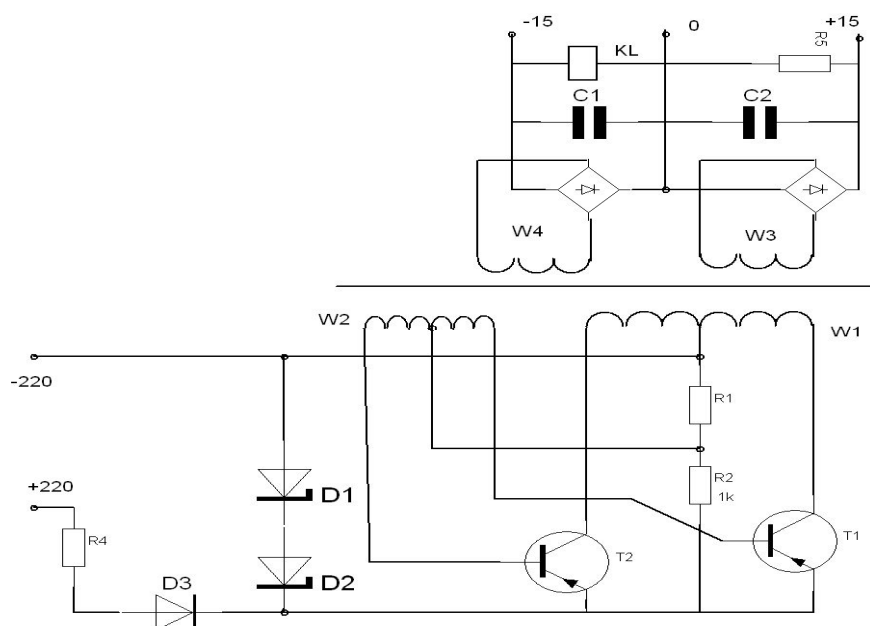


РАЗРАБОТКА ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ РЕЛЕЙНОЙ ЗАЩИТЫ ЭНЕРГОСИСТЕМ НА ОСНОВЕ МИКРОСХЕМ VIPER

НИЯЗОВ Н.Т., АБДЫСАТАРОВ А.К.
izvestiva@ktu.aknet.kg

В настоящее время в схемотехнике источников питания произошел серьезный прорыв, связанный с выпуском различных микросхем большой интеграции для построения импульсных понижающих источников питания по топологии одноконтурных обратноходовых преобразователей (ООП). Это вызвано тем, что в области малой мощности (1-20Вт) ООП является самой оптимальной, где предъявляются требования по габаритам, массе, ценовым и особенно требованиям по надежности и к.п.д. Направление этой схемотехники быстрыми темпами внедряются в аппаратуре связи, бытовой технике, где и нужны вышеперечисленные требования. Поэтому представляет интерес применение ООП и в устройствах релейной защиты энергосистем.

В качестве пробного применения предпринята замена штатного блока питания электронных нуль-индикаторов, применяемых в дистанционных защитах панели типа ЭПЗ-1336. Блок питания электронных нуль-индикаторов (рис.1) выполнен по схеме двухтактного преобразователя с самовозбуждением, со стабилизацией напряжения на входе стабилитронами и гасящим сопротивлением. На выходе он формирует двухполярное напряжение ± 15 В. с максимальной нагрузочной способностью 100 ма.. Для контроля наличия напряжения установлено реле, сигнализирующее о неисправности при исчезновении напряжения. Недостатком таких блоков являются низкий к.п.д., значительная выделяемая мощность на гасительном сопротивлении.



100n

Рис.1. Блок питания нуль-индикатора

Из всей номенклатуры специализированных микросхем компании STMicroelectronics выбрана микросхема типа Viper 22A. Микросхема представляет собой ШИМ-контроллер ООП с генератором 60 кГц, схему управления и встроенный регулирующий полевой MOSFET-транзистора со встроенным контролем тока SENSEFET. Принципы работы обратноходовых преобразователей напряжения можно найти в различной литературе, в частности можно ознакомиться в статье (1). Схема управления выполняет следующие функции:

- запуск и перезапуск микросхемы
- контроль тока и защита
- защита от повышения источника питания
- защита от перегрева микросхемы

- регулирование по сигналу обратной связи.
- Микросхема выпускается в корпусе SO-8, DIP-8 рис.2.
- Внутренняя функциональная схема приведена на рис.3.
- В таблице 1 приведена выходная мощность микросхемы.



Рис. 2.

Назначение выводов.

DRAIN — вывод стока высоковольтного MOSFET-транзистора. Обеспечивает питание микросхемы при запуске с помощью встроенного высоковольтного переключаемого источника тока. (5.6.7.8)

SORCE — вывод истока MOSFET-транзистора, общий вывод схемы управления и источника опорного напряжения.(1,2)

VDD — напряжение питания схемы управления. (4)

FB — вход управления заполнения импульсов.(3)

В скобках даны номера выводов.

Основные технические параметры даны в таблице №2.

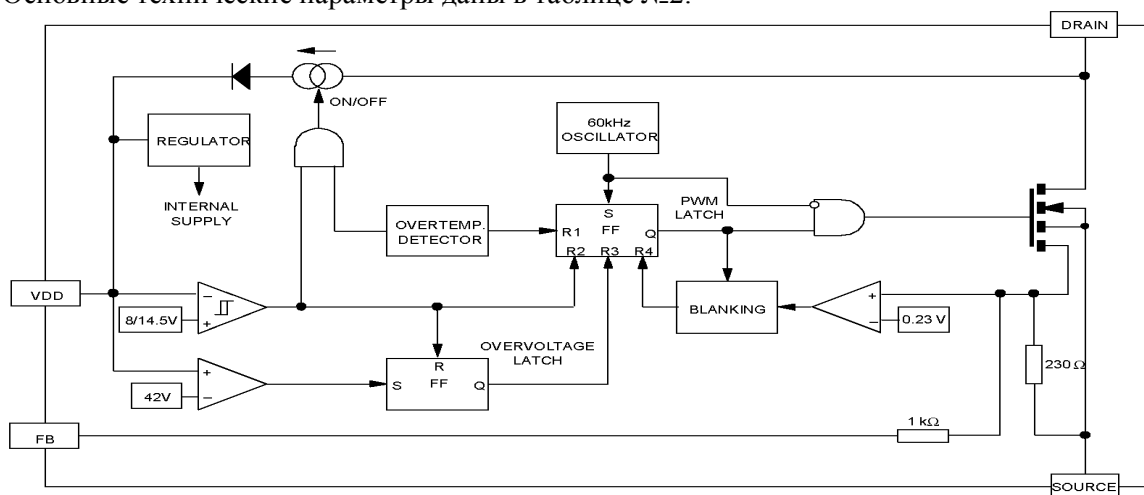


Рис.3.

Таблица 1

Микросхема	Максимальная выходная мощность Вт. при U сети В.	
	230 ± 15%	85-265
SO-8	12	7
DIP-8	20	12

Таблица 2

Параметр	Обозначение	Значения параметра			Единицы измерения
		Мин.	Тип.	Макс	
Рабочая частота	f	54	60	66	кГц
Ток ограничения	I _{Dlim}	0,56	0.7	0,8	А
Сопротивление сток-исток во вкл. состоянии	R _{DSON}	-	15	17	Ω
Пробивное напряжение сток-исток	BV _{DSS}	730	-	-	В
Напряжение питания	V _{DD}	0	-	50	В

Входное сопротивление по входу FV	R_{FB}	-	1,2	-	кΩ
Макс. ток по входу FV	I_{FB}	-	3	-	мА
Откл. микросхемы при перегреве	T_{SP}	-	140	170	$^{\circ}C$
Гистерезис вкл. микросхемы	T_{HYST}	-	-	40	$^{\circ}C$

Для реализации этого блока питания принципиальная схема показана на рис.4. Примем однозначно несколько параметров, которые рекомендует производители и на основании личного опыта авторов. На входе стоит фильтр, состоящий из дросселя L_1 и конденсатора C_5 , подавляющих синфазные помехи, защитный диод VD_1 , термистор, фильтрующий конденсатор C_1 , демпферная цепь VD_2 , R_1 , C_7 , микросхемы $Viper\ 22A$, импульсного трансформатора TP , выходных выпрямителей и цепей обратной связи на оптопаре и регулируемом стабилизаторе.

К ним относится частота преобразования $f = 60\text{ кГц}$, определяемая микросхемой, суммарное напряжение $U_{OR} = 80\text{ В}$, это напряжение на нагрузке U_{OUT} и выпрямительном диоде U_{VD} , приведенное к первичной обмотке. Третий параметр $K_{RP} = 1$ – отношение приращения тока первичной обмотки I_R к пиковому току I_P во всем диапазоне изменения входного напряжения, т.е. режим работы импульсного трансформатора будет с прерывистым магнитным потоком. По умолчанию, если некоторые номиналы компонентов схемы не даны в расчете, это не критично, они взяты из рекомендаций. Для обеспечения надежности максимальную входную мощность P_{BX} возьмем 12 Вт для корпуса DIP-8 (см. таблицу 1). Выходная мощность должна соответствовать $9\text{ Вт}, \pm 15\text{ В}, 300\text{ мА}$. Номинальное напряжение источника питания оперативного постоянного тока 220 В, минимальное $U_{ПМІN} = 165\text{ В}$, максимальное $U_{ПМАХ} = 250\text{ В}$.

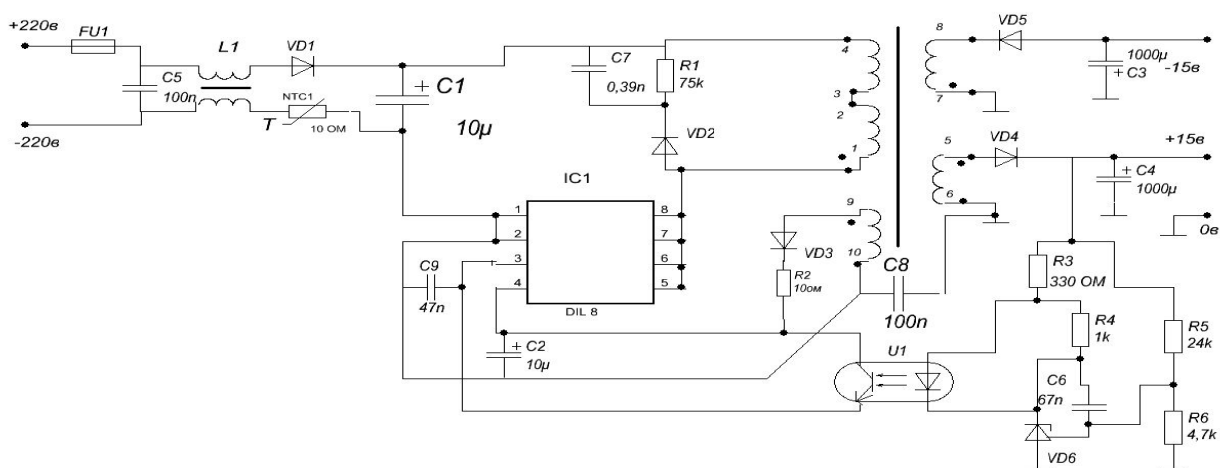


Рис.4.

Расчет параметров схемы.

Выбираем емкость входного конденсатора из условия $C = 1P_{BX} = 1 \times 12 = 12\text{ мкф}$.

Близкий из ряда номинальных емкостей 10 мкф 400 В.

Определяем максимальный коэффициент заполнения импульса.

$$D_{MAX} = \frac{U_{OP}}{(U_{MIN} - U_{DS}) + U_{OP}} = \frac{80}{(165 - 10) + 80} = 0,34,$$

где $U_{DS} = 10\text{ В}$ падение напряжения на транзисторе $Viper\ 22A$.

Среднее значение потребляемого тока от источника 220 В. при минимальном входном напряжении 165 в.

$$I_{AVG1} = \frac{P_{BX}}{U_{MIN}} = \frac{12}{165} = 0,073\text{ А.}$$

Пиковое значение тока.

$$I_{P1} = \frac{2 * I_{AVG}}{D_{MAX}} = \frac{2 \times 0,073}{0,34} = 0,428\text{ А.}$$

Эффективное значение тока первичной обмотки.

$$I_{RMS1} = I_{p1} \sqrt{\frac{D_{MAX}}{3}} =$$
$$0,428 \sqrt{\frac{0,34}{3}} = 0,144 \text{ А.}$$

Расчет импульсного трансформатора.

Индуктивность первичной обмотки трансформатора из уравнения энергетического баланса.

$$L_p = \frac{P_{BX}}{0,5 \times I_p^2 \times f} =$$
$$\frac{12}{0,5 \times 0,428^2 \times 60 \times 10^3} = 2200 \text{ мкГн.}$$

При выборе сердечника необходимо пользоваться справочными данными производителей ферритовых изделий. Основное требование к ним во всех режимах работы импульсного трансформатора: ток в первичной обмотке должен быть линейным, не входить в зону насыщения индукции во всем диапазоне тока, включая и аварийные режимы, достигается введением немагнитного (воздушного) зазора, для Ш-образного магнитопровода зазор обычно делается в центральном стержне.

Выбираем магнитопровод типа ЕЕ-25, основные параметры которого:

- Длина средней магнитной линии - $l_e = 49,2 \text{ мм}$
- Эквивалентное сечение магнитопровода - $A_c = 38,4 \text{ мм}^2$
- Эквивалентный объем сердечника - $V_e = 1890 \text{ мм}^3$
- Эффективная индуктивность - $A_L = 0,1694 \text{ нГн/вит}^2$ при зазоре $0,25 \text{ мм}$.

Рассчитаем количество витков первичной обмотки.

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{2200}{0,1694}} = 114 \text{ витков.}$$

Коэффициент трансформации вычисляем по следующей формуле:

$$K = \frac{N_1}{N_2} = \frac{U_{OP}}{U_{OUT} + U_{BD}} = \frac{80}{15 + 0,6} = 5,128,$$

где $U_{BD} = 0,6 \text{ В}$ – падение напряжения на выпрямительном диоде на напряжении 15 В .

Количество витков на напряжении $\pm 15 \text{ В}$:

$$N_2 = N_3 = N_1 / K = 114 / 5,128 = 22,23,$$

принимаем 22 витка.

Количество витков для напряжения питания микросхемы выбираем из рекомендации обеспечения 25 вольт:

$$N_4 = U_4 \times N_1 / U_{OP} = 25 \times 114 / 80 = 35,625,$$

принимаем 36 витков.

Диаметр провода первичной обмотки выбираем, исходя из плотности тока $j = 4 \text{ А/мм}^2$.

$$d_1 = \sqrt{\frac{4 \times I_{RMS1}}{3,14 \times j}} = \sqrt{\frac{4 \times 0,144}{3,14 \times 4}} = 0,22 \text{ мм.}$$

Близкий по стандарту провод диаметром $0,224 \text{ мм}$ и сечением $0,0394 \text{ мм}^2$.

Действующее значение вторичного тока:

$$I_{RMS2} = \frac{I_{RMS1}}{1/K} \sqrt{\frac{(1 - D_{MAX})}{3}} =$$
$$\frac{0,144}{1/5,128} \sqrt{\frac{(1 - 0,34)}{3}} = 0,346 \text{ А.}$$

Диаметр провода.

$$d_2 = \sqrt{\frac{4 \times I_{RMS2}}{3,14 \times j}} = \sqrt{\frac{4 \times 0,346}{3,14 \times 4}} = 0,339 \text{ мм. или сечение } 0,09 \text{ мм}^2.$$

Так как для выбранного магнитопровода сечение окошка позволяет намотать и большим диаметром провода, то выберем провод из фторопластовой изоляции типа сечением $0,125 \text{ мм}^2$.

Для обмотки питания микросхемы диаметр провода выберем равной первичной.

При изготовлении трансформатора с целью уменьшения индуктивности рассеяния первичную обмотку секционируем, разбиваем на две равные части. Схема намотки на каркасе показана на рис.5.

Расчет демпфирующей цепочки R1 C7 VD2 для подавления выбросов напряжения на стоке регулирующего транзистора.

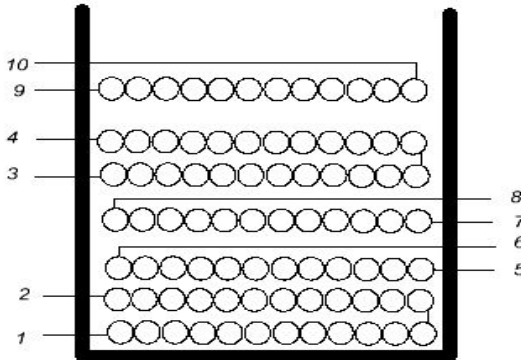


Рис. 5.

Из соотношения закона сохранения $L_s I_{P1}^2 = C_d \Delta U_{CD}^2$ находим C_d . При этом принимаем L_s равной от 1 до 5 мкГн, приращение напряжения на конденсаторе $\Delta U_{CD} = 50 \text{ В}$, так как это позволяет запас по напряжению пробоя микросхемы Viper 22A.

$$C_d = L_s I_{P1}^2 / \Delta U_{CD}^2 = 5 \cdot 10^{-6} \cdot 0,43^2 / 50^2 = 0,369 \text{ нФ.}$$

Принимаем 0,390 нФ на напряжение 1кВ. Вычисляем амплитуду напряжения на демпфирующем конденсаторе.

$$U_{CDMAX} = U_{OR} + \Delta U_{CD} = 80 + 50 = 130 \text{ В.}$$

Сопротивление демпфирующего резистора.

$$R_d = -1 / f C_d \ln (U_{CDMAX} - \Delta U_{CD} / U_{CDMAX}) = 1 / 60 \cdot 10^3 \cdot 0,390 \cdot 10^{-9} \ln (130 - 50 / 130) = 69,4 \text{ кОм.}$$

Выбираем 75 кОм. Мощность резистора определяем с запасом $P = U_{CDMAX}^2 / R_d = 130^2 / 75000 = 0,225 \text{ Вт}$. Выбираем 0.250 Вт.

По этим расчетам собран пробный экземпляр блока питания, внешний вид показан на фотографии рис.6.



Рис.6.

Проведено лабораторное тестирование, результаты которого сведены в таблицы 3 и 4.

Таблица 3

$U_{ВХ}$	$I_{ВХ}$	$U_{ВЫХ +15}$	$U_{ВЫХ -15}$	$I_{ВЫХ +15}$	$I_{ВЫХ -15}$	$P_{ВХ}$	$P_{ВЫХ}$	η к.п.д.
220	23	15,43	15,57	100	100	5,06	3,1	0,61
220	38	15,42	15,52	210	210	8,36	6,5	0,77
220	55	15,40	15,50	305	305	12,1	9,27	0,77
220	60	15,40	15,48	335	335	13,2	10,35	0,78

Таблица 4

$U_{ВХ}$	$I_{ВХ}$	$U_{ВЫХ +15}$	$U_{ВЫХ -15}$	$I_{ВЫХ}$
220	54	15,40	15,47	300
200	60	15,40	15,47	300
180	67	15,40	15,47	300
165	74	15,40	15,47	300

В таблице 3 отражены зависимости входного тока $I_{ВХ}$, $P_{ВХ}$, $U_{ВЫХ +15}$, $U_{ВЫХ -15}$, $P_{ВХ}$ от изменения токов нагрузки, при постоянном входном напряжении 220 в. В таблице 4 изменение входного тока при изменении входного напряжения, при постоянном выходном токе, равном номинальной нагрузке 300 ма. Из таблицы №4 видно полное совпадение с расчетными данным при минимальном напряжении 165 в входного тока потребления, по опыту составляет 74 ма, расчетные 73 ма. Нестабильность выходного напряжения, при изменении выходного тока и изменении входного напряжения не превышает 1%. К.П.Д. блока питания составляет 78% при номинальной нагрузке. Видимого перегрева при номинальном выходном токе, электронных компонентов блока питания не замечено, кроме самой микросхемы, на ощупь температура в пределах нормы. При нагрузке соответствующей 10,35 Вт через 2 минуты микросхема отключалась внутренней защитой от перегрева, с периодичностью 30 секунд. Для точной установки выходных напряжений нужно, чтобы сопротивления R5,R6 были с 1% погрешностью.

Выводы:

1. Для построения блока питания в устройствах РЗА на малые мощности подойдут однотактные обратноходовые преобразователи, в частности, реализованные на микросхемах VIPER.
2. Устройства получаются компактными, требуют малое количество навесных элементов.
3. Характеризуются хорошей повторяемостью, не требуют наладки, при промышленном производстве обладают малой себестоимостью.
4. Уменьшение количества деталей, увеличивает надежность функционирования.
5. Обладают хорошими стабилизирующими свойствами.

Литература

1. Семенов Ю. Разработка однотактных обратноходовых преобразователей напряжения. //Радио. № 10. 2001. 34-37 с. №11 2001. С. 43-45 .
2. Раймонд Мэк. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению. – М.: Издательский дом «Додэка XXI». 2008.
3. VIPER 22. Low power off line smps primary switcher. STMicroelectronics GROUP of COMPANIES. 2002.

