

11. Gross T. G. Intermodulation Noise in FM Systems Due to Transmission Deviation and AM-PM Conversion. — The Bell System Technical Journal, December 1966, pp. 1749—1773.
12. Charman R. C. and Millard J. B. Interligible Crosstalk Between Frequency Modulated Carriers through AM-PM Conversion. — IEEE Transactions on Communication Systems June 1964, pp. 160—164.
13. IEE Reference Data for Radio Engineers, 5th ed. New York: Howard W. Sams & Company, 1968.
14. Goldman S. Frequency Analysis, Modulation and Noise. New York: McGraw-Hill Book Company, 1948.
15. Bell Telephone Laboratories. Transmission Systems for Communications, 1970.
16. Warren W. B. Suppression of signals by Frequency Division. — Frequency, October 1968, pp. 15—17.
17. Tykulsky A. Spectral Measurements of Oscillators. — Proceedings of the IEEE, February 1966, y. 306.
18. Horn C. H. A Carrier Suppression Technique for Measuring S/N and Carrier/Sideband Ratios Greater Than 120 dB. — Proceedings of the Annual Symposium on Frequency Control, May 1969, pp. 223—235.
19. Engelson M. and Brecken R. Interpreting Incidental FM Specifications. — Frequency Technology, February 1969, pp. 13—15.
20. Engelson I. Pinning Down «Frequency Stability». EDN, May 15, 1969, pp. 43—50.
21. Dimitrios J. T. Spurious Modulation in Phase-locked Oscillator Systems. — Frequency, September/October 1965, pp. 28—30.
22. Shields R. B. Review of the Specification and Measurement of Short-Term Stability. — The Microwave Journal, June 1969, pp. 49—55.
23. Nelson J. N. and Frost R. D. AM and FM Noise in Low-noise TWT Amplifiers with Integral Power Supplies. — The Microwave Journal, April 1971, pp. 45—50.
24. Schwartz M. Information Transmission, Modulation, and Noise New York: McGraw-Hill Book Company, 1959.
25. Bagdady E. J., Lincoln R. N. and Nelin B. D. Short-Term-Frequency Stability: Characterization, Theory, and Measurement. — Proceedings of the IEEE, July 1965, pp. 704—722.
26. Ondria J. G. A Microwave System for Measuring of AM and FM Noise Spectra. — IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. MTT-16, No. 9 (September 1968), pp. 767—781.
27. Meyer D. G. An Ultra Low Noise Direct Frequency Synthesizer. John Fluke Mfg. Company. Seattle. Washington July 1970.
28. Shields R. B. Review of the Specification and Measurement of Short-Term Stability. — The Microwave Journal, June 1969, pp. 49—55.
29. Hewlett Packard Company. Frequency and Time Standards, Application Note 52, Section III, pp. 3—1 through 3—7, November 1965.
30. Kelly J. Phase Jitter and Measurement. — Telecommunications, July 1970, pp. 28—31.
31. Van Duzer V. Short-Term Stability Measurements. — IY-87, Interim Proceedings of the Symposium on the Definition of Short-Term Stability, X-521-64-380 (Greenbelt, Md.: Goddard Space Flight Center, 1964).
32. Halford D. Lectures at 1969 National Bureau of Standards Seminar on Frequency and Time Stability.
33. Culter L. S. Some Aspects of the Theory and Measurements of Frequency Fluctuations in Frequency Standards. — Proceedings IEEE. NASA Symposium on the Definition and Measurement of Short Term Frequency Stability, November 1964, pp. 89—100.
34. Barnes J. A. and others. Characterization of Frequency Stability. — National Bureau of Standards Technical Note 394, issued October 1970.
35. Johnson J. B. Thermal Agitation of Electricity in Conductors. — Physical Review, Vol. 32(1928), p. 97.
36. Nyquist H. Thermal Agitation of Electric Charge in Conductors. — Physical Review, Vol. 32(1928), p. 110.
37. Grove A. S. Don't Just Fight Semiconductor Noise. — Electronic Design, August 16, 1969, pp. 228—235.

38. Halford D., Wainwright A. E. and Barnes J. A. Flicker Noise of Phase in RF Amplifiers and Frequency Multipliers: Characterization, Cause, and Cure. — Proceedings of 20th Annual Symposium on Frequency Control, April 1968, pp. 340—341.
39. Leeson D. B. A Simple Model of Feedback Oscillator Noise Spectrum. — Proceedings of the IEEE, Vol. 54, No. 2 (February 1966).
40. Cutler L. S. and Searie C. L. Some Aspects of the Theory and Measurement of Frequency Fluctuations in Frequency Standards. — Proceedings of the IEEE, February 1966, pp. 136—154.
41. Leeson D. B. Short Term Stable Microwave Sources. — The Microwave Journal, June 1970, pp. 59—69.
42. Stewart J. L. Frequency Modulation Noise in Oscillators. — Proceedings of the IRE. March 1956, pp. 372—376.
43. Hafner E. Stability of Crystal Oscillators. — Proceedings of the 14th Annual Symposium on Frequency, 1960, pp. 192—199.
44. Halford D. Phase Noise in RF Amplifiers and Frequency Multipliers. — U. S. Government Memorandum to J. A. Barnes, Chief. 253.00, National Bureau of Standards, October 25, 1967.
45. Halford D. Phase Noise in RF Amplifiers and Frequency Multipliers. — U. S. Government Memorandum to J. A. Barnes, Chief. 253.00, National Bureau of Standards, October 30, 1967.
- 45a. Davenport W. B. Signal-to-Noise Ratios in Band-Pass Limiters. — Journal of Applied Physics, Vol. 24, No. 6 (June 1953), pp. 720—727.
46. Morrison R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation (New-York: John Wiley and Sons, 1967).
47. Zverev A. I. Handbook of Filter Synthesis. New-York: John Wiley and Sons, 1967.
48. Bigsbee E. M. Five-Place Mathematics Tables. Ames, Iowa: Littlefield, Adams & Company, 1955, p. 151.
49. General Radio Company. Frequency Synthesizers Application Note 1. Reviewing Switching-Speed Performance, 1975.

Г л а в а 3

Экранирование

Анализ паразитных колебаний, приведенный в гл. 2, может служить руководством при выборе реализуемой на практике системы. К сожалению, хороший на бумаге проект системы еще не гарантирует разработку реальной аппаратуры, удовлетворяющей жестким требованиям, предъявляемым к современным электронным системам. Паразитные колебания возникают не только в процессе синтеза частот; они могут вызываться и следующими факторами: дефектами разработки устройств (такими, например, как недостаточность развязки между отдельными цепями, что приводит к прохождению колебаний по цепям питания); конструктивно неудачной конфигурацией монтажа, приводящей к таким дефектам, как плохое заземление; недостаточной степенью экранирования.

Первые два фактора касаются чисто конструктивных причин появления паразитных колебаний и их рассмотрение выходит за рамки книги. По этому вопросу имеется обширная библиография [1—12]. Приведем, однако, несколько общих правил конструиро-

вания синтезаторов, выполнение которых способствует снижению уровней паразитных колебаний.

1. Необходимо принимать меры к подавлению всех возможных внешних помех и наводок. Даже колебания с частотами, находящимися далеко за пределами рабочей полосы используемых устройств, могут стать паразитными в результате процессов преобразования частоты в усилителях, умножителях, делителях частоты, смесителях и генераторах.

2. Если несколько устройств, работающих на различных частотах, питаются от одного общего источника постоянного напряжения, то на вводах этого напряжения в каждом из устройств необходимо предусмотреть широкополосные цепи развязки. Это правило подчеркивает предпочтительность использования развязывающих RC -фильтров по сравнению с LC -фильтрами.

3. При одновременном использовании в одной системе аналоговых и цифровых устройств для синтеза частот необходимо осуществлять их питание от отдельных источников постоянного напряжения. Применение отдельных источников питания устраняет проблему проникновения в аналоговые устройства высокочастотных составляющих, возникающих во время переходных процессов в цифровых устройствах.

4. Процессы синтеза должны протекать на частотах выше 4 кГц (желательно — выше 10 кГц). Проблемы, связанные с магнитными полями, наиболее серьезны на низких частотах.

5. Для сведения к реализуемому минимуму влияния наводок на частоте питающей сети трансформаторы источников питания должны быть максимально удалены от цепей, в которых осуществляется синтез частот.

6. Проводящие полосы печатных плат и провода, несущие токи высокой частоты, являются антеннами, способными как излучать, так и принимать колебания. Длина таких проводников должна быть сведена к минимуму.

7. При конструировании устройств необходимо стремиться к исключению разъемных кабельных соединений для передачи импульсных последовательностей. Схему надлежит разбивать так, чтобы путь прохождения импульсной последовательности начинался и кончался в пределах одного модуля (практический пример воплощения этого правила приведен в конце главы. См. также материал в гл. 7, посвященный синтезаторам типа GI/ESD). Дополнительные затраты на элементы, которые потребуется ввести в устройство для удовлетворения этого требования, окупятся с лихвой, если учесть, во-первых, стоимость инженерного труда на отыскание источника паразитного излучения, которого могло бы не быть, и, во-вторых, стоимость фильтров для подавления до приемлемого уровня паразитных излучений кабелей.

8. Во избежание возвратных токов по контурам заземлений и экранам, элементы, по которым протекают токи высокой частоты, не следует монтировать на экранах.

При конструировании экранированных отсеков синтезаторов, как правило, используются два противоположных подхода. При первом все вопросы экранирования на первоначальной стадии проектирования полностью игнорируются и решения о необходимости введения экранов принимаются на стадии испытаний готовой аппаратуры, по мере возникновения проблем, связанных с паразитными излучениями и наводками. Такой подход приводит к большим затратам времени и средств и часто не дает удовлетворительных результатов в пределах отпущенных фондов и сроков. Это объясняется тем, что решение основных проблем экранирования часто бывает связано с необходимостью переконструирования аппаратуры в крупных масштабах. Противоположный подход — прямое решение проблемы, приводит к громоздкой аппаратуре со многими конструктивными излишествами и потому — неоправданно дорогой.

В этой главе делается попытка систематизировать физические явления, с которыми приходится сталкиваться при разработке электромеханических конструкций синтезаторов частот; дать читателю основные понятия о явлениях, могущих отрицательно сказаться на конструкции и параметрах синтезаторов; рассмотреть несколько аналитических способов и помочь читателю разобраться в проблемах паразитных излучений и наводок, которые не поддаются анализу на примерах практических конструктивных решений, использованных в современных синтезаторах (см. также гл. 7). В заключение приводится обширная библиография, которую настоятельно рекомендуется изучить.

3.1. ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКИЕ ПОЛЯ

Электростатические поля возникают в результате наведения зарядов. Электростатические связи осуществляются через посредство взаимных емкостей, так что напряжение в одной цепи вызывает протекание тока в другой из-за наличия емкостной связи между этими цепями.

Отсутствие экрана. Одна из наиболее часто встречающихся конфигураций емкостной связи имеет вид двух точек (A и B на рис. 3.1), расположенных над заземленной поверхностью (корпусом). Эти две точки могут представлять собой металлические концы керамических опорных точек, используемых для монтажа электрических компонентов устройства. Между этими точками и между каждой из них и корпусом существует паразитная емкость (C_{AB} , C_{AK} и C_{BK} соответственно). Если между точкой A и корпусом приложено напряжение V_{AK} , то наличие паразитных емкостей приведет к появле-

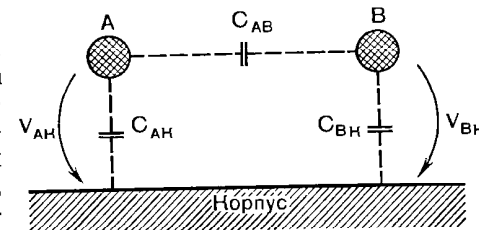


Рис. 3.1. Паразитные емкости между двумя точками над заземленной плоскостью

нию напряжения между точкой B и корпусом. Величина этого наведенного напряжения

$$V_{BK} = V_{AK} [C_{AB} / (C_{AB} + C_{BK})]. \quad (3.1)$$

Если же напряжение V_{BK} приложено к точке B , то наведенное в точке A напряжение

$$V_{AK} = V_{BK} [C_{AB} / (C_{AB} + C_{AK})]. \quad (3.2)$$

Для примера предположим, что рассматриваемые явления происходят в утроителе частоты с многозвенным фильтром, который выделяет третью гармонику входного напряжения частоты 1 МГц и подавляет колебание этой частоты и все побочные составляющие на 90 дБ. Пусть входное напряжение $V_{1\text{МГц}} = 500$ мВ (действ.), выходное напряжение $V_{3\text{МГц}} = 100$ мВ (действ.), емкость нагрузки $C_n = 15$ пФ и паразитная емкость обратной связи, образованная монтажом и другими факторами, $C_{oc} = 0,001$ пФ. В этих условиях величина проходящего на выход устройства напряжения входной частоты $V_{1\text{МГц}}^{\text{пар}} = V_{1\text{МГц}} [C_{oc} / (C_{oc} + C_n)] = 33,3$ мкВ, что всего на 69,6 дБ ниже напряжения полезного колебания. Нежелательные гармоники входного колебания будут обладать подобными же уровнями напряжения. В общем случае в каждой операции синтеза участвуют колебания не менее двух частот и требуемое подавление побочных составляющих колеблется, как правило, в пределах от 60 до 110 дБ. На первоначальной стадии проектирования поэтому должно быть уделено внимание снижению до минимума паразитных емкостных связей.

В приведенном примере требуемую развязку в 90 дБ можно обеспечить введением электростатического экрана между умножителем частоты и фильтром. Кроме этой могут понадобиться и другие меры в зависимости от наличия или отсутствия других путей паразитной связи.

Например, если при объемном монтаже ввод постоянного напряжения питания выполнен параллельно проводникам, соединяющим вход и выход с соответствующими разъемами, и расположен на небольшом расстоянии, то по всей вероятности уровень паразитного прохождения превысил бы 90 дБ даже при наличии экрана. В подобных ситуациях степень связи может быть уменьшена разнесением проводников и уменьшением их длин, как это следует из уравнений (3.3) и (3.4), иллюстрируемых рис. 3.2. Эти уравнения описывают зависимость емкости между двумя параллельными цилиндрическими проводниками от их диаметров, длин ($2b$ и L соответственно) и расстояния D между ними

$$C = \pi \epsilon L / \text{arch}(D/2b). \quad (3.3)$$

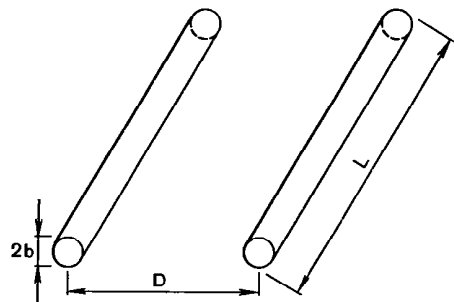


Рис. 3.2. Емкость между двумя параллельными круглыми цилиндрами

в зависимости от наличия или отсутствия других путей паразитной связи. Например, если при объемном монтаже ввод постоянного напряжения питания выполнен параллельно проводникам, соединяющим вход и выход с соответствующими разъемами, и расположен на небольшом расстоянии, то по всей вероятности уровень паразитного прохождения превысил бы 90 дБ даже при наличии экрана. В подобных ситуациях степень связи может быть уменьшена разнесением проводников и уменьшением их длин, как это следует из уравнений (3.3) и (3.4), иллюстрируемых рис. 3.2. Эти уравнения описывают зависимость емкости между двумя параллельными цилиндрическими проводниками от их диаметров, длин ($2b$ и L соответственно) и расстояния D между ними

При малых диаметрах проводников и большом расстоянии между ними

$$C = \pi \epsilon L / \ln(D/b), \quad (3.4)$$

где ϵ — диэлектрическая проницаемость среды в фарадах на метр; C выражена в фарадах; L , b и D — в метрах [13].

Металлическую плату, на которой монтируются элементы устройства, удобно использовать в качестве электростатического экрана, размещая все элементы, несущие токи высокой частоты с одной стороны платы, а вводы питающих напряжений — с другой. Такой же метод применим и в отношении плат с печатным монтажом, что обеспечивает достаточно высокую степень экранирования без дополнительных затрат.

Вопросы, связанные с паразитными емкостными связями, часто не могут быть решены аналитически в отведенные для разработки сроки ввиду огромного количества требующих исследования путей паразитных связей. Однако минимизация паразитных емкостей (где возможно) должна быть законом для каждого конструктора аппаратуры.

Для удобства приведем еще несколько выражений, описывающих емкости часто встречающихся конфигураций. Известное выражение для емкости в фарадах между двумя параллельными пластинами в зависимости от их геометрии имеет вид (рис. 3.3)

$$C = \epsilon S / d, \quad (3.5)$$

где d — расстояние между пластинами в метрах; S — площадь каждой пластины в квадратных метрах; ϵ — диэлектрическая проницаемость среды, заполняющей пространство между пластинами, в фарадах на метр.

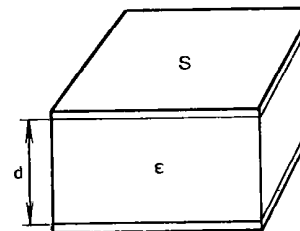


Рис. 3.3. Емкость между параллельными плоскостями

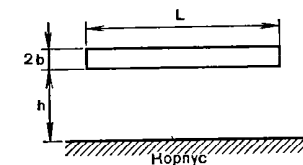


Рис. 3.4. Емкость между проводящим цилиндром и заземленной плоскостью

Емкость между проводящим цилиндром диаметром $2b$, расположенным на высоте h над проводящей плоскостью, и этой плоскостью (рис. 3.4) составляет [13]

$$C = 2\pi \epsilon L : \ln(h + \sqrt{h^2 - b^2}/b), \quad (3.6)$$

где L — длина проводящего цилиндра в метрах и ϵ — диэлектри-

ческая проницаемость среды, заполняющей пространство между цилиндром и плоскостью, в фарадах на метр.

Электростатические экраны. Размещение в пространстве между двумя точками металлического экрана, электрически соединенного с корпусом, как показано на рис. 3.5, приводит к тому, что почти все силовые линии электрического поля замыкаются на экран, находящийся под потенциалом корпуса. Таким образом получается, что эти точки почти идеально экранированы друг от друга.

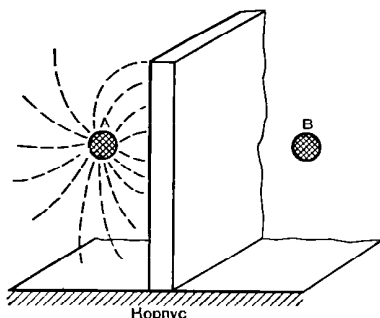


Рис. 3.5. Электростатический экран

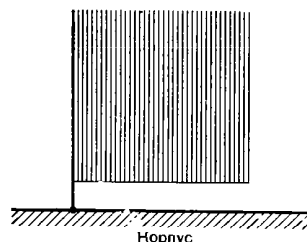


Рис. 3.6. Проволочная сетка с заземлением в одной точке

Хорошим электростатическим экраном может служить и сетка из металлических проволок, надежно заземленная на корпус, поскольку наличие мелких отверстий или узких прорезей почти не снижает экранирующих свойств металлической пластины. Набор параллельных металлических проволок или полосок металлической фольги (рис. 3.6) используется для экранирования от низкочастотных электростатических полей в тех случаях, когда нежелательно протекание по экрану вихревых токов. На высоких частотах, однако, комплексное сопротивление самого экрана или заземляющего проводника может оказаться сравнимым с комплексным сопротивлением паразитной емкости между экраном и источником паразитного излучения. При этом потенциал экрана становится отличным от нуля и экран перестает обеспечивать необходимую степень развязки. Это можно записать в следующем виде: из рис. 3.7 получаем

$$V_{ЭК} = V_{АК} \left(\frac{i\omega L_{ЭК}}{i\omega L_{ЭК} + 1/i\omega C_{АЭ}} \right) = V_{АК} \left(\frac{1}{1 - 1/\omega^2 L_{ЭК} C_{АЭ}} \right) \text{ и}$$

$$V_{ВК} = V_{ЭК} \left(\frac{C_{ЭВ}}{C_{ЭВ} + C_{ВК}} \right).$$

Поэтому

$$V_{ВК} = V_{АК} \left(\frac{1}{1 - 1/\omega^2 L_{ЭК} C_{АЭ}} \right) \left(\frac{C_{ЭВ}}{C_{ЭВ} + C_{ВК}} \right). \quad (3.7)$$

Из уравнения (3.7) следует, что напряжение, возникающее между точкой В и корпусом из-за наличия индуктивно-емкостной связи с точкой А, зависит от частоты и при увеличении частоты стремится к значению $V_{АК} [C_{ЭВ} / (C_{ЭВ} + C_{ВК})]$. Соответственно с ростом частоты снижается и степень экранирования.

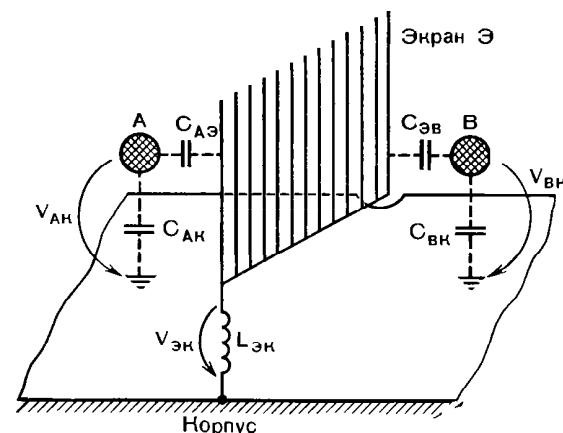


Рис. 3.7. Экранирующее действие проволочной сетки на высоких частотах

Незаземленные или плохо заземленные экраны. Общепринято из соображений экономичности производить покрытие отдельных узлов модуля плохо проводящими или изоляционными материалами (например, анодировать поверхность узла) и крепить узлы с помощью винтов, шпильников или путем загибания пропущенных в отверстия полос. Это приводит к плохому (и, кроме того, переменному) контакту с внутренними экранами, появлению иногда в результате этого чрезмерных уровней просачивающихся колебаний и в конечном итоге к ненадежной работе аппаратуры. Такая ситуация иллюстрируется рис. 3.8. Как и в предыдущих случаях, здесь $V_{ЭК} = V_{АК} [C_{АЭ} / (C_{АЭ} + C_{ЭК})]$ и $V_{ВК} = V_{ЭК} [C_{ЭВ} / (C_{ЭВ} + C_{ВК})]$. Отсюда

$$V_{ВК} = V_{АК} [C_{АЭ} / (C_{АЭ} + C_{ЭК})] [C_{ЭВ} / (C_{ЭВ} + C_{ВК})]. \quad (3.8)$$

Таким образом, чем хуже электрический контакт экрана с корпусом (т. е. чем меньше $C_{ЭК}$), тем выше значение $V_{ВК}$ и тем слабее экранирующее действие экрана.

Экранирование с помощью крышки. В тех случаях, когда зазор между крышкой и шасси может быть сделан малым (как показано на рис. 3.9), между двумя точками шасси может быть достигнута достаточно высокая степень экранирования без введения между ними дополнительного экрана. Это объясняется замыканием почти всех силовых линий возбуждаемого в одной точке электрического поля на крышку и шасси.

Экранирование пространственным разнесением. Емкостные паразитные связи могут быть ослаблены путем разнесения рассматриваемых точек, т. е. уменьшением паразитной емкости между ними.

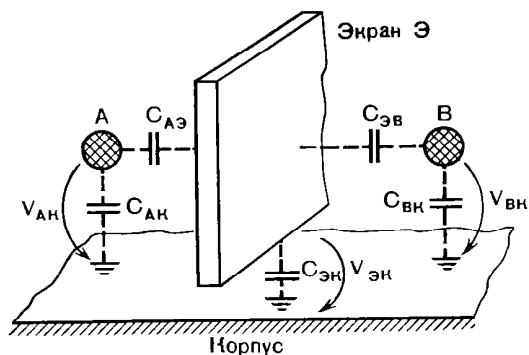


Рис. 3.8. Плохо заземленный или незаземленный экран

ми. Такой метод можно использовать в тех случаях, когда нет нужды ограничивать габаритные размеры.

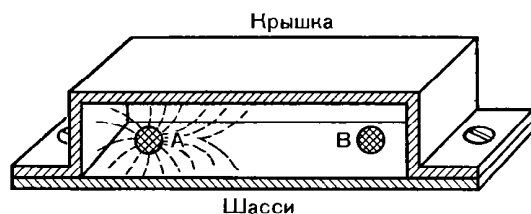


Рис. 3.9. Экранирование с помощью крышки

3.2. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПОЛЯ

Электрическая и магнитная составляющие переменного во времени поля, связанные соответственно с напряжением и током, существуют одновременно в любой простейшей цепи переменного тока. Одна из составляющих поля, однако, может быть намного больше другой. Энергетическое поле, содержащее электрическую и магнитную составляющие, носит название электромагнитного. Отношение напряженностей электрического и магнитного полей равно комплексному сопротивлению электромагнитного поля и описывается выражением

$$Z = E/H, \quad (3.9)$$

где E дано в вольтах на метр, а H — в амперах на метр.

Электромагнитное поле, обладающее сопротивлением, равным сопротивлению свободного пространства (376,7 Ом), представляет собой плоскую волну, названную так потому, что падающая на экран малая часть сферического фронта волны может быть пред-

ставлена плоскостью. Поля, обладающие величиной Z выше 376,7 Ом, носят название электрических; поля с величиной Z ниже 376,7 Ом называются магнитными.

Частота поля f указывает на скорость изменения полярности поля. Длина волны λ представляет собой расстояние, на которое передается энергия поля за время, равное одному периоду колебаний. Как магнитное, так и электрическое поле постепенно превращается в поле плоской волны. При распространении в свободном пространстве, где отсутствуют электромагнитные колебания других источников, все поля обладают $Z=376,7$ Ом на расстояниях свыше приблизительно одной длины волны от источника их возникновения [14].

В синтезаторах гораздо больше проблем возникает в связи с паразитными магнитными полями, чем в связи с электрическими. В большинстве случаев, с которыми приходится сталкиваться на практике, меры, принимаемые для подавления магнитных полей, оказываются более чем достаточными для подавления заодно и паразитных электрических полей. По этой причине основное внимание сосредоточивается на изучении источников паразитных магнитных полей и методов подавления магнитных излучений.

3.3. МАГНИТНЫЕ ПОЛЯ

Магнитные поля возникают вследствие движения заряженных частиц. Такие поля существуют вокруг токоведущих проводников, высокочастотных катушек индуктивности и трансформаторов. Передача магнитной энергии происходит посредством взаимной индукции, существующей между цепями: ток, протекающий по проводнику одной цепи, вызывает магнитный поток, который наводит напряжение в другой цепи.

Экранирование аппаратуры от воздействия магнитных полей — дорогая и на низких частотах не всегда эффективная мера. Это утверждение справедливо для частот примерно до 10 кГц, на которых ослабление поля происходит в основном в результате поглощения мощности поля в материале экрана. На более высоких частотах современные экранирующие материалы обеспечивают более чем достаточное для большинства практических случаев затухание магнитных полей. Возникающие здесь проблемы связаны в основном с прохождением паразитных колебаний через неоднородности экранов (таких, как отверстия, щели и т. д.) и межмонтажными наводками.

Наиболее часто встречающимися источниками магнитного поля являются проводники, по которым протекают токи высокой частоты. Напряженность магнитного поля в бесконечном непроводящем пространстве, вызванная протеканием тока по одиночному проводнику [14],

$$H_\phi = IL \sin \theta / 4\pi r^2, \quad (3.10)$$

где L — длина проводника в метрах; I — сила тока в амперах; r —

расстояние от проводника до рассматриваемой точки пространства в метрах; смысл обозначений φ и θ ясен на рис. 3.10.

Другим обычным источником паразитного магнитного излучения являются соленоиды, по которым протекают токи высокой частоты.

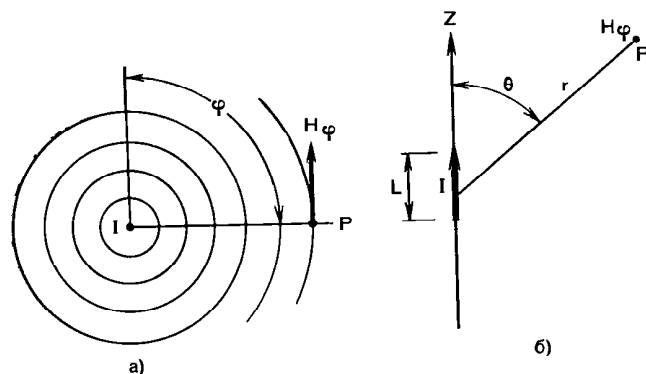


Рис. 3.10. Напряженность магнитного поля, наведенного элементарным током, в бесконечном непроводящем пространстве: а) в плоскости, перпендикулярной элементарному току; б) в плоскости элементарного тока

тоты. Особый интерес при этом представляют тонкие, плотно намотанные катушки. Магнитное поле вне соленоида описывается выражением [15]

$$H = (\Phi L / 2\pi\mu r^2) (\cos \theta a_r + \sin \theta a_\theta), \quad (3.11)$$

где Φ — магнитный поток, вытекающий из одного конца соленоида и втекающий в другой; L — длина соленоида; μ — магнитная проницаемость среды; r — расстояние до рассматриваемой точки P в пространстве; a_r и a_θ — орты (единичные векторы) в направлениях r и θ соответственно, а θ определен на рис. 3.11.

В двух приведенных выше случаях напряженность паразитного магнитного поля в чувствительной к излучениям цепи зависит от силы тока, потребляемой источником паразитного излучения, длины излучающего элемента и расстояния от источника излучения до чувствительной к наводке цепи. Спадание напряженности поля с

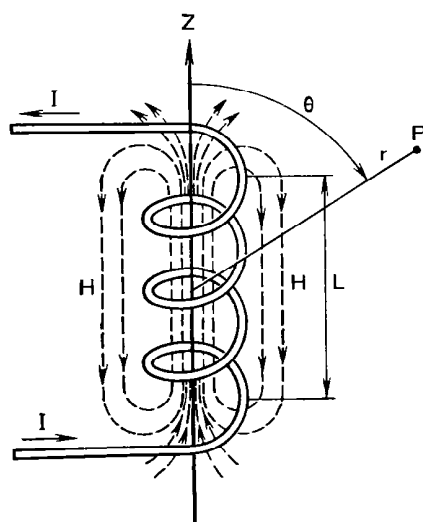


Рис. 3.11. Магнитное поле токонесящего соленоида

расстоянием составляет 12 дБ/октаву в случае одиночного проводника и 18 дБ/октаву в случае соленоида.

3.4. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ЭКРАНЫ

При поисках решений задач экранирования необходимо учитывать природу поля (электрическое или магнитное), его частоту, расстояние от источника паразитного излучения и развязку, обеспечиваемую разнесением чувствительной к излучению цепи от каждого источника паразитного излучения как в отсутствие, так и при наличии экрана с известными параметрами.

Для этого, как только разработана структурная схема и определены необходимые уровни высокочастотных напряжений в различных ее точках, необходимо выделить цепи, чувствительные к паразитным излучениям, и возможные источники таких излучений. На ранней стадии разработки может потребоваться предварительное исследование отдельных схем для определения степени развязки, обеспечиваемой пространственным разнесением элементов. Обладая подобными сведениями, разработчик может приступить к выбору материала экранов.

Эффективность экранирования. Эффективность экранирования является мерой того, насколько проводящий экран предотвращает распространение электромагнитной энергии. Эта эффективность определяется как [12]

$$SE = R + A + B, \text{ или } SE = 20 \lg (E_1/E_2) = 20 \lg (H_1/H_2), \quad (3.12), (3.13)$$

где SE — эффективность экранирования в децибелах; R — потери на отражения волны от первого препятствия в децибелах; A — потери на поглощение мощности поля в децибелах; B — фактор, которым можно пренебречь, если A превышает 10 дБ; E_1 — напряженность поля падающей электрической волны; E_2 — напряженность электрического поля за экраном; H_1 — напряженность поля падающей магнитной волны; H_2 — напряженность магнитного поля в пространстве за экраном. Процесс экранирования схематически иллюстрируется рис. 3.12.

Эффективность экранирования металлическим препятствием зависит от частоты и характеристического сопротивления падающей на экран волны, расстояния от источника излучения и таких параметров, как толщина экрана, магнитная проницаемость и электропроводность его материала. Для ясности изложения рассмотрение эффективности экранирования разбито на две части: в условиях электрических и магнитных волн (ближние поля) и в условиях плоской волны (дальние поля).

Экранирование от ближних полей. По определению (3.12) экранирующее действие токопроводящего препятствия включает в себя три компоненты: R , A и B . В большинстве встречающихся на практике случаев, связанных с работой синтезаторов, доля компоненты B в общем экранирующем действии пренебрежимо мала и этот фактор исключен из дальнейшего рассмотрения.

Если пренебречь эффектом многократных отражений внутри экрана, то полные потери, обусловленные отражением от двух его поверхностей, могут быть определены в виде

$$R = 20 \lg |(Z_c + Z_b)^2 / 4 Z_c Z_b|, \quad (3.14)$$

где R — потери вследствие отражений в децибелах; Z_c — собственное комплексное сопротивление токопроводящего препятствия в омах; Z_b — характеристическое сопротивление волны в омах. Таким образом, резкое рассогласование сопротивлений приводит к большим потерям на отражение.

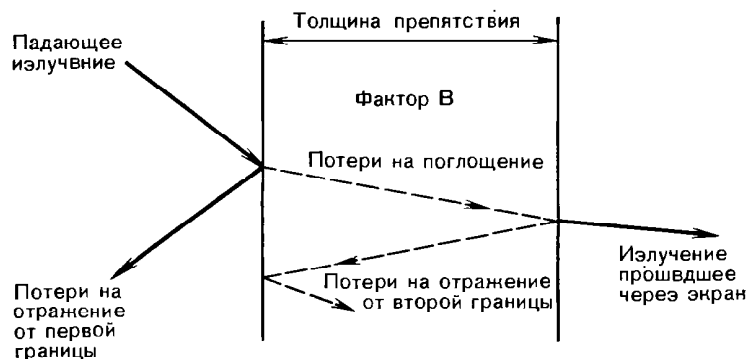


Рис. 3.12. Пояснение механизма экранирования металлическим препятствием

Собственное комплексное сопротивление токопроводящего препятствия можно представить в виде

$$Z_c = (1 + i) \sqrt{\mu f / 2G} 3,69 \cdot 10^{-7}, \quad (3.15)$$

где μ — магнитная проницаемость материала экрана, отнесенная к магнитной проницаемости свободного пространства; f — частота падающей волны в герцах; G — электропроводность материала, отнесенная к проводимости меди. Для меди $\mu=1$, $G=1$ на частотах от 60 до 10^8 Гц; для алюминия $\mu=1$; $G=0,60$; для железа $G=0,17$, а значения μ приведены в табл. 3.1.

Таблица 3.1

Частотная зависимость магнитной проницаемости железа, отнесенной к проницаемости свободного пространства ($1,26 \cdot 10^{-6}$ Г/м)

Частота, Гц	Относительная магнитная проницаемость	Частота, Гц	Относительная магнитная проницаемость
60	1000	10^7	500
10^3	1000	$1,5 \cdot 10^7$	400
10^4	1000	10^8	100
$1,5 \cdot 10^5$	1000	10^9	50
10^6	700	$1,5 \cdot 10^9$	10
$3,0 \cdot 10^6$	600	10^{10}	1

Характеристическое сопротивление падающей электрической волны в омах

$$Z_{BE} = -i (2,8 \cdot 10^{-13} / fr), \quad (3.16)$$

где r — расстояние от источника излучения до экрана в метрах. Уравнение (3.16) с высокой точностью аппроксимирует комплексное сопротивление очень короткого нерезонансного диполя длиной L при условии $L \ll \mu \ll \lambda$.

Характеристическое сопротивление падающей магнитной волны можно записать в виде

$$Z_{BH} = i 0,51 \cdot 10^{-8} fr, \quad (3.17)$$

где приняты те же обозначения, что и ранее. Уравнение (3.17) описывает также комплексное сопротивление петли диаметром D при условии, что $D \ll \mu \ll \lambda$.

Потери мощности внутри экрана обусловлены поглощением и рассеиваются в виде тепла. Эти потери одинаковы как для электрического, так и для магнитного поля и могут быть представлены как

$$A = 6,85 \cdot 10^{-8} t \sqrt{Gf\mu}, \quad (3.18)$$

где A — потери на поглощение мощности в экране в децибелах; t — толщина экрана в метрах; остальные обозначения те же, что и ранее.

Уравнения, описывающие R и A , взяты из [12] и приведены здесь только для полноты описания. На практике удобнее пользоваться номограммами, приведенными на рис. 3.13—3.15 и 3.17 [16].

Потери R_E , вызванные отражением электрической волны, определяются из рис. 3.13. В приведенном на этом рисунке числовом примере расстояние между источником паразитного излучения и экраном принято равным 1 м и экран выполняется из меди. Через эти две точки проведена прямая 1 до пересечения в точке P с промежуточной вертикальной линией без градуировки. Прямая 2 проводится через точку P и нужную точку на шкале частот (в данном примере — 1 МГц) и пересекает линию R_E в точке, обозначающей искомую величину потерь (в данном примере — 142 дБ). Отрицательные значения потерь на отражение указывают на возможность увеличения степени связи при определенных сочетаниях параметров.

Потери R_H на отражение магнитных волн можно определить с помощью номограммы рис. 3.14 по такой же методике. Пример, приведенный на этом рисунке (пунктир), показывает, что связь с экраном на определенных частотах и при некоторых расстояниях может возрасти.

Толщина материала, необходимая для обеспечения заданных потерь на поглощение, определяется из рис. 3.15. В рассматриваемом здесь числовом примере потери на поглощение 10 дБ должны достигаться на частоте 100 кГц с помощью медного экрана.

Линия 1 проводится через точки $A=10$ дБ и $f=100$ кГц до пересечения в точке P со вспомогательной вертикальной линией без градуировки. Линия 2 соединяет точку P с точкой, соответствующей выбранному материалу (в данном примере — медь). Продлив эту прямую, находим минимальную толщину материала.

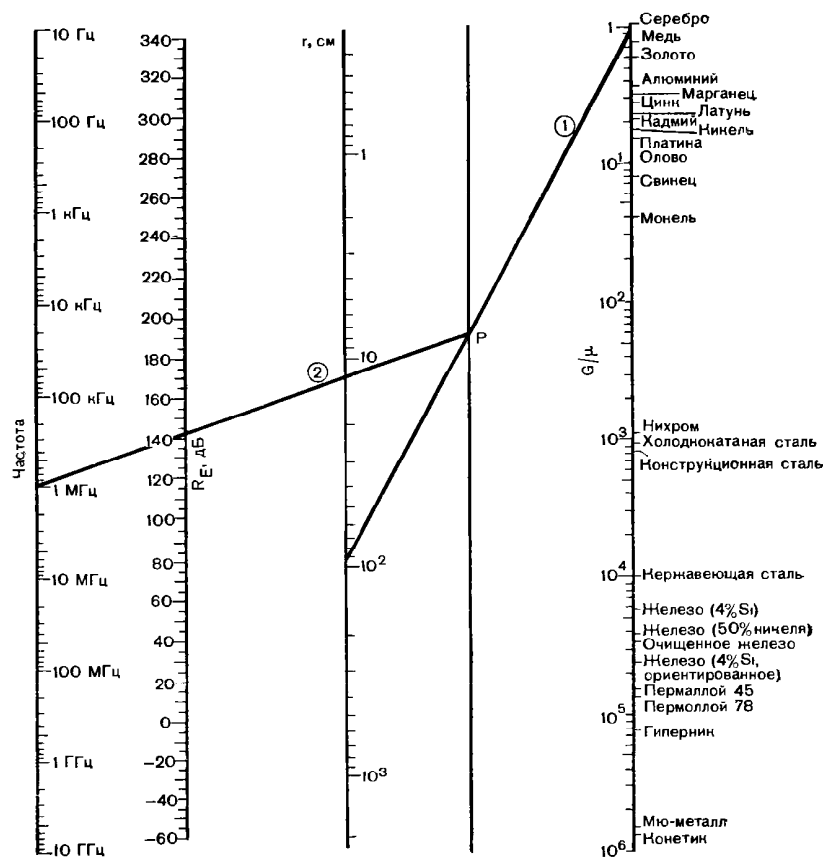


Рис. 3.13. Номограмма для определения потерь на отражение электрического поля

Теорию экранирования от электромагнитного поля лучше всего проиллюстрировать числовым примером. Рассмотрим синтезатор, в котором используется метод когерентного косвенного синтеза частот, состоящий из выходной и вспомогательной петель цифровой ФАПЧ. Предположим, что конструкция (рис. 3.16) обладает следующими параметрами.

1 Каждая петля смонтирована на печатной плате и помещена в прямоугольную металлическую коробку, закрывающуюся крыш-

кой. Толщина стенок t этих модулей выбрана равной 1,6 мм, но при необходимости допускается ее увеличение до 3,2 мм.

2. Конструктивно модули устанавливаются рядом друг с другом, как показано на рис. 3.16. Расстояние от источников паразитных излучений до чувствительных к паводкам цепей d приблизительно равно 13 мм.

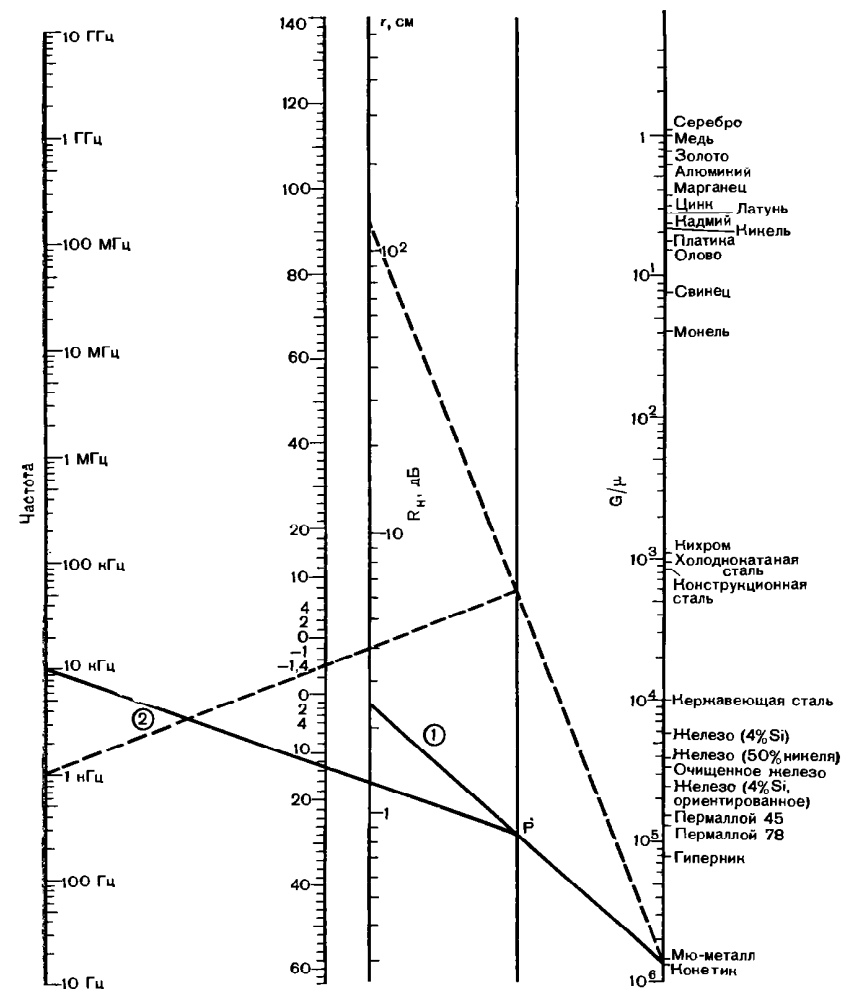


Рис. 3.14. Номограмма для определения потерь на отражение магнитного поля

3. Максимальный уровень мощности устройств, являющихся источниками паразитных излучений и расположенных в модуле вспомогательной петли ФАПЧ, составляет +10 дБм.

4. Наиболее чувствительна к паразитным наводкам цепь, по которой напряжение ошибки подается на варикап, управляющий частотой ГУН. Этот ГУН находится в модуле выходной петли ФАПЧ. Максимально допустимый уровень наводок на входе напряжения ошибки ГУН составляет -120 дБм на любой частоте от 500 Гц до 30 МГц.

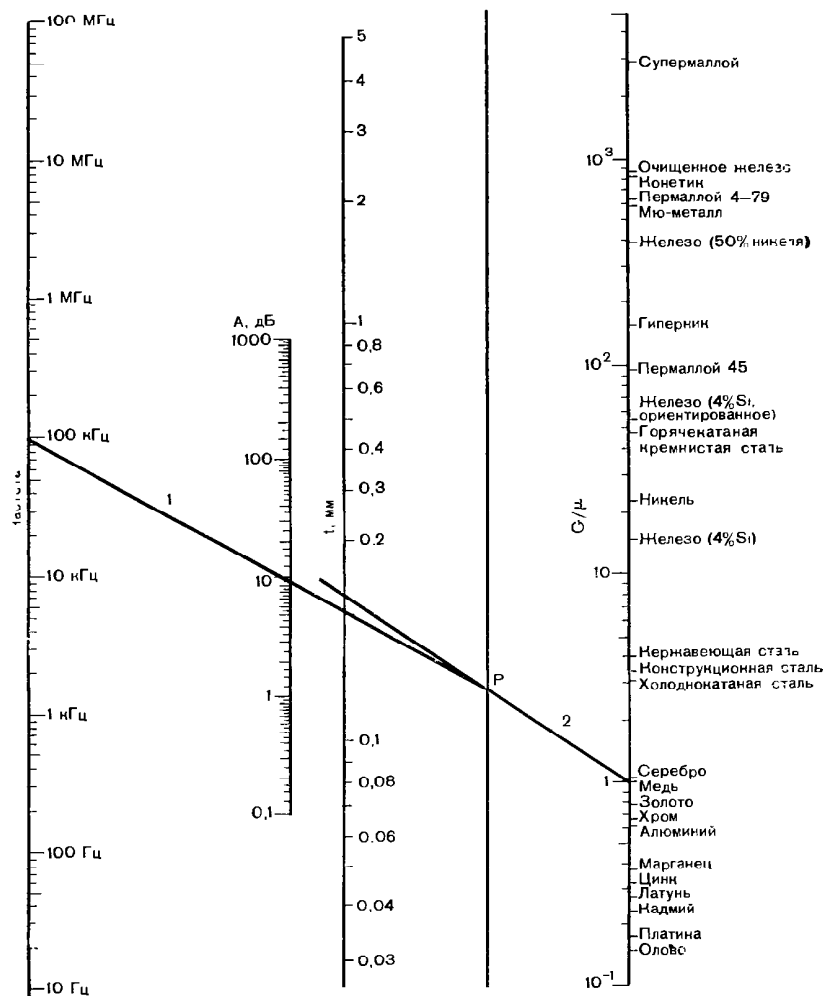


Рис. 3.15. Номограмма для определения потерь на поглощение

5. Считается, что источники паразитных излучений и цепи, чувствительные к наводкам, обладают свойствами идеальных антенн, т. е. имеют КПД, равный единице; другими словами, требуемый уровень развязки между ними составляет 130 дБ.

Для снижения стоимости желательно, чтобы синтезатор был спроектирован так, что минимальная частота паразитных излучений была равной 1 кГц. Ее увеличение до 10 кГц привело бы к удорожанию конструкции. В задачу разработчика входит определение возможности реализации развязки 130 дБ на частотах порядка 1 кГц с помощью недорогого материала для изготовления модулей.

Оценим алюминий с этой точки зрения, считая этот металл одним из пригодных для применения. Это недорогой, легкий и легко обрабатываемый металл. Поскольку стенками каждого модуля обеспечивается одинаковая степень экранирования, то каждый экран должен обеспечивать половину общей развязки, т. е. 65 дБ. Расстояние от источника излучения до экрана $r = 3,2$ мм. Таким образом, конструкция имеет следующие параметры: $t = 1,6$ мм, $SE = 65$ дБ и $r = 3,2$ мм. Эффективность алюминиевого экрана определяется с помощью номограмм рис. 3.13—3.15.

Результаты расчетов сведены в табл. 3.2. Анализ представленных данных позволяет сделать два вывода: во-первых, алюминий представляет собой прекрасный материал для защиты от электрических полей с частотой от 1 кГц до 30 МГц; и во-вторых, обеспечиваемое алюминиевым экраном затухание магнитных полей низкой частоты в указанных условиях далеко от необходимого.

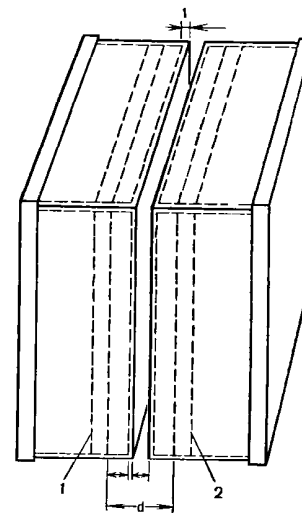


Рис. 3.16. Два модуля синтезатора, рассматриваемого в примере на стр. 136:

1, 2 — печатные платы вспомогательной и основной петель ФАПЧ соответственно; маленькими стрелками обозначено r

Таблица 3.2

Эффективность экранирования алюминием толщиной $1,6$ мм на расстоянии $3,2$ мм от экрана

Параметр	Значение параметра, дБ, на частотах			
	1 кГц	10 кГц	1 МГц	30 МГц
R_E	282	251	190	145
R_H	—1	4	22	37
A	5	16	170	900
Степень экранирования:				
поля E	287	267	360	Более 1000
поля H	4	20	192	937
Общее подавление поля H двумя экранами	8	40	384	Более 1000

Можно увеличить потери на отражение и поглощение мощности путем увеличения вдвое расстояния от источника излучения до экрана и толщины самого экрана (см. табл. 3.3), однако такое уве-

Таблица 3.3

Эффективность экранирования магнитного поля алюминием толщиной 3,2 мм на расстоянии 6,4 мм от экрана

Параметр	Значение параметра, дБ, на частотах	
	1 кГц	10 кГц
R_H	2	10
A	10	30
Степень экранирования поля H	12	40
Общее затухание, обеспечиваемое двумя экранами	24	80
Затухание, обусловленное первоначальным расстоянием 12,7 мм между печатными платами	40	40
Затухание за счет удвоения расстояния	12	12
Общее затухание поля H (два экрана)	76	132

личение потерь само по себе недостаточно для одновременного удовлетворения требованиям по развязке на частотах 1 кГц и 10 кГц. До сих пор с целью упрощения рассмотрения предполагалось, что отсутствуют потери мощности при распространении паразитного колебания от источника излучения до чувствительной к наводкам цепи. Однако даже в отсутствие экрана распространение магнитной волны в свободном пространстве неизбежно сопровождается ее затуханием. Потери на распространение зависят от частоты и типа поля ($1/r^2$ или $1/r^3$), расстояния между цепями и конфигурации устройств. Известны методы аналитической оценки величины этих потерь для некоторых простых конфигураций (например, для двух параллельных проводников, о чем речь пойдет ниже), но практически на ранней стадии разработки провести измерения обеспечиваемой развязки. Будем считать, что при первоначально выбранном расстоянии $d=12,5$ мм измеренная величина развязки составила 40 дБ на частотах 1 и 10 кГц. Кроме того, еще по крайней мере 12 дБ дополнительной развязки должно быть обеспечено за счет удвоения расстояния между выходной и вспомогательной петлями ФАПЧ. Общая развязка при расстоянии между модулями 25,4 мм и наличии двух алюминиевых экранов толщиной 3,2 мм должна составить 76 дБ на частоте 1 кГц и 132 дБ на частоте 10 кГц. Становится очевидно, что требования по затуханию на частоте 1 кГц с помощью алюминиевого экрана удовлетворить не удастся. Конечно, дальнейшее увеличение расстояния между выходной и вспомогательной петлями ФАПЧ, в конце концов, привело бы к необходимому затуханию 130 дБ, но в большинстве практических случаев габариты синтезаторов строго ограничены и для получения заданных параметров системы используются другие средства.

Рассмотрим, что может дать использование холоднокатаной стальной ленты толщиной $t_1=1,6$ мм и $t_2=3,2$ мм при $r=3,2$ мм ($d=6,4$ мм). Результаты расчетов представлены в табл. 3.4. Мы задались измеренной величиной развязки 40 дБ при $d=6,4$ мм, по-

Таблица 3.4

Эффективность экранирования холоднокатаной сталью толщиной $t_1=1,6$ мм и $t_2=3,2$ мм на расстоянии 3,2 мм от экрана

Параметр	Значение параметра, дБ, на частотах	
	1 кГц	10 кГц
R_H	14	4
A для:		
t_1	12	36
t_2	21	67
Степень экранирования поля H для:		
t_1	26	40
t_2	35	71
Общее затухание поля H , обеспечиваемое двумя экранами для:		
t_1	52	80
t_2	70	142
Затухание при расстоянии 12,7 мм	40	40
Общее затухание для:		
t_1	92	120
t_2	110	182

этому полная развязка с учетом затухания в двух стальных экранах толщиной 1,6 мм, отнесенных от источника излучения на 3,2 мм, составит 92 дБ на частоте 1 кГц и 120 дБ на частоте 10 кГц. Увеличение вдвое толщины стальных экранов поднимет эти значения до 110 и 182 дБ соответственно.

Отсюда приходится делать вывод, что ни алюминиевые, ни стальные экраны не в состоянии обеспечить требуемого экранирования (130 дБ) от магнитных полей на частоте 1 кГц и что необходимо использовать специальные сплавы (типа мю-металла, который дорог и чувствителен к ударным нагрузкам). Алюминий обеспечивает достаточную степень экранирования на частоте 10 кГц при практически приемлемом увеличении размеров. При жестких требованиях к габаритам, однако, следовало бы использовать холоднокатаную сталь, что дало бы экономию в объеме за счет увеличения массы.

Экранирование от дальних полей. Обычно если экран хорошо выполняет возложенную на него задачу в ближних полях, то экранирование оказывается достаточным и для дальних полей. Потери на отражение плоской волны описываются теми же уравнениями, (3.14) и (3.15), только в этом случае сопротивление поля следует считать равным сопротивлению свободного пространства, т. е. 376,6 Ом. Отсюда упрощенное выражение потерь на отражение приобретает вид [12]

$$R_d = 108,2 + 10 \lg(G \cdot 10^6 / \mu f), \quad (3.19)$$

где R_d дано в децибелах. Потери на поглощение плоской волны описываются уравнением потерь электрической или магнитной волны (3.18).

Эффективность экранирования тем или иным типом металла легко определяется из рис. 3.15 (номограммы потерь на поглощение) и рис. 3.17 (номограммы потерь на отражение). Для определения потерь плоской волны на отражение необходимо провести линию через точку заданной частоты и точку заданного отношения G/μ .

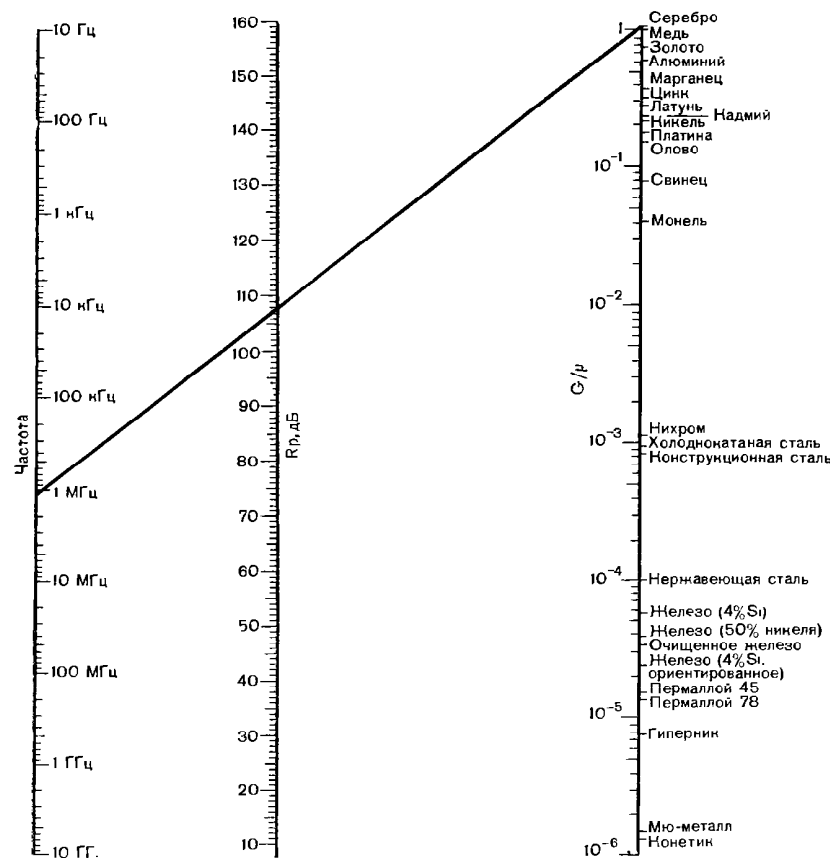


Рис. 3.17. Номограмма для определения потерь на отражение плоской волны

Неоднородности экранов. Прохождение паразитных излучений через неоднородности экранов представляет собой сложную проблему, которую приходится решать конструктору высокочастотной аппаратуры. Необходимость электрических соединений между отдельными устройствами и модулями, наличие съемных крышек для облегчения доступа к монтажу, необходимость вентиляции для отвода избыточного тепла — эти и другие подобные соображения диктуют неизбежность отверстий в экранах, через которые и проникают паразитные излучения.

Упрощенная модель этого явления приведена в [17]. При падении на проводящий экран с прорезью волны, магнитные силовые линии поля которой параллельны этой прорези, в верхнем слое экрана (обращенном к падающей волне) наводится ток I_i (рис. 3.18a). Прорезь в экране препятствует протеканию этого тока, и вследствие этого на прорези появляется напряжение $E_{вх}$. При малой толщине экрана на противоположной его стороне появляется напряжение $E_{вых}$, по величине почти равное $E_{вх}$ (рис. 3.18б). Это напряжение $E_{вых}$ и является источником вторичного паразитного излучения экрана в пространство, отгороженное этим экраном от падающей волны. Таким образом, наличие щели в экране снижает его эффективность.

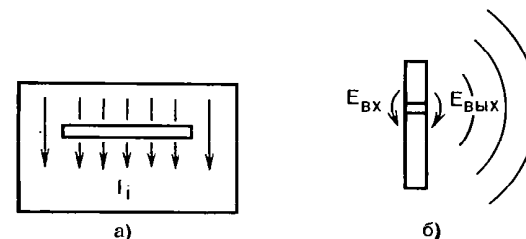


Рис. 3.18. Излучение из неоднородности экрана: а) ток в проводнике, наведенный магнитным полем; б) паразитное излучение, вызванное неоднородностью

Замена прорези на ряд мелких отверстий снижает сопротивление наведенному току (следовательно, снижает и величины $E_{вх}$ и $E_{вых}$). В этом заключается смысл введения прокладок рассматриваемых в данной главе ниже.

Существуют, однако, положения, когда правильно расположенные элементы позволяют исключить необходимость прокладок. Для примера рассмотрим соленоид, установленный на двух фторопластовых втулках в отсеке 1 модуля, разгороженного на два отсека. Когда ось соленоида расположена параллельно щели между перегородкой и крышкой модуля (рис. 3.19a), магнитные силовые линии поля катушки также параллельны щели, и поэтому токи, наведенные в экране, будут протекать в направлении, перпендикулярном щели, вызывая максимальное излучение из щели. Если же соленоид разместить, как показано на рис. 3.19б, то сопротивление щели наведенному току будет существенно снижено, поскольку ток протекает здесь по путям, параллельным щели.

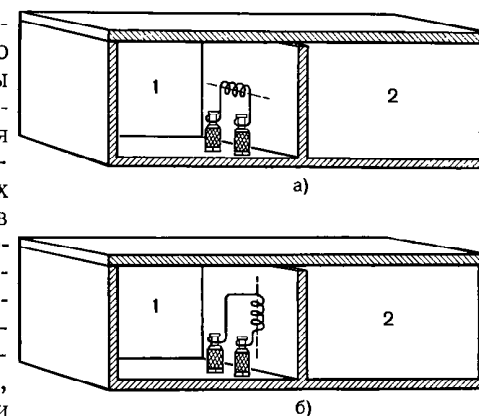


Рис. 3.19. Магнитное излучение через щель: а) ось соленоида параллельна щели; б) ось соленоида перпендикулярна щели

перпендикулярном щели, вызывая максимальное излучение из щели. Если же соленоид разместить, как показано на рис. 3.19б, то сопротивление щели наведенному току будет существенно снижено, поскольку ток протекает здесь по путям, параллельным щели.

ли. Это существенно уменьшит величину магнитного поля, проникающего через щель в отсек 2.

Часто прохождение поля удается свести к минимуму не только разумным расположением источников паразитного излучения, но и изменением характера неоднородности. Было показано, что излучение отверстия меньше излучения щели. Следовательно, ряд отверстий малого диаметра предпочтительнее щели прямоугольной формы во всех случаях, когда такая замена оказывается возможной. Другим важным соображением является то, что при прочих равных условиях интенсивность излучения круглого отверстия пропорциональна кубу его диаметра (если толщиной материала можно пренебречь) [11]. Отсюда следует, что паразитные излучения можно значительно снизить сведением к минимуму диаметров отверстий в экране. Дальнейшее уменьшение уровня излучений может быть достигнуто преобразованием отверстий в запердельные волноводы. Запердельные волноводы могут рассматриваться как фильтры верхних частот, подавляющие все колебания с частотами ниже критической частоты волновода.

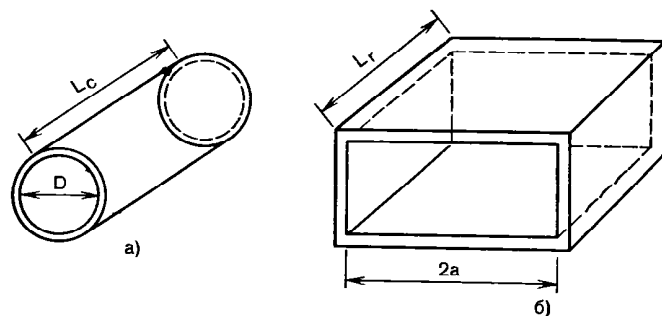


Рис. 3.20. Запердельные волноводы:
а) круглый; б) прямоугольный

Затухание в круглом волноводе (рис. 3.20а)

$$A_c = 31,95 (L_c/D) \sqrt{1 - (f/f_{co})^2} \quad (3.20)$$

и критическая частота этого волновода

$$f_{co} = 17600/D, \quad (3.21)$$

где A_c — выражено в децибелах; L_c — длина волновода в сантиметрах; D — внутренний диаметр в сантиметрах; f — частота в мегагерцах; f_{co} — критическая частота в мегагерцах.

В прямоугольном волноводе (рис. 3.20б)

$$A_r = 27,3 (L/2a) \sqrt{1 - (f/f_{co})^2}, \quad f_{co} = 3 \cdot 10^4/2a, \quad (3.22), (3.23)$$

где A_r — затухание в волноводе в децибелах; L — длина волновода в сантиметрах; $2a$ — размер широкой стенки волновода в сантиметрах; f_{co} — критическая частота в мегагерцах.

Если из конструктивных соображений в экране необходимы отверстия большого диаметра, то эти отверстия затягиваются экранами в виде металлической сетки, металлических перфорированных крышек или металлических сот. Данные подобных экранов здесь не приводятся (обычно их по запросу сообщает поставщик). Заинтересованный читатель, желающий спроектировать экран такого типа собственной конструкции, может почерпнуть необходимые сведения из [12].

3.5. КОНСТРУКТИВНЫЕ ОСОБЕННОСТИ

Конструирование надежной, безотказной аппаратуры низкой стоимости требует досконального знания принципов конструирования электромеханических устройств, среди которых правила размещения электронных элементов всегда занимали одно из ведущих мест. Разработчику, не знакомому с этими принципами, настоятельно рекомендуется изучить материалы, представленные в [11, 12, 18—20], где подробно излагаются методы заземления, крепления, прокладки кабельных соединений и построения модулей, а также технология изготовления и т. п., принятые изготовителями и потребителями электронной аппаратуры. В этом параграфе рассматриваются только конструктивные особенности, непосредственно связанные со степенью экранирования.

Конструкции узлов и модулей. Конструкция высокочастотного узла или модуля призвана обеспечить: экранирование устройства от внешних высокочастотных наводок и предотвращение утечки энергии в окружающую среду; взаимную развязку каскадов во избежание образования паразитных прямых и обратных связей; фильтрацию по цепям питания с целью ограничить распространение высокочастотных колебаний внутри модуля и между модулями; надежное заземление по высокой частоте.

Эти четыре требования должны быть удовлетворены с помощью малогабаритной, легкой и дешевой конструкции. Одно единственного способа удовлетворить одновременно все эти требования к конструкции не существует; такое утверждение, впрочем, справедливо и в отношении почти всех характеристик синтезаторов. Разработано и практически опробовано множество различных методик, некоторые из них получили широкое и длительное применение.

При необходимости получения невысокой степени электростатического экранирования общепринято использовать плоские, Г-, U- и Н-образные конфигурации шасси (рис. 3.21 — 3.24). Плоские шасси используются при необходимости легкого доступа к элементам устройства и отсутствии ограничений на габаритные размеры. Г-образные шасси используются при необходимости вертикального размещения индикаторов и ручек органов управления. U-образные шасси позволяют лучше использовать отведенный объем при наличии громоздких элементов, чем плоские и Г-образные. Н-образные конфигурации получаются при соединении вместе двух U-образных шасси и из рассмотренных конфигураций обеспечивают

самую высокую степень электростатического экранирования при наилучшем использовании объема. Подробности о конструкциях и монтаже этих типов шасси можно найти в [18, гл. 3].

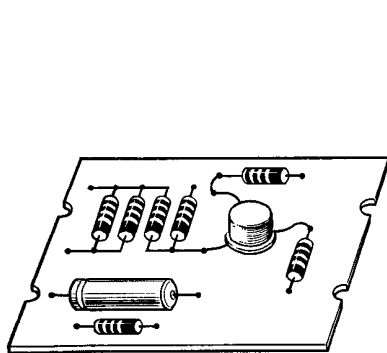


Рис. 3.21. Плоское шасси

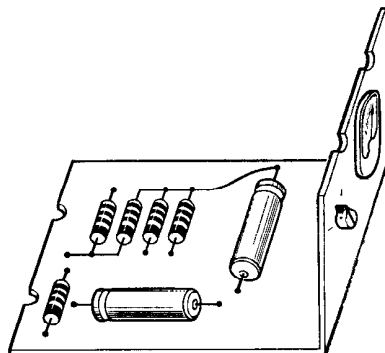


Рис. 3.22. Г-образное шасси

Шасси обычно изготавливают из алюминия вследствие дешевизны и легкости этого материала.

При необходимости получения большего подавления паразитных излучений между устройствами или между шасси и окружающей средой используются коробчатые или модульные конструкции шасси. Модуль может состоять из одного отсека (рис. 3.25), если единственным требованием является экранирование от окружающей среды, или из нескольких отсеков (рис. 3.26).

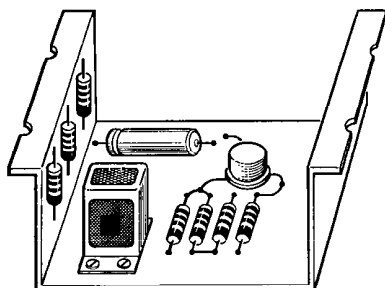


Рис. 3.23. U-образное шасси

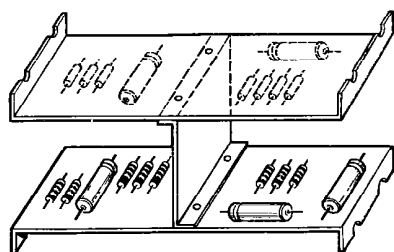


Рис. 3.24. H-образное шасси

Модульные конструкции применяют для защиты от электростатических, магнитных и электромагнитных полей. Модули могут быть изготовлены методами фрезерования, литья или пайки (легкоплавкими и тугоплавкими припоями) в зависимости от необходимой степени экранирования и объема изготавливаемой партии. Для получения очень высоких степеней экранирования модули

фрезеруют, что, впрочем, оправдано только в отношении макетных и опытных образцов ввиду высокой стоимости изготовления этим способом. При значительных объемах производства в этом случае используется литье.

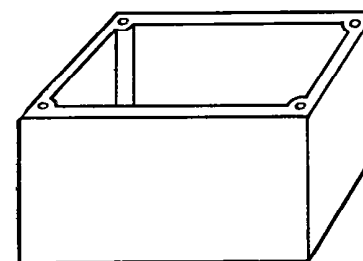
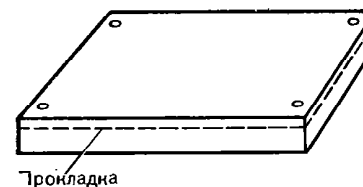


Рис. 3.25. Коробчатое шасси с одним отсеком

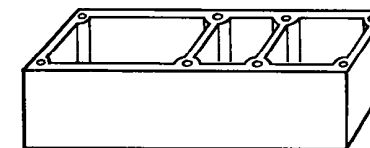
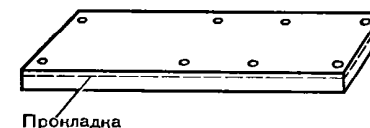


Рис. 3.26. Коробчатое шасси с несколькими отсеками

Пайка тугоплавкими припоями обычно применяется для алюминиевых модулей (пайка алюминием). Реже используется пайка медью низкоуглеродистых, никелевых и кремнистых сталей [18].

Самой дешевой, но зато и наименее механически прочной является пайка низкотемпературными припоями. В изготовленных этим методом модулях максимально достижимая степень экранирования ограничена максимальной толщиной деталей, при которой возможно их соединение между собой пайкой низкотемпературными припоями.

В качестве материала для изготовления модульных конструкций используются алюминий, сталь, латунь и специальные сплавы с высокой магнитной проницаемостью.

На рис. 3.27 приведена фотография модуля, изготовленного фрезерованием. Для упрощения монтажа элементов и эксплуатации модуля элементы монтируются на съемных металлических золоченых платах, обеспечивающих надежное заземление по высокой частоте. Платы крепятся к поддону съемного алюминиевого модуля. Прходные высокочастотные конденсаторы, ферритовые слёзка и RC-фильтры обеспечивают необходимую развязку по цепям питания. В такой конструкции, даже на макетах, степень экранирования превышает 100 дБ на частоте 300 МГц.

Фотография изготовленного методом пайки модуля представлена на рис. 3.28. Модуль изготовлен из латуни; он разделен на

множество изолированных друг от друга по высокой частоте отсеков, в которых размещаются работающие на различных частотах устройства. Развязка по цепям питания достигается размещением всех работающих на постоянном токе элементов и цепей питания



Рис. 3.27. Коробчатое фрезерованное шасси

на наружной стороне стенки и использованием проходных конденсаторов для соединения этих цепей и элементов с цепями высокой частоты. В такой конструкции степень экранирования составляет приблизительно 80 дБ на частоте 300 МГц.

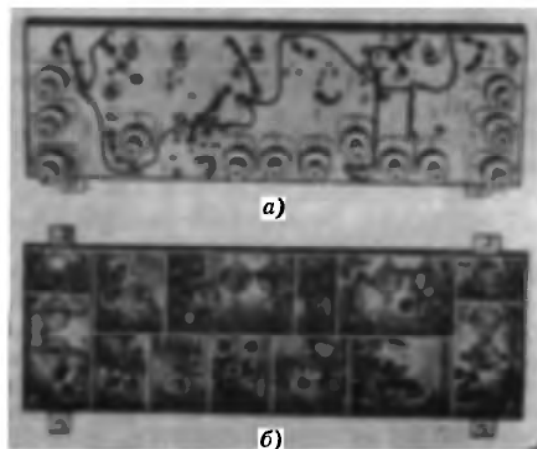


Рис. 3.28. Коробчатое паяное шасси: а) вид снизу; б) вид сверху

В обеих описанных конструкциях паразитные излучения между отсеками модуля подавляются размещенными на внутренней стороне крышки высокочастотными прокладками (на рисунке не показаны).

Прокладки. Во всех конструкциях, предназначенных для размещения электронных элементов, должен быть предусмотрен доступ. Выполнение этого требования неизбежно ведет к появлению в экранах неоднородностей в виде длинных узких щелей. Уменьшить излучение из этих щелей можно введением в конструкцию элемента, обеспечивающего большое число точечных контактов вдоль каждой такой неоднородности.

Создание множества контактных точек для снижения уровня излучения из щели можно осуществить с помощью ряда часто расположенных винтов. Эффективность экранирования металлического шва шириной 12,7 мм, скрепленного винтами, иллюстрируется графиком рис. 3.29. При расстоянии между винтами $r=51$ мм степень экранирования M на частоте 200 МГц превышает 80 дБ.

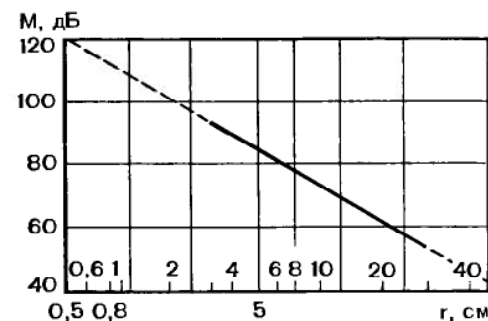


Рис. 3.29. Эффективность экранирования шва между двумя металлическими поверхностями, скрепленными винтами, в зависимости от расстояния между крепежными винтами; частота 200 МГц, ширина шва 12,7 мм

Рис. 3.30. Пружинящая полоса бериллиевой бронзы

На практике во многих случаях нежелательно использовать большое число винтов и тогда применяются проводящие прокладки. Прокладка, предназначенная для экранирования от полей высокой частоты, должна обладать минимальной толщиной, в соответствии с ожидаемыми неоднородностями сочленяемых поверхностей; правильно выбранными высотой и сопротивлением сжатию; достаточно высокой эластичностью для обеспечения большого числа сборок и разборок сочленения.

Для правильного выбора прокладки необходимо оценить диапазон частот паразитных излучений, природу поля, от которого должен защищать экран (электростатическое, магнитное или электромагнитное), требуемую степень экранирования и площадь контактной поверхности. Для такой оценки могут потребоваться некоторые предварительные испытания. Только после определения

требований к экранированию можно выбрать соответствующий вид прокладки.

Изготовители экранирующих прокладок непрерывно улучшают их конструкцию и расширяют частотный диапазон их применения. Поэтому классификация прокладок по их экранирующим свойствам оказывается практически почти бесполезной. Вместо этого кратко рассмотрим различные типы прокладок и методы их крепления.

Самым дешевым видом высокочастотных прокладок является пружинная контактная полоса из бериллиевой или фосфористой бронзы (рис. 3.30). Обычно такая полоса приваривается к одной из сочленяемых поверхностей. Наиболее широкое применение нашли плоские прокладки, изготовленные из плетеной проволоочной сетки или множества коротких отрезков проволоки, запрессованных в подходящий непроводящий материал. На рис. 3.31 показаны два способа крепления таких прокладок. Другие типы экранирующих прокладок представлены на рис. 3.32. Выбор того или

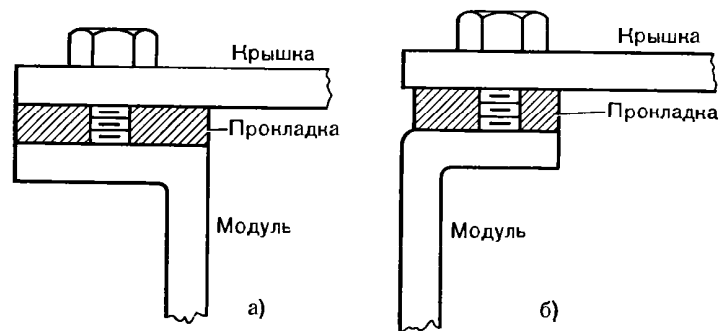


Рис. 3.31. Установка плоских проводящих прокладок: а) фланец снаружи модуля; б) фланец внутри модуля

ного типа прокладки определяется такими соображениями, как требуемая степень экранирования, стоимость прокладки, размеры и конфигурация неоднородности. Способы крепления круглых прокладок иллюстрируются рис. 3.33; с равным успехом такое крепление применимо и для плетеной сетки прямоугольного поперечного сечения. Очень просто крепятся одиночная и двойная круглые плетеные сетки с ножкой (рис. 3.32в и г). Прокладки, представленные на рис. 3.32д и е, могут быть использованы множеством различных способов, один из которых показан на рис. 3.33в и 3.34а соответственно. При необходимости получения одновременно высокочастотного экранирования и герметичности применяют комбинированные прокладки из резины и металлической сетки, как показано на рис. 3.34б и в.

Оптимальная работа прокладки достигается в условиях, когда она равномерно сжата с рекомендуемым давлением в $1,37 \cdot 10^4$ Па.

150

При давлениях выше $19,61 \cdot 10^4$ Па нарушается эластичность прокладок [21].

Использование прокладок увеличивает стоимость аппаратуры, что явствует из приведенного выше описания способов их крепления. Чрезвычайно важно поэтому правильно оценить требования

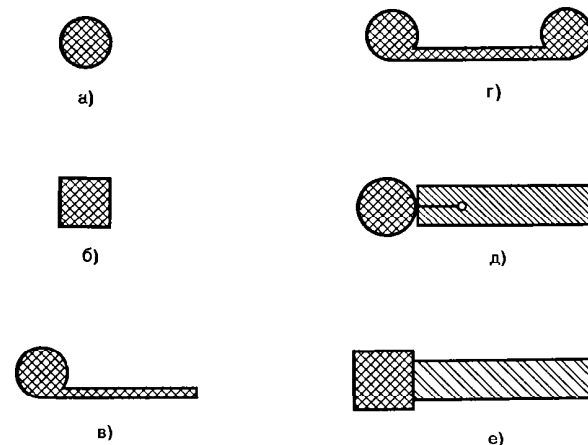


Рис. 3.32. Высокочастотные прокладки: а) круглая из плетеной проволоки; б) прямоугольная из плетеной проволоки; в) одиночная с ножкой; г) двойная с ножкой; д) наглухо зачеканенная в алюминий; е) комбинированная высокочастотная и герметизирующая (плетеная проволоочная, скрепленная с резиновым обрамлением)

к экранированию и до принятия решения о введении экранирующих прокладок исследовать возможность снижения уровней паразитных излучений иными способами (например, превращая неоднородности экрана в заперделные волноводы). Во многих случаях подобное исследование может привести к значительному снижению затрат и повышению надежности аппаратуры.

Снижение эффективности экранирования коррозией и покрытиями. Правильный выбор материала экрана с достаточными экранирующими свойствами и снижение до требуемого уровня паразитных излучений из отверстий еще не является гарантией удовлетворительной работы аппаратуры в течение длительного времени. Первоначально полученные характеристики будут ухудшаться с течением времени, если в конструкции не были предусмотрены меры, предотвращающие коррозионные явления.

Коррозия представляет собой весьма сложную форму ухудшения свойств материала. Она может проявляться как коррозионная усталость материала, коррозионные натяжения, коррозионное растрескивание, коррозионная кавернация, выедание материала, распад сплавов, фреттинг или гальваническая коррозия [22]. Здесь остановимся только на последнем виде — гальванической коррозии — потому, что именно этот вид определяет выбор материала экранов и прокладок и выбор покрытий.

Гальваническая коррозия является электрохимическим процессом, аналогичным происходящему в гальванических элементах.

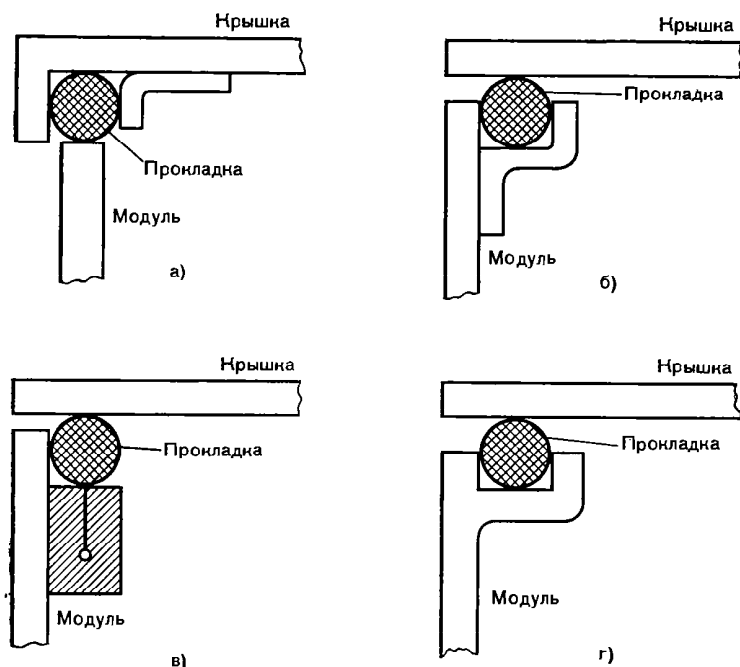


Рис. 3.33. Установка круглых проводящих прокладок

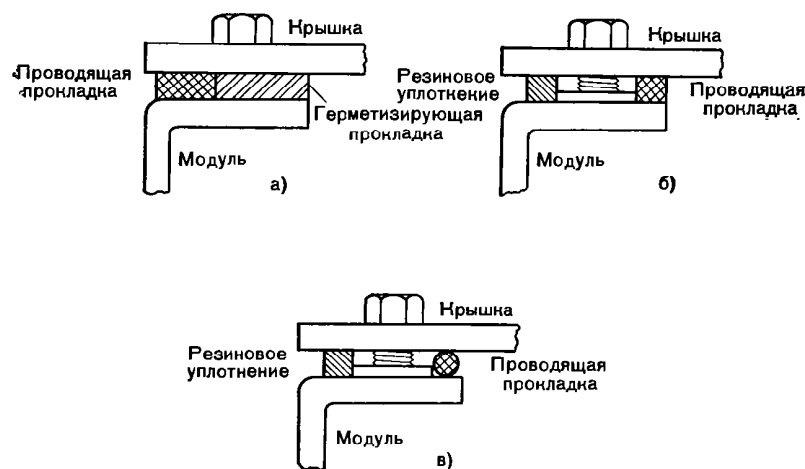


Рис. 3.34. Установка прокладок:
а) герметизирующей и проводящей; б) и в) защищающих от влаги и высокочастотных помех

Для протекания этого процесса необходимо [22] наличие анода, где происходит коррозия; пути проводимости по металлу, по которому электроны перемещаются с места на место; катода, где происходит восстановление; электролита, образующего среду для протекания тока между поверхностью анода и поверхностью катода.

Гальваническая коррозия наблюдается при соединении разнородных металлов через электролитический раствор (раствор солей, кислот или щелочей), который может образовываться в виде тонкой пленки или конденсата влаги. Этот раствор со временем поглощает ионизируемые вещества из окружающей среды или с поверхностей самих металлов. Наличие в электролитическом растворе ионов обеспечивает протекание тока между металлами с различными электрохимическими потенциалами. В этих условиях более активный металл (анод) корродирует, в то время как более благородный металл (катод) не претерпевает изменений [23]. В табл. 3.5 приведены наиболее употребительные металлы и их электрохимические потенциалы, а также комбинации металлов, при которых не наблюдается сколь-либо существенной (для всех практических случаев) гальванической коррозии. Материалы шасси, покрытий и прокладок следует выбирать с учетом этих соображений.

Одним из методов борьбы с коррозией является предотвращение попадания влаги на поверхность металла. Такой метод, однако, дорог, если по условиям эксплуатации или для обеспечения возможности ремонта защищаемые поверхности должны быть разборными. В качестве недорогого средства борьбы с коррозией можно использовать электролитические покрытия, но они могут влиять на экранирующие свойства металла и поэтому к их выбору следует подходить с известной осторожностью. Влияние четырех типов защитных покрытий на эффективность экранирования алюминия иллюстрирует рис. 3.35. Ухудшение экранирующих свойств металла (G , дБ) является функцией электропроводности покрытия: чем ниже проводимость покрытия, тем заметнее уменьшение экранирующих свойств. Анодирование поверхности приводит к появлению изолирующей пленки и поэтому его следует избегать при необходимости получения высоких степеней экранирования. В таких случаях следует использовать специальное покрытие — иридит № 14, представляющий собой сложную хромово-хромистую структуру и являющийся результатом реакции, происходящей при погружении алюминия в раствор иридита. При этом пленка покрытия составляет часть металла, а не просто нанесена на его поверхность. Такое покрытие обладает прекрасной устойчивостью к коррозии и почти не влияет на электрические характеристики алюминия в широком диапазоне частот.

Материалы экранов. Электростатические экраны изготавливаются из немагнитных высокопроводящих металлов, таких, как алюминий, медь, латунь и цинк. В табл. 3.6 приведены относительные электропроводности различных металлов (нормализованные относительные электропроводности меди). В совокупности с уравнениями (3.12) — (3.19) эти данные объясняют, почему немагнитные металлы лучше экранируют от электростатических полей, чем

Таблица 35

Гальванический ряд металлов [из нормали MIL-STD-1250 (M1)]

Группа	Металлургическая категория	ЭДС, В	Допустимые пары
Защищенный конец (катод или более благородный металл)	1 Золото металлическое и электролитическое, сплавы золота и платины, чеканная платина	+0,15	
	2 Родий, графит	+0,05	
	3 Серебро, металлическое и электролитическое, сплавы с высоким содержанием серебра	0	
	4 Никель металлический и электролитический, монель, медно-никелевые сплавы с высоким содержанием никеля, титан	-0,15	
	5 Медь металлическая и электролитическая, латуни и бронзы с высоким содержанием меди, серебряные припои, немецкое серебро, медно-никелевые сплавы с малым содержанием никеля, хромово-никелевые сплавы, аустенитные стали марок 301, 302, 304, 309, 316, 321, 347	-0,20	
	6 Промышленные желтые латуни и бронзы	-0,25	
	7 Латуни и бронзы с малым содержанием меди, морская бронза, мунц-металл	-0,30	
	8 Нержавеющие стали с высоким содержанием хрома (440—430, 431, 446, 17-7PH, 17-4PH)	-0,35	
Корродирующий конец (анод или менее благородный металл)	9 Хром (электролитическое покрытие), полуда, хромистые нержавеющие стали (410, 416, 420) с содержанием 12% хрома	-0,45	
	10 Оловяно-свинцовые припои	-0,50	
	11 Свинец (металлический и покрытие), сплавы с высоким содержанием свинца	-0,55	
	12 Алюминий, сплавы типа дюралюминия (2014, 2024, 2017)	-0,60	
	13 Чугун (кованный, серый или ковкий), простые кремнистые стали, армко	-0,70	
	14 Сплавы алюминия (отличные от дюралюминия) типов 6061, 7075, 5052, 5056, 1100, 3003; литые кремнистые сплавы (355, 356)	-0,75	
	15 Алюминиевые сплавы, отличные от кремнистых; кадмий электролитический и хромированный	-0,80	
	16 Горячее покрытие цинком, оцинкованные стали	-1,05	
	17 Цинк кованный, литые сплавы на основе цинка, цинк электролитический нанесенный	-1,10	
	18 Марганец и сплавы на основе марганца, литые или поковка	-1,60	

Примечание. Группы, соединенные линиями, считаются допустимыми парами; это, однако, не означает отсутствия гальванического эффекта. Допустимыми считаются пары со слабым гальваническим эффектом. Незачерненный кружок обозначает более катодный член ряда, зачерненный кружок — анодный член, анодный эффект обозначен стрелкой.

магнитные. Кроме высоких потерь на поглощение поля они характеризуются также и высокой отражающей способностью.

Для экранирования от чисто магнитных полей необходимо использовать материалы на основе ферромагнетиков, обладающих высокой магнитной проницаемостью. К сожалению, такие материалы характеризуются низкой электропроводностью (т. е. обладают

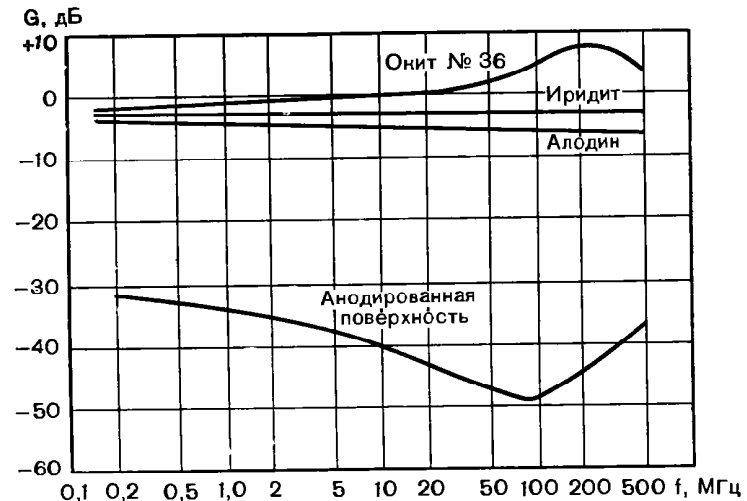


Рис. 3.35. Зависимость эффективности экранирования алюминия от вида покрытия

малыми потерями на отражение) и потому обеспечиваемое ими экранирование от магнитных полей в основном определяется поглощением энергии поля. По своему существу магнитный экран представляет собой область малого сопротивления магнитному полю, в которой напряженность этого поля много выше, чем в остальном пространстве. Для изготовления магнитных экранов используются такие металлы, как пермаллой, гиперник и мю-металл. В случаях, когда масса и габаритные размеры не играют решающей роли, экраны могут быть изготовлены из железа или стали и недостаточно высокие экранирующие свойства металла компенсируются увеличением толщины экрана.

В отношении материалов с высокой магнитной проницаемостью необходима одна оговорка. Этим металлам свойственны высокие внутренние натяжения, по величине пропорциональные магнитной проницаемости. Оптимальная магнитная проницаемость экрана получается при отжиге уже готовых изделий из этих металлов (экранов). В окончательном виде такие экраны — мягкие, и с ними необходимо бережно обращаться во избежание нарушения их экранирующих свойств.

Взаимные высокочастотные помехи между проводами. Паразитные колебания могут передаваться из одной цепи в другую

Таблица 3.6

Электропроводности (отнесенные к электропроводности меди $1,72 \text{ мкОм/см}^3$) и магнитные проницаемости металлов на частоте 150 кГц

Металлы	σ	μ
Серебро	1,05	1
Медь	1,00	1
отожженная	0,97	1
твдоотянутая	0,70	1
Золото	0,61	1
Алюминий	0,38	1
Марганец	0,29	1
Цинк	0,26	1
Немагнитные	0,23	1
Латунь	0,20	1
Кадмий	0,18	1
Никель	0,15	1
Бронза фосфористая	0,10	1
Олово	0,08	1
Бериллий	0,04	1
Свинец		
Монель		
Магнитные		
Железо	0,17	1000
Сталь конструкционная	0,10	1000
Сталь нержавеющая	0,02	1000
Гиперник	0,06	80 000
Мю-металл	0,03	80 000
Пермаллой	0,03	80 000

из-за паразитных связей между монтажными проводами. Случай неэкранированных проводов очевиден и не нуждается в исследовании. Для лучшего понимания проблемы в случае экранированных проводов рассмотрим показанный на рис. 3.36 провод в экране, расположенный над проводящей поверхностью (корпусом). По этой заземленной поверхности протекает ток i_e , являющийся частью обратного тока, обусловленной утечками. При отсутствии утечек магнитное поле тока центрального проводника полностью

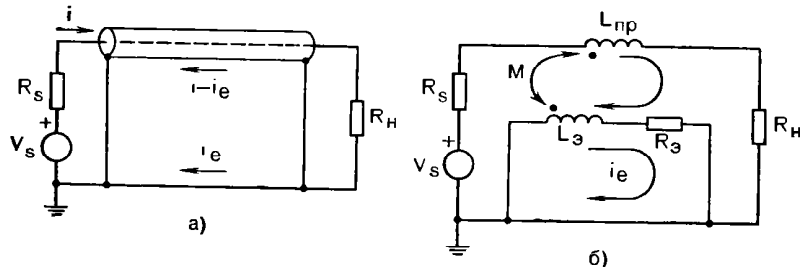
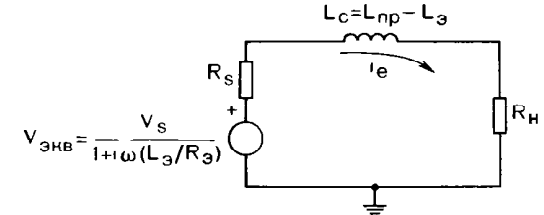


Рис. 3.36. Экранированный проводник над проводящей плоскостью: а) схема; б) эквивалентная схема

скомпенсировано магнитным полем тока по экрану — в таких условиях экран обладал бы 100-процентным КПД. Чем больше ток утечки, тем ниже эффективность экрана. Токи утечки возрастают по мере того, как омическое сопротивление экрана становится больше его реактивного сопротивления [24]. На частотах приблизительно до 3 кГц магнитное поле экранированного провода почти не отличается от магнитного поля неэкранированного провода, поскольку в обоих случаях обратные токи текут по корпусу [25].

Рис. 3.37. Эквивалентная схема экранированного провода



Эквивалентная схема экранированного провода представлена на рис. 3.37; эквивалентным проводом излучается такое же магнитное поле, как экранированным. Взаимоиндукция между центральным проводником и экраном обозначена на рис. 3.36б через M ; через $L_{пр}$ и $L_э$ обозначены индуктивности провода и экрана соответственно, а $R_э$ представляет собой омическое сопротивление экрана. Ниже приводятся представляющие практический интерес выражения [25] для оценки электромагнитных наводок между двумя проводами, проложенными параллельно над заземленной проводящей поверхностью.

1. Связь между двумя неэкранированными проводами (рис. 3.38а):

помеха от источника переменного тока

$$e_c = 2\pi f L_m i [R_c / (R_c + R_d)] |1,11 \cdot 10^{-5} R_b R_d / L_1 L_2 - 1|, \quad (3.24)$$

$$e_d = 2\pi f L_m i [R_d / (R_c + R_d)] (1,11 \cdot 10^{-5} R_b R_c / L_1 L_2 + 1); \quad (3.25)$$

помеха от переходного процесса

$$V_c = (L_m I / \tau) [R_c / (R_c + R_d)] (1,11 \cdot 10^{-5} R_b R_d / L_1 L_2 - 1), \quad (3.26)$$

$$V_d = (L_m I / \tau) [R_d / (R_c + R_d)] (1,11 \cdot 10^{-5} R_b R_c / L_1 L_2 + 1), \quad (3.27)$$

где

$$\tau = t_{нар} / 2,2. \quad (3.28)$$

2. Связь между экранированным и неэкранированным проводами (рис. 3.38б):

помеха от источника переменного тока

$$e_c = e_i [R_c / (R_c + R_d)], e_d = e_i [R_d / (R_c + R_d)], \quad (3.29), (3.30)$$

где

$$e_i = 2\pi f L_m i \alpha_{31}; \quad (3.31)$$

помеха от переходного процесса

$$V_c = V_i [R_c / (R_c + R_d)], V_d = -V_i [R_d / (R_c + R_d)], \quad (3.32), (3.23)$$

где

$$V_i = -L_m I A_{31} / \tau \quad (3.34)$$

3. Связь между неэкранированным проводом и экранированным (рис. 3.38б):

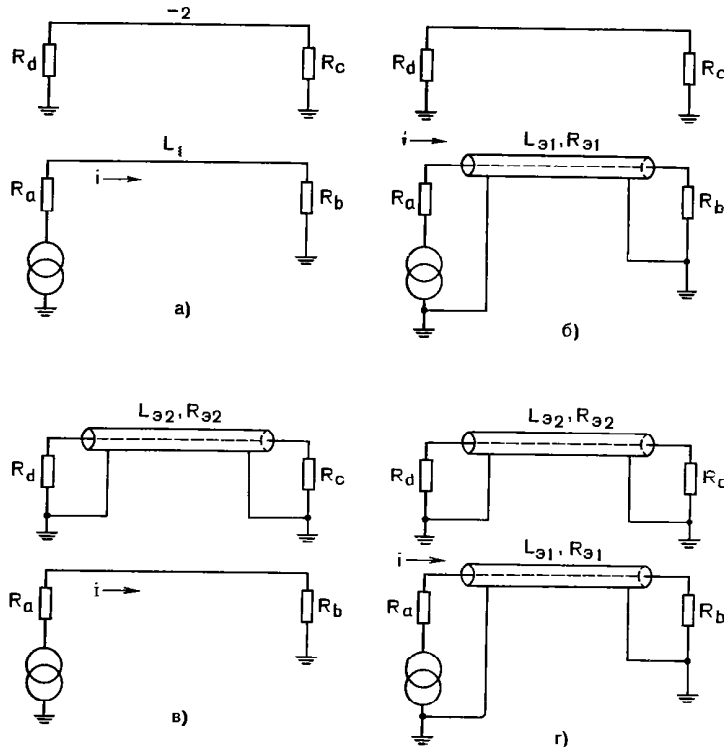


Рис. 3.38. Четыре случая электромагнитной связи: а) между двумя неэкранированными проводами; б) между экранированным проводом и неэкранированным; в) между неэкранированным проводом и экранированным; г) между двумя экранированными проводами

помеха от источника переменного тока

$$e_c = e_i [R_c / (R_c + R_d)], e_d = e_i [R_d / (R_c + R_d)], \quad (3.35), (3.36)$$

где

$$e_i = 2\pi f L_m I \alpha_{32}; \quad (3.37)$$

помеха от переходного процесса

$$V_c = V_i [R_c / (R_c + R_d)], V_d = -V_i [R_d / (R_c + R_d)], \quad (3.38), (3.39)$$

где

$$V_i = -L_m I A_{32} / \tau. \quad (3.40)$$

4. Связь между двумя экранированными проводами (рис. (3.38г)):

помеха от источника переменного тока

$$e_c = e_i [R_c / (R_c + R_d)], e_d = e_i [R_d / (R_c + R_d)] \quad (3.41), (3.42)$$

где

$$e_i = 2\pi f L_m I \alpha_{31} \alpha_{32}; \quad (3.43)$$

помеха от переходного процесса

$$V_c = V_i [R_c / (R_c + R_d)], V_d = -V_i [R_d / (R_c + R_d)], \quad (3.44), (3.45)$$

где

$$V_i = -L_m I A_{33} / \tau. \quad (3.46)$$

В уравнениях (3.24) — (3.46) и на рис. 3.38 — 3.44 приняты следующие обозначения: индекс 1 обозначает параметры источника излучения; индекс 2 — параметры цепи, принимающей излучения; α_0 — коэффициент экранирования переменного поля, зависящий от отношения fL_3/R_3 и определяемый из графика рис. 3.42; A_{31} и A_3 — коэффициенты экранирования поля переходного процесса, зависящие от отношения $(L_3/R_3)/\tau$ и определяемые из графиков рис. 3.43; C — погонная емкость провода в микрофарадах на сантиметр; d — диаметр неэкранированного провода в сантиметрах; $d_{пр}$ — внешний диаметр внутреннего проводника коаксиального кабеля или экранированного провода в сантиметрах, приведенный для некоторых типов кабелей в табл. 3.7; d_3 — внутренний диаметр оплетки (экрана) в сантиметрах (для некоторых типов коаксиальных кабелей приведен в табл. 3.7); D — расстояние между прово-

Таблица 3.7

Параметры коаксиальных кабелей и экранированных проводов

Тип R G # / U	Оплетка	Z_0 , Ом	d_3 , мм	$d_{пр}$, мм	L_3 , мкГ/м	R_3 , мОм/м	L_3/R_3 , мкс
9B ¹	Двойная	50,0	7,11	2,16	0,65	2,62	250
6A	—»—	75,0	4,75	0,71	0,665	3,77	200
5B ²	—»—	50,0	4,60	1,25	0,665	3,93	190
13A	—»—	75,0	7,11	1,09	0,65	3,11	210
8A	Одинарная	50,0	7,24	2,18	0,65	4,43	150
55A ³	Двойная	50,0	2,95	0,89	0,86	8,33	100
29	Одинарная	53,5	2,95	0,81	0,86	15,6	55
58C	—»—	50,0	2,95	0,89	0,86	15,4	55
59A	—»—	75,0	3,71	0,56	0,79	12,1	65
141	—»—	50,0	2,95	0,9	0,86	15,4	55
142	Двойная	50,0	2,95	0,99	0,86	7,21	118
122	Одинарная	50,0	2,34	0,74	0,885	18,7	47
223	Двойная	50,0	2,95	0,89	0,86	8,33	100
188 ⁴	Одинарная	50,0	1,52	0,48	0,98	24,9	40
180	—»—	95,0	2,61	0,28	0,86	19,7	43
A ⁵	—»—	1,45	1,45	0,56	0,98	52,5	19
B ⁶	—»—	1,43	1,43	0,76	0,98	20,3	48

Прим. переводчика:

¹ Отечественный аналог РК-50-7-12.

² Отечественный аналог РК-50-4-13.

³ Отечественный аналог РК-50-3-11.

⁴ Отечественный аналог РК-50-1,5-11.

Прим. автора:

⁵ Изолированный провод сечением 0,25 мм² в экране.

⁶ Изолированный провод сечением 0,5 мм² в экране.

дами в сантиметрах; e_i — переменное напряжение, наведенное в проводе, воспринимающем излучение; e_c, e_d — переменные напряжения на R_c, R_d в вольтах (действ.); f — частота в мегагерцах; h — расстояние между проводами и проводящей поверхностью в сантиметрах; i — ток источника излучения в амперах; I — пиковый ток источника излучения при помехе от переходного процесса (в амперах), описываемого выражением

$$i = I(1 - e^{-t/\tau}); \quad (3.47)$$

l — длина провода в метрах; L — индуктивность провода в микрогенри на метр, определяемая из рис. 3.41 в зависимости от отношения R/d ; L_s — индуктивность экрана экранированного провода

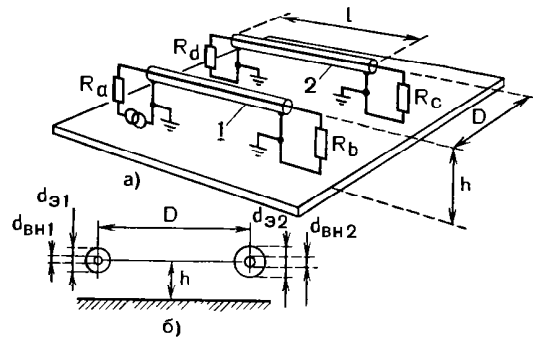


Рис. 3.39. Связанные линии над проводящей плоскостью: а) схематическое изображение; б) поперечное сечение: 1 — излучающая линия; 2 — линия, воспринимающая излучение

в микрогенри на метр, определяемая из рис. 3.41 в зависимости от отношения h/d_s ; L_m — взаимоиנדукция между проводами в микрогенри на метр, определяемая из рис. 3.40 в зависимости от отно-

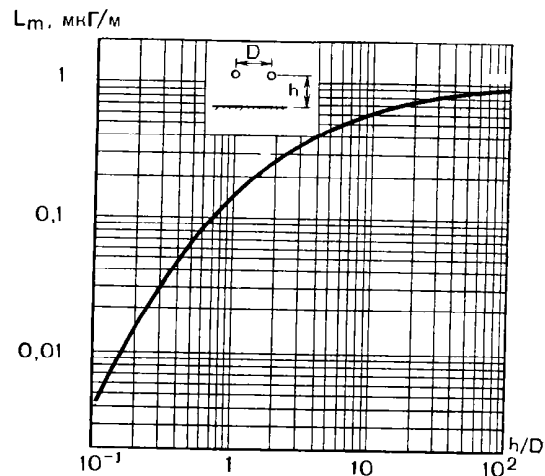


Рис. 3.40. Взаимоиндуктивность двух проводников, расположенных над проводящей плоскостью

шения h/D ; R_a, R_b, R_c, R_d — сопротивления нагрузки на концах проводов в омах; R_s — сопротивление экрана на постоянном токе и низкой частоте в омах на метр (в табл. 3.7 приведены значения для некоторых типов кабелей), вместо которого подставляется R_T

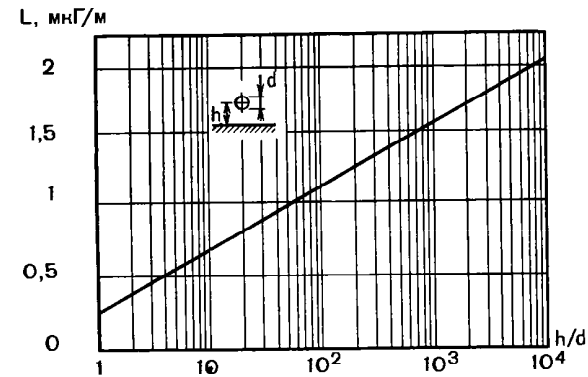


Рис. 3.41. Индуктивность проводника, расположенного над проводящей плоскостью

на частотах свыше 200 кГц; R_T — сопротивление передачи экрана коаксиальных кабелей и экранированных проводов в омах на метр (это сопротивление является функцией частоты, но почти постоянно на частотах до 200 кГц, где оно приблизительно равно R_s ; изменения R_T в зависимости от частоты иллюстрирует рис. 3.44);

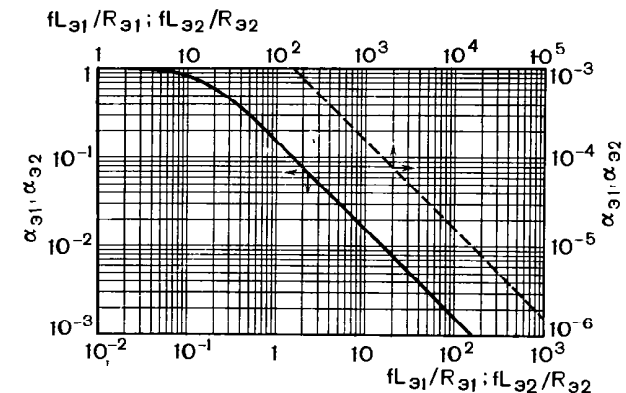


Рис. 3.42. Коэффициент экранирования от поля, наведенного переменным током: $\alpha_{\text{з}1} = f(fL_{\text{з}1}/R_{\text{з}1}); \alpha_{\text{з}2} = f(fL_{\text{з}2}/R_{\text{з}2})$

τ — постоянная времени переходного процесса в микросекундах; $t_{\text{нар}}$ — время нарастания в микросекундах от 10 до 90% амплитуды переходного процесса, создающего помеху; V_c, V_d — пиковые значения наведенного напряжения на R_c, R_d в вольтах; V_i — пико-

вое значение напряжения, наведенного в воспринимающем проводе во время переходного процесса в вольтах; Z_0 — волновое сопротивление кабеля в омах.

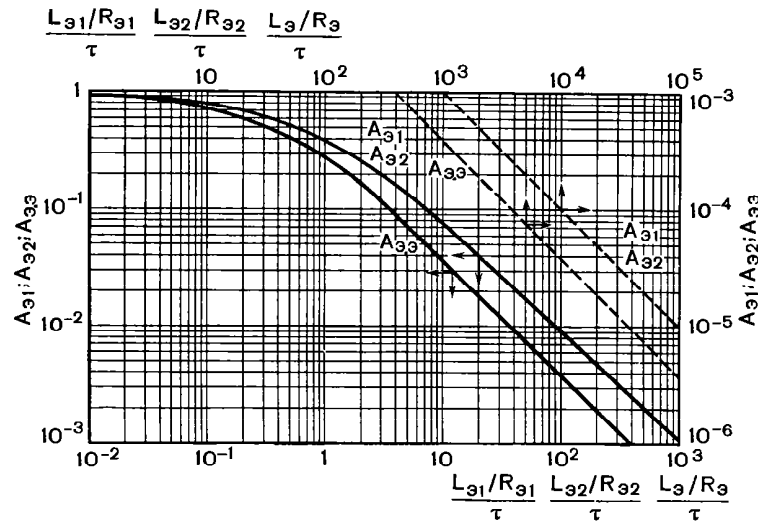


Рис. 3.43. Коэффициент экранирования от поля, наведенного переходным процессом:

$$A_{3,3} = f(L_3/R_3\tau); A_{31} = f(L_{31}/R_{31}\tau); A_{32} = f(L_{32}/R_{32}\tau)$$

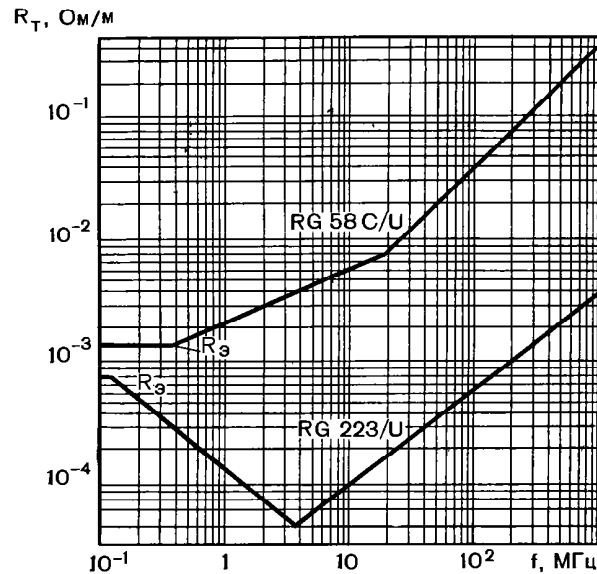


Рис. 3.44. Зависимость комплексного сопротивления передачи от частоты

На рис. 3.39 дано определение физических параметров связанных проводников, расположенных над заземленной проводящей плоскостью. В этой модели объемного монтажа устройства источник паразитного излучения и его нагрузка рассматриваются относительно проводящей плоскости, которая изображает собой всю остальную часть устройства. Графики рис. 3.40—3.44 и табл. 3.7 используются по мере надобности для решения уравнений (3.24) — (3.48).

Уравнения (3.24) — (3.48) справедливы, если можно пренебречь последовательной реактивностью и шунтирующей емкостной проводимостью принимающего паразитное излучение провода по сравнению с комплексным сопротивлением нагрузок, т. е. когда $R_c + R_d \gg 2\pi f L_2 l$ и $R_c R_d / (R_c + R_d) \ll 1 / (2\pi f C_2) = 10^5 L_2 / 1,1 \cdot 2\pi f l$, где L_2 — последовательная погонная индуктивность провода, принимающего излучение, в микрогенри на метр и C_2 — его погонная шунтирующая емкость в микрофарадах на метр.

В уравнениях (3.24) — (3.28) учитываются как магнитная, так и электрическая составляющие связи между двумя параллельными неэкранированными проводами. Взаимная емкость C_m присутствует там в неявном виде и может быть описана выражением, связывающим ее с взаимоиндуктивностью и индуктивностями:

$$C_m = 0,101 L_m / L_1 L_2, \quad (3.48)$$

где C_m дана в пикофарадах на метр.

В случае экранирования одного или обоих проводов связь между ними будет в основном магнитной (при относительно малой длине проводов). Как упоминалось выше, на частотах ниже 3 кГц магнитное поле, создаваемое током в экранированном и неэкранированном проводах, приблизительно одно и то же, так что случаи 2—4 на низких частотах сводятся к случаю двух неэкранированных проводов.

При анализе помех, вызванных переходными процессами, на частотах до 200 кГц удобнее пользоваться омическим сопротивлением экрана R_a вместо сопротивления передачи R_T , что справедливо даже при рассмотрении очень быстрых переходных процессов. На частотах выше 200 кГц сопротивление R_a заменяется на R_T [25].

Для иллюстрации анализа наводок между проводами рассмотрим численный пример. Пусть два неэкранированных провода длиной 1,55 см расположены над корпусом на высоте 4,45 см и расстояние между ними составляет 2,2 см. Диаметры проводов $d_1 = d_2 = 0,8$ мм. Предположим, что сопротивления нагрузок составляют: $R_a = 50$ Ом, $R_b = 150$ Ом, $R_c = 2$ кОм и $R_d = 150$ Ом. Частоту помехи примем равной 0,15 МГц и напряжение холостого хода источника помехи $e = 10$ В (действ.). Рассматривается помеха от источника переменного напряжения.

Из рис. 3.40 при $h/D = 2$ определяем $L_m = 0,28$ мкГ/м; из рис. 3.41 при $h/d_1 = h/d_2 = 54,7$ находим $L_1 = L_2 = 1,1$ мкГ/м. Пренебрегая малыми комплексными сопротивлениями L_1 и C_1 , определяем ток $i = e / (R_a + R_b) = 10 / 200 = 0,05$ А.

Из уравнения (3.24)

$$e_c = 6,28 \cdot 0,15 \cdot 0,28 \cdot 0,015 \cdot 0,05 \frac{2000}{2150} \left| 1,11 \cdot 10^{-5} \frac{150 \cdot 150}{1,08 \cdot 1,08} - 1 \right| = 1,5 \cdot 10^{-4} \text{ В.}$$

Из уравнения (3.25)

$$e_d = 6,28 \cdot 0,15 \cdot 0,28 \cdot 0,015 \cdot 0,05 \frac{150}{2150} \left(1,11 \cdot 10^{-5} \frac{150 \cdot 2000}{1,08 \cdot 1,08} + 1 \right) = 5,4 \cdot 10^{-5} \text{ В.}$$

Если полезное напряжение на нагрузке $R_c = 2$ кОм составляет 1 В (действ.), то за счет паразитных связей отношение сигнал/помеха составит $20 \lg (1/5,4 \cdot 10^{-5}) \approx 76$ дБ, т. е. при обычных требованиях по подавлению помехи на 90 дБ ее уровень превышает допустимый на 14 дБ.

При разработке источников особо чистых колебаний необходимо спроектировать диаграмму разводки проводов с нанесением на нее уровней всех передаваемых по проводам и кабелям колебаний и указанием формы их напряжений. Кабели и экранированные провода, по которым передаются колебания значительной мощности, не должны быть связаны в общий жгут с кабелями, по которым передаются особо чистые колебания. Указанное требование тем более относится к передаче импульсных напряжений. В случаях, когда это требование выполнить не удастся, необходимы математический анализ и измерения для определения уровня наводимой помехи. Результаты расчета и измерений должны лечь в основу выбора метода конструирования. Конструирование системы и разбиение схемы на модули следует вести таким образом, чтобы избежать кабельных соединений между частями устройства, где вырабатываются и используются колебания с особо чистым спектром. Другим выходом является повышение уровней особо чистых колебаний до значений, позволяющих считать напряжение помех пренебрежимо малым. Не будучи заранее учтены и подавлены, излучения кабелей могут представить серьезную проблему в синтезаторе, где они проявятся в виде недопустимо больших уровней побочных составляющих.

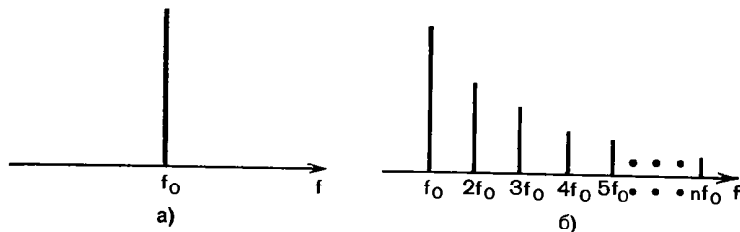


Рис. 3.45. Спектры помех:
а) узкополосной; б) широкополосной

Импульсные помехи. Помехи этой категории можно разделить на два основных вида: узкополосные и широкополосные. Под узкополосной помехой подразумевается колебание, мощность которого сконцентрирована в узкой полосе частот, как показано на рис. 3.45а. К подобным помехам относится, например, побочная составляющая, возникающая при сложении двух колебаний. Другим примером может служить помеха одной частоты, наведенная в цепь из-за электрической или магнитной паразитной связи. Широкополосной называют помеху, мощность которой распределена в широкой полосе частот (рис. 3.45б). Любое несинусоидальное изменение напряжения или тока (с крутым фронтом, или треугольной формы, или малой длительности) классифицируется как широкополосная помеха [12]. Наиболее часто встречающаяся широкополосная помеха вызывает

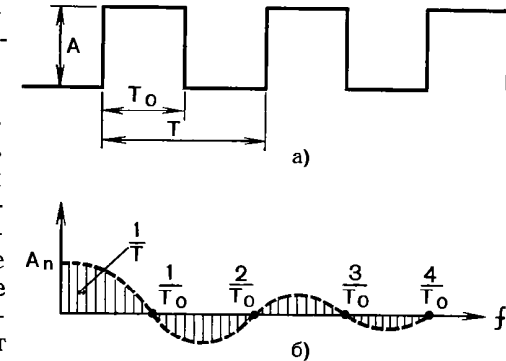


Рис. 3.46. Идеальная импульсная последовательность:
а) форма кривой; б) спектр

периодической последовательностью прямоугольных импульсов. Колебания такого вида формируются из синусоидальных для использования в умножителях частоты или вырабатываются цифровыми устройствами, используемыми при синтезе частот. В любом случае импульсная последовательность возбуждает сильное переменное магнитное поле, легко проникающее в другие цепи. Это объясняется большим содержанием высших гармонических составляющих в импульсной последовательности. Идеальный периодически повторяющийся прямоугольный импульс описывается уравнениями (3.49) и (3.50) и представлен на рис. 3.46 [26]:

$$C_n = 2A (T_0/T) [\sin(n\pi T_0/T) : (n\pi T_0/T)], \quad (3.49)$$

где C_n — амплитуда n -й гармоники (n -й коэффициент ряда Фурье), $n = 1, 2, 3, \dots$ и частота следования импульсов

$$F = 1/T, \quad (3.50)$$

где T — период следования импульсов в последовательности.

На практике импульсы обладают конечным временем нарастания и спада и скорее могут считаться трапецеидальными, чем прямоугольными. Импульсы такой формы описываются выражениями (3.51) и (3.52) [26] и изображены на рис. 3.47:

$$C_n = 2A \frac{T_0 + t_1}{T} \frac{\sin(n\pi t_1/T)}{n\pi t_1/T} \frac{\sin[n\pi(T_0 + t_1)/T]}{n\pi(T_0 + t_1)/T}, \quad t_{\phi} = t_{\text{сп}} = t_1, \quad (3.51), (3.52)$$

где t_{ϕ} — время нарастания импульса (длительность фронта) и $t_{\text{сп}}$ — время спада импульса (длительность спада). Из этих уравнений следует, что чем короче длительности фронта и спада

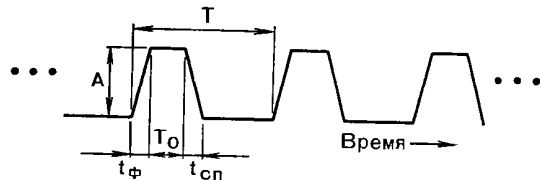


Рис. 3.47. Последовательность трапецеидальных импульсов

импульса, тем больше в нем содержится высших гармонических составляющих, тем выше интенсивность наведенного им поля помех и тем труднее создание эффективного экранирования от этого поля.

Другой вид широкополосных помех вызывается одиночными импульсами. Переходные процессы, например в цепях высокочастотных переключателей и реле, являются источниками таких помех. Электрическое или магнитное поле такой помехи наводится на

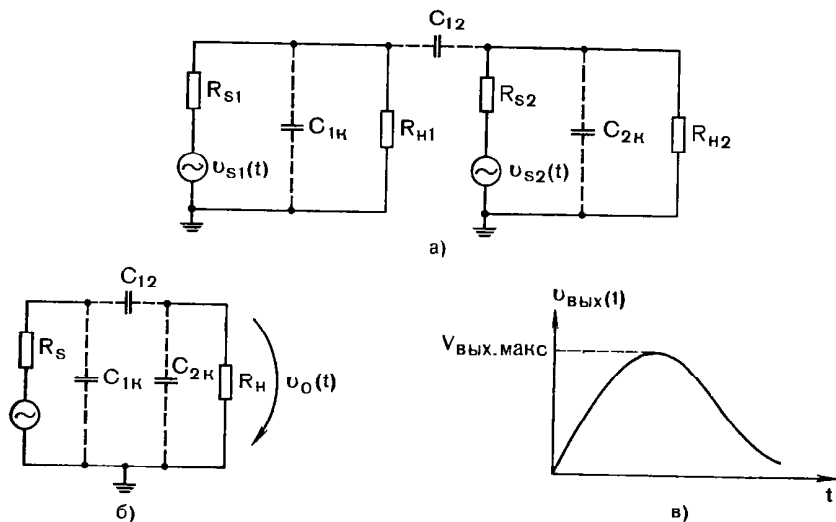


Рис. 3.48. Возникновение помехи, вызванной переходным процессом: а) две цепи, связанные паразитной емкостью; б) их эквивалентная схема; в) переходный процесс $u_o(t) = v_{\text{вых}}(t)$

цепи аналоговых или цифровых устройств и нередко вызывает сбои в работе последних. Этот вид помехи заслуживает несколько более подробного рассмотрения.

Обратимся к случаю двух цепей, связь между которыми обусловлена наличием паразитной емкости, как показано на рис.

3.48а, б [12]. Предположим, что $v_s(t)$ — скачок напряжения на величину V_p , определяемый как

$$v_s(t) = v_{s1}(t) R_{n1} / (R_{n1} + R_{s1}) \quad (3.53)$$

и начинающийся э момент времени $t=0$. Для упрощения выражения выходного напряжения $v_{\text{вых}}(t)$ примем $C_{1к} = C_{2к}$ и $R_s = R_n$, где

$$R_s = R_{s1} R_{n1} / (R_{s1} + R_{n1}), R_n = R_{s2} R_{n2} / (R_{s2} + R_{n2}). \quad (3.54), \quad (3.55)$$

Тогда выходное напряжение

$$v_{\text{вых}}(t) = (V_p R_n / 2 R_{s1}) [e^{-\gamma t / \tau} - e^{-t / \tau}], \quad \text{где } \tau = R_n C_{1к}, \quad (3.56), \quad (3.57)$$

$$\gamma = \{[1 + (C_{1к} / C_{12})] - 1\} : \{[1 + (C_{1к} / C_{12})] + 1\}. \quad (3.58)$$

Пусть

$$\alpha = 1 + C_{1к} / C_{12}. \quad (3.59)$$

Тогда максимальное значение выходного напряжения (рис. 3.48в)

$$V_{\text{вых.макс}} = V_p (R_n / R_{s1}) (\gamma \alpha / 2 \sqrt{\alpha^2 - 1}). \quad (3.60)$$

Величина $V_{\text{вых.макс}}$ зависит от паразитной емкости связи C_{12} и емкости относительно корпуса каждой из цепей ($C_{1к}$ и $C_{2к}$). В последние входят как предусмотренные в схеме, так и паразитные емкости.

Понимание механизма импульсных помех позволяет разработчику электронной аппаратуры заранее учесть их влияние и нейтрализовать его, предусматривая либо достаточную степень широкополосной фильтрации, либо необходимое экранирование или и то и другое.

Использование приведенной выше теории помех будет проиллюстрировано следующим примером.

Рассмотрим случай СВЧ синтезатора частот, состоящего из одной петли цифровой ФАПЧ и умножителя частоты на 10. Дециметровая петля ФАПЧ работает в диапазоне частот от 300 до 400 МГц с шагом сетки 10 кГц, диапазон частот выходных колебаний синтезатора составляет от 3 до 4 ГГц с шагом сетки 100 кГц.

Структурная схема такого синтезатора приведена на рис. 3.49. Основными элементами петли ФАПЧ являются ГУН дециметрового диапазона волн, управляемый программным устройством ДПКД и фазовый дискриминатор. Частота ГУН делится и сравнивается с опорной частотой 10 кГц. Опорная частота вырабатывается делением частоты кварцевого генератора 1 МГц. Кроме перечисленных устройств в состав синтезатора входят двухкаскадный буферный усилитель, фильтр петли ФАПЧ, преобразователь код — аналог и устройство обработки данных (процессор).

Гармоники опорной частоты 10 кГц, попадающие в полосу рабочих частот ГУН, подавляются буферным усилителем. Эти побочные составляющие, обладающие на входе ДПКД уровнем —80 дБм, возникают благодаря наличию паразитной электростатической связи между входом и выходом делителя частоты. Выходным колебанием делителя частоты является последовательность

импульсов с круглыми фронтами, амплитудой 4 В и частотой следования 10 кГц.

Фильтр петли ФАПЧ состоит из двойного Т-моста и фильтра нижних частот, подавляющего колебания опорной частоты 10 кГц и ее гармоник, проходящих на выход фазового дискриминатора. Преобразователь код — аналог предназначен для выработки напряжения грубой настройки частоты ГУН.

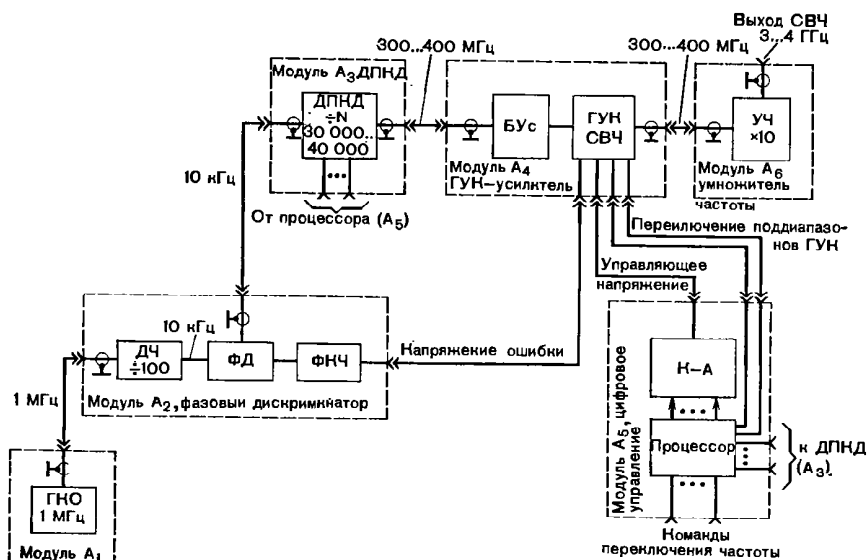


Рис. 3.49. Разбиение СВЧ синтезатора на шесть модулей

Нужный коэффициент деления частоты устанавливается в ДПКД по внешней команде. Частота ГУН устанавливается равной одной десятой заданного значения выходной частоты с точностью, достаточной для обеспечения режима захвата. Преобразование данных управления частотой осуществляется процессором, который выбирает необходимый коэффициент деления частоты ДПКД (в пределах от 30 000 до 40 000), поддиапазон частот ГУН (1, 2 или 3-й) и вырабатывает напряжение грубой настройки частоты ГУН.

Разбиение синтезатора на отдельные группы или модули осуществляется на ранней стадии разработки, исходя из соображений наилучшего конструктивного размещения элементов с учетом геометрических размеров получающихся модулей. Разбиение схемы на шесть модулей показано на рис. 3.49. Пять модулей — от А₂ до А₆ — представляют собой прямоугольные алюминиевые коробки с индивидуальными съемными крышками. Модули вставляются в монтажную раму, являющуюся составной частью основной, несущей рамы синтезатора. В модуле А₁, имеющем нестандартные размеры и крепящемся непосредственно к основной раме, размещается генератор опорной частоты 1 МГц.

Целью анализа является выявление наиважнейших цепей, чувствительных к наводкам, и основных источников паразитных излучений, а также оценка помехоустойчивости при предполагаемом разбиении на модули. При анализе ограничимся рассмотрением проблем излучений и наводок, вызванных межмодульным монтажом. Будем считать, что к синтезатору предъявляется требование подавления побочных составляющих на 80 дБ, с запасом в 6 дБ на СВЧ выходе. Отсюда подавление побочных составляющих на выходе дециметрового ГУН должно быть не менее 106 дБ.

Визуальное рассмотрение схемы рис. 3.49 заставляет предположить, что наиболее чувствительным к наводкам элементом схемы является дециметровый ГУН с его двумя высокочувствительными входами, на которые поступают напряжение ошибки и управляющее перестройкой напряжение. Возможными источниками паразитных излучений, обладающих высокими уровнями интенсивности, являются фазовый дискриминатор и ДПКД. Фазовый дискриминатор целиком размещается в модуле А₂, так что можно считать, что он не будет загрязнять выходное колебание (за исключением наводок по цепям питания и паразитных излучений из отверстий в корпусе, которыми в данном случае пренебрежем). При этом предполагается, что фильтр петли ФАПЧ обеспечивает достаточное подавление колебаний опорной частоты 10 кГц и ее гармоник, проходящих на выход фазового дискриминатора. В ДПКД может возникнуть паразитная частотная модуляция: во-первых, из-за наводки частотой 10 кГц или ее гармониками на цепь напряжения ошибки, что может происходить на участке межмодульного монтажа, отмеченного как «отрезок 1» на рис. 3.50, во-вторых, из-за паразитной связи между цепями управления ДПКД и цепью управляющего напряжения («отрезок 2») и, в-третьих, из-за паразитной связи между цепями управления ДПКД и цепью напряжения ошибки («отрезок 3»).

Часть межмодульного монтажа, представляющая наибольший интерес для анализа, представлена на рис. 3.50. Для простоты здесь опущены разводка цепей, предположительно не влияющих на передачу паразитных излучений (таких, как цепи питания постоянными напряжениями), а также модуль А₆.

На отрезке 1 коаксиальный кабель, по которому передается импульсная последовательность с частотой следования 10 кГц от ДПКД к фазовому дискриминатору, расположен рядом с неэкранированным проводом, по которому напряжение ошибки поступает на дециметровый ГУН. Длина этой части провода и кабеля составляет примерно 8 см по межмодульному монтажу и 5 см внутри модуля А₂ (включая сюда и разъем), после чего эти проводники расходятся. Использован кабель типа РК-50-1,5-11 и провод сечением 0,75 мм² с наружным диаметром (по изоляции) 1,3 мм.

Схема и взаимное расположение рассматриваемых цепей показаны на рис. 3.51. Напряжение, наводимое на цепь напряжения ошибки, определяется уравнениями (3.30) и (3.31); в данном примере $f = 10^{-2}$ МГц и $l = 0,13$ м. Нагрузка R_d представляет собой

входное сопротивление цепи варикапа ГУН на частоте 10 кГц, R_c — выходное сопротивление фазового дискриминатора. Пусть $R_d = 150$ кОм и $R_c = 2$ кОм. Расстояние между интересующей нас парой проводников $D = 1,9$ мм и расстояние от корпуса $h = 1,3$ мм,

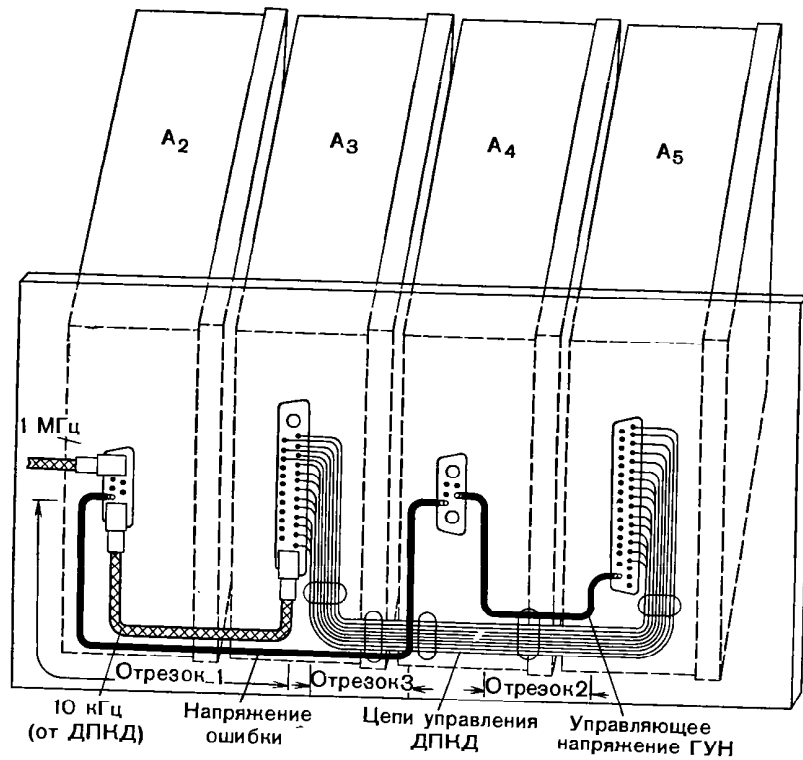


Рис. 3.50. Часть монтажа синтезатора, относящаяся к дециметровой секции

так что отношение $h/D = 0,68$. Из рис. 3.40 $L_m = 9,7 \cdot 10^{-2}$ мкГ/м. Аналогично из рис. 3.41 $L_s = 0,25$ мкГ/м при $h/d_s = 0,865$ ($d_s = 1,5$ мм). Определив погонную индуктивность экрана кабеля, из рис. 3.42 находим $\alpha_{a1} = 0,85$ при $fL_s/R_s = 0,323$, где сопротивление экрана на низкой частоте $R_s = 25 \cdot 10^{-3}$ Ом/м. Подставляя полученные значения в уравнения (3.30) и (3.31), получаем

$$e_d = 6,28 \cdot 10^{-2} \cdot 9,7 \cdot 10^{-2} \cdot 0,13 \cdot 0,85 i \cdot 1,5 \cdot 10^6 / 1,502 \cdot 10^6 = 6,65 \cdot 10^{-4} i,$$

где i — переменный ток, потребляемый источником излучения. Его величину определим из следующих соображений.

Пусть нагрузка ДПКД $R_b = 10$ кОм, амплитуда импульса $A = 4$ В и длительность импульса $T_0 = 20$ мкс при длительности фронта и спада $t_1 = 0,1$ мкс. Период следования импульсов $T =$

0,1 мс. Из (3.51) при $n=1$ получаем, что амплитуда напряжения на основной частоте 10 кГц

$$A_{10\text{кГц}} = 8 \frac{20 \cdot 10^{-6}}{10^4} \frac{\sin(3,14 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} / 10^{-4})}{3,14 \cdot 0,1 \cdot 10^{-6} / 10^{-4}} \times \\ \times \frac{\sin(3,14 \cdot 20 \cdot 1 \cdot 10^{-6} / 10^{-4})}{3,14 \cdot 20 \cdot 1 \cdot 10^{-6} / 10^{-4}} = 1,275 \text{ В.}$$

Отсюда $i_{10\text{кГц}} = A_{10\text{кГц}} / R_b = 1,275 / 10^4 = 1,275 \cdot 10^{-4}$ А (ампл.), $e_d = 6,65 \cdot 10^{-4} \cdot 1,275 \cdot 10^{-4} = 8,5 \cdot 10^{-8}$ В.

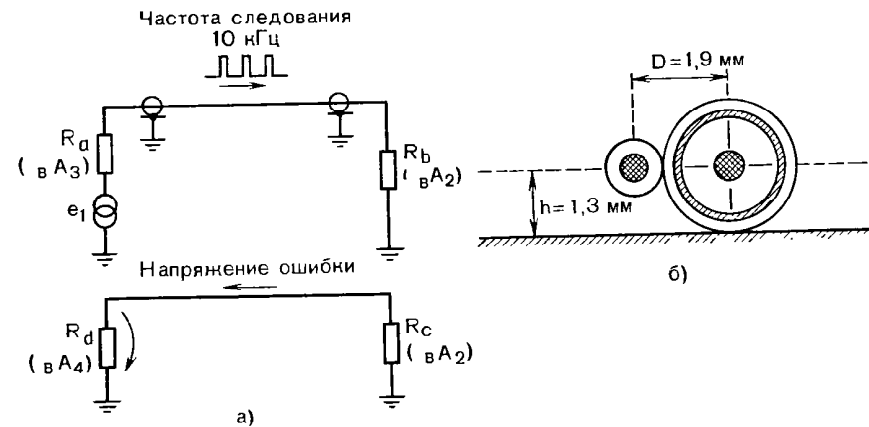


Рис. 3.51. Пример наводки из коаксиального кабеля на изолированный провод: а) схема; б) поперечное сечение (отрезок 1 на рис. 3.50)

Примем крутизну электронной настройки ГУН $\alpha_{\text{ГУН}}$ равной 1,5 МГц/В, тогда паразитная девиация частоты ГУН, вызванная наведенными пульсациями частоты 10 кГц,

$$\Delta f_{\text{пик}} = \alpha_{\text{ГУН}} e_d = 1,5 \cdot 10^6 \cdot 8,5 \cdot 10^{-8} = 0,1275 \text{ Гц,}$$

$$\Delta f_{\text{действ}} = 0,707 \Delta f_{\text{пик}} = 0,09 \text{ Гц}$$

и уровни боковых полос паразитной ЧМ окажутся подавленными относительно уровня полезного колебания на $20 \lg(1,414 \cdot 10^4 / 0,09) = 104$ дБ, что на 2 дБ меньше требуемого значения. Более того, следует ожидать, что расчетные значения окажутся заниженными относительно измеренных на 6...10 дБ, что объясняется множеством принятых при расчете упрощений. Поскольку разница между требуемым и полученным расчетным путем значениями невелика, можно рекомендовать передачу напряжения ошибки также по коаксиальному кабелю типа РК-50-1,5-11. Анализ показывает, что в этом случае такой кабель обеспечит достаточную степень экранирования и на отрезке 2 межмодульного монтажа.

Подобный же расчет необходимо провести и для нескольких гармоник опорной частоты 10 кГц, что будет хорошим упражнением для заинтересованного читателя.

Перейдем теперь к отрезку 2. Здесь паразитной является связь между неэкранированным проводом, по которому управляющее напряжение поступает на ГУН, и всеми цепями управления ДПКД. Команды, передаваемые по цепям управления ДПКД, представляют собой неперiodические импульсы, и переходные процессы в этих цепях происходят только в моменты переключения выходной частоты синтезатора. Таким образом, командные импульсы сами по себе не являются источником помех. Тем не менее на настольном макете системы во всех цепях управления была обнаружена пульсация частоты 10 кГц и напряжением 10 мВ (действ.). Было установлено, что это паразитное колебание возникало вследствие недостаточной развязки между входами и выходами индивидуальных счетчиков, используемых в ДПКД. В каждой цепи управления ДПКД предусмотрен конденсатор емкостью 0,01 мкФ; улучшение фильтрации за счет увеличения этой емкости исключается требованиями к величине времени переключения.

Расчет проводится по той же методике, что и выше. Для ускорения расчета рассматривается только наихудший случай связи между двумя проложенными рядом неэкранированными проводниками. Оба провода имеют сечение 0,75 мм² и наружный диаметр по изоляции приблизительно 1,3 мм. Отсюда $h=0,7$ мм и $D=1,3$ мм. Длина проводов на отрезке 2 составляет 0,025 м, частота помехи равна 10⁻² МГц. Входное сопротивление цепи $R_d=150$ кОм, выходное сопротивление преобразователя код — аналог $R_c=10$ кОм на частоте помехи. Отношение $h/D=0,5$, отсюда погонная взаимоиנדуктивность $L_m=6,5 \cdot 10^{-2}$ мкГ/м.

Величина напряжения, наводимого на цепь управляющего напряжения ГУН, определяется с помощью (3.25). Поскольку индуктивности рассматриваемых проводов одинаковы, $L_1=L_2=L$, то $L=0,28$ мкГ/м при $h/D=0,99$. Нагрузка цепей управления ДПКД R_b на частоте 10 кГц составляет примерно 1 кОм. Подставляя эти значения в (3.25), получим

$$e_d = 6,28 \cdot 10^{-2} \cdot 6,5 \cdot 10^{-2} \cdot 0,025 i \frac{150}{160} (1,11 \cdot 10^{-5} \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^5 / 0,28 - 1) = 0,18i.$$

Напряжение пульсаций в проводе-источнике излучения составляет 10 мВ, сопротивление нагрузки $R_b=1$ кОм, откуда

$$i = 10^{-2} / 10^3 = 10^{-5} \text{ А (действ.)}, e_d = 1,8 \cdot 10^{-6} \text{ В (действ.)}.$$

При выбранном ранее значении крутизны электронной настройки ГУН 1,5 МГц/В такая величина помехи приведет к паразитной девиации частоты $\Delta f_{\text{действ}} = 5 \cdot 10^6 \cdot 1,8 \cdot 10^{-6} = 9$ Гц и согласно (2.19) отношение мощности одной боковой полосы ЧМ к мощности несущей будет равно $20 \lg(9/1,414 \cdot 10^4) = -64$ дБ, что на 42 дБ ниже требуемого подавления побочных составляющих.

Попытаемся уменьшить паразитную связь между проводами, заменив провод, по которому передается напряжение управления частотой ГУН, коаксиальным кабелем типа РК-50-1,5-11. Расчет

проводится точно так же, как для отрезка 1, с использованием уравнений (3.30) и (3.31) при следующих значениях параметров: $R_d=150$ кОм, $R_c=10$ кОм, $f=10^{-2}$ МГц; $L_m=9,7 \cdot 10^{-2}$ мкГ/м, $l=0,025$ м, $\alpha_{21}=0,85$, $i=10^{-5}$ А (действ.). Подстановка дает

$$e_d = 6,28 \cdot 10^{-2} \cdot 9,7 \cdot 10^{-2} \cdot 0,025 \cdot 10^{-5} \cdot 0,85 \frac{1,5 \cdot 10^6}{1,51 \cdot 10^5} = 1,33 \cdot 10^{-9} \text{ В (действ.)},$$

что при крутизне электронной настройки ГУН 5 МГц/В (по цепи грубого управления частотой ГУН) приведет к паразитной девиации частоты

$$\Delta f_{\text{действ}} = 5 \cdot 10^6 \cdot 1,33 \cdot 10^{-9} = 6,65 \cdot 10^{-3} \text{ Гц}.$$

Отношение мощности одной боковой полосы ЧМ к мощности несущей в этих условиях составит $20 \lg(6,65 \cdot 10^{-3} / 1,414 \cdot 10^4) = -126,5$ дБ.

Так, заменой изолированного провода на коаксиальный кабель удалось увеличить развязку на частоте 10 кГц более чем на 60 дБ. (Этим расчетом подтверждается также высказанное ранее утверждение, что применение кабеля для передачи напряжения ошибки устранит проблему наводок на частоте 10 кГц в межмодульном монтаже на отрезке 1). Наличие запаса в 20 дБ позволяет считать, что необходимая степень экранирования будет обеспечена даже при совпадении фаз пульсаций во всех цепях управления ДПКД. В качестве упражнения читателю предлагается самостоятельно провести анализ паразитной связи на отрезке 3.

Если в требованиях на систему не оговорено обязательное разделение диапазона частот ГУН на отдельные поддиапазоны, плавная перестройка ГУН во всем рабочем диапазоне частот может оказаться более экономичным решением. Как правило, при этом возрастает чувствительность ГУН по отношению к внешним наводкам из-за повышения крутизны его электронной настройки при перестройке частоты в широкой полосе.

Так, если дециметровый ГУН в приведенном выше примере перестраивать напряжением во всем диапазоне от 300 до 400 МГц, не разбивая этот диапазон на три поддиапазона, то крутизна электронной настройки по входу управляющего напряжения, по всей вероятности, возросла бы до 10 МГц/В, что соответствует повышению его чувствительности к наводкам в низкочастотной части диапазона более чем на 6 дБ. При таких условиях трудно обеспечить удовлетворительные характеристики синтезатора, даже если передавать управляющее напряжение на ГУН по коаксиальному кабелю. Более подходящей мерой явилось бы удаление из общего жгута кабелей, несущих несинусоидальные колебания значительных уровней, и кабелей, идущих к цепям, чувствительным к наводкам.

Подобный подход реализован в структуре, показанной на рис. 3.52, где показан СВЧ синтезатор, разбитый на пять модулей. Расположение ДПКД в модуле фазового дискриминатора позво-

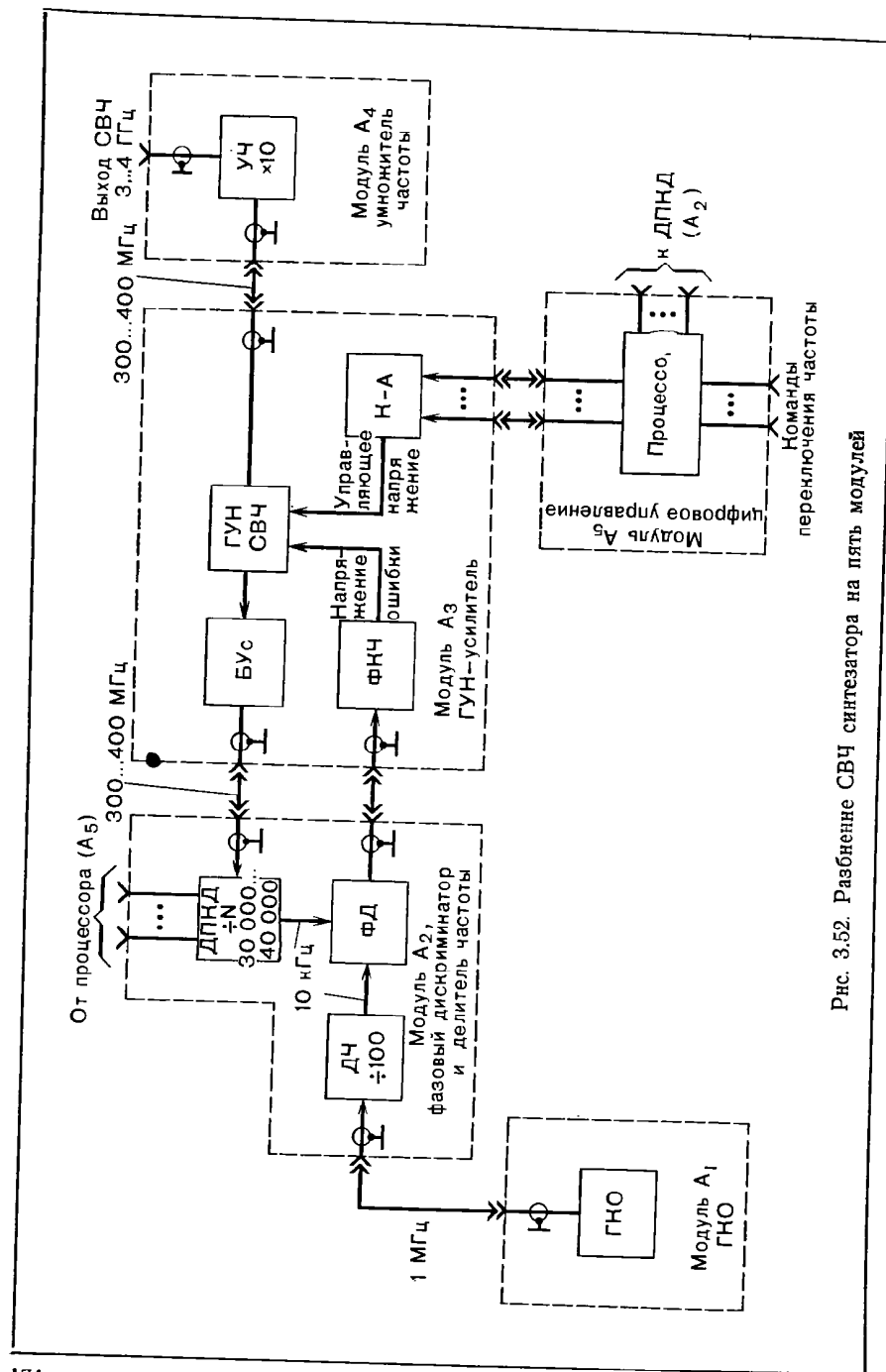


Рис. 3.52. Разбиение СВЧ синтезатора на пять модулей

ляет исключить кабель, передающий импульсную последовательность частоты 10 кГц, из общего жгута межмодульного монтажа. То же справедливо и для расположения преобразователя код — аналог в модуле ГН, что позволяет исключить кабель, передающий управляющее напряжение.

Представляется также целесообразным помещение фильтра петли ФАПЧ в модуле ГН. Однако до принятия такого решения необходимо провести анализ передаточной функции петли ФАПЧ с тем, чтобы определить, как скажется подобное изменение конструкции на содержании побочных составляющих в выходном колебании. Петли ФАПЧ подробно рассмотрены в гл. 4 и 5.

Приводя этот пример, мы стремились среди прочих подчеркнуть и тот факт, что для анализа большинства вопросов, возникающих в связи с экранированием, необходимо доскональное знание подробностей работы и монтажа используемых устройств. Ошибки в оценке таких параметров, как сопротивления нагрузок, крутизна электронной настройки ГН и формы напряжений помех в цепях, теоретически свободных от каких-либо наводок, могут сильно сказаться на конечных результатах расчетов и тем самым привести либо к недооценке проблемы помехоустойчивости, либо к неоправданно дорогим решениям.

Список литературы

1. Morrison R. Grounding and Shielding Techniques in Instrumentation. New-York: John Wiley and Sons, 1967.
2. Darbie A. M. Avoid the Pitfalls of Power-Supply Connections. — Electronic Design, February 15, 1970, pp. D10-D-20.
3. A Staff Report. RFI/EMC and the Power Supply. — Frequency Technology, February 1970, pp. 23—25.
4. Brown H. C. Get Rid of Ground-loop Ground Noise. — Electronic Design, No. 15, July 19, 1969, pp. 84—87.
5. Skopal T. E. Stop Noise Problems Before They Start. — Electronic Design, No. 1, January 4, 1969, pp. 90—94.
6. Caso L. F. Solve Interference Problems Painlessly. — Electronic Design, 25, Dezember 6, 1970, pp. 78—83.
7. Cipperly W. L. Optimize Grounding System Design With Planar Curcuits. — Frequency Technology, November 1969, pp. 23—26.
8. Buchman A. S. Noise Control in Low Level Data Systems. — Electromechanical Design, September 1962, pp. 64—81.
9. Widlar R. J. Noise and Kibinec J. J. Transmitting Data with Digital IC's. The Electronic Engineer, May 1969, pp. 58—81.
10. Heniford W. Muffling Noise in TTL. — The Electronic Engineer, July 1969, pp. 63—69.
11. Electronic Industries Association, Engineering Department, 11 West 42d Street, New York. Designer's Guide on Electromagnetic Compatibility: (a) Bulletin No. 4, System Design of Electronic Equipment, April 1965; (b) Bulletin No. 5, Bonding of Electronic Equipment, February 1964; (c) Bulletin No. 7, Enclosures, Electronic Equipment, October, 1966; (d) Bulletin No. 8, Cabling of Electronic Equipment, March 1965.
12. Fultrom Company, New-York. Interference Reduction Guide for Design Engineers, Vols. 1 and II (Washington, D. C.: Clearinghouse for Federal Scientific and Technical Information, Department of Commerce, AD 619666, August 1, 1964).
13. Hayt W. H. Jr Engineering Electromagnetics New-York: McFraw-Hill Book Company, 1958.