

54

Л.Д. Певзнер
В.Г. Костиков
В.А. Шахнов
Р.В. Костиков
Г.М. Авалиани

устройство

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
НАПРЯЖЕНИЯ
В СОСТАВЕ
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ**

ПРЕПРИНТ

**РЕДАКЦИОННЫЙ
С О В Е Т**

*Председатель
Л.А. ПУЧКОВ*

*Зам. председателя
Л.Х. ГИТИС*

*Члены редсовета
А.П. ДМИТРИЕВ*

Б.А. КАРТОЗИЯ

А.В. КОРЧАК

М.В. КУРЛЕНЯ

В.Н. ОПАРИН

В.И. ОСИПОВ

В.Л. ПЕТРОВ

А.Д. РУБАН

Э.М. СОКОЛОВ

К.Н. ТРУБЕЦКОЙ

В.А. ЧАНТУРИЯ

**АССОЦИАЦИЯ
«МИР ГОРНОЙ КНИГИ»**

*президент МГУ,
чл.-корр. РАН*

*директор
Издательства МГУ*

академик РАЕН

академик РАЕН

академик МАН ВШ

академик РАН

*чл.-корр. РАН,
директор ИГД СО
РАН*

академик РАН

академик МАН ВШ

*чл.-корр. РАН,
зам. директора
ИПКОН РАН*

академик МАН ВШ

академик РАН

академик РАН

**Л.Д. Певзнер
В.Г. Костиков
В.А. Шахнов
Р.В. Костиков
Г.М. Авалиани**

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ
СОВМЕСТИМОСТЬ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ
НАПРЯЖЕНИЯ
В СОСТАВЕ
ЭЛЕКТРОННОЙ
АППАРАТУРЫ**

ПРЕПРИНТ

**МОСКВА
ИЗДАТЕЛЬСТВО
«ГОРНАЯ КНИГА»
2010**



ДЗ - 10
66757

005

ГОУБЛРОС
СИСТЕМА
ЦИТАЛЬНОГО ЗАДА

УДК 621.3.047
ББК 31
П 23

Книга соответствует «Гигиеническим требованиям к изданиям книжным для взрослых» СанПиН 1.2.1253-03, утвержденным Главным государственным санитарным врачом России 30 марта 2003 г. (ОСТ 29.124—94). Санитарно-эпидемиологическое заключение Федеральной службы по надзору в сфере защиты прав потребителей и благополучия человека № 77.99.60.953.Д.014367.12.09

Певзнер Л.Д., Костиков В.Г., Шахнов В.А., Костиков Р.В., Авалиани Г.М.

П 23 Электромагнитная совместимость преобразователей напряжения в составе электронной аппаратуры: Отдельные статьи Горного информационно-аналитического бюллетеня (научно-технического журнала). — 2010. — № 1. — 38 с. — М.: Издательство «Горная книга»

ISSN 0236-1493

Под электромагнитной совместимостью преобразователей напряжения (ПН) в составе ЭА понимают взаимную совместимость их функциональных узлов, а также совместимость преобразователей напряжения с нагрузкой и системой электроснабжения. Такое разграничение вызвано существенным различием параметров контуров во входных и выходных цепях ПН, в которых возникают ударные колебания. Учет особенностей этих контуров и режимов работы отдельных частей электрических схем позволяют выработать рекомендации по обеспечению ЭМС в составе электронной аппаратуры.

An electromagnetic compatibility (EMC) of power converter (PC) in the composition of electronic equipment is not only a mutual compatibility of its function units, but compatibility of power converters with load and power supply too. This sort of differentiations is provoked by essential distinction of electric circuit parameters in entry and output chains of power converter where shock oscillations occurred. The registration of these outline features and operating modes of separate parts of electrical circuits makes it possible to work out certain guidelines on support of electromagnetic compatibility as a part of electronic equipment.

УДК 621.3.047
ББК 31

ISSN 0236-1493

©Л.Д.Певзнер, В.Г. Костиков,
В.А. Шахнов, Р.В. Костиков,
Г.М. Авалиани, 2010
© Издательство «Горная книга», 2010
© Дизайн книги. Издательство «Горная книга», 2010

Под электромагнитной совместимостью преобразователей напряжения (ПН) в составе ЭА понимают взаимную совместимость их функциональных узлов, а также совместимость преобразователей напряжения с нагрузкой и системой электроснабжения. Такое разграничение вызвано существенным различием параметров контуров во входных и выходных цепях ПН, в которых возникают ударные колебания. Учет особенностей этих контуров и режимов работы отдельных частей электрических схем позволяют выработать рекомендации по обеспечению ЭМС в составе электронной аппаратуры.

Помехи, создаваемые преобразователями напряжения

Преобразователи напряжения создают помехи, в основном, в процессе коммутации активных компонентов (транзисторов, тиристоров, диодов и др.). Уровни помех и их длительности определяются быстродействием указанных компонентов в процессе переключения.

Рассмотрим процесс включения выпрямительного диода по схеме, представленной на рис. 1, а. Сначала к диоду прикладывается прямое напряжение $U_{пр}$, которое в момент времени t_0 изменяет знак на противоположный и принимает значение $U_{обр}$ (диаграмма на рис. 1, б). В результате прямой ток $I_{пр}$ через диод меняет направление и начинает протекать ток обратной полярности $I_{обр}$ (диаграмма рис. 1, в). Рассасывание избыточных носителей происходит в течение времени t_p , уменьшение которого приводит к росту максимального значения тока $I_{обр}$. В процессе рассасывания диод находится в открытом состоянии, поэтому протекающий через него ток ограничивается другими компонентами схемы. Максимальное значение тока $I_{обр}$ определяется приложенным к схеме напряжением и сопротивлением индуктивности L_s рассеяния трансформатора, эквивалентным последо-

вательным сопротивлением фильтрующего конденсатора C_{ϕ} , активным и индуктивным сопротивлениями монтажа, приведенным сопротивлением входной цепи преобразователя.

Перечисленные сопротивления обычно невелики, что приводит к большому значению импульса тока $I_{\text{обр}}$. При различных соотношениях между активной и реактивной составляющими сопротивлений цепи формы импульсов обратного тока через диод также различны. Так, изменение обратного тока по линии 1 (рис. 1,в) может иметь место только в случае, когда индуктивность в цепи тока через диод отсутствует. При наличии индуктивности обратный ток нарастает по экспоненте (линия 2 на рис.1,в). Увеличение индуктивности в цепи диода приводит к увеличению времени нарастания обратного тока.

Восстановление обратного сопротивления диода начинается после окончания процесса рассасывания носителей. Снижение обратного тока до нуля происходит в течение времени $t_{\text{сп}}$ спада. В момент запираания диода возникают высокочастотные колебания тока:

$$i(t) \approx I_m \exp\left(-\frac{t}{\tau_3}\right) \sin(\omega_B t),$$

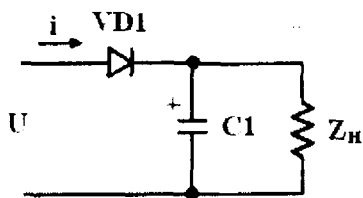
где τ_3 — постоянная времени затухания, которая определяется добротностью колебательного контура в режиме ударного возбуждения;

$$\omega_B = 2\pi / T_B = \sqrt{L_n C_n};$$

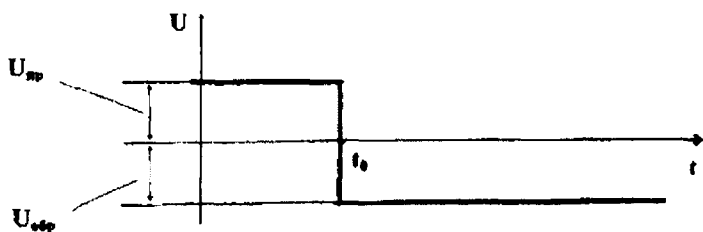
T_B — период высокочастотных колебаний; L_n и C_n — эквивалентные значения индуктивности и емкости колебательного контура.

Для импульсных диодов, например, типов 2Д212 и 2Д213, время рассасывания t_p составляет (150...500) нс.

a



б



в

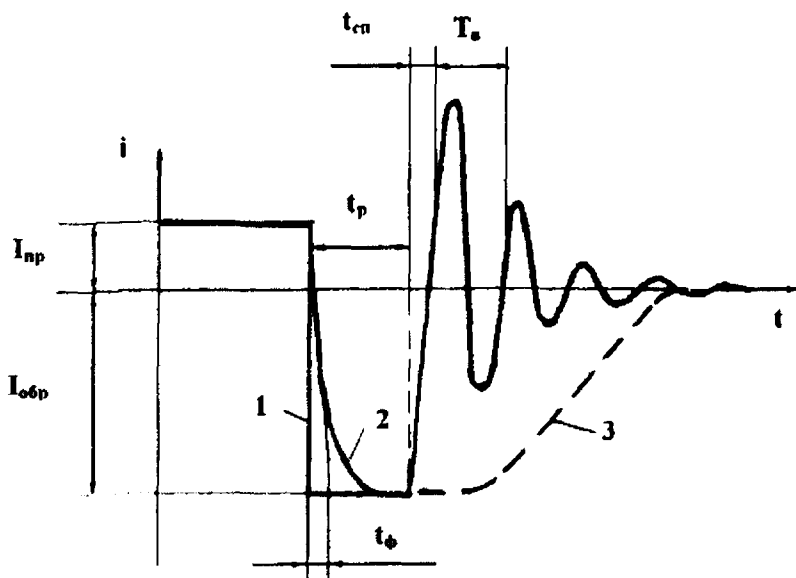


Рис. 1. Схема включения выпрямительного диода (a) и осциллограммы изменения напряжения (б) и тока (в)

При прямом токе $I_{пр} = (2...6)$ А обратный ток $I_{обр}$ увеличивается в несколько раз и достигает значений $(8...20)$ А.

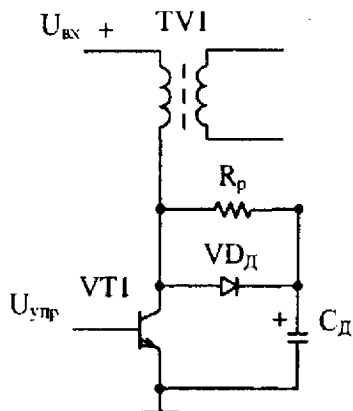
Продолжительность спада тока при весьма малой индуктивности в цепи диода составляет $t_{сп} = (5...10)$ нс. В реальных схемах всегда имеют место колебательные контуры, поэтому при $T_b = (50...2000)$ нс продолжительность спада тока находится в пределах $(200...300)$ нс.

Низкочастотный выпрямительный диод, по сравнению с импульсным, имеет большее время восстановления обратного сопротивления (штриховая линия 3 на рис. 1, в).

Процесс переключения транзистора, по аналогии с диодом, сопровождается резкими изменениями напряжения. На рис. 2 показаны схема включения биполярного транзистора при работе в режиме ключа и осциллограммы изменения напряжения в цепи коллектор-эмиттер. Параллельно транзистору VT_1 (рис. 2, а) включена демпфирующая цепь $VD_d C_d$. В процессе перехода транзистора в открытое состояние, сопровождающегося спадом напряжения $U_{кэ}$ (рис. 2, б), диод VD_d находится в открытом состоянии. В течение времени t_p происходит рассасывание избыточных носителей в структуре диода. В этом интервале времени может иметь место ступенчатое изменение напряжения, если ток базы транзистора не обеспечивает поддержание транзистора в состоянии насыщения. Тогда на первом этапе рассасывания длительностью $t_{сп1}$ происходит спад напряжения от $U_{км}$ до U_b , а на втором этапе рассасывания длительностью $(t_p - t_{сп1})$ напряжение не уменьшается и транзистор работает в линейном режиме.

Когда транзистор в течение времени t_p находится в состоянии насыщения, ток ограничивается индуктивностью рассеяния трансформатора. Напряжение коллектор-эмиттер спадает в течение времени $t_{сп1}$, по истечении которого транзистор работает в режиме насыщения. После подачи управ-

а)



б)

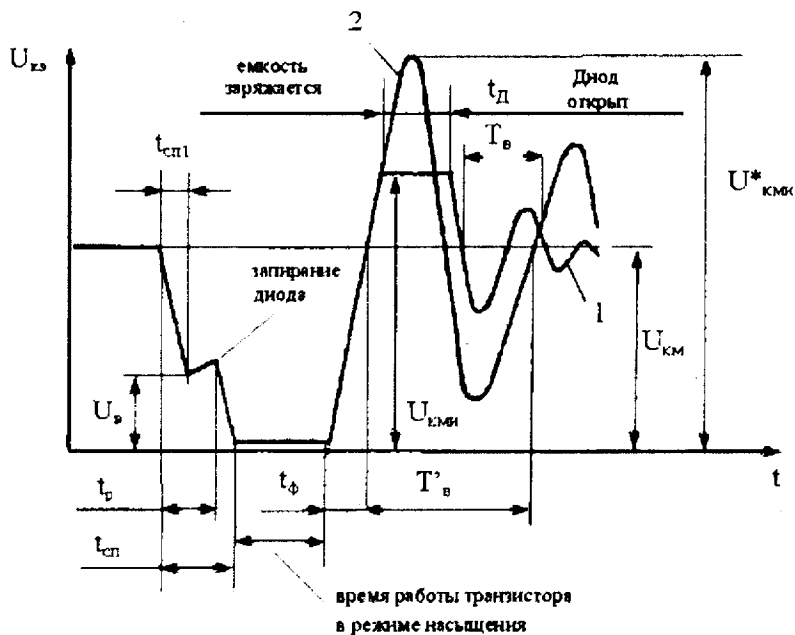


Рис. 2. Схема включения транзистора при работе в режиме ключа (а) и осциллограммы изменения напряжения (б)

ляющего сигнала $U_{упр}$ на переход транзистора в закрытое состояние происходит рассасывание избыточных носителей в его структуре.

После окончания рассасывания формируется фронт нарастающего напряжения $U_{кз}$ длительностью t_f . Напряжение $U_{кз}$ повышается до значения $U_{км}$ и продолжает расти в связи с наличием в коллекторной цепи транзистора индуктивности L_s рассеяния трансформатора. Если в схеме имеется демпфирующая цепь $VD_d C_d$, то напряжение нарастает до значения $U_{км}$. Уровень последнего определяется емкостью конденсатора C_d и значением напряжения, до которого был заряжен конденсатор в начале интервала t_f , т.е. в начале перехода транзистора в закрытое состояние.

В течение времени t_d диод VD_d открыт и конденсатор C_d заряжается за счет энергии, накопленной в индуктивности L_s рассеяния трансформатора. Когда напряжение на конденсаторе в процессе колебаний становится ниже напряжения на коллекторе транзистора, диод VD_d переходит в закрытое состояние. Поскольку диод обладает собственной емкостью и в связи с инерционностью процесса перехода в закрытое состояние (т.е. восстановления обратного сопротивления), в схеме на рис. 2, а наблюдаются флуктуации напряжения, характерные для схемы на рис. 1. Интенсивность высокочастотных помех определяется обратным током через диод VD_d , который может достигать больших значений.

При наличии демпфирующей цепи и весьма малой длительности спада $t_{сп}$ импульса тока $I_{км}$ длительность t_3 заряда конденсатора C_d и максимальное значение импульса напряжения $U_{кми}$ определяются выражениями соответственно:

$$t_3 = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_s C_d}, \quad U_{кми} = U_{км} + I_{км} \sqrt{\frac{L_s}{C_d}}.$$

Необходимая для обеспечения заданного уровня импульса напряжения емкость конденсатора находится из соотношения

$$C_D = \frac{I_{\text{км}}^2 L_s}{(U_{\text{кмн}} - U_{\text{км}})^2}.$$

При разряде конденсатора на резисторе R_p рассеивается мощность

$$P_D = \frac{C_D (U_{\text{кмн}}^2 - U_{\text{со}}^2)}{2T},$$

где $U_{\text{со}}$ – начальное напряжение на конденсаторе.

При отсутствии в схеме демпфирующей цепи напряжение $U_{\text{км}}$ изменяется по кривой 2 (рис. 2, б) и имеет выброс $U_{\text{кмн}}^*$, который значительно выше уровня $U_{\text{км}}$.

В реальной схеме на рис. 2 параметры процесса переключения имеют следующие примерные значения: напряжение $U_b = (2 \dots 15)$ В, $t_{\text{сп}} \approx t_{\text{сп1}} = (40 \dots 200)$ нс, период колебаний $T_b = (50 \dots 2000)$ нс (при наличии демпфирующей цепи) и $T_b = (200 \dots 5000)$ нс (при отсутствии демпфирующей цепи), длительность фронта $t_f = 50 \dots 300$ нс, уровень $U_{\text{кмн}}$ достигается коллекторным напряжением за время $t_{\text{фм}} = (1,2 \dots 2) t_f$.

Напряжения помех, создаваемые преобразователями напряжения, приводят к появлению токов помех в проводниках, соединяющих ПН с системой электроснабжения. На рис. 3 показаны пути распространения помех, где $Z_{\text{корп}}$ – полное сопротивление проводников, соединяющих ПН с корпусом (землей); Z_c – полное сопротивление сети электроснабжения (устройства, воспринимающего помеху); $C_{\text{пар}}$ – паразитная емкость между ПН и корпусом (землей). Значение Z_c определяется с учетом других нагрузок, получающих электроэнергию от данной системы электроснабжения.

Преобразователь напряжения создает следующие напряжения помех: $U_{\text{сим}}$ – симметричное напряжение помех между проводниками; $U_{\text{несим1}}$ и $U_{\text{несим2}}$ – несимметричные напряжения помех между каждым из проводов и корпусом (землей). Напряжение $U_{\text{сим}}$ создает симметричный ток $I_{\text{сим}}$, протекающий по прямому и обратному проводникам в противоположных направлениях. Напряжения $U_{\text{несим1}}$ и $U_{\text{несим2}}$ создают несимметричные токи $i_{\text{несим1}}$ и $i_{\text{несим2}}$, протекающие по сетевым проводникам в одном направлении.

Определение точных значений Z_c , $Z_{\text{корп}}$ и $C_{\text{пар}}$ на практике представляет весьма сложную задачу, поэтому разработка устройств для снижения несимметричных помех обычно основано на экспериментальных данных. Параметры цепей, по которым протекают токи симметричных помех, определяются схемой и режимами работы преобразователя напряжения.

На рис.4 приведена упрощенная схема преобразователя напряжения на базе полумостового инвертора, на рис.5 – схема однотактного прямоходового преобразователя напряжения. В обеих схемах входной выпрямитель $VD_1 \dots VD_4$

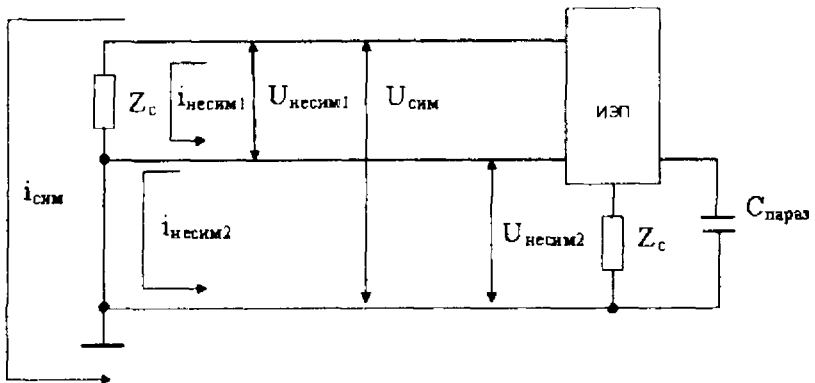


Рис. 3. Пути распространения помех в проводниках, соединяющих ПН с системой электроснабжения

является источником, в основном, симметричного напряжения помех с уровнем до 90 дБ. Конденсатор C_1 входного фильтра также является источником симметричного напряжения помех в связи с наличием активной R_c и индуктивной L_c составляющих сопротивления, при этом индуктивность L_c определяет частоту генерации помех (мегагерцовый диапазон). Помехи во входных цепях схем: на рис.5 создают диоды VD_5 и VD_7 , на рис.4 – обратные диоды VD_5 и VD_6 . В выходных цепях схемы на рис.5 кондуктивные помехи создают диоды VD_6 (выпрямительный) и VD_8 (в цепи разряда накопителя L_1), на рис.4 – выпрямительные диоды VD_7 и VD_8 .

Силовые транзисторы VT_1 (рис.5) и VT_1, VT_2 (рис.4) создают несимметричные и симметричные кондуктивные помехи во входной и выходной цепях и индуктивные помехи. Силовой трансформатор TV_1 в обеих схемах генерирует индуктивные, а также симметричные и несимметричные кондуктивные помехи во входную и выходную цепи.

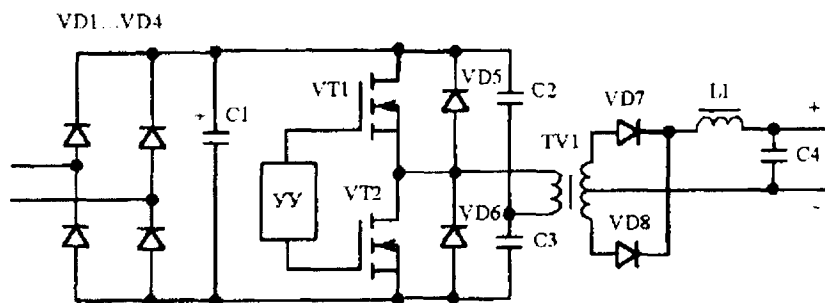


Рис. 4. Схема преобразователя напряжения на базе полумостового инвертора

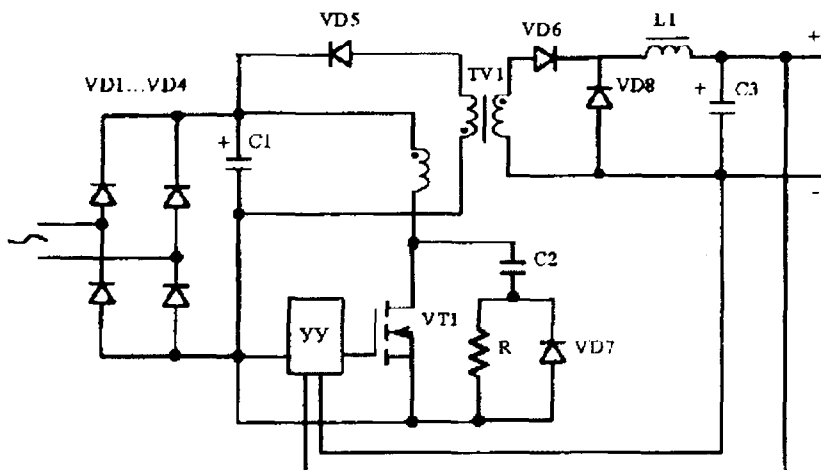


Рис. 5. Схема однотактного прямоходового преобразователя

Устройство управления УУ в обеих схемах создает, в основном, индуктивные помехи низкого уровня. Дроссель L_1 в обеих схемах генерирует индуктивные помехи. Импульсные токи в проводниках также создают индуктивные помехи.

Влияние нелинейной ЭА на помехи во входных цепях преобразователя напряжения

В связи с увеличением количества вычислительной техники с периферийным оборудованием возросла мощность создаваемых ими помех, что ухудшает электромагнитную обстановку (ЭМО) и нарушает электромагнитную совместимость электро- и радиотехнических устройств и аппаратуры связи. С одной стороны, причиной помех могут являться преобразователи напряжения импульсного действия, которые представляют собой сугубо нелинейные устройства. С другой стороны, при обработке информации функциональными устройствами вычислителя также создаются по-

мехи. Последние характеризуются высокой частотой (единицы – десятки мегагерц).

Рассмотрим особенности возникновения помех в цепях преобразователя напряжения импульсного действия при системе электроснабжения переменного тока. Входной ток таких ПН имеет импульсный характер. Определяется это схемным построением ПН, приведенным на рис 6.

Если ток на входе преобразователя напряжения имеет синусоидальную форму, то после прохождения двухтактного выпрямителя и сглаживающего ёмкостного фильтра он принимает несинусоидальную периодическую форму (рис.7,б).

Из анализа гармонического состава выходного тока выпрямителя частоты 50 Гц видно, что третья гармоника составляет примерно 80% от значения основной гармоники (рис.7,в). Если трёхфазная сеть имеет нулевой провод (что характерно для стационарных и самолётных систем электроснабжения), то для рассматриваемого случая токи нулевого провода могут существенно превышать токи в фазных проводах (до 1,7 раз) и вызывать их перегрев.

При несинусоидальных токах в симметричной нагрузке ток в нулевом проводе определяется зависимостью

$$I_{нул} = 3\sqrt{\sum I_n^2}, \quad n = 3; 9; 15; \dots$$

где I_n – действующие значения гармоник тока.

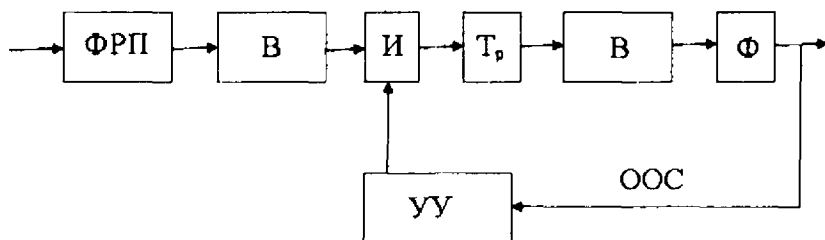
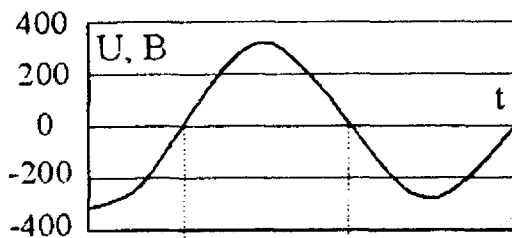
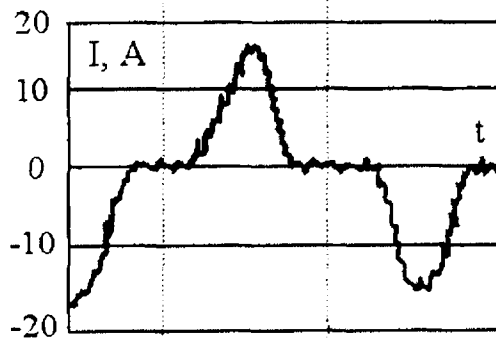


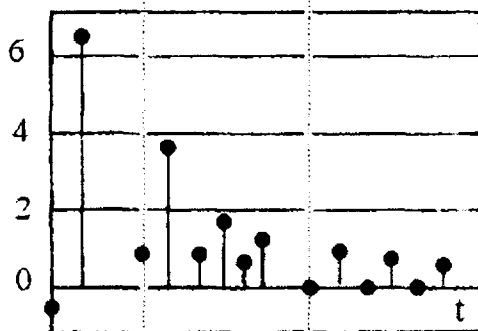
Рис. 6. Структурная схема ИЭП импульсного действия



а



б



в

Рис. 7. Осциллограммы входного напряжения (а), входного тока (б) и гармонический состав входного тока (в)

На рис. 8, в) в качестве иллюстрации приведены осциллограммы токов в фазных и нулевом проводах, из которых следует, что ток в нулевом проводе в 1,5 раза превышает наибольшее действующее значение тока в фазе.

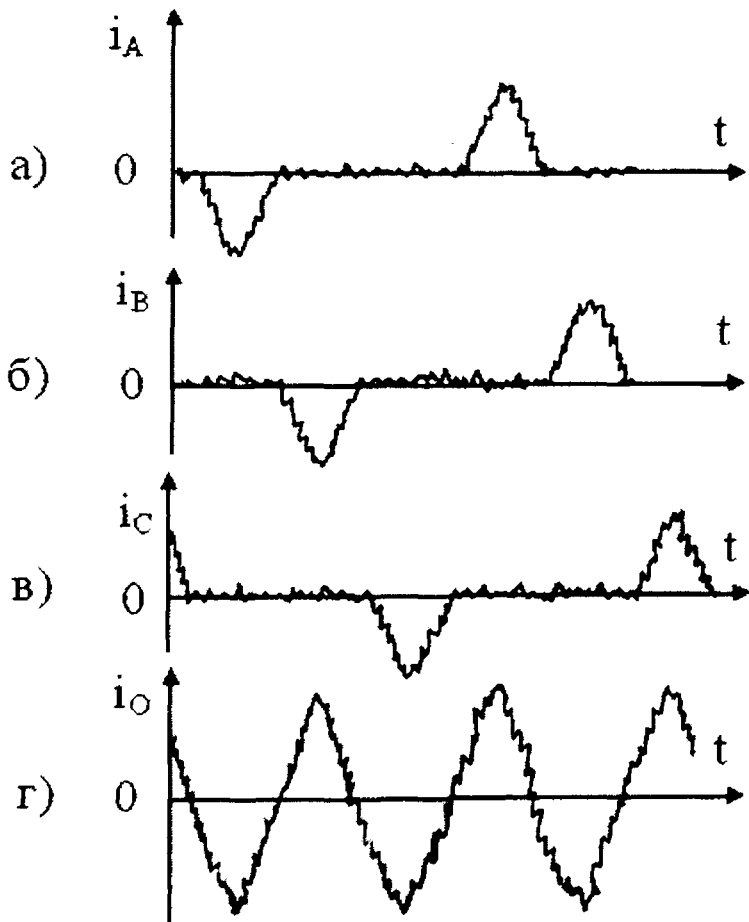


Рис. 8. Осциллограммы токов в фазных (i_A , i_B , i_C) и нулевом (i_0) проводах

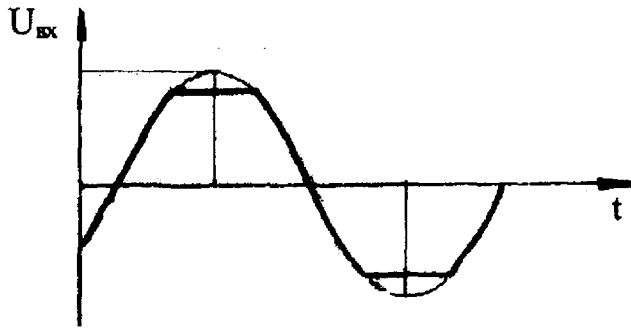


Рис. 9. Искажённая форма входного напряжения

Искажение формы тока на входе ПН вызывает искажение синусоидальной формы напряжения системы электропитания (рис. 9). При этом вершина синусоиды становится плоской.

Объясняется подобное искажение формы синусоиды тем, что резкое изменение входного тока преобразователя напряжения $\Delta i_{вх}$ вызывает дополнительное падение напряжения на сопротивлении сети $Z_{сети}$, т.е.

$$U_{вх} = U_{сети} - \Delta i_{вх} z_{сети},$$

где $U_{вх}$ – напряжение с формой искажённой синусоиды на входе преобразователя напряжения; $U_{сети}$ – напряжение синусоидальной формы системы электропитания.

На входе устройств, подключённых к сети, т.е. параллельных рассматриваемому преобразователю напряжения, напряжение также имеет форму, аналогичную изображённой на рис. 9.

Плоская форма верхней части напряжения сети является причиной повышения тепловыделения в преобразователе напряжения, снижения уровня выпрямленного напряжения, снижения устойчивости к кратковременным провалам напряжения. Снижение уровня входного напряжения при широтно-импульсной модуляции его в преобразователе на-

пряжения приводит к снижению скважности импульсов в силовой цепи, т.е. к увеличению входного тока в среднем за период, и увеличению скорости разряда конденсатора. Увеличение входного тока приводит к повышению тепловых потерь в преобразователе напряжения импульсного действия. Так, снижение входного напряжения на 10 % вызовет увеличение тока примерно на 10 % и тепловых потерь на 25 %.

Известно, что энергия W , запасаемая сглаживающим конденсатором фильтра, определяется уровнем напряжения: $W = CU^2 / 2$. При синусоидальной форме входного напряжения конденсатор заряжается до более высокого уровня по сравнению с плоской вершиной формы напряжения. Таким образом, при неискажённой синусоиде запасённая в конденсаторе энергия будет больше, что обеспечивает более длительное поддержание выходного напряжения преобразователя напряжения при снижении напряжения сети.

Гармоники, которые генерирует нелинейная нагрузка, создают дополнительные потери в трансформаторах. Протекание по обмоткам трансформатора несинусоидальных токов приводит к увеличению активного сопротивления вследствие поверхностного эффекта и эффекта близости. Это, в свою очередь, вызывает дополнительный нагрев и сокращает срок службы. При несинусоидальном токе трансформатор не может использоваться на полную мощность. В этом случае допустимая нагрузка не должна превышать 80 % номинальной мощности. Дальнейшее повышение температуры на 10 градусов сокращает срок службы трансформатора примерно в два раза. Кроме того, высокочастотные гармоники тока приводят к появлению вихревых токов в обмотках трансформатора, что вызывает дополнительные потери мощности и перегрев трансформатора. При линейных нагрузках потери на вихревые токи составляют примерно 5 % от общих потерь, при нелинейных нагрузках эти потери могут увеличиться во много раз.

Несинусоидальные токи ухудшают условия работы батарей конденсаторов. Указанные батареи служат для компенсации реактивной мощности нагрузки, т.е. для повышения коэффициента мощности в сети. Однако конденсаторы аккумулируют гармоники всей сети, так как их сопротивление X_C обратно пропорционально частоте:

$$X_C = 1/(\omega C) = 1 / (2 \pi f C) = 1/(2 \pi k f_0 C),$$

где f_0 – основная частота, Гц; k – порядковый номер гармоники; C – ёмкость конденсаторов.

При рабочих температурах в изоляционных материалах протекают химические реакции, приводящие к постепенному ухудшению их изоляционных и механических свойств. При повышении температуры эти реакции ускоряются, что приводит к сокращению срока службы изделий. Причиной электрического старения изоляции являются так называемые частичные разряды. Это процессы ионизации в газовых включениях, которые имеют место в изолирующих материалах. Следствием частичных разрядов являются электрические, химические и механические воздействия на изолирующий материал. В результате появляются локальные дефекты в диэлектрике, что приводит к повышению диэлектрических потерь и, как следствие, к сокращению срока службы.

При протекании в силовых проводниках высокочастотных гармоник тока могут наводиться помехи. Эти помехи в значительной степени влияют на работу телекоммуникационных устройств. Магнитные поля высших гармоник прямой и обратной последовательностей частично взаимно компенсируются, поэтому основное влияние на работу устройств телекоммуникации оказывают гармоники, кратные трём.

Фильтры радиопомех в составе ПН для обеспечения ЭМС в трёхфазных сетях

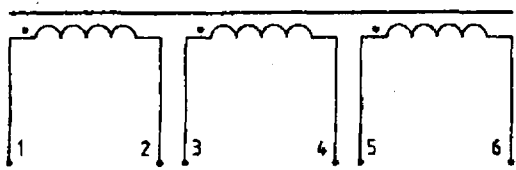
Для электроснабжения электронной аппаратуры мобильных объектов обычно используется сеть трёхфазного тока частоты 400 Гц напряжением 220 или 200 В. Снижение помех в сетях электроснабжения переменного тока всегда является достаточно сложной задачей, особенно при трёхфазном токе. При использовании в фильтрах дросселей традиционной конструкции имеют место большие потери электроэнергии. Например, при типичном значении индуктивности $L = 10^{-3}$ Гн и рабочем токе $I = 5$ А частоты 400 Гц падение напряжения, определяемое индуктивностью, равно примерно 12,5 В, что при фазном напряжении 127 В составляет около 10 %. С учётом падения напряжения на активном сопротивлении дросселя полное падение напряжения увеличится.

Поскольку дроссели включаются непосредственно в силовую цепь, они должны удовлетворять одновременно двум основным требованиям:

- пропускать с минимальными потерями и без искажений достаточно большой ток частоты 400 Гц;
- снижать помеху на частоте, отличной от рабочей.

Уменьшение падения напряжения на дросселе до приемлемого уровня (не более 1 %) с сохранением помехоподавляющих свойств может быть достигнуто применением дросселя специальной конструкции, обеспечивающей взаимную компенсацию магнитных потоков, создаваемых рабочими токами трёх фаз. Компенсация магнитных потоков в магнитопроводе при отсутствии помех достигается симметричным расположением обмоток трёх фаз на одном кольцевом магнитопроводе. В результате индуктивное сопротивление магнитному потоку резко снижается. Благодаря компенсации магнитных потоков и снижению нагрева магнито-

провода переменным магнитным полем значительно уменьшаются габаритные размеры дросселя.

В качестве примера на  приведена электрическая схема, а на рис. 12 - конструкция катушки дросселя типа Д1-3Ф-6,5, рассчитанного на рабочий ток 6,5 А.

Магнитопровод дросселя выполнен на двух сердечниках МП 140-4 КП44-28-10,3, а обмотки выполнены проводом марки ПЭТВ-2 с диаметром по меди 1,25 мм. Дроссель предназначен для жёстких условий эксплуатации в интервале температур от минус 60 °С до плюс 85 °С. Применение в

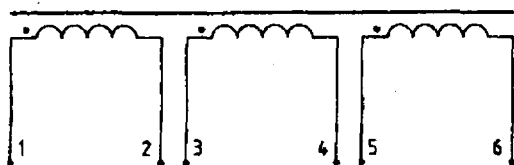


Рис. 11. Электрическая схема дросселя типа Д1-3Ф-6,5

а)

б)

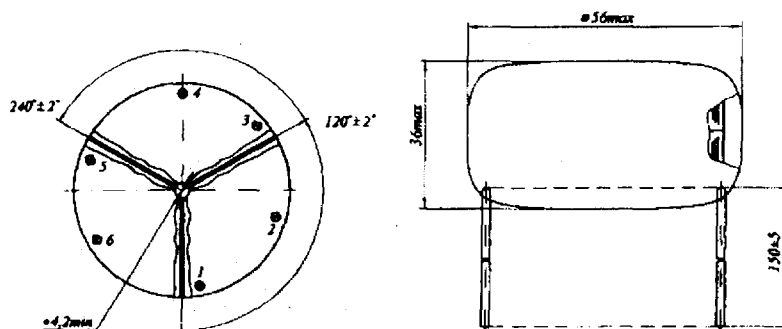


Рис. 12. Расположение обмоток в катушке (а) и общий вид катушки дросселя типа Д1-3Ф-6,5

качестве материала магнитопровода МО-пермаллоя марки МП 140, имеющего близкую к линейной зависимость индукции от напряжённости магнитного поля в диапазоне (0...0,5) Тл, обеспечивает эффективное подавление помех в широком диапазоне радиочастот. Вместо МП 140 может быть использован аморфный (нанокристаллический) сплав марки ГМ 54 ДС – 140.

Схема фильтра на базе двух дросселей типа Д1-3Ф-6,5 показана на рис. 13.

Для количественной оценки вносимого затухания фильтра может быть использована зависимость:

$$A = 20 \lg \left[\frac{Z_n}{Z_n + Z_i} \left(1 + \frac{Z_i}{Z_n} + \frac{2Z_i}{Z_n} + \frac{Z_i}{Z_C} + \frac{2Z_i}{Z_C} + \frac{Z_i Z_L}{Z_n Z_C} + \frac{Z_L^2}{Z_n Z_C} \right) \right], \quad (\Phi 1)$$

где Z_L , Z_C , Z_i и Z_n – полные сопротивления дросселя, конденсатора, источника помех и приёмника помех соответственно.

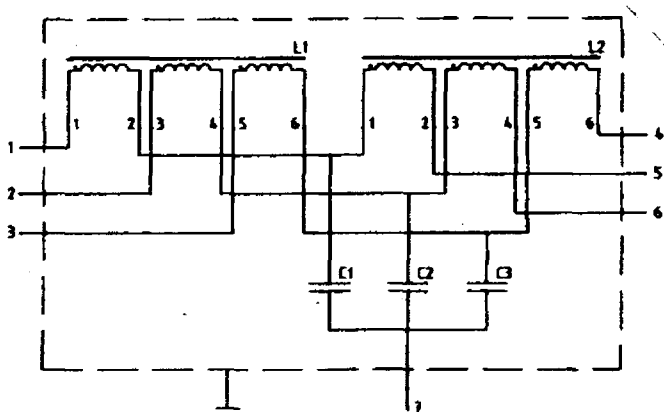


Рис. 13. Электрическая схема трёхфазного LC-фильтра на базе дросселей с компенсированным магнитным потоком

Пренебрегая активными сопротивлениями дросселей и конденсаторов, получаем:

$$Z_L = 2 \pi f_n L, \quad Z_C = 1 / (2\pi f_n C),$$

Где $L = 10^{-3}$ Гц – индуктивность дросселя, $C = 0,033$ мкФ – ёмкость конденсатора, f_n – частота помехи.

Индуктивность дросселя выбирается с учётом требуемых параметров вносимого затухания. Максимальное значение ёмкости конденсатора ограничивается допустимым током утечки.

Выбирая типичные значения $Z_i = 80$ Ом, $Z_n = 50$ Ом, для нижней нормируемой стандартом частоты $f_n = 0.15$ МГц получаем по формуле (ф1) затухание $A = 50$ дБ.

Учитывая, что $Z_L \gg Z_C$, $Z_L \gg Z_i$, $Z_L \gg Z_n$, преобразуем выражение (ф1) к виду:

$$A = 20 \lg \left[+ \frac{Z_L^2}{Z_C(Z_i + Z_n)} \right] \quad (\text{ф2})$$

Поскольку с повышением частоты помехи возрастает Z_L , уменьшаются Z_C и Z_i и практически не изменяется Z_n , то из формулы (ф2) следует, что с ростом частоты помехи эффективность фильтра возрастает.

Помехи, создаваемые силовой частью преобразователей напряжения

Снижение уровня помех в электронной аппаратуре, в частности, в преобразователях напряжения, достигается применением помехоподавляющих фильтров и экранированием отдельных фрагментов или всего устройства электропитания. При этом задача подавления помех считается выполненной, если их уровень не превышает стандартизованного или заданного значения. Ниже рассматриваются кондуктивные радиопомехи в диапазоне от низких до очень высоких частот [1, 2]. Использование фильтра, который рас-

считан на снижение уровня помех в широком диапазоне частот, существенно увеличивает размеры, массу и стоимость устройства. Поэтому важно принять меры для ослабления радиопомех еще на этапе проектирования, а для этого необходимо установить, какие фрагменты схемы и при каких режимах работы являются источниками этих помех.

Наиболее сложная задача – выявление и ослабление несимметричных составляющих помехи, возникновение которых обусловлено наличием так называемых «паразитных» параметров устройства. Оптимизация преобразователя с целью снижения уровня помех заключается в повышении импеданса контуров, в которых наводятся токи помех, или в создании замкнутых контуров для этих токов.

Высокие скорости переключения токов и напряжений в цепях силовых компонентов, работающих в ключевом режиме, приводят к формированию процесса ударного возбуждения, который может быть представлен моделью в виде затухающих колебаний. Для примера исследован силовой модуль преобразователя на базе мостовой схемы инвертора с полевыми транзисторами, которые целесообразно использовать при частоте преобразования более 75 кГц [3].

Модель исследуемой части преобразователя приведена на рис. 14, где учтены следующие паразитные параметры компонентов схемы и конструкции:

- паразитная индуктивность подводящих шин $L5$ от входных контактов до моста, образованного из транзисторов $M2...M5$;
- индуктивность рассеяния $L3$ и паразитная емкость $C6$ первичной обмотки трансформатора;
- индуктивность $L2$ подводящих шин источника напряжения для электропитания драйверов полевыми транзисторами;

- паразитные емкости $C1$, $C2$, $C10$ и $C11$, образованные между стоками транзисторов и корпусом преобразователя.

В качестве силовых ключей выбраны полевые транзисторы типа IRFP140. Эквивалентное сопротивление сети Z_C , на котором выделяется несимметричная помеха, представлено параллельным соединением $R13$ и $L4$. Конденсатор в цепи «+ / - U_2 » представлен схемой замещения, содержащей $R11$, $L1$ и $C5$. Конденсатор $C9$ введен для развязки по постоянному напряжению сигнала измерения напряжения помехи относительно корпуса. Управление транзисторами моста осуществляется от двух генераторов $V1$ и $V4$ прямоугольными импульсами напряжения 15 В, сдвинутыми по фазе.

Определение спектрального состава несимметричной составляющей кондуктивной помехи проводилось при помощи программы схемотехнического моделирования OrCAD v.9.2. Рабочая частота инвертора равна 200 кГц, при этом частота пульсации входного тока инвертора составляет 400 кГц, что определяет первый пик в частотном спектре сигнала помех.

Анализ приведенной схемы дает следующие результаты. Измеренное с применением режима быстрого преобразования Фурье напряжение помехи по цепи постоянного тока представлено на рис. 15, из которого следует, что наиболее высокие пики помех находятся на частотах 12 и 34 МГц.

При исследованиях другого типа транзистора IRF250 и соответственно его математической модели установлено, что уровень помехи уменьшился в высокочастотной составляющей спектра с перераспределением пиков, кроме основной гармоники (равной двойной частоте преобразования) и ее составляющих до 5 МГц (рис. 16).

Увеличение длительности переключения транзисторов путем перенастройки цепей затворов позволило получить спектр, максимальные значения которого уменьшены почти вдвое в его высокочастотной части (рис.17). Таким образом, существует альтернатива выбора между повышением КПД преобразователя и снижением уровня помех.

Расширение спектра помех с уменьшением длительности фронта сигнала при переключении транзисторов не находит подтверждения при моделировании. В отношении спектра сигнала это высказывание справедливо, но не может быть принято для помехи, которая возникла в результате возбуждения паразитного контура при перепаде (скачке) напряжения или тока. Паразитный контур, образованный распределенными индуктивностями и емкостями, имеет собственную резонансную частоту ω_p . При наличии в спектре сигнала этой частоты возникает режим резонанса.

Рассматривая влияние длительности фронта на уровень помех, можно сделать следующий вывод: расширение спектра сигнала при уменьшении длительности переключения повышает уровень составляющих в определенной части спектра, частота которых совпадает с резонансной частотой паразитного контура. Таким образом, к контуру с паразитными параметрами прикладывается напряжение с большей амплитудой, и соответственно в точке измерения наблюдается большая амплитуда помехи на той же частоте, но спектр помех при этом остается в прежних границах частотного диапазона.

На рис. 18 показано влияние изменения емкости фильтрующего конденсатора $C5$ в сочетании с сопротивлением эквивалента сети на значение первой гармоники, частота которой равна двойной частоте преобразования. Снижение паразитного параметра $L5$ фильтрующего конденсатора $C5$ с 5 нГн до 1 нГн оказывает влияние на высокочастотную часть спектра, уменьшая ее амплитуду по сравнению с ам-

плитудой на рис.17, хотя длительность фронта соответствует режиму согласно рис.15.

Изменение емкости первичной обмотки трансформатора с 20 пФ до 2000 пФ, что характерно для высоковольтных трансформаторов, приводит к некоторому повышению уровня помех в высокочастотной части спектра (рис.19) в связи с ростом коммутируемого тока в момент включения транзисторов. Необходимо отметить, что не представляется возможной проверка влияния емкости между корпусом преобразователя и корпусами транзисторов $M1...M4$, поскольку программа моделирования предусматривает заземление одного из выходных выводов источников U_2 и U_3 . При этом условия истоки транзисторов $M3$ и $M5$ также оказываются заземленными и в качестве емкости между стоком и корпусом преобразователя фактически выступает емкость между стоком и истоком, которая значительно превышает паразитные емкости $C1$, $C2$, $C10$ и $C11$.

Исходя из вышеизложенного, можно сделать следующие *выводы*:

1) Для уменьшения уровня помех на частоте преобразования необходимо уменьшить сопротивление для симметричной составляющей помехи, т.е. емкость фильтрующего конденсатора $C5$ должна быть достаточной для получения минимального комплексного сопротивления Z для двойной частоты преобразования.

Для снижения уровня высокочастотных составляющих паразитные активные и индуктивные сопротивления в цепях от клеммы “ + ” источника до транзисторов моста $M1...M4$ и до клеммы “ - ” источника должны иметь возможно минимальные значения.

2) При выборе типа транзисторов инвертора необходимо учитывать зависимость уровня помех от значений емкостей стока-истока, стока-затвора, затвора-истока, которые различны для разных типов транзисторов.

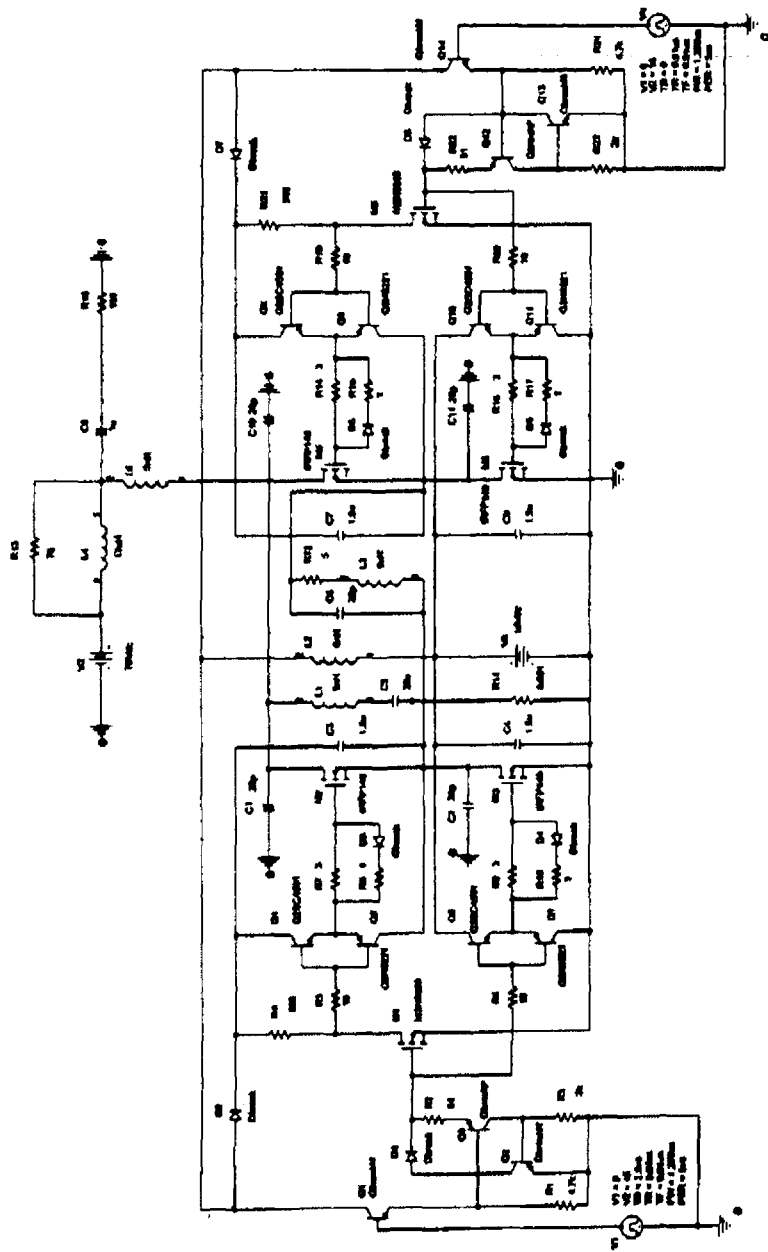


Рис. 14

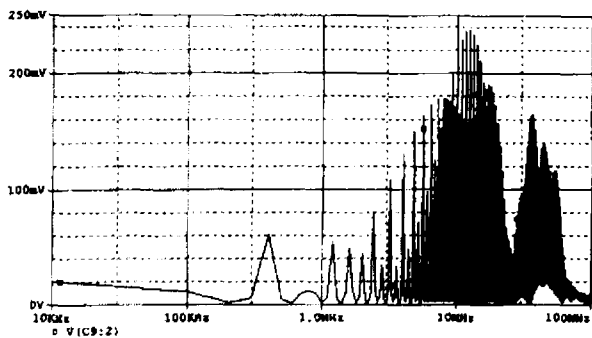


Рис. 15.

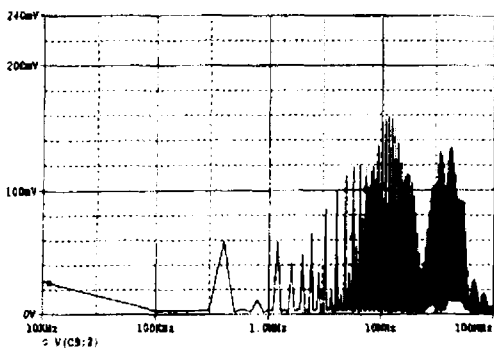


Рис. 16.

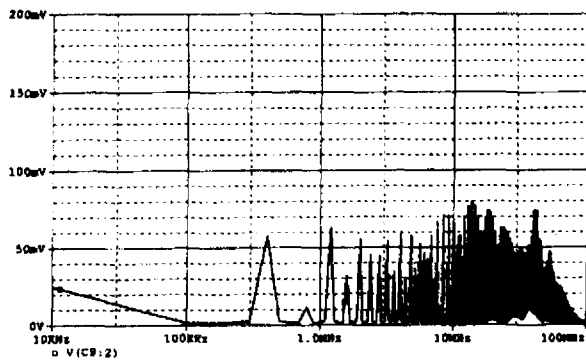


Рис. 17.

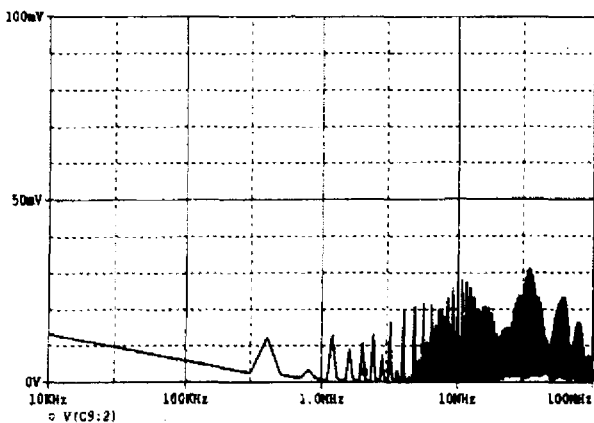


Рис. 18.

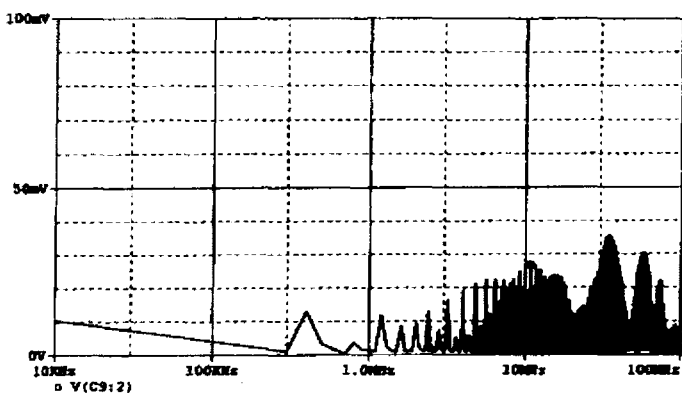


Рис. 19.

3) Длительности времени включения и выключения транзисторов должны быть согласованы с частотными характеристиками компонентов схемы с учетом паразитных параметров конструкции.

Особенности ЭМС высоковольтных ПН импульсного действия в составе передающих систем

Создание мощного ПН высокого напряжения на базе инвертора с прямоугольной формой выходного напряжения связано с особенностями передачи этого напряжения через высоковольтный трансформатор, в котором коэффициент трансформации от первичной к вторичной обмотке обычно находится в пределах от 10 до 100. Поэтому влияние собственной ёмкости вторичной обмотки на цепь первичной обмотки приводит к значительному увеличению тока холостого хода, необходимого для заряда этой ёмкости. Среднее значение тока $I_{\text{зап}}$ заряда определяется выражением

$$I_{\text{зап}} = 4 U_1 C_2 (W_2 / W_1) 2 f, \quad (\text{ф.3})$$

где U_1 — напряжение первичной обмотки; C_2 — ёмкость вторичной обмотки; W_1 и W_2 — числа витков первичной и вторичной обмоток; f — частота тока.

Для высоковольтного преобразователя напряжения с параметрами

$$U_1 = 260 \text{ В}; C_2 = 180 \text{ пФ}; W_1 = 10; W_2 = 306; f = 40 \text{ кГц.}$$

средний ток составляет 7 А. Пиковое значение тока заряда собственной ёмкости значительно больше указанного среднего, что приводит к повышению уровня помех.

Снижение паразитных параметров в цепях мощного высоковольтного ПН достигается построением его по многоканальной схеме (рис.20).

Количество выходных каналов определяется мощностью каждого из них. При выборе мощности канала основным ограничивающим фактором является мощность трансформатора. Например, при выходной мощности ИЭП порядка 50 кВт можно выбрать 6 каналов при мощности каждого 9 кВт.

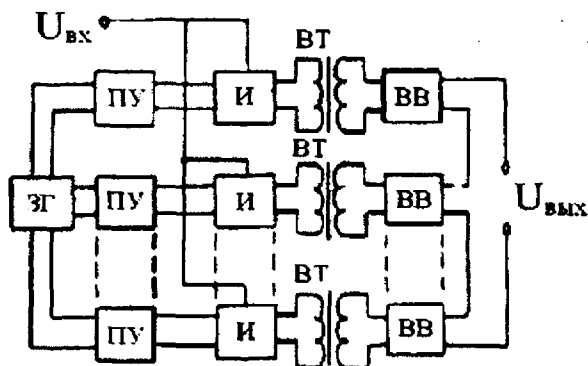


Рис. 20. Структурная схема многоканального ПН импульсного действия

Выходное напряжение ПН может быть получено сложением выходных напряжений каналов, поэтому напряжение каждого из шести каналов может быть выбрано равным 4 кВ. Снижение собственной ёмкости и тока холостого хода трансформатора достигается секционированием его вторичной обмотки (рис. 21). Количество секций выбирается с учётом конструкции и технологии изготовления. Обычно количество секций ограничивают восемью-девятью, поскольку дальнейшее увеличение приводит к резкому усложнению конструкции. Для выбранного количества секций (например, восемь) выходное напряжение каждой секции

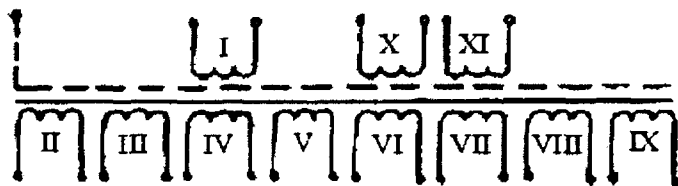


Рис. 21. Электрическая схема трансформатора мощного высоковольтного ПН

составит 500 В при испытательном напряжении 2000 В. Последовательно соединённые секции 3...10 рассчитаны на испытательное напряжение 40 кВ. Снижение уровня переменной составляющей выходного напряжения ИЭП обеспечивается конденсаторами, объём и масса которых зависят от частоты гармонических подаваемого на них напряжения.

Например, при рабочей частоте инвертора 40 кГц и двухполупериодной схеме выпрямления основная частота пульсации выходного напряжения составляет 80 кГц. Тип конденсатора выбирается по допустимой для него переменной составляющей пульсирующего напряжения в зависимости от частоты. Такая зависимость для конденсатора К75-29 с ёмкостью 1 мкФ, рассчитанного на рабочее напряжение 31,5 кВ, показана на рис. 22. Характеристика экстраполирована штриховой линией до частоты 80 кГц, при которой на конденсатор можно подавать переменную составляющую U_f , не превышающую 0,24 % номинального напряжения.

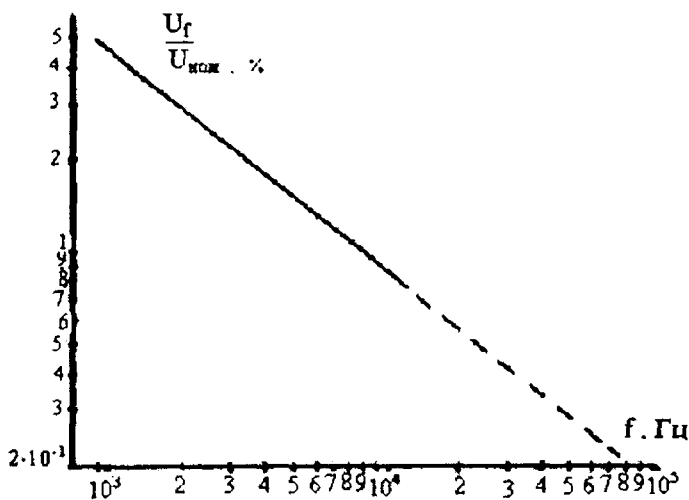


Рис. 22. Зависимость допустимой для конденсатора переменной составляющей пульсирующего напряжения от частоты

Сравнительный анализ различных схемных решений мощных высоковольтных ПН показал следующее. При выполнении ПН по схеме «трансформатор-выпрямитель-фильтр» полученные уровни гармонических составляющих выходного напряжения 24 кВ при выходном токе 2 А приведены на рис. 23. В диапазоне частот от 2,4 до 80 кГц в полосе анализа 400 Гц достигнутый уровень гармоник не превышает $5 \cdot 10^{-7} U_{\text{вых}}$.

На рис. 24 показаны гармоники стабилизирующего ПН с трансформаторным входом и стабилизатором напряжения непрерывного действия. При номинальных напряжении 12 кВ и токе 1 А уровень гармонических и субгармонических составляющих $10^{-6} U_{\text{вых}}$.

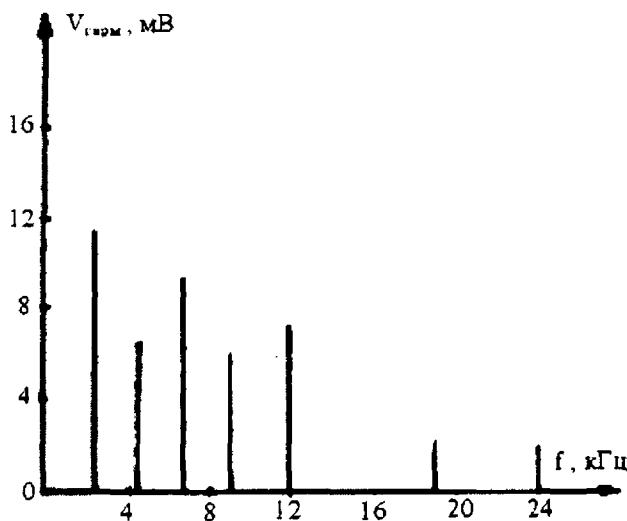


Рис. 23. Гармоники выходного напряжения нестабилизирующего ПН с выходным напряжением 24 кВ и выходным током 2 А.

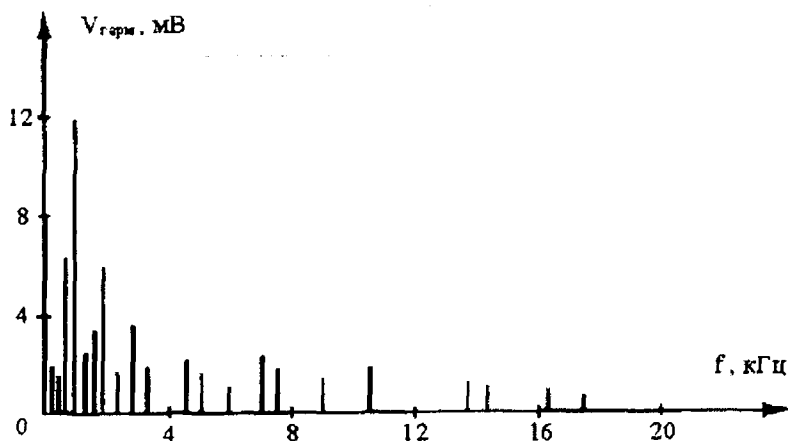


Рис. 24. Гармоники и субгармоники выходного напряжения стабилизирующего ПН непрерывного действия с $U_{\text{вых}} = 12 \text{ кВ}$ и $I_{\text{вых}} = 1 \text{ А}$

Результаты испытаний ПН импульсного действия на базе инвертора приведены на рис. 25. При выходном напряжении 4 кВ и токе 2,25 А уровень гармоник на частоте преобразования 40 кГц составляет $5 \cdot 10^{-5} U_{\text{вых}}$, а на частоте 80 кГц (при двухтактной схеме выпрямления) не превышает значения $10^{-4} U_{\text{вых}}$.

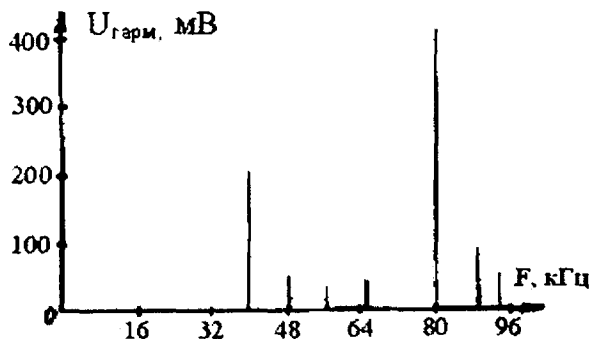


Рис. 25. Гармоники выходного напряжения стабилизирующего ПН на базе инвертора с $U_{\text{вых}} = 4 \text{ кВ}$ и $I_{\text{вых}} = 2,25 \text{ А}$.

На других частотах пульсации менее $2 \cdot 10^{-5} U_{\text{вых}}$. Дальнейшее снижение гармоник возможно путём увеличения фильтрующей ёмкости на выходе ИЭП, причём наиболее эффективно применение конденсаторов небольшой ёмкости, обладающих лучшими частотными свойствами.

Таким образом, сравнительный анализ показал, что ПН импульсного действия могут быть применены в передающих устройствах при допустимом уровне гармонических составляющих $10^{-4} U_{\text{вых}}$.

Список литературы:

1. *Палий А.И.* Радиоэлектронная борьба. – М.: Воениздат, 1981. – 320 с.
2. *ГОСТ РВ 51986 – 2002* Источники электропитания унифицированные наземной радиолокационной техники. Требования электромагнитной совместимости.
3. *Березин О.К., Костиков В.Г., Гетьман С.А., Скрипко А.А.* Особенности управления мостовым инвертором на биполярных и полевых транзисторах // Н.-т. сб. Электропитание. – М.: Ассоц. Электропитание, 2002, вып. 4. – С.87–92.

Леонид Давидович Певзнер
Владимир Григорьевич Костиков
Вадим Анатольевич Шахнов
Руслан Владимирович Костиков
Георгий Михайлович Авалиани

**ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ
В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ**

Отдельные статьи Горного
информационно-аналитического бюллетеня
(научно-технического журнала)

Выпущено в авторской редакции

Компьютерная верстка и подготовка
оригинал макета *О.Ю. Долгошеева*
Дизайн обложки *Е.Б. Капралова*
Зав. производством *И.Д. Урбушкина*
Полиграфическое производство
Л.Н. Файнгор

Подписано в печать 19.11.2009. Формат
60x90/16. Бумага офсетная № 1. Гарни-
тура «Times». Печать трафаретная на
цифровом дупликаторе. Усл. печ. л. 2,5.
Тираж 500 экз. Заказ 2205

ИЗДАТЕЛЬСТВО «ГОРНАЯ КНИГА»

Отпечатано в типографии Издательства
Московского государственного горного университета

ПРЕПРИНТ

119049 Москва, ГСП-1,
Ленинский проспект, 6, издательство «Горная книга»
Телефон (495) 236-97-80; факс (495) 956-90-40;
тел./факс (495) 737-32-65





К • Н • И • Г • И

ИЗДАТЕЛЬСТВА МОСКОВСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ГОРНОГО
УНИВЕРСИТЕТА
И ИЗДАТЕЛЬСТВА «ГОРНАЯ КНИГА»

можно приобрести

- ◆ в киоске Издательства МГГУ (м. «Октябрьская»-кольцевая, Ленинский просп., 6, главный корпус, 2-й этаж);

заказать

- ◆ через систему «Книга—почтой»; заказы в произвольной форме направляйте:

по адресу: 119991 Москва, ГСП-1, Ленинский проспект, 6, Издательство МГГУ;

по телефонам: (495) 236-97-80,
(495) 737-32-65;

по факсам: (495) 956-90-40,
(495) 737-32-65;

по e-mail: info@gornaya-kniga.ru

Распространение книг осуществляют
Издательство МГГУ, издательство «Горная книга»

Подробная информация размещена
на сайте www.gornaya-kniga.ru