

# Электромагнитная совместимость и ограничения при конструировании печатных плат (часть 2)

Продолжение. Начало см. СЭ № 2, 2005

Публикуется по: *Electromagnetic Compatibility and Printed Circuit Boards Constraints, Philips Semiconductors Application Note ESG 89001 (http://www.semiconductors.philips.com/acrobat/applicationnotes/U89001.pdf).*

## Перевод Владимира Семёнова (г. Великий Новгород)

Во второй части Руководства по обеспечению электромагнитной совместимости электронных устройств, перевод которого публикуется с согласия фирмы Philips, рассматриваются правила развязки цепей питания интегральных схем и ограничения, накладываемые на длину и площадь контуров, образованных сигнальными проводниками.

### Правильная развязка по питанию для каждой интегральной схемы

Обычно интегральные схемы развязываются по питанию только с использованием конденсаторов. Однако из-за того, что конденсаторы не являются идеальными, возникают резонансы. Выше частоты резонанса конденсатор ведет себя как индуктивность, что означает ограничение  $dI/dt$ . Ёмкость этого конденсатора определяется колебаниями напряжения, которые допускаются на выводах питания интегральной схемы. В соответствии со сложившейся практикой, эти колебания не должны превышать 25% от максимально допустимого напряжения помехи на входе (запас помехоустойчивости). Оптимальный (в смысле минимальной ёмкости при данном критерии помехоустойчивости. – Прим. пер.) развязывающий конденсатор для каждого семейства логических микросхем может быть

рассчитан из соотношения  $I = C \times dV/dt$ .

Соответствующие данные для нескольких логических семейств вместе с рекомендованной величиной развязывающего конденсатора  $C_{dec}$ , который необходимо добавлять к каждому выходному вентилю, даны в таблице 3.

Для быстрых логических семейств эти значения могут оказаться бесполезными, если последовательно с ёмкостью конденсатора включена индуктивность, образуемая выводами конденсатора или длинными проводниками печатной платы. Тогда необходимо добавить дополнительные керамические конденсаторы небольшой ёмкости (100...1000 пФ) как можно ближе к выводам интегральной схемы параллельно основным «низкочастотным» развязывающим конденсаторам. Частота резонанса этого керамического конденсатора (с учётом длин проводников до выводов питания интегральной схемы)

Таблица 3. Рекомендуемые величины развязывающих конденсаторов

Семейство логических микросхем	Запас помехоустойчивости, В	$dI$ , мА	$dt$ , нс	$C_{dec}$ , нФ
CMOS (5 В)	1,75	2	100	0,5
TTL-LS	0,4	50	10	5,0
TTL-F	0,4	50	2...3	22,0
HCT	0,7	50	2...3	12,8
HC (5 В)	1,2	50	2...3	7,5
ACT	1,7	175	1...2	35,0

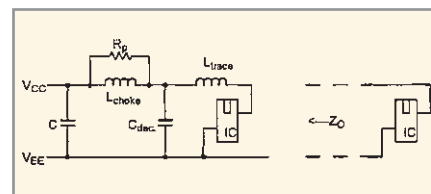


Рис. 6. Предлагаемая развязывающая цепь для каждой интегральной схемы

должна превышать ширину спектра этого логического семейства  $[1/(\pi\tau_r)]$ , где  $\tau_r$  является длительностью фронта выходного напряжения.

Если развязывающий конденсатор подключён к каждой интегральной схеме, возвратный ток может протекать через любую дорожку,  $V_{ee}$  или  $V_{cc}$ , в зависимости от взаимной индуктивности между ней и сигнальным проводником.

Два развязывающих конденсатора (по одному на интегральную схему) и индуктивность  $L_{trace}$ , образованная проводниками питания, образуют последовательную резонансную цепь. Этот резонанс допустим только тогда, когда он возникает на низких частотах (менее 1 МГц) или когда добротность  $Q$  этой резонансной цепи является низкой (менее 2).

Резонансную частоту можно удерживать ниже 1 МГц, используя дроссель с большими высокочастотными потерями последовательно с цепью  $V_{cc}$  и развязываемой интегральной схемой. Недостаточные высокочастотные потери могут быть компенсированы добавлением резистора параллельно  $R_p$  или последовательно  $R_s$  (см. рис. 6).

Дроссель не может иметь открытого сердечника, так как в этом случае он будет действовать или как радиопередатчик, или как магнитная антенна.

Пример расчёта добавочных резисторов:

$$1 \text{ МГц} \times 1 \text{ мкГн} \rightarrow Z1 = 6,28 \text{ Ом} \rightarrow R_s = 3,14 \text{ Ом},$$

при  $Q \leq 2, R_p = 12,56 \text{ Ом}$ .

Выше частоты резонанса характеристический импеданс «линии передачи»  $Z_0$  (в этом случае импеданс наблюдается на выводах питания) равняется:

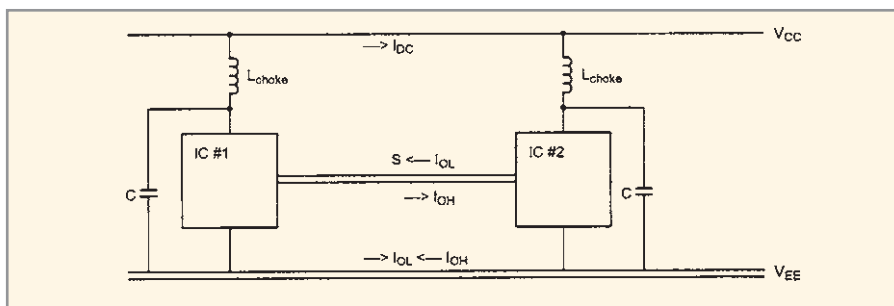
$$Z_0 = \sqrt{L_{\text{trace}} / C_{\text{decoupling}}}$$

Последовательная индуктивность развязывающего конденсатора и индуктивность соединяющих проводников оказывают незначительное влияние на распределение тока питания на высокой частоте при использовании дросселя, к примеру, 1 мГн. Однако они определяют колебания напряжения между выводами питания интегральной схемы. Рекомендованные максимальные индуктивности,  $L_{\text{trace}}$ , при которых колебания напряжения не превышают 25%, обеспечивая запас помехоустойчивости, даны в таблице 4.

С предложенной на рисунке 6 развязкой число необходимых линий передачи (с определённым путём протекания обратного тока сигнала) между двумя интегральными схемами уменьшилось с 3 до 1 (см. рис. 7).

**Вывод 4:** Если используется правильная развязка для каждой интегральной схемы ( $L_{\text{choke}} + C_{\text{dec}}$ ), достаточно и одной линии передачи между блоками схемы.

Для высокоскоростной логики с  $\tau_r < 3 \text{ нс}$  необходимо, чтобы общая индуктивность, включённая последовательно с развязывающим конденсатором, была низкой (см табл. 4). Проводник длиной 50 мм последовательно с выводами питания имеет индуктивность 50 нГн. Вместе с типичной нагрузкой на выходе вентиля 50 пФ это даст минимальное время нарастания в 3,2 нс. Если требуется более короткое время нарастания, необходимы более короткие выводы развязывающего конденсатора (предпочтительнее безвыводные конденсаторы) и более короткие проводники внутри корпуса интегральной схемы. Этого можно достигнуть, используя интегральные схемы с выводами питания в середине корпуса в комбинации с маленькими безвыводными керамическими конденсаторами. Другим вариантом



**Рис. 7. Правильно развязанные блоки схемы**

$I_{DC}$  – ток источника питания;  $I_{CC}$  – ток потребления;  $I_{OL}$  – вытекающий сигнальный ток;  $I_{ON}$  – вытекающий сигнальный ток

является многослойная плата с плоскостью питания и земляной плоскостью. Дальнейшее улучшение может быть достигнуто при применении SO-корпусов с выводами питания в середине корпуса.

**Вывод 5:** При использовании быстрой логики следует использовать многослойные печатные платы.

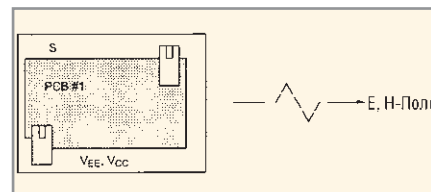
### ОГРАНИЧЕНИЕ ДЛИНЫ ЛИНИЙ СВЯЗИ И ПЛОЩАДИ КОНТУРОВ

Максимальная длина линии связи определяется отражениями в несогласованной линии передачи. Площади контуров и длины связи ограничиваются электромагнитным излучением, допускаемым законодательством для данного класса аппаратуры. Последние ограничения относятся непосредственно к печатной плате, если она размещена в неэкранированном объёме, например в пластмассовом корпусе (рис. 8).

#### Ограничение длины связи вследствие отражений в линии

Первое ограничение на длину связи накладывается допустимым уровнем отражений в несогласованной линии передачи. Линия передачи может быть согласована добавлением резистора либо в конец линии (который в отсутствие разделительного конденсатора будет рассеивать мощность постоянного тока), либо последовательно с выходом драйвера. В последнем случае сумма выходного сопротивления драйвера и добавочного сопротивления должна равняться волновому сопротивлению линии передачи.

В отсутствие согласования допустимая длина связи определяется запасом помехоустойчивости используемого логического семейства, его быстродействием и задержкой распространения линии, которая под-



**Рис. 8. Излучение контура на печатной плате**

разумевается равной 5 нс/м. Быстродействие логики определяет допустимый динамический запас помехоустойчивости, который приблизительно обратно пропорцио-

**Таблица 4. Допустимая индуктивность последовательно с выводами питания**

Семейство логических микросхем	Запас помехоустойчивости, В	$L_{\text{trace}}$ нГн
CMOS (5 V)	1,75	200
TTL-LS	0,4	20
TTL-F	0,4	4
HCT	0,7	7
HC (5 V)	1,2	12
ACT	1,7	2,4

**Таблица 5. Допустимые длины линий передачи, несогласованных или согласованных последовательно, для различных семейств логических элементов**

Семейство	Максимальная длина связи, м	
	без согласования	последовательно согласование
CMOS	14,3	*
TTL-LS	0,4	0,5
TTL-F	0,08	0,15
HCT	0,14	∞
HC	0,24	*
ACL	0,18	*

\* При использовании последовательного согласования в асинхронных логических схемах должно быть уделено внимание метастабильности, когда симметричные логические входные цепи «не могут решить», является ли входной уровень сигнала высоким или низким; результатом может быть неопределённое выходное состояние.

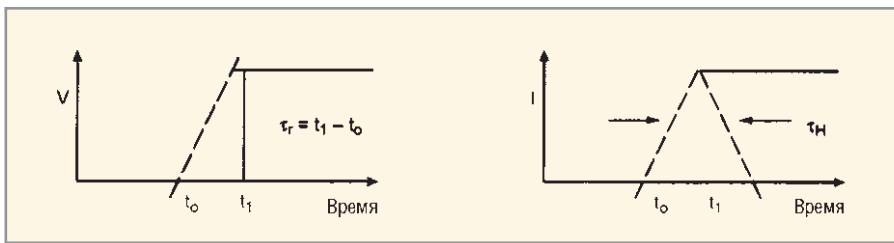


Рис. 9. Формы выходного напряжения (а) и тока логического элемента (б) при емкостной нагрузке

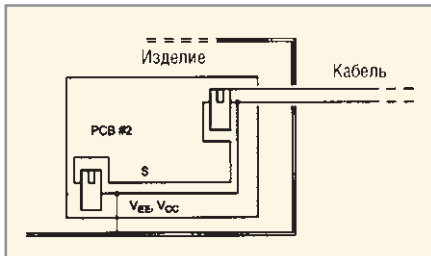


Рис. 10. Излучение изделия, содержащего печатную плату, вместе с отходящим кабелем

нален полуширине отражённого импульса.

Ограничивая отражённый сигнал 25% динамического запаса помехоустойчивости, получаем максимальные длины связей для различных семейств логических элементов (см. табл. 5).

*Вывод 6: Линии передачи при необходимости следует согласовывать последовательно (на ближнем конце). Если длина связи длиннее значений, указанных в таблице, то требуется параллельное согласование (на дальнем конце).*

**Ограничение площади контура вследствие электромагнитного излучения**

Излучение от печатной платы (или изделия в целом) ограничено 100 мкВ/м на расстоянии 10 метров на

частотах свыше 30 МГц [FCC, IEC CISPR публикации, класс В] (указанная величина соответствует классу А. – Прим. пер.). Это излучение определяется произведением площади контура  $A$ , контурного тока  $I$  и магнитной проницаемостью среды внутри контура  $\mu_r$  (обычно 1). Это произведение называется магнитным дипольным моментом  $M$ :

$$M(f) = I(f)A\mu_r.$$

При наличии нескольких контуров, работающих на одной частоте, предельное значение магнитного момента следует разделить на  $\sqrt{n}$ , где  $n$  – количество контуров, поскольку эти сигналы будут складываться случайным образом. (Здесь с автором можно поспорить. Существует очевидная корреляция между токами и, соответственно, излучениями отдельных цифровых цепей, работающих от одного задающего генератора. – Прим. пер.).

Предельное значение магнитного момента может быть рассчитано исходя из излучаемой мощности [7, 8]:

$$E = (7/r) \sqrt{P_{rad}},$$

$$P_{rad} = 31\,200 I^2 A^2 / \lambda^4 = 31\,200 M^2 / \lambda^4,$$

где:  $I$  – контурный ток на данной частоте;

$A$  – площадь контура;  
 $\lambda$  – длина волны, соответствующая данной частоте.  
 После извлечения корня получаем следующий результат:

$$E = (7/r) \times 176 IA / \lambda^2.$$

Приравняв правую часть к требуемому значению  $E = 100$  мкВ/м на расстоянии 10 м от источника помехи, получаем следующий результат:

$$M \leq 8,1 \times 10^{-7} \lambda^2 [A \cdot m^2].$$

Амплитуда гармоник тока для логических сигналов в частотной области выше частоты  $1/\pi\tau_r$  убывает пропорционально квадрату частоты, в то время как сопротивление излучения контура увеличивается пропорционально квадрату частоты. Поэтому можно рассчитать максимальную площадь контура, которая определяется частотой повторения импульсов в контуре, длительностью фронтов логических элементов и амплитудой импульса тока. Форма импульса тока определяется формой импульса напряжения, и полуширина импульса тока приблизительно равна времени нарастания напряжения (см. рис. 9).

Амплитуда тока на граничной частоте  $1/(\pi\tau_r)$ :

$$I(f) = 2I\tau_r/T,$$

где  $I$  – амплитуда импульса тока;  
 $T = 1/\text{частота повторения} - \text{период повторения импульсов}$ ;  
 $\tau_r$  = время нарастания (длительность фронта)  $\cong \tau_H$  – полуширина импульса тока.

Из последнего уравнения может быть рассчитана максимальная площадь контура при заданной частоте повторения и для определённого семейства логических элементов. Эти значения приведены в таблице 6.

*Вывод 7: Максимальная площадь контура определяется тактовой частотой, семейством логических элементов (иными словами, параметрами выходного сигнала) и количеством одновременно переключающихся контуров на этой печатной плате.*

При использовании двусторонней печатной платы толщиной 1,5 мм максимальная допустимая длина связи, определяемая из ограничений по пло-

Таблица 6. Допустимые площади одиночных контуров для различных семейств логических элементов

Семейство	Максимальная площадь контура в мм² при тактовой частоте, МГц			
	4	10	30	100
CMOS	$4,5 \times 10^6$	$1,8 \times 10^6$		
TTL-LS	$1,8 \times 10^4$	7200	2400	
TTL-F	$3,6 \times 10^3$	1400	480	144
HCT	$3,6 \times 10^3$	1400	480	144
HC	$3,6 \times 10^3$	1400	480	144
ACL	515	206	69	21*

\* В этом случае при использовании обычных DIP-корпусов предел площади контура будет превышен и неизбежны дополнительные экранирующие меры совместно с надлежащей фильтрацией.

Таблица 7. Допустимая длина дорожки печатной платы без дополнительного экранирования для различных семейств логических элементов

Семейство	Максимальная длина связи в мм для двухслойной/многослойной печатной платы при тактовой частоте, МГц			
	4	10	30	100
CMOS	108/-	44/-	-	-/-
TTL-LS	4,3/-	1,75/-	0,6/-	-/-
TTL-F	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	-/2,2
HCT	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	-/2,2
HC	4,3/55	1,75/40	0,6/4,4	-/2,2
ACL	-/15,4	-/3,2	-/2,1	-/0,62

щадки контура, будет много меньше, чем определённая из допустимых отражений в этой линии. Если тактовая частота превышает 30 МГц, неизбежно использование многослойной печатной платы. В этом случае толщина слоя зависит от их количества и может варьироваться в пределах 60...300 мкм.

При небольшом числе сигналов с высокой частотой повторения тщательная разводка с использованием линий связи с близкими прямым и обратным проводниками может дать приемлемые результаты и на двухслойной печатной плате.

**Ограничение длины связи вследствие электромагнитного излучения**

Допустимая длина связи оказывается ещё меньше, когда линия связи непосредственно соединена с системным общим проводом и неэкранированным кабелем, отходящим от платы. Упрощённая схема показана на рисунке 10. Разность потенциалов между двумя общими точками каждой микросхемы становится генератором напряжения для антенны, образованной шиной общего провода и отходящим кабелем. В наихудшем случае сопротивление излучения этой антенны предполагается равным 150 Ом и является частотнезависимым. Амплитуда указанного генератора создаст мощность излучения:

$$P_{rad} = U^2 / 150 \text{ Ом.}$$

С учётом ограничений, накладываемых на мощность излучения, разность потенциалов между общими точками:

$$U \leq 1,75 \text{ мВ.}$$

Эта разность потенциалов определяется амплитудой тока на гранич-

ной частоте данного логического элемента и эффективной индуктивностью линии связи между двумя этими точками (см. второй раздел в предыдущей части статьи):

$$U(f) = I(f)Z(f) = I(f)j\omega(L - M) = I(f)j\omega L(1 - k).$$

Допустимая длина дорожки печатной платы (см. табл. 7) может быть определена с использованием таблицы 1 и амплитуды тока в частотной области.

Из таблицы 7 видно, что во многих практических случаях эти требования не выполняются.

В большинстве случаев фильтрация или экранирование отходящего кабеля будет достаточной. Экранирование изделия в целом при соответствующей фильтрации становится неизбежным, когда превышены ограничения для площади магнитной петли.

*Вывод 8. Схемотехническое проектирование должно быть выполнено так, чтобы разность потенциалов между общими точками не возбуждала непосредственно антенну, которой является любой отходящий кабель.*

С помощью несложных расчётов можно определить требования к фильтрации или экранированию. Для этого нужно использовать таблицы 6 и 7, сосчитав число связанных источников в изделии. (Практически это очень непросто, по крайней мере, вручную. – Прим. пер.)

В следующей части будет дана основная информация об экранировании кабелей и фильтрации помех.

Продолжение следует.



# МОДУЛЬНЫЕ ИСТОЧНИКИ ПИТАНИЯ

Активная коррекция коэффициента мощности в соответствии с ГОСТ Р 51317.3.2-99

- Заказные конфигурации
- Низкий профиль, установка в конструктивы 1U

LP-серия предлагает 4 силовые платформы

- До 5 пяти конфигурируемых выходных каналов: 1,8...48 В
- Исполнение медицинское и общепромышленное

Среднее время безотказной работы >500 000 ч

**С выходными мощностями 150-450 В**

- MP-серия предлагает до 10 силовых платформ
- До 24 конфигурируемых выходных каналов: 1,8...60 В

Среднее время безотказной работы >200 000 ч

**С выходными мощностями 300-2400 Вт**

THE XPERTS IN POWER

**PROSOFT®**  
www.prosoft.ru