

Висновки. 1. Удосконалено розроблений алгоритм визначення кутової швидкості тиххідного синхронного ТГ за його вихідними напругами через обчислені за цими напругами фазні кути в напрямку повної компенсації систематичних кутових зміщень, відмінних від трифазної симетрії.

2. Розроблена методика комп'ютерного дослідження відносної похибки визначення кутової швидкості, що зумовлена дією фазних напруг з відхиленнями від симетрії та синусоїдальності, дає змогу оперативно проводити аналіз різних алгоритмічних рішень.

3. Внаслідок дослідження чутливості запропонованого алгоритму оброблення фазних напруг ТГ до можливих випадкових кутових, амплітудних та гармонічних відхилень запропоновано прийоми вирізання та усереднення, які дозволяють істотно знизити рівень відносної похибки визначеної кутової швидкості.

4. Відносна похибка, зумовлена комплексною дією випадкових кутових зміщень і амплітудних відхилень, все ж залишається значною і для її зниження необхідно шукати нових прийомів.

1. *Следящие приводы: В 3 т. / Под ред. Б.К. Чемоданова. Т. 2: Электрические следящие приводы / Е.С. Блейз, В.Н. Бродовский, В.А. Введенский и др. – М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2003. – 880 с. 2. Щур І.З., Малярчук С.О., Козій В.Б. Алгоритм роботи комплексного давача кута положення, швидкості і напрямку обертання для тиххідного електроприводу // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”. – 2005. – № 544. – С. 168–173. 3. Тун А.Я. Системы контроля скорости электропривода. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с. 3. Столов Л.И, Афанасьев А.Ю. Моментные двигатели постоянного тока. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 224 с.*

УДК 621.3.049.77.002.72:52.072.13:621.317.33

Л.Д. Юрченко, Д.Т. Дячок, В.А. Павлиш*

Львівський науково-дослідний радіотехнічний інститут,
*Національний університет “Львівська політехніка”,
кафедра ЕЗІКТ

МОДЕЛЬ ПЕРЕХІДНОЇ ДІЛЯНКИ МІЖ ВНУТРІШНІМ І ЗОВНІШНІМ ВИВОДОМ ІС ТА ЇЇ ХАРАКТЕРИСТИКИ

© Юрченко Л.Д., Дячок Д.Т., Павлиш В.А., 2006

Розглянуто модель перехідної ланки між контактною площинкою підкладки і зовнішнім виводом інтегральної схеми. Наведено формули, що описують її параметри – опір, час затримки, стала часу дільниці, тривалість перехідного процесу і її втрати. Розраховано залежність втрат від частоти. Показано, що втрати на частотах до 3 ГГц задовольняють працездатність дільниці. Визначено, що час затримки на дільниці слабо залежить від активної складової її опору. На нижчих частотах ця залежність зростає, але сам час затримки при цьому зменшується

The article considers the model of the transition area between the substrate pad and the IC external terminal. There are presented the formulae describing its parameters: resistance, delay time, area time constant, transient process duration and its loss. The dependence of the loss on the frequency is calculated. It is shown that the loss at frequencies up to 3 GHz satisfy the area operability. It is found that delay time in the area depends negligibly on its resistance active component. At lower frequencies this dependence increases while the delay time decreases

Вступ. Характерною ознакою сучасних надвеликих цифрових ІС є значна кількість їхніх внутрішніх і зовнішніх мікроконтактних з'єднань, до декількох тисяч. Отже, зростає їхній вплив на

надійну та якісну роботу пристрою. Окрім того, розміри провідникових елементів стали настільки малими (частки мікрона), що на роботу пристрою почав впливати їхній електричний опір. Збільшення степеня інтеграції ІС та їх швидкодії змушує дослідників звертати увагу на покращання параметрів провідникових елементів. Представникам компанії Motorola вдалося виготовити працюючі зразки багатошарових мікросхем з мідними провідниками [1]. У компанії ІВМ кинули виклик закону Мура, оголосивши про новий виробничий процес з використанням міді, завдяки якому досягається більша компактність, зростає продуктивність, знижується собівартість процесорів та інтегральних мікросхем. Застосування міді підвищує швидкодію процесорів, оскільки зменшуються розміри кристалів. Завдяки компактності мікросхем скорочуються шляхи проходження електронів, тобто їх “подорожі” в кристалі стають коротші [2]. Певного роду перешкоди на шляху підвищення швидкодії кристалів створюють мікроскопічні алюмінієві провідники, які з’єднують елементи і компоненти мікросхеми. Із зниженням проектних норм все сильніше впливає електричний опір алюмінію, що приводить до обмеження продуктивності. Інакше кажучи, короткі подорожі не стають швидшими на повільних дорогах. Мідь володіє меншим, ніж алюміній, опором. Це дозволило ІВМ зменшити нижню межу лінійного розміру провідникових елементів на 20% порівняно з алюмінієвими провідниками [2]. Можна припустити, що подібні залежності повинні були б існувати як для плівкових провідників кристала, так і для дротяних з’єднувальних провідників між підкладкою ГІС і зовнішніми виводами. Це перевіряли дослідженням характеристик запропонованої в цій статті моделі перехідної ланки між внутрішнім і зовнішнім виводом ІС.

Досліджували перехідну провідникову ділянку в металоскляному корпусі. Такий корпус використовується в техніці спеціального призначення, зокрема, військовій, де ставиться жорстка вимога до електромагнітної сумісності елементів та їх захисту від дії потужного електромагнітного імпульсу. Окрім того, металоскляний корпус застосовується в деяких конструкціях транзисторів і діодів [5]. Відомо два основних варіанти з’єднання зовнішнього виводу і підкладки ІС – безпосередній (без проміжної ланки) і за допомогою проміжної провідникової ланки. Загальний умовний вигляд мікросхеми в металоскляному корпусі з проміжною дротяною ланкою між підкладкою ІС і зовнішнім виводом показано на рис. 1. Перехідна ланка включає в себе контакт між контактною площиною і мікродротом, мікродріт, контакт між мікродротом і зовнішнім виводом.

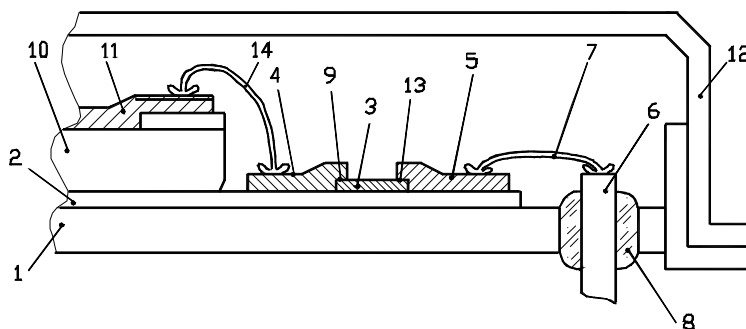


Рис. 1. Схематичне зображення частини ГІС:

1 – основа (ніжка) корпусу; 2 – підкладка; 3 – плівковий елемент; 4, 5 – контактні площинки; 6 – зовнішній вивід, 7, 14 – дротяні перемічки; 8 – скляний ізолятор; 9, 13 – плівкові контакти; 10 – навісний елемент (кристал); 11 – провідниковий елемент; 12 – корпус

Для визначення параметрів контактних з’єднань використовують моделювання [3, 4]. Задачею дослідження було зображення моделі ланки, і на основі моделі подання аналітичних виразів, що описують її параметри, а також аналіз цих виразів.

Результати дослідження. Спрощений вигляд ділянки: контакт між контактною площиною і мікродротом-мікродріт – контакт між мікродротом і зовнішнім виводом показано на рис. 2, а її

еквівалентну схему – на рис. 3. У розрахунках використано такі вихідні (початкові) дані: $D = 0,5$ мм, $d = 40$ мкм, $l = 2$ мм.

Замінімо відрізок золотого дроту моделлю відрізка лінії, що являє собою дріт над ідеально провідною поверхнею (рис. 4). Активний опір R , індуктивність L та ємність C відрізка дроту визначатимемо через первинні погінні параметри однорідної лінії: R_0 (Ом/м), L_0 (мкГн/м), C_0 (пФ/м). Хвильовий опір такої лінії згідно з [6]:

$$Z_0 = 138 \lg(4D/d) = 138 \lg(4 \cdot 0,5/4) = 234,46 \text{ Ом.} \quad (1)$$

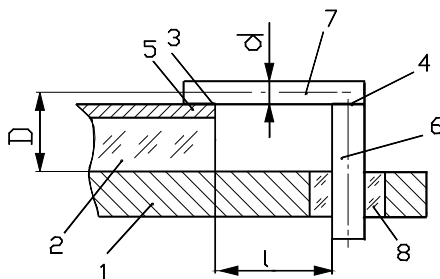


Рис. 2. Спрощений вигляд (модель) досліджуваної ділянки:
3,4 – мікроконтактні з'єднання, інші позиції – аналогічно як на рис. 1

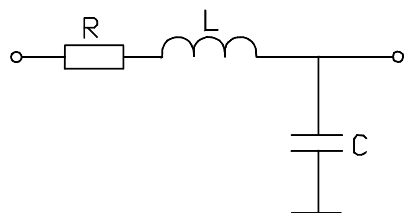


Рис. 3. Еквівалентна схема ділянки мікродроту

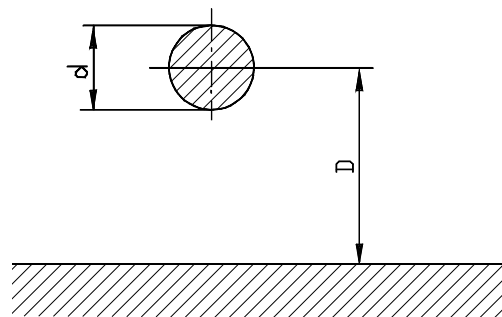


Рис. 4. Модель відрізка дотяної лінії

З теорії електромагнітного поля відомо, що

$$L_0 C_0 = \varepsilon \mu / \psi^2, \quad (2)$$

де ψ – швидкість світла в порожнечі ($\approx 3 \cdot 10^8$ м/с), а ε і μ для повітряної лінії дорівнюють 1.

З іншого боку, на високих частотах хвильовий опір лінії

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_0}{C_0}}. \quad (3)$$

Тому визначимо параметри L_0 і C_0 із системи рівнянь (2) і (3) з врахуванням (1):

$$L_0 = 0,782 \cdot 10^{-6} \text{ Гн/м} = 0,782 \text{ мкГн/м}, \quad C_0 = 1,42 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м} = 14,2 \text{ пФ/м}.$$

У загальному випадку опір R_0 залежить від частоти і його можна визначити за формулою для повітряної лінії [6]:

$$R_0 = 1,67 \cdot 10^{-4} (\alpha) \sqrt{f} \cdot \sqrt{1/D^2 + 1/d^2}, \quad (4)$$

де R_0 – погінний активний опір, Ом/м; f – робоча частота, Гц; d і D – розміри лінії; α – коефіцієнт, який залежить від матеріалу провідника і визначається відношенням його питомого опору до питомого опору міді. Для золотого мікродроту $\alpha = 1,37$.

Можна показати, що при $f = 10$ МГц R_0 практично не залежить від частоти і визначається питомим опором матеріалу і розмірами провідника, тобто, якщо $f = 10$ МГц і $l = 1$ м, то:

$$R_0 = \rho \cdot l/s = \rho \cdot l/(\pi d^2/4). \quad (5)$$

Для нашого випадку: $R_0 = 0,024 \cdot 1/(3,14 \cdot 0,04^2/4) = 19,1$ Ом/м.

Звідси визначаємо параметри відрізка золотого дроту довжиною 2 мм (0,002 м):

$$L = 0,782 \cdot 0,002 = 0,00156 \text{ мкГн};$$

$$C = 14,2 \cdot 0,002 = 0,0284 \text{ пФ};$$

$$R = 19,1 \cdot 0,002 = 0,0382 \text{ Ом}.$$

Якщо $f > 10$ МГц, то R_0 треба розраховувати за формулою (4) і тоді визначати опір відрізка.

У сучасних комп'ютерах швидкість передавання даних між процесором і контролером пам'яті є досить великою – одиниці і десятки Гбіт/с. Тактова частота процесорів досягає до 4–5 ГГц [7, 8]. Проаналізуємо роботу досліджуваної ділянки на цих частотах. Результати розрахунку втрат в діапазоні частот 0,5–5 ГГц наведено в табл. 1:

Таблиця 1

Результати розрахунку втрат в діапазоні частот 0,5–5 ГГц

f , ГГц	0,5	1	1,5	2	2,5	3	3,5	4	4,5	5
σ , дБ	0,0115	0,0163	0,02	0,023	0,025	0,028	0,031	0,033	0,035	0,037

Розрахунок здійснювали через коефіцієнт вгамівності еквівалентної лінії (α), який визначався за спрощеною формулою [9], а R_0 – за формулою (4):

$$a \approx \frac{R_0}{2} \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} = 0,008924 \frac{R_0}{2}. \quad (6)$$

Дані табл. 1 показують, що на частоті 3 ГГц втрати є цілком допустимими для ділянки і задовольняють працездатність ІС. Активний опір для цієї частоти для повітряної лінії визначався як

$$R_0 = 1,67 \cdot 10^{-4} (1,37) \sqrt{3 \cdot 10^9} \cdot \sqrt{1/0,5^2 + 1/0,04^2} = 314,28 \text{ Ом/м}.$$

Для відрізка довжиною 2 мм: $R = 314,28 \cdot 0,002 = 0,629 \text{ Ом}$.

Для визначення інших характеристик ділянки подамо перемичку у вигляді R, C, L-ланки, в яку вмикається гармонічна ЕРС частотою 3 ГГц: $e(t) = E_m \cos \omega t$ (рис. 5).

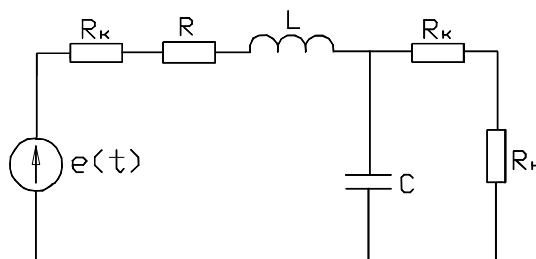


Рис. 5. Еквівалентна схема досліджуваної ділянки з ЕРС

Опір мікроконтактних з'єднань золотого мікродроту з контактною площинкою плати і торцем зовнішнього виводу на підставі експериментальних даних [10–12] прийmemo $R_k = 0,05$ Ом. Можливі три основні випадки роботи мікросхеми: режими короткого замикання і розриву на виході і режим певного навантаження. Розглянемо їх з метою визначення характеристик досліджуваної ділянки:

1. За навантаження прийmemo опір $R_n = 50$ Ом, який широко використовується у високочастотних трактах і пристроях. На частоті 3 ГГц $X_c = 1/\omega C = 1868$ Ом. Тобто X_c значно більше R_n , тому ємністю C знехтуємо і ланка прийме вигляд контуру (рис. 6):

Опір $R^l = 2R_k + R = 2 \cdot 0,05 + 0,629 = 0,729$. В усталеному режимі через контур потече струм, який дорівнює вимушеному струму [9]:

$$i(t) = I_m \cos(\omega t - \varphi), \quad (7)$$

де

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{\omega L}{R^I + R_n}, \quad (8)$$

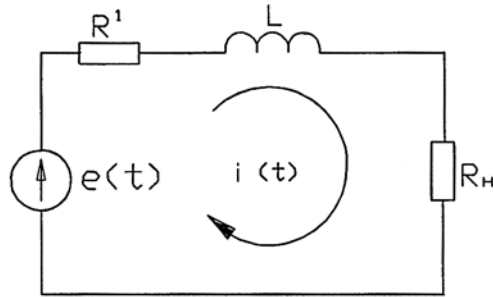


Рис. 6. Спрощена еквівалентна схема з навантаженням

Підставимо дані: $\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2\pi \cdot 3 \cdot 10^9 \cdot 1,56 \cdot 10^{-9}}{0,739 + 50} = 30,1^\circ$, тобто на навантаженні виділя-

тиметься напруга сигналу, який відстає по фазі на $30,1^\circ$ від вхідного. Якщо на ланку надійде радіоімпульс, то в ній відбудеться перехідний процес і струм у контурі дорівнюватиме

$$i(t) = I_m \cos[(\omega t - \varphi) - e^{-t/\tau} \cdot \cos(-\varphi)], \quad (9)$$

де $\tau = L/(R^I + R)$ – стала часу контуру. Для частоти $f = 3$ ГГц:

$$\tau = 1,56 \cdot 10^{-9} / (0,729 + 50) = 0,03075 \text{ нс.}$$

Оскільки усталений режим встановиться через $5 \cdot \tau = 0,154$ нс, то впродовж цього часу спостерігатимуться спотворення переднього фронту імпульсу, характер яких залежатиме від початкової фази сигналу заповнення вхідного імпульсу [9].

Оцінимо втрати, які внесе перемичка до 50-омного тракту. Якщо розглядати перемичку як відрізок лінії з узгодженим навантаженням ($R_n = Z_0 = 234,46$ Ом), то на частоті 3 ГГц коефіцієнт вгамівності такої лінії становитиме

$$a = \frac{R_0}{2} \cdot \sqrt{\frac{C_0}{L_0}} = \frac{314,28}{2} \cdot \sqrt{\frac{14,2 \cdot 10^{-12}}{0,782 \cdot 10^{-2}}} = 0,67 \text{ (1/м)}.$$

Згідно з [13] погінні втрати в лінії

$$\sigma_0 \approx a/0,115 = 0,67/0,115 = 5,89 \text{ (дБ/м)}.$$

Звідси втрати у відрізьку лінії довжиною 2 мм:

$$\sigma = \sigma_0 \cdot l = 5,8 \cdot 0,002 = 0,01 \text{ (дБ)}.$$

Тому вважатимемо, що при $R_n \leq Z_0$ втрати визначатимуться лише наявністю послідовно ввімкненої індуктивності L_0 з активним опором R^I . Оцінимо ці втрати для $R_n = 50$ Ом. Амплітуда струму в контурі:

$$I_m = \frac{E_m}{\sqrt{(R^I + R_n)^2 + (\omega L)^2}}. \quad (10)$$

Амплітуда напруги на навантаженні

$$U_n = I_m R_n = \frac{50 E_m}{\sqrt{(R^I + R_n)^2 + (\omega L)^2}}.$$

Тоді відношення

$$\frac{U_n}{E_m} = \frac{50}{\sqrt{(R^I + R_n)^2 + (\omega L)^2}} = \frac{50}{\sqrt{(0,759 + 50)^2 + (2\pi \cdot 3 \cdot 10^9 \cdot 1,56 \cdot 10^{-9})^2}} = 0,853,$$

а в дБ втрати дорівнюватимуть

$$\sigma = -20 \lg 0,853 = 1,38 \text{ дБ.}$$

2. Низькоомний тракт ($R_n \rightarrow 0$).

Для цього випадку вважалося, що $R_n \leq Z_0$, а при $R_n = 0$ фактичним навантаженням контуру є контактний опір $R_k = 0,05$ Ом між дротом і виводом. Розрахунок сталої часу τ , тривалості перехідного процесу T_n і втрат σ здійснювався так само, як і для випадку 1. Результати розрахунку наведені в табл. 2.

Таблиця 2

Результати розрахунку

R_n , Ом	τ , нс	T_n , нс	σ , дБ	R_n , Ом	τ , нс	T_n , нс	σ , дБ	R_n , Ом	τ , нс	T_n , нс	σ , дБ
0,05	2,14	10,7	55,4	10	0,15	0,73	9,9	1000	$4 \cdot 10^{-3}$	0,02	0,004
0,1	1,88	9,4	49,4	50	0,03	0,16	1,38	$5 \cdot 10^3$	$5 \cdot 10^{-3}$	0,025	$1,8 \cdot 10^{-4}$
0,5	1,27	6,35	35,4	100	0,015	0,075	0,4	10^4	$8 \cdot 10^{-3}$	0,045	$5 \cdot 10^{-5}$
1	0,9	4,51	29,4	234	0,007	0,033	0,067	10^5	0,088	0,44	–
5	0,27	1,35	15,5	500	0,0034	0,017	0,016	10^6	0,67	3,65	–

3. Високоомний тракт ($R_n \rightarrow \infty$).

Для цього випадку дротяну перемичку зручніше розглядати як RCL-ланку з втратами в

ємності та індуктивності. Комплексний опір контуру: $\dot{Z} = \dot{Z}_L + \dot{Z}_C = |Z| \cdot \angle \psi$. Комплексні складові $\dot{Z}_L = R_L + jX_L = |Z| \cdot \angle \psi_L$ і $\dot{Z}_C = R_C + jX_C = 1 / \dot{Y}_C$, де

$$\dot{Y}_C = (R_k + R_n)^{-1} + j\omega C = \left| \dot{Y}_C \right| \cdot \angle \psi_C. \quad (11)$$

Вихідна напруга ланки визначатиметься напругою на ємності, а зсув фаз вихідної напруги щодо вхідної $\varphi = \psi - \psi_C$. Звідси визначатимемо час затримки, як і у випадку 1. Тривалість перехідного процесу визначатимемо, враховуючи сталу часу RCL-контуру $1/\delta$, де $\delta = r/2L$, а $r = \text{Re} \cdot \dot{Z}$. Звідси тривалість перехідного процесу $T_n = (4 \dots 5)/\delta$.

Втрати у дротяній перемичці визначали з таких міркувань. Якщо активний опір навантаження необмежено зростає, то дедалі більше проявлятиметься вплив ємнісної складової опору перемички. Тому для оцінювання втрат зручніше розглядати перемичку як послідовну втратну індуктивність, навантажену ємністю, втрати якої зменшуються зі зростанням R_n .

Нехай на перемичку надходить гармонійний сигнал частотою 3 ГГц з комплексними ефективними напругою і струмом відповідно \dot{U} та \dot{I} . При цьому згідно з [9] в контурі виділятиметься комплексна потужність

$$\tilde{S} = \dot{U} \cdot \dot{I} = U \cdot I \cdot \cos \varphi + j \cdot U \cdot I \cdot \sin \varphi, \quad (12)$$

де φ – фазовий зсув струму щодо напруги, а втрати визначатимуться активними втратами у контурі. Комплексну напругу можна розглядати як суму активної і реактивної складових, тоді комплексна потужність у контурі [9]

$$\tilde{S} = U \cdot \cos \varphi \cdot I \cdot \angle 0^\circ + U \cdot \sin \varphi \cdot I \cdot \angle \pi / 2, \quad (13)$$

де $U \cdot \cos \varphi$ – активна складова напруги.

Оскільки втрати в ємнісному навантаженні зменшуються зі зростанням R_n , то активна складова напруги дедалі більше виділятиметься на виході ланки. Тому для оцінювання втрат у перемичці приймемо співвідношення

$$\sigma = U \cdot \cos\varphi / U = \cos\varphi. \quad (14)$$

Результати розрахунку характеристик перемички залежно від опору навантаження наведені в табл. 2. При цьому для $R_H \leq 500$ Ом стали часу і можливу тривалість перехідного процесу розраховували як для випадків 1 і 2, а для $R_H \geq 1000$ Ом – як для випадку 3.

З результатів розрахунку видно, що досліджувана ділянка має найкращі характеристики з погляду втрат і можливої тривалості перехідних процесів у діапазоні опорів навантаження 0,1–5 кОм.

Оцінимо затримку сигналу в ланці при певному навантаженні в області найкращих характеристик. Для зручності прийmemo $R_H = Z_0$. Затримку визначатимемо через фазову швидкість сигналу в моделі еквівалентної лінії [9,14] з параметрами, визначеними так. Погінну індуктивність прийmemo розраховану раніше ($L_0 = 0,782$ мкГн/м). Ємність визначимо з врахуванням ємності зовнішнього виводу C_B , а опір R_0 з врахуванням контактних опорів R_K , при цьому вважатимемо, що C_B і R_K розподілені умовно в п'ятистах послідовно ввімкнених перехідних дільницях між внутрішнім і зовнішнім выводами (щоб привести розрахунок до лінії довжиною 1 м). Ємність виводу, розрахована за аналогією з циліндричним конденсатором [15], становила 0,096 пФ. При цьому вихідними даними розрахунку були: діаметр виводу 0,5 мм, діаметр скляного ізолятора 1,5 мм, товщина основи корпусу 0,5 мм, діелектрична проникність скла 3,8.

Комплексне значення хвильового опору еквівалентної лінії

$$\dot{Z}_{x\phi} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L_0}{G_0 + j\omega C_0}}, \quad (15)$$

Вважатимемо, що $G_0 = 0$ (тобто, що втрати в паразитній ємності незначні). Розрахуємо комплексну міру передачі $\dot{\gamma}$:

$$\dot{\gamma} = \frac{R_0 + j\omega L_0}{\dot{Z}_{x\phi}} = a + j\beta \quad (16)$$

де $\alpha = R_e \dot{\gamma}$ – коефіцієнт вгамівності еквівалентної лінії, 1/м; $\beta = I_m \dot{\gamma}$ – коефіцієнт фази еквівалентної лінії, 1/м.

Звідси визначимо фазову швидкість: $V_\phi = 2\pi f/\beta$ і погінну затримку $t_0 = 1/V_\phi$. Час затримки у перехідній дільниці визначаємо як $t_s = t_0 \cdot l$, де l – довжина перехідної дільниці. Таким методом було розраховано залежність часу затримки від активного опору дільниці ($R = 0,729$ Ом) для частоти 3 ГГц при незмінних L_0 і C_0 . Результати наведені в табл. 3.

Таблиця 3

Результати досліджень фазової швидкості $V_\phi = 2\pi f/\beta$ і погонної затримки $t_0 = 1/V_\phi$.

Опір дільниці	R	3R	5R	10R	20R
t_s , пс	13,96	13,97	13,984	14,06	14,36

У вступі на підставі інформаційного джерела зауважувалась залежність швидкодії ІС від опору плівкових провідникових елементів. Для перехідної ланки, як видно з табл. 3, швидкодія (час затримки) слабо залежить від активної складової опору ділянки. На нижчих частотах ця залежність зростає, але сам час затримки зменшується і визначається співвідношенням індуктивності та активного опору дільниці.

Наприкінці зауважимо, що запропонований розрахунок є наближений, але придатний для практичного інженерного використання. Точний розрахунок наведених у статті параметрів є математично складним і громіздким, тому автори спробували, володіючи найдоступнішими вихідними даними, найпростішим способом оцінити ці параметри, щоб зробити висновок про працездатність усієї схеми.

Висновки. 1. Запропоновано і проаналізовано модель дротяної перехідної ділянки між внутрішнім і зовнішнім виводом ІС.

2. На основі конкретних даних ІС розраховано характеристики моделі на довільному навантаженні: час затримки вихідної напруги щодо вхідної, стала часу дільниці, можлива тривалість перехідного процесу та втрати на перехідній дільниці.

3. Проведене дослідження показало, що на частоті ЗГГц втрати є цілком допустимими для ділянки і задовольняють працездатність ІС.

4. Аналіз характеристик показав, що оптимальним є діапазон опорів навантаження від 100 Ом до 5 кОм. Нижня їхня межа обмежується втратами, а верхня – збільшенням тривалості перехідного процесу.

5. Встановлено, що час затримки сигналу на ділянці для частоти 3 ГГц слабо залежить від активного опору дільниці. На нижчих частотах ця залежність збільшується, але сам час затримки при цьому зменшується.

1. Афанасьев К. *AKG_Monster@usa.net//Компьютерные вести On-line.-С миру по байту.* – 1990. – № 20. 2. Хейд Д., Снайдер Б. *Мир ПК.* – 1998. – № 3. 3. Ефименко А.А., Шаталов В.В. *Моделирование разъемных контактов в электрических соединениях электронной аппаратуры // Технология и конструирование в электронной аппаратуре.* – 2001. – № 4–5. – С. 7. 4. Дячок Д.Т., Смеркло Л.М. *Моделі зварних мікроконтактних з'єднань дроту і плівкового провідника // Вісн. Нац. ун-ту “Львівська політехніка”.* – 2004. – № 508. – С. 281–285. 5. Бер А.Ю., Минскер Ф.Е. *Сборка полупроводниковых приборов и интегральных микросхем.* – М.: Высшая школа, 1986. – С. 18. 6. Вамберский М.В. и др. *Передающие устройства СВЧ.* – М.: Высшая школа, 1984. – 448 с. 7. Дьяконов В.П. *Новый микропроцессор Intel Pentium4 // www.exponenta.ru/educat/news/dyakov/p4/p4.asp.* 8. *Comtest.Тесты компьютерного железа.Процессоры, материнские платы, видео, звук...* // [www.comtest.ru/modules.php?op=modload&name=News&file=index&catid=...\(28.03.2006\)](http://www.comtest.ru/modules.php?op=modload&name=News&file=index&catid=...(28.03.2006)). 9. Атабеков Г.И. *Основы теории цепей.* – М.: Энергия, 1969. – 424 с. 10. Бурова Н.Н. *О сопротивлении микроконтактов между тонкими пленками и проводниками // Изв.вузов. Приборостроение.* – 1972. – № 2. – С. 117–122. 11. Евтеев Ф.Е., Бурова Н.Н. *Свойства микроконтактов, получаемых термокомпрессионным методом // Изв. Вузов. Приборостроение.* – 1967. – № 11. – С. 117–123. 12. Дячок Д.Т. *О сопротивлении контактного соединения микропроволоки и тонкопленочного проводника // Вопросы радиоэлектроники.* – Сер. ОВР. – 1988. – Вып. 12. – С. 112–115. 13. *Справочник по радиоэлектронным устройствам / Под ред. Д.П. Линде.* – М.: Энергия, 1978. – Т. 1. 14. Бова М.Т., Лайхтман І.Б. *Вимірювання параметрів антен і пристроїв НВЧ.* – К. :Вища школа, 1975. – 111 с. 15. Яворський Б.М., Детлаф А.А. *Справочник по физике.* – М.: Наука, 1968. – 940 с.

УДК 620.92

П.Є. Яковчук, В.Б. Цяпа*, Б.І. Крохмальний**