

УДК 621.311.6

Разработка мощного высоковольтного источника электропитания

У Сяоцян, В. И. Казанцев

*Кафедра радиоэлектронных систем и устройств
МГТУ им. Н.Э. Баумана
Россия, 105005, Москва, 2-я Бауманская ул., 5*

Данная работа посвящена проектированию высоковольтного источника электропитания, описанию его принципа действия. Источник обладает высокой эффективностью. Обоснованы основные особенности выбранной схемы.

Ключевые слова: IGBT, ШИМ, ВИЭП, инвертор, трансформатор.

1. Введение

В современной радиоэлектронике весьма широкое применение находят вторичные источники электропитания (ВИЭП), построенные по схеме с преобразованием переменного напряжения первичной сети по частоте. Напряжение в силовых первичных сетях изменяется обычно по гармоническому закону с частотой 50 или 400 Гц. При требуемых достаточно высоких уровнях мощности и напряжения необходимую гальваническую развязку на столь низких частотах можно обеспечить, используя весьма значительные по массе и габаритам силовые трансформаторы с сердечниками из тонколистовой электротехнической стали. В этом случае габариты и масса мощных высоковольтных ВИЭП определяются в основном соответствующими показателями силовых трансформаторов. Для резкого уменьшения массогабаритных показателей этих узлов радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) представляется целесообразным переход на существенно более высокие частоты, чем действуют в первичных сетях.

В маломощной и низковольтной РЭА широко используются достаточно простые обратно- или прямоходовые инверторы, преобразующие частоту первичных сетей до нескольких сотен кГц, однако при попытках использовать столь высокие частоты преобразования в РЭА, где действуют напряжения в десятки кВ с мощностью в единицы-десятки кВт, например, в радиопередающих устройствах СВЧ диапазона на мощных электровакуумных генераторных приборах, возникают значительные трудности [1, 2]. Их можно преодолеть при использовании более сложных схем с последовательными резонансными контурами, включенными в диагональ мостовых инверторов. Ключи в этих инверторах состоят из силовых биполярных транзисторов с изолированным затвором (БТИЗ или IGBT) или модулей на их основе. Для повышения частоты преобразования могут использоваться полевые транзисторы с изолированными затворами MOSFET.

Нагрузка, в качестве которой оказывается первичная обмотка высоковольтного трансформатора со своими паразитными параметрами, включается в резонансный контур. В него автоматически оказываются включенными такие параметры трансформатора как паразитные емкости (межслоевые, межвитковые, межобмоточные) и индуктивности рассеяния. Это обстоятельство дает возможность использовать эти параметры при настройке контура в резонанс на рабочую частоту преобразования. Её в свою очередь приходится снижать для уменьшения динамических потерь в ключах и потерь как в сердечниках магнитных элементов контура, так и в обмотках при проявлении скин-эффекта и эффекта вытеснения тока.

В данной работе описывается мощный высоковольтный ВИЭП, спроектированный с использованием широтно-импульсной модуляции (ШИМ) мостовой схемы резонансного инвертора. Применены современные и надежные IGBT модули

и драйверы. ВИЭП обладает высокими КПД (до 98 %), стабильностью и надёжностью, которая обеспечивается в том числе и быстродействующими защитами.

Таблица 1

Основные технические параметры

№ п/п	Наименование параметра	Значение параметра
1	Входное напряжение	3 фазы, 400 Гц, 220 В \pm 5 %
2	Выходное напряжение	20 кВ
3	Выходной ток	2 А
4	Частота переключения	20 кГц
5	Стабилизация напряжения	\pm 1 %
6	Уровень пульсаций на выходе (peak-to-peak)	0,1 В
7	КПД	98 %

2. Состав схемы ВИЭП

Упрощённая принципиальная электрическая схема описываемого устройства приведена на рис. 1. Схема состоит из входного AC/DC преобразователя с *LC* фильтром на выходе, мостовых инверторов, формирующих резонансных контуров с трансформаторами высокого напряжения, высоковольтными AC/DC преобразователями с фильтром высокого напряжения. В схему также входят драйверы и система управления ими, блок защиты и ряд вспомогательных цепей.

Принцип работы: входное трёхфазное сетевое напряжение (220 В, 400 Гц) с помощью тиристора и фильтра входной цепи преобразовывается в постоянное напряжение 300 В и подаётся на два мостовых резонансных инвертора. В диагоналях каждого из них установлены последовательные формирующие контуры. В них входят также и первичные обмотки высоковольтных высокочастотных трансформаторов. Так как требуемое на выходе ВИЭП напряжение равняется 20 кВ, то с целью упрощения конструкции трансформаторов и уменьшения напряжения на высоковольтных диодных сборках выбрана схема последовательного суммирования напряжения от двух мостовых инверторов. На вторичной обмотке каждого трансформатора действует напряжение 10 кВ. К ней подключен мостовой выпрямитель. Система управления мостами инверторов поочерёдно перекидывает ключи в противоположных плечах мостов с частотой 20 кГц. В результате на диагонали моста получено импульсное напряжение, изменяющееся с частотой 20 кГц. На вторичной обмотке трансформатора напряжение близко по форме к гармоническому и составляет по амплитуде 10 кВ. После суммирования выпрямленного напряжения и фильтрации на выходе оказывается постоянное напряжение 20 кВ.

3. Проектирование основных узлов

3.1. Выбор IGBT модулей инвертора

Наличие в схемах инверторов достаточно больших паразитных ёмкостей и индуктивностей приводит к тому, что в момент переключения на промежутках «коллектор-эмиттер» IGBT модулей будут возникать большие обратные выбросы. Пиковые значения амплитуды этих выбросов могут достигать 50 % напряжения, подаваемого на инвертор. К этим выбросам добавляются также флуктуации сетевого напряжения. Таким образом, на ключах инверторов будет действовать напряжение с амплитудой более 470 В. Обычно для обеспечения надёжной работы для ключей используют транзисторы с вдвое большим рабочим напряжением. При разработке данного ВИЭП был выбран модуль со следующими параметрами:

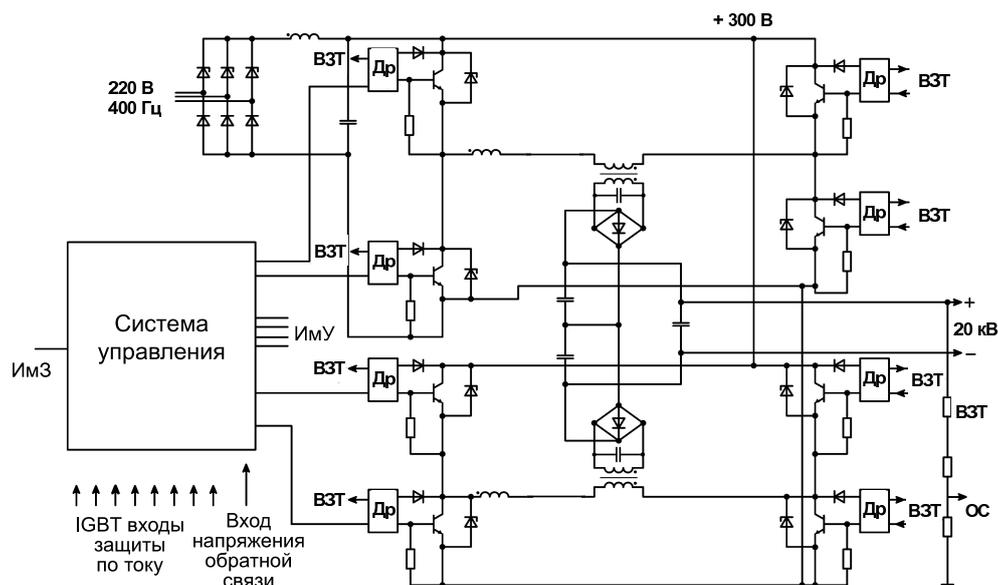


Рис. 1. Схема ВИЭП: Др — драйвер; ВЗТ — выход защиты по току; ИмЗ — импульс запуска; ИМУ — импульс управления; ОС — обратная связь

$V_{CES} = 1200 \text{ В}$, $I_C = 400 \text{ А}$. Большой запас по параметрам позволяет уменьшить затраты энергии, динамические потери на ключах, их нагрев, повысить надёжность работы.

3.2. Выбор рабочей частоты

Максимальная рабочая частота выбранного IGBT модуля составляет 40 кГц. Для обеспечения некоторого запаса в качестве предельной частоты следует принимать несколько уменьшенную, например, $f_0 = 33 \text{ кГц}$. При этом резонансная частота формирующего контура может быть взята равной $f_s = 0,75 \times 33 = 24,7 \text{ кГц}$. Для уменьшения нагрева IGBT и трансформатора остановились на рабочей частоте $f_s = 20 \text{ кГц}$.

Параметры элементов, составляющих формирующий контур, были приняты следующими: $C = 3,5 \text{ мкФ}$, соответственно, индуктивность контура $L = 23 \text{ мкГн}$. При выборе параметров контура, кроме условия настройки его в резонанс на заданную частоту, учитывалось также и то обстоятельство, что максимум собственной добротности контура достигается обычно при некоторых значениях характеристического сопротивления $\rho = \sqrt{L/C}$, обычно порядка несколько десятков Ом.

В реальных схемах индуктивность рассеяния трансформатора участвует в резонансном процессе, как и его паразитная, приведённая к первичной обмотке. Поэтому значения L и C регулируются при настройке. Необходимо в данном случае иметь в виду, что если индуктивность рассеяния суммируется с L , то паразитная ёмкость включена в общий контур последовательно, т.е. общая ёмкость уменьшается, а характеристическое сопротивление возрастает, приближаясь к оптимальным значениям.

4. Система управления (СУ)

В СУ используется ШИМ-контроллер (SG1526, +5 В), у которого рабочая частота от 1 Гц до 400 кГц, выходной ток в цепи управления затвором 200 мА. К выводу 11 присоединяется резистор для настройки длительности паузы между импульсами и защиты по минимальному входному напряжению (UVLO, Under

Voltage LockOut) [3]. К выводу 4 присоединяется конденсатор ёмкостью C_r , регулирующий время мягкого старта. В контроллер включён усилитель сигнала ошибки (УСО) с высоким коэффициентом усиления. УСО контролирует длительность выходного импульса путём сравнения сигналов обратной связи и опорного напряжения. 5 и 8 — защита от перенапряжения, активный низкий уровень, 6 и 7 — защита от превышения тока, активный низкий уровень. Так как данный ВИ-ЭП состоит из двух последовательных мостов с выходным напряжением 10 кВ, то СУ должна одновременно выдавать восемь импульсных сигналов на выходе. Ток управления у SG1526 200 мА удовлетворяет вышеперечисленным требованиям, через два импульсных трансформатора получаем на входах IGBT восемь ШИМ сигналов. Схема включения ШИМ-контроллера для организации СУ показана на рис. 2.

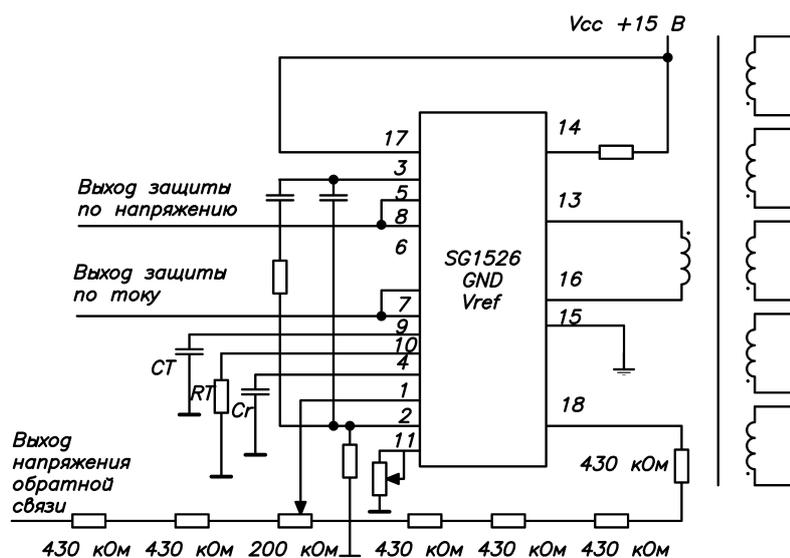


Рис. 2. Схема включения ШИМ-контроллера SG1526

5. IGBT и обеспечение их быстрого переключения

IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) обладает преимуществами биполярного и MOSFET транзисторов: управляется напряжением, имеет большое входное сопротивление, низкие потери при переключении, высокую рабочую частоту и скорость переключения.

Весьма важным является правильное проектирование схемы запуска (драйвера). Устойчивая работа СУ определяется, во многом, наличием помех (наводок) от основных цепей в схеме запуска (низкий и высокий уровни). Выбрана интегральная схема драйвера M57962L, гальваническая развязка которой позволяет выдерживать воздействие напряжений до 2500 В в течение 1 минуты. Эта схема совместима с входными сигналами уровня TTL. Имеет внутри логическую схему защиты от короткого замыкания. Входной сигнал запуска развязан от выходного во избежание самовозбуждения, ошибочного запуска импульса, ложной тревоги и т. д. Схема включения драйвера приведена на рис. 3.

От выбора напряжения управления зависят потери в IGBT транзисторе. Из анализа кривой, приведённой на рис. 4,а, видно, что в открытом состоянии чем больше напряжение запуска, тем меньше потери на транзисторах, однако слишком большое напряжение может привести к пробое затвора IGBT. По результатам макетирования была выбрана амплитуда напряжения управления $U_g = 15$ В.

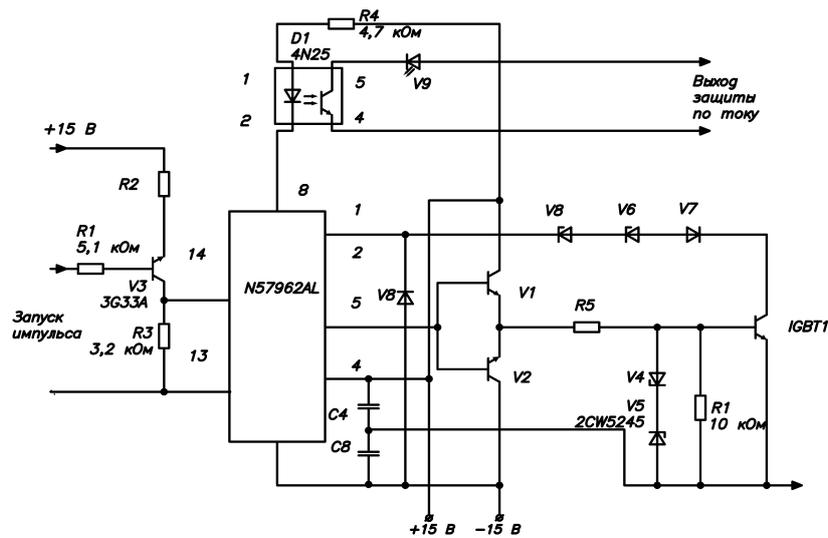


Рис. 3. Схема включения драйвера IGBT

Для обеспечения высокой скорости переключения IGBT подаётся отрицательное напряжение смещения $U_g = -10$ В. Выбор режима IGBT при управлении им иллюстрируется кривыми, приведёнными на рис. 4, а и б.

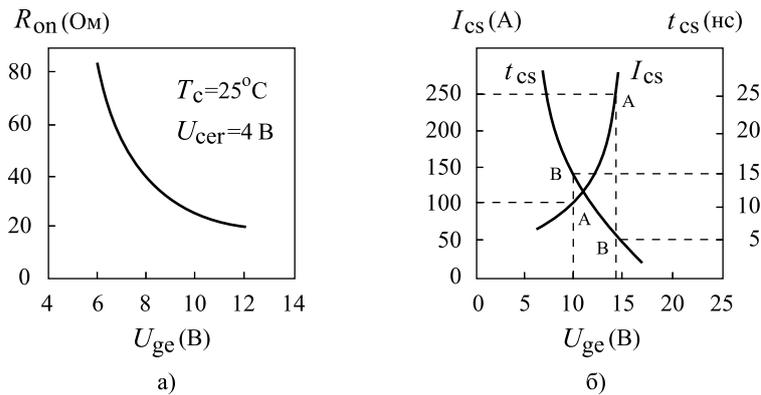


Рис. 4. Кривые, характеризующие переходные процессы в IGBT: а) зависимость значения R_{on} (сопротивление открытого выходного перехода транзистора) от U_{ge} (напряжение на затворе), б) соотношение между U_{ge} (напряжение на затворе), I_{cs} (ток коллектор–эмиттер при переключении) и t_{cs} (время переключения)

IGBT имеет весьма высокое входное сопротивление величиной $10^9 \dots 10^{11}$ Ом, и большую ёмкость входа. Во время переключения эта ёмкость должна перезаряжаться. При этом ток через ключевые элементы очень большой, и основная цепь оказывает значительное влияние на импульс запуска. Этот импульс в свою очередь может повредить затвор IGBT. Для гашения переколебаний на фронте и плоской части импульса в цепи затвора последовательно установлен резистор $R_g = 16$ Ом, подобранный при макетировании. Этот резистор не следует выбирать слишком большим, чтобы не завалить передний фронт импульса, но обеспечить достаточную изоляцию между входом и выходом.

Конструктивно модули монтируются на печатные платы без пайки через соединительные провода. Дополнительные компоненты непосредственно на выводы модуля также не устанавливаются, чтобы избежать появления в модуле внутренних механических напряжений из-за локального перегрева выводов при пайке.

Впоследствии это может привести к отказу модуля. Для обеспечения высокой надёжности и устойчивости конструкции к вибрационным нагрузкам и ударам рекомендуется крепить модули к печатной плате через опорные стойки.

На рис. 5 изображены экспериментально снятые осциллограммы импульса запуска и резонансного тока.

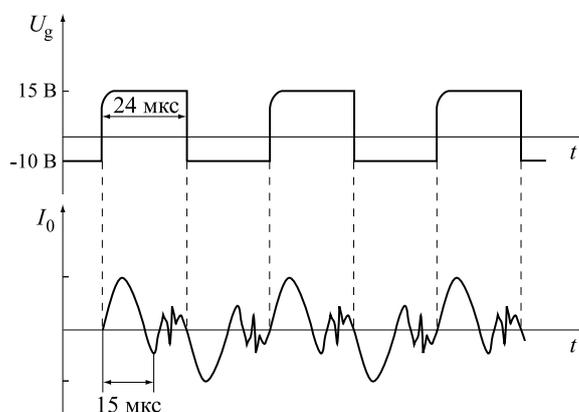


Рис. 5. Осциллограммы импульсов запуска и резонансного тока

6. Проектирование высоковольтного трансформатора

К проектированию высоковольтного трансформатора на столь большую мощность следует относиться очень внимательно. С целью уменьшения и потерь на частотах в несколько десятков кГц ленточный сердечник изготавливается из аморфных сплавов на основе кобальта или из нанокристаллических сплавов на основе железа и имеет П-образную форму [4]. Высокое значение магнитной индукции в сердечнике позволяет снизить число витков в обмотках и использовать бескаркасную конструкцию трансформатора. Индуктивность рассеяния составляет лишь 3...4 мкГн, и трансформатор мало нагревается.

7. Заключение

В заключение следует отметить, что описанные в данной работе предпосылки вполне оправдались при отладке экспериментального образца. Были достигнуты заданные параметры ВИЭП. Образец без значительных перегревов выдерживает 8-часовые прогоны.

Литература

1. Проектирование источников электропитания электронной аппаратуры / О. К. Березин, В. Г. Костиков, Е. М. Парфенов и др.; под ред. В. А. Шахнова. — М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005. — 504 с.
2. Казанцев В. И., Хижняков П. М., Сергеев В. Г. и др.. Высоковольтная система электропитания (варианты) и электронный ключ для неё. — ПАТЕНТ №58002.
3. Белотуров В. DC/DC-конвертеры компании Vicor // Электронные компоненты. — 2005. — № 6. — С. 90.
4. Стародубцев Ю. Н., Белозеров В. Я. Магнитные свойства аморфных и нанокристаллических сплавов. — Екатеринбург: Изд-во Урал. университета, 2002. — 384 с.

UDC 621.311.6

The Design of High-Voltage Power Supply**Wu Xiaoqiang, V. I. Kazantzev**

*Department of Radioelectronic Systems and Devices
Bauman Moscow State Technical University
5, 2nd Baumanskaya str., Moscow, 105005, Russia*

This paper introduces the design of the high-voltage and high-efficiency switching power supply and its operating principle, performance as well as main parameters.