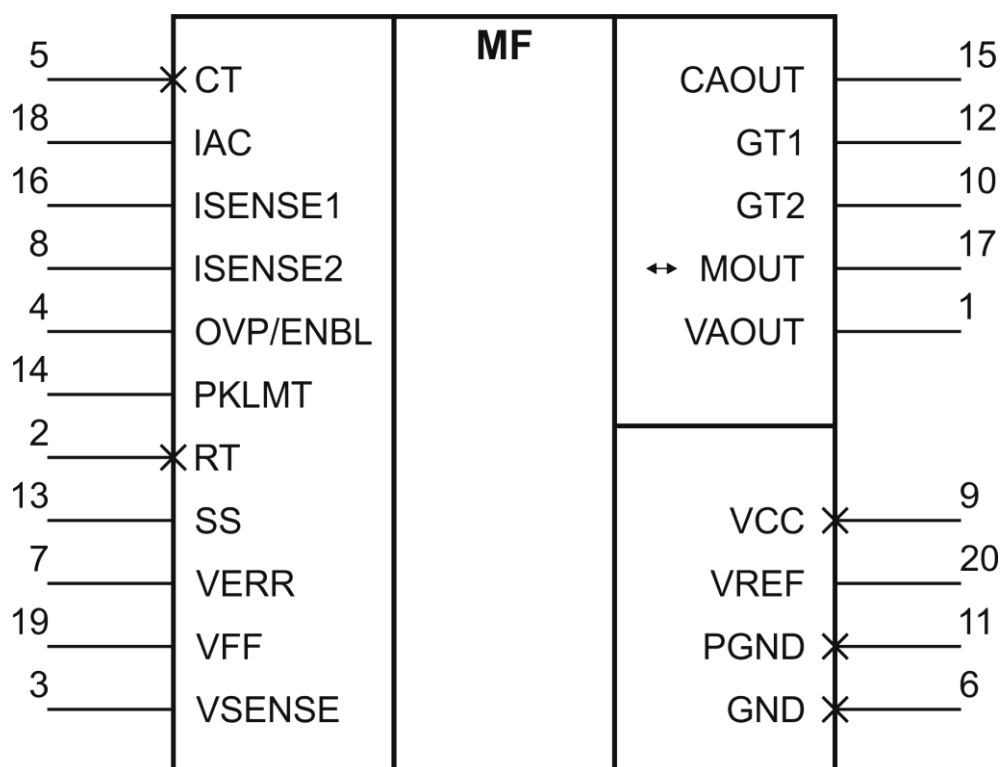


Рисунок 2.1 – Условное графическое обозначение микросхем

Т а б л и ц а 2.1 – Функциональное назначение выводов микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4

Номер вывода	Обозначение вывода	Тип вывода	Функциональное назначение вывода
1	VAOUT	О	Выход усилителя ошибки ККМ
2	RT	–	Вывод подключения времязадающего резистора
3	VSENSE	I	Инвертирующий вход усилителя ошибки ККМ
4	OVP/ENBL	I	Защита от перенапряжения на входе/вход включения микросхемы
5	CT	–	Вывод подключения времязадающего конденсатора
6	GND	–	Общий вывод
7	VERR	I	Вход обратной связи ШИМ
8	ISENSE2	I	Вход датчика тока ШИМ
9	VCC	–	Вывод питания ШИМ
10	GT2	О	Выход драйвера
11	PGND	–	Силовая земля
12	GT1	О	Выход драйвера ККМ
13	SS	I	Вход плавного запуска ШИМ
14	PKLMT	I	Вход установки тока ограничения ККМ
15	CAOUT	О	Выход усилителя тока ККМ
16	ISENSE1	I	Вход датчика тока ККМ
17	MOUT	I/O	Инвертирующий вход усилителя, выход умножителя ККМ
18	IAC	I	Токовый вход умножителя ККМ
19	VFF	I	Вход среднеквадратичной обратной связи
20	VREF	О	Выход источника опорного напряжения
Примечание – В графе «Тип вывода»: I – вход, О – выход, I/O – вход/выход.			

### 2.3 Электрические характеристики микросхем

Электрические характеристики микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 при приемке и поставке приведены в таблице 2.2.

Значения предельно допустимых электрических режимов эксплуатации в диапазоне рабочих температур приведены в таблице 2.3.

Термины, определения, сокращения и буквенные обозначения параметров – по ОСТ В 11 0998–99, ГОСТ Р 57435–2017 и ГОСТ Р 57441–2017.

Термины, определения и буквенные обозначения параметров, неустановленные действующими стандартами, представлены в приложении А.

Т а б л и ц а 2.2 – Значения электрических параметров микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 при приемке и поставке

Наименование параметра, единица измерения	Буквенное обозначение параметра	Норма		Темпера- тура среды, °С
		не менее	не более	
1	2	3	4	5
<b>Ток потребления</b>				
1 Ток потребления в состоянии «Выключено», мкА	I <sub>ПОТ</sub> ВЫКЛ	–	500	–60 ± 3
		–	500	25 ± 10
		–	500	125 ± 5
2 Ток потребления, мА	I <sub>ПОТ</sub>	–	15	–60 ± 3
		–	15	25 ± 10
		–	15	125 ± 5

Продолжение таблицы 2.2

1		2	3	4	5
Защита по напряжению питания					
3 Напряжение срабатывания, В	1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH 4	U <sub>СРБ</sub>	15,4	16,6	-60 ± 3
			15,4	16,6	25 ± 10
			15,4	16,8	125 ± 5
	1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH 4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH 4		9,5	11,0	-60 ± 3
			9,7	10,8	25 ± 10
			9,5	11,0	125 ± 5
4 Напряжение отпускания, В 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4	U <sub>ОТП</sub>	9,0	–	-60 ± 3	
		9,4	–	25 ± 10	
		9,4	–	125 ± 5	
		9,4	–	125 ± 5	
5 Напряжение гистерезиса, В	1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH 4	U <sub>ГИСТ</sub>	5,7	–	-60 ± 3
			5,8	–	25 ± 10
			5,7	–	125 ± 5
	1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH 4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH 4		0,2	–	-60 ± 3
			0,3	–	25 ± 10
			0,2	–	125 ± 5



Продолжение таблицы 2.2

1	2	3	4	5
<b>Усилитель напряжения</b>				
6 Входное напряжение, В	$U_{ВХ}$	7,35	7,65	$-60 \pm 3$
		7,35	7,65	$25 \pm 10$
		7,30	7,65	$125 \pm 5$
7 Входной ток, нА	$I_{ВХ}$	–	200	$-60 \pm 3$
		–	200	$25 \pm 10$
		–	200	$125 \pm 5$
8 Коэффициент усиления, дБ	$K_{УС}$	47	–	$-60 \pm 3$
		50	–	$25 \pm 10$
		41	–	$125 \pm 5$
<b>Защита от перенапряжения корректора коэффициента мощности</b>				
9 Напряжение срабатывания, В	$U_{СРБ1}$	$U_{VREF+0,4}$	$U_{VREF+0,6}$	$-60 \pm 3$
		$U_{VREF+0,4}$	$U_{VREF+0,6}$	$25 \pm 10$
		$U_{VREF+0,4}$	$U_{VREF+0,6}$	$125 \pm 5$
10 Напряжение гистерезиса, мВ	$U_{ГИСТ1}$	300	600	$-60 \pm 3$
		300	600	$25 \pm 10$
		300	600	$125 \pm 5$
<b>Токовый усилитель</b>				
11 Напряжение смещения нуля, мВ	$U_{СМ}$	–12	12	$-60 \pm 3$
		–12	12	$25 \pm 10$
		–12	12	$125 \pm 5$
12 Входной ток, нА	$I_{ВХ1}$	–	100	$-60 \pm 3$
		–	100	$25 \pm 10$
		–	100	$125 \pm 5$
13 Коэффициент усиления, дБ	$K_{УС1}$	70	–	$-60 \pm 3$
		70	–	$25 \pm 10$
		70	–	$125 \pm 5$
14 Коэффициент подавления синфазного сигнала, дБ	$K_{СИНФ}$	70	–	$-60 \pm 3$
		70	–	$25 \pm 10$
		70	–	$125 \pm 5$
<b>Источник опорного напряжения</b>				
15 Выходное напряжение, В	$V_{REF}$	7,2	7,8	$-60 \pm 3$
		7,2	7,8	$25 \pm 10$
		7,2	7,8	$125 \pm 5$
16 Ток короткого замыкания, мА	$I_{КЗ}$	–20	–50	$-60 \pm 3$
		–20	–50	$25 \pm 10$
		–20	–50	$125 \pm 5$

Продолжение таблицы 2.2

1	2	3	4	5
<b>Генератор</b>				
17 Частота генерирования, кГц	$F_{ГЕН}$	75	100	$-60 \pm 3$
		75	125	$25 \pm 10$
		75	100	$125 \pm 5$
<b>Ограничение пикового тока</b>				
18 Опорное напряжение компаратора ограничения пикового тока, мВ	$U_{ОГР}$	-15	15	$-60 \pm 3$
		-15	15	$25 \pm 10$
		-15	15	$125 \pm 5$
19 Задержка распространения сигнала ограничения компаратора пикового тока, нс	$T_{РАСП}$	200	550	$-60 \pm 3$
		150	500	$25 \pm 10$
		150	500	$125 \pm 5$
<b>Драйвер корректора коэффициента мощности</b>				
20 Сопротивление верхнего ключа, Ом	$R_{ВЕРХ ККМ}$	-	12	$-60 \pm 3$
		-	12	$25 \pm 10$
		-	12	$125 \pm 5$
21 Сопротивление нижнего ключа, Ом	$R_{НИЗ ККМ}$	-	10	$-60 \pm 3$
		-	10	$25 \pm 10$
		-	10	$125 \pm 5$
22 Максимальный коэффициент заполнения, %	$K_{max ККМ}$	92	100	$-60 \pm 3$
		93	100	$25 \pm 10$
		93	100	$125 \pm 5$
23 Минимальный коэффициент заполнения, %	$K_{min ККМ}$	-	3	$-60 \pm 3$
		-	2	$25 \pm 10$
		-	3	$125 \pm 5$
<b>Драйвер ШИМ</b>				
24 Сопротивление верхнего ключа, Ом	$R_{ВЕРХ ШИМ}$	-	15	$-60 \pm 3$
		-	12	$25 \pm 10$
		-	15	$125 \pm 5$
25 Сопротивление нижнего ключа, Ом	$R_{НИЗ ШИМ}$	-	10	$-60 \pm 3$
		-	10	$25 \pm 10$
		-	10	$125 \pm 5$
26 Максимальный коэффициент заполнения, %	$K_{max ШИМ}$	44	51	$-60 \pm 3$
		44	50	$25 \pm 10$
		44	50	$125 \pm 5$

Окончание таблицы 2.2

1	2	3	4	5
27 Длительность нарастания сигнала на выходе, нс	t <sub>НАР ШИМ</sub>	–	60	–60 ± 3
		–	60	25 ± 10
		–	60	125 ± 5
28 Длительность спада сигнала на выходе, нс	t <sub>СП ШИМ</sub>	–	60	–60 ± 3
		–	60	25 ± 10
		–	60	125 ± 5

Т а б л и ц а 2.3 – Предельно допустимые и предельные режимы эксплуатации микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4

Наименование параметра режима, единица измерения	Буквенное обозначение параметра	Предельно допустимый режим		Предельный режим	
		не менее	не более	не менее	не более
1 Напряжение питания, В <sup>1)</sup>	U <sub>П</sub>	11	17	–	18
2 Выходной ток по выводам GT1, GT2, А	I <sub>ВЫХ</sub>	–1,0	1,0	–1,1	1,1
3 Рассеиваемая мощность, Вт <sup>2)</sup>	P <sub>РАС</sub> (P)	–	1	–	–
4 Температура перехода, °С	T <sub>ПЕР</sub> (T <sub>j</sub> )	–60	125	–60	150

<sup>1)</sup> Предельно допустимый режим указан для варианта питания ИС от источника с низким выходным сопротивлением. Из-за внутреннего ограничительного стабилизатора между выводом питания и общим выводом ИС значения предельного режима не нормируют. Вместо этого нормируют максимальный ток по выводу питания I<sub>ПОТ</sub> = 10 мА для варианта питания с ограничением по току.

<sup>2)</sup> Значение рассеиваемой мощности приведено для микросхем в корпусах МК 5121.20-А, 4321.20-Е при температуре корпуса 25 °С.

Рассеиваемую мощность рассчитывают по формуле

$$P_{РАС} = \frac{150 - T_{КОР}}{R_T},$$

где R<sub>T</sub> – тепловое сопротивление кристалл-корпус, °С/Вт.

Т а б л и ц а 2.4 – Тепловое сопротивление кристалл-корпус

Обозначение микросхемы	Тепловое сопротивление кристалл – корпус, °С/Вт	Обозначение микросхемы	Тепловое сопротивление кристалл – корпус, °С/Вт
1396EY075	24,1	1396EY074	26,1
1396EY07A5	22,8	1396EY07A4	28,3
1396EY07B5	24,0	1396EY07B4	27,5
1396EY07C5	22,4	1396EY07C4	27,3

### 3 Структурная схема и описание работы микросхем

Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 объединяют в себе схему корректора коэффициента мощности повышающего типа и схему ШИМ-контроллера однотактного прямоходового преобразователя напряжения. Эти микросхемы обеспечивают все функции управления активной ККМ и вторичного понижающего преобразователя напряжения. Функция ККМ обеспечивает близкий к единице коэффициент мощности, формируя переменный входной ток относительно входного переменного напряжения и используя управление по среднему значению импульсного тока. Понижающий преобразователь использует режим управления по пиковому току.

Схема ККМ модулирует передний фронт управляющего сигнала, а в понижающем преобразователе модулируется задний фронт управляющего сигнала, что позволяет минимизировать перекрытие этих сигналов между повышающим и понижающим ключами. Это ослабляет паразитные всплески тока в выходном сглаживающем конденсаторе. Для обеспечения трехкратного диапазона входных напряжений, используется линия упреждения (VFF), что обеспечивает сохранение постоянной входной мощности при изменяющемся входном напряжении. Сигнал VFF формируется путем передачи половины тока с вывода IAS на внешний однополюсный фильтр, подключенный к выводу VFF. Далее умножитель делит входной ток на выводе IAS на значение VFF в квадрате.

Схема ККМ включает в себя усилитель ошибки, источник опорного напряжения 7,5 В, умножитель, усилитель тока, ШИМ-компаратор, триггеры и выходной драйвер. Схема ККМ имеет защиту от превышения напряжения питания, защиту от отсутствия нагрузки на выходе (отключающую выход при падении напряжения на выводе VAOUT ниже 0,33 В), а также ограничители пикового тока и мощности.

Работа однотактного ШИМ-контроллера основана на формировании сигнала ошибки в выходной цепи понижающего преобразователя и передаче этого сигнала на вывод VERR за счет оптронной обратной связи. ШИМ-сигнал формируется путем сравнения сигнала датчика тока ISENSE2 и сигнала VERR. Схема ШИМ-контроллера содержит ограничитель тока, блок регулируемого плавного запуска и драйвер внешнего полевого транзистора с максимальным коэффициентом заполнения 50%.

Все микросхемы имеют защиту от пониженного напряжения питания по выводу VCC. Схемы ККМ и ШИМ-контроллера начинают работать, когда напряжение на выводе VCC достигает значения  $U_{СРБ}$ . Если в процессе работы напряжение снизится до значения менее  $U_{ОТП}$ , то микросхемы перейдут в режим «Выключено». Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4 имеют широкий рабочий диапазон напряжения питания  $U_{ОТП} \div U_{СРБ}$  (таблица 2.2), что позволяет использовать их с нестабилизированным напряжением питания. Микросхемы 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 имеют узкий диапазон рабочего напряжения, что позволяет использовать их при стабилизированном напряжении питания (таблица 2.2).

Схема ШИМ-контроллера имеет дополнительную защиту от пониженного напряжения на выводе OVP/ENBL. ШИМ-контроллер начинает работу, когда напряжение на выводе OVP/ENBL превысит напряжение  $U_{СРБ2}$ , и выключится, когда это напряжение снизится до уровня  $(U_{СРБ2} - U_{ГИСТ2})$ . Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4 имеют малый гистерезис включения/выключения понижающего преобразователя, допуская работу при напряжении на выводе OVP/ENBL не менее 75% от номинального (таблица 3.1). Микросхемы 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4 и 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 имеют больший гистерезис включения/выключения понижающего преобразователя, допуская работу при напряжении на выводе OVP/ENBL не менее 50% от номинального (таблица 3.1).

Т а б л и ц а 3.1 – Значения параметров  $U_{СРБ2}$  и  $U_{ГИСТ2}$  в диапазоне температур для микросхем 1396ЕУ075, 1396ЕУ074, 1396ЕУ07Н4, 1396ЕУ07А5, 1396ЕУ07А4, 1396ЕУ07АН4, 1396ЕУ07В5, 1396ЕУ07В4, 1396ЕУ07ВН4, 1396ЕУ07С5, 1396ЕУ07С4, 1396ЕУ07СН4

Наименование параметра, единица измерения		Буквенное обозначение параметра	Норма		Температура среды, °С
			не менее	не более	
Напряжение срабатывания, В		$U_{СРБ2}$	6,3	7,3	-60 ± 3, 25 ± 10, 125 ± 5
Напряжение гистерезиса, мВ	1396ЕУ075, 1396ЕУ074, 1396ЕУ07Н4, 1396ЕУ07А5, 1396ЕУ07А4, 1396ЕУ07АН4	$U_{ГИСТ2}$	0,96	1,44	
	1396ЕУ07В5, 1396ЕУ07В4, 1396ЕУ07ВН4, 1396ЕУ07С5, 1396ЕУ07С4, 1396ЕУ07СН4		2,4	3,6	

Структурная схема микросхем 1396ЕУ075, 1396ЕУ074, 1396ЕУ07Н4, 1396ЕУ07А5, 1396ЕУ07А4, 1396ЕУ07АН4, 1396ЕУ07В5, 1396ЕУ07В4, 1396ЕУ07ВН4, 1396ЕУ07С5, 1396ЕУ07С4, 1396ЕУ07СН4 приведена на рисунке 3.1.

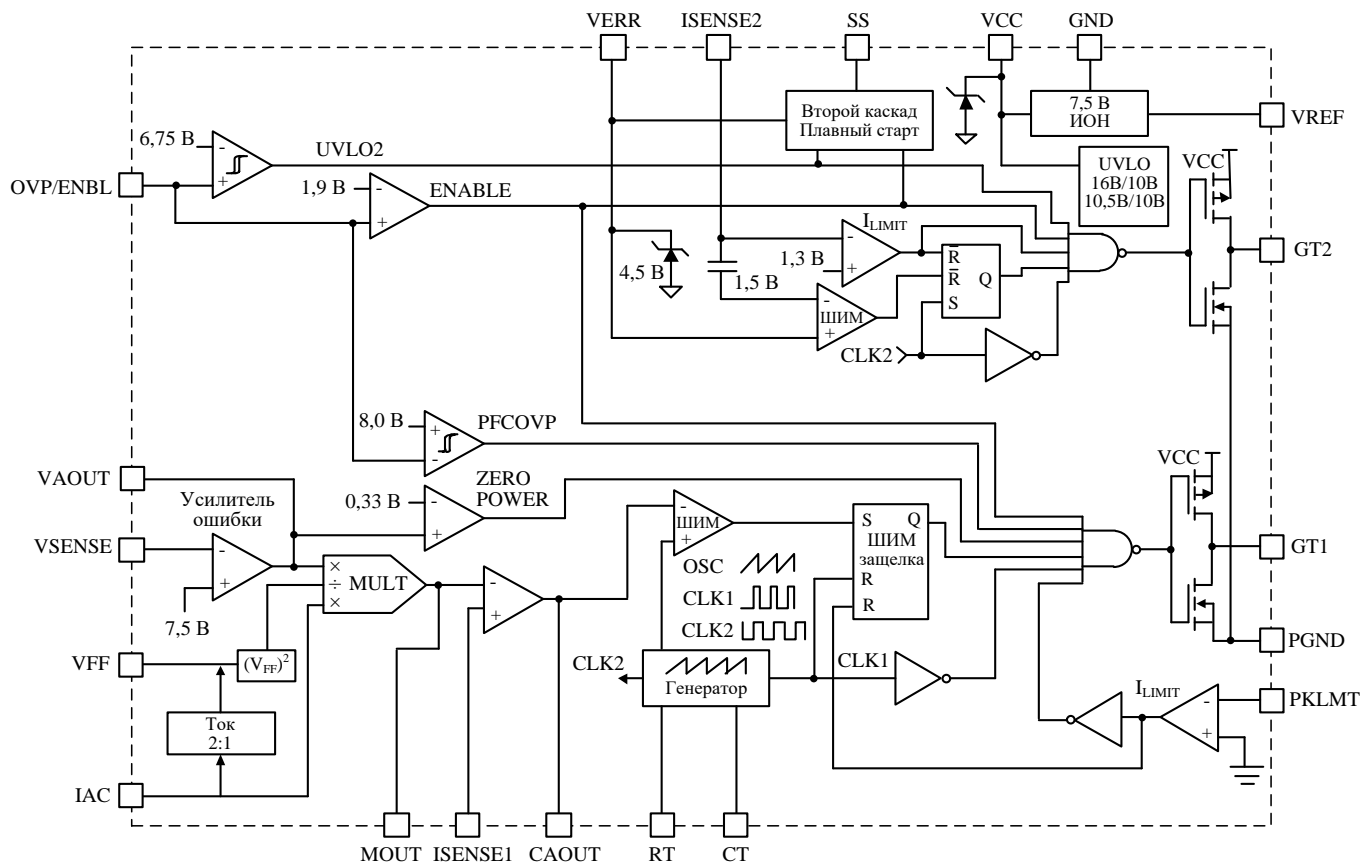


Рисунок 3.1 – Структурная схема микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4

### 3.1 Назначение выводов микросхем

#### Выход усилителя тока ККМ (CAOUT)

Этот выход широкополосного операционного усилителя отслеживает изменение тока на входе ISENSE1 и управляет ШИМ-компаратором схемы ККМ (вносит поправку в коэффициент заполнения).

Выход CAOUT можно подключить к выводу GND для установки коэффициента заполнения сигнала GT1 в ноль при необходимости.

#### Выход подключения частото задающего конденсатора (CT)

Конденсатор между выводами CT и GND устанавливает частоту



тактового генератора согласно следующей формуле

$$f = \frac{0,725}{(R_T \times C_T)} \quad (3.1)$$

где  $R_T$  – сопротивление частото задающего резистора;

$C_T$  – емкость частото задающего конденсатора.

Отрицательный вывод частото задающего конденсатора  $C_T$  следует располагать как можно ближе к выводу GND.

### **Общий вывод (GND)**

Все напряжения измеряются относительно вывода земли GND.

Для защиты микросхемы от помех по цепи питания и цепи источника опорного напряжения рекомендуется между выводами VCC и GND, а также между выводами VREF и GND ставить керамические конденсаторы емкостью 0,1 мкФ. Конденсаторы должны располагаться как можно ближе к выводам VCC и VREF соответственно.

### **Выход драйвера ККМ (GT1)**

Выход драйвера схемы ККМ представлен в виде двухтактного каскада драйвера управления силового МОП транзистора. Рекомендуется подключать затвор силового транзистора к драйверу через последовательный резистор номиналом около 10 Ом для предотвращения взаимодействия между импедансом затвора и выходом драйвера GT1. Это позволяет минимизировать амплитуду паразитных выбросов напряжения, однако полностью избавиться от них при коммутации емкостной нагрузки невозможно.

### **Выход драйвера ШИМ (GT2)**

Выходной драйвер схемы ШИМ (GT2) аналогичен выходному драйверу схемы ККМ (GT1). Максимальный коэффициент заполнения импульсов на выходе GT2 составляет 50%.

### **Токовый вход умножителя ККМ (IAC)**

Вход аналогового умножителя тока предназначен для получения тока, пропорционального напряжению силовой сети. Рекомендованное максимальное значение тока на входе IAC 500 мкА.

### **Вход датчика тока ККМ (ISENSE1)**

Вход датчика тока ККМ подключен к неинвертирующему входу внутреннего операционного усилителя. Сигнал на выводе ISENSE1, также как сигнал на инвертирующем входе усилителя MOUT, может быть меньше потенциала земли GND.

### **Вход датчика тока понижающего преобразователя (ISENSE2)**

Резистор в цепи истока полевого транзистора понижающего преобразователя формирует сигнал, который подается на вход ISENSE2 для ограничения пикового тока. пилообразный сигнал генератора тактового сигнала может быть добавлен к сигналу ISENSE2 для управления током трансформатора понижающего преобразователя.

### **Выход умножителя ККМ (MOUT)**

Вывод MOUT подключен к выходу аналогового умножителя и инвертирующему входу усилителя тока. Так как умножитель имеет токовый выход, вывод MOUT имеет высокое входное сопротивление. Поэтому усилитель тока можно использовать как дифференциальный усилитель сигнала ISENSE1 для уменьшения уровня шума.

Выходной ток умножителя рассчитывается по формуле

$$I_{MOUT} = \frac{(U_{VAOUT} - 1,0) \times I_{IAC}}{K \times (U_{VFF})^2} \quad (3.2)$$

где  $U_{VAOUT}$  – напряжение на выводе VAOUT;

$U_{VFF}$  – напряжение на выводе VFF;

$I_{IAC}$  – ток на входе IAC;

$K$  – коэффициент, равный  $1 \text{ В}^{-1}$ .

Необходимо подключить компоненты компенсации токовой обратной связи между входом MOUT и выходом CAOUT.

## **Вход защиты от перенапряжения схемы ККМ и защиты от пониженного напряжения схемы ШИМ-контроллера, вход включения микросхемы (OVP/ENBL)**

Компаратор защиты от перенапряжения предназначен для отключения схемы ККМ, когда на входе OVP/ENBL будет превышено напряжение  $U_{СРБ1}$  (таблица 2.2). При превышении порогового напряжения  $U_{СРБ2}$  начинает работу схема ШИМ-контроллера (таблица 3.1). Когда напряжение на входе OVP/ENBL менее 1,9 В, выходные драйверы схем ККМ и ШИМ-контроллера выключены, а вывод SS2 подтянут к земле.

## **Вход установки тока ограничения ККМ (PKLMT)**

Вывод PKLMT предназначен для установки ограничения по току секции ККМ. По умолчанию порог напряжения равен 0 В. С помощью резистивного делителя от отрицательного вывода токосъемного резистора к выходу VREF можно сдвинуть уровень сигнала на входе PKLMT до напряжения, соответствующего желаемому порогу перегрузки по току, протекающему через токосъемный резистор.

## **Силовая земля (PGND)**

Данный вывод является землей для двухтактных выходных каскадов драйверов схемы ШИМ-контроллера и схемы ККМ.

## **Вывод подключения частото задающего резистора (RT)**

Частото задающий резистор  $R_T$  устанавливается между выводами RT и GND. Он используется для задания тока заряда частото задающего конденсатора  $C_T$  тактового генератора. Резистор должен иметь значение сопротивления в пределах от 10 до 100 кОм. Номинальное напряжение на этом выводе имеет значение 3 В.

## **Вход плавного запуска понижающего преобразователя (SS)**

Этот вывод используется для формирования сигнала ошибки во время включения и позволяет плавно увеличить коэффициент заполнения ШИМ на выходе GT2. Когда напряжение на входе OVP/ENBL меньше порогового напряжения включения  $U_{ПОР.ВХ}$  (таблица 3.2) вывод SS заземлен. После

превышения порогового напряжения начинается заряд внешнего конденсатора, подключенного к выводу SS от внутреннего источника тока. Если в процессе работы произойдет срабатывание защиты от пониженного напряжения на выводе OVP/ENBL, то вывод SS будет заземлен для отключения понижающего преобразователя напряжения.

Т а б л и ц а 3.2 – Значения параметров  $U_{\text{ПОР. ВХ}}$  и  $U_{\text{ГИСТЗ}}$  в диапазоне температур для микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4

Наименование параметра, единица измерения	Буквенное обозначение параметра	Норма		Температура среды, °С
		не менее	не более	
Входное пороговое напряжение включения, В	$U_{\text{ПОР. ВХ}}$	1,7	2,1	-60 ± 3, 25 ± 10, 125 ± 5
Гистерезис входного порогового напряжения включения, В	$U_{\text{ГИСТЗ}}$	0,1	0,3	

### **Выход усилителя ошибки ККМ (VAOUT)**

Это выход усилителя ошибки по напряжению схемы ККМ. Выходное напряжение усилителя ошибки ограничено значением около 5,5 В.

### **Вывод питания (VCC)**

Вывод питания подключается к стабильному источнику напряжения с допустимым током нагрузки не менее 20 мА и напряжением от 12 до 17 В. Для защиты микросхемы от помех по цепи питания рекомендуется между выводами VCC и GND ставить керамический конденсатор емкостью 0,1 мкФ как можно ближе к выводу VCC.

### **Вход обратной связи понижающего преобразователя (VERR)**

На вход VERR подается сигнал ошибки от оптронной обратной связи. К выводу VERR подключен внутренний ограничитель напряжения на 4,5 В, который обеспечивает максимальным коэффициентом заполнения 50% на драйвере GT2.

### **Вход среднеквадратичной обратной связи (VFF)**

Сигнал VFF формируется путем передачи половины тока с вывода IAS на внешний однополюсный фильтр, подключенный к выводу VFF. При низком напряжении на силовой линии значение напряжения на выводе VFF будет равным 1,4 В.

### **Инвертирующий вход усилителя ошибки ККМ (VSENSE)**

Данный вход подключен к цепи компенсации и выходу повышающего преобразователя через цепь делителя.

### **Выход источника опорного напряжения (VREF)**

VREF - это выход внутреннего источника опорного напряжения, равного 7,5 В. Данный выход обеспечивает выходной ток до 10 мА для питания периферии и имеет внутреннее ограничение тока короткого замыкания. Выход VREF отключается, если вывод питания VCC ниже порогового напряжения  $U_{отп} \div U_{срб}$ . Для повышения устойчивости источника опорного напряжения рекомендуется между выводами VREF и GND ставить керамический конденсатор емкостью 0,1 мкФ как можно ближе к выводу VREF.

## **4 Информация по применению микросхем**

Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 позволяют реализовать комбинированный источник питания, в котором после повышающего преобразователя ККМ включен понижающий преобразователь напряжения. Синхронизация этих каскадов позволяет существенно минимизировать

переменную составляющую тока в конденсаторе повышающего преобразователя, а также обеспечивает повышение устойчивости схемы и уменьшение уровня шумов. На рисунке 4.1 представлена упрощенная эквивалентная схема двухкаскадного источника питания, которая позволяет оценить работу схемы при оптимальной синхронизации секции ККМ и ШИМ.

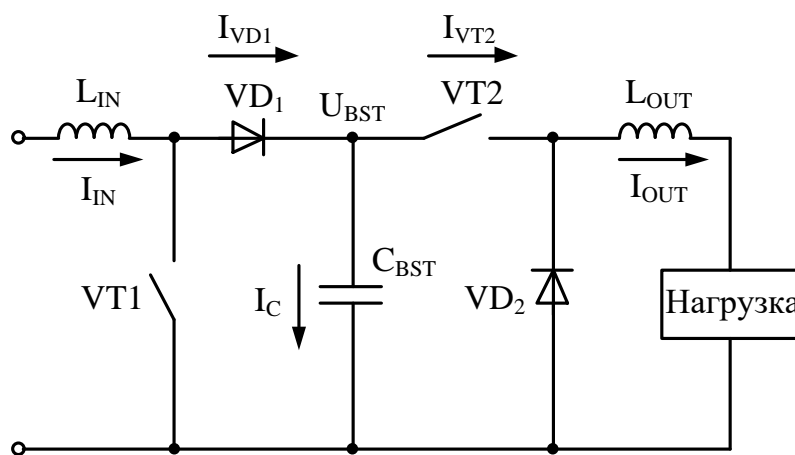


Рисунок 4.1 – Упрощенная эквивалентная схема комбинированного источника питания с ККМ

Ток конденсатора  $I_C$  во время одного цикла переключения зависит от состояния силовых транзисторов  $VT1$  и  $VT2$ , как показано на рисунке 4.2. По временным диаграммам на рисунке 4.2а видно, что при совпадении фронтов включения силовых транзисторов, ток  $I_C$  достигает максимума, когда транзисторы переключаются из открытого в закрытое состояние. Когда фронты включения силовых транзисторов разнесены по времени (транзистор  $VT1$  закрыт, а транзистор  $VT2$  открыт) ток  $I_C$  существенно меньше (рисунок 4.2б). Это происходит из-за того, что транзистор  $VT2$  и диод  $VD1$  пропускают ток одновременно.

Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 реализуют вариант синхронизации секции ККМ и ШИМ, показанный на рисунке 4.2б.

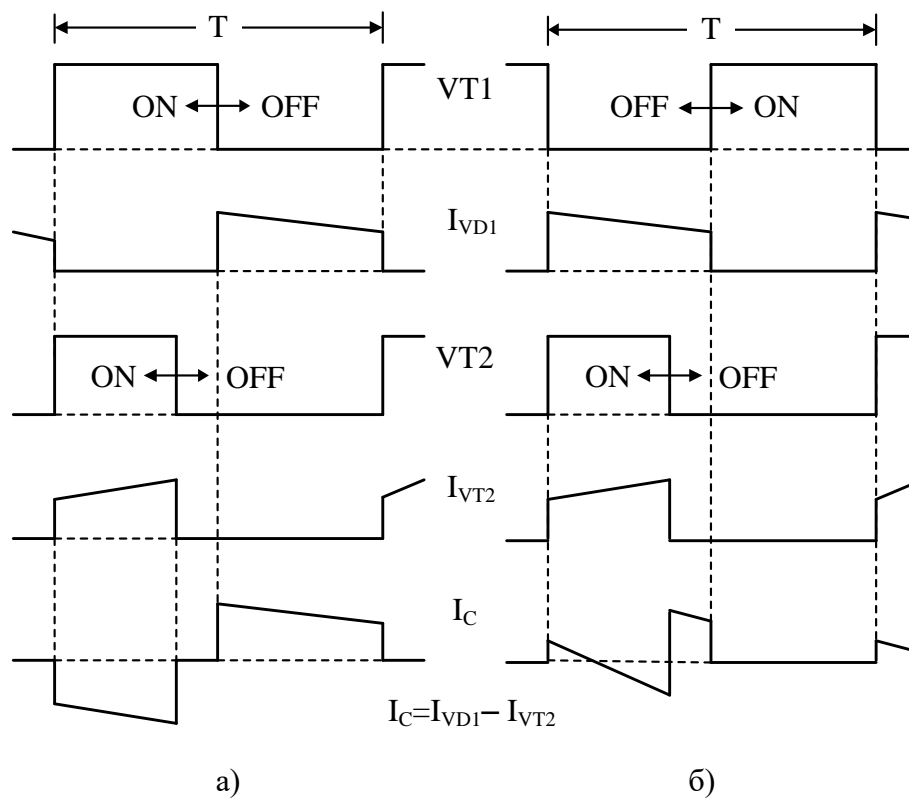


Рисунок 4.2 – Временные диаграммы токов и напряжений  
в эквивалентной схеме

## 5 Пример разработки комбинированного источника питания

Рассмотрим пример разработки преобразователя переменного напряжения в постоянное напряжение с использованием микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4.

Исходные данные:

- минимальное действующее значения входного переменного напряжения  $U_{IN(min)} = 85 \text{ В}$ ;

- максимальное действующее значения входного переменного напряжения  $U_{IN(max)} = 265 \text{ В}$ ;

- выходное постоянное напряжение  $U_{OUT} = 12 \text{ В}$ ;

- КПД  $> 80\%$ ;

- выходная мощность  $P_{OUT} = 100 \text{ Вт}$ .

Проектирование источника питания состоит из двух частей. В первой части рассмотрен расчет каскада ККМ, а во второй части – расчет понижающего преобразователя с ШИМ-контроллером.

Для достижения КПД  $> 80\%$  необходимо разработать:

- повышающий стабилизатор с КПД  $\geq 95\%$  ( $\eta_1$ );

- понижающий стабилизатор с КПД  $\geq 85\%$  ( $\eta_2$ ).

На рисунке 5.1 показана схема преобразователя напряжения, построенного на основе микросхем 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4, 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4, 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4.



Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дубл.	Подп. и дата

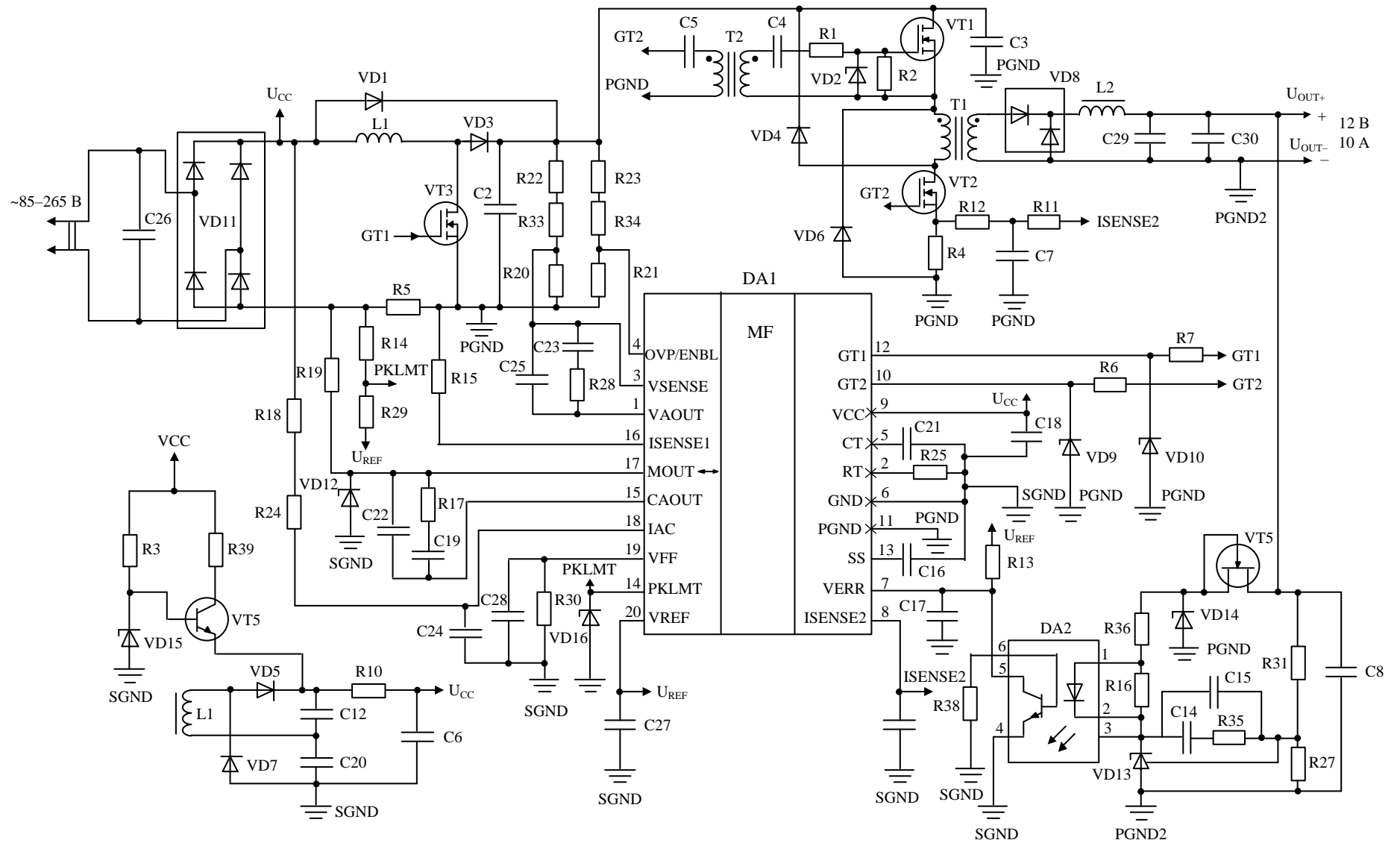


Рисунок 5.1 – Схема комбинированного источника питания с ККМ

## 5.1 Силовой повышающий каскад ККМ

Значение индуктивности в повышающем преобразователе ККМ (L1 на рисунке 5.1) рассчитывается согласно формулам (5.1-5.3)

$$\Delta I = \frac{\frac{P_{OUT} \times 0,25 \times \sqrt{2}}{\eta_1 \times \eta_2}}{U_{IN}(\min)} \quad (5.1)$$

$$D = 1 - \frac{U_{IN}(\min) \times \sqrt{2}}{U_{BOOST}} \quad (5.2)$$

$$L1 = \frac{U_{IN}(\min) \times \sqrt{2} \times D}{\Delta I \times f_S} \quad (5.3)$$

где  $\Delta I$  – размах пульсаций тока индуктивности, приблизительно равный 25 % от значения пикового тока индуктивности. В данном примере  $\Delta I \approx 505$  мА;

$D$  – коэффициент заполнения при пиковом напряжении сети для минимального среднеквадратичного входного напряжения;

$U_{BOOST}$  – контролируемое выходное напряжение каскада ККМ. В данном примере для обеспечения работы каскада ККМ в полном диапазоне входных напряжений выбрано значение  $U_{BOOST} = 385$  В;

$f_S$  частота переключения преобразователя. В данном примере выбрано значение  $f_S = 100$  кГц.

Рассчитанное по формуле (5.3) значение индуктивности повышающего преобразователя составляет  $L1 = 1,7$  мГн.

## 5.2 Емкость конденсатора повышающего преобразователя

На рисунке 5.1 этот конденсатор имеет обозначение C2. Величина его емкости определяется задержкой времени, требуемой для поддержания напряжения нагрузки после убывания входного переменного напряжения. Задержка – это время, при котором выход остается стабилизируемым после того, как мгновенное напряжение силовой линии уменьшится. Для данной схемы желательное время задержки составляет  $\Delta t \approx 20$  мс (для сетей 50 Гц). Значение емкости C2 определяется по формуле

$$C2 = \frac{2 \times P_{OUT} \times \Delta t}{(U_{BOOST})^2 - (U_{BOOST (min)})^2} \quad (5.4)$$

где  $U_{BOOST(min)}$  – минимальное выходное напряжение повышающего преобразователя.

На практике рассчитанное минимальное значение емкости может быть недостаточным, так как пульсации выходного напряжения могут увеличиться из-за эквивалентного последовательного сопротивления (ESR) выходного конденсатора. Для обеспечения достаточно низкого значения ESR приходится использовать конденсатор с большей емкостью, чем было рассчитано. Допустимое значение ESR выходного конденсатора не должно превышать отношения амплитуды пульсаций выходного напряжения и амплитуды пульсаций тока конденсатора. В данном примере был выбран электролитический конденсатор емкостью 100 мкФ, напряжением 450 В и  $ESR = 0,66$  Ом.

## 5.3 Выбор силового ключа

Силовой ключ каскада ККМ обозначен на рисунке 5.1 как VT3. Выбор этого прибора заключается в поиске компромисса между стоимостью, массогабаритными показателями и КПД преобразователя в целом. При выборе

силового ключа необходимо рассчитать общую мощность рассеивания в ключе для нескольких различных транзисторов при выбранной частоте переключения преобразователя. Общая мощность рассеивания в ключе складывается из потерь при переключении транзистора и мощности, рассеиваемой на активном сопротивлении канала транзистора в открытом состоянии. Потери при переключении – это сумма потерь на заряд емкости затвора  $P_{GATE}$ , на заряд емкости канала транзистора между стоком и истоком  $P_{COSS}$ , а также потери на открытие и закрытие канала транзистора  $P_{SW}$ . Формулы (5.5-5.7) позволяют рассчитать потери при переключении транзисторов

$$P_{GATE} = Q_{GATE} \times U_{GATE} \times f_S \quad (5.5)$$

$$P_{COSS} = \frac{1}{2} C_{COSS} \times (U_{OFF})^2 \times f_S \quad (5.6)$$

$$P_{SW} = \frac{1}{2} U_{OFF} \times I_L \times (t_{ON} + t_{OFF}) \times f_S \quad (5.7)$$

где  $Q_{GATE}$  – общий заряд затвора;

$U_{GATE}$  – напряжение управления затвором;

$C_{COSS}$  – емкость сток-исток MOSFET;

$t_{ON}$  и  $t_{OFF}$  – время включения и выключения транзисторов (определяются из технического описания на конкретный транзистор используя параметры  $R_{GATE}$ ,  $Q_{GD}$  и  $V_{TH}$ );

$U_{OFF}$  – напряжение на ключе во время выключения, в данном случае

$$U_{OFF} = U_{BOOST}.$$

Мощность потерь на активном сопротивлении канала транзистора в открытом состоянии определяется по формуле

$$P_{COND} = R_{DS(ON)} \times K \times (I_{RMS})^2 \quad (5.8)$$

где  $R_{DS(ON)}$  – сопротивление открытого ключа;

$K$  – температурный коэффициент, указанный в техническом описании на транзистор;

$I_{RMS}$  – среднеквадратичное значение тока ключа.

Расчет этих потерь и построение зависимостей от частоты дает кривую, которая позволяет определить, какой транзистор лучше работает при заданной частоте переключений, или при какой частоте переключений общие потери для конкретного силового ключа минимальны. Для этого примера выбран силовой транзистор IRFP450 с сопротивлением канала в открытом состоянии  $R_{DS(ON)} = 400$  мОм и номинальным значением напряжения сток-исток  $U_{DSS} = 500$  В.

#### **5.4 Выбор диода повышающего преобразователя**

Диод каскада ККМ на рисунке 5.1 обозначен как VD3. Этот диод должен удовлетворять требованиям по току и напряжению каскада повышающего преобразователя, а также низким временем обратного восстановления для минимизации потерь. В данном примере выбран диод с накоплением заряда HFA08TB60. Этот прибор имеет максимальное обратное напряжение равное 600 В, максимальный прямой ток равный 8 А, время обратного восстановления составляет 18 нс.

#### **5.5 Ограничитель пикового тока**

Резистивный делитель R14 и R29 снимает напряжение с отрицательного вывода датчика тока R5. Выход делителя подключен к входу внутреннего компаратора PKLMT, который предназначен для защиты транзистора VT3 от перегрузки по току. Необходимо чтобы этот компаратор не ограничивал

предел мощности повышающего преобразователя. В данном примере в понижающем преобразователе используется ограничение максимального тока импульса, составляющего 130% от максимального тока нагрузки. Ограничение мощности повышающего преобразователя составляет 140% от максимальной выходной мощности, а предел тока повышающего каскада в импульсе ограничен значением 150% относительно максимальной выходной мощности для обеспечения стабильности работы преобразователя.

Формула (5.9) используется для расчета сопротивления резистора датчика тока R5

$$R_5 = R_{SENSE} = \frac{U_{DYNAMIC}}{I_{PK} + 0,5 \times \Delta I} \approx 0,43 \text{ Ом} \quad (5.9)$$

где  $U_{DYNAMIC}$  – динамический диапазон напряжения на датчике тока, в данном примере  $U_{DYNAMIC} = 1 \text{ В}$ ;

$I_{PK}$  – пиковый ток;

$\Delta I$  – размах пульсаций тока индуктивности.

Формула (5.10) используется для расчета сопротивления резистора R14 при фиксированном сопротивлении R29 из стандартного ряда сопротивлений. При  $R_{29} = 10 \text{ кОм}$ , и типовом опорном напряжением  $U_{REF} = 7,5 \text{ В}$  (таблица 2.2).

$$R_{14} = \frac{\left( \frac{P_{OUT} \times 1,5 \times \sqrt{2}}{U_{IN}(\min) \times \eta_1 \times \eta_2} + \Delta I \right) \times R_5 \times R_{29}}{U_{REF}} \quad (5.10)$$

В результате  $R_{14} = 1,91 \text{ кОм}$ .

## 5.6 Умножитель

Выход умножителя – это сигнал, предоставляющий предпочтительную форму тока входной силовой линии. Сигнал умножителя подается на

усилитель, который программирует токовую петлю для контроля входного тока с целью получения высокого рабочего коэффициента мощности. Функционирование умножителя определяет эффективность работы преобразователя напряжения. Выходной ток умножителя  $I_{MOUT}$  рассчитывается по формуле

$$I_{MOUT} = \frac{I_{IAC} \times (U_{VAOUT})^{-1}}{K \times (U_{VFF})^2} \quad (5.11)$$

где  $I_{IAC}$  – значение тока на токовом входе умножителя;

$U_{VAOUT}$  – напряжение на выходе усилителя ошибки;

$U_{VFF}$  – напряжение на входе среднеквадратичной обратной связи;

$K$  – константа, равная  $1 \text{ В}^{-1}$ .

Токовый сигнал  $I_{IAC}$  формируется с помощью сопротивления двух последовательно соединенных резисторов R18 и R24, подключенных между входным выпрямителем и выводом IAC. Это сопротивление должно иметь величину, обеспечивающую максимальное значение тока  $I_{IAC} \leq 500 \text{ мкА}$  при максимальном входном напряжении. Превышение этого значения может вывести умножитель из линейного режима работы. Меньшие значения тока являются более предпочтительными, однако при этом усиливается влияние шума, в особенности при низком входном напряжении.

В данном примере, при диапазоне входного напряжения от 85 до 265 В, общее сопротивление резисторов составляет  $R_{IAC} = 750 \text{ кОм}$ . Так как номинальное напряжение резисторов ограничено, а в данном проекте используется достаточно высокое входное напряжение, рекомендуется использовать последовательное соединение нескольких резисторов. Таким образом, было выбрано сопротивление  $R18 = R24 = 383 \text{ кОм}$ .

Ток  $I_{IAC}$  передается внутри микросхемы на вывод VFF, где фильтруется и формируется сигнал упреждения, пропорциональный напряжению силовой

линии. Напряжение  $U_{VFF}$  используется для сохранения усиления силового каскада постоянным и ограничения входной мощности.

Для определения сопротивления резистора на входе VFF ( $R_{30}$  на рисунке 5.1) используется формула

$$R_{30} = \frac{1,4B}{\left( \frac{U_{IN}(\min) \times 0,9}{2 \times R_{IAC}} \right)} \approx 28,7 \text{ кОм} \quad (5.12)$$

Так как напряжение  $U_{VFF}$  формируется из выпрямленного входного напряжения, требуется фильтрация этого сигнала для ослабления общих гармонических искажений (THD), характерных для выпрямленного напряжения с частотой пульсаций 100 Гц. В данном случае используется однополюсный фильтр. Полагая, что значение  $THD \approx 1,5\%$  является допустимым, и с учетом того, что амплитуда второй гармоники выпрямленного сигнала составляет 66% относительно входного сетевого напряжения, величина затухания, обеспечиваемая этим фильтром составляет

$$\frac{1,5\%}{66\%} = 0,022 \quad (5.13)$$

При частоте пульсаций  $f_R = 100$  Гц и ослаблении, равном 0,022, требуемая частота полюса фильтра  $f_P$  определялся как

$$f_P = 100 \text{ Гц} \times 0,022 \approx 2,2 \text{ Гц} \quad (5.14)$$

Емкость конденсатора фильтра ( $C_{28}$  на рисунке 5.1), подключенного к выводу VFF определяется по формуле

$$C_{28} = \frac{1}{2\pi \times R_{VFF} \times f_P} \approx 2,2 \text{ мкФ} \quad (5.15)$$



В результате получается однополюсный фильтр, который ослабляет гармонические искажения выпрямленного сигнала и обеспечивает ограничение мощности.

Резистор на выводе MOUT (R19 на рисунке 5.1) служит для ограничения выходной мощности повышающего преобразователя на уровне 140% от максимальной выходной мощности. Это сделано для того, чтобы предел мощности каскада ККМ не ограничивал пиковую мощность понижающего преобразователя, установленную на уровне 130% от максимальной выходной мощности.

Формулы (5.16), (5.17) и (5.18) используются для определения сопротивления резистора R<sub>MOUT</sub> (R19)

$$P_{LIMIT} = \frac{P_{OUT} \times 1,4}{\eta_1 \times \eta_2} \quad (5.16)$$

$$I_{MOUT(max)} = \frac{I_{IAC} @ V_{IN(min)} \times (U_{VAOUT(max)} - 1B)}{K \times (U_{VFF})^2} \quad (5.17)$$

$$R19 = \frac{\frac{P_{LIMIT} \times \sqrt{2} \times R5}{U_{IN(min)}}}{I_{MOUT(max)}} \quad (5.18)$$

где P<sub>LIMIT</sub> – уровень предельной мощности;

I<sub>MOUT(max)</sub> – максимальный выходной ток умножителя;

I<sub>IAC @ V<sub>IN</sub>(min)</sub> – минимальный ток на выводе IAC;

U<sub>VAOUT(max)</sub> – максимальное выходное напряжение на выходе VAOUT.

В данном примере R19 = R15 ≈ 3,57 кОм.

## 5.7 Петля контроля тока ККМ

Выходной сигнал умножителя подается на инвертирующий вход усилителя тока. Это создает инверсию фазы в контуре управления. Данные микросхемы используют этот принцип для реализации модуляции коэффициента заполнения выходного сигнала GT1 по переднему фронту. На рисунке 5.2 представлена типовая конфигурация усилителя тока.

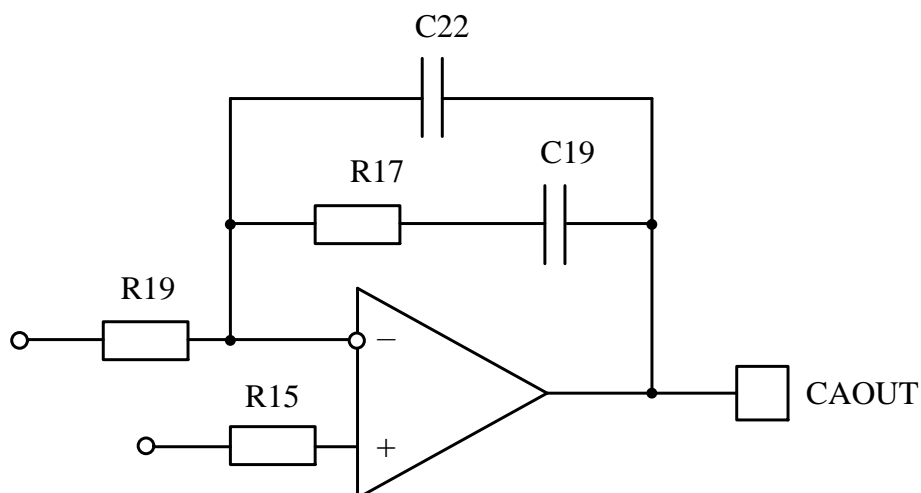


Рисунок 5.2 – Схема компенсация токовой петли

Формула (5.19) определяет усиление силового каскада

$$G_{ID}(s) = \frac{U_{BOOST} \times R5}{s \times L1 \times U_P} \quad (5.19)$$

где  $U_P$  – амплитуда пилообразного сигнала генератора, равная 4 В.

Для обеспечения оптимального динамического отклика частота среза токовой петли должна составлять 10% от частоты коммутации. Для этого нужно выбрать коэффициент усиления усилителя тока ( $G_{CA}$ ), равный обратной величине коэффициента усиления силового каскада  $G_{ID}$ :

$$G_{CA} = \frac{1}{G_{ID}(S)} = 2,581 \quad (5.20)$$

То есть, коэффициент усиления токовой петли должен составлять 2,581 на частоте 10 кГц.

Так как резисторы R19 и R15 равны, то коэффициент усиления усилителя тока определяется как  $G_{CA} = R17/R19$ , откуда  $R17 = 9,09$  кОм. Для установления нуля на частоте среза и полюса на половине частоты переключения для ослабления высокочастотных составляющих определим емкости конденсаторов C19 и C22 соответственно по формулам (5.21) и (5.22)

$$C19 = \frac{1}{2\pi \times R17 \times f_C} \quad (5.21)$$

$$C22 = \frac{1}{2\pi \times R17 \times \frac{f_S}{2}} \quad (5.22)$$

$f_C$  – частота среза токовой петли;

$f_S$  – частота переключений.

## 5.8 Петля контроля напряжения ККМ

Вторым главным источником гармонических искажений являются пульсации напряжения на выходном конденсаторе с частотой второй гармоники выпрямленного входного сигнала. Эти пульсации возвращаются через усилитель ошибки, в результате чего возникают пульсации с частотой третьей гармоники на входе умножителя. Петля напряжения обеспечивает стабильность работы преобразователя, а также ослабляет влияние пульсаций на ТНД системы. Конфигурация усилителя напряжения представлена на рисунке 5.3.

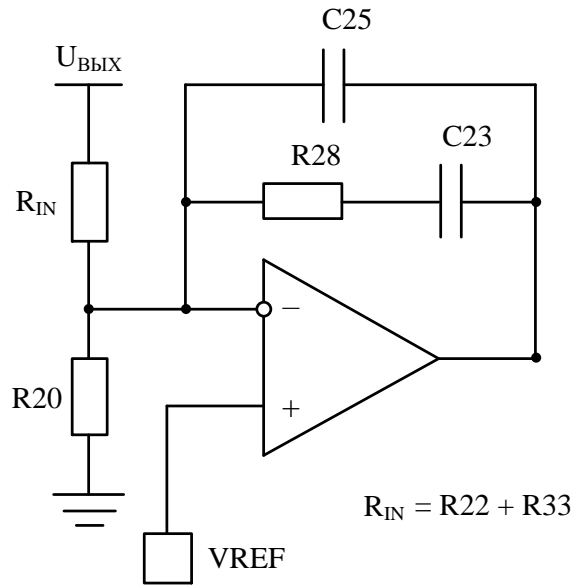


Рисунок 5.3 – Конфигурация усилителя напряжения

Для определения коэффициента усиления усилителя напряжения  $G_{VA}$  нужно рассчитать амплитуду второй гармоники напряжения пульсаций на конденсаторе C2

$$U_{OPK} = \frac{P_{IN}}{(2\pi \times f_R \times C2 \times U_{BOOST})} \quad (5.23)$$

где  $f_R$  – частота выпрямленного входного напряжения, в данном случае  $f_R = 100$  Гц.

В результате получено значение  $U_{OPK} = 4$  В.

Полагая, что усилитель напряжения должен ослабить амплитуду гармонических составляющих до уровня THD не более 1,5%, рассчитаем коэффициент усиления по формуле

$$G_{VA} = \frac{0,015 \times \Delta U_{VAOUT}}{2 \times U_{OPK}} \quad (5.24)$$

где  $\Delta U_{VAOUT}$  – эффективный диапазон выходного напряжения усилителя ошибки, равный 5 В.

Схема, реализующая этот фильтр, включает входное сопротивление  $R_{IN}=(R22+R33)$ , а также компоненты обратной связи C25, C23, и R28. Общее сопротивление резисторов R22 и R33 в данном примере составляет 1,12 МОм, то есть оно получено из двух последовательно соединенных резисторов по 560 кОм.

Емкость конденсатора C25 определяется по формуле

$$C25 = \frac{1}{(2\pi \times f_R \times G_{VA} \times R_{IN})} \quad (5.25)$$

В данном случае  $C25 = 150$  нФ.

Сопротивление R28 и емкость C25 создают полюс в цепи обратной связи усилителя напряжения для ослабления гармонических искажений. Частота полюса рассчитывается по формуле

$$f_{VI} = \frac{\sqrt{P_{IN}}}{2\pi \sqrt{\Delta U_{VAOUT} \times U_{OUT} \times R_{IN} \times C2 \times C25}} \quad (5.26)$$

В данном примере  $f_{VI} = 10$  Гц.

Значение R28 определяется по формуле

$$R28 = \frac{1}{(2\pi \times f_{VI} \times C25)} \quad (5.27)$$

В результате  $R28 \approx 118$  кОм.

Из-за низкого выходного сопротивления усилителя напряжения добавлен конденсатор C23 для повышения стабильности усилителя. Чтобы

обеспечить достаточный запас по фазе, частота нуля, образованного емкостью C23, составляет 10% от  $f_{VI}$ . Формула (5.28) используется для расчета C23

$$C23 = \frac{1}{2\pi \times \frac{f_{VI}}{10} \times R28} \quad (5.28)$$

В данном случае  $C23 = 2,2$  мкФ.

## 5.9 Расчет элементов двухтактного понижающего преобразователя

### 5.9.1 Коэффициент трансформации трансформатора

По формуле (5.29) рассчитывается коэффициент трансформации, требуемый для трансформатора двухтактного понижающего преобразователя мощности

$$Transformer Turns = \frac{U_{OUT} + U_F}{U_{BOOST}(\min) \times D_{MAX}} = \frac{N_S}{N_P} \quad (5.29)$$

$U_F$  – падение напряжения на выпрямительном диоде D8, равное 1 В;

$D_{MAX}$  – максимальный коэффициент заполнения управляющих импульсов силовых транзисторов двухтактного каскада преобразователя, равный 0,44.

Уровень напряжения  $U_{BOOST}(\min)$  зависит от того, при каком напряжении микросхема выключит схему ШИМ-контроллера. Микросхемы 1396EY075, 1396EY074, 1396EY07H4, 1396EY07A5, 1396EY07A4, 1396EY07AH4 могут работать при входном напряжении не менее 75% от номинального. Микросхемы 1396EY07B5, 1396EY07B4, 1396EY07BH4 и 1396EY07C5, 1396EY07C4, 1396EY07CH4 имеют больший гистерезис

включения/выключения понижающего преобразователя и допускают работу при напряжении не менее 50% от номинального (таблица 3.1).

В данном случае  $U_{\text{BOOST}}(\text{min}) = 285 \text{ В}$ . Вычисленный коэффициент трансформации примерно равен 0,101.

### 5.9.2 Выходная индуктивность

Формулы (5.30), (5.31) и (5.32) позволяют рассчитать выходную индуктивность  $L_2$ . Минимальный коэффициент заполнения импульсов ШИМ-контроллера  $D_{\text{MIN}}$  определяется при максимальном напряжении повышающего преобразователя. Максимальное входное напряжение  $U_{\text{BOOST}}(\text{max})$  ограничивается точкой срабатывания защиты от превышения напряжения и примерно равно 425 В. Выбранная амплитуда пульсации тока выходной индуктивности  $\Delta I_L$  составляет 30% от максимального тока нагрузки

$$D_{\text{MIN}} = \frac{U_{\text{OUT}} + U_F}{U_{\text{BOOST}}(\text{max})} \times \frac{N_P}{N_S} \quad (5.30)$$

$$\Delta I_L = \frac{P_{\text{OUT}} \times 0,3}{U_{\text{OUT}}} \quad (5.31)$$

$$L_2 = \frac{(U_{\text{OUT}} + U_F) \times (1 - D_{\text{MIN}})}{\Delta I_L \times f_S} \quad (5.32)$$

В данном случае  $D_{\text{MIN}} \approx 31 \%$ ,  $L_2 = 38 \text{ мкГн}$ .

### 5.9.3 Выходной конденсатор

Формулы (5.33) и (5.34) позволяют оценить минимальную емкость выходного конденсатора C29 и его максимально допустимое значение ESR

$$C_{29} = \frac{1}{8} \times \frac{(U_{OUT} + U_F) \times (D_{MAX} \times t_s^2)}{L \times \Delta U_{OUT}} \quad (5.33)$$

$$ESR = \frac{\Delta U_{OUT}}{\Delta I_L} \quad (5.34)$$

где  $t_s$  – период переключения;

$\Delta U_{OUT}$  – максимальный размах пульсаций выходного напряжения, в данном примере выбрано значение 1% от номинального выходного напряжения.

В результате  $C_{29} = 170$  мкФ, а  $ESR = 96$  мОм.

#### 5.9.4 Резистор датчика тока понижающего преобразователя

Преобразователь мощности работает в режиме управления по пиковому току. На рисунке 5.1 резистор датчика тока обозначен как R4. Формулы (5.35) и (5.36) могут быть использованы для расчета сопротивления R4

$$I_M = \frac{U_{BOOST}}{L_M} \times \frac{D}{f_s} \quad (5.35)$$

$$R4 = \frac{I_{ISENSE2\_peak}}{I_M + \frac{N_S}{N_P} \times \left( \frac{\Delta I_L}{2} + I_{OUT}(\max) \times 1,3 \right)} \quad (5.36)$$

где  $I_M$  – ток намагничивания трансформатора, используемого в понижающем преобразователе;

$L_M$  – индуктивность трансформатора, в данном примере выбрано значение 8мГн;

$D$  – типовой коэффициент заполнения управляющих импульсов понижающего преобразователя;



$V_{ISENSE2\_peak}$  – напряжение, соответствующее пиковому току датчика, выбрано значение 1,15 В.

Рассчитанное значение  $R4 = 1$  Ом.

### 5.10 Плавный запуск

Микросхема имеет схему плавного запуска, которая позволяет плавно регулировать коэффициент заполнения управляющих сигналов ШИМ-контроллера, обеспечивая постепенное нарастание выходного напряжения. Емкость конденсатора C16, определяющего длительность плавного запуска, рассчитывается по формуле

$$C16 = \frac{I_{SS} \times \Delta t}{4,5} \quad (5.37)$$

где  $I_{SS}$  – ток заряда плавного запуска, равный 10 мкА;

$\Delta t$  – требуемое время плавного запуска, в данном примере равное 5 мс.

Рассчитываемая таким образом емкость конденсатора плавного запуска  $C16 = 10$  нФ.

### 5.11 Компенсация наклона

Когда используется режим управления понижающего преобразователя по пиковому току, для предотвращения неустойчивости может потребоваться схема компенсации наклона. В данном случае ток намагничивания обеспечивает достаточную компенсацию наклона.

## 5.12 Контур управления

На рисунке 5.4 показана структурная схема контура управления схемой понижающего преобразователя.

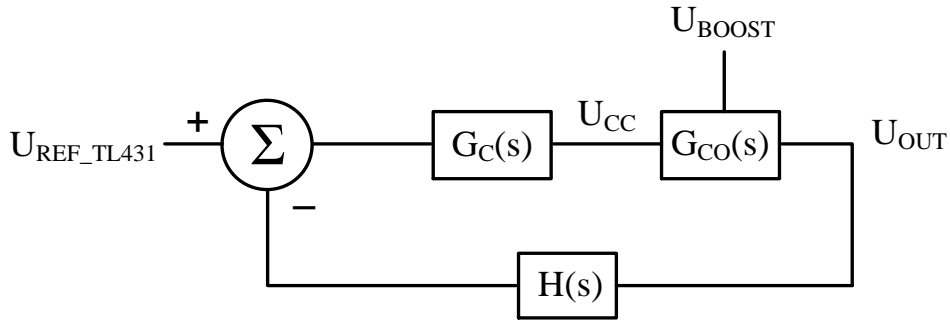


Рисунок 5.4 – Структурная схема контура управления

Формулы (5.38-5.41) могут быть использованы для расчета частотной характеристики для каждого блока контура управления

$$G_{OPTO}(s) = \frac{R13}{R36} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi \times f_{OPTO\_pole}}} \quad (5.38)$$

$$G_C(s) = \frac{s \times R35 \times C14 + 1}{s \times C14 \times R31 \times (1 + s \times R35 \times C15)} \times \frac{R13}{R36} \times \frac{1}{1 + \frac{s}{2\pi \times f_{OPTO\_pole}}} \quad (5.39)$$

$$H(s) = \frac{R27}{R27 + R31} = \frac{U_{REF\_TL431}}{U_{OUT}} \quad (5.40)$$

$$G_{CO}(s) = \frac{U_{OUT}}{U_{CC}} = \frac{R_{LOAD}}{R4} \times \frac{N_P}{N_S} \times \frac{1 + s \times C29 \times ESR}{1 + s \times C29 \times R_{LOAD}} \quad (5.41)$$

где  $G_{OPTO}(s)$  – передаточная функция цепи оптрона;

- $G_C(s)$  – передаточной функции цепи стабилизатора TL431;
- $H(s)$  – передаточная функция резистивного делителя напряжения;
- $G_{CO}(s)$  – передаточная функция управления выходом;
- $f_{OPTO\_pole}$  – граничная частота оптрона, по уровню минус 3 дБ;
- $U_{REF\_TL431}$  – опорное напряжение стабилизатора TL431;
- $R_{LOAD}$  – сопротивление нагрузки.

На рисунке 5.5 показана схема петли обратной связи по напряжению, где VD13 – стабилизатор TL431.

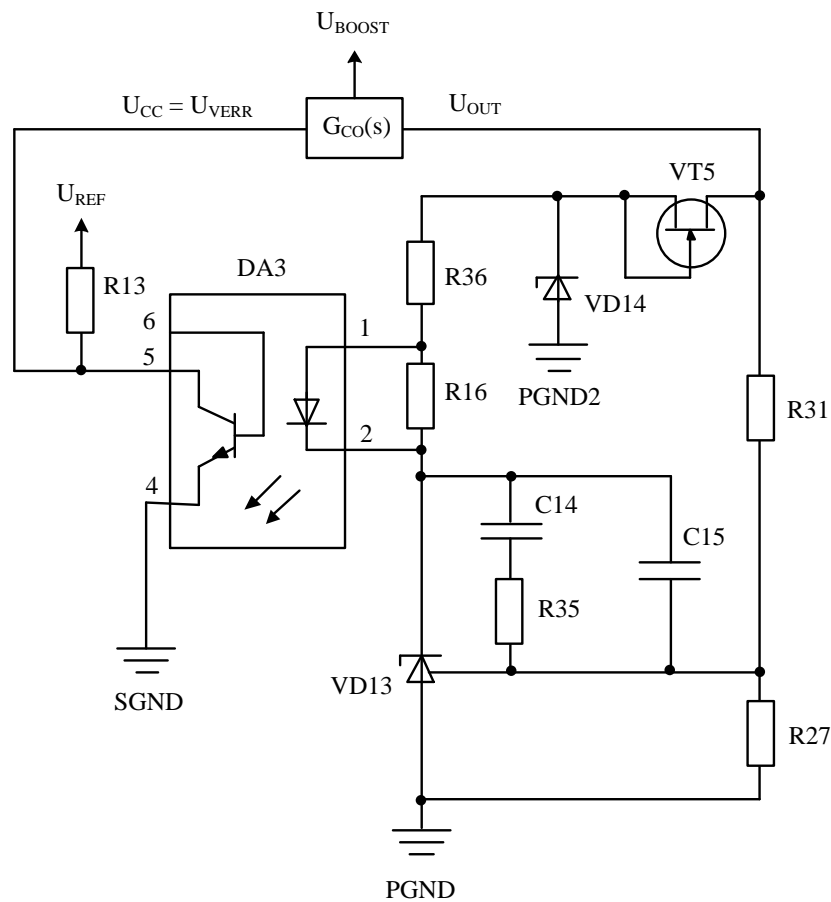


Рисунок 5.5 – Петля обратной связи микросхем

Сначала необходимо выбрать сопротивление резистора для делителя  $H(s)$  с помощью формулы (5.42)

$$R_{31} = \frac{R_{27} \times (U_{OUT} - U_{REF})}{U_{REF}} \quad (5.42)$$

При фиксированном значении  $R_{27} = 10 \text{ кОм}$  сопротивление  $R_{31} = 38,3 \text{ кОм}$ .

Резисторы  $R_{16}$  и  $R_{13}$  должны обеспечивать минимальные токи смещения для стабилизатора TL431 и оптрона соответственно. Их сопротивления можно рассчитать по формулам (5.43) и (5.44)

$$R_{16} = \frac{U_F}{I_{TL431}(\min)} \quad (5.43)$$

$$R_{13} = \frac{U_{REF} - U_{VERR}(\max)}{I_{OP}(\min)} \quad (5.44)$$

где  $I_{OP}(\min)$  – минимальный ток оптрона;

$U_{VERR}(\max)$  – максимальное напряжение на выводе VERR, определяемое внутренним ограничителем напряжения, равное 4,5 В;

$U_F$  – типовое прямое напряжение диода оптрона;

$I_{TL431}(\min)$  – минимальный ток катода TL431.

В данном примере  $R_{13} = 2,0 \text{ кОм}$ , а  $R_{16} = 680 \text{ Ом}$ . Оptron настроен на коэффициент усиления по постоянному току, равный 20 дБ, а уровень минус 3 дБ соответствует частоте 8 кГц.

На рисунке 5.6 показаны частотные характеристики оптрона.

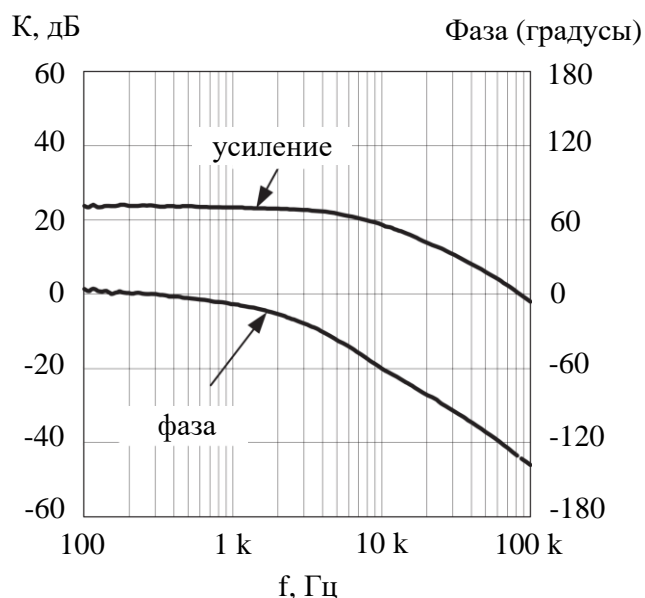


Рисунок 5.6 – Частотные характеристики оптрона

Чтобы скомпенсировать передаточную характеристики петли управления понижающего преобразователя, необходимо рассчитать или измерить ее. Частотные характеристики  $G_{CO}(s)$  для данного примера представлены на рисунке 5.7.

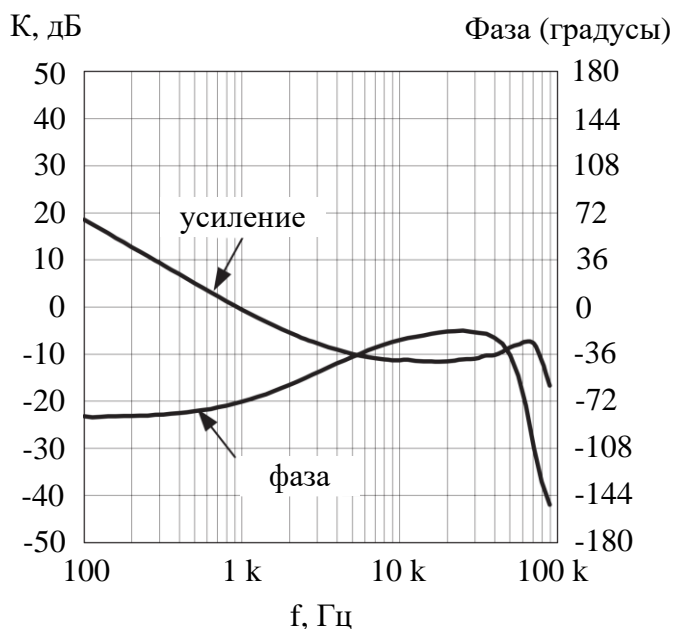


Рисунок 5.7 – Частотные характеристики  $G_{CO}(s)$

После определения частотной характеристики  $G_{CO}(s)$  необходимо определить целевую частотную характеристику системы управления с замкнутой петлей обратной связи. Как правило, частоту среза выбирают менее 1/6 от частоты переключения. В данном примере выбрана частота среза 1 кГц. Формула (5.45) описывает результирующую частотную характеристику системы с замкнутой петлей обратной связи  $T(s)dB$

$$T(s)dB = G_C(s) + G_{CO}(s) + H(s). \quad (5.45)$$

Формулы (5.46-5.49) могут быть использованы для выбора номиналов компонентов R35, C14 и C15

$$H(s) = 20 \log \left[ \frac{U_{REF}}{U_{OUT}} \right] \quad (5.46)$$

$$R35 = R31 \times 10^{(-G_{CO}(s)dB + G_{OPTO}(s)dB + H(s)dB)} \quad (5.47)$$

$$C14 = \frac{1}{(2\pi \times R35 \times f_C)} \quad (5.48)$$

$$C15 = \frac{1}{(2\pi \times R35 \times \frac{f_{SW}}{2})} \quad (5.49)$$

В результате получены следующие номиналы компонентов: R35 = 18,2 кОм, C14 = 10 нФ, C15 = 180 пФ.

На рисунке 5.8 показана частотная характеристика цепи компенсации, а на рисунке 5.9 – частотная характеристика коэффициента усиления замкнутой цепи.

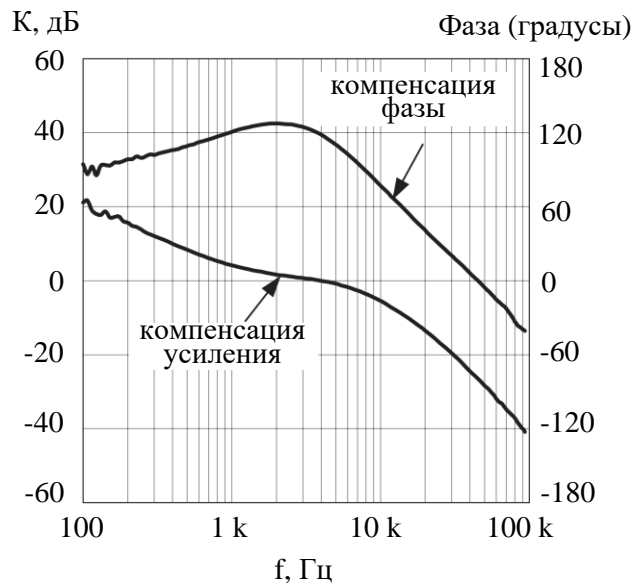


Рисунок 5.8 – АЧХ и ФЧХ компенсирующей цепи обратной связи

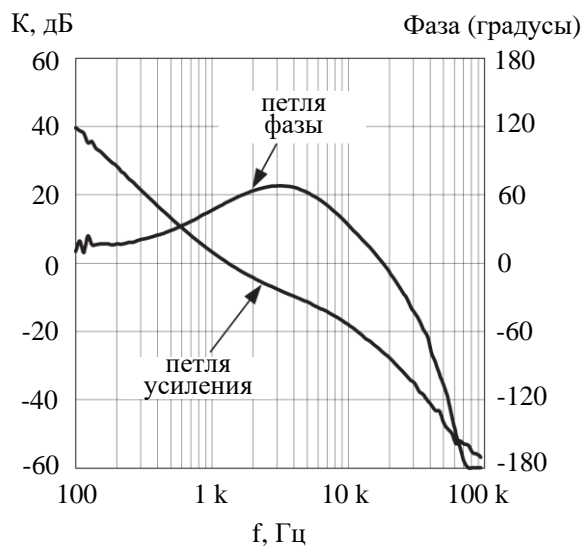


Рисунок 5.9 – Результирующие АЧХ и ФЧХ замкнутой петли системы управления

По графикам АЧХ и ФЧХ на рисунке 5.9 частота единичного усиления  $f_c = 1,5$  кГц, запас по фазе составляет  $55^\circ$ , запас по усилению составляет 50 дБ.

На этом этапе расчет секции двухтактного понижающего преобразователя завершается.