

К. т. н. В. С. ГОЛУБ

Украина, г. Киев, Научно-производственная фирма VD MAIS

E-mail: V.Golub@vdmais.kiev.ua

НОВЫЙ ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР С МАЛОЙ ЧАСТОТОЙ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ

Предложен импульсный интегрирующий модулятор (преобразователь аналогового сигнала) с модуляцией частоты и длительности импульсов, подобной сигма-дельта-модуляции (с малой частотой переключений), но без квантования. Модулятор характеризуется отсутствием шума квантования, свойственного сигма-дельта-модулятору, и малой частотой переключений, в отличие от частотно-импульсного. Модулятор рекомендуется, в частности, для преобразования сигналов на входе усилителей мощности класса D.

Ключевые слова: дискретизация, непрерывные отсчеты, аналого-импульсный преобразователь, импульсный модулятор, частота переключений, усилитель класса D.

Для преобразования аналогового сигнала в импульсный используются модуляторы — частотно-импульсный (ЧИМ) [1], сигма-дельта-модулятор (СДМ) [2] и другие — с непрерывными отсчетами аналогового сигнала известными, например, как continuous time.

Частотно-импульсный модулятор обладает повышенной частотой переключений, что приводит, например, к снижению КПД усилителя мощности класса D, если модулятор применяется для его управления. Недостатком сигма-дельта-модулятора является то, что он создает шум квантования, попадающий в спектр сигнала того же усилителя класса D. Для уменьшения шума прибегают к повышению порядка СДМ, что приводит к усложнению его схемы, а также к необходимости повышения частоты дискретизации [3, 4]. Настоящая работа посвящена описанию импульсного модулятора [5], который лишен указанных недостатков и, кроме того, имеет более высокий коэффициент модуляции, чем СДМ.

Рассмотрим обобщенную структурную схему интегрирующих модуляторов с отрицательной обратной связью, приведенную на **рис. 1**.

Модулятор представляет собой цепь последовательно соединенных интегратора, компара-

тора и формирователя импульсов, охваченную отрицательной обратной связью через сумматор, включенный на входе. Из аналогового сигнала на входе модулятора вычитается выходная импульсная последовательность, поступающая по цепи обратной связи. В результате этого поддерживается равновесие в системе, которая является системой автоматического регулирования интегрирующего типа с дискретным преобразованием.

Аналоговый сигнал используется со смещением, его напряжение E_0 может поступать на вход модулятора, как это показано на рис. 1, или же, с обратным знаком, через цепь обратной связи (ОС). Наличие смещения обеспечивает формирование однополярной импульсной последовательности. Вид импульсной модуляции определяется формирователем импульсов и способом его управления. Период дискретизации, который состоит из одного импульса и одного интервала между импульсами, может быть постоянным или переменным в зависимости от вида модуляции.

Формирователем импульсов, например, для ЧИМ является одновибратор [1], для СДМ — D-триггер [2]. D-триггер в модуляторе управляется внешними тактовыми импульсами, зави-

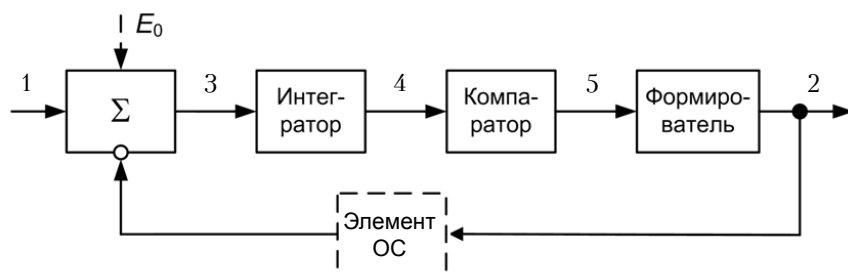


Рис. 1. Обобщенная структурная схема интегрирующих импульсных модуляторов с непрерывными отсчетами аналогового сигнала

сящими от состояния компаратора, которое обусловлено напряжением на выходе интегратора. Поскольку тактовые импульсы не зависят от модулятора, начало и окончание импульсов выходного сигнала модулятора не совпадает с моментами срабатывания и отпускания компаратора. Длительность импульсов модулятора ($\tau_{\text{имп}}$) и интервалов ($\tau_{\text{инт}}$) между ними кратны периоду квантования. Одновибратор же, входящий в состав ЧИМ, срабатывает непосредственно от компаратора, причем без задержки, которая в СДМ является переменной и создает шум квантования. Особенностью разработанного автором модулятора, условно обозначенного **ИМГ**, является наличие двух компараторов с разными уровнями компарирования, а в качестве формирователя импульсов — RS-триггер, поочередно управляемый ими.

Как видно на **рис. 2**, несущие (немодулированные) последовательности импульсов всех трех видов модуляции — одинаковые, типа «мандра», с частотой

$$f_0 = (1/2)/\tau_0, \quad (1)$$

где τ_0 — длительность полупериода немодулированной последовательности, равная длительности импульсов и интервалов между ними (в общем случае длительность импульсов может быть не равна длительности интервалов).

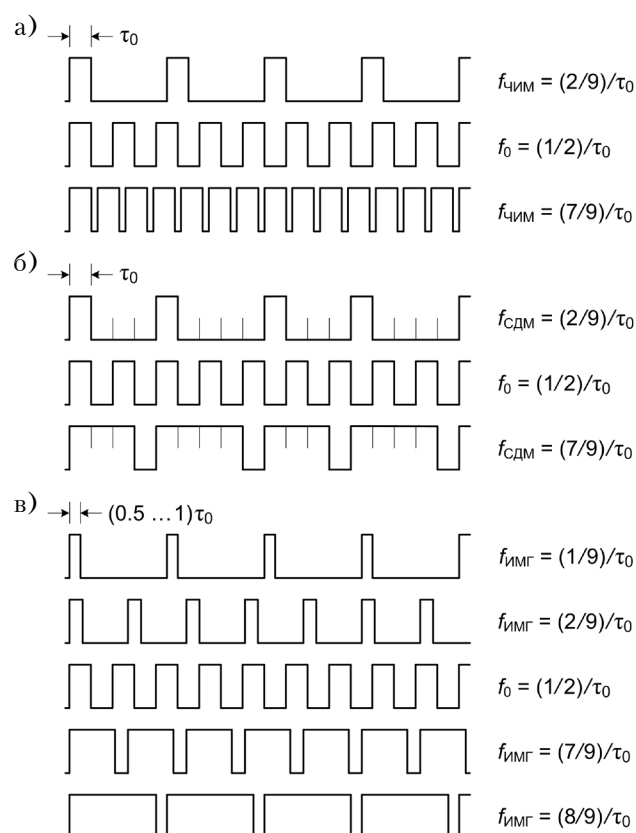


Рис. 2. Импульсные последовательности сигналов различных модуляторов:
а — ЧИМ; б — СДМ; в — ИМГ

На рис. 2 справа показаны условные значения частот для каждого из видов модуляции — $f_{\text{ЧИМ}}$, $f_{\text{СДМ}}$ и $f_{\text{ИМГ}}$ (общее обозначение — $f_{\text{мод}}$). Условная частота выходного сигнала, которая является плотностью значений «1» в функции времени, пропорциональна аналоговому сигналу на входе (со смещением) и равна

$$f_{\text{мод}} = (\tau_{\text{имп}}/\tau_{\text{дис}})/\tau_0$$

или, с учетом (1),

$$f_{\text{мод}} = 2f_0(\tau_{\text{имп}}/\tau_{\text{дис}}),$$

где $\tau_{\text{дис}} = \tau_{\text{имп}} + \tau_{\text{инт}}$ — период дискретизации.

Отметим важную особенность рассматриваемых модуляторов. В составе выходной импульсной последовательности аддитивно присутствует аналоговая составляющая, соответствующая аналоговому сигналу на входе, которая сравнивается с аналоговым сигналом на входе с учетом коэффициента передачи цепи обратной связи. Помимо аналоговой составляющей, на выходе модулятора присутствует постоянная составляющая E_0 , обусловленная смещением, и переменные импульсные составляющие, обусловленные импульсной формой сигнала и имеющие повышенную по сравнению с аналоговым сигналом частоту. Импульсные составляющие в зависимости от назначения сигнала модулятора (например, для преобразования сигнала на входе усилителей мощности класса D) могут подавляться фильтром нижних частот. Сказанное об импульсных составляющих относится к неквантованным сигналам. Сигналы с квантованием (например, типа СДМ) дополнительно содержат еще и шум квантования, частично попадающий в полосу частот аналогового сигнала.

Частота дискретизации сигналов импульсных модуляторов является частотой переключений ($f_{\text{пер}}$). Для ЧИМ-сигнала (рис. 2, а) $f_{\text{ЧИМ}} = f_{\text{пер}}$, а для СДМ-сигнала (рис. 2, б) аналогичное равенство справедливо лишь для частот $f_{\text{СДМ}} \leq f_0$. При $f_{\text{СДМ}} > f_0$ частота переключений СДМ-сигнала, в отличие от ЧИМ, уменьшается: $f_{\text{пер}} < f_{\text{СДМ}}$. В ряде случаев, например для усилителей класса D, это является преимуществом СДМ-сигнала. На рис. 2, б видно также, что СДМ-сигнал является квантованным (квантование показано тонкими линиями): частота одного из его периодов дискретизации — $f_{\text{СДМ}} = (1/4)/\tau_0$, другого — $f_{\text{СДМ}} = (1/5)/\tau_0$, а средняя частота двух периодов в сумме, как и всей импульсной последовательности в целом (в данном случае), — $f_{\text{СДМ}} = (2/9)/\tau_0$.

Сигналы разработанного модулятора, ИМГ, аналогичны сигналам СДМ, но в них отсутствует квантование (рис. 2, в). Кроме того, ИМГ обладает еще одним преимуществом: если при наличии модуляции выходной сигнал СДМ содержит короткие импульсы или интервалы длитель-

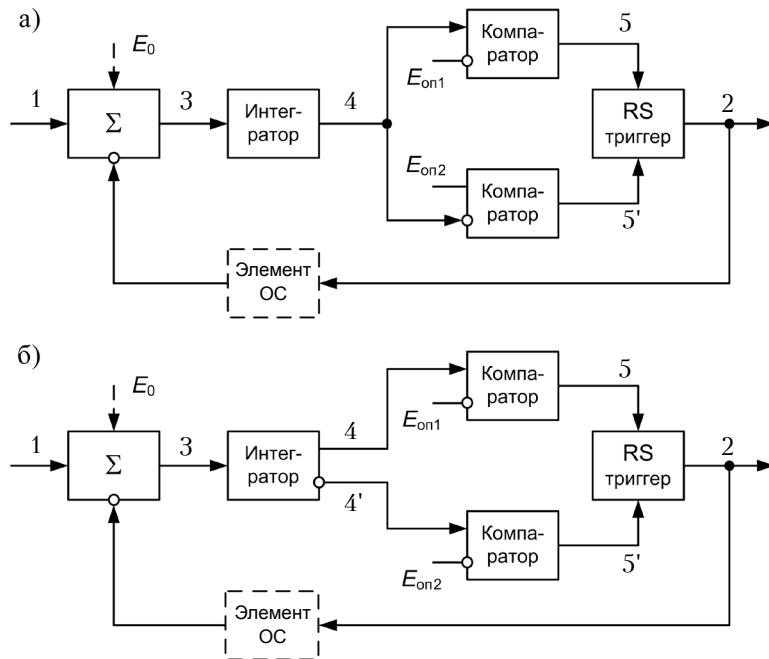


Рис. 3. Структурная схема ИМГ с двухуровневым компарированием и формирователем типа RS-триггера с одним (а) и двумя противофазными (б) выходами интегратора

ностью τ_0 (рис. 2, б), то аналогичные длительности в выходном сигнале ИМГ, зависящие от уровня аналогового сигнала на входе, дополнительно уменьшаются от τ_0 до $\tau_0/2$. В результате при одинаковой частоте переключений, согласно рис. 2, коэффициент модуляции, равный примерно 80% для СДМ ($f_{СДМ} = (2/9)/\tau_0$ и $f_{СДМ} = (7/9)/\tau_0$), в предложенном модуляторе может быть увеличен до 90% ($f_{ИМГ} = (1/9)/\tau_0$ и $f_{ИМГ} = (8/9)/\tau_0$).

На рис. 3 показаны два варианта схемы нового модулятора, отличающиеся подключением компараторов. На рис. 4 показаны две группы эюр напряжений в цепях модулятора: слева — при отрицательных (относительно смеще-

ния) уровнях сигнала, справа — при положительных. Эюры в строках 1, 2, 3, 4 соответствуют сигналам в тех местах, которые обозначены так же на схеме рис. 3, а также на рис. 1.

На рис. 4 в строке 1 показаны входные сигналы (со смещением), где E_0 — напряжение смещения, равное половине амплитуды выходных (обратной связи) импульсов, а ΔE соответствует сигналам, которые обычно являются переменными, а в данном случае — с постоянными уровнями, отрицательным и положительным. Соответственно, при наличии сигнала длительность импульсов не равна длительности интервалов выходного сигнала 2 (обратной связи), однако при отсутствии модуляции, когда $\Delta E = 0$, они равны (на рисунке не показаны).

Выходные импульсы модулятора формируются RS-триггером. Они же, как было сказано ранее, являются импульсами обратной связи (при коэффициенте передачи цепи обратной связи, равном единице), которые вычитаются из входного аналогового сигнала. В результате на выходе сумматора образуются разностные сигналы, показанные в строке 3, а на выходе интегратора — в строке 4. Длительность формируемых импульсов зависит от нескольких причин: во-первых, от входного сигнала («сигнальная» модулирующая зависимость), преобразуемого вместе с сигналом обратной связи в составе сигнала на входе интегратора; во-вторых, от постоянной времени интегратора и пороговых значений напряжения срабатывания компараторов E_{on1} и E_{on2} («схемная» зависимость).

Запишем математические соотношения для сигналов на выходе интегратора, на участках его импульсов и интервалов между ними:

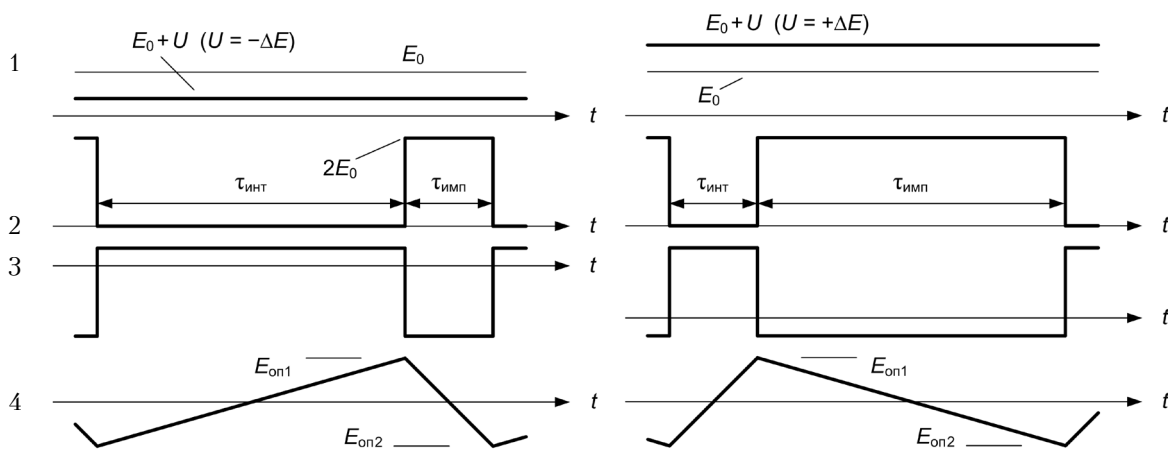


Рис. 4. Эюры напряжений в различных точках цепи ИМГ с отрицательным (слева) и положительным (справа) уровнями аналогового сигнала:

1 — на входе модулятора; 2 — сигнал обратной связи, обусловленный сигналом на выходе модулятора; 3, 4 — соответственно, на входе и выходе интегратора

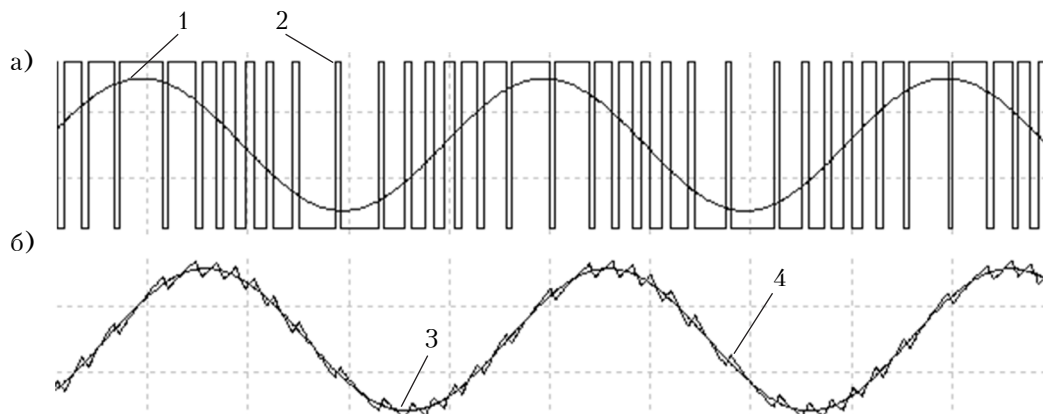


Рис. 5. Сигналы разработанного модулятора, ИМГ, полученные с помощью программы моделирования NI Multisim 10.1 [6]:

a — входной аналоговый синусоидальный (1) и выходной импульсный (2);

б — аналоговая составляющая выходного сигнала с остаточными пульсациями на выходе внешнего фильтра (4), показанная на фоне входного сигнала, прошедшего через такой же фильтр (3)

$$(1/\tau) \int (E_0 - U) dt = (\tau_{\text{имп}}/\tau)(E_0 - U) = E_{\text{оп}}; \quad (3)$$

$$(1/\tau) \int (E_0 + U) dt = (\tau_{\text{инт}}/\tau)(E_0 + U) = E_{\text{оп}}, \quad (4)$$

где τ — постоянная времени интегратора;

$$E_{\text{оп}} = E_{\text{оп1}} - E_{\text{оп2}}.$$

В соответствии с (3) и (4), длительности импульсов и интервалов между ними определяют как

$$\tau_{\text{имп}} = \tau E_{\text{оп}} / (E_0 - U) = \tau_0 / (1 - U/E_0);$$

$$\tau_{\text{инт}} = \tau E_{\text{оп}} / (E_0 + U) = \tau_0 / (1 + U/E_0),$$

$$\text{где } \tau_0 = \tau E_{\text{оп}} / E_0.$$

Исходя из этого, для трех значений U , равных 0, $+E_0$ и $-E_0$, значения указанных длительностей будут, соответственно, следующими:

$$\tau_{\text{имп}} = \tau_0; \rightarrow \infty; \tau_0/2;$$

$$\tau_{\text{инт}} = \tau_0; \tau_0/2; \rightarrow \infty.$$

Эти значения $\tau_{\text{имп}}$ и $\tau_{\text{инт}}$ являются предельными. Реально же вместо $\tau_0/2$ значение может быть несколько большим при коэффициенте модуляции 90%. Последнее (ограничение, например, величиной 90%) обусловлено тем, что импульсные составляющие модулированного сигнала не должны попадать в спектр аналогового сигнала. Возможен выбор и других реальных значений U (в сравнении с E_0) — в зависимости от требуемого соотношения частот в модуляторе.

Из приведенных на рис. 5 результатов моделирования следует, что аналогово-импульсное преобразование в предложенном модуляторе производится «один к одному», без временной задержки между входным сигналом и аналоговой составляющей выходного сигнала. Временная задержка между сигналами, показанными на рис. 5, *a* и на рис. 5, *б*, обусловлена наличием внешних фильтров.

Дополнительно отметим, что элемент ОС, показанный на рис. 1 и рис. 3, может быть линейным или нелинейным. В первом случае устрой-

ство может иметь коэффициент передачи, меньший или больший единицы, а во втором оно может быть формирователем амплитуды импульсов обратной связи. В обоих случаях параметры устройства будут влиять на частоту выходных импульсных последовательностей, что должно учитываться при их выборе.

Выводы

Предложенный модулятор отличается от частотно-импульсных малой частотой переключений и, соответственно, способен обеспечивать более высокий КПД устройств, в которых он может применяться, а также отсутствием шума квантования, свойственного СДМ. Цепь компарирования интегрируемой разности входного и выходного сигналов в нем — двухуровневая, формирующая два сигнала, которые управляют RS-триггером, являющимся формирователем выходного сигнала. Технические характеристики модулятора позволяют рекомендовать его для применения на входе коммутационного каскада усилителя мощности класса D.

ИСПОЛЬЗОВАННЫЕ ИСТОЧНИКИ

1. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 2. — Москва: Мир, 1983.
2. Голуб В. С. Сигма-дельта модулятор: петлевые фильтры и шум квантования // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. — 2013. — №2–3. — С. 19–27.
3. Голуб В. Аудио усилители мощности класса D: принципы построения // Электронные компоненты - Украина. — 2010. — №12. — С. 70–78.
4. Hawksford M. Modulation and System Techniques in PWM and SDM Switching Amplifiers // J. Audio Eng. Soc. — 2006. — Vol. 54, №3. — P. 107–136.
5. Патент України № 87966 U. Импульсный модулятор Голуба / Голуб В. С. — 2014. — Бюл. № 4.
6. Макаренко В. Моделирование радиоэлектронных устройств с помощью программы NI Multisim, Ч. 1–9 // Электронные компоненты и системы, 2008, №№ 1–4, 6–9, 12.

Дата поступления рукописи
в редакцию 13.03 2014 г.

НОВИЙ ІМПУЛЬСНИЙ МОДУЛЯТОР З МАЛОЮ ЧАСТОТОЮ ПЕРЕМІКАНЬ.

Запропоновано імпульсний інтегруючий модулятор (перетворювач аналогового сигналу) з модуляцією частоти і тривалості імпульсів, подібною до сигма-дельта-модуляції (з малою частотою перемикань), але без квантування. Модулятор характеризується відсутністю шуму квантування, властивого сигма-дельта-модулятору, та малою частотою перемикань, на відміну від частотно-імпульсного. Модулятор рекомендується, зокрема, для перетворення сигналів на вході підсилювачів потужності класу D.

Ключові слова: дискретизація, безперервні відліки, аналого-імпульсний перетворювач, імпульсний модулятор, частота перемикань, підсилювач класу D.

DOI: 10.15222/TKEA2014.2.10
UDC 621.376.5

V. S. GOLUB

Ukraine, Kyiv, Scientific-Production Company VD MAIS
E-mail: V.Golub@vdmals.kiev.ua

NEW PULSE MODULATOR WITH LOW SWITCHING FREQUENCY

The author presents an integrating pulse modulator (analog signal converter) with the pulse frequency and duration modulation similar to sigma-delta modulation (with low switching frequency), without quantization. The modulator is characterized by the absence of the quantization noise inherent in sigma-delta modulator, and a low switching frequency, unlike the pulse-frequency modulator. The modulator is recommended, in particular, to convert signals at the input of the class D power amplifier.

Keywords: quantization, continuous readouts, analog-pulse converter, pulse modulator, switching frequency, class D amplifier.

REFERENCES

1. Khorovits P., Khill U. *Iskusstvo skhemotekhniki* [The Art of circuitry]. In 2 volumes, vol. 2., Moscow, Mir, 1983.
2. Golub V. S. Sigma-del'ta modulyator: petlevye fil'try i shum kvantovaniya [Sigma-delta modulator: loop filters and quantization noise]. *Tekhnologiya i konstruirovaniye v elektronnoi apparature.*, 2013, no 2-3, pp. 19-27.
3. Golub V. Audio usiliteli moshchnosti klassa D: printsipy postroeniya [Audio power class D amplifiers: construction principles]. *Elektronnye komponenty - Ukraina*, 2010, no 12, pp. 70-78.
4. Hawksford M. Modulation and System Techniques in PWM and SDM Switching Amplifiers. *J. Audio Eng. Soc.*, 2006, vol. 54, no 3, pp. 107-136.
5. UA Patent 87966 U. *Impul'snii modulyator Goluba* [Golub pulse modulator]. Golub V. S., bull. no 4, 2014.
6. Makarenko V. Modelirovaniye radioelektronnykh ustroystv s pomoshch'yu programmy NI Multisim [Simulation of radioelectronic devices using the NI Multisim]. Parts 1-9. *Elektronnye komponenty i sistemy*, 2008, no 1-4, 6-9, 12.

НОВЫЕ КНИГИ

НОВЫЕ КНИГИ

Ефименко А. А. Проектирование межблочных электрических соединений электронных средств в базовых несущих конструкциях. — Одесса: Политехперіодика, 2013.

В книге рассматриваются вопросы проектирования межблочных электрических соединений в электронной аппаратуре, создаваемой с использованием базовых несущих конструкций (БНК). Приводится классификация и характеристика современных типов электрических соединений и БНК, формализованы задачи их проектирования. Большое внимание уделено методам и средствам проектирования межблочных электрических соединений и БНК, а также вопросам создания моделей и алгоритмов проектирования. Отдельно рассмотрены методы проектирования электромонтажа с использованием непаяных контактных соединений. Рассматриваемые методы и модели — компьютерно-ориентированные и предполагают широкое использование средств вычислительной техники.

Книга предназначена для разработчиков электронных средств. Вместе с тем, она может быть полезна студентам и аспирантам соответствующих специальностей.

