



1.25. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ В СОСТАВЕ ЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Электромагнитная совместимость (ЭМС) — способность приборов, устройств, технических систем, биологических объектов выполнять заданные функции в условиях воздействия на них электрических, магнитных и электромагнитных полей, существующих в окружающей их обстановке, и не создавать недопустимые помехи другим объектам [32 - 34].

Применительно к ИЭП под электромагнитной совместимостью понимается способность ИЭП и составляющих их узлов выполнять заданные функции в условиях воздействия на них электрических, магнитных и электромагнитных полей, а также обеспечивать совместимость их с нагрузкой и системой электроснабжения. Такое разграничение вызвано существенным различием параметров электрических контуров, в которых могут возникнуть нежелательные ударные колебания. Учет особенностей этих контуров и режимов работы отдельных частей электрических схем позволяют выработать рекомендации по обеспечению ЭМС ИЭП в составе ЭА.

Основными методами повышения устойчивости электронных схем к воздействию ЭМИ являются:

- выбор наиболее стойких к воздействию ЭМИ комплектующих элементов системы;
- рациональное пространственное размещение узлов и схем системы;
- создание стойких к воздействию ЭМИ электронных схем (схемные решения);
- предложения по порядку функционирования системы с подачей сигнала «ВТ»;
- принятие мер специальной защиты.

Не обязательно и экономически не оправдано увеличивать устойчивость системы за счет доведения параметров, определяющих устойчивость ее элементов, до их максимальных значений. Наиболее рациональным методом повышения устойчивости электронной системы к воздействию ЭМИ является повышение



устойчивости к ЭМИ наиболее слабых элементов системы. В тех случаях, когда выбором наиболее устойчивые к воздействию ЭМИ элементов или схемным решением не удастся повысить устойчивость системы до желаемого уровня, следует прибегнуть к специальным средствам защиты от воздействия ЭМИ [20,21]. К таким средствам следует отнести применение в схемах:

- фильтров, трансформаторов, дросселей;
- разрядников, ограничителей, разьединителей;
- заземлений и экранов.

Фильтры широко использовали для защиты от радиопомех, созданных сторонним электромагнитным излучением передатчиков. Трудность при использовании фильтров в системах защиты от ЭМИ – очень широкая полоса частот, соответствующих сигналам различной формы, наведенных ЭМИ. Необходимо учитывать, что при применении фильтра энергия снижается незначительно и только на порядок уменьшается амплитуда пика, поэтому их следует применять в сочетании с другими защитными приборами, например, диодными ограничителями или разрядниками. Другая трудность заключается в том,

что большинство готовых фильтров имеют типичные рабочие напряжения 400...600 В. Напряжения же наводки, созданные ЭМИ, значительно превышают указанные значения.

Бифилярные дроссели и изолирующие трансформаторы могут быть использованы для подавления наводки ЭМИ от изменения индукции магнитного поля во времени. В этом случае включенная последовательно индуктивность в цепи наводки подавляет ее сигнал, но в то же время пропускает постоянные и высокочастотные сигналы. Как бифилярный дроссель, так изолирующий трансформатор могут быть подвергнуты действию очень высоких импульсных напряжений наводки. Пороговых повреждений для переходных процессов, обусловленных ЭМИ, сравнимы со значениями переходных воздействий при испытаниях, проведенных с целью защиты от грозных разрядов.

Искровые разрядники (или как их называют «жесткие ограничители») могут быть использованы для защиты электронных схем при перегрузке по напряжению и току. Однако ни искровые разрядники, ни электромеханические приборы (реле) не пригодны для защиты чувствительных полупроводниковых приборов, поскольку для них недопустимы начальные выбросы, пропускаемые этими защитными приборами. Это объясняется тем, что напряжение пе-



регрессии, возникающее от действия поля ЭМИ, может повредить систему в течение нескольких наносекунд, что меньше времени срабатывания большинства

защитных приборов.

Другой класс защитных приборов – варисторы, сопротивление которых зависит от напряжения. Иначе их называют «мягкими» ограничителями. Они имеют меньшее время срабатывания, однако менее устойчивы к амплитуде наводки. С целью использования достоинств фильтров и различных типов разрядников и в то же время для избежания недостатков частосоздают гибридные схемы защиты, т.е. комбинацию из тех и других.

Плавкие предохранители, реле, прерыватели или схемы скоростной защиты относятся к стойким устройствам защиты. Они предназначены для отключения менее стойких схем от источников мощности в начале переходного процесса, до того, как произойдут катастрофические повреждения.

Электромагнитную совместимость ИЭП при нормируемом качестве его выходного напряжения с ЭА определяют следующие параметры:

- номинальное значение выходного напряжения;
- допустимый диапазон изменения выходного тока;
- нестабильность выходного напряжения;
- пульсация выходного напряжения (среднеквадратическое значение);
- размах пульсирующего выходного напряжения;
- гармонические составляющие выходного напряжения в определенном диапазоне частот при заданной полосе анализа.

Характер размаха A пульсирующего напряжения (от пика до пика) иллюстрируется графиком изменения выходного напряжения, приведенном на рис. 1.25.1, где $U_{\text{вых}}$ — выходное напряжение ИЭП, наблюдаемое в течение времени t .

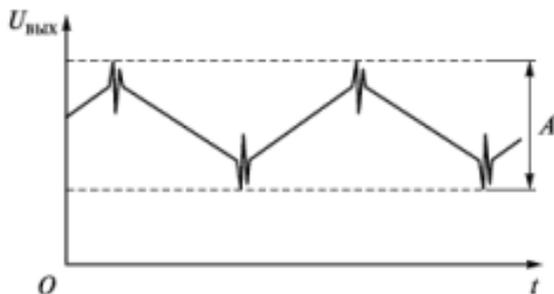


Рис. 1.25.1. Характер размаха A пульсирующего напряжения (от пика до пика)

Электромагнитную совместимость ИЭП при нормируемом качестве его выходного тока с ЭА определяют следующие параметры:

- номинальное значение выходного тока;
- допустимый диапазон изменения выходного напряжения;
- нестабильность выходного тока;
- пульсация выходного тока.

Источниками электромагнитных помех могут быть любые компоненты схемы, вызывающие импульсное изменение тока (напряжения). В источниках электропитания такими компонентами являются, как правило, активные приборы (транзисторы, тиристоры, диоды, модуляторные лампы и т. п.). Уровни помех, создаваемые различными функциональными элементами и узлами, могут существенно различаться. Так, помехи от выпрямителей меньше помех от преобразователей. Однако на чувствительную нагрузку они могут оказывать существенное влияние [1,22].

Основными схемными устройствами, применяемыми для снижения уровня помех, являются стабилизаторы напряжения непрерывного действия и фильтры. Рассмотрим работу выпрямителей, преобразователей, фильтров и их составных частей в широком диапазоне частот.

Электромагнитные помехи, создаваемые *выпрямителями*, обусловлены двумя основными причинами: нелинейностью характеристик диодов и временем прохождения коммутационных процессов в них. Нелинейность характеристик проявляется в искажении



формы тока, потребляемого из системы электроснабжения. Возникающие при этом помехи находятся в низкочастотной части спектра. В этом случае затрудняется электромагнитная совместимость ЭА, получающей электроэнергию от одной системы электроснабжения. Снижение уровня помех, проходящих в систему электроснабжения, достигается применением громоздких фильтров.

Если система электроснабжения вырабатывает напряжение синусоидальной формы, то его искажение существенно зависит от соотношения мощностей систем электроснабжения и электропитания. Так, в режиме холостого хода коэффициент гармоник в выходном напряжении системы электроснабжения обычно не превышает 5%. При мощности генератора трехфазного тока 120 кВт входное напряжение трехфазного мостового выпрямителя мощностью 20 кВт искажается в меньшей степени, чем при мощности генератора 30 кВт. В последнем случае соотношение мощностей систем электроснабжения и электропитания не обеспечивает их электромагнитную совместимость.

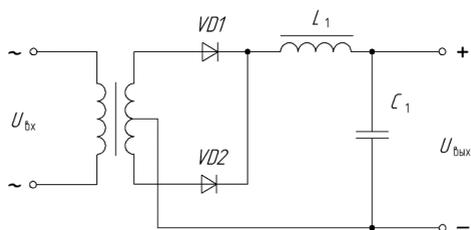


Рис.1.25.2. Выпрямитель для преобразователей напряжения

Коммутационные помехи выпрямителей расположены, как правило, в области высоких частот. В приведенной на рис. 1.25.2 схеме выпрямителя на двух диодах $VD1$ и $VD2$, являющейся традиционной для силовых низковольтных преобразователей напряжения, при переключении из открытого состояния в закрытое в связи с инерционностью диодов возможно одновременное протекание тока через них в течение короткого промежутка времени. Это приводит к возникновению периодических ударных колебаний. Максимальное напряжение ударных колебаний находится



ся в прямой зависимости от индуктивности рассеяния трансформатора. Такая же зависимость существует между максимальным обратным током диодов и временем рассасывания носителей заряда. При увеличении индуктивности рассеяния трансформатора и емкости диода частота ударных колебаний снижается.

Высокочастотные помехи передаются из вторичной обмотки трансформатора в первичную и, следовательно, в систему электроснабжения. Если напряжение ударных колебаний, приведенное к первичной обмотке трансформатора, достигает значения $U_{y,k}$, то уровень помехи в системе электроснабжения $U_{и}$ можно представить следующей зависимостью:

$$U_{и} = U_{y,k} z_{сэс} / (z_{т} + z_{эа}),$$

где $z_{сэс}$ - сопротивление системы электроснабжения (включая подводящие к источникам электропитания проводники); $z_{т}$ - сопротивление трансформатора со стороны системы электроснабжения; $z_{эа}$ - сопротивление ЭА.

Значения сопротивлений $z_{сэс}$ и $z_{т}$ соответствуют частоте ударных колебаний.

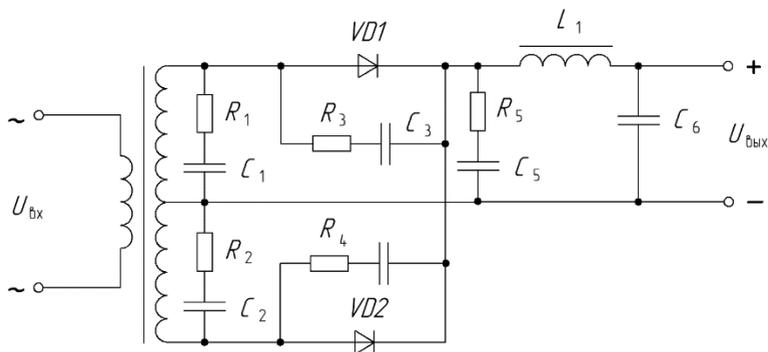


Рис. 1.25.3 Выпрямитель с шунтирующими RC - цепями

Уровень помехи $U_{и}$, возникающей при закрывании диодов выпрямителя, может быть снижен включением RC - цепей парал-



тельно диодам или вторичным обмоткам трансформатора. Включение шунтирующей RC - цепи на выходе выпрямителя (R_5 и C_5 в схеме, приведенной на рис. 1.25.3) рекомендуется при наличии LC - фильтра или индуктивной нагрузки и при отсутствии C - фильтра. При этом параметры RC - цепей выбираются из условия обеспечения аperiodических переходных процессов в колебательных контурах (рекомендуемые значения емкости для выпрямителей средней мощности находятся в пределах 0,3...3 мкФ). Применение RC - цепей уменьшает частоту ударных колебаний настолько, что становится эффективным использование сглаживающих фильтров с рабочей частотой 10...40 кГц.

Одним из эффективных способов снижения помех при работе выпрямителя на индуктивную нагрузку является включение обмоток дросселя фильтра L_1 в цепь каждого диода (рис. 1.25.4). В этом случае происходит ограничение коммутируемого тока благодаря индуктивности рассеяния дросселя [23, 24].

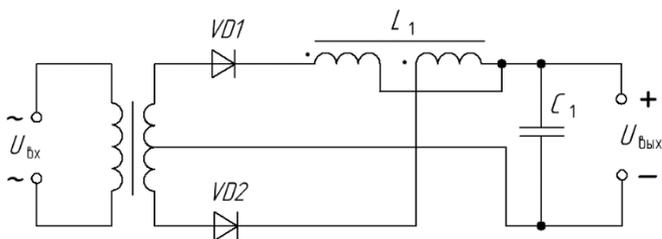


Рис. 1.25.4. Выпрямитель с дросселями в цепях диодов

В однофазных выпрямителях, собранных по мостовой схеме, снижение амплитуды ударных колебаний достигается включением сопротивлений последовательно с каждым диодом (рис. 1.25.5, а). Недостатком этого способа является потеря мощности на резисторах, сопротивление которых выбирается в диапазоне 0,5...1 Ом. В однофазных мостовых выпрямителях можно применить также включение конденсаторов в диагонали моста (рис. 1.25.5, б), благодаря чему уменьшается частота и максимальное значение удар-



ных колебаний. Однако введение в схему четырех конденсаторов усложняет ее исполнение.

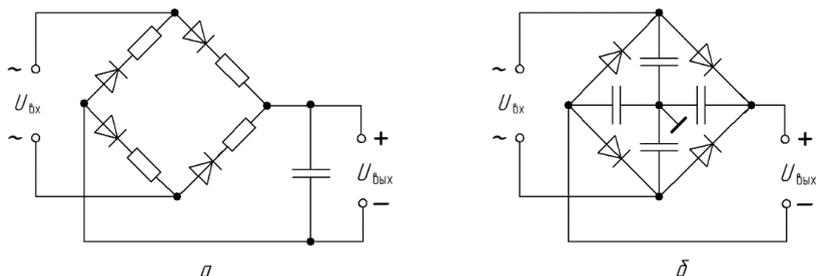


Рис. 1.25.5. Мостовые выпрямители с включением резисторов в цепи диодов (*а*) и конденсаторов в диагонали моста (*б*)

Влияние частотных свойств диодов в диапазоне частот 0,02...100 МГц выражается в том, что максимальное значение ударных колебаний снижается с уменьшением времени восстановления обратного напряжения на диоде.

Для источников электропитания импульсного действия характерно наличие широкого спектра частот. При рабочей частоте преобразования 20...100 кГц спектр помех, генерируемый транзисторами преобразователя напряжения, может составлять до 1,5 ГГц и более. При таком широком спектре значительная мощность помех передается излучением. В составе преобразователей напряжения одни компоненты создают преимущественно электрическое поле, другие — магнитное. К первым относятся слаботочные компоненты (как правило, компоненты устройств управления), ко вторым — сильноточные компоненты (силовые трансформаторы, мощные усилители, выпрямители, фильтры и т. д.). Любому электрическому полю сопутствует магнитное поле и, наоборот, пока частота не станет равной нулю. Источниками магнитного поля в преобразователях напряжения могут быть дроссели фильтров и цепи постоянного и пульсирующего токов.

Связь между напряженностями электрического E и магнитного H полей выражается через волновое сопротивление $z = E/H$. При нормальном падении волны электрическое волновое сопротивление



ние Z_E и магнитное волновое сопротивление Z_H определяются зависимостями $Z_E = \dot{E}_E / \dot{H}_E$; $Z_H = \dot{E}_H / \dot{H}_H$; где $\dot{E}_E, \dot{E}_H, \dot{H}_E, \dot{H}_H$ - комплексные значения соответственно электрической и магнитной составляющих поля. Значения модулей указанных сопротивлений ближней и дальней зон определяются из следующих выражений:

$$Z_E = z_0 \sqrt{1 + (\beta r)^2} / [1 + (\beta r)^2] \beta r; \quad (\#1.25.1)$$

$$Z_H = [1 + (\beta r)^2] \beta r / \sqrt{1 + (\beta r)^2}, \quad (\#1.25.2)$$

где $z_0 = 120\pi$ Ом; $\beta = 2\pi/\lambda$; λ - длина волны; r - расстояние от точки возникновения поля.

На рис. 1.25.6 приведены зависимости функций Z_E и Z_H от расстояния до точки возникновения волны, построенные по выражениям (1.25.1) и (1.25.2).

В предельном случае при $\beta r \ll 1$, характерном для ближней зоны, получим

$$Z_E = z_0 / \beta r; \quad Z_H = z_0 \beta r; \quad Z_E \gg Z_H.$$

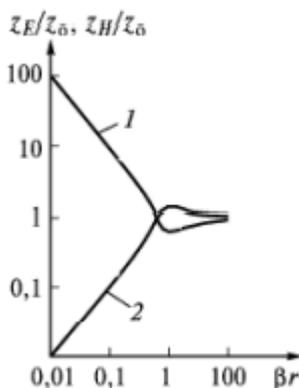


Рис. 1.25.6. Зависимости волновых сопротивлений составляющих поля от расстояния до точки возникновения
1 – Z_E/z_0 ; 2 – Z_H/z_0

В другом предельном случае при $\beta r \gg 1$, характерном для дальней зоны, имеем $Z_E \cong Z_H = z_0$. Это случай образования в



дальней зоне волны с одинаковыми значениями электрической и магнитной составляющих. При $\beta r \cong 0,71$ имеет место равенство $Z_E = Z_H$, что соответствует явлениям, характерным для дальней зоны. При $\beta r > 0,71$ имеет место неравенство $Z_E > Z_H$, которое с ростом βr ослабевает и при $r > 3\lambda$ превращается в приближенное равенство.

Анализ ближних и дальних зон целесообразно проводить с учетом размера элемента l , определяющего поле и выраженного в единицах длины волны λ . Размеры элементов (компонентов) ИЭП обычно значительно меньше длины волны, т.е. $l \ll \lambda$. Лишь соединительные провода и преобразователь в целом могут быть сравнимы с длиной волны, если частоты превышают 100 МГц.

В дальней зоне напряженности электрического и магнитного полей пропорциональны частоте колебаний, а мощность колебаний пропорциональна квадрату частоты. Поэтому повышение рабочей частоты преобразования сопровождается увеличением мощности радиопомех. Так, при рабочей частоте около 160 кГц мощность радиопомех составляет примерно 1 % от мощности преобразователя, при этом частотный диапазон помех достигает нескольких сотен мегагерц.

В дальней зоне напряженности электрического и магнитного полей пропорциональны частоте колебаний, а мощность колебаний пропорциональна квадрату частоты. Поэтому повышение рабочей частоты преобразования сопровождается увеличением мощности радиопомех. Так, при рабочей частоте около 160 кГц – $EM_{\text{хo}}$

При разложении напряжения в ряд Фурье амплитуда k -й гармоники определяется следующими зависимостями:

$$U_k = U_{\text{max}}(\sin kx / k) \text{ при } k_3 = 1; \quad (1.25.3)$$

$$U_k = U_{\text{max}}(\sin kx / k^2) \text{ при } k_3 = 0,5. \quad (1.25.4)$$

где U_{max} - максимальное значение переменной составляющей напряжения.

В соответствии с выражениями (1.25.3) и (1.25.4) при рабочей частоте преобразования 100 кГц и максимальном значении переменной составляющей $U_m = 1$ мВ частота гармоники, при которой



ее амплитуда уменьшается до 26 дБ (соответствует 20 мкВ), составляет примерно 5 МГц при $1 \ll \lambda$ и 2 МГц при $1 \geq \lambda / 2$. Отсюда следует, что при рассмотрении низкочастотной части спектра следует учитывать не менее 20 гармоник.

На формирование низкочастотной части спектра существенное влияние оказывают также другие компоненты преобразователя, и в первую очередь трансформаторы и дроссели. Определяется это влияние тем, что при достижении определенной частоты, входящей в низкочастотную часть спектра преобразователя, уменьшается магнитная проводимость сердечника и магнитное поле выходит из него в окружающее пространство. Кроме того, трансформаторы и дроссели имеют ряд паразитных емкостей между обмотками и сердечником, которые могут оказывать влияние на формирование амплитуд высших гармоник низкочастотной части спектра. Трансформаторы и дроссели могут иметь ряд резонансных частот, расположенных в верхней части низкочастотного спектра, которые оказывают влияние и на его высокочастотную часть.

Высокочастотная часть спектра определяется высокой крутизной фронта и среза импульса переключения и влиянием линейных и нелинейных компонентов преобразователя. Колебания, возникающие при включении и отключении, носят ударный характер и затухают за время, существенно меньшее периода основной частоты, а их уровни и спектр определяются в основном распределенными параметрами трансформаторов и дросселей.

В трансформаторе наряду с индуктивностью L_1 , обусловленной основным потоком в сердечнике, имеются индуктивности рассеяния обмоток L_s , которые определяются потоками рассеяния обмоток. Кроме того, необходимо учитывать наличие распределенных емкостей: межвитковой, межобмоточной, между обмотками и экраном, между обмотками и сердечником ит. д. Эти емкости могут быть представлены в виде эквивалентного нелинейного конденсатора C_3 , приведенного к одной из обмоток трансформатора. Частоты собственных резонансов трансформатора могут быть определены по выражениям

$$f_{01} = 1/(2\pi\sqrt{L_1 C_3}); \quad f_{02} = 1/(2\pi\sqrt{L_s C_3});$$



Для трансформаторов, выполненных на ферритовых сердечниках, обычно $L_1 \gg L_2$, и, следовательно, $f_{01} < f_{02}$. Однако необходимо учитывать нелинейность емкости C_3 и снижение магнитной проницаемости с частотой, что ведет к росту индуктивности рассеяния. В многообмоточных трансформаторах и дросселях преобразователей возможно возникновение достаточно большого числа ударных колебаний, которые в сумме образуют широкий спектр помех. Экспериментальные данные показывают, что частоты ударных колебаний практически совпадают с частотами вторых резонансов трансформаторов, определяемых индуктивностями рассеяния обмоток последних.

Уменьшить амплитуды ударных колебаний можно, увеличив длительности фронта и спада импульса переключения, однако при этом возрастают потери в транзисторах преобразователя. Поэтому для ИЭП, от которых требуется высокий КПД, такой способ не рекомендуется.

Влияние других элементов схемы на формирование высокочастотного спектра преобразователя может быть объяснено следующим образом. На частотах, превышающих 5...10 МГц, параметры ряда конденсаторов начинают ухудшаться (например, у конденсаторов фильтров, которые обычно имеют большую емкость и значительную собственную индуктивность). Ухудшение параметров выражается в снижении емкости из-за уменьшения диэлектрической проницаемости ϵ с ростом частоты и появлением собственного резонанса. При частоте, большей резонансной, конденсатор превращается в индуктивный элемент. Уменьшение диэлектрической проницаемости с частотой, по аналогии с магнитным сердечником, приводит к выходу электрического поля в окружающее пространство, т. е. к его излучению. Уменьшение емкости с частотой ведет к росту переменной составляющей напряжения, что вызывает разогрев конденсатора и дальнейшее изменение диэлектрической проницаемости.

Субгармоническая часть спектра определяется некоторыми режимами работы преобразователя напряжения. Например, высокочастотный преобразователь, охваченный отрицательной обратной связью, может работать на более низких частотах, кратных частоте



преобразования, т. е. на субгармониках. Это может иметь место при работе в режиме холостого хода, когда для стабилизации напряжения на выходе преобразователя требуется мало энергии и он начинает работать через один, два или большее число импульсов [25].

Рассматриваемую модель принципа формирования спектра высокочастотного преобразователя напряжения иллюстрирует график на рис. 1.25.7, на котором приведены уровни помех различных преобразователей при подаче на инвертор напряжения постоянного тока. Если за 0 дБ принять уровень 1 мкВ/м, то уровень помех примет значения представленные в табл. 1.25.1.

Таблица 1.25.1.

Уровень помех при различных напряжениях на инверторе

Напряжение на инверторе	Уровень помех
при входном напряжении 27В постоянного тока	60...70 дБ
при входном напряжении 60В постоянного тока	70...80 дБ
при выпрямленном напряжении 310В, что соответствует напряжению сети 220В переменного тока	80...100 дБ
при выпрямленном напряжении 540В, что соответствует напряжению сети 380В переменного тока	100...120 дБ

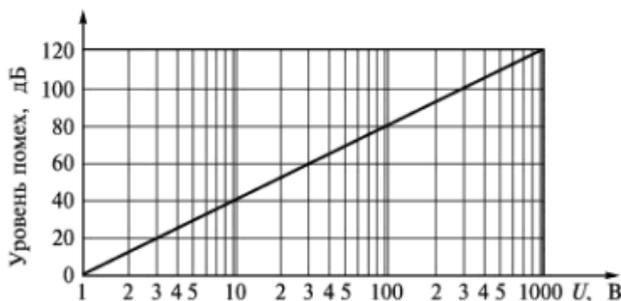


Рис. 1.25.7. Зависимость уровня помех от напряжения системы электроснабжения



Ширина спектра помех определяется в основном скоростью коммутации силовых ключей. Эффективными средствами борьбы с высокочастотными помехами являются экранирование и фильтрация. Применение других средств, например, уменьшение крутизны фронта и среза импульса с целью сокращения спектра или выбор гладкой формы функции переключения в высокочастотных преобразователях неприемлемо из-за снижения КПД.

В сравнительно мощных передающих устройствах основным видом помех являются радиоизлучения как в рабочей полосе, так и за ее пределами. Они могут влиять на внешнюю и внутреннюю электромагнитную обстановку и привести к сбою устройств, участвующих в обработке маломощных сигналов, в том числе схем управления ИЭП. Нежелательные радиоизлучения распространяются различными путями: через антенно-фидерную систему; по проводникам, соединяющим ЭА с ИЭП; через отверстия в корпусе; через кабели, разъемы и другие связи.

Влияние ИЭП на систему электроснабжения определяется несколькими факторами: потребляемой реактивной мощностью, которая усложняет стабилизацию напряжения в системе электроснабжения; искажением формы напряжения в системе электроснабжения за счет генерирования высших гармоник; нарушением симметрии напряжений в системе электроснабжения.

При наличии системы электроснабжения переменного тока характерным для ИЭП является искажение формы синусоиды входного напряжения и входного тока. Это объясняется тем, что нагрузкой входного выпрямителя в составе источника обычно является емкостной или LC -фильтре.

Поскольку искажение формы синусоиды определяется углом α отсечки тока, протекающего через выпрямитель, то уменьшение этого угла приводит к импульсному потреблению тока источником электропитания (при $\alpha \cong 25^\circ$, характерном для многих практических случаев, коэффициент несинусоидальности формы кривой тока не превышает 0,5). При системах автономного электроснабжения ограниченной мощности импульсное потребление тока может приводить к ложным срабатываниям устройств защиты, к перегрузкам по мощности систем электроснабжения за счет наличия



высших гармоник в кривой тока и к искажению формы кривой напряжения.

Характер потребления мощности ИЭП определяется коэффициентом мощности

$$\cos \varphi = P_a / P_{\Pi},$$

где P_a - активная составляющая мощности; P_{Π} - полная мощность.

Искажение формы синусоиды входного тока может привести к снижению коэффициента мощности до 0,6 (при $\alpha < 30$).

Для исключения влияния на работу ИЭП внешних электрических и магнитных полей и локализации их в замкнутом объеме пространства применяют экраны, расчет и конструктивные особенности которых приведены в разд. 3.

Снижения помех от ИЭП можно добиться использованием *хаотических сигналов управления*.

Пульсации выходного напряжения ИЭП характеризуются *дискретным спектром*. Если энергетический спектр напряжения сделать непрерывным и широкополосным, то возможно снижение уровней гармонических составляющих напряжения. Поскольку непрерывным и широкополосным спектром характеризуются хаотические колебания, то использование их в ИЭП позволяет решить задачу изменения уровня и спектрального состава помех. Для этого в состав ИЭП вводится генератор хаотических сигналов, которые подмешиваются к импульсам управления. Поскольку генератор представляет собой динамическую систему с хаотическим поведением, то хаос называют *динамическим*.

Для того чтобы изучить влияние генератора динамического хаоса на работоспособность ИЭП, рассмотрим ИЭП импульсного действия с последовательным включением регулирующего транзистора, структурная схема которого представлена на рис. 1.25.8. Устройство коммутации УК обеспечивает стабилизацию выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ при работе с тактовой частотой примерно 25 кГц. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ фильтруется при помощи дросселя L_1 и конденсатора C_1 . Делитель напряжения ДН, триггер Т, устройство сравнения УС и транзистор ТЗ осуществляют управление



устройством коммутации. Для сглаживания пульсаций выходного напряжения служит фильтр, содержащий диод $D1$, дроссель L_2 и конденсатор C_4 .

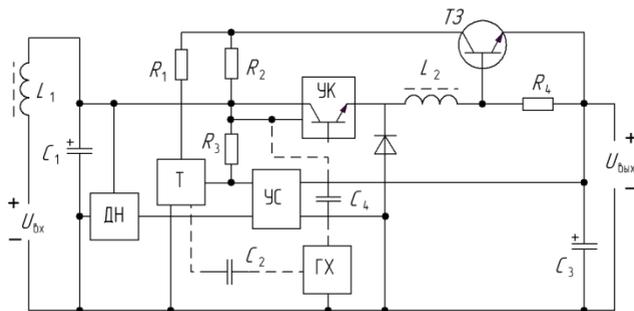


Рис. 1.25.8. Структурная схема импульсного источника электропитания с последовательным включением регулирующего транзистора: УК - устройство коммутации; ДН - делитель напряжения; Т - триггер; УС - устройство сравнения; ГХ - генератор хаоса

Источники подобного типа имеют повышенное значение переменной составляющей выходного напряжения. Кроме того, при изменении входного напряжения и тока нагрузки существенно меняется частота коммутации. Введение отрицательной обратной связи в схеме позволяет несколько снизить пульсации выходного напряжения, но не устраняет значительные выбросы напряжения на частотах, определяемых тактовой частотой устройства коммутации.

Хаотический сигнал может подмешиваться к управляющим импульсам в различных точках схемы. В схеме, приведенной на рис. 1.25.8, хаотический сигнал от генератора хаоса ГХ подмешивается к управляющим прямоугольным импульсам, поступающим на триггер по цепи обратной связи, и к пилообразным импульсам, приходящим на базу составного транзисторного ключа УК от устройства сравнения по линиям, отмеченным пунктиром.

Для тактовых частот преобразования ИЭП 20...100 кГц можно использовать различные схемные решения генераторов хаоса. Наибольшей эффективностью обладают *автономные генераторы*



хаоса, отличающиеся простотой, легкой управляемостью и развитыми стохастическими режимами работы. Среди автономных генераторов следует выделить схемы, способные генерировать динамический хаос в нижней части радиодиапазона 10...200 кГц. К ним в первую очередь следует отнести: генератор с инерционной нелинейностью, генератор на основе двух связанных осцилляторов, генератор Колпитца, генератор на туннельном диоде, генератор типа свернутого тора, генератор Чуа.

Генератор с инерционной нелинейностью (рис. 1.25.9, а) вырабатывает развитые хаотические колебания, однако он сложен в управлении вследствие необходимости одновременного варьирования несколькими параметрами как для перестройки режима колебаний, так и для перестройки основной частоты колебаний. Кроме того, генератор содержит сложные и громоздкие узлы (трансформатор, усилители, детектор, фильтр), которые могут ухудшить электромагнитную обстановку в ИЭП.

Генератор с двумя связанными простыми осцилляторами четвертого порядка (рис. 1.25.9, б) имеет различные собственные частоты. При наложении этих частот друг на друга возникают *биения* (квазипериодические движения, содержащие в себе некоторую конечную сумму гармоник), которые при определенных значениях параметров вырождаются в хаотические колебания со сплошным спектром. При этом в широкополосном спектре выделяются несколько максимумов, соответствующих собственным частотам осцилляторов.

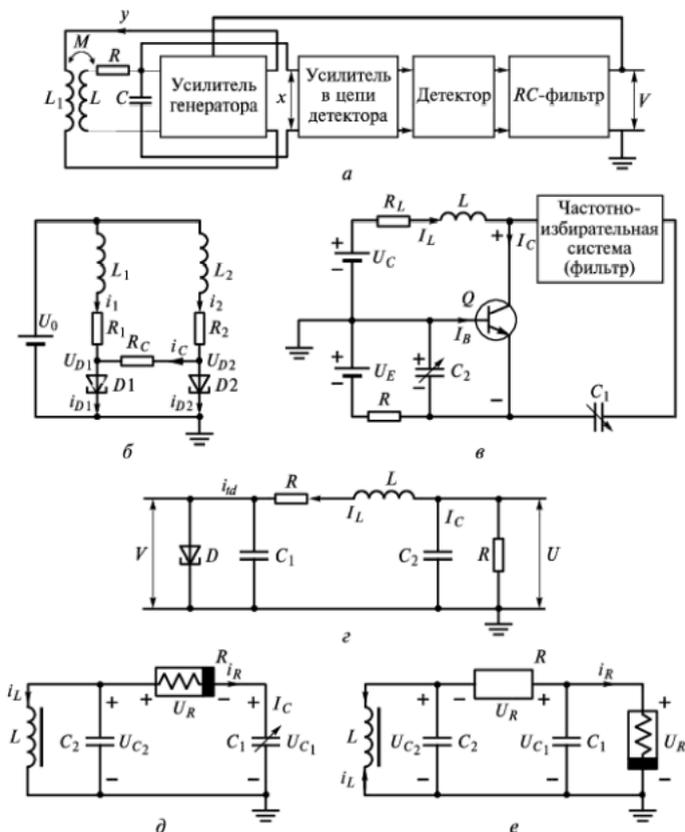


Рис. 1.25.9. Структурные схемы автономных генераторов динамического хаоса: *а* - с инерционной нелинейностью; *б* - с двумя связанными простыми осцилляторами четвертого порядка; *в* - Колпитца; *г* - на туннельном диоде; *д* - тина свернутого тора; *е* - Чуа

Наличие в спектре двух максимумов, соответствующих двум основным частотам, затрудняет эффективное подавление гармоник, совпадающих по частоте с этими максимумами.

Основным недостатком *генератора на туннельном диоде* (рис. 1.25.9, *г*) является высокая чувствительность режимов его работы к изменению параметров схемы, что может привести к выходу из хаотического режима. Нестабильность характеристик туннельных



диодов во времени и при воздействии влияющих величин приводит к неустойчивой работе генератора в составе ИЭП в жестких условиях эксплуатации.

Структурная схема генератора типа свернутого тора, состоящая из четырех элементов (нелинейного резистора, нелинейных пассивных элементов L и C_1 и активной внешней емкости C_2), представлена на рис. 1.25.9, д. Через U_{C1} , U_{C2} и i_L обозначены соответственно напряжение на конденсаторе C_1 , напряжение на конденсаторе C_2 и ток через индуктивность L .

Генератор Колпитца, построенный на основе емкостного трехточечного транзисторного автогенератора (рис. 1.25.9, в), способен формировать хаотический режим работы в широком диапазоне частот при определенном сочетании параметров. Генератор содержит один нелинейный активный элемент — биполярный транзистор Q . Обратная связь образована индуктивностью L , сопротивлением R_L и делителем напряжения из емкостей C_1 и C_2 , а рабочая точка транзистора устанавливается с помощью напряжений U_E и U_C и сопротивления R . Спектр выходного сигнала весьма широкополосный (приближающийся к шумовому), поэтому на выходе генератора включается частотно-избирательный фильтр, сужающий спектр.

Динамические процессы в *генераторе Чуа* (рис. 1.25.9, е) описываются следующими дифференциальными уравнениями:

$$\begin{aligned}C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} &= G(U_{C2} - U_{C1}) - g(U_R); \\C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} &= G(U_{C1} - U_{C2}) - i_L; \\L \frac{di_L}{dt} &= -U_{C2},\end{aligned}$$

где $G = 1/R$, $g(U_R)$ — пятисегментная ВАХ нелинейного элемента. В этом генераторе в качестве управляющего параметра могут выступать величины R , L или C_2 . Варьируя значение одной из них, можно получать как регулярные, так и стохастические режимы работы. Возможна также перестройка энергетического спектра хаотических колебаний в частотной области.



Сравнение приведенных схем генераторов показывает, что наиболее перспективными для применения в ИЭП являются схемы генераторов Колпитца и Чуа. В них реализуются развитые и разнообразные устойчивые хаотические режимы, они просты в управлении. Схема Чуа имеет преимущество по сравнению с другими схемами, так как ее анализ возможен методами расчета, моделирования и эксперимента.

Наиболее эффективным режимом работы генератора Чуа является формирование хаотических колебаний со сплошным широкополосным спектром. Этот режим реализуется в достаточно широком диапазоне значений параметров схемы и является наиболее устойчивым. Максимум энергии контурных колебаний сосредоточен на частоте f_0 . Эти колебания являются монотонно нарастающими после каждого переключения. Переключающие колебания являются хаотическими и определяют вид низкочастотной части сплошного широкополосного спектра (рис. 1.25.10). Частоту f_0 , на которой сосредоточен максимум энергетического спектра хаотических колебаний в генераторе Чуа, можно изменять и таким способом перестраивать спектр на оси частот [27].

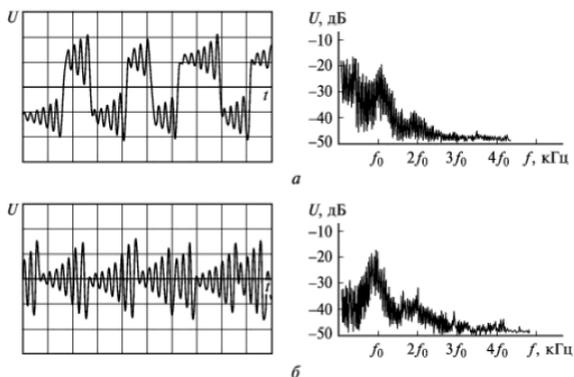


Рис. 1.25.10. Хаотические колебания в схеме генератора Чуа и соответствующие им энергетические спектры: *а* - форма колебаний на конденсаторе C_1 (со стороны нелинейного элемента); *б* форма колебаний на конденсаторе C_2 (со стороны колебательного контура) [27]



На рис. 1.25.10 представлены формы хаотических колебаний, возникающих со стороны нелинейного элемента и колебательного контура. В первом случае значительная часть энергии колебаний сосредоточена на субгармониках f_0 (переключающие колебания) и перестройка основной частоты слабо влияет на эту часть спектра. Для использования в составе ИЭП более перспективными представляются хаотические колебания со стороны колебательного контура с «колоколообразным» спектром. В этом случае при достаточно большом значении f_0 можно ожидать перераспределения энергии помехи ИЭП в более высокочастотную область, что и требуется для обеспечения работы схемы ($f_0 > f_k$, где f_k — частота коммутации источника и основная частота помехи).

Наилучшее подавление гармонических составляющих наблюдается при расстройке f_0 относительно f_k в 1,5-2 раза, причем $f_0 > f_k$. При этом основная гармоническая составляющая помехи, оказывается лежащей в «субгармонической» области хаотического сигнала. Можно ожидать, что при увеличении f_0 , когда в зоне субгармоник хаотического сигнала окажутся все основные составляющие спектра помехи, их ослабление станет еще большим. В высокочастотной области, в свою очередь, перераспределенные гармонические составляющие могут быть ослаблены с помощью помехоподавляющего фильтра, имеющего гораздо меньшие объем и массу по сравнению с НЧ-фильтром. В связи с этим актуальной задачей становится повышение частоты f_0 генератора хаоса.

При подмешивании хаоса ИЭП работает в так называемом *слабохаотическом режиме*. Этот режим характеризуется наличием флуктуаций частоты переключения, амплитуды и длительности управляющих импульсов, при этом сохраняется общая устойчивость в работе источника и остается практически неизменным КПД.

Наиболее существенное ослабление воздействия ЭМИ на электронные системы и их элементы можно получить, применяя электромагнитные экраны [30- 32].

Электромагнитными экранами называются конструкции, предназначенные для ослабления электромагнитных полей, создаваемых какими-либо источниками в некоторой области пространства, не содержащей этих источников, и широко используемые в совре-



менной электротехники. В подавляющем большинстве случаев электромагнитные экраны делаются из металла: меди, алюминия, стали.

Принцип действия электромагнитного экрана заключается в следующем. Под действием первичного поля на поверхности экрана индуцируются заряды, а в его толще – токи и магнитная поляризация. Эти заряды, токи и поляризация создают вторичное поле. От сложения вторичного поля с первичным образуется результирующее поле, которое оказывается слабее первичного в защищаемой области пространства. Таким образом, можно считать, что электромагнитный экран отражает и направляет поток электромагнитной энергии и отводит его от защищаемой области.

Электромагнитный экран – система линейная; отсюда следует, что для него справедлив принцип взаимности перемещений. Сказанное, в частности, означает, что эффективность экранной коробки сохраняется одной и той же независимо от того расположен ли внутри него источник поля или защищенная область пространства. Это положение имеет большое практическое значение, так как при излучении эффективности экранирования позволяет ограничиться случаем расположения источника поля внутри экрана.

Количественную оценку эффективности электромагнитного экрана (эффективность экранирования) можно характеризовать отношением напряженности поля в защищенной области пространства при отсутствии экрана E_0, H_0 и при наличии его (E, H):

$$\mathcal{E}_E = \frac{E_0}{E}; \quad \mathcal{E}_H = \frac{H_0}{H}.$$

Величина \mathcal{E}_E, H может быть выражена в простых отношениях или в децибелах (дБ). Эффективность экрана существенно зависит от характера источника поля. Разнообразие возможных источников бесконечно: однако любой реальный источник, может быть, с необходимой точностью представлен в виде более или менее сложной совокупности электрических диполей и витков (рамок) с током (магнитных диполей). В основе различия поведения экрана по отношению к разным реальным источникам лежит различие в его поведении по отношению к электрическому и магнитному диполям. Последнее различие является следствием разной структуры полей этих двух источников. В свободном пространстве при:

$$r \gg \frac{\lambda}{2\pi},$$



где r – расстояние от источника, а λ – длина волны, различие в структурах полей обоих источников стирается: в любой точке пространства E и H практически синфазны, а их отношение оказывается почти такими же, как и в плоской волне, т.е.:

$$\frac{E}{H} = 120\pi, \text{ Ом.}$$

При $r \ll \frac{\lambda}{2\pi}$ отношение E/H зависит от положения точки наблюдения. В экваториальной плоскости (плоскости, проходящей через центр диполя перпендикулярно к его оси) оно приближенно и определяется следующими формулами:

- для электрического диполя $\frac{E}{H} = 120\pi \frac{\lambda}{2\pi r}$;
- для магнитного диполя $\frac{E}{H} = 120\pi \frac{2\pi r}{\lambda}$.

Таким образом, с уменьшением r или увеличением λ (с уменьшением частоты f) отношение E к H в случае электротехнического поля растет, роль магнитной составляющей убывает, и оказывается возможным рассматривать поле как квазиэлектростатическое. В общем случае экран не только ослабляет, но и искажает поле источника в защитной области пространства. Поэтому его эффективность различна для электрической и магнитной составляющих поля. Это обстоятельство существенно затрудняет ее количественную оценку.

Только в простейших случаях эффективность экрана определяется однозначно (например, экранирование полупространства от плоской электромагнитной волны бесконечным однородным экраном).



Таблица 1.25.2.
Электрические параметры некоторых металлов

Металл	Удельное сопротивление Ом× мм ² /м	Относительная магнитная проницаемость μ_r	Частота, Гц	Глубина проникновения d , мм.	Коэффициент материала экрана A , м · Гц ^{1/2}
Медь	0,0175	1	10 ⁵ 10 ⁶ 10 ⁷ 10 ⁸	0,21 0,067 0,021 0,0067	6,7 · 10 ⁻²
Латунь	0,06	1	10 ⁵ 10 ⁶ 10 ⁷ 10 ⁸	0,39 0,124 0,039 0,0124	12,4 · 10 ⁻²
Алюминий	0,03	1	10 ⁵ 10 ⁶ 10 ⁷ 10 ⁸	0,275 0,088 0,0275 0,0088	8,8 · 10 ⁻²
Сталь	0,1	50	10 ⁵ 10 ⁶ 10 ⁷ 10 ⁸	0,023 0,007 0,0023	2,3 · 10 ⁻²
Сталь	0,1	200	10 ² 10 ³ 10 ⁴ 10 ⁵	1,1 0,35 0,11 0,036	1,54 · 10 ⁻²
Пермаллой	0,65	12000	10 ² 10 ³ 10 ⁴ 10 ⁵	0,38 0,12 0,038 0,012	0,36 · 10 ⁻²



Для последнего случая можно получить формулу, удобную для практических расчетов:

$$\mathcal{E}_{\text{пл}} = 60\pi\sigma dx \begin{cases} 1 & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \frac{\delta}{2\sqrt{2}d} e^{d/\delta} & \text{при } d/\delta > 1, \end{cases}$$

где σ – удельная проводимость материала экрана, см/м; d – толщина экрана, м; δ – эквивалентная глубина проникновения т.е. расстояние, на котором электромагнитная волна ослабевает в e раз и отстает на $\pi/2$:

$$\delta = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu_a \sigma}} = \frac{A}{\sqrt{f}},$$

где A – коэффициент материала; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость; f – частота электромагнитного излучения, Гц.

Электрофизические параметры, а также данные об эквивалентной глубине проникновения для материалов экранов, представляющих наибольший интерес, приведены в табл. 1.25.2 и табл. 1.25.3.

Таблица 1.25.3.

Эквивалентная глубина проникновения δ для различных экранирующих материалов, мм

Частота f , Гц	Медь	Латунь	Алюминий	Сталь		Пермаллой $\mu_r = 1200$
				$\mu_r = 50$	$\mu_r = 100$	
10^2	6,7	12,4	8,8	2,3	1,54	0,38
10^3	2,1	3,9	2,75	0,7	0,49	0,12
10^4	0,67	1,24	0,88	0,23	0,154	0,038
10^5	0,21	0,39	0,275	0,07	0,049	0,012

На высоких частотах при относительно большой толщине материала $d > \delta$ эффективность экрана можно определить по приближенному уравнению:

$$\mathcal{E} \approx e^{\frac{d}{\delta}} \left(\frac{1}{2} + \frac{D}{2,8t\mu_r\delta} \right),$$

где d – толщина стенок экрана; δ – эквивалентная глубина проникновения; D – ширина прямоугольного экрана или диаметр ци-



линдрического или сферического; μr – относительная магнитная проницаемость; m – коэффициент формы экрана, для прямоугольного $m = 1$, для цилиндрического $m = 2$ и для сферического $m = 3$.

Величину Эпл можно рассматривать как произведение двух сомножителей:

$$\mathcal{E}_{\text{пл}} = \mathcal{E}_{\text{пл.отр}} \mathcal{E}_{\text{пл.осл}}.$$

Первый из сомножителей характеризует эффективность отражения первичной падающей волны электрического поля от поверхности экрана. Можно получить следующие приближенные зависимости для оценки величины первого сомножителя зависимости:

$$\mathcal{E}_{\text{пл.отр}} \approx 60\pi 0 \cdot \begin{cases} d & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \delta & \text{при } d/\delta > 1, \end{cases}$$

Из формулы (1.25.7) видно, что с увеличением толщины экрана $\mathcal{E}_{\text{пл.отр}}$ сначала растет, а потом почти не меняется. Это и понятно, так как при $d > \delta$ явления на поверхности практически перестают зависеть от d . С повышением частоты эффективность отражения сначала сохраняется неизменной, а потом начинает уменьшаться и при $d > \delta$ оказывается практически обратно пропорциональной \sqrt{f} . Причина в том, что из-за поверхностного эффекта возрастает поверхностное сопротивление экрана.

Второй сомножитель формулы (1.25.6) характеризует степень ослабления электрической составляющей при проникновении поля сквозь толщу стенки экрана. Приблизительно его можно оценить по зависимости

$$\mathcal{E}_{\text{пл.осл}} \approx \begin{cases} 1 & \text{при } d/\delta < 0,1; \\ \frac{1}{2} e^{d/\delta} & \text{при } d/\delta > 1, \end{cases} \quad (1.25.8)$$

Формулы (5.12) позволяют сравнивать между собой различные металлы как материалы для экрана. Действительно, при $d/\delta < 0,1$ эффективность экрана пропорциональна удельной проводимости δ и не зависит от магнитной проницаемости материала. Следовательно, при равных толщинах медный экран лучше алюминиевого и намного лучше стального.

Однако с ростом толщины d или частоты f картина изменяется, так как существенную роль при определении \mathcal{E} начинает играть член $e^{d/\delta}$. А так как у стали толщина поверхностного слоя много



меньше, чем у меди и алюминия, то стальной экран оказывается более эффективным. Граничная частота $f_{гр}$, при которой эффективность стального и медного экрановодна, зависит от d и определяется формулой

$$f_{гр} = \frac{0,48}{\mu d^2},$$

где μ – относительная магнитная проницаемость стали.

При произвольной форме экрана и конечных размерах диполя (источника поля) количественная оценка эффективности экранирования сильно затруднена. Поэтому для получения количественной оценки обратимся к простейшему случаю – шаровому экрану. Эффективность шарового экрана с внутренним радиусом R и толщиной стенок d по отношению к элементарному диполю, расположенному в его центре, при $d \ll R \ll \lambda$ определяется формулой

$$\mathfrak{E} = 4,2 \frac{R}{\lambda} \mathfrak{E}_{пл},$$

где $\mathfrak{E}_{пл}$ находится из (5.12).

Электромагнитная волна элементарного диполя не плоская, а сферическая; однако $d \ll R$ можно считать поле в толщестенок экрана плоским и воспользоваться для оценки ослабления формулой (1.25.9), а для оценки ослабления поля от экрана следующей приближенной зависимостью:

$$\mathfrak{E}_{отр} = 4,2 \frac{R}{\lambda} \pi \sigma \begin{cases} d & \text{при } \frac{d}{\delta} < 0,1; \\ \delta & \text{при } \frac{d}{\delta} > 1. \end{cases}$$

Нетрудно видеть, что с повышением частоты эффективность ослабления уменьшается.

Расчеты и испытания показывают, что на частотах ниже 100 кГц плоский стальной экран менее эффективен, чем медный и даже алюминиевый, но на частотах выше 1 МГц его эффективность уже на пять порядков выше эффективности плоского медного экрана. Эти соотношения сохраняются и для шаровых экранов при экранировании диполей обоих типов. Напоминаем, что большая часть энергии ЭМИ излучается в диапазоне частот 15...30 кГц [28].



Эффективность экранирования замкнутыми экранами источников типа электрического диполя очень велика. Даже притолщине стенок 0,1 мм она на всех частотах при всех практически возможных размерах и для всех трех рассмотренных материалов превышает 10^6 (120 дБ).

При экранировании источников типа магнитный диполь на частотах порядка 10 кГц и ниже для получения большой эффективности экран должен быть толстостенным. Свойства материалов, используемых для экранирования приведенные в табл. 1.25.4.

Таблица 1.25.4.

Эффективность экранов из различных материалов

d, мм	Э, эффективность экранирования		
	медь	алюминий	Сталь ($\mu=100$)
0,1	15	9	-
1,0	160	87	940
2,0	730	290	$5,1 \cdot 10^3$
4,0	$1,5 \cdot 10^4$	$3,2 \cdot 10^3$	$1,5 \cdot 10^{11}$

В случае замкнутого экрана поле может проникнуть в экран только через толщину стенок.

Из сказанного ранее следует, что соответствующим выбором материала экрана и толщины стенок принципиально можно получить сколь угодно большую эффективность экранирования. В реальных же экранах неизбежны более или менее значительные отверстия и щели, которые образуют дополнительный канал для проникновения поля. Вследствие этого эффективность экрана уменьшается.

Если стенки очень тонкие, а отверстия и щели незначительны, то поле внутри экрана создается в основном за счет проникновения через стенки. Смена материала и утолщение стенок могут в этом случае повысить эффективность экранирования. Напротив, если стенки относительно толстые, а отверстия и щели значительны, то поле внутри экрана создается в основном за счет проникновения через эти отверстия и щели, так что утолщение стенок малоэффективно.

В большинстве реальных ситуаций свойства экрана часто определяются не толщиной и типом материала, а дефектами – отклонениями от идеальной конструкции. Этими дефектами явля-



ются в основном различные отверстия и щели (нарушения однородности экрана).

Анализ проникновения электромагнитного поля через малое отверстие в бесконечно тонком идеально проводящем экране позволяет сделать следующие выводы. Круглое и квадратное отверстие одной и той же площади пропускают электромагнитное поле практически одинаково. Через узкую щель поле проникает слабее, чем через квадратное отверстие той же площади. Особый интерес представляет то обстоятельство, что при данной форме отверстия момент эквивалентности диполя пропорционален площади этого отверстия в степени три вторых. Из этого следует, что замена одного большого отверстия несколькими малыми, общая площадь которых равна площади этого большого отверстия, будет способствовать улучшению эффективности экрана. Расчеты показывают, что замена одного большого отверстия N малыми с той же общей площадью, ведет к ослаблению поля, проникающего в защищаемую область пространства в N раз.

Ориентировочно ослабление поля, проникающего через отверстие, вследствие конечности толщины стенок d можно учесть, рассматривая отверстие как запердельный волновод – волноводный фильтр. Обозначив коэффициент ослабления такого поля через α , можно соответственно принять

$$\alpha = e^{\alpha d},$$

где α зависит от характера поля, формы и величины отверстия. Значение α для круглого и прямоугольного отверстия приведены в табл. 1.25.5. Проникновение поля через отверстие может быть существенно ослаблено путем насадки на это отверстие патрубка. При этом величина α может быть найдена по формуле (1.25.10) с заменой в ней d на длину патрубка l .



Таблица 1.25.5.

Зависимость коэффициента α от формы и величины отверстия в экране

Форма отверстия	α	
	квазиэлектростатическое поле	квазимагнитостатическое поле
Круглое с радиусом R	$\frac{2,4}{R}$	$\frac{1,84}{R}$
Прямоугольное с шириной b и длиной a	$\pi \sqrt{\frac{1}{a^2} + \frac{1}{b^2}}$	$\frac{\pi}{b}$

Значительное ослабление проникновения поля через отверстие можно получить, применяя разделение одного большого отверстия на несколько малых с одновременным применением патрубков [29, 30].