

Примером схемной реализации структуры, приведенной на рис. 7.21, является УПВ и УПП, показанные на рис. 7.22 [11]. Транзисторы VT_1 и VT_2 в установленном режиме работы заперты. Транзистор VT_3 выполняет функцию шунтирования выхода ИВЭП при появлении выброса напряжения. Транзистор VT_4 устраняет провалы напряжения за счет подключения источника $E_{\text{доп}}$.

Если начинается увеличение выходного напряжения, например за счет уменьшения тока $I_{\text{в}}$ выше уровня, задаваемого стабилитроном $VD_{\text{ст}}$ и делителем напряжения $R3, R4, R5$, то это приводит к приоткрытию транзистора VT_1 и далее он входит в линейный режим. Вследствие этого в таком же режиме начинает работать транзистор VT_3 ; при этом шунтируется выход ИВЭП и устраивается выброс напряжения. Сопротивление резистора R_3 , определяющего ограничение максимального коллекторного тока VT_3 , зависит от выбранного типа транзистора и максимально возможного тока в момент переходного процесса. В соответствии с этим ток базы VT_3 , являющийся током коллектора транзистора VT_1 , должен быть в k_{213} раз меньше упомянутого максимального возможного тока. Он будет максимальным током коллектора VT_1 . А ток через делитель напряжения, устанавливающий уровень срабатывания УПВ, выбирается таким, чтобы он в $k_{213}/5$ раз был меньше тока коллектора VT_1 .

Устранение провала $u_{\text{п}}$ происходит следующим образом. При уменьшении $u_{\text{п}}$ транзистор VT_2 (вследствие соответствующего выбора резисторов $R3, R8, R9$ делителя) ранее открытый полностью, призакрывается. При этом вводится в линейный режим транзистор VT_4 , чем обеспечивается уменьшение выходного напряжения, что и устраивает провал. Так как базовый ток транзистора VT_4 определяется источником напряжения $E_{\text{в}}$, то сопротивление $R6$ находится из соображения, что ток базы VT_4 должен быть в k_{213} раз меньше максимального тока, текущего в нагрузку от $E_{\text{доп}}$. Ограничение этого тока (для приведения к нормам на транзистор) выполняется резистором R_8 . Найденное сопротивление резистора $R6$ определяет ток коллектора VT_2 . Ток через делитель определяется теми же соображениями, что и для схемы УПВ.

Приведенная схема УПП и УПВ выполнена на дискретных компонентах и не обладает достаточными точностными характеристиками, требуемыми для современной аппаратуры из ИМС. Уровни срабатывания нестабильны, в основном, по двум причинам: из-за температурного ухода $VD_{\text{ст}}$ и последовательно включенного с ним базо-эмиттерного перехода $VT1$ ($VT2$) и малого коэффициента усиления схемы сравнения, приводящих в действие обратную связь. Поэтому более целесообразным является реализация схем УПП и УПВ на операционных усилителях с прецизионными стабилитронами. Принцип построения схем остается теми же, а согласование выхода ОУ с транзисторами может быть выполнено, как описано в разд. 7.

Возможно построение схем УПП и УПВ с применением интегральных стабилизаторов, например серии 142. Одна из таких схем приведена на рис. 7.23 [5], где она применена как параллельный стабилизатор напряжения, но в этом качестве схема может применяться и как УПВ. Для этого необходимо, чтобы напряжение, устанавливающееся резистором $R4$ как напряжение стабилизации ИМС, было выше номинального значения $u_{\text{п}}$ и равнялось $U_{\text{в}} + \Delta U^+$. Напряжение стабилизации стабилитрона $VD_{\text{ст}}$ должно быть около 6 В. Расчетные выражения для определения номинальных значений параметров элементов приведены в [5]. Как и в предыдущей схеме, резистор R_8 служит для ограничения максимального тока, который может протекать через транзистор VT_3 .

Как видно из схемы рис. 7.22, для реализации УПП необходим дополнительный источник напряжения $E_{\text{доп}}$. Это вызывает определенные трудности при практической разработке такого устройства, ибо введение дополнительного источника всегда нежелательно, так как приводит к ухудшению массогабаритных характеристик и увеличению структурной и схемной сложности ИВЭП. Если в схеме УПП от источника $E_{\text{в}}$ можно избавиться применением других схемных решений, то источник $E_{\text{доп}}$ принципиально необходим, так как выходное

Рис. 7.24. Схема УПП с шунтированием дросселя фильтра L_{Φ}

напряжение в момент появления провала становится меньше $U_{\text{п}}$, а для компенсации провала необходим источник с большим напряжением.

На рис. 7.24 приведена схема УПП без дополнительного источника напряжения. Работа его основана на принципе шунтирования индуктивности дросселя фильтра L_{Φ} . В момент увеличения тока нагрузки напряжение $u_{\text{п}}$ уменьшается до $U_{\text{п}} - \Delta U_{\text{п}}$, после чего схема сравнивания включает транзистор VT_4 . При этом вследствие форсированного заряда конденсатора C_{Φ} от силового каскада ИВЭП обеспечивается необходимое увеличение напряжения $U_{\text{п}}$. В результате амплитуда провала существенно снижается. По восстановлению заданного уровня напряжения $u_{\text{п}}$ СС выключает VT_4 и схема приходит в исходное состояние.

Рассмотренные УПП и УПВ управляются сигналом от схемы сравнений, которая срабатывает при достижении статическими уровнями напряжения. Относительно их производится сравнение изменяющегося напряжения $u_{\text{п}}$. Имеются также схемы УПП и УПВ, в которых отсутствуют заданные уровни постоянного напряжения, а управление транзисторами осуществляется через разделительный конденсатор [11], включенный между выходом $U_{\text{п}}$ ИВЭП и входом схемы управления. Такие схемы существенно проще, но точность установки срабатывания УПП и УПВ ниже из-за влияния длительности фронта или спада изменения тока нагрузки на получаемые пределы изменения выброса или провала.

Структурные схемы, изображенные на рис. 7.21–7.23, могут использоваться во всех видах преобразователей, в том числе в выпрямителях синусoidalного напряжения, триодорных преобразователях и т. п. Схема УПП на рис. 7.24 может применяться только в ДПН или ОПНП, где дросселя нет, эта схема неприменима.

Отметим, что амплитуда выброса и провала при прочих равных условиях уменьшается с уменьшением индуктивности L_{Φ} дросселя, поэтому эффективным средством улучшения динамических характеристик ИВЭП является повышение частоты преобразования f . Это относится ко всем видам преобразователей. Одновременно с повышением частоты преобразования повышается быстродействие замкнутой САР выходного напряжения.

Раздел 8

Повышение помехоустойчивости ИВЭП

8.1. Источники помех и пути их распространения

Основным источником помех в импульсных ИВЭП являются полупроводниковые приборы, работающие в режиме переключения. Условная мощность или интенсивность помех, создаваемых ИВЭП, существенно зависит от быстродействия транзисторов и диодов силовой части. Рассмотрим коммутационные процессы их переключения.

На рис. 8.1 показана обобщенная схема включения выпрямительного диода и временные диаграммы электрических процессов. Пусть до момента времени t_0 через диод протекал прямой ток I_1 . В момент t_0 происходит смена по-

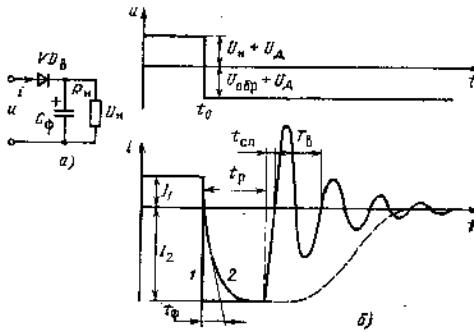


Рис. 8.1. Обобщенная схема включения выпрямительного диода (а) и временные диаграммы процессов его переключения (б)

лярности входного напряжения u от $+ (U_B + U_H)$ до $- (U_{обр} + U_D)$ и через диод начинает протекать ток обратной полярности. Процесс рассасывания избыточных носителей из базы диода заканчивается спустя время t_p . Его длительность может быть определена по формулам, приведенным в [1, 4, 44]. При прочих равных условиях уменьшение t_p происходит при увеличении амплитуды импульса рассасывающего тока I_2 .

В интервале рассасывания диод продолжает оставаться открытym, а ток через него определяется внешними токоограничивающими элементами. Амплитуда импульса тока I_2 определяется суммой напряжений $u + U_H$ и паразитными сопротивлениями потерь в силовой цепи выпрямителя, куда входит сопротивление индуктивности рассеяния L_3 обмоток силового трансформатора, эквивалентное последовательному сопротивлению фильтрующего конденсатора C_F , активное и индуктивное сопротивление монтажа, а также приведенные сопротивления первичной цепи преобразователя. Так как ИВЭП должен обладать максимально возможным КПД, паразитные сопротивления обычно малы. Это приводит к большим амплитудам импульса тока I_2 , а также к изменению формы импульса обратного тока через диод при изменении соотношения между реактивной и активной частью паразитных сопротивлений. В частности, кривая I на графике тока (см. рис. 8.1, б) приведена для идеализированного случая, когда индуктивность в цепи тока через диод равна нулю. Кривая 2 учитывает наличие этой индуктивности; при этом формирование фронта импульса тока I_2 происходит по экспоненциальному закону. Увеличение индуктивности паразитного контура приводит к увеличению длительности фронта и в реальном выпрямителе ограничение амплитуды импульса тока I_2 может выполняться как активной, так и реактивной составляющими паразитного сопротивления.

По окончании процесса рассасывания начинается восстановление обратного сопротивления диода. На протяжении времени спада t_{cl} (см. рис. 8.1, б) ток через диод уменьшается от I_2 до нуля. Наличие собственной емкости диода вместе с паразитными параметрами монтажа и силовых цепей схемы в момент запирания диода вызывает возникновение высокочастотных колебаний с периодом T_B :

$$i(t) \approx I_m e^{-t/T_B} \sin \omega_B t. \quad (8.1)$$

где T_B — постоянная времени затухания, определяемая добротностью паразитного колебательного контура, находящегося в режиме ударного возбуждения;

$$\omega_B = 2\pi/T_B = \sqrt{L_{cl}C_{cl}}; \quad (8.2)$$

L_{cl} и C_{cl} — эквивалентные индуктивность и емкость паразитного колебательного контура.

Более строгий анализ и эксперимент показывают, что характер колебаний в момент запирания диода имеет сложную несинусоидальную форму, что обусловлено плавленым характером паразитных параметров. Однако для качественного рассмотрения вполне приемлемо представление колебаний в виде (8.1) и (8.2).

Для сравнения штриховой линией на временных диаграммах рис. 8.1, б качественно показано восстановление обратного сопротивления низкочастотного выпрямительного диода.

Практические значения электрических характеристик процессов, показанных на временных диаграммах рис. 8.1, б, для ИВЭП в десятки или сотни ватт имеют следующий порядок. При прямом токе $I_1 = 2..6$ А обратный ток I_2 достигает $8..20$ А. Время рассасывания импульсных диодов типа 2Д213, 2Д212 составляет $t_p = 150..500$ нс. Длительность спада тока, как показывают экспериментальные исследования, при пиковой индуктивности в цепи диода равна $t_{cl} = 5..10$ нс, в реальных ИВЭП она определяется параметрами паразитного контура по уравнению (8.2) и, как правило, $t_{cl} = 200..300$ нс при $T_B = 50..2000$ нс.

Как показано в разд. 2, выпрямители и слаживающие фильтры преобразователей могут быть выполнены по двум основным схемам. Первая применяется в ДПН и ОПНП, вторая — в ОПНО. В первой схеме имеется блокирующий диод, обеспечивающий протекание тока броска фильтра L_F во время закрытого состояния транзисторов. Схема ОПНО полностью соответствует рассмотренным процессам. Выпрямители ДПН и ОПНП требуют уточнения. Для этого рассмотрим ОПНП, имеющий схему выпрямителя, изображенную на рис. 2.

При закрытом диоде $VD1$ через диод $VD2$ протекает ток броска I_F (рассматривается режим работы НТ преобразователя как наиболее широко применяемый). По аналогии с временными диаграммами, изображенными на рис. 8.1, этот интервал соответствует времени протекания прямого тока I_1 . После смены полярности напряжения на обмотке ω_B открывается диод $VD1$, ток через $VD2$ изменяет свое направление и начинается процесс рассасывания избыточных носителей в полупроводниковой структуре диода $VD2$. Коммутационный импульс тока протекает через открытые диоды $VD1$ и $VD2$ (через $VD1$ в прямом направлении, через $VD2$ в обратном). Это является одним из отличий преобразователей типа ДПН и ОПНП. Второе отличие заключается в том, что если в рассматриваемых на временных диаграммах рис. 8.1 процессах амплитуда импульса тока определяется суммой приведенного входного E_H и выходного U_H напряжений, то в схемах ДПН и ОПНП ток I_2 определяется уровнем напряжения E_H , что при прочих равных условиях приводит к уменьшению амплитуды обратного тока I_2 , вызывает увеличение времени рассасывания t_p . Таким образом, выпрямители ДПН и ОПНП по сравнению с ОПНО имеют меньшие амплитуды импульса тока I_2 и большие времена t_p .

В режиме ПТ преобразователей вследствие того, что смена полярности напряжения на входе выпрямителя происходит при запирании диода, коммутационный импульс тока отсутствует, $I_2 = 0$. Это является преимуществом режима ПТ и во многих случаях определяет выбор этого режима при разработке ИВЭП с высокой частотой преобразования и низким уровнем помех. Это же относится и к некоторым видам резонансных преобразователей, описанных в разд. 2. Коммутационный импульс тока исключается также при использовании в выпрямителе диодов Шотки.

Рассмотрим коммутационные процессы переключения силового транзистора. Типовая схема его включения в силовом каскаде приведена на рис. 8.2, а. Демп-

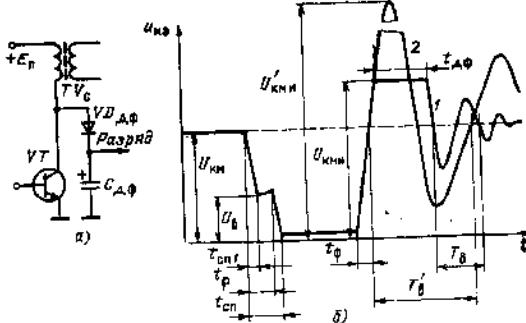


Рис. 8.2. Схема транзисторного ключа с демодирующей цепью (а) и временные диаграммы процессов его переключения (б)

демодулирующая цепь $VD_{\text{диф}}C_{\text{диф}}$ обычно используется в однотактных преобразователях, реже в ДПН. На временной диаграмме (рис. 8.2, б) кривая 1 соответствует напряжению коллектора — эмиттер u_{kz} силового транзистора при наличии демодулирующей цепи, а кривая 2 — при ее отсутствии. Предполагается, что в выпрямителе использованы диоды с $p-n$ -переходом, как наиболее тяжелый случай работы и транзисторного ключа и выпрямителя.

Включение силового транзистора VT , нарастание его коллекторного тока и спад коллекторного напряжения происходят при открытом выпрямительном диоде. На этом интервале времени длительностью t_p ток коллектора VT увеличивается от нуля до амплитудного значения $I_{\text{оп}}$ (см. временные диаграммы на рис. 2.2). Если базовый ток VT оказывается недостаточным для поддержания транзистора в состоянии насыщения, то на графике u_{kz} (см. рис. 8.2, б) образуется «ступенька» напряжения с уровнем U_b . Интервал рассасывания избыточных ионов из полупроводниковой структуры транзистора t_p содержит два характерных участка. Первый из них $t_{\text{спл}}$ характеризуется почти линейным уменьшением напряжения u_{kz} , второй ($t_p - t_{\text{спл}}$) — прекращением уменьшения напряжения и работе транзистора VT в линейном режиме при незначительном изменении его коллекторного тока, а следовательно, и тока обратной ветвиности запираемого выпрямительного диода. Если ток базы достаточно велико и VT поддерживается в режиме насыщения в интервале времени t_p , то в районе VT выступают паразитные параметры схемы, ограничивающие ток фактора. В частности, ограничение может быть обусловлено индуктивностью рассеяния L_s обмотки силового трансформатора [44].

После запирания выпрямительного диода продолжается спад коллекторного напряжения u_{kz} и по завершении времени $t_{\text{спл}}$ транзистор входит в режим насыщения.

После подачи запирающего сигнала и окончания рассасывания избыточных ионов из полупроводниковой структуры транзистора VT последний начнет запираться. Формируется фронт нарастания его коллекторного напряжения с длительностью $t_{\text{спл}}$. После достижения напряжением u_{kz} значения U_{kmi} оно продолжает увеличиваться вследствие наличия в коллекторной цепи транзистора VT паразитной индуктивности рассеяния L_s силового трансформатора TV . При наличии демодулирующей цепи напряжение увеличивается до амплитудного значения U'_{kmi} , уровень которого зависит от емкости конденсатора $C_{\text{диф}}$ и уровня напряжения на нем к моменту начала запирания транзистора VT . На интервале времени демодулирования $t_{\text{диф}}$ диод $VD_{\text{диф}}$ открыт и емкость $C_{\text{диф}}$ заряжается

током, накопленным ранее в индуктивности L_s рассеяния трансформатора TV . Когда напряжение на $C_{\text{диф}}$ в процессе колебаний становится меньше, чем повышенное напряжение на коллекторе VT , диод $VD_{\text{диф}}$ запирается. В силу инерционности процесса запирания, восстановления обратного сопротивления и наличия емкости у диода $VD_{\text{диф}}$ происходят явления, описанные выше для выпрямительного диода. Обратный ток через диод $VD_{\text{диф}}$ может достигать значительных величин и определять интенсивность высокочастотных помех ИВЭП. Период высокочастотных колебаний T_B по-прежнему определяется из выражения (8.2), справедливым остается также и выражение (8.1).

Если демодулирующая цепь отсутствует, то увеличение напряжения u_{kz} происходит в соответствии с кривой 2, а амплитуда импульса U'_{kmi} может достигать больших значений ($U'_{\text{kmi}} \gg U_{\text{kmi}}$).

Типовые значения импульсных параметров электрических процессов при переключении силовых транзисторов имеют следующий порядок. Напряжение $U_b = 2 \dots 15$ В, т. е. существенно меньше, чем U_{kmi} , поэтому можно принять $t_{\text{спл}} \approx t_{\text{спл}}$, а практически равняется $40 \dots 200$ нс. Период паразитных колебаний, определяемый из выражений (8.1) и (8.2) обычно равен $T_B = 50 \dots 2000$ нс, а при отсутствии демодулирующей цепи $200 \dots 5000$ нс. Длительность фронта импульса $t_p = 50 \dots 300$ нс, а время достижения коллекторным напряжением уровня U_{kmi} — $t_{\text{диф}} = (1,2 \dots 2)t_p$, для импульса U'_{kmi} длительность $t_{\text{диф}} = T_B/4$.

Необходимо учитывать, что любой транзистор, как биполярный, так и полевой, является активным прибором с коэффициентом усиления существенно большим единицы. Его усиительные свойства зависят также от частоты; существуют условия самовозбуждения, определяемые необходимыми фазовыми и амплитудными соотношениями [154]. Поэтому для определенных гармонических составляющих, содержащихся в импульсных сигналах, могут возникать условия самовозбуждения транзистора. Высокочастотные автоколебания могут появляться также и из-за другого вида положительной обратной связи, которая вызвана индуктивным характером цепи между эмиттером силового транзистора и отрицательной (общей) шиной первичного источника питания.

Обязательным условием возникновения автоколебаний, обусловленных действием положительной обратной связи в цепи коллектора транзистора [154], является выполнение неравенства

$$t_p \gg T_B. \quad (8.3)$$

где t_p — обобщенное время нахождения транзистора в линейном режиме. В [155] показано, что диод при высоких частотах обладает индуктивностью, а не только емкостью. Совместно с паразитными параметрами силового каскада в коллекторной цепи транзистора он образует довольно сложную эквивалентную схему, определяющую вид и частоту колебаний, что увеличивает возможность появления высокочастотных колебаний. Этому же способствует введение каких-либо индуктивных элементов в цепь эмиттера силового транзистора, например трансформаторов тока.

Экспериментальные исследования [154] показывают, что при использовании в ИВЭП с малой выходной мощностью (единицы ватт) диодов типа 2Д213А и силового ключа, выполненного на транзисторных сборках ИМС 2ТС622 (параллельное соединение четырех транзисторов), имеющего $R_o = 0,05$ Ом, $C_o = 50$ пФ, $L_o = 0,03$ мГн, частота высокочастотных колебаний равна 13,5 МГц. Наиболее критичными являются схемы транзисторных ключей, управляемых при помощи трансформаторов тока или напряжения, вторичные обмотки которых непосредственно подключены между базой и эмиттером силового транзистора. Во входной цепи данного транзистора образуется сопротивление индуктивного характера. Провоцирующим поводом может служить наличие рассмотренной выше «ступенчатой» напряжения на этапе включения транзистора, а также повторное включение его из-за наличия высокочастотных колебаний в коллекторной цепи.

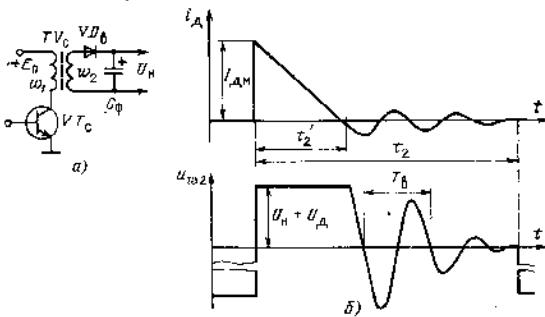


Рис. 8.3. Схема ОПНО (а) и временные диаграммы (б), поясняющие процесс возникновения паразитных колебаний в режиме ПТ

Как показывает анализ [154], параметры паразитных колебаний определяются рядом нестабильных, изменяющихся в процессе эксплуатации параметров транзистора и диода, а также конструктивным расположением элементов, изменениями температуры окружающей среды и др. Поэтому такие колебания не прогнозируются и не всегда могут быть выявлены из-за ограниченного объема испытаний.

Кроме того, в силовых каскадах ИВЭП имеют место и качественно иные автоколебания, имеющие место лишь в режиме ПТ преобразователя, который может возникнуть кратковременно также и в режиме НТ при переходных режимах изменения тока нагрузки или первичного напряжения. Временная диаграмма, иллюстрирующая процессы возникновения таких колебаний, приведена на рис. 8.3. Для определенности эта временная диаграмма относится к схеме ОПНО, однако характер процессов справедлив для любого вида преобразователя, имеющего вакуумизирующий дроссель (в ДПН и ОПНII это L_Φ , а в ОПНО он совмещен с силовым трансформатором).

В режиме ПТ энергия, накопленная ранее в индуктивности L_2 вторичной обмотки w_2 силового трансформатора TV_C , за время t_2' полностью передается в нагрузку и на подзаряд конденсатора C_Φ . После этого выпрямительный диод VD_B запирается. Одновременно напряжение на обмотке w_2 становится меньше U_n и падает до нуля. К диоду VD_B прикладывается напряжение U_n обратной полярности и его сила переизаряжается. Так как силовой транзистор на интервале времени $t_2 - t_2'$ заперт, то перезаряд емкости диода обуславливает появление синусоидальных затухающих колебаний, закон изменения которых примерно может быть определен из выражений (8.1) и (8.2), где роль L_2 играет индуктивность намагничивания (со стороны обмотки w_2) трансформатора TV_C . Так как индуктивность намагничивания всегда больше индуктивности рассеяния, то у этого вида колебаний период всегда больше, чем у рассмотренных ранее.

Практические значения $T_B = 0,5 \dots 5$ мкс, при этом $T_B = (0,01 \dots 0,2)T$, где T — период частоты преобразования ИВЭП.

Если транзистор VT_C заперт на интервале времени $t_2 - t_2'$, то эти колебания не влияют на работу силового каскада. Однако они трансформируются во все обмотки TV_C . При управлении силового транзистора от дополнительной базовой обмотки w_b силового трансформатора, как это выполнено в схемах ключей на рис. 3.6, а; 3.7, а—е, возникновение подобных колебаний во входной цепи транзистора может привести к его ложному включению на интервале пре-

мени $t_2 - t_2'$ и нарушить работу ИВЭП. Наличие колебательного процесса в коллекторной цепи, вызванного колебаниями во вторичной цепи, может вызвать неустойчивую работу силового транзистора, управляемого трансформатором тока с положительной обратной связью от тока коллектора [105]. Причины этого аналогичны предыдущим. Схемы ключей, критических и подобным колебаниям, показаны на рисунках: рис. 3.8, а—е, 3.9, а, б; 3.10, а, г; 3.11, а—е, т. е. те ключи, у которых вторичная обмотка непосредственно подключена к базе и эмиттеру транзистора VT_C .

Распространение высокочастотных помех по электрическим проводникам внутри схемы, а также на выходные и входные шины ИВЭП, может определяться известными расчетными методами путем составления эквивалентных схем. Другие пути распространения высокочастотных помех определяются электромагнитными связями, возникающими между находящимися на некотором расстоянии друг от друга проводниками или элементами схемы. Эти связи могут возникать через электрическое и магнитное поля, а также через электромагнитное излучение. Напряженность ближних электрического и магнитного полей в свободном пространстве обратно пропорциональна квадрату расстояния от элемента, излучающего поле. Напряженность электромагнитного поля излучения обратно пропорциональна первой степени расстояния. Следовательно, при малых расстояниях действуют все три вида связей, а с увеличением расстояния в первую очередь исчезают связи через электрические и магнитные поля, во вторую — перестает влиять электромагнитное поле излучения [156].

Условие наличия ближнего поля определяется соотношением [156]:

$$2\pi r \gg \lambda, \quad (8.4)$$

где λ — длина волны колебания, излучаемого генератором помехи; r — расстояние от генератора до приемника помехи.

В электромагнитном поле излучения существует определенное соотношение между векторами электрического E и магнитного H полей: $E/H = Z_e$, где Z_e — волновое сопротивление среды (для воздуха $Z_e = 377 \Omega$). Одновременно с этим между близкими электрическим и магнитным полями также существует неравнозначная связь, выражаяющаяся в том, что при любом изменении напряжения источника помехи $U_{\text{пом}}$ изменяется и его ток $I_{\text{пом}}$, а также его магнитное поле. Наоборот, изменение магнитного поля источника помехи индуцирует в его цепях напряжения, что приводит к изменению электрического поля. Теоретически полная независимость электрического и магнитного полей имеет место только в статических условиях, практически не имеющих места в ИВЭП.

Полный и подробный анализ связей цепей с учетом взаимозависимости электрического и магнитного полей чрезвычайно сложен и результаты его зачастую бывают недостоверными. Поэтому обычно при анализе процессов паразитные связи через ближнее электрическое поле рассматриваются как емкостные, без учета появляющегося при этом магнитного поля. Паразитные связи через ближнее магнитное поле рассматриваются как индуктивные без учета появляющегося при этом электрического поля [156]. Излучение высокочастотных помех в пространство (радиопомехи) анализируется на основе теории распространения электромагнитного поля [157].

В соответствии с этим сложились два направления в исследовании путей распространения и уровня высокочастотных помех в силовых каскадах ИВЭП. Первое основано на анализе всех паразитных емкостных и индуктивных связей в ИВЭП, построении с их учетом эквивалентных схем данных устройств и последующем расчете при помощи известных математических методов. Второе предполагает рассмотрение элементов схемы и конструкции ИВЭП как излучающих элементов (антенн) и расчет картины распространения электромагнитного поля в пространстве ИВЭП и окружающей среде с учетом его влияния на приемники этого излучения.

На рис. 8.4 приведены упрощенные эквивалентные схемы взаимодействия источника помехи $E_{\text{пом}}$ с приемником $U_{\text{пом}}$ через емкостные и индуктивные связи в ИВЭП [156]. Рассмотрение этих схем дает возможность изучать более

сложные схемы взаимодействия источника и приемника помехи путем сопоставления полученных ниже результатов для прогнозирования реальной помехообстановки и принятия соответствующих схемных и конструктивных мер подавления высокочастотных помех в ИВЭП.

Между соединительными проводниками или элементами схемы, а также между ними и корпусом или экранирующей шиной всегда имеется емкость монтажа C_M , показанная на схемах рис. 8.4, а, б. Сопротивление Z_H , являющееся нагрузкой для источника $E_{\text{пом}}$, характеризует элемент схемы ИВЭП, на входе которого образуется напряжение $U_{\text{пом}}$:

$$U_{\text{пом}} = E_{\text{пом}} Z_H / (Z_H + 1/j\omega_b C_M), \quad (8.5)$$

т. е. величина $U_{\text{пом}}$ тем больше, чем больше C_M и Z_H . Часто сопротивление Z_H имеет емкостной характер $Z_H = 1/j\omega_b C_H$. Тогда выражение (8.5) принимает вид

$$U_{\text{пом}} = E_{\text{пом}} C_M / (C_M + C_H). \quad (8.6)$$

Для схемы, изображенной на рис. 8.4, б, наихудший случай будет иметь место, когда генератор помехи $E_{\text{пом}}$ генерирует высокочастотный сигнал с частотой ω_b , а резонансный контур настроен на ту же частоту. Тогда сопротивление контура, эквивалентное сопротивлению Z_H предыдущей схемы,

$$Z_H = p/d_b = 1/(j\omega_b C_H d_b), \quad (8.7)$$

где d_b — эквивалентное затухание контура:

$$d_b = \Delta f_{0,7} / j\omega_b, \quad (8.8)$$

где $\Delta f_{0,7}$ — полоса пропускания контура по уровню 0,7 от резонансной частоты $j\omega_b$, соответствующей круговой частоте ω_b . Если выполняется неравенство $1/j\omega_b C_M \gg Z_H$, то напряжение помехи

$$U_{\text{пом}} = E_{\text{пом}} C_M / C_H d_b. \quad (8.9)$$

Уменьшения напряжения $U_{\text{пом}}$ можно достичнуть снижением добротности контура, т. е. увеличением его затухания d_b .

Для схемы с индуктивной связью между источником и приемником высокочастотной помехи на входе приемника

$$U_{\text{пом}} = E_{\text{пом}} \omega_b M Z_H / Z_1 Z_2. \quad (8.10)$$

Паразитная индуктивная связь проявляется тем сильнее, чем выше частота паразитного сигнала ω_b , больше паразитная взаимная индуктивность M цепей ИВЭП, входные сопротивление приемника помехи Z_H и меньше полные сопротивления Z_1 и Z_2 .

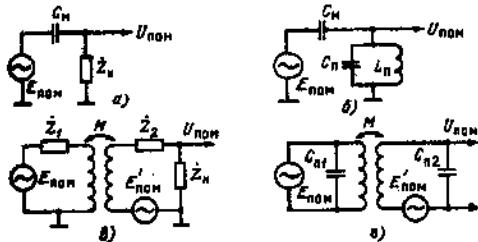


Рис. 8.4. Эквивалентные схемы емкостного (а, б) и индуктивного (в, г) путей распространения помехи

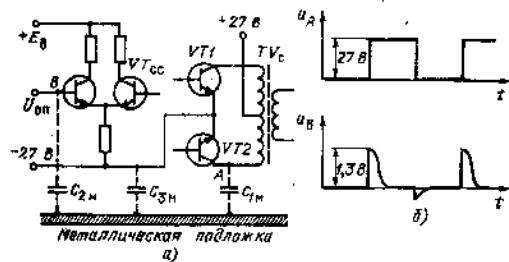


Рис. 8.5. Пример емкостного влияния помехи на работу схемы управления гибридной ИМС преобразователя (а) и осциллограммы напряжений в схеме (б)

В частном случае паразитной индуктивной связи двух контуров с одинаковыми резонансными частотами (рис. 8.4, г), когда частота генерируемого высокочастотного сигнала равна собственной резонансной частоте ω_b контуров, ток в контуре источника помехи, находящемся под напряжением $E_{\text{пом}}$, будет определяться общим сопротивлением, равным волновому сопротивлению контура $Z_K = p = \sqrt{L_p/C_p} = \omega_b L_p$. Напряжение $E'_{\text{пом}}$ введено в контур приемника последовательно, и его волновое сопротивление равно последовательному активному сопротивлению контура $Z_2 = R$. Напряжение помехи снимается со всего контура и $Z_H = R$. Тогда

$$U_{\text{пом}} = E_{\text{пом}} M p / RL = E_{\text{пом}} k_{\text{ев}} / d_b, \quad (8.11)$$

где $k_{\text{ев}} = M/L$ — коэффициент паразитной связи между индуктивностями контуров; $d_b = R/p$ — эквивалентное затухание контура. Отсюда следует, что подобно выражению (8.9) и схеме на рис. 8.4, б индуктивная связь будет тем больше, чем уже полоса пропускания контура.

При анализе и расчете эквивалентных схем, изображенных на рис. 8.4, вводится коэффициент связи цепей источника и приемника помехи β , показывающий, какая часть напряжения источника $E_{\text{пом}}$ помехи возникает в приемнике:

$$\beta = U_{\text{пом}} / E_{\text{пом}}. \quad (8.12)$$

Его аналитическое выражение для рассмотренных выше схем может быть найдено из выражений (8.5), (8.6), (8.9) и (8.10).

Значения коэффициента взаимоиндуктивности M и емкости C_M могут быть взяты из [156] или приведены там источников.

В качестве примера одного из видов взаимодействия можно рассмотреть влияние металлической подложки гибридной ИМС ИВЭП на помехоустойчивость схемы управления [158]. На рис. 8.5, а приведена схема ДПН (транзисторы $VT1$ и $VT2$), а конденсаторы C_{1M} , C_{3M} , и C_{2M} иллюстрируют паразитные емкостные связи между элементами схемы и металлической подложкой.

Осциллограмма u_A (рис. 8.5, б) показывает изменение напряжения в точке A (коллекторе одного из транзistorов ДПН). Изменения этого напряжения через указанные паразитные связи приводят к появлению на одном из входов схемы сравнения (точка B) импульсов, показанных на осциллограмме u_B . Эквивалентная емкость, приводящая к появлению этой помехи,

$$C_M \approx 1/[1 + (1/C_{2M}) + (C_{3M}/C_{1M})]. \quad (8.13)$$

Для уменьшения C_m , а следовательно, и уменьшения влияния скачка напряжения в точке A на работу схемы сравнения необходимо увеличить емкость C_{2m} до значений, несопоставимо больших C_{1m} и C_{2m} , или соединить металлическую подложку с общим полюсом (-27 В). При этом $C_{2m} = \infty$, а значит, $C_m = 0$. Тогда, исходя из выражения (8.6), $U_{\text{пом}} = 0$ для любых емкостей C_{1m} , C_{2m} , и C_n . Другим способом снижения $U_{\text{пом}}$ является уменьшение емкостей C_{1m} и C_{2m} . Снижение $U_{\text{пом}}$ возможно также за счет увеличения емкости точки B относительно полюса -27 В.

Другой случай негативного влияния емкости C_m может быть иллюстрирован на примере межобмоточной емкости силового трансформатора ОПНО (рис. 8.6). Сделанные выводы для этой схемы полностью относятся и к другим типам преобразователей.

Цепи питания ИВЭП (E_p и U_p) за редким исключением не соединяются с корпусом прибора или землей. Для повышения помехоустойчивости питанием от ИВЭП аппаратуры цепи питания заведомо соединяют с корпусом прибора через конденсаторы довольно большой емкости (десятие доли, единицы микрофарад): C_{1p} и C_{2p} — со стороны первичного источника E_p , C_1 и C_2 — со стороны выходного напряжения U_p . В таком качестве обычно используют проходные конденсаторы, например типа К10-44.

Наличие указанных конденсаторов и металлического корпуса, который обычно заземляется, приводит к необходимости раздельного измерения двух видов высокочастотных помех как на входе ИВЭП, так и на его выходе. Первый вид помех — дифференциальное напряжение помехи. Оно измеряется между двумя полюсами шин питания (E_p или U_p). Второй вид — синфазное напряжение помехи. Оно измеряется относительно корпуса прибора с каждым из полюсов шин питания ИВЭП. Для входной и выходной цепей ИВЭП

$$U_{\text{пом},d} = U_{\text{пом},c}^+ - U_{\text{пом},c}^- \quad (8.14)$$

где $U_{\text{пом},d}$ — дифференциальное напряжение помехи на шинах ИВЭП (входных или выходных); $U_{\text{пом},c}^+$ и $U_{\text{пом},c}^-$ — синфазные напряжения помехи на положительной и отрицательной шинах питания соответственно. Очевидно, что если емкостное сопротивление конденсаторов равно нулю, а сопротивление подводящих проводников ничтожно, то $U_{\text{пом},d} = 0$, а $U_{\text{пом},c}^+ = U_{\text{пом},c}^-$. Напряжения высокочастотных помех являются комплексными величинами, так как представляют собой перемножение напряжения с различными фазовыми сдвигами, определяемыми наличием реактивных элементов.

Межобмоточная емкость трансформатора TV_c , строго говоря, является распределенной, точный ее количественный учет при расчете помех затруднителен и довольно сложен. Для определения качественной картины процессов и приближенных расчетов, направленных на минимизацию уровня помех, допустимо учитывать ее в виде двух конденсаторов сосредоточенной емкости C_{1m} и C_{2m} . Практически всегда $C_{1m} \neq C_{2m}$, а степень их различия определяется типом сердечника магнитопровода, видом намотки, числом витков, расположением обмоток и т. п. [156].

Учитывая, что источником помех, в основном, является фронт и спад импульса коллекторного напряжения силового транзистора VT_c , картина распространения помехи выглядит следующим образом. Появление скачка напряжения $E_{\text{пом}}$ через емкость приводит к появлению на выходе U_p ИВЭП напряжения помехи, синфазные составляющие которого

$$U_{\text{пом},c}^+ \approx E_{\text{пом}} / \{1 + C_2 [(1/C_{1m}) + (1/C_{2m})]\}, \quad (8.15)$$

$$U_{\text{пом},c}^- \approx E_{\text{пом}} / \{1 + C_1 [(1/C_{1m}) + (1/C_{2m})]\}. \quad (8.16)$$

Таким образом, для уменьшения синфазной помехи необходимо увеличить емкости конденсаторов C_1 и C_2 . Увеличение емкости C_{1m} и, что очевидно, C_{2m} приводит при прочих равных условиях к увеличению синфазной помехи.

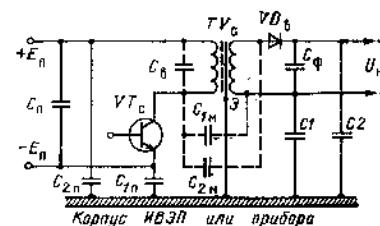


Рис. 8.6. Пример емкостного распространения помехи через корпус ИВЭП

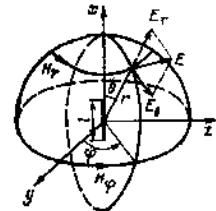


Рис. 8.7. Распространение электромагнитных волн от элементарного диполя в сферической системе координат

Отсюда следует, что установка проходных конденсаторов только на входных шинах ИВЭП приводит к увеличению синфазной помехи. Поэтому обязательной является установка аналогичных конденсаторов и на выходе ИВЭП. Уменьшение межобмоточной емкости конденсаторов C_{1m} и C_{2m} приводят к снижению уровня помех. Если $C_{1m} = 0$, то будем иметь $U_{\text{пом},c}^- = 0$. Это же относится и к другой составляющей. Практическая реализация этого достигается, как и в предыдущем случае, введением экрана \mathcal{E} и подключением его к корпусу прибора (см. рис. 8.6).

Дифференциальное напряжение помехи на выходе ИВЭП приближенно определяется следующим образом:

$$U_{\text{пом},d} = \frac{(1/C_{2m}) - (1/C_{1m})}{[(1/C_1) + (1/C_{1p}) + (1/C_{2p})] [(1/C_1) + (1/C_{1m}) + (1/C_{2m})]} \quad (8.17)$$

Это выражение получено в предположении $C_1 = C_2$. При $C_{1m} = C_{2m}$ получим $U_{\text{пом},d} = 0$, т. е. целесообразно симметризировать межобмоточные емкости трансформатора.

Рассмотрим распространение помехи $E_{\text{пом}}$ в первичную сеть E_p . В трансформаторе TV_c первичная обмотка имеет межвитковую емкость, обозначенную на рис. 8.6 как C_{1p} . Иногда функциональную роль такого устройства, пропускающего помеху, играют различные демпфирующие цепи, монтажные емкости и т. п. Эти элементы и функциональные узлы (аналогично рассмотренным выше) совместно с паразитными емкостями образуют соответствующие конденсаторы и диполи напряжения. Для них могут быть получены подобные формулы для ориентировочной оценки напряжения $U_{\text{пом}}$ на шинах первичного питания.

Как видно из рассмотренных примеров, изучение путей распространения высокочастотных помех в ИВЭП содержит две стадии: определение источников помех и составление наиболее полной эквивалентной электрической схемы паразитных емкостей и взаимных индуктивностей. Путем анализа схемы выделяются наиболее значимые элементы схемы. При этом необходимо учитывать, что в практических конструкциях ИВЭП отсутствуют чисто емкостные или чисто взаимоиндуктивные паразитные связи. Например, даже наиболее высокочастотные конденсаторы (керамические) обладают определенной индуктивностью выводов, а при герметическом исполнении монтажи могут стать совершенно неэффективными для подавления высокочастотных и импульсных помех. Поэтому справедливость выражений (8.15)...(8.17) удовлетворительна только для анализа лишь одной из сторон сложного процесса распространения помех в ИВЭП.

Оценим приближенно уровни и пути распространения помех, излучаемых в пространство ИВЭП соединительными проводниками и всеми элементами его скелетной части, по которым протекают быстро изменяющиеся токи — трансформаторы, дроссели фильтров, силовые диоды, транзисторы и др. [157]. Здесь первоисточником помех является изменение тока при отсутствии емкостного и индуктивного взаимодействия за счет электромагнитного поля.

Простейшим излучателем электромагнитных волн является отрезок монтажного проводника длиной l , по которому течет переменный ток I_B . Такой излучатель малой (по сравнению с длиной волны λ) длины называют элементарным электрическим диполем. Он создает сферические волны, как это показано на рис. 8.7 [157]. Напряженность магнитного поля $H = H_\Phi$ и составляющая напряженности электрического поля E_θ пропорциональны $\sin\theta$. Они максимальны на экваториальной плоскости ($\theta = \pi/2$) и равны нулю на оси диполя. Амплитуда составляющей E_θ пропорциональна $\cos\theta$, поэтому она имеет максимум на оси диполя, а в экваториальной плоскости равна нулю.

Другим элементарным излучателем является замкнутый контур — рамка из провода с протекающим по нему переменным током. Если плоскость контура расположена горизонтально, то он создает такое же поле, как и вертикальный электрический диполь (см. рис. 8.7). Разница между их полями состоит лишь в том, что векторы E и H меняются местами.

Излучаемая в пространство мощность прямо пропорциональна квадрату тока, протекающего через электрический диполь, и квадрату его частоты. Например, для трансцендентального импульса коллекторного тока значение высокочастотных гармоник зависит от амплитуды тока и длительности фронта и спада импульса. Чем больше амплитуда и меньше длительность фронта и спада, тем больше уровень высокочастотных гармоник.

Волновое сопротивление (E/H) в ближней зоне зависит от расстояния r (см. рис. 8.7), поэтому необходимо определять напряженности E и H отдельно. Для ближней зоны [157]

$$H_\Phi = (I_B l \sin\theta) / 4\pi r^3. \quad (8.18)$$

$$E_r = (Z_c I_B l \cos\theta) / 2\pi \omega_b r^3, \quad (8.19)$$

$$E_\theta = (Z_c I_B l \sin\theta) / 4\pi \omega_b r^3, \quad (8.20)$$

где v — скорость распространения электромагнитной волны (для воздуха $v = 3 \cdot 10^8$ м/с); Z_c — волновое сопротивление среды (для воздуха $Z_c = 377$ Ом); ω_b — круговая частота изменения тока в диполе.

Приемниками помех являются проводники устройств, расположенных в электромагнитном поле, излучаемом диполем. ЭДС, наведенная на проводнике длиной l_1 [157]:

$$e_1 = E_l_1 \sin\alpha, \quad (8.21)$$

где α — угол между вектором напряженности электрического поля E и проводником l_1 . Если проводник представляет собой виток с площадью S , то магнитное поле напряженностью H наводит ЭДС

$$e_2 = \mu H \omega_b S \sin\beta, \quad (8.22)$$

где μ — магнитная проницаемость среды (для воздуха $\mu = 1$); β — угол между вектором напряженности поля H и плоскостью витка.

Таким образом, помехи, наведенные в проводниках за счет излучения электромагнитного поля зависят, в основном, от геометрических размеров приемника помехи, значения тока, протекающего в источнике помехи, расстояния от приемника до источника и векторной суммы полей в области нахождения приемника.

Суммарная помехообстановка как внутри ИВЭП, так и за пределами его линий и выходных шин, определяется суммарным воздействием индуктивных, емкостных и электромагнитных составляющих воздействия источника помехи.

При этом происходит векторное сложение элементарных составляющих. В то же время при конструировании ИВЭП вполне удовлетворительных результатов удается достигнуть путем соответствующего оптимального расположения проводников электрических схем и элементов даже в непосредственной близости от источника $E_{\text{пом}}$.

Многообразие паразитных связей, трудность их однозначного воспроизведения в серийной аппаратуре, зависимость от различных переменных эксплуатационных факторов приводят к практической невозможности достаточно точного расчета уровней помех. Это же является основной причиной отсутствия достоверных инженерных методик расчета помехообстановки в ИВЭП.

8.2. Методы устранения влияния помех

Наилучшим средством уменьшения уровня помех внутри ИВЭП, на его входе и выходе является их устранение в местах возникновения. В общем случае для этого необходимо увеличивать длительность фронтов и спадов импульсов тока и напряжения и уменьшать амплитуду фронтов и спадов импульсов тока и напряжения, амплитуду импульсов коммутационных токов и напряжений. Переход от импульсных сигналов тока и напряжения в ИВЭП к синусоидальным в значительной степени позволяет снять проблему борьбы с высокочастотными помехами. Определенным приближением к этому является применение резонансных преобразователей, описанных в разд. 2. Вместе с тем, ослабление помех можно достичь при использовании преобразователей с трансцендентальной формой импульсов тока и напряжения. Принципы подхода к разработке таких преобразователей изложены в [71, 72].

Для преобразователей с прямоугольной формой тока и напряжения в схемах цепей существенный вклад в создание помех вносит выпрямительный диод за счет накопления тока в паразитных элементах электрической схемы за время t_p (см. временнюю диаграмму на рис. 8.3) и быстрого спада тока через диод при его запирании. Скорость изменения тока на этапе запирания диода, например, 2Д213, в современных ИВЭП достигает $dI/dt = 200...500$ А/мкс и более. При этом уменьшение паразитных индуктивностей (таких, как индуктивность рассеяния трансформатора T_{V_C} , монтажа, выводов элементов и др.) приводит к увеличению скорости dI/dt и уменьшению времени рассасывания t_p . Следовательно, стремление к уменьшению времени t_p , а следовательно, повышению быстродействия ИВЭП частоты преобразования, приводит к увеличению уровня помех, которые передаются в основном через магнитное поле (через взаимоиндуктивности и индуктивности проводников и элементов), а также через излучение высокочастотных электромагнитных колебаний.

Одним из эффективных способов уменьшения мощности высокочастотных колебаний в цепи выпрямительного диода является уменьшение резонансной частоты и добротности паразитного колебательного контура, параметры которого определяются в соответствии с выражениями (8.1) и (8.2). Это достигается подключением параллельно диоду последовательностной шунтирующей $R_{\text{ш}}C_{\text{ш}}$ -цепочки [11]. При этом оптимальная емкость шунтирующего конденсатора

$$C_{\text{ш}} > 0,16 t_p R_{\text{ш}}, \quad (8.23)$$

где $R_{\text{ш}}$ — эквивалентное последовательное сопротивление в цепи паразитного колебательного контура. Сопротивление $R_{\text{ш}}$ выбирается из условий максимального тока через элементы электрической схемы на этапе существования колебательного процесса периода T_0 . В практических схемах ИВЭП обычно $R_{\text{ш}} = 10...100$ Ом, а $C_{\text{ш}}$ — тысячи пикофарад.

Другим способом снижения резонансной частоты является введение дополнительной индуктивности, включаемой последовательно с диодом, когда на выводы диода нанизываются ферритовые колца гигоразмера К6×3×1,5 по два колца на каждый вывод диода (например, 2Д213, 2Д212). Магнитная проницаемость феррита 600...2000. Наибольшую эффективность этот способ дает в ИВЭП.

которые конструктивно исполнены в виде плоских (в частности, печатных) шин. В отличие от способа с использованием $K_{\text{ш}}C_{\text{ш}}$ -цепочки здесь не требуется введение элементов, для которых необходимы соединительные проводники и место для компоновки. При совместном использовании ферритовых колец и $R_{\text{ш}}C_{\text{ш}}$ -цепочки уменьшается требуемая емкость конденсатора $C_{\text{ш}}$, его масса и габариты.

Перечисленные меры позволяют в десятки раз уменьшить уровень высокочастотных помех как на входных, так и выходных шинах ИВЭП, из его внутренних элементах и проводниках схем управления.

Диод в силу своих инерционных свойств выступает в роли генератора помех не только в силовом выпрямителе. Аналогичные помехи генерируются диодами сетевого выпрямителя (в бестрансформаторных ИВЭП) и диодами демпфирующих цепей силового транзистора, обеспечивающих его безопасную работу и ограничивающих напряжение на коллекторе. Здесь также требуется приятие указанных мер подавления высокочастотных колебаний или применение высокочастотных щунтирующих конденсаторов, как это выполнено, например, в [11], где все четыре узловые точки выпрямительного моста через такие конденсаторы подключены к корпусу прибора (землени).

Применение в выпрямителях диодов Шоттки или диодов с «мягкой» характеристикой восстановления обратного сопротивления [159] хотя и снижает в значительной степени уровень помех, но полностью не снимает проблемы их подавления.

Перечисленные меры способствуют уменьшению уровня помех от диодов, в результате чего он становится соизмеримым с уровнем помех, создаваемым переключающимися силовыми транзисторами. Дальнейшее направление улучшения помехообстановки (если не применяются резонансные методы преобразования) заключаются, в основном, в выборе соответствующей элементной базы, радиальном монтаже, конструировании и компоновке узлов. Наиболее оптимальной конструкцией силовых транзисторов, выпрямительных диодов, силовых трансформаторов и сглаживающих конденсаторов является планарная, обеспечивающая такое расположение выводов, при котором подходящие проводники обеспечивают минимальную площадь несимметричного контура излучения помехи. Примерами могут служить транзисторы 2T886, ИМС серии 286, диоды 2Д212, 2Д213, 2Д2222, конденсаторы К10-47 и К53 в безвыводном исполнении.

Эффективной мерой снижения уровня излучаемых помех и уменьшения их уровня в маломощных и выходных цепях является применение специальных методов монтажа, а именно, попарная свивка проводов, по которым протекают импульсные токи одинаковой величины различного направления, чем достигается пульсное вспышное результатирующее поле. Обычно шаг свивки 7...15 мм, а длина несшитой части проводников, подлежащая в элементу, не более 5...10 мм.

На рис. 8.8 показан способ выполнения монтажа для мостового ДПН с бестрансформаторным входом [11]. Все провода, имеющие противоположные и равные токи, свиты попарно. Компоновка и конструкция ИВЭП должны обеспечивать разводку свитых пар в местах их соединения с элементами. Для этого иногда приходится вводить дополнительные конструктивные монтажные точки «+» и «-» источника $E_{\text{п}}$ или вводить дополнительные проводники для обратных токов через диоды $I_{\text{д}1}$ и $I_{\text{д}2}$, которые не требуются на принципиальной схеме.

Если монтаж силовых цепей выполняется печатными проводниками, в том числе и при исполнении ИВЭП в виде ИМС, то целесообразно использовать специальный вид монтажа — многослойные шины. Такие шины близки по свойствам к полосковым линиям, примесящимся в технике СВЧ. Они характеризуются малой напряженностью результатирующего электромагнитного поля вне самой линии [159]. Применение полосковых линий дает максимальный эффект при использовании планарных конструкций силовых элементов, выводы которых совместимы с полосковыми линиями как по электрическим, так и конструктивным характеристикам.

Пример выполнения конструкции транзисторного ключа с трансформатором в цепи коллектора и входным фильтрующим конденсатором $C_{\text{п}}$ приведен

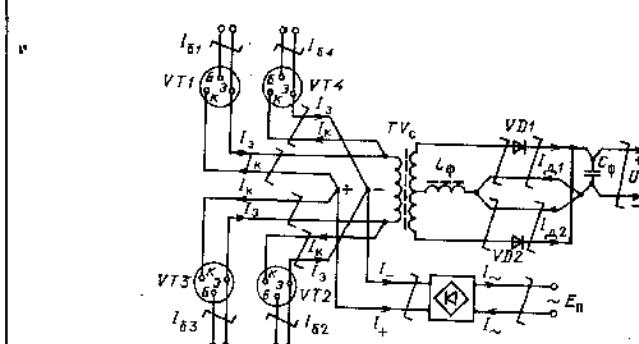


Рис. 8.8. Пример рационального выполнения разведения проводников в схеме мостового ДПН с дросселем во вторичной цепи

на рис. 8.9, а, а выпрямительного диода — на рис. 8.9, б [159]. Транзистор соединяется с тремя шинами: эмиттерной пластиной 1, коллекторной пластиной 2 и базовой пластиной 3. Пластина 4 является шиной питания ключа и соединена с началом первичной обмотки трансформатора TV_c и плюсом конденсатора $C_{\text{п}}$. Коллекторный (прямой) ток проходит по пластине 4, первичной обмотке трансформатора, транзистору и далее замыкается по пластине 1. Конструкция монтажа диода также отвечает требованиям реализации полосковой линии: прямой ток проходит на анод диода по пластине 1, далее с катода диода попадает на пластину 2, образующую полосковую линию с пластиной 1. Аналогично выполняется монтаж конденсаторов выходных фильтров, в качестве которых целесообразно применять безвыводные и бескорпусные конденсаторы.

Существенную роль играет монтаж силовой цепи тока. На рис. 8.10 показаны примеры выполнения соединения фильтрующего конденсатора $C_{\text{Ф}}$. Очевидно, что более рациональным является соединение проводников по рис. 8.10, б. Однако конденсаторы имеют индуктивность выводов, например индуктивность провода диаметром 1 мм и длиной 50 мм равна 0,03 мкГн [156]. При традиционных методах монтажа такие параметры имеют вывод реального электролитического конденсатора, в частности К50-29 и др. Скачок тока через конденсатор $\Delta I = 5$ А с длительностью фронта $t_{\Phi} = 0,05$ мкс приводит к коммутационному всплеску напряжения на шинах $U_{\text{пом}} = L_{\text{м}} \Delta I / t_{\Phi} = 3$ В. Таким образом, ра-

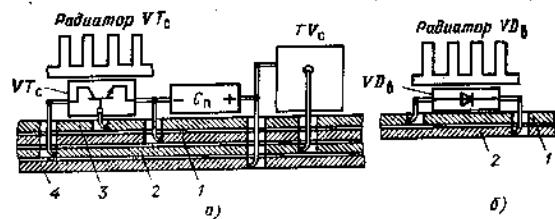


Рис. 8.9. Пример выполнения плоского монтажа силового транзисторного ключа (а) и выпрямительного диода (б)

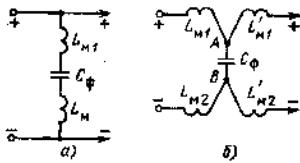


Рис. 8.10. Способы подключения конденсатора фильтра C_ϕ

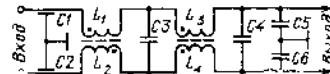


Рис. 8.11. Схема фильтра с подавлением синфазной и дифференциальной составляющих помех

циональное выполнение включения фильтрующего конденсатора, выполненное на рис. 8.10, б, приводят к иерархической схеме на рис. 8.10, а, если этот конденсатор имеет определенную индуктивность выводов. По этой причине неэффективными являются конденсаторы типов К50, К52, так как уменьшение длины их выводов недопустимо из-за технологических соображений. В этих случаях параллельно конденсатору C_ϕ часто подключают высокочастотный конденсатор, индуктивность выводов которого значительно меньше, чем у основного конденсатора. Поэтому целесообразно применение безвыводных и бескорпусных конденсаторов, причем они подключаются непосредственно к точкам А и В (см. схему на рис. 8.10, б).

Эти принципы должны быть положены в основу монтажа других силовых элементов электрической схемы ИВЭП, где импульсные падения напряжения могут вызвать сбои в работе функциональных узлов и возрастание высокочастотных помех в ИВЭП. Как правило, сглаживающие фильтры в ИВЭП состоят из нескольких параллельно соединенных конденсаторов, которые совместно с монтажными индуктивностями образуют многозвездный фильтр, эффективно подавляющий высокочастотные помехи.

Так как конструкция ИВЭП в большинстве практических случаев не могут исключить возникновение и подавление высокочастотных помех во входных и выходных шинах, то довольно часто используются помехоподавляющие фильтры, основы расчета которых изложены в [3, 1].

Эффективным является фильтр, схема которого показана на рис. 8.11 [2, 4]. Здесь проходные конденсаторы $C1$ и $C2$ предназначены для подавления синфазной составляющей помехи, а индуктивный элемент $L1$, $L2$ благодаря соответствующему включению обмоток и конденсатора $C3$ снижают дифференциальную составляющую, так как обмотки включены встречно. Конденсаторы $C4$ — $C6$ подавляют обе составляющие помехи.

Для улучшения массогабаритных характеристик высокочастотные дроссели фильтра обычно выполняются на сердечниках из феррита или из материалов МП-60, МП-140. Для подавления высокочастотных гармонических составляющих с частотами единицы—десятки мегагерц в качестве материала желательно использовать ферриты марки 20ВЧ. Применение низкочастотных магнитных материалов снижает эффективность фильтра из-за уменьшения магнитной проницаемости μ , а также ухудшения добротности подавляющего контура. В дросселях высокочастотных фильтров возможно использование дросселей типа ДМ, однако при этом возрастают масса и объем помехоподавляющих фильтров по отношению к гороадальным сердечникам. Для расширения диапазона гармонических составляющих помех применяют более сложные фильтры, где часть дросселей выполнена на высокочастотных сердечниках (например, 20ВЧ), а другая часть — на сердечниках с гораздо худшими частотными характеристиками и с проницаемостью $\mu = 600 \dots 3000$ [160].

Обязательным условием для всех фильтров является наличие емкостного характера входного и выходного полных сопротивлений, когда вход и выход

Рис. 8.12. Схема, позволяющая исключить в силовой цепи колебания, возникающие в режиме ПТ преобразователя

фильтра начинаются с конденсатора. Этим ослабляется влияние подводящих линий или нагрузки на уровень действующих помех.

Вместе с тем для обеспечения помехоустойчивости питаемой от ИВЭП РЭА на всех выходах ее функциональных узлов должны устанавливаться керамические конденсаторы.

Обязательной является также установка распределенных конденсаторов по шинам питания печатных плат с ИМС. Емкость этих конденсаторов, определяемая динамикой тока ИМС, обычно задается в руководствах по их применению, в частности [127]. Как показывает опыт разработки сложных систем вторичного электропитания для электронных комплексов, суммарная емкость распределенных керамических конденсаторов должна быть не менее 4 мкФ на 1 А тока, потребляемого платой, узлом или прибором. На входе каждого самостоятельного прибора обычно устанавливается электролитический конденсатор емкостью не менее 15...47 мкФ.

При наличии значительных колебаний потребляемого тока от ИВЭП необходимо учитывать следующее обстоятельство. Любая линия питания от ИВЭП к нагрузке обладает распределенными индуктивностью и емкостью, которые играют роль многозвездного колебательного контура. Это обуславливает повышенную амплитуду пульсаций напряжения потребителя электроэнергии от ИВЭП и требует установки дополнительных стягивающих конденсаторов на входе прибора-потребителя. С точки зрения ослабления указанного влияния питающей линии оптимальными являются плоские, ленточные или полосковые кабели, обладающие большой относительной величиной емкостного реактивного сопротивления. В то же время необходимо отметить, что уменьшение индуктивной составляющей сопротивления питающего кабеля приводит к снижению его фильтрующих свойств для высокочастотных выходных пульсаций ИВЭП.

Для исключения высокочастотных колебаний, обусловленных положительной обратной связью в силовом транзисторе [см. выражение (8.3)], в ИВЭП не рекомендуется использовать СВЧ-транзисторы. Базовую цепь силового транзистора целесообразно выполнять так, чтобы во время формирования фронта или спада импульса коллекторного напряжения сопротивление в цепи база-эмиттер транзистора было минимальным для исключения влияния емкости базо-коллекторного перехода при ее заряде или разряде. Необходимо также во возможном уменьшить индуктивные составляющие сопротивления в цепи базы и эмиттера силового транзистора, что может быть достигнуто применением полосковых линий и печатного монтажа.

Для подавления паразитных колебаний, возникающих в силовом каскаде в режиме ПТ, применяют схемы, осуществляющие шунтирование специальным транзистором паразитного колебательного контура. Одна из них приведена на рис. 8.12 [105]. В режиме ПТ (см. рис. 8.3) после разряда индуктивности обмотки w_3 напряжение на ней должно стать равным нулю. Если на этом интервале времени шунтироовать обмотку w_3 транзистором $VT_{\text{ш}}$ через диод $VD_{\text{ш}}$, то это приведет к срыву колебаний. Интервал времени включения состояния $VT_{\text{ш}}$ определяется дополнительным транзистором VT_d и людино-резистивными цепями R_1 , VD_1 и R_2 , VD_2 . При наличии кувольтного напряжения на обмотке w_2 базовый ток транзистора $VT_{\text{ш}}$ обеспечивается цепью R_2 , VD_2 , а исключение его открывания во время отрицательной полярности напряжения на обмотке w_2 достигается включением транзистора VT_d базовым током через R_1 и VD_1 . Исключение подобных колебаний можно реализовать и другими схемными решениями, например рассмотренными в [161, 162].

