

## Узгодження каскадів високочастотних електронних пристроїв

В.Г. Кудря

Одеська національна академія харчових технологій вул. Канатна, 112, 65039 Одеса, Україна

(Одержано 27.01.2013, у відредагованій формі – 31.01.2013, опубліковано online 17.10.2013)

У роботі описуються особливості моделювання надвисокочастотного електромагнітного взаємовпливу, що формує внутрішній електромагнітний стан монолітних інтегральних схем. Як приклад, наводиться дослідження узгоджувачів пристроїв, що виконані у вигляді смужкових ліній. Запропонований спосіб моделювання, дозволяє визначити залежності кінцевих частотних та часових характеристик каскадних схем підсилювачів від морфології узгоджувачів. В такий спосіб відображаються фізичні процеси не лише внутрішнього, але і зовнішнього прояву розподілених у просторі нано та мікро-технологічних смужкових структур.

**Ключові слова:** Інтегральна схема, Узгодження каскадів, Методи моделювання, САД.

PACS numbers: 84.30.Bv, 84.30.Le, 85.40.Bh

### 1. ВВЕДЕННЯ

Проблеми моделювання нанотехнологічної та надвисокочастотної електроніки склали тему даної публікації. Актуальність цієї тематики, як, зрештою і будь-які інші питання з нанотехнологій настільки велика, що в даний сектор економіки транснаціональні компанії вкладають сотні мільярдів доларів.

Надвисокочастотні електронні пристрої інфокомунікаційних технологій використовують монолітні інтегральні компоненти, розділові відстані яких складають 20 нанометрів [1] та мають тенденцію до їх зменшення. Специфіка розробки таких об'єктів в більшій мірі спирається на коштовні експерименти, а ніж на системні методи їх проектування [2, 3]. Проблемність ситуації полягає у тому, що з переходом речовини в нанорозмірний стан її властивості різко змінюються та набувають таких екзотичних обрисів, що не вписуються в рамки класичних моделей макро- та мікроелектронних засобів. Останнє спонукало до виникнення цілої низки робіт [4, 5], в яких досліджуються окремі явища та будуються певні математичні моделі їх опису.

Разом з тим, синергетичному характеру природних явищ, в наноелектроніці поки що приділяється мало уваги. Окремі роботи з цього питання залишаючись в рамках класичних уявлень методів аналізу та синтезу електричних кіл, не мають під собою глибоких теоретичних проробок. Тому навіть роботи утилітарного характеру [6], до певної міри, носять декларативний характер. **Ціллю** даного дослідження є ілюстрація нових системних методів аналізу, що ґрунтуються на поняттях залежних джерел електричної енергії. Математична модель, що обґрунтовує такий підхід є достатньо громіздкою і спрямована на побудову систем автоматизованого проектування наноелектронних монолітних інтегральних схем [7, 8]. Основні переваги новації ілюструються на прикладі відтворення електромагнітного впливу узгоджувачів чотириполюсників на характеристики широкосмужного підсилювача. **Дослідження виконуються в рамках пакету MicroCap**, але з таким же успіхом воно може бути проведено і в середовищах OrCad, MultiSim, або Altium Designer.

### 2. ШИРОКОСМУЖНИЙ ПІДСИЛЮВАЧ

#### 2.1 Вибір компонентів

Оскільки метою моделювання є ілюстрація переваг системного методу аналізу [7, 8], то не деталізуючи усі тонкощі проектування, з яким в деталях можна ознайомитись в [9] для аналізу широкосмужного підсилювача (ШСП) скористаємось пакетом програм MicroCap.

Для схеми однокаскадного ШСП, рис. 1, з центральною частотою смуги підсилення в  $F_0 = 1.5$  ГГц необхідно підібрати з бази компонентів MicroCap відповідний транзистор та параметри інших компонентів, що забезпечують необхідний коефіцієнт підсилення по потужності в заданій смугі частот.

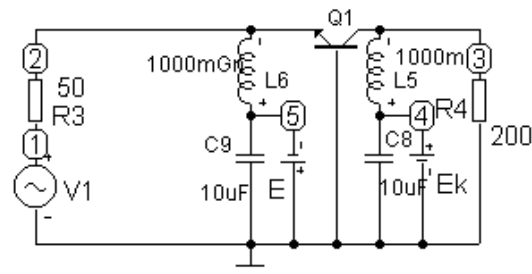


Рис. 1 – Схема транзисторного каскаду

Найближчим аналогом за частотними властивостями до транзистора КТ919 є транзистори BSX20 та BF599...BF959 на яких принципово можливе підсилення по напрузі при їх підключенні по схемі зі спільною базою до частот в 3 ГГц.

Оскільки в базі компонентів транзистор КТ919 відсутній – скористаємось математичною моделлю транзистора BF959. Дослідження його вихідних вольт амперних проведено за схемою рис. 2, а отримане сімейство характеристик представлено на рис. 3. Результати частотного АС-аналізу схеми рис. 1 з транзистором BF959 приведені на рис. 4.

Для вирівнювання частотної характеристики та узгодження каскаду, рис. 1, з навантаженням R4 та внутрішнім опором генератора R3 на вході та виході каскаду підключають узгоджувачі трансформуючі кола (УТК), характеристики яких представлені на

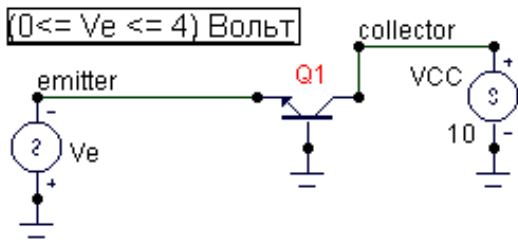


Рис. 2 – Схема дослідження транзистора BF959

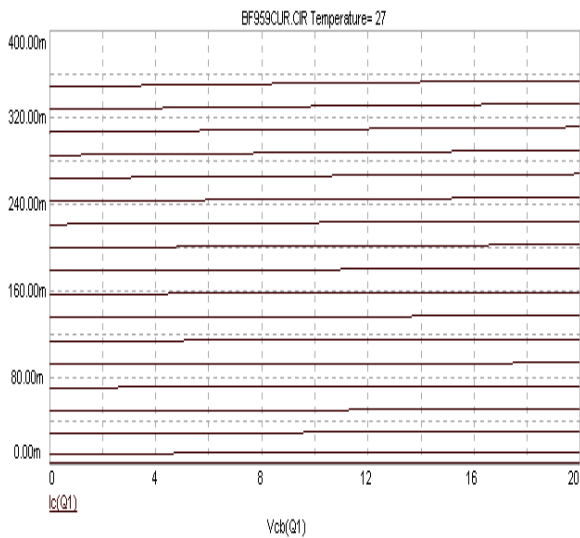


Рис. 3 – Сімейство вихідних колекторно-базових характеристик

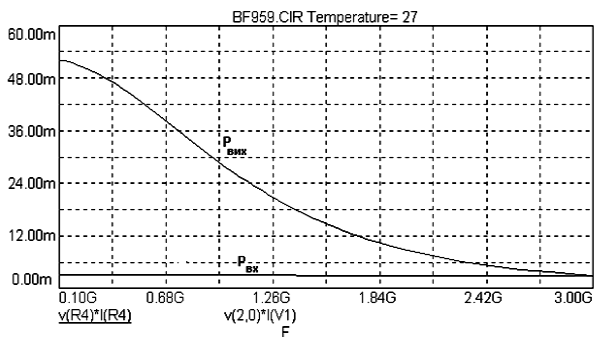


Рис. 4 – Частотні залежності вхідної та вихідної потужності рис. 5 – вхідного, рис. 6 – вихідного.

Верхні графіки цих малюнків ілюструють частотну залежність потужності навантажувачів R2, а нижні – внутрішніх опорів R1 джерел напруг. Як видно з графіків, в смузі прозорості (1.4...1.6) ГГц має місце узгодженість, тобто потужність навантаження дорівнює потужності, на внутрішньому опорі генератора. Між характеристиками УТК існує певна відмінність – зокрема вихідне коло, рис. 6, має більш широку смугу прозорості. Крім того, абсолютна узгодженість вхідного УТК має місце на центральній частоті, рис. 5, а вихідне – біля межі полоси прозорості, рис. 6.

Схемотехнічне зображення вхідного та вихідного УТК з підсилювальним каскадом, рис. 1, що працюють на 50-омні навантаження  $R1 = R2 = 50$  Ом представлена на рис. 7.

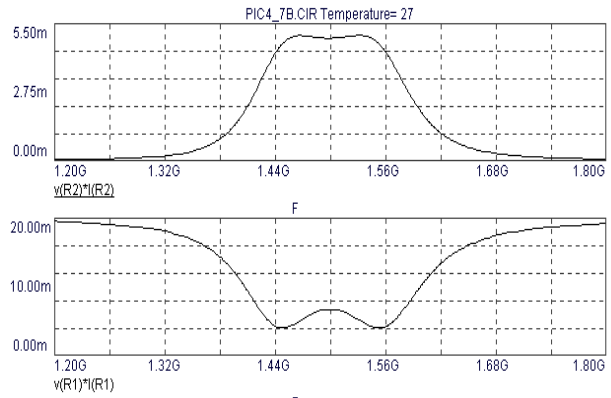


Рис. 5 – Частотні характеристики вхідного УТК

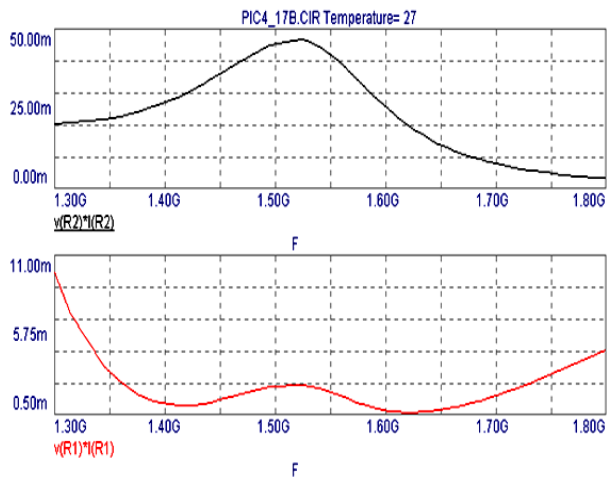


Рис. 6 – Частотні характеристики вихідного УТК

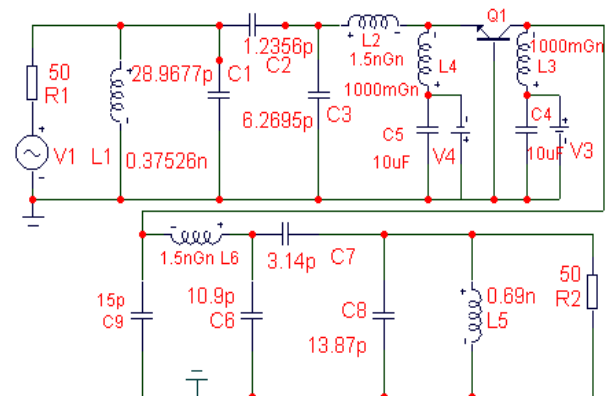


Рис. 7 – Схема ШСП з УТК

Частотні характеристики, рис. 8, наскрізного тракту підсилення, рис. 7, мають певні особливості, що вмотивовано відбивають специфічні особливості кожного з окремих каскадів ШСП: УТК входу; транзисторного каскаду, рис. 1; УТК виходу. Аналіз частотних характеристик свідчить, що при зменшенні опорів навантажувача R2 звужується полоса прозорості та зростає коефіцієнт підсилення.

Практична реалізація цих кіл [9] виконується на основі застосування розподілених у просторі смужкових ліній. В залежності від співвідношення: довжини цієї лінії та довжини електромагнітної хвилі струму (напруги) сигналу вони можуть

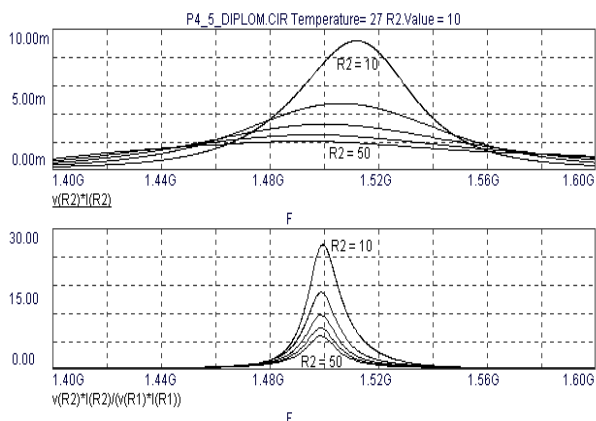


Рис. 8 – Сімейство частотних характеристик потужності та коефіцієнта передачі по потужності ШСП

виконувати різноманітні функції: індуктивності; ємності; резонансних контурів; частотних аналогових фільтрів; трансформаторів; дільників; суматорів потужності; узгоджуючих чотириполосників.

### 3. СХЕМОТЕХНІКА ВІДОБРАЖЕННЯ ЕЛЕКТРОМАГНІТНИХ ПЕРЕШКОД

Результати частотного аналізу, рис. 8 отримані без урахування дії електромагнітного поля комунікатора, а тому можуть скласти лише основу порівняльного аналізу при отриманні подібних характеристик з врахуванням електромагнітних впливів останнього.

Аналіз ШСП з урахуванням електричних та магнітних потоків комунікатора є завершальним етапом проектування, за ради якого, власне, виконані дослідницькі та проектувальні попередні кроки.

Для виконання порівняльного аналізу необхідно мати: схему конструкції плати, що містить усі компоненти ШСП; відомості про “найнебезпечніші” струми, та напруги, що на першому ітераційному кроці визначається зі схеми, рис. 7, на основі мажоритарної верифікації; матрицю електродинамічних параметрів комунікатора, елементи якої визначаються методами електродинаміки; схему заміщення електромагнітної перешкоди, що вводиться як макромоделю при її використанні з вхідними даними з матриці електродинамічних параметрів комунікатора [7].

Сукупність зазначених відомостей за певних умов нехтування несуттєвими деталями, дозволила розробити схему, рис. 9, де відображено вплив електричної складової електромагнітного поля комунікатора. При цьому була розроблена схемотехнічна макромоделю з двома входами (напруги  $V(2,0)$  та  $V(3,0)$ ) й одним виходом (струм  $I(9,0)$ ). Опір  $R3 = 10^{-5}$  Ом увімкнено, як “внутрішній опір амперметра”, що підключений до джерела струму, для коректної роботи алгоритму MicroCap. Як результати аналізу на графіках рис. 10, представлені залежності потужності в навантаженні  $R2$  від частоти  $F$ , що змінюється в межах від 1.4 до 1.6 ГГц.

Максимальна потужність  $P_{max} = 18$  мВт, має місце на частоті  $F_{opt} = 1.53$  ГГц. При цьому коефіцієнт передачі по потужності, частотна залежність модуля якого представлена на нижньому графіку, рис. 10, сягає 11 на частоті 1.5 ГГц, що не співпадає з абсолютним значенням вихідної потужності.

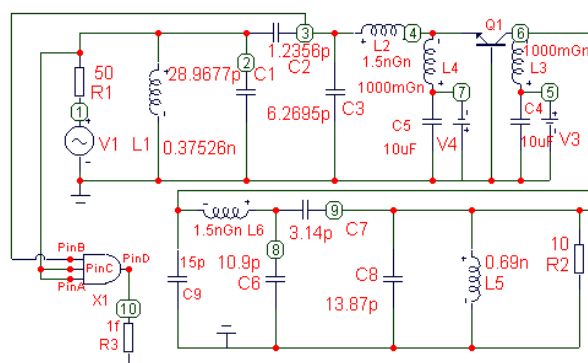


Рис. 9 – Схема ШСП з відбиттям електромагнітної перешкоди макромоделлю залежного джерела струму

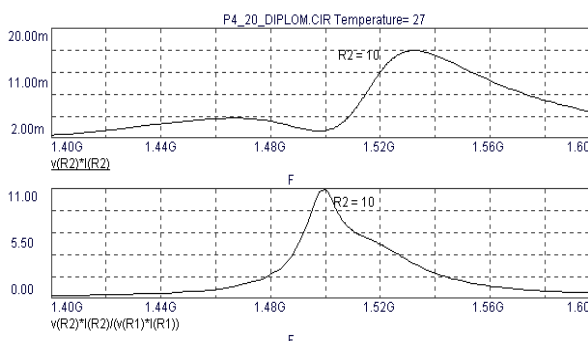


Рис. 10 – Характеристики ШСП з урахуванням електромагнітних перешкод комунікатора

Повірне порівняння результатів аналізу ШСП на основі класичної, рис. 8, та електродинамічно обґрунтованої моделі, рис. 10, свідчить про суттєве поліпшення точності аналізу при врахуванні електромагнітного впливу комунікатора.

Для більш ефективної візуалізації відмінностей, подамо результати аналізу схем рис. 7 та рис. 9, на одному графіку, рис. 11.

Порівнюючи результати аналізу частотних характеристик вихідної потужності (верхні графіки) та коефіцієнта передачі по потужності (нижні графіки), рис. 11, що розраховані згідно з класичною моделлю (криві – к) та - електродинамічно обумовленою моделлю (криві – е) можна зробити наступні висновки:

Вихідна потужність за правою межею смуги прозорості в реальній конструкції значно більша, а ніж в ідеалізованій, тобто вибіркові властивості вхідного та вихідного УТК в значній мірі нівелюються за рахунок невідображених електромагнітних перешкод конструкції комунікатора.

В схемі реальної конструкції спектр вихідної напруги в меншій мірі піддається корекції, тобто він в більшій мірі співпадає по формі із спектром напруги вхідного колювання. Пояснюється такий результат тим, що “фантомні” шляхи передачі енергії, зменшують роль підсилювача потужності, так, як лівова доля енергії потрапляє у вихідне коло по за межами активного компоненту.

На частотах, що перевищують 1,52 ГГц і до частот в 1,58 ГГц має місце різкий підйом вихідної потужності. Це свідчить про недостатню стійкість підсилювача в цьому діапазоні за рахунок невідображених зворотних електромагнітних перешкод, що призводить

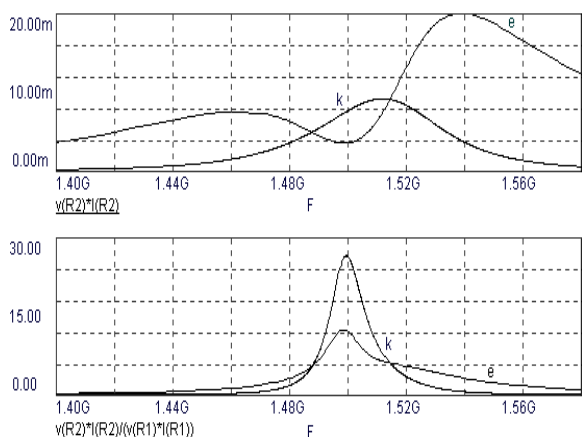


Рис. 11 – Порівняння частотних характеристик класичної - (к) та електродинамічно обґрунтованої - (е) моделей

до регенеративного підсилення (підсилення потужності за рахунок додатного зворотного зв'язку), який знову ж таки виникає як реакція комунікатора (що лише по формі, а не по суті, віддалено нагадує реакцію внутрішнього "ефекту" зворотного зв'язку в тунельному діоді).

### Согласование каскадов высокочастотных электронных устройств

В.Г. Кудря

Одесская национальная академия пищевых технологий ул. Канатная, 112, 65039 Одесса, Украина

В работе описываются особенности моделирования СВЧ электромагнитного взаимодействия, формирующего внутреннее электромагнитное состояние монолитных интегральных схем. Как пример, приводятся исследования согласующих устройств, выполненных в виде полосовых линий. Предложенный способ моделирования, позволяет определить зависимости конечных частотных и временных характеристики каскадных схем усилителей от морфологии согласующих устройств. Таким образом отражаются физические процессы не только внутреннего, но и внешнего проявления распределенных в пространстве нано и микро-технологических полосковых структур.

**Ключевые слова:** Интегральная схема, Согласование каскадов, Методы моделирования, САД.

### Matching Cascades of High-Frequency Electronic Devices

V.G. Kudrya

Odessa National Academy of Food Technologies, 112, Kanatnaya Str., 65039 Odessa, Ukraine

The work is aimed to the features of simulation of the microwave electromagnetic interaction, which forms an internal electromagnetic state of monolithic integrated circuits. In particular, we perform the study of matching devices, which are made as the band-pass lines. The proposed simulation technique lets us to determinate the dependence of finite frequency and temporal characteristics of cascading schemes of amplifiers on the morphology of matching devices. In such a way both the internal and external processes in spatially distributed strip nano- and microstructures are reflected.

**Keywords:** Integrated circuit, Bullet transformer, Modeling, CAD.

### СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. [http://ru.wikipedia.org/wiki/Интегральная\\_схема](http://ru.wikipedia.org/wiki/Интегральная_схема)
2. В. Кагадей, *Технологии будущего: наноматериалы и нанoeлектроника* [Електронний ресурс].
3. *ТУСУР: Ролик к томскому инновационному форуму. Нанoeлектроника* [Електронний ресурс].
4. *Electronics from the Bottom Up: A New Approach to Nano-electronic Devices and Materials*. [Електронний ресурс].
5. <http://nanohub.org/>
6. Жан М. Рабаи, А. Чандракасан, Б. Николич, *Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования* (Москва-Санкт-Петербург-Киев: Изд-во ВИЛЬЯМС-W: 2007).
7. В.Г. Кудря, *Технология и конструирование в электронной аппаратуре*: №4, 18 (2004) (V. Kudrya, *Technology and Engineering in Electronic Equipment* No 4, 18 (2004)).
8. В.Г. Кудря, Ю.О. Лемехов, Е.Л. Саркисян, *Східно-Європейський журнал передових технологій* 5 №3 (59), 10 (2012). (V.G. Kudrya, J.A. Lyemyehov, Ye.L. Sarkisyan, *Eastern Eur. J. Adv. Tech.* 5, 10 (2012)).
9. М.В. Балакирев, Ю.С. Вохмяков, А.В. Журиков и др., *Радиопередающие устройства* (Москва: Радио и связь: 1982).