

Содержание

Об авторах книги	20
Введение	21
Толковый словарь условных обозначений, используемых в книге	29
Глава 1. Основные положения	33
1.1 Импеданс стационарной линейной цепи с сосредоточенными параметрами	33
1.2 Отношение мощностей	35
1.3 Правила подобия	38
1.3.1 Масштабирование физических размеров	39
1.3.2 Масштабирование мощности	42
1.3.3 Изменение масштаба времени	43
1.3.4 Масштабирование импеданса цепи при сохранении неизменными напряжений в ней	47
1.3.5 Масштабирование диэлектрической проницаемости	49
1.3.6 Масштабирование магнитной проницаемости	52
1.4 Понятие резонанса	53
1.5 Дополнительная информация для искушенных: максимальный отклик линейной системы на цифровой входной сигнал	60
Глава 2. Параметры линий передачи	69
2.1 Телеграфные уравнения	71
2.1.1 Как здорово работает линия связи из колючей проволоки	76
2.1.2 Принцип сохранения токов	78
2.2 Вывод телеграфных уравнений	82
2.2.1 Определение волнового сопротивления Z_C	83
2.2.2 Частотная зависимость волнового сопротивления	85
2.2.3 Вычисление волнового сопротивления Z_C по известным значениям параметров R , L , G и C	86
2.2.4 Определение постоянной распространения	89
2.2.5 Определение постоянной распространения через параметры R , L , G и C	91

2.3	Идеальная линия передачи	93
2.4	Сопротивление по постоянному току	100
2.5	Проводимость утечки по постоянному току	103
2.6	Поверхностный эффект	104
2.6.1	Природа поверхностного эффекта	105
2.6.2	Вихревые токи в проводнике	109
2.6.3	Низкочастотное и высокочастотное приближения для последовательного сопротивления	111
2.7	Индуктивность, связанная с поверхностным эффектом	114
2.8	Моделирование внутреннего импеданса	116
2.8.1	Инженерные модели внутреннего импеданса	120
2.8.2	Особенности расчета в случае проводников прямоугольного поперечного сечения	123
2.9	Модель поверхностного эффекта в виде концентрических колец	125
2.9.1	Моделирование поверхностного эффекта	126
2.9.2	К вопросу о моделировании поверхностного эффекта	129
2.10	Эффект близости	130
2.10.1	Коэффициент близости	132
2.10.2	Эффект близости в случае коаксиального кабеля	136
2.10.3	Эффект близости в случае микрополосковых и полосковых линий	137
2.10.4	Еще несколько слов по поводу эффекта близости	137
2.11	Шероховатость поверхности	143
2.11.1	Степень влияния шероховатости поверхности	144
2.11.2	Пороговая частота эффекта шероховатости	145
2.11.3	Шероховатость материалов печатных плат	145
2.11.4	Контроль шероховатости	147
2.12	Влияние диэлектрика	149
2.12.1	Тангенс угла диэлектрических потерь	154
2.12.2	Правило смещения	155
2.12.3	Тангенс угла потерь однородной смеси диэлектриков	158
2.12.4	Вычисление тангенса угла потерь в случае, когда коэффициент заполнения q не известен	160
2.12.5	Причинность и соотношения функций цепи	161
2.12.6	Вычисление $ \epsilon_r $, соответствующего измеренному тангенсу угла потерь	167
2.12.7	Соотношения Крамерса–Кронига	173
2.12.8	Комплексная магнитная проницаемость	174
2.13	Последовательный импеданс возвратного проводника	174
2.14	Замедляющий режим во внутрикристалльных межсоединениях	176

Глава 3. Рабочие области	181
3.1 Модель распространения сигнала	182
3.1.1 Получение эквивалентных параметров для программ имитационного моделирования	188
3.2 Иерархия рабочих областей	189
3.2.1 Линия передачи всегда остается линией передачи	192
3.3 Необходимая математика: входной импеданс и передаточная функция	194
3.4 Область сосредоточенных параметров	198
3.4.1 Границы области сосредоточенных параметров	198
3.4.2 П-модель	200
3.4.3 Аппроксимация функции H разложением в ряд Тейлора	201
3.4.4 Входной импеданс (область сосредоточенных параметров)	203
3.4.5 Передаточная характеристика (область сосредоточенных параметров)	206
3.4.6 Переходная характеристика (область сосредоточенных параметров)	209
3.5 RC-область	212
3.5.1 Границы RC-области	213
3.5.2 Входной импеданс (RC-область)	215
3.5.3 Волновое сопротивление (RC-область)	216
3.5.4 Особенности поведения линии передачи в RC-области	217
3.5.5 Постоянная распространения (RC-область)	220
3.5.6 Коэффициент передачи (RC-область)	220
3.5.7 Нормированная переходная характеристика (RC-область)	222
3.5.8 Компромисс между длиной линии и скоростью передачи (RC-область)	223
3.5.9 Аналитическое выражение для переходной характеристики (RC-область)	224
3.5.10 Оценка величины задержки (RC-область)	225
3.6 LC-область (область постоянных потерь)	231
3.6.1 Границы LC-области	232
3.6.2 Волновое сопротивление (LC-область)	234
3.6.3 Влияние последовательного сопротивления на результаты рефлектометрических измерений	236
3.6.4 Постоянная распространения (LC-область)	240
3.6.5 Возможность возникновения сильных резонансов в LC-области	244
3.6.6 Согласование линии передачи, работающей в LC-режиме	247

3.6.7	Компромисс между длиной линии и скоростью передачи (LC-область)	252
3.6.8	Смешанный режим работы (LC- и RC-области)	252
3.7	Область поверхностного эффекта	253
3.7.1	Границы области поверхностного эффекта	254
3.7.2	Волновое сопротивление (область поверхностного эффекта)	255
3.7.3	Влияние поверхностного эффекта на результаты рефлектометрических измерений	257
3.7.4	Постоянная распространения (область поверхностного эффекта)	259
3.7.5	Возможность возникновения сильных резонансов в области поверхностного эффекта	263
3.7.6	Переходная характеристика (область поверхностного эффекта)	266
3.7.7	Компромисс между длиной линии и скоростью передачи (область поверхностного эффекта)	271
3.8	Область диэлектрических потерь	272
3.8.1	Границы области диэлектрических потерь	272
3.8.2	Волновое сопротивление (область диэлектрических потерь)	274
3.8.3	Влияние диэлектрических потерь на результаты рефлектометрических измерений	278
3.8.4	Постоянная распространения (область диэлектрических потерь)	279
3.8.5	Возможность возникновения сильных резонансов в области диэлектрических потерь	285
3.8.6	Переходная характеристика (область диэлектрических потерь)	287
3.8.7	Компромисс между длиной линии и скоростью передачи (область диэлектрических потерь)	291
3.9	Область волноводной дисперсии	292
3.9.1	Границы области волноводной дисперсии	292
3.10	Пограничные точки рабочих областей	294
3.11	Принцип эквивалентности передающих сред	297
3.12	Масштабирование проводниковых передающих структур на основе меди	303
3.13	Масштабирование волоконно-оптических кабелей	308
3.14	Линейная коррекция: пример кросс-платы с длинными печатными дорожками	309
3.15	Адаптивная коррекция: трансивер компании Accelerant Networks	314

Глава 4. Частотное моделирование	317
4.1 Прежде чем приступать к нелинейному моделированию	317
4.2 Методы приближенного преобразования Фурье	320
4.3 Квантование времени	322
4.4 Другие ограничения, налагаемые алгоритмом БПФ	325
4.5 Нормирование результатов выполнения процедуры БПФ	325
4.5.1 Вывод нормирующих коэффициентов ДПФ	326
4.6 Полезные парные функции преобразования Фурье	327
4.7 Эффект неадекватной частоты квантования по времени	331
4.8 Пример реализации частотного моделирования	333
4.9 Полезные мелочи	336
4.9.1 Что делать, если из-за большой величины групповой задержки сигнал выползает за пределы временного окна	336
4.9.2 Как выполнить преобразование в случае произвольной последовательности данных	336
4.9.3 Как сдвинуть временные кривые сигналов	337
4.9.4 Моделирование более сложных систем?	338
4.9.5 Моделирование дифференциальной передачи сигналов	338
4.10 Проверьте, правильно ли работает используемая вами программа БПФ	339
Глава 5. Печатные дорожки	341
5.1 Распространение сигнала в печатной линии передачи	343
5.1.1 Волновое сопротивление и постоянная задержки	343
5.1.2 Резистивные эффекты	344
5.1.3 Диэлектрические эффекты	359
5.1.4 Смешанное влияние поверхностных и диэлектрических потерь	375
5.1.5 Типы волн, отличные от TEM	377
5.2 Предельно достижимая длина линии передачи	385
5.2.1 Кодирование данных по стандарту SONET	390
5.3 Шумы и взаимные помехи в печатных линиях	394
5.3.1 Печатная дорожка: отражения	394
5.3.2 Перекрестные помехи в печатных линиях	424
5.4 Соединители, используемые в печатных платах	435
5.4.1 Согласованность	435
5.4.2 Зазоры вокруг сквозных отверстий	438
5.4.3 Измерения в разъемах	441
5.4.4 Клиновидные согласующие переходы	443
5.4.5 Разъемы двустороннего монтажа	448
5.4.6 Заземление экранов кабелей	449

5.5	Моделирование межслойных перемычек	452
5.5.1	Дифференциальные параметры межслойной перемычки	452
5.5.2	Три модели межслойной перемычки	455
5.5.3	Незадействованные межслойные перемычки	459
5.5.4	Расчетные данные емкости межслойной перемычки	461
5.5.5	Расчетные данные индуктивности межслойной перемычки	469
5.6	Будущее внутрикристалльных межсоединений	479
Глава 6. Дифференциальная передача сигналов		483
6.1	Однопроводные цепи	483
6.2	Двухпроводные цепи	490
6.3	Дифференциальная схема передачи сигналов	492
6.4	Дифференциальные и синфазные напряжения и токи	497
6.5	Скорость распространения дифференциального и синфазного сигналов	500
6.6	Синфазный баланс	500
6.7	Диапазон входного сигнала по синфазному напряжению	501
6.8	Превращение дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот	502
6.9	Дифференциальное сопротивление	504
6.9.1	Связь между нечетным и развязанным сопротивлениями	507
6.9.2	Почему нечетное сопротивление всегда меньше развязанного сопротивления	508
6.9.3	Отражения на стыках дифференциальных линий передачи	508
6.10	Топологии двухпроводных печатных линий	510
6.10.1	Импеданс дифференциальной (микростриповой) структуры	511
6.10.2	Полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек	516
6.10.3	Разнесение дорожек дифференциальной пары	524
6.10.4	Полосковая линия со связью по широкой стороне дорожек	528
6.11	Области применения дифференциальных печатных линий	533
6.11.1	Согласование с внешней симметричной линией дифференциальной передачи	534
6.11.2	Нейтрализация дребезга земли	535
6.11.3	Снижение уровня радиоизлучений с помощью дифференциальной передачи сигналов	535
6.11.4	Передача сигнала через разъем, создающий помехи	538

6.11.5	Уменьшение расфазировки тактовых импульсов	541
6.11.6	Снижение локальной перекрестной связи	543
6.11.7	Хороший справочник по линиям передачи	546
6.11.8	Дифференциальная передача синхросигналов	546
6.11.9	Дифференциальное согласование	548
6.11.10	Дифференциальная линия: разворот токов	552
6.11.11	Расфазировка, создаваемая поворотами дифференциальной пары дорожек	554
6.11.12	Когда задержка приносит пользу	556
6.12	Кабельные соединения оборудования	559
6.12.1	Плоские кабели на основе витой пары	561
6.12.2	Защищенность от больших напряжений сдвига земли	562
6.12.3	Подавление внешних радиочастотных помех	565
6.12.4	Дифференциальные приемники обладают исключительной нечувствительностью к потерям, обусловленным поверхностным эффектом, и иным высокочастотным потерям	566
6.13	Технология низковольтной дифференциальной передачи сигналов	568
6.13.1	Выходные уровни	568
6.13.2	Синфазный сигнал на выходе передатчика	570
6.13.3	Допустимый уровень синфазных помех	571
6.13.4	Допустимый уровень дифференциальных помех	571
6.13.5	Гистерезис	572
6.13.6	Требования к точности сопротивлений	572
6.13.7	Паразитные излучения дорожек	576
6.13.8	Время установления сигнала	577
6.13.9	Входная емкость	577
6.13.10	Расфазировка	577
6.13.11	Защита от нарушений режима работы	578
Глава 7. Общие стандарты кабельных сетей		581
7.1	Архитектура стандартных кабельных сетей	585
7.2	Расчет бюджета “сигнал-шум”	590
7.3	Словарь терминов, используемых в технике кабельных сетей	591
7.4	Предпочтительные комбинации типов кабеля	594
7.5	Часто задаваемые практические вопросы по кабельным сетям	595
7.6	Перекрещивание пар	597
7.7	Кабели, разрешенные к прокладке в нише над подвесными потолками	599
7.8	Прокладка кабелей на неохлаждаемом чердаке	601

7.9	Часто задаваемые вопросы: старые типы кабелей	601
Глава 8.	100-омный симметричный кабель на основе витой пары	605
8.1	Распространение сигнала в UTP-кабеле	607
8.1.1	Модель UTP-кабеля	609
8.1.2	Подгонка модели распространения сигнала в проводниковой линии	612
8.2	Пример линии передачи на неэкранированной витой паре: стандарт 10BASE-T	616
8.3	Шумы и взаимные помехи в кабельных сетях на основе неэкранированной 100-омной витой пары (UTP)	623
8.3.1	UTP-кабель: отражения на дальнем конце	624
8.3.2	UTP-кабель: отражения на ближнем конце	629
8.3.3	UTP-кабель: использование гибридных схем	637
8.3.4	UTP-кабель: перекрестная помеха на ближнем конце (NEXT)	644
8.3.5	UTP-кабель: внешние перекрестные помехи	648
8.3.6	UTP-кабель: перекрестная помеха на дальнем конце (FEXT)	649
8.3.7	Суммарная мощность перекрестных помех на ближнем конце (NEXT) и равноуровневых перекрестных помех на дальнем конце (ELFEXT)	653
8.3.8	UTP-кабель: радиочастотные помехи	653
8.3.9	UTP-кабель: паразитные излучения	658
8.4	Разъемы для UTP-кабелей	660
8.5	Вопросы, связанные с экранированием	664
8.6	Влияние повышенной температуры на характеристики UTP-кабеля категории 3	665
Глава 9.	150-омный кабель STP-A	667
9.1	Распространение сигнала в 150-омном кабеле STP-A	668
9.2	150-омный кабель STP-A: шумы и взаимные помехи	668
9.3	150-омный кабель STP-A: расфазировка	670
9.4	150-омный кабель STP-A: паразитное излучение и безопасность эксплуатации	671
9.5	150-омный кабель STP-A в сравнении с UTP-кабелем	672
9.6	Разъемы для 150-омного кабеля STP-A	673
Глава 10.	Коаксиальный кабель	677
10.1	Распространение сигнала в коаксиальном кабеле	679
10.1.1	Многожильные центральные проводники	690
10.1.2	Почему именно 50 Ом?	691

10.1.3	Отклики на статью “Почему именно 50 Ом?”	694
10.2	Шумы и наводки в коаксиальном кабеле	698
10.2.1	Коаксиальный кабель: отражения на дальнем конце	698
10.2.2	Коаксиальный кабель: радиочастотные наводки	699
10.2.3	Коаксиальный кабель: паразитное излучение	699
10.2.4	Коаксиальный кабель: вопросы безопасности	700
10.3	Разъемы для коаксиального кабеля	703
Глава 11. Волоконно-оптический кабель		709
11.1	Технология изготовления оптического волокна	710
11.2	Характеристики готового оптического волокна	712
11.3	Конструкция волоконно-оптического кабеля	714
11.4	Рабочие длины волны	717
11.5	Многомодовый волоконно-оптический кабель	719
11.5.1	Распространение сигнала в многомодовом оптическом волокне	721
11.5.2	Почему оптическое волокно с параболическим профилем показателя преломления лучше оптического волокна со ступенчатым профилем?	727
11.5.3	Стандарты на многомодовое оптическое волокно	729
11.5.4	Какими соображениями оправдывается использование 50-микронного оптического волокна	731
11.5.5	Бюджет оптических характеристик для многомодового волокна	733
11.5.6	Джиттер	750
11.5.7	Шум и взаимные помехи в многомодовой волоконно-оптической линии	752
11.5.8	Безопасность при работе с многомодовой волоконно-оптической линией связи	754
11.5.9	Многомодовое оптическое волокно с лазерным источником	754
11.5.10	VCSEL-диоды	758
11.5.11	Разъемы для многомодовых волоконно-оптических кабелей	759
11.6	Одномодовый волоконно-оптический кабель	761
11.6.1	Распространение сигнала в одномодовом волокне	762
11.6.2	Шум и взаимные помехи в одномодовом оптическом волокне	764
11.6.3	Безопасность при работе с одномодовой волоконно-оптической линией связи	764

11.6.4	Разъемы для одномодовых волоконно-оптических кабелей	764
Глава 12. Распределение сигналов тактовой синхронизации		765
12.1	Еще чипсов, пожалуйста	769
12.2	Элементарная математика расфазировки синхросигналов	771
12.3	Повторители тактовых импульсов	779
12.3.1	Активная коррекция расфазировки	784
12.3.2	Повторители тактовых импульсов с нулевой задержкой	786
12.3.3	Компенсация длины линии передачи	787
12.4	Сравнительный анализ задержек полосковой и микрополосковой линий	790
12.5	Важность согласования линий синхронизации	793
12.6	Влияние зоны неопределенности порога приемника синхросигнала	797
12.7	Эффект составной согласующей нагрузки	798
12.8	Преднамеренная коррекция задержки	801
12.8.1	Элементы фиксированной задержки	801
12.8.2	Настраиваемые элементы задержки	804
12.8.3	Автоматически программируемые элементы задержки	807
12.8.4	Зигзагообразные линии задержки	809
12.8.5	Взаимная связь изломов дорожки	812
12.9	Возбуждение одновременно нескольких линий, согласованных на стороне источника	816
12.9.1	Разветвлять или не разветвлять	820
12.9.2	Работа на две нагрузки	828
12.10	Шлейфовое распределение сигнала тактовой синхронизации	831
12.10.1	Подробный анализ шлейфовой схемы распределения сигнала тактовой синхронизации	834
12.11	Джиттер	840
12.11.1	Когда джиттер синхросигнала становится важным	843
12.11.2	Измерение джиттера сигнала тактовой синхронизации	858
12.12	Фильтрация напряжения питания источников синхросигналов, повторителей и систем ФАПЧ	870
12.12.1	Качественное питание	873
12.12.2	Чистое питание	876
12.13	Преднамеренная модуляция тактового сигнала	878
12.13.1	Отклики на статью “Преднамеренная модуляция тактового сигнала”	881
12.13.2	Тактовые сигналы, свободные от джиттера	884
12.14	Передача сигналов пониженного напряжения	886

12.15	Защита линий синхронизации от перекрестных помех	887
12.16	Снижение электромагнитных излучений	888
Глава 13. Средства и методы имитационного моделирования во временной области		
		893
13.1	“Звон” в новую эру	893
13.2	Процесс моделирования целостности сигнала	895
13.2.1	Как определить необходимый уровень детализации модели?	897
13.2.2	Что происходит после выделения параметров?	897
13.2.3	Предупреждение	899
13.3	Механизм, лежащий в основе моделирования	900
13.3.1	Шаг за шагом — вперед	902
13.3.2	Недостатки алгоритмов, используемых в программах моделирования типа SPICE	903
13.3.3	Линии передачи	906
13.3.4	Критическая оценка результатов моделирования	908
13.3.5	Используйте SPICE рационально	909
13.4	IBIS (Унифицированное описание внешних электрических параметров компонентов)	910
13.4.1	Что представляет собой IBIS	911
13.4.2	Кто создавал IBIS	912
13.4.3	Что нравится в IBIS	912
13.4.4	Что не нравится в IBIS	913
13.4.5	Как поддержать IBIS	914
13.5	IBIS: прошлое, настоящее и будущее	915
13.5.1	Исторический обзор развития IBIS	916
13.5.2	Сравнение со SPICE	917
13.5.3	Направление развития IBIS в будущем	918
13.6	IBIS: проблемы, связанные с интерполяцией	919
13.7	IBIS: проблемы, связанные с комбинационными коммутационными помехами	924
13.8	Проблема электромагнитной совместимости	927
13.8.1	Имитационное моделирование электромагнитных помех	927
13.9	Резонанс в структуре, образованной слоями питания и земли	929

Литература	933
На заметку	941
Приложение А. Создание отдела целостности сигналов	977
Приложение Б. Расчет углового коэффициента кривой потерь	981
Приложение В. Анализ методом четырехполюсников	983
В.1 Простые варианты цепей, имеющих отношение к линии передачи	985
В.2 Полностью скомпонованная линия передачи	987
В.3 Сложные конфигурации	989
Приложение Г. Точность П-модели	991
Г.1 П-модель линии передачи в LC-области	993
Приложение Д. Функция ошибок erf()	995
Предметный указатель	997

Дифференциальная передача сигналов

Эта глава посвящена основным особенностям дифференциальной передачи сигналов — здесь обсуждаются многие достоинства этого метода передачи и объясняется, за счет чего они достигаются. Рассматривается также ряд практических вопросов оптимального использования дифференциальных систем цифровой связи.

Мы начнем с подробного, с азов, рассмотрения *однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов*, затем расширим анализ, включив в него дифференциальную схему передачи сигналов. Цель такого изложения материала состоит в том, чтобы, разложив дифференциальную схему передачи сигналов на составляющие, показать, чем объясняются ее достоинства.

6.1 Однопроводные цепи

На рис. 6.1 ножницы разрезали цепь, разорвав линию связи. Если провод разорван, то, независимо от того, замкнут выключатель или нет, ток через электрическую лампочку не течет. Чтобы она засветилась, нужно, чтобы выключатель в верхней части цепи был замкнут *и* нижний провод соединен с нижним контактом батарейки.

Для передачи электрической энергии необходимы два проводника.

Этот простой пример иллюстрирует важный принцип функционирования цепей с сосредоточенными параметрами — ток течет только по *замкнутому* контуру. Проще говоря, если ток вытекает из батарейки, он должен в нее вернуться. Вот каким образом реально действуют цепи. Электроны не могут просто выйти из батарейки, пройти через электрическую лампочку и где-то собраться в кучу. Для движения электронам необходим замкнутый путь.

Принцип контура тока может быть сформулирован в следующем элементарном виде:

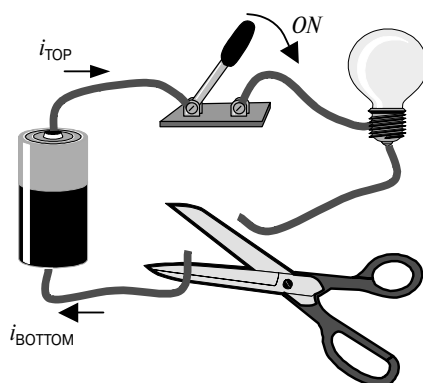


Рис. 6.1. Не имеет значения, разомкнут ли выключатель или провод разрезан ножницами, но через разорванную цепь ток не течет

полная сумма всех токов — вытекающих из батарейки и втекающих в нее — равна нулю.

Этот принцип эквивалентен правилу Кирхгофа для токов, названному так по имени его открывателя — немецкого физика Густава Роберта Кирхгофа (Gustav Robert Kirchoff, 1824–1887). Он выполняется для всех сосредоточенных элементов цепи (а не только для батареек), в том числе для нелинейных, нестационарных, пассивных, активных цепей и цепей с более чем двумя проводниками. Он остается справедливым даже в том случае, если в цепи имеются распределенные паразитные емкости, при условии, что учтены токи смещения.

В соответствии с этим принципом, обрыв нижнего провода на рис. 6.1 не позволяет току втекать в нижний контакт батарейки, а следовательно, он не может и вытечь из нее через верхний контакт.

Приведенный пример, надеемся, достаточно ясно показывает, что ток нельзя передавать только по одному проводнику. Для передачи электрического тока необходимы по крайней мере *два* проводника.

Теперь применим те же рассуждения к высокоскоростным цифровым системам. Мы ограничимся семействами *электрических* цифровых схем, такими как ТТЛ, КМОП, ЭСЛ, имеющими электрические (а не оптические, или телепатические) входы. Во-первых, обратите внимание на то, что любой электрический вход потребляет входной *ток*. В паспортных данных могут быть указаны только входные напряжения, но входной ток все равно необходим. Даже КМОП-микросхемы, у которых входной ток равен практически нулю, при каждом скачке сигнала потребляют довольно большой ток, необходимый для зарядки паразитной входной

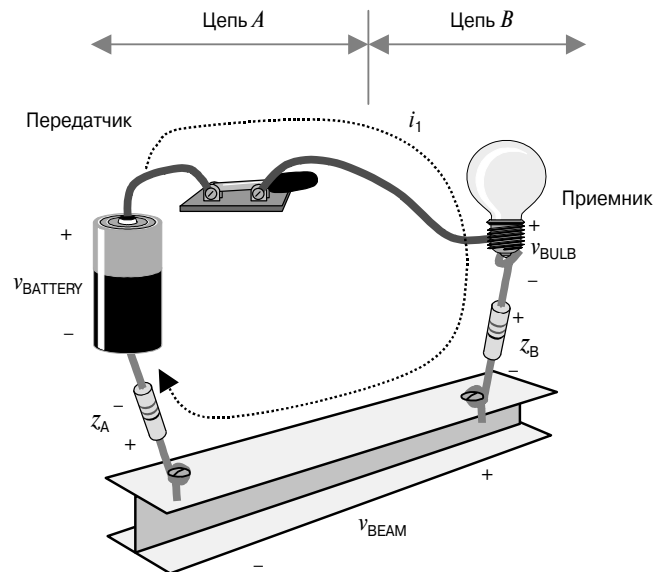


Рис. 6.2. В цифровых схемах все возвратные токи сигналов текут по общему опорному слою земли. Элементы z_A и z_B представляют ненулевые импедансы корпусных выводов

емкости.⁴³ Любой электрический вход потребляет ток. Таким образом для передачи любого (электрического) цифрового сигнала требуется как минимум два проводника. Даже если в электрической схеме “второй проводник” не показан, он все равно должен быть.

Как вы, вероятно, понимаете, необходимость в двух проводниках создает определенные неудобства. Многим цифровым схемотехникам хотелось бы отводить каждому сигналу по одному проводнику или по крайней мере *считать, что они именно так они и делают*. С этой целью в схемотехнике принято определенное соглашение о правилах обращения со вторым проводником, который необходим всем цепям. Делается следующее — один вывод каждого передатчика и приемника “привязывается” к общему опорному напряжению.⁴⁴ В высокоскоростных конструкциях система распределения опорного напряжения обычно реализуется в виде слоя общей земли или пары слоев — питания и земли. По этому общему “второму проводнику” текут возвратные токи сигналов всех цепей. На рис. 6.2

⁴³Чтобы зарядить емкость в 1 пФ до напряжения 1 В за 1 нс необходим ток в 1 мА.

⁴⁴Общее опорное напряжение может распределяться посредством сплошной земляной пластины, сплошной пластины, на которую подано напряжение V_{CC} , или самой земли. Подходит любой вариант, при условии, что соединения всех элементов между вместе обладают достаточно маленьким импедансом.

показана схема, состоящая из передатчика (однополюсный выключатель), приемника (электрическая лампочка) и опорного слоя (двухтавровая балка). Использование общего опорного напряжения всеми цепями носит название *однопроводной схемы передачи сигнала*. В системах однопроводной передачи для каждого сигнала требуется только один явный проводник. При этом нужно помнить, что второй проводник реально существует и по нему реально текут возвратные токи всех транзисторов, только он выполнен в виде большого общего соединения.

Вот как работает схема, изображенная на рис. 6.2. Передатчик (цепь A) состоит из батарейки и однополюсного выключателя. Один контакт батарейки подключен к большому сплошному опорному слою (двухтавровая балка). Цепь передатчика соединена с опорным слоем через импеданс z_A , характеризующий ненулевой импеданс корпусных выводов, через которые осуществляется это соединение.

Роль приемника (цепь B) выполняет электрическая лампочка, подключенная к балке через импеданс z_B . Свечение или его отсутствие отражает режим работы передатчика (выключатель замкнут или разомкнут). Как и у передатчика, соединение лампочки с общим опорным слоем имеет конечный импеданс.

При условии, что импедансы соединений с общим опорным слоем достаточно малы и падение напряжения между концами двухтавровой балки незначительно, схема успешно функционирует. При замыкании выключателя загорается лампочка.

Разберемся теперь, как конечные импедансы соединений с опорным слоем влияют на напряжение на лампочке. Это влияние подчиняется следующему физическому принципу:

напряжение батарейки равно сумме падений напряжений на всех последовательно соединенных нагрузках.

Этот принцип эквивалентен правилу Кирхгофа для напряжений. Он выполняется для любых источников напряжения (а не только батареек), в том числе для нелинейных и нестационарных.

Для цепи, представленной на рис. 6.2, правило Кирхгофа для напряжений дает следующее уравнение:

$$\nu_{BATTERY} = \nu_{BULB} + z_A i_1 + \nu_{BEAM} + z_B i_1, \quad (6.1)$$

В этом выражении $z_A i_1$ и $z_B i_1$ представляют собой падения напряжений на двух резисторах, а переменная i_1 — ток по замкнутому контуру цепи. Поскольку напряжение батарейки не изменяется, то при возрастании напряжения $z_A i_1$ или напряжения $z_B i_1$ напряжение на лампочке должно понизиться. Иными словами: любое изменение падений напряжений на импедансах z_A , z_B или двухтавровой балке влияет на напряжение, поступающее на лампочку. В этом суть главного недостатка однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов: опорные

напряжения на передатчике и приемнике должны совпадать. К сожалению, с помощью осциллографа можно убедиться в том, что между любыми двумя точками слоя земли (или слоя питания) имеется напряжение шумов. Если опорные напряжения, поступающие на приемник и передатчик, отличаются слишком сильно, однопроводная схема передачи сигналов становится неработоспособной.

Трудность здесь связана с тем, что электрической лампочке “не известно” истинное напряжение на клеммах батарейки. У нее нет магической связи с центром земли для измерения истинного потенциала земли. Она “знает” только о том, какое напряжение остается от напряжения батарейки после вычитания из него падений напряжений вдоль контура, по которому идет сигнал. В этом смысле приемник является *дифференциальным приемником*. Он реагирует только на разницу между напряжением на его входе и напряжением на его опорном входе (у TTL-схем опорным входом является земляной вывод, у ЭСЛ-схем — вывод максимального положительного напряжения питания). Все цифровые приемники работают таким же образом. Уровень шума в 100 мВ, поступающий на опорные входы несимметричной микросхемы, вызывает точно такой же эффект, как если бы он поступал прямо на вход приемника. Этот добавочный шум непосредственно снижает *запас помехоустойчивости*⁴⁵, которым обладает используемое семейство логики, и должен всегда учитываться при анализе допустимых отклонений напряжений в системе.

Это ограничение невозможно обойти. Если вы хотите использовать однопроводную схему передачи сигнала, то должны ограничить разброс опорных напряжений в системе привязки до уровня, существенно меньшего амплитуды сигнала. Импеданс самой системы привязки должен быть достаточно низким, чтобы возвратные токи сигналов не вызывали нежелательных перепадов напряжений ни в одной точке системы привязки.

На рис. 6.3 показан еще один недостаток, присущий однопроводной (несимметричной) схеме передаче сигналов. В схему добавлен второй источник сигнала. Допустим, что второй передатчик является частью цепи *B*. Он находится в одном корпусе с приемником, следовательно, оба устройства имеют общую внутрикорпусную землю. На рисунке эта общая земля изображена в виде провода, соединяющего нижний контакт лампочки с нижним контактом второй батарейки. Эта общая земля затем соединяется через импеданс корпусных земляных выводов (представленных импедансом z_B) к земле печатной платы (двухавровая балка). Границы общего корпуса, в который упакованы первый приемник и второй передатчик, обозначены на рис. 6.3 пунктирным прямоугольником.

Рассмотрим, что происходит при прохождении тока i_2 в цепи второго передатчика. Ток i_2 (пунктирная стрелка) выходит из общего корпуса. Этот же ток

⁴⁵Запас помехоустойчивости для семейства логических схем определяется как разность между V_{OL} и V_{1L} , или между V_{OH} и V_{1H} , в зависимости от того, какая из них меньше.

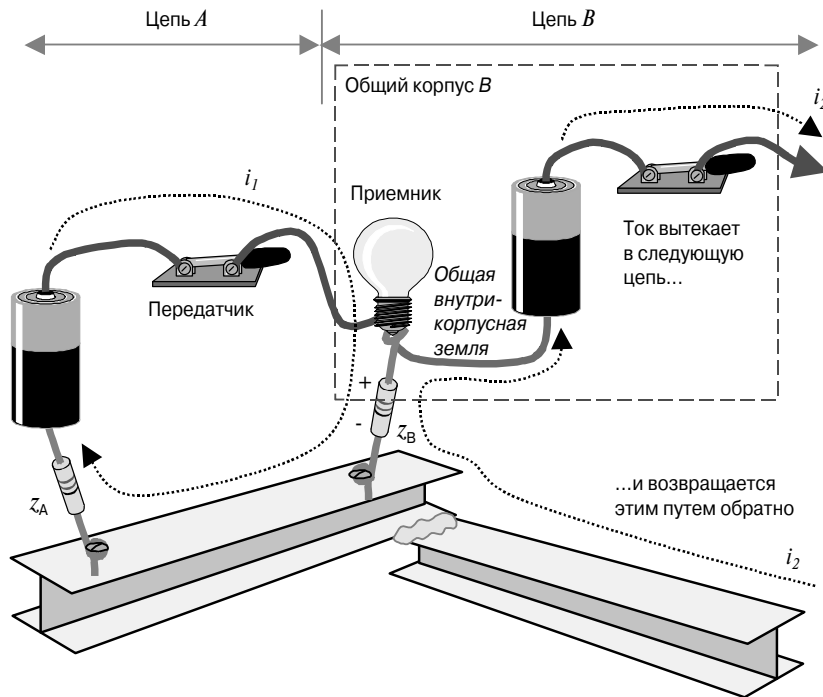


Рис. 6.3. Дребезг земли: в цепи B передатчик и приемник соединены на землю через общий импеданс z_B . Падение напряжения $-z_B i_2$, вызванное током i_2 , протекающим через элемент z_B , создает помеху принимаемому сигналу

должен, пройдя через нагрузку, найти путь возврата в общий корпус. Есть только два пути, по которым ток может возвратиться в общий корпус, — через импеданс z_B или через проводник, идущий на вход приемника (на лампочку). В цифровой системе импеданс z_B намного меньше (надеемся) импеданса пути через вход приемника, поэтому подавляющая часть тока поступает в корпус через импеданс z_B . Пока все идет хорошо. Теперь посмотрим на последствия, вызванные этим возвратным током.

Возвратный ток i_2 , проходя в корпус, создает на импедансе z_B падение напряжения $-z_B i_2$. Т.к. этот импеданс входит в цепь приемника, любые напряжения на нем вызывают изменение кажущегося напряжения, поступающего на приемник (уравнение (6.1.)). Этот вид помехи известен под названием *связь через общий импеданс* [60]. Она возникает при малейшем совпадении путей токов передатчика и приемника.

В высокоскоростных цифровых конструкциях индуктивность соединения на землю z_B обычно создает больше трудностей, чем его активное сопротивление.

Напряжение на индуктивности, равное произведению индуктивности на производную тока по времени, di/dt , оказывается вполне достаточным для нарушения нормальной работы приемника. Проблема шума, создаваемого возвратным током сигнала и проникающего в корпус микросхемы через общее соединение на землю, называется *дребезгом земли* [61], или более общим термином — *комбинационные коммутационные помехи* [59].

Такая же проблема возникает при ослаблении или сужении системы привязки. Возвратные токи сигналов многих источников, проходя через конечную индуктивность суженной области, вызывают появление разницы между опорными потенциалами (по отношению к истинной земле) в разных точках системы. Эти напряжения нарушают работу приемника. Проблема носит название “*сдвиг земли*”, или “*шумящая земля*”. Заметные напряжения сдвига земли часто возникают на разъемах и кабелях, где целостность сплошного опорного слоя нарушена.

Сети заземления и питания также восприимчивы к возвратным токам сигналов. Токи, проходящие в сети питания, вызывают флуктуации напряжения питания в различных точках системы точно так же, как токи в сети заземления вызывают флуктуации напряжения земли. Что опаснее, шумы по питанию или по земле, зависит от того, какое из напряжений — земли или питания, используется в примененных несимметричных схемах в качестве внутреннего опорного напряжения для селекции логических сигналов. В ТТЛ-микросхемах и многих быстродействующих цифровых КМОП-схемах в качестве опорного напряжения используется земля. В ЭСЛ-схемах с отрицательным ($-5,2$ В) напряжением питания по отношению к земле в качестве опорного напряжения используется земля. В ЭСЛ-схемах с положительным напряжением питания по отношению к земле (иногда называемых ПЭСЛ-схемами) в качестве опорного напряжения используется положительное напряжение питания.

На заметку

- Большим преимуществом однопроводной (несимметричной) схемы передачи сигналов является то, что для каждого сигнала достаточно только одного проводника.
- Однопроводная схема передачи сигналов крайне чувствительна к нарушениям опорного напряжения.
- Однопроводная схема передачи сигналов восприимчива к дребезгу земли.
- Для однопроводной передачи сигналов требуется, чтобы соединение на общую опорную шину (опорный слой) было низкоимпедансным.

6.2 Двухпроводные цепи

Двухпроводная схема передачи сигналов избавлена от многих проблем, связанных с шумами — за счет второго сигнального проводника. Как показано на рис. 6.4, двухпроводный передатчик посылает сигнал по двум проводникам: по первому проводнику идет прямой ток сигнала, а по второму — возвратный ток сигнала. Как показано на рисунке, *токи* в этих двух проводниках будут равными и противоположно направленными, а напряжения — нет. Такая схема обладает тремя важными преимуществами.

Во-первых, в этом случае отпадает необходимость привязки приемника к общему опорному напряжению⁴⁶, второй проводник служит фактически в качестве опорного для первого проводника. Приемнику нужно просто отслеживать разницу между сигналами, передаваемыми по двум входящим проводникам. Двухпроводная (симметричная) схема передачи сигнала делает систему невосприимчивой к флуктуациям распределения общих опорных напряжений, при условии, что эти флуктуации не превосходят максимально допустимого уровня шумов по питанию для примененных логических схем или диапазона синфазного входного напряжения для примененных в системе приемников.

Во-вторых, в двухпроводной схеме передачи сигнала устраняется связь через общий импеданс между передатчиком и приемником, размещенными в общем корпусе. На рис. 6.4. видно, что возвратный ток сигнала передатчика B возвращается по возвратному проводнику к батарейке в цепи B , минуя импеданс z_B , и, таким образом, *не нарушает режим работы приемника*. Поскольку в двухпроводной схеме передачи связь между цепями A и B через общий импеданс отсутствует, тем самым устраняется дребезг внутрикорпусной земли.

В-третьих, в двухпроводной схеме передачи нейтрализуется любой вид помех, поражающий в равной степени оба проводника. Хорошим примером этого являются *сдвиги* земли, возникающие в высокочастотных разъемах. Если две схемы соединены с помощью разъемов, результирующий ток сигналов, которыми обмениваются системы, возвращается к своему источнику, проходя через контакты земли (или питания) разъема. При этом на индуктивности контактов земли (или питания) разъема наводятся крошечные напряжения. Эти крошечные напряжения проявляются как разность между напряжениями земли (или питания) на контактах разъема с одной и с другой его стороны. Эта проблема называется *сдвигом земли* и представляет собой еще одну форму связи через общий импеданс. Двухпроводная схема передачи устраняет эту проблему.

Эти три преимущества не связаны никоим образом с подачей какого бы то ни было изменяющегося напряжения на второй проводник. Как показано на рис. 6.4, возвратный провод служит единственно для подачи опорного напряжения (в дан-

⁴⁶ Опорным напряжением для ТТЛ-, многих быстродействующих КМОП-, и ЭСЛ-схем является земля. Для ПЭСЛ-схем (ЭСЛ с положительным смещением) опорным является напряжение питания.

совокупности паразитных сосредоточенных элементов, соединяющих каждый из проводников с опорной двутавровой балкой. Следовательно у тока, передаваемого по сигнальному проводнику, есть несколько возможных путей возврата. Он может возвратиться в передатчик по возвратному проводнику (предназначенному для него) или пойти через паразитную связь на опорную балку и, пройдя по ней, возвратиться в передатчик через импеданс z_A . Ток идущий по паразитному маршруту, называется *паразитным возвратным током сигнала*. При высоких скоростях передачи паразитный возвратный ток сигнала часто оказывается достаточно большим, чтобы ухудшить качество работы системы двухпроводной передачи сигналов.

Сводит ли это ухудшение на нет практическую полезность двухпроводной схемы передачи для высокоскоростных систем?

Вовсе нет, если подобрать для передачи по второму проводнику специальный, единственный в своем роде сигнал. По второму проводнику должен передаваться сигнал равной амплитуды, но противоположной полярности (*диаметрально противоположный*, или *комплементарный* сигнал). В этом случае система будет работать, как ни в чем не бывало.

На заметку

- Двухпроводная (симметричная) схема передачи сигнала делает систему невосприимчивой к флуктуациям распределения общих опорных напряжений.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуется любой вид помех, поражающий в равной степени оба проводника.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуется дребезг земли (называемый также комбинационными коммутационными помехами) в приемнике.
- В двухпроводной схеме передачи нейтрализуются *сдвиги* земли, возникающие в высокочастотных разъемах.
- Двухпроводная схема передачи эффективно работает при условии ограничения паразитного возвратного тока сигнала.

6.3 Дифференциальная схема передачи сигналов

Передача двух комплементарных сигналов по идентичным, согласованным друг с другом дорожкам представляет собой частный случай двухпроводной схемы передачи. Она носит название *дифференциальной схемы передачи сигналов* (рис. 6.5). В дифференциальной схеме передачи на оба проводника подаются равные, но противоположные, переменные напряжения и токи. В этом случае, при

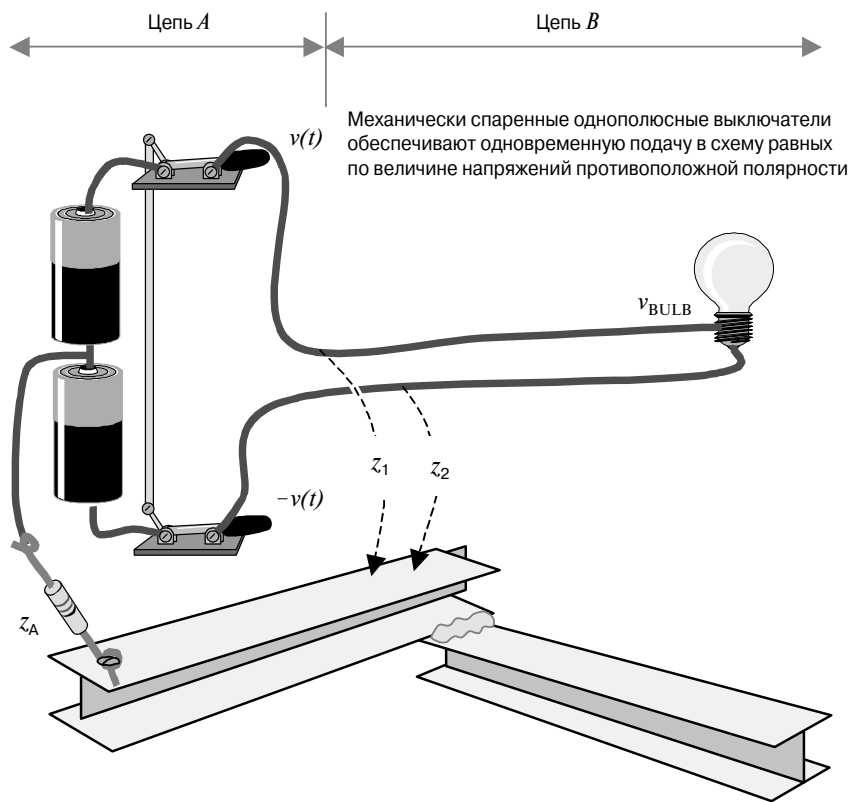


Рис. 6.5. Дифференциальная схема передачи: при условии сбалансированности паразитных импедансов z_1 и z_2 результирующий возвратный ток в системе распределения опорного напряжения равен нулю

условии симметричной топологии схемы, обеспечивающей равенство связей проводников с системой распределения опорного напряжения, токи, возбуждаемые в ней сигналом, передаваемым по одному проводнику, нейтрализуются равными и противоположными токами, возбуждаемыми в ней сигналом, передаваемым по второму проводнику.

Этот эффект проиллюстрирован на рис. 6.5, где паразитные импедансы z_1 и z_2 представляют собой импедансы связи с системой опорного напряжения (корпуса и другие металлические части) одного и другого проводника. В симметричной дифференциальной схеме эти два импеданса равны между собой. При условии комплементарности переменных напряжений на обоих проводниках, паразитные токи через импедансы z_1 и z_2 взаимно компенсируются, и в итоге *результирующий паразитный возвратный ток сигнала в опорной системе равен нулю*.

Работа такой схемы не зависит от конкретного значения импеданса z_A (поскольку ток через него отсутствует). Напротив, она обладает определенной невос-

приимчивостью по отношению к другим цепям, которые, конечно же, наводят токи в опорной структуре, т.к. дифференциальному приемнику не требуется, чтобы напряжения повсюду в опорной системе были одинаковыми. Дифференциальному приемнику требуется только, чтобы неравенство опорных напряжений на обоих концах линии передачи не вызывало выхода принимаемого сигнала за пределы рабочего диапазона приемника по синфазному сигналу.

При неидеальной сбалансированности импедансов z_1 и z_2 или нарушении идеальной комплементарности передаваемых напряжений в опорной системе возникает результирующий ток. Этот ток называется *синфазным током*. Уменьшить синфазный ток, при условии, что передаваемые напряжения равны, можно двумя способами: *ослаблением связи* и *точным симметрированием*.

В высококачественных кабелях на основе витой пары (рис. 6.6) используется технология *ослабления связи*, посредством которой снижается паразитная связь проводников на землю через импедансы z_1 и z_2 . С этой целью используется полимерная внешняя оболочка увеличенной толщины, препятствующая внешним проводам и другим объектам слишком близко приближаться к сигнальным проводникам. В то же время проводники в кабеле попарно плотно прилегают друг к другу, образуя 100-омные дифференциальные пары. Такая конструкция увеличивает импеданс z_1 и z_2 по отношению к импедансу нагрузки. В результате, независимо от прокладки кабеля, снижаются возможные токи через импеданс z_1 или z_2 . Дальнейшее снижение синфазного тока достигается плотным скручиванием проводников, в результате чего они попеременно, равное число раз приближаются к соседствующим с кабелем объектам. Плотное скручивание проводников улучшает баланс импедансов z_1 и z_2 . Комбинация этих приемов, используемая в неэкранированных кабелях на основе витой пары категорий 5, 5e, 6 и 7, обеспечивает впечатляющее ослабление синфазных сигналов.

Тем, кто сомневается в том, что ток сигнала через импедансы z_1 и z_2 может оказаться достаточно большим, чтобы создать недопустимые радиопомехи, предлагаем провести следующий эксперимент. Срежьте с участка кабеля, идущего от работающего сетевого адаптера, часть внешней оболочки, раскрутите одну из рабочих пар проводников и проложите один из них рядом с корпусом изделия на расстоянии нескольких дюймов от него. В этом случае изделие не пройдет обязательных испытаний на соответствие нормам Федеральной комиссии связи США или европейским нормам по радиопомехам. Дополнительный синфазный ток через паразитную емкость проводника, лежащего рядом с корпусом, создаст такой уровень радиопомех, который превысит нормы, установленные Федеральной комиссией связи США или европейским законодательством. Несбалансированный паразитный ток утечки на землю имеет большое значение в системах передачи по витой паре и должен строго ограничиваться.

В случае дифференциальных печатных дорожек для подавления синфазных токов нужны другие меры. В печатной плате с плоскими сплошными проводящими

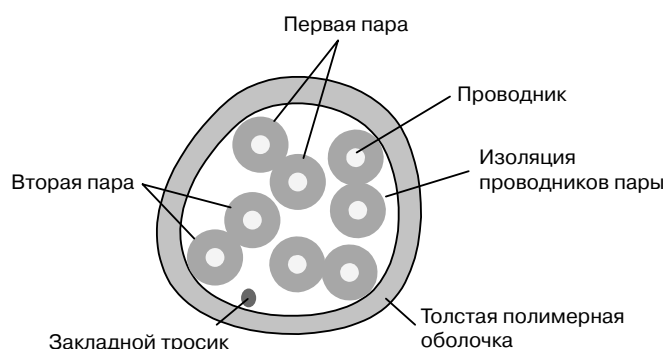


Рис. 6.6. Конструкция высококачественного кабеля из четырех неэкранированных витых пар. На этом рисунке также показан закладной тросик из жесткой проволоки, который предназначен для того, чтобы, потянув за него, разрезать длинные участки внешней изоляции кабеля

слоями (рис. 6.7) невозможно удалить дорожки от них настолько, чтобы существенно понизить импедансы z_1 и z_2 . В печатных линиях подавление синфазного режима осуществляется не ослаблением связи, а *точным симметрированием*. Для этого дорожки выполняются одинаковой высоты, ширины, толщины и длины. Величина связи между дорожками в дифференциальных печатных линиях передачи не особенно важна, т.к. очень тесной связи между дорожками даже при желании добиться невозможно. Типичный коэффициент взаимной связи между печатными проводниками дифференциальной пары колеблется в пределах от 20% до 50%.

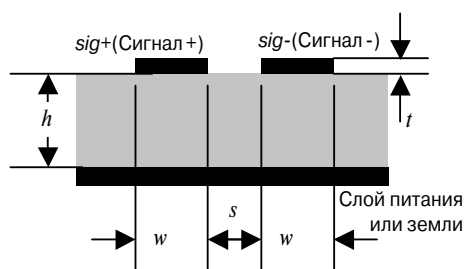


Рис. 6.7. Поперечное сечение дифференциальной пары микрополосковых печатных линий со связью по боковой стороне дорожек. Обе линии симметрично нагружены по отношению к подстилающему сплошному опорному слою

Напротив, в сбалансированной дифференциальной витой паре типа той, что используется в локальных сетях, связь между проводниками пары превосходная. Подайте на один из проводников такого кабеля короткий сигнал $\nu(t)$,⁴⁷ и на выходе он превратится в два комплементарных сигнала, $\nu(t)/2$ и $-\nu(t)/2$. Этот эффект демонстрирует высокий коэффициент подавления синфазного сигнала в кабеле UTP.

В качественных кабелях связь между проводниками в каждой витой паре намного выше их связи с окружающей землей. Перекрестная связь между проводниками пары — почти 100%. Пары проводников влияют друг на друга очень сильно. Единственный режим передачи сигнала, в котором они способны работать, это дифференциальный режим.

В печатной плате связь между дорожками дифференциальной пары, даже если они прижаты вплотную друг к другу, очень редко достигает уровня, близкого к уровню связи дорожек с окружающими их сплошными проводящими слоями. Чтобы проверить это, подайте сигнал на вход дорожки A при заземленном входе дорожки B . Измерьте сигналы на дальнем конце линии, и вы обнаружите довольно высокий коэффициент перекрестной связи, но он будет далеко не 100%. Дифференциальные печатные дорожки на это не способны.

К счастью, для реализации всех основных преимуществ дифференциальной схемы сильная взаимная связь между дифференциальными дорожками совсем не обязательна. При любом разумном промежутке между дорожками этого можно достичь при условии хорошей симметрии комплементарных выходных сигналов передатчика и равенства импедансов дорожек по отношению к соседним слоям питания и земли. Этого достаточно для обеспечения помехозащищенности от наводок по питанию и земле, дребезга земли и заметного снижения излучений.

Некоторые инженеры-схемотехники настаивают на том, чтобы при трассировке печатной платы дифференциальные дорожки в их схемах прокладывались как можно ближе друг к другу. Такая мера, конечно, экономит место и незначительно снижает перекрестные помехи, вносимые в соседние сигналы. Но она не в силах защитить систему непробиваемой броней от перекрестных помех (см. раздел 6.11.6, “Снижение локальной перекрестной связи”).

Еще одним чрезвычайно важным преимуществом дифференциальной передачи сигналов является снижение уровня радиоизлучений (см. раздел 6.11.3, “Снижение уровня радиоизлучений с помощью дифференциальной передачи сигналов”).

⁴⁷На ближнем конце кабеля на проводник A подается напряжение $\nu(t)$ относительно земли, при этом проводник B на ближнем конце кабеля должен находиться под потенциалом земли. Это можно сделать с помощью импульсного генератора с несимметричным выходом. На дальнем конце кабеля проводники A и B соединяются через согласованные нагрузочные резисторы в общую точку, которая подключается к измерительной земле осциллографа. С помощью осциллографа измеряются сигналы на проводниках A и B на дальнем конце кабеля.

На заметку

- При дифференциальной передаче сигналов на оба проводника подаются равные, но противоположные, переменные напряжения *и токи*.
- При условии симметричной топологии схемы, токи, вызываемые в системе распределения опорного напряжения сигналом, передаваемым по одному проводнику, нейтрализуются равными и противоположными токами, вызываемыми в ней сигналом, передаваемым по второму проводнику.
- Дифференциальным дорожкам для эффективной работы сильная взаимная связь совсем не обязательна.
- Дифференциальная передача сигналов обеспечивает заметное снижение уровня радиоизлучения.

6.4 Дифференциальные и синфазные напряжения и токи

В двухпроводной линии передачи дифференциальное напряжение d определяется как разница между мгновенными напряжениями a и b на обоих проводниках:

$$d = a - b, \quad (6.2)$$

где a и b — напряжения на проводниках, измеренные по отношению к произвольно выбранному общему опорному уровню.

В двухпроводной линии передачи синфазное напряжение c определяется как среднее арифметическое мгновенных напряжений a и b на обоих проводниках:

$$c = \frac{a + b}{2}, \quad (6.3)$$

где a и b — напряжения на проводниках, измеренные по отношению к произвольно выбранному общему опорному уровню (обычно по отношению к локальной земле, но в ряде случаев — по отношению к локальному опорному слою или другой локальной опорной точке).

Дифференциальное и синфазное напряжения совместно представляют собой вариант описания исходного сигнала, часто называемый *декомпозицией* исходного сигнала. По известным дифференциальному и синфазному напряжениям сигнала можно восстановить напряжения a и b (такое же разложение применимо и к токам).

$$a = c + d/2, \quad (6.4)$$

$$b = c - d/2, \quad (6.5)$$

В качественной дифференциальной системе переменная составляющая синфазного сигнала всемерно ограничивается. Это делается потому, что синфазная составляющая передаваемого сигнала абсолютно лишена таких преимуществ дифференциального сигнала, как нейтрализация шума и подавление излучений. Синфазный и дифференциальный сигналы и распространяются по-разному в кабельных системах, что приводит к возникновению таких специфических проблем, как расфазировка и “звон”, если синфазная компонента достигает существенной доли общей амплитуды сигнала, особенно в случае, когда синфазные токи самопроизвольно трансформируются в дифференциальные сигналы (см. раздел 6.8, “Превращение дифференциального сигнала в синфазный и обратное ему”).

В частности, межстоечные кабельные линии чрезвычайно чувствительны к высокочастотным синфазным токам, утечка которых из неэкранированного кабеля происходит достаточно эффективно.

Другой вариант декомпозиции представляет собой разложение сигнала, передаваемого по двухпроводной линии, на четную и нечетную составляющие напряжения и тока. Это разложение, хотя и сходно с разложением на дифференциальную и синфазную составляющие напряжения и тока, но несколько отлично от него.

Нечетный сигнал — это сигнал, амплитуда которого в одном проводнике равна $x(t)$, а в другом — $-x(t)$. Дифференциальная амплитуда сигнала, имеющего нечетную амплитуду $x(t)$, равна $2x(t)$. Если размах сигнала $x(t)$ составляет y , то размах нечетного сигнала равен просто y , а *размах дифференциального сигнала* составляет $2y$.

Четный сигнал — это сигнал, амплитуда которого в обоих проводниках равна $x(t)$. При размахе четного сигнала равном y , размах синфазного сигнала тоже равен y . Амплитуда четного и амплитуда синфазного сигнала — это одно и то же.

В двухпроводных системах передачи в ряде случаев напряжение передаваемого сигнала приложено только к одному проводнику. В таком случае дифференциальная амплитуда равняется амплитуде сигнала в этом проводнике. Синфазная амплитуда составляет половину этой величины. Четная и нечетная амплитуда в этом случае равны друг другу и составляют половину амплитуды сигнала в этом проводнике.

Ниже приведены формулы, связывающие параметры четного и нечетного сигналов. Аналогичные формулы справедливы и для токов:

$$\text{нечетный сигнал:} \quad o = \frac{a - b}{2}, \quad (6.6)$$

$$\text{четный сигнал:} \quad e = \frac{a + b}{2}, \quad (6.7)$$

$$\text{сигнал в первом проводнике:} \quad a = e + o, \quad (6.8)$$

$$\text{сигнал во втором проводнике:} \quad b = e - o, \quad (6.9)$$

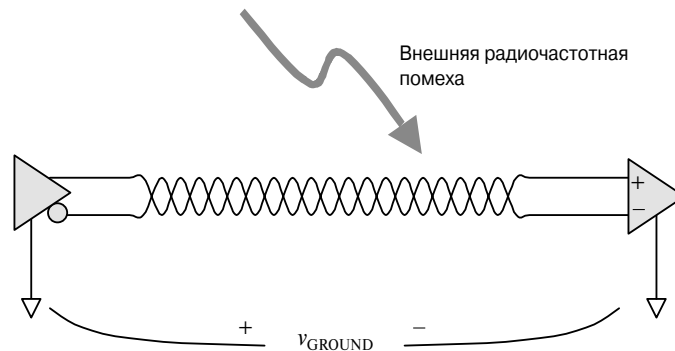


Рис. 6.8. Хороший дифференциальный приемник нейтрализует любой шум, поражающий в равной степени оба проводника дифференциальной пары, например радиочастотную помеху

где a и b — напряжения на проводниках по отношению к общему опорному уровню.

Разложение сигнала на дифференциальную и синфазную составляющие и разложение сигнала на четную и нечетную составляющие базируются на очень похожих определениях. Разница между этими двумя представлениями заключается в определении дифференциального режима. Дифференциальное напряжение — это напряжение, показываемое вольтметром, подключенным к обоим проводникам. Нечетное напряжение — это математическое построение, упрощающее в некоторых случаях регистрацию данных.

$$o = d/2, \quad (6.10)$$

$$e = c, \quad (6.11)$$

Любой шум типа радиочастотных помех, поражающий в равной степени оба проводника дифференциальной пары, наводит синфазный (четный) сигнал, но не создает дифференциального (нечетного) сигнала (рис. 6.8). Хороший дифференциальный приемник воспринимает только дифференциальный сигнал и потому невосприимчив к этому типу помехи.

На заметку

- Напряжения и токи в двухпроводной системе передачи описываются с помощью разложения на дифференциальную и синфазную составляющие.
- Еще одним способом представления напряжений и токов в двухпроводной системе передачи является разложение их на четную и нечетную составляющие.
- Дифференциальный приемник нейтрализует синфазный шум.

6.5 Скорость распространения дифференциального и синфазного сигналов

В передающей структуре, погруженной в однородный диэлектрик (например, полосковая линия) скорости распространения дифференциального и синфазного (читайте, четного и нечетного) сигналов равны.

Однако в структурах с неоднородным диэлектрическим заполнением, типа микрополосковой линии, скорости распространения обоих видов сигнала несколько отличаются. Влияние, оказываемое этим различием, не очень велико до тех пор, пока связь между этими режимами распространения не очень велика (см. раздел 6.8). Теоретически вредное влияние различия скоростей становится заметным при следующих условиях:

- Возбуждается дифференциальный сигнал.
- Часть сигнала самопроизвольно преобразуется в синфазный сигнал.
- Дифференциальный и синфазный сигналы распространяются независимо, с несколько отличающимися скоростями, до конца линии передачи.
- Синфазный сигнал самопроизвольно трансформируется в дифференциальный сигнал.

В этом случае приемник воспримет наложение двух набегающих сигналов с незначительно отличающимися временными характеристиками и амплитудами (в предположении, что дважды конвертированный сигнал — меньше).

На заметку

- Скорости распространения дифференциального и синфазного сигналов в микрополосковой линии несколько отличаются. Влияние, оказываемое этим различием, не очень велико.

6.6 Синфазный баланс

Синфазный баланс — термин, относящийся к дифференциальным системам передачи. Синфазный баланс характеризуется отношением амплитуды синфазного сигнала к амплитуде дифференциального сигнала. Дифференциальная система, в которой отсутствует синфазная составляющая сигнала, называется *идеально сбалансированной* (т.е. сигналы в обоих проводниках полностью противоположны друг другу).

Расчет коэффициента синфазного баланса обычно проводится только по переменной составляющей синфазного сигнала. Например, у идеально комплементарной пары ТТЛ-сигналов амплитудой 3,3 В постоянная составляющая синфазного

напряжения смещения может составлять 1,65 В, но его переменная составляющая (изменяющаяся часть) при этом может быть очень небольшой.

Коэффициент синфазного баланса обычно выражается в децибелах. Коэффициент синфазного баланса, равный 0,0001 (–80 дБ), исключительно высок. Синфазный баланс, обеспечиваемый серийными цифровыми дифференциальными передатчиками, составляет обычно всего лишь –30 дБ или даже –20 дБ.

Некоторые авторы выражают коэффициент синфазного баланса через отношение амплитуд четного сигнала к амплитуде нечетного сигнала. Это отношение составляет половину величины отношения амплитуд синфазного и дифференциального сигналов и оказывается на 6 дБ ниже — не столь впечатляющим. Ранее отношение амплитуд синфазного и дифференциального сигналов называлось *продольной симметрией*.

На заметку

- Коэффициент синфазного баланса — это отношение амплитуд синфазной и дифференциальной составляющих сигнала.

6.7 Диапазон входного сигнала по синфазному напряжению

Для каждого цифрового приемника изготовителем указывается диапазон входного сигнала по синфазному напряжению. Вы должны обеспечить, чтобы входные сигналы не выходили за пределы этого диапазона ни при каких условиях. До тех пор пока сигналы на обоих входах остаются в пределах рабочего диапазона по синфазному напряжению, устройство будет соответствовать или превосходить паспортные данные по величине порога переключения по входу. Помимо этой информации производители не дают практически никаких сведений о том, как будет работать элемент при несоблюдении этого требования. Возможно, он будет работать нормально. С другой стороны, может происходить самопроизвольное переключение состояния по выходам, приемник может войти в насыщение и долгое время оставаться в нем, он может заблокироваться в неопределенном состоянии и оставаться в нем до сброса по питанию или полностью выйти из строя. Предугадать, что может произойти, невозможно [55]. Поэтому нарушать технические требования, установленные производителем, не стоит (даже кратковременно).

Паспортные данные диапазона входного сигнала по синфазному напряжению, — несомненно, полезная информация, но хотелось бы знать о приемнике больше. Предположим, например, что на вход приемника поступает дифференциальный тактовый сигнал амплитудой 500 мВ. Добавим к каждому из сигналов синфазный шум размахом 1 В. Насколько велик окажется джиттер тактового сигнала? Узнать об этом из паспортных данных нельзя.

Еще одним источником джиттера синхросигнала является помеха по питанию. Предположим, что уровень пульсаций напряжения питания V_{CC} составляет 100 мВ. Насколько велик окажется джиттер, вызванный им? И об этом из паспортных данных также узнать нельзя.

Оба примера касаются степени подавления синфазного сигнала, которая является единственной мерой того, насколько изменяется напряжение переключения по входам под действием определенного уровня помех на них. Для линейных усилителей стандартно указывается коэффициент ослабления синфазного сигнала (CMRR) по входам усилителя, а также по питанию. Например, коэффициент ослабления синфазного сигнала по питанию, равный -50 дБ, означает, что уровень пульсаций напряжения питания V_{CC} , составляющий 100 мВ, эквивалентен дифференциальному шуму амплитудой 0,3 мВ (т.е. на 50 дБ ниже 100 мВ). Коэффициент ослабления синфазного сигнала позволяет перевести уровень каждого вида помех в уровень эквивалентного дифференциального шума на входе. Сложив затем уровни всех эквивалентных шумов, можно определить отношение сигнал-шум, или величину джиттера в системе.

Паспортные данные диапазона входного сигнала по синфазному напряжению, указываемые для цифровых компараторов и приемников, не раскрывают источники шума, поэтому по ним невозможно провести анализ джиттера.

На заметку

- Не превышайте указанный изготовителем диапазон входного сигнала по синфазному напряжению (даже кратковременно).

6.8 Превращение дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот

Любой несимметричный элемент цепи в симметричном канале передачи создает область частичной взаимной связи между дифференциальным и синфазным режимами передачи в этой точке. Эта связь вызывает частичное превращение идеального дифференциального сигнала в синфазный, и наоборот.

Такие проблемы превращения одного вида сигнала в другой часто возникают при разработке сетевых адаптеров. Предположим, что в схеме на рис. 6.9 выводы вторичной обмотки трансформатора связаны с землей через одинаковые емкости C_1 между корпусом и точками a и b вторичной обмотки. Если емкости одинаковы (а кабель и трансформатор идеально симметричны), дифференциальный сигнал в кабеле вызывает равные, но противоположные токи через эти две емкости. На корпусе изделия эти токи полностью компенсируют друг друга. В результате полной компенсации ток между витой парой кабеля и окружающим ее корпусом

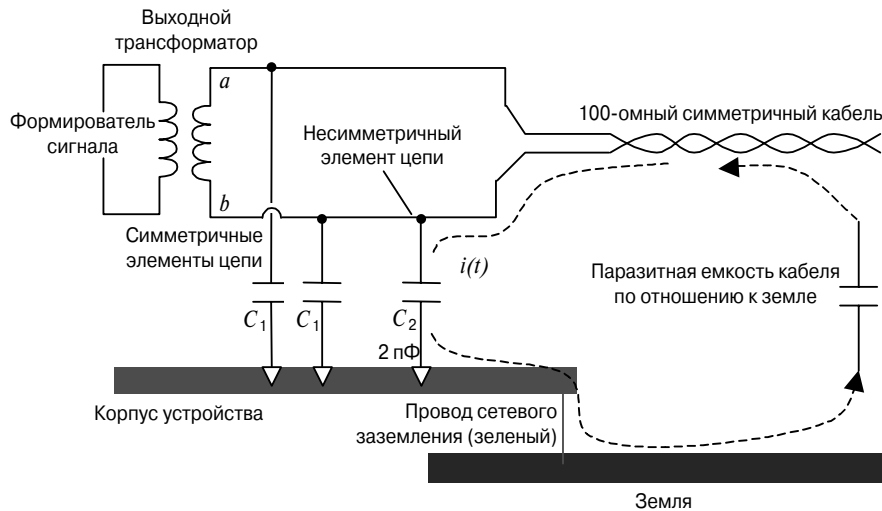


Рис. 6.9. Несимметричный элемент цепи в передатчике вызывает циркуляцию тока через внешний кабель и корпус устройства

отсутствует. В действительности же одна емкость оказывается всегда чуть меньше другой.

Пусть емкость C_2 представляет собой небольшой разброс (2 пФ) между паразитными емкостями на выводах a и b цепи. Подсчитаем величину тока, проходящего через эту емкость, посмотрим, куда он течет, и выясним, создает ли он какие-либо проблемы.

Используя в этом примере параметры сигнала стандарта 10BASE-T, примем размах сигнала в каждом из проводников равным 2 В при времени переключения 25 нс. Ток через емкость C_2 составляет:

$$i(t)_{PEAK} = C_2 \frac{dv}{dt} = (2\text{пФ}) \frac{2\text{ В}}{25\text{ нс}} = 160\text{ мкА}, \quad (6.12)$$

Этот ток течет через емкость C_2 на корпус и далее на землю (по зеленому проводу земли кабеля питания или через емкость связи корпуса на землю). С земли этот ток возвращается через емкостную связь в кабель, по которому в виде синфазного сигнала течет по витой паре к трансформатору, завершая виток.

Будь нагрузка, состоящая из двух равных емкостей, связывающих точки a и b с корпусом, *симметричной*, синфазные токи *не* возникали бы, потому что токи через паразитные емкости взаимно компенсировали бы друг друга. В этом примере *асимметрия* емкостной нагрузки вызывает появление синфазного тока. Даже такая небольшая емкостная асимметрия, как 2 пФ, создает в этом случае серьезную проблему, т.к. излучение из неэкранированного кабеля, создаваемое

высокочастотным синфазным током величиной 160 мкА, несомненно, превысит предельные уровни излучения, установленные национальными и международными стандартами.

На заметку

- Несбалансированность цепи вызывает частичное превращение идеально сбалансированного дифференциального сигнала в синфазный сигнал, или обратное ему.

6.9 Дифференциальное сопротивление

Что такое дифференциальное сопротивление? Дифференциальное сопротивление — это отношение напряжения к току в спаренной линии передачи, работающей в дифференциальном режиме (один сигнал положительный, а другой — отрицательный). Например, в цепи, представленной на рис. 6.10, дифференциальный сигнал подается в пару не связанных между собой линий передачи.⁴⁸ Так как линии симметричны, напряжение сигнала делится поровну, и в верхней линии оно составляет $1/2x(t)$, а в нижней — $-1/2x(t)$. Таким образом, ток через каждую из нагрузок составляет $1/2x(t)/Z_0$. Этот ток течет через обе линии и через обе нагрузки в направлении, указанном на рисунке.

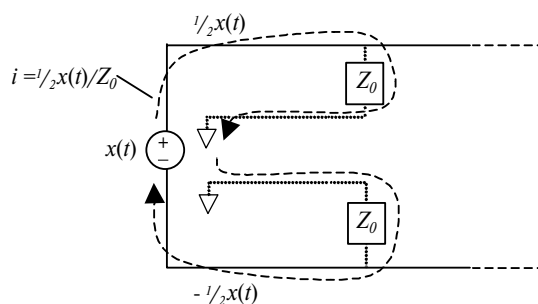


Рис. 6.10. Дифференциальный входной импеданс пары линий передачи, при отсутствии взаимной связи между ними, составляет $2Z_0$

⁴⁸Если дорожки разнесены на расстояние, более чем вчетверо превышающее высоту h подъема дорожек, то связь между ними настолько мала, что при анализе цепи взаимное влияние дорожек обычно не учитывается. Такие дорожки называют *несвязанными*. Точный интервал между дорожками, при котором их взаимное влияние можно считать пренебрежимо малым, зависит от того, какое взаимное влияние рассматривается как пренебрежимо малое.

Дифференциальное сопротивление (отношение дифференциального напряжения к току) составляет

$$Z_{DIFF} = \frac{x(t)}{[(1/2)x(t)/Z_0]} = 2Z_0, \quad (6.13)$$

где Z_{DIFF} — дифференциальное сопротивление пары несвязанных линий передачи (Ом),

Z_0 — волновое сопротивление каждой из линий, называемое также развязанным сопротивлением,

$x(t)$ — дифференциальное напряжение, приложенное к обеим линиям (В),

$(1/2)x(t)/Z_0$ — ток, возбуждаемый в обеих линиях источником сигнала (А).

Дифференциальное сопротивление двух идентичных, не связанных линий передачи вдвое превышает волновое сопротивление каждой из этих линий.

Если линии — *связанные*, ситуация меняется. В качестве примера связанных линий рассмотрим две печатных дорожки. Эти дорожки всегда будут обладать некоторым (вероятно, очень слабым) уровнем перекрестной связи. Иными словами, напряжения и токи в одной линии будут влиять на напряжения и токи в другой линии. Так действует взаимная связь между двумя линиями передачи.

В случае пары связанных печатных дорожек ток в одной из них частично зависит от перекрестной связи, действующей со стороны другой дорожки. Например, когда на обе дорожки подаются одинаковые сигналы, между ними возникает положительная перекрестная связь, вызывающая уменьшение величины тока по обеим дорожкам. Когда же на дорожки подаются комплементарные сигналы, между ними возникает отрицательная перекрестная связь, вызывающая увеличение тока в обеих дорожках. Эквивалентные схемы, представленные на рис. 6.11, иллюстрируют эту ситуацию. Волновые сопротивления линий передачи по отношению к земле (с учетом влияния соседней дорожки) представлены сосредоточенными элементами с импедансом Z_1 . Взаимная связь двух линий передачи представлена сосредоточенным элементом с импедансом Z_2 .

В первом случае сигнал $SigB$ возбуждается идентично сигналу $SigA$. Следовательно, напряжения на обоих проводниках в один и тот же момент времени одинаковы во всех симметричных точках линий. Таким образом (по идее) ток через импеданс связи Z_2 равен нулю. При этих условиях импеданс (отношение напряжения к току), измеренный для каждого из проводников, равняется Z_1 . Он называется *четным сопротивлением* передающей структуры.

Во втором случае сигналы $SigA$ и $SigB$ являются комплементарными. Этот режим называется дифференциальной передачей сигнала, или передачей диаметрально противоположных сигналов. В этом случае средняя точка импеданса Z_2

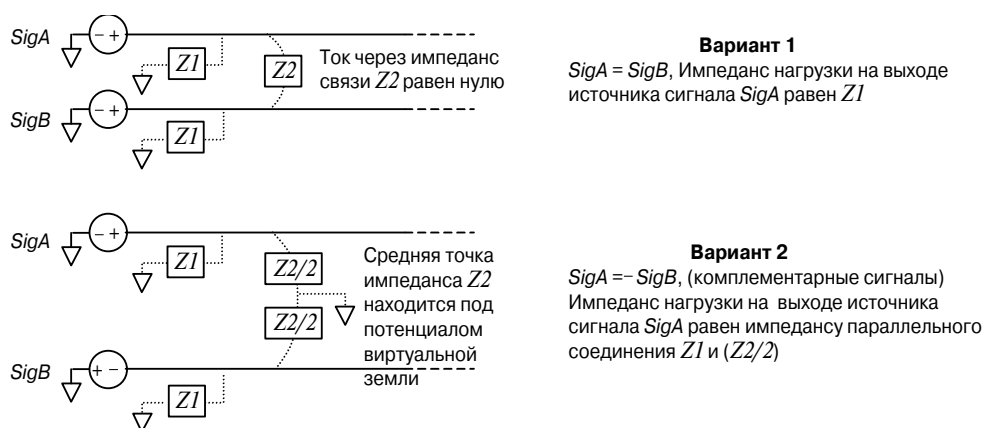


Рис. 6.11. Входной импеданс в точке возбуждения сигнала для двух различных вариантов двухпроводной передачи

находится под потенциалом виртуальной земли. Анализ этой цепи по переменному току показывает, что импеданс, измеренный для каждого из проводников, в этом случае равняется импедансу параллельного соединения Z_1 и $\frac{1}{2}Z_2$. Этот импеданс называется нечетным сопротивлением. *Нечетное сопротивление всегда меньше четного сопротивления.*

Понятия “четное сопротивление” и “нечетное сопротивление” тесно связаны с такими понятиями, как “дифференциальное сопротивление” и “синфазное сопротивление”. Синфазное сопротивление измеряется при параллельном подключении обоих проводников к общему источнику. Синфазное сопротивление по определению равно половине четного сопротивления.

Дифференциальное сопротивление вдвое превышает нечетное сопротивление. Оно измеряется при возбуждении сигнала симметричным источником и рассчитывается как отношение дифференциального напряжения (удвоенного нечетного напряжения) к току в любой из линий.

На основе приведенной информации о дифференциальном и синфазном сопротивлениях несложно доказать, что синфазное сопротивление всегда превышает одну четвертую дифференциального сопротивления.

В качестве примера рассмотрим две 50-омные несвязанные линии передачи. До тех пор пока эти линии разнесены достаточно далеко (так, что между ними отсутствует взаимная связь), четное и нечетное сопротивления этой пары линий будут одинаковы и равны 50 Ом. При параллельном подключении этих линий синфазное сопротивление составит 25 Ом. При подключении этих линий к дифференциальному источнику дифференциальное сопротивление этой пары линий составит 100 Ом.

На заметку

- Дифференциальное сопротивление — это импеданс, измеренный между двумя проводниками в дифференциальном режиме передачи сигнала.
- Нечетное сопротивление — это импеданс, измеренный на любом из двух проводников, возбуждаемых противоположными сигналами в дифференциальном режиме передачи.
- Дифференциальное сопротивление вдвое превышает нечетное сопротивление.
- Дифференциальное сопротивление двух идентичных несвязанных линий передачи вдвое превышает волновое сопротивление одной из них.
- Нечетное сопротивление двух идентичных несвязанных линий передачи равно волновому сопротивлению одной из них.
- Взаимная связь между двумя параллельными дорожками вызывает снижение как дифференциального, так и нечетного сопротивления.
- Синфазное сопротивление — это импеданс, измеренный на параллельном подключении двух проводников к общему источнику сигнала.
- Четное сопротивление — это импеданс, измеренный *на любом* из двух проводников, возбуждаемых идентичными сигналами в синфазном режиме передачи.
- Четное сопротивление вдвое превышает синфазное сопротивление.

6.9.1 Связь между нечетным и развязанным сопротивлениями

Обсудим теперь связь между нечетным сопротивлением и *развязанным сопротивлением*. Развязанное сопротивление Z_C — это то значение, которое мы получим в результате измерения, если разнесем линии передачи на столь значительное расстояние, что они не будут оказывать влияния друг на друга. Нечетное сопротивление связанной линии передачи всегда *меньше* ее развязанного сопротивления, четное сопротивление — всегда *больше* его. Чем меньше расстояние между линиями, тем больше взаимная связь между ними и тем больше разница между нечетным, развязанным и четным сопротивлением линии.

Сформулируем этот вывод в виде принципа дифференциального сопротивления:

взаимная связь между параллельными печатными дорожками вызывает снижение их дифференциального (или нечетного) сопротивления.

При реализации сильно связанных дифференциальных печатных линий обычно уменьшают ширину дорожек в области сильной связи, чтобы компенсировать расчетное снижение дифференциального сопротивления.

6.9.2 Почему нечетное сопротивление всегда меньше развязанного сопротивления

Доказательство базируется на построении так называемой эквипотенциальной плоскости посередине между дорожками дифференциальной линии. Вследствие симметрии структуры все электрические поля в случае нечетного возбуждения перпендикулярны этой плоскости. Таким образом, потенциал электрического поля в любой точке эквипотенциальной плоскости равен нулю. Заменяем эту воображаемую эквипотенциальную плоскость реальным сплошным медным экраном и это ничего не изменит. Величина волнового сопротивления в режиме нечетного возбуждения не изменится при внесении экрана. Но совершенно ясно, что экран разбивает структуру на две независимых зоны. Это дает возможность рассчитать значение нечетного сопротивления линии путем анализа структуры, состоящей не из двух дорожек, а из одной дорожки и сплошного проводящего экрана. Влияние экрана на волновое сопротивление одиночной дорожки вполне очевидно — экран вносит дополнительную емкость и снижает сопротивление. Это приводит к тому, что нечетное сопротивление связанной структуры всегда оказывается меньше развязанного сопротивления Z_C .

6.9.3 Отражения на стыках дифференциальных линий передачи

Информационный бюллетень High-Speed Digital Design Online Newsletter, Vol.4, Issue 3

Письмо Джона Лихью (John Lehw)

В книге *High-Speed Digital Design* и в некоторых других источниках приводится формула для коэффициента Γ частичного отражения на стыке линий передачи, имеющих разные волновые сопротивления.

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_0}{Z_2 + Z_0}, \quad (6.14)$$

где Z_0 — волновое сопротивление основной линии передачи,

Z_2 — волновое сопротивление несогласованного участка, подключенного к основной линии.

Эта формула обычно используется для расчета отражений в одиночной линии передачи, привязанной к земляному слою. Применима ли эта формула к дифференциальным или двухпроводным линиям?

Ответ

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

Если не считать сложностей, связанных с несимметричными режимами, дифференциальные линии передачи ведут себя практически так же, как однопроводные линии. Уравнение (6.14) справедливо для обоих случаев.

Предположим, имеется отрезок дифференциальной линии передачи с дифференциальным сопротивлением Z_1 . Пусть эта линия подключена к нагрузке с дифференциальным сопротивлением Z_2 (не имеет значения, является ли Z_2 нагрузкой с сосредоточенными параметрами или еще одним отрезком дифференциальной линии передачи с дифференциальным сопротивлением Z_2). Величина сигнала, отраженного от стыка, по отношению к величине набегающего сигнала описывается процитированным вами уравнением для коэффициента отражения Γ .

Рассмотрим это на примере незранированного кабеля на основе витой пары (УТР). Предположим, мы соединим отрезок 100-омного (номинальное значение) УТР-кабеля категории 5 с отрезком 120-омного (номинальное значение) УТР-кабеля категории 4 (такой кабель используется только во Франции). Коэффициент отражения на стыке (номинальное значение) будет равен:

$$\Gamma = \frac{120 - 100}{120 + 100} = 0,09, \quad (6.15)$$

Когда этот простой пример оказывается неверным? Если кабель обладает существенной асимметрией (т.е. емкость на землю с одной его стороны выше, чем с другой), мы сталкиваемся с более сложной ситуацией. В общем случае необходимо учитывать четыре сигнала — по одному дифференциальному и одному синфазному для каждого из кабелей. Полностью задача описывается матрицей связи размером 4×4 , элементы которой зависят от частоты.

Нарушение симметрии кабеля приводит к возникновению перекрестной связи между дифференциальными и синфазными сигналами в точке соединения кабелей, что является одной из причин возникновения электромагнитных помех.

На заметку

- Если не считать сложностей, связанных с несимметричными режимами, дифференциальные линии передачи ведут себя практически так же, как однопроводные линии.

6.10 Топологии двухпроводных печатных линий

Дифференциальные печатные линии должны соответствовать следующим требованиям.

1. Напряжения, приложенные к обоим дорожкам, должны быть комплементарными.
2. Токи, текущие по обоим дорожкам, должны быть комплементарными. Совместно с п. 1 это означает, что обе дорожки должны иметь одинаковое волновое сопротивление.
3. Обе дорожки должны иметь равные импедансы по отношению к окружающей системе привязки — слоям земли, слоям питания V_{CC} или обоим.
4. Оба проводника должны обладать одинаковой постоянной задержки распространения.

Этим требованиям могут удовлетворять различные топологии печатных линий. Наиболее распространенными вариантами являются дифференциальная микрополосковая линия, дифференциальная полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек и дифференциальная полосковая линия со связью по широкой стороне дорожек (рис. 6.12).

Надеемся, что в распоряжении читателей имеются хорошие программы расчета двумерных полей, способные рассчитать дифференциальное сопротивление для разных комбинаций шести переменных: ширины дорожки, высоты подъема дорожки, интервала между дорожками, толщины дорожки, топологии линии и ди-

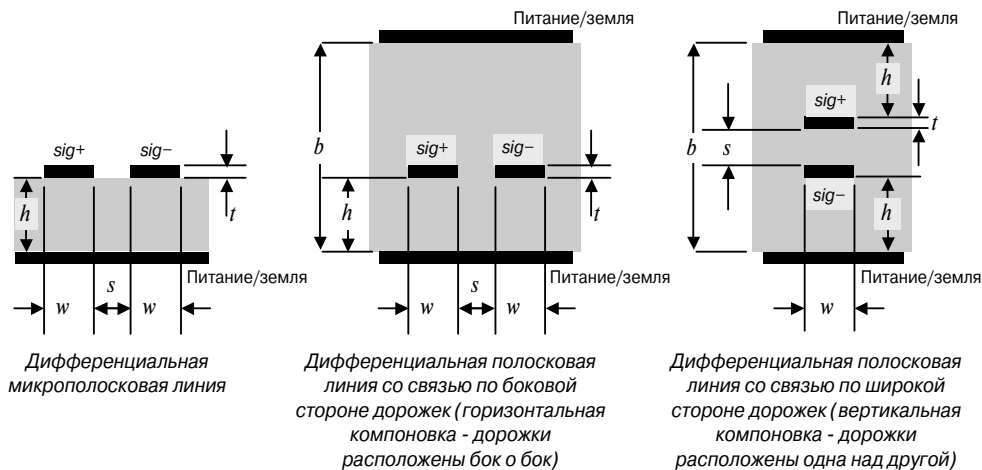


Рис. 6.12. Дифференциальные печатные линии передачи могут иметь различную топологию

электрической проницаемости диэлектрика подложки. Если же нет, то приобретите такую программу (она входит в состав любого пакета программ имитационного моделирования целостности сигнала). Доказывая своему руководству, что вам необходима такая программа, сослнитесь на то, что мы тоже так считаем. Программа расчета двумерных полей это, несомненно, наилучший инструмент для расчета сопротивления любой печатной структуры передачи данных.

В последующих разделах приведен ряд данных по волновому сопротивлению дифференциальных печатных структур, но не рассчитывайте на то, что вы найдете в них все возможные комбинации шести основных переменных. Наша цель — помочь вам разобраться с тем, какое значение и смысл имеют различные коррекции геометрии структуры.

6.10.1 Импеданс дифференциальной (микрорососковой) структуры

Информационный бюллетень High-Speed Digital Design Online Newsletter, Vol.5, Issue 2

Письмо Митча Мори (Mitch Morey) из Сан-Диего

Я разрабатываю плату со 100-омной дифференциальной схемой передачи сигнала, для которой хотел бы использовать микрорососковую структуру. Я провел расчеты с помощью программ Polar Instrument calc, ADS LineCalc, кроме того, получил два макета с наших предприятий и обсудил эту тему со многими специалистами.

На сегодняшний день у меня есть следующие варианты — все они представляют собой 100-омные дифференциальные микрорососковые линии с рабочей частотой 2,4 ГГц, изготовленные на подложке из диэлектрика FR-4:

- дорожки шириной 0,005 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,005 дюймов (макет 1);
- дорожки шириной 0,004 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,008 дюймов (макет 2);
- дорожки шириной 0,005 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,008 дюймов (программа ADS LineCalc, вариант 1);
- дорожки шириной 0,006 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,0065 дюймов (программа ADS LineCalc, вариант 2);
- дорожки шириной 0,016 дюймов с промежутком между прилежащими боковыми сторонами в 0,016 дюймов (вариант 1, из предложенных инженерами).

Почему они такие разные?

Ответ

Мы признательны за интерес к *High-Speed Digital Design*.

Программа расчета двумерных электромагнитных полей — вот что вам нужно. Эта программа рассчитывает распределение электрических и магнитных полей, окружающих дорожки, и из этой информации получает величины сопротивления и задержки. Это самый лучший способ расчета сопротивления. Хорошие программы расчета полей позволяют задавать ширину дорожки, высоту ее подъема, интервал между дорожками, толщину дорожки, величину диэлектрической проницаемости материала подложки, а также учитывать покрытие дорожек маскирующим слоем.

Мы не знаем, какими возможностями располагает ADS LineCalc, но если это не программа расчета двумерных полей, то ее результатам нельзя доверять. У нас есть основания не доверять примерам, приведенным вами.

Во-первых, позвольте указать некоторые общие принципы, которые помогут уяснить суть проблемы, а затем мы проанализируем присланные вами варианты.

Во-первых, нужно знать, что конфигурация силовых линий электрического поля в диэлектрике соответствует конфигурации линий тока в соленой воде. Звучит довольно бессмысленно, но это сравнение поможет уяснить суть проблемы, потому что оно позволит *явственно представить*, что происходит при изменении геометрии структуры.

Давайте проведем короткий мысленный эксперимент. Представьте себе микрополосковую линию длиной x . Теперь представьте себе, что вместо диэлектрика она окружена слабо проводящей подсоленной водой. Мысленно подключите омметр между дорожкой и земляным слоем. Величина постоянного сопротивления, измеряемая в этом эксперименте, будет в точности пропорциональна величине *волнового сопротивления* дорожки. Теперь, надеемся, вы можете представить, что произойдет при приближении дорожки к земляному слою. Вы понимаете, что волновое сопротивление должно снижаться, потому что слой воды между дорожкой и опорным слоем становится тоньше? Если приблизить дорожку вплотную к опорному слою, ее сопротивление по отношению к земле (т.е. волновое сопротивление) станет почти нулевым.

А что произойдет при удвоении ширины дорожки? Такое изменение удвоит площадь ее поверхности, что вызовет существенное снижение ее сопротивления по отношению к опорному слою (т.е. ее волновое сопротивление). Мы считаем, что такая аналогия по постоянному току весьма наглядна, потому что многим инженерам намного легче представить простое распределение плотности постоянного тока, чем высокочастотного электромагнитного поля. Коэффициент пропорциональности здесь не важен; важно, чтобы вы могли представить себе, что происходит при тех или иных изменениях геометрии линии.

Пока мы рассмотрели два фактора, которые влияют на волновое сопротивление микрополосковой линии.

1. При приближении дорожки к опорному слою волновое сопротивление микрополосковой линии снижается.
2. При расширении дорожки волновое сопротивление микрополосковой линии снижается.

Справедливо и обратное.

1. При удалении дорожки от опорного слоя волновое сопротивление микрополосковой линии возрастает.
2. При сужении дорожки волновое сопротивление микрополосковой линии возрастает.

С полосковыми линиями дело обстоит несколько сложнее, т.к. нужно учитывать расстояние от дорожки как до верхнего, так и до нижнего опорного слоя. Для смещенной полосковой линии общий вывод состоит в том, что тот из опорных слоев, который находится ближе к дорожке, оказывает наибольшее влияние на волновое сопротивление линии. Если дорожка находится посередине между опорными слоями, то оба они оказывают одинаковое влияние.

Теперь представим себе дифференциальную структуру, состоящую из двух дорожек, погруженных в слегка подсоленную воду. Подключим омметр между дорожками. Теперь измеряемое сопротивление будет пропорционально *дифференциальному сопротивлению* двухпроводной структуры. (Примечание: нечетное сопротивление по определению составляет половину дифференциального сопротивления).

Если дорожки разнесены достаточно далеко, а их размеры — такие же, как в первом эксперименте, то результат измерения дифференциального сопротивления будет вдвое выше результата предыдущего эксперимента. Если дорожки разнесены на большое расстояние, ток течет главным образом от одной дорожки вниз к ближайшему опорному слою, затем по опорному слою — под вторую дорожку и затем вверх — ко второй дорожке. В этом случае ток проходит через сопротивление слоя воды R к опорному слою, затем через практически нулевое сопротивление участка опорного слоя и еще раз через сопротивление слоя воды R от опорного слоя ко второй дорожке. Общее сопротивление цепи составляет $2R$.

Дифференциальное сопротивление двух далеко разнесенных дорожек равно удвоенному сопротивлению по отношению к земле любой из них.

Теперь посмотрим, что будет происходить с дифференциальным сопротивлением при сближении дорожек. Когда они достаточно сблизятся, существенная часть тока потечет непосредственно между дорожками. Токи, как и прежде, будут течь по старому пути, но к ним добавится новый ток, текущий непосредственно от дорожки к дорожке. Сопротивление нового пути тока

включено параллельно с сопротивлением исходного пути тока, снижая дифференциальное сопротивление структуры. Можно сделать вывод о том, что

дифференциальное сопротивление пары близко расположенных друг к другу дорожек меньше удвоенного сопротивления по отношению к земле любой из них.

Если дорожки находятся почти вплотную друг к другу, дифференциальное сопротивление (полное сопротивление) становится близким к нулю. В общем случае дифференциальное сопротивление является монотонной функцией расстояния между дорожками.

При прочих равных условиях, чем меньше расстояние между дорожками, тем меньше дифференциальное сопротивление.

Снижение сопротивления, вызванное тесным сближением дорожек, мы рассматриваем как досадный побочный эффект. Будь это в нашей власти, мы бы сделали так, чтобы этого не происходило. К счастью, негативное снижение сопротивления можно нейтрализовать путем сужения дорожек. Путем соответствующего сужения дорожек можно поднять волновое сопротивление до исходного значения. Таким образом, расстояние между дорожками и ширина дорожек становятся в определенной степени взаимозависимыми величинами.

Для сохранения постоянства сопротивления уменьшение интервала между дорожками должно сопровождаться уменьшением ширины дорожек (или увеличением высоты подъема дорожек).

С учетом этих восьми правил рассмотрим теперь конкретные варианты, присланные вами.

При толщине подложки в 5 миллидюймов волновое сопротивление отдельно взятой дорожки шириной 16 миллидюймов на подложке из диэлектрика FR-4 уже оказывается ниже 50 Ом, поэтому дифференциальное сопротивление линии будет ниже 100 Ом, независимо от величины промежутка между дорожками. Таким образом этот вариант можно отбросить. По-видимому, инженер, предложивший этот вариант, полагал, что толщина подложки будет больше, чем выбранная вами.

Два результата, полученные с помощью программы ADS LineCalc, противоречат друг другу. Если исходить из варианта пары дорожек шириной по 5 миллидюймов, разнесенных на расстояние 8 миллидюймов, то увеличение ширины дорожек до 6 миллидюймов вызовет снижение сопротивления, а уменьшение промежутка между ними до 6,5 миллидюймов уменьшит его еще больше. Следовательно, один из результатов расчета — неверен. Мы полагаем, что, либо ваша программой ADS LineCalc дает неправильный ответ, либо (такую возможность нельзя исключить) при проведении расчета была допущена ошибка.

В табл. 6.1 представлены данные расчета, выполненного с помощью другой коммерческой программы расчета двумерных полей (HyperLynx). Все комбина-

Таблица 6.1. Погонное сопротивление по переменному току и коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта (на частоте 1 ГГц) для различных вариантов 100-омной дифференциальной микрополосковой линии со связью по боковой стороне дорожек

h милли- дюймы	w милли- дюймы	s милли- дюймы	k_p	R_{AC} Ом/дюйм	R_{AC} Ом/м	α_r дБ/дюйм	α_r дБ/м	ϵ_{re}
5	8	30	3,48	1,54	60,7	0,067	2,63	3,17
5	7	11	3,17	1,57	61,7	0,068	2,68	2,97
5	6	7	3,01	1,69	66,5	0,073	2,89	2,85
5	5	5	2,91	1,89	74,4	0,082	3,23	2,78

Примечание (1). Приведенные значения всех параметров по переменному току — R_{AC} , k_p , α_r , ϵ_{re} — и диэлектрическая проницаемость диэлектрика FR-4 $\epsilon_r = 4,30$, соответствуют частоте 1 ГГц.

Примечание (2). В приведенных примерах микрополосковых линий предполагается, что дорожки изготовлены из меди одноунцевой (1-oz) толщины (с учетом электрохимически осажденной меди) с удельной проводимостью $\sigma = 5,98 \times 10^7$ См/м и покрыты защитным слоем (паяльная маска) толщиной 12,7 мкм (0,05 миллидюйма) с диэлектрической проницаемостью 3,3.

Примечание (3). Скорость распространения ν_0 (м/с) и постоянная задержки t_p (с/м) находятся по известному значению ϵ_{re} , где $1/t_p = \nu_0 = c/\sqrt{\epsilon_{re}}$ и $c = 2,998 \times 10^8$ м/с.

ции параметров, приведенные в таблице, относятся к 100-омной дифференциальной полосковой линии, при условиях, перечисленных в таблице.

В каждой строке таблицы приведены: высота подъема печатной дорожки h , ширина готовой (с покрытием) печатной дорожки w , ширина вытравленного между дорожками промежутка s (дорожки расположены рядом), коэффициент близости k_p , погонное поверхностное сопротивление дорожки R_{AC} , коэффициент α_r потерь, обусловленных поверхностным эффектом, и эффективная относительная диэлектрическая проницаемость ϵ_{re} . Значения всех параметров по переменному току соответствуют частоте 1 ГГц. Предполагается, что дорожки изготовлены из фольги полуунцевой (1/2-oz) толщины с нанесенным на нее после травления гальваническим слоем полуунцевой (1/2-oz) толщины. Таким образом, дорожки имеют одноунцевую (1-oz) общую толщину. Дорожки покрыты слоем паяльной маски толщиной 12,7 мкм (0,5 миллидюймов) с диэлектрической проницаемостью 3,3. В случае выбора паяльной маски с другими параметрами изготовитель печатной платы скорректирует ширину дорожек так, чтобы компенсировать толщину диэлектрического покрытия дорожек. Более толстое покрытие несколько снизит скорость распространения сигнала в готовой структуре.

Расчет сопротивлений выполнялся с помощью программы имитационного моделирования магнитного поля по методу моментов при равномерном разби-

ении окружности каждой дорожки на 120 сегментов и линейной интерполяции тока по каждому сегменту. По оценкам авторов, точность результатов, полученных с помощью этой программы моделирования, составляет примерно $\pm 2\%$.

Какой бы вариант вы ни выбрали, потребуйте от изготовителя, чтобы на платах были предусмотрены отдельные тестовые линии для измерения дифференциального сопротивления, и протестируйте каждую из них, чтобы убедиться, что величина сопротивления соответствует заданной.

6.10.2 Полосковая линия со связью по боковой стороне дорожек

При разработке печатной платы следует учитывать, что дифференциальное сопротивление близко расположенных дорожек изменяется в зависимости от расстояния между ними. При уменьшении расстояния дифференциальное сопротивление снижается. В крайнем случае может потребоваться коррекция ширины дорожек для стабилизации величины дифференциального сопротивления в пределах заданного диапазона. Необходимость утомительной коррекции ширины дорожек является одним из главных недостатков дифференциальных линий с близко расположенными дорожками.

На рис. 6.13 представлен график зависимости дифференциального сопротивления полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек от ширины дорожек и величины промежутка между ними. Расчет выполнялся с помощью программы имитационного моделирования магнитного поля по методу моментов при равномерном разбиении окружность каждой дорожки на 120 сегментов и линейной интерполяции тока по каждому сегменту.

При небольших величинах промежутка между дорожками (менее 9 миллидюймов, как показано на рис. 6.13), взаимная связь дорожек довольно велика, поэтому сопротивление зависит как от ширины дорожек, так и от расстояния между ними. Когда промежуток между дорожками достигает величины, примерно вчетверо превышающей высоту подъема дорожек (в приведенном примере это соответствует расстоянию в 24 миллидюйма), связь между дорожками пары, как правило, становится настолько слабой, что они не оказывают практически никакого влияния друг на друга. Теперь дифференциальное сопротивление зависит главным образом от ширины дорожек. При очень больших промежутках между дорожками линия зависимости становится совершенно вертикальной.

Очень широко разнесенные дорожки представляют собой *несвязанную*, или *слабо связанную* дифференциальную пару. В случае несвязанной дифференциальной пары нечетное и четное сопротивления равны друг другу, а дифференциальное сопротивление вдвое превосходит волновое сопротивление отдельно взятой линии пары.

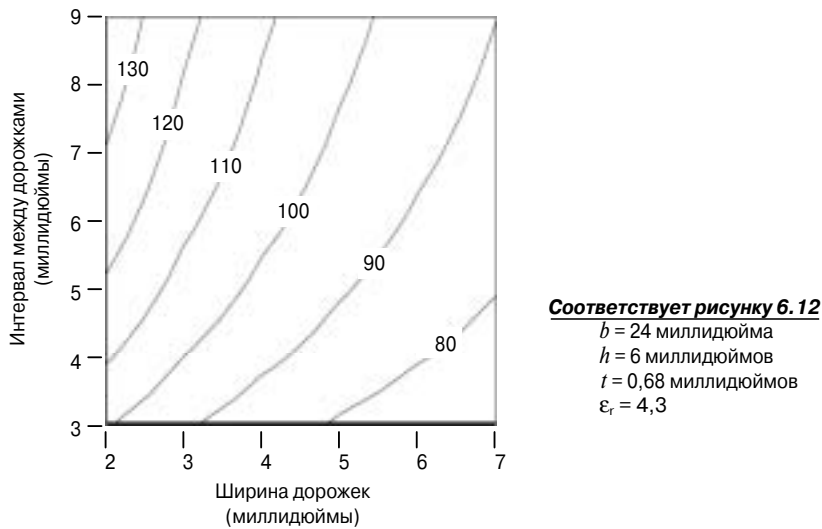


Рис. 6.13. Дифференциальное сопротивление Z_{DIFF} (Ом) полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек

Дорожки дифференциальной пары *можно* сблизить по-настоящему вплотную друг с другом, сэкономив таким образом место на плате. Но в этом случае нужно пересчитать ширину дорожек, чтобы компенсировать снижение дифференциального сопротивления линии, вызванное близким соседством дорожек. В случае широко разнесенных дорожек пары такой сложной и требующей кропотливой работы коррекции ширины дорожек с учетом расстояния между ними не требуется.

Другим недостатком близкого соседства дорожек является выбор маршрута их разводки. Если сигнальные дорожки тесно спарены, их нельзя разносить, в противном случае изменится их сопротивление (если не будет выполнена соответствующая коррекция ширины дорожек). Эта особенность ограничивает свободу трассировки пар со связью по боковой стороне дорожек, т.к. обойти препятствие, не раздвигая при этом дорожки, бывает непросто (рис. 6.14).

И, наконец, сильная связь заставляет сужать дорожки, что вызывает рост потерь, обусловленных поверхностным эффектом.

Поделемся нашим опытом. Если только позволяет пространство, мы обычно задаем промежуток между дорожками примерно в четыре раза больше высоты подъема дорожек h . В этом случае снижение дифференциального сопротивления обычно составляет менее 6% — это довольно небольшое снижение, которое можно не принимать во внимание. Для всех полосковых линий, как дифференциальных так и любых других, задается одинаковая ширина дорожек. Конструктор, выполняющий разводку печатной платы, получает инструкцию, в соответствии с которой

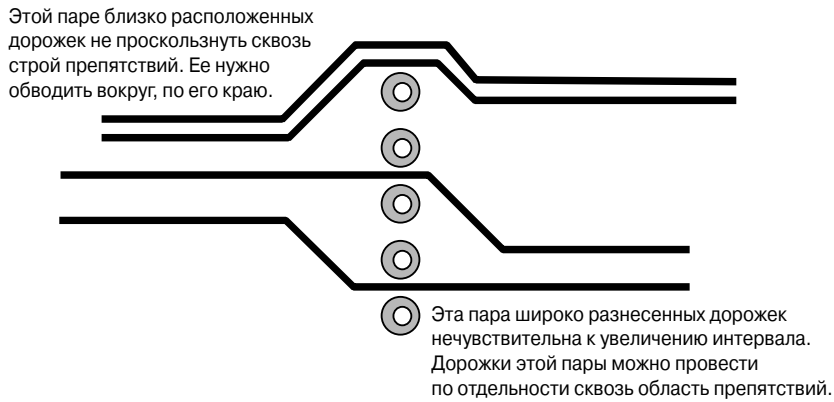


Рис. 6.14. Трассировка дифференциальных пар при близком расположении дорожек может оказаться непростым делом

дорожки дифференциальной пары должны идти параллельно друг другу, но при необходимости обойти препятствие их можно разнести. Кроме того, дорожки пары должны иметь одинаковую длину с допустимым разбросом, не превышающим $1/20$ длительности фронтов сигнала. Выполнение этого требования обеспечивает ограничение амплитуды синфазного сигнала, вызванного фазовым рассогласованием дорожек, на уровне менее 2,5% относительно амплитуды несимметричного сигнала, передаваемого по дорожке.

На рис. 6.15 показано распределение силовых линий магнитного поля, окружающего дифференциальную полосковую линию со связью по боковой стороне дорожек. Заметна сильная концентрация силовых линий вблизи углов дорожек, что свидетельствует о существенном росте плотности тока на этих участках. Ко-

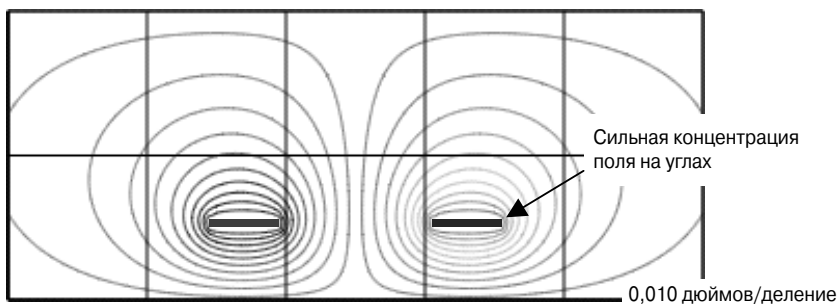


Рис. 6.15. Распределение магнитного поля в поперечном сечении дифференциальной полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек демонстрирует значительную концентрацию поля вблизи углов дорожек

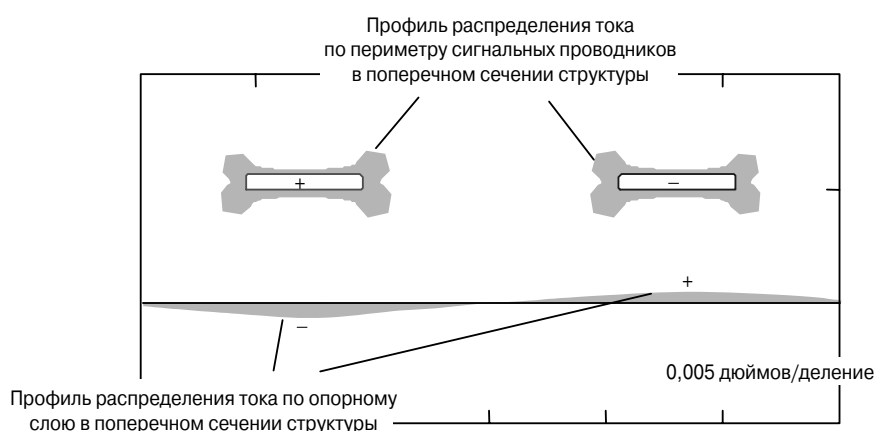


Рис. 6.16. Напоминающая собачью косточку картина распределения плотности тока по периметру дорожки дифференциальной полосковой линии со связью по боковой стороне дорожек — с резкими максимумами на углах дорожки. На углах дорожек, обращенных друг к другу, плотность тока несколько выше, чем на внешних углах

ээффициент близости k_p для этих дорожек учитывает рост плотности тока на углах дорожек, а также некоторое увеличение плотности тока на соседствующих боковых сторонах дорожек и, кроме того, распределение плотности тока, наводимого в верхнем и нижнем опорных слоях полосковой структуры. Для дорожек, изображенных на рис. 6.15, коэффициент близости равен 3,08. Для дифференциальных печатных линий сопротивлением от 100 до 150 Ом коэффициент близости, как правило, находится в пределах от 2,5 до 3,5. На рис. 6.16 показано распределение плотности тока по периметру сигнальных проводников и в нижнем опорном слое. Токи текут также и по верхнему опорному слою, но он находится за пределами рисунка, поэтому не виден.

Рис. 6.15 и рис. 6.16 созданы с помощью программы расчета двумерных полей. Эта же программа рассчитала погонное поверхностное сопротивление проводников и коэффициента потерь, обусловленных поверхностным эффектом. В табл. 6.2 приведены расчетные параметры для ряда полосковых линий со связью по боковой стороне дорожек. Эти значения могут служить хорошей отправной точкой для разработки высокоскоростной линии связи. Из данных, приведенных в таблице, видно, что коэффициент потерь вследствие поверхностного эффекта зависит главным образом от ширины дорожки. Все остальные факторы являются второстепенными.

Если необходимая конфигурация отсутствует в таблице, то данные для нее можно получить, интерполируя значения, приведенные в таблице. Процедура интерполирования начинается с коррекции значений в соответствии с заданной ве-