Поширення сигналу у високошвидкісних друкованих платах

Сергій Краснов

У статті аналізується роль електромагнітного зв'язку в багатошарових друкованих платах із високошвидкісними сигналами, а також описуються способи його практичної реалізації та придушення. У другій частині цієї публікації розглядається вплив заземлювальної металізації на ізоляцію між сигнальними провідниками, даються рекомендації на основі емпіричних правил.

ЕЛЕКТРОМАГНІТНИЙ ЗВ'ЯЗОК НА БАГАТОШАРОВІЙ ДРУКОВАНІЙ ПЛАТІ

Електромагнітний зв'язок на багатошаровій друкованій платі може відігравати як позитивну, так і негативну роль. З одного боку, тісний зв'язок між сигнальними провідниками, опорними шарами і сигналами диференційних пар — найкращий спосіб запобігти синфазним завадам і зменшити електромагнітне (ЕМ) випромінювання. З іншого боку, в результаті ненавмисного перекриття електромагнітних полів тісний зв'язок між сторонніми сигнальними провідниками створює перехресні завади. Ми покажемо, в яких випадках слід використовувати тісний зв'язок, а в яких — уникати.

Перелічимо п'ять поширених випадків, коли зв'язок впливає на цілісність сигналу та електроживлення:

1. Зв'язок сигналу з опорним шаром.
2. Область контуру зворотного тракту.
3. Планарний зв'язок.
4. Зв'язок між сигналами диференційної пари.
5. Наведені перехресні завади.

Зв'язок сигналу з опорним шаром

Перше правило проєктування багатошарової друкованої плати полягає в тому, що всі сигнальні шари повинні бути суміжними й тісно пов'язаними з безперервним опорним шаром, який визначає зворотний струмовий тракт. Тісний зв'язок сигнального провідника з опорним шаром зводить до мінімуму площу контуру і зменшує індуктивність. Крім того, зменшення висоти діелектрика дозволяє значно скоротити перехресні завади та уникнути негативного впливу на доступні ділянки друкованої плати. Однак зменшення висоти діелектрика вимагає збільшення ширини струмопровідних доріжок, щоб забезпечити необхідний імпеданс лінії передачі, що може викликати труднощі при щільному розведенні. Таким чином, зазвичай для мікросмужкових конфігурацій вибирається діелектрик товщиною близько 3 міл (0.0762 мм). На рисунку 1 показано, як залежить імпеданс від товщини діелектрика і ширини струмопровідної доріжки. У смужкових конфігураціях товщина діелектрика зазвичай становить 4–5 міл (0.1016–0.127 мм) через близькість двох шарів.

Контур зворотного тракту

Через неоднорідності у зворотному тракті (НЗТ) виникають контури великої площі, які збільшують послідовну індуктивність, перехресні завади, електромагнітне випромінювання і по-

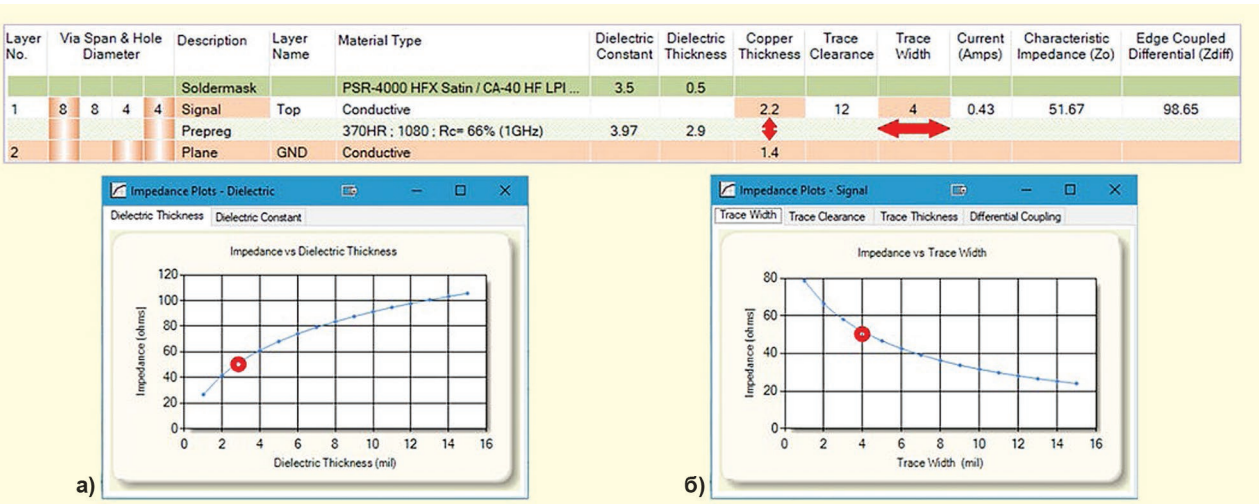

Рис. 1. **Зв'язок сигналу з опорним шаром (модель побудована за допомогою аналізатора полів iCD Stackup Planner). Залежність імпедансу від: товщини діелектрика (а); ширини струмопровідної доріжки (б)**

гіршують цілісність сигналу. Невеликі неоднорідності структури, наприклад перехідні отвори та зворотні тракти на шині помітно впливають на цілісність сигналу і тимчасові співвідношення у високошвидкісних системах. Через НЗТ виникають розриви імпедансу у вигляді локальних стрибків індуктивності і ємності. Розбіжність імпедансу призводить до появи відбитих сигналів, збільшення диференційного міжканального шуму і перетворення диференційних завад у синфазні.

Синфазне випромінювання є результатом паразитних завад у колі, що виникають через небажане падіння напруги в провідниках. З поширенням сигналу по лінії передачі ємнісний зв'язок між провідниками доріжок і шарів створює контур, по якому починає протікати струм зміщення в напрямку до свого джерела. Синфазний струм, що протікає через імпеданс заземлення, викликає падіння напруги в системі заземлення цифрової логіки та випромінювання магнітного поля.

Для контролю над синфазним випромінюванням необхідно звести до мінімуму синфазну напругу на заземленні джерела. Крім того, хороше заземлення дозволяє мінімізувати вплив джерел шуму завдяки низькоімпедансному тракту для синфазних струмів. Поворотні сигнальні струми прагнуть пройти поблизу своїх сигнальних провідників. Інтенсивність цих струмів спадає пропорційно квадрату відстані. Якщо зворотний тракт синфазного струму знаходиться далеко від сигнального тракту, протікання струму супроводжується випромінюванням. Якщо зворотний тракт розташований поруч зі струмом джерела, площа контуру невелика, і, отже, випромінювання синфазного струму відсутнє.

Планарний зв'язок

Зі зменшенням розмірів елементів і збільшенням швидкості передачі сигналів плоскі ламіновані конденсатори або вбудовані ємнісні матеріали (*Embedded Capacitor Material, ECM*) стають економічним рішенням для підвищення цілісності електроживлення. Ця технологія дозволяє ефективно розв'язати високошвидкісні ІС по живленню, а також зменшити електромагнітні завади (ЕМЗ). Розміщення шарів на дуже малій відстані один від одного створює велику ємність.

Таблиця 1. Матеріали різних виробників, що забезпечують розподілену розв'язувальну ємність

Виробник	Матеріал	Опис	Товщина, міл
3M	ECM	Вбудований ємнісний матеріал	0.24; 0.47; 0.55
DuPont	Interra HK04	Дуже тонкий ламінат	0.5; 1.0
Integral Technology	Zeta Bond	Клейка епоксидна плівка з високою T_g	1.0; 1.5; 2.0
Integral Technology	Zeta Lam SE	Діелектрик у С-фазі з малим КТР і високою T_g	1.0
Integral Technology	Zeta Cap	Міднений полімер високої якості	1.0
Oak-Matsui Technology	FaradFlex	Планарний конденсатор	0.31; 0.47; 0.63; 0.94
Sanmina	ZBC1000	Прихований розв'язувальний конденсатор	1.0
Sanmina	ZBC2000	Прихований розв'язувальний конденсатор	2.0

Вбудовані ємнісні матеріали займають дуже тонкий діелектричний шар (0.24–2.0 міл, або 0.006–0.051 мм), який забезпечує розподілену розв'язувальну ємність замість звичних дискретних розв'язувальних конденсаторів на частотах вище 1 ГГц. На жаль, стандартні розв'язувальні конденсатори малоефективні на цих частотах, і єдиний спосіб зменшити імпеданс мережі розподілу змінного струму вище 1 ГГц — використовувати ECM-матеріали або, як варіант, ємність кристала. Ці ультратонкі ламінати замінюють звичні шари живлення і заземлення, мають високостабільну діелектричну проникність і малі втрати на частотах до 15 ГГц.

Для реалізації планарної ємності потрібен дуже тонкий діелектричний шар з високою проникністю Dk, що суперечить вимозі типової високошвидкісної схеми, якій необхідна низька Dk для забезпечення малих дисипативних втрат. Однак у цьому випадку необхідна велика ємність і, отже, велика Dk. Вбудований ємнісний матеріал від 3M має найвищу густину ємності серед інших пропонованих матеріалів: вона становить 3.1 нФ/см^2 (табл. 1).

Зв'язок між сигналами диференційної пари

Електромагнітне випромінювання цифрових кіл генерується і в диференційному, і в синфазному режимах. У диференційному режимі поля рівних і протилежно спрямованих струмів взаємно компенсуються, а в синфазному — складаються. Диференційний режим може перетворитися в синфазний через паразитну ємність або будь-який дисбаланс, викликаний фазовим зсувом сигналу, невідповідністю часу наростання/спаду імпульсів або асиметрією в каналі. Крім того, через порушення суцільності зворотного шляху можуть з'явитися синфазні контури великої площі, які збільшують послідовну індуктивність і електромагнітне випромінювання.

У разі диференційних пар перетворення диференційного режиму в синфазний зазвичай відбувається на вигинах струмопровідних доріжок або в результаті несиметричного трасування, поблизу перехідних отворів і завад, що створюються контактами, а також через невеликі зміни імпедансу, зумовлені неоднорідностями у зворотному тракті.

Якщо диференційна пара добре збалансована, тісний зв'язок забезпечить ефективний ступінь придушення випромінюваного поля. В іншому випадку (рис. 2) ступінь компенсації визначається не інтервалом між провідниками пари, а синфазним балансом диференційної пари. Оскільки у більшості цифрових генераторів сигналу — поганий синфазний баланс, дифе-

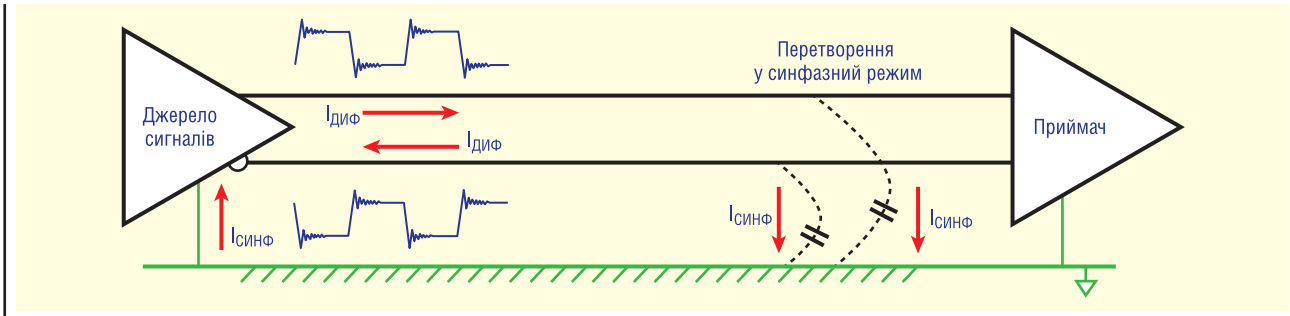

Рис. 2. Диференційний режим поширення сигналів може перетворитися у синфазний

ренціальні пари часто випромінюють набагато більшу потужність в синфазному режимі, ніж в диференціальному. В такому випадку тісніший зв'язок диференціальних провідників не забезпечує будь-якого виграшу в зменшенні випромінюваних завад.

Через деякі відмінності в умовах поширення тісно пов'язаних диференційних сигналів виникає синфазне випромінювання. Якщо два провідники розділені так, щоб зв'язок між ними був відсутній, обидва є провідниками несиметричної лінії передачі. Таким чином, 100-Ом диференціальна пара стає двома окремими 50-Ом провідниками несиметричної лінії. Це допустимо, якщо площа контуру мала і імпеданс не змінюється вздовж сигнального тракту.

Наведені перехресні завади

Якщо сигнальні провідники знаходяться недалеко від провідника, по якому поширюється сигнал-агресор, його частина вступає в електромагнітний зв'язок із сигналом-жертвою, викликаючи шум через перекриття електромагнітних полів. Перехресні завади поширюються в тривимірному просторі та залежать від інтервалу між сигнальними провідниками, відстані між провідниками і шарами, довжини паралельного сегмента, навантаження лінії передачі й технології, що використовується. Однак перехресні завади також різняться залежно від конфігурації фізичного стека.

Перехресні завади викликані взаємодією електромагнітних полів. Електричні поля створюють ємнісний зв'язок напруги сигнальних провідників із сусідніми доріжками. Ємнісний зв'язок нівелює стрибки струму вихідних каскадів драйвера, які викликають відбиття в лініях передачі. Магнітні поля індукують сигнальні струми в близько розташованих провідниках, а через індуктивний зв'язок виникає брязкіт заземленого потенціалу і шум джерела живлення. Перехресні завади швидко спадають пропорційно квадрату відстані. Ступінь впливу залежить від напруги сигналу-агресора, площі плати й, отже, близькості сигнальних доріжок.

Найпростіший спосіб зменшити перехресні завади від сусіднього сигналу-агресора полягає у збільшенні інтервалу між розглянутими сигналами. Його подвоєння скорочує перехресні завади приблизно до чверті від вихідного рівня. Однак перехресні завади визначаються відношенням відстані між струмопровідними доріжками та їх висотою над шаром. Змінюючи висоту доріжки, можна керувати зв'язком, а значить, і перехресними завадами. В умовах обмеженого простору плати таке рішення може виявитися кращим, ніж збільшення щільності трасування. Щільний зв'язок (при меншій висоті) дозволяє скоротити перехресні завади.

Існує ділянка, де накопичена електромагнітним полем енергія провідника має оптимальне значення. Перехресні завади між двома або більше провідниками залежать від їх взаємної індуктивності та взаємної ємності. Індуктивність відіграє основну роль у цьому зв'язку. Зворотний струм генерує електромагнітне поле, яке, своєю чергою, індукує напругу (перехресні завади) на інші сигнальні провідники.

З рисунка 3 видно, що диференційний імпеданс або зв'язок двох паралельних провідників вирівнюється при 100 Ом і зазорі між доріжками 12 міл (0.3048 мм) (синя крива). Цей результат можна швидко отримати за допомогою аналізатора полів. За інших рівних умов диференційний опір завжди дорівнює 100 Ом, навіть якщо відстань між провідниками збільшується. У точці 12 міл з'являються перехресні завади (виникає зв'язок). Отримана характеристика чітко визначає конфігурацію стека для несиметричних і пов'язаних пар. У розглянутому випадку, коли відстань не перевищує 12 міл, між двома доріжками виникає зв'язок і відбувається передача електромагнітної енергії.

Перехресні завади зазвичай підсумовуються на довгих паралельних ділянках провідників. Завади виникають на одному шарі або надходять із сусіднього шару. Саме з цієї причини рекомендується ортогональне трасування на сусідніх шарах (між площинами), щоб мінімізувати площу зв'язку.

НА ЗАМІТКУ

- *Перше правило проєктування багатошарової друкованої плати полягає в тому, що всі сигнальні шари повинні бути суміжними й тісно пов'язаними з суцільною опорною площиною, яка створює вільний зворотний тракт.*
- *Неоднорідності у зворотному тракті можуть призвести до появи контурів великої площі, які збільшують послідовну індуктивність, перехресні завади, електромагнітне випромінювання та погіршують цілісність сигналу.*
- *Синфазне випромінювання є результатом паразитних завад у схемі, що виникають через небажане падіння напруги на провідниках.*
- *Якщо зворотний тракт синфазного струму знаходиться далеко від сигнального тракту, виникає випромінювання.*
- *Технологія вбудованих ємнісних матеріалів забезпечує ефективну розв'язку високошвидкісних IC, а також знижує електромагнітні завади. Тісний зв'язок між шарами створює велику ємність.*
- *ECM-технологія забезпечує розподілену розв'язувальну ємність, яка дозволяє замінити типові дискретні розв'язувальні конденсатори на частоті вище 1 ГГц.*
- *Диференційний режим поширення сигналів перетворюється у синфазний через паразитну ємність або будь-який дисбаланс, викликаний зсувом фази сигналу, невідповідністю часу наростання/спаду імпульсів або асиметрією у каналі.*
- *У випадку диференційних пар перетворення у синфазний режим зазвичай відбувається на вигинах провідників і при несиметричному трасуванні, поблизу перехідних отворів і контактів, а також у результаті зміни імпедансу через неоднорідності зворотного тракту.*
- *Тісно пов'язані диференційні сигнали поширюються, в основному, в диференційному режимі, а синфазне випромінювання виникає через їх дисбаланс.*
- *Якщо два провідники диференційної пари розділені так, щоб запобігти виникненню зв'язку, то обидва є провідниками несиметричної лінії передачі.*
- *Частина сигналу-агресора ненавмисно пов'язана з близько розташованим сигналом-жертвою і проявляється у вигляді шуму через перекриття електромагнітних полів.*
- *Найпростіший спосіб зменшити перехресні завади від сусіднього сигналу-агресора полягає у збільшенні інтервалу між розглянутими сигналами.*
- *Змінюючи висоту струмопровідної доріжки, можна керувати зв'язком, а значить, перехресними завадами. В умовах обмеженого вільного простору таке рішення може виявитися найкращим.*
- *Перехресні завади зазвичай підсумовуються на довгих паралельних ділянках доріжок. Завади поширюються по одному шару або надходять із сусіднього шару.*

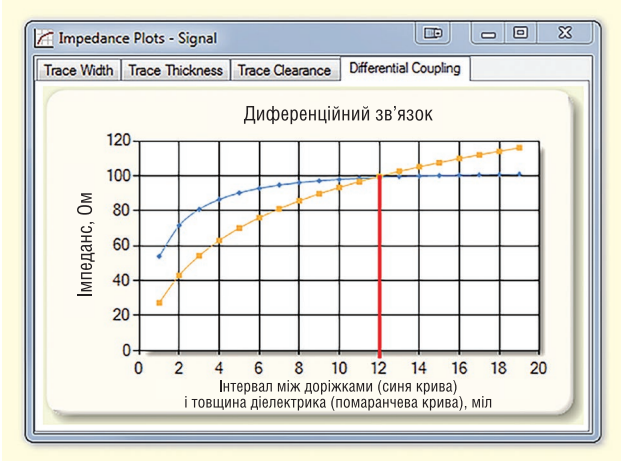

Рис. 3. Зв'язок вирівнюється на відстані більше ніж 12 міл (результати отримано за допомогою симулятора iCD Stackup Planner)

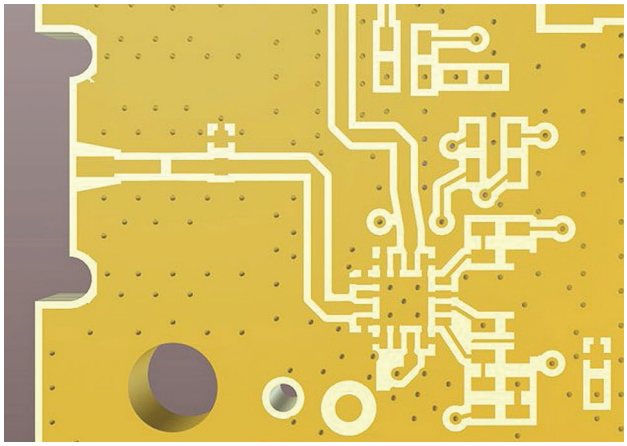

Рис. 4. Багато ВЧ-плат виконані у вигляді копланарного хвилеводу із заземленням. Вони мають кращі характеристики в порівнянні з мікросмужковими конструкціями

Рис. 5. Модель 1-дюймової 50-Ом конструкції, що складається з провідника-агресора (порти 1–2) і провідника-жертви (порти 3–4), призначена для вивчення зв'язку між провідниками

Отже, паразитні ефекти можна звести до мінімуму шляхом максимально можливого розділення струмопровідних доріжок, їх розташування поруч з опорними площинами, зменшення площі контуру зворотного струму, використання передових методів проєктування багатошарових плат і зниження імпедансу змінного струму схеми живлення за допомогою розподіленої вбудованої ємності.

РОЛЬ МІДНЕННЯ В ЗАБЕЗПЕЧЕННІ ІЗОЛЯЦІЇ МІЖ СИГНАЛАМИ

У цій частині статті ми опишемо, як моделюється ізоляція між провідниками за допомогою аналізатора полів, а також розглянемо емпіричні правила, які дозволяють уникнути помилок при забезпеченні ізоляції.

Іноді можна почути думку, що мідна заливка на сигнальному шарі між струмопровідними доріжками погіршує розв'язку між ними. Виникає закономірне питання: як у такому випадку працюють всі ВЧ-плати з копланарним хвилеводом із заземленням (*Co-planar Waveguide with Ground, CPWG*) [1]? Завдяки мідній заливці сигнального шару такі ВЧ-плати отримали широке застосування. У плати на рисунку 4 — значно менші розміри, менше електромагнітне випромінювання і перехресні завади, ніж у мікросмужкової конструкції [2].

Щоб відповісти на це питання, скористаймося 1-дюймовою 50-Ом мікросмужковою лінією, що складається з провідника-агресора між портами 1–2 і провідника-жертви, який встановлений паралельно між портами 3–4, як показано на рисунку 5. Ширина струмопровідної доріжки: 20 міл (0.508 мм); зазор між центрами: 60 міл (1.524 мм); матеріал підкладки: склотекстоліт; товщина: 9.5 міл (0.2413 мм); розрахункова діелектрична проникність Er: 4.4.

За допомогою засобу Sonnet [3] було виконано симуляцію структури, показаної на рисунку 5, і виміряно зв'язок між портами 1–4. З рисунка 6 видно, що в діапазоні 0–4 ГГц нічого незвичайного не відбувається. З цією вихідною характеристикою ми порівняємо отримані нижче результати.

Після додавання мідної заливки в схему на рисунку 5 з'явилася нова структура (рис. 7). Оскільки в ній відстань між провідником-агресором і провідником-жертвою становить 10 міл (0.254 мм), вплив цих провідників на 50-омний імпеданс мінімальний.

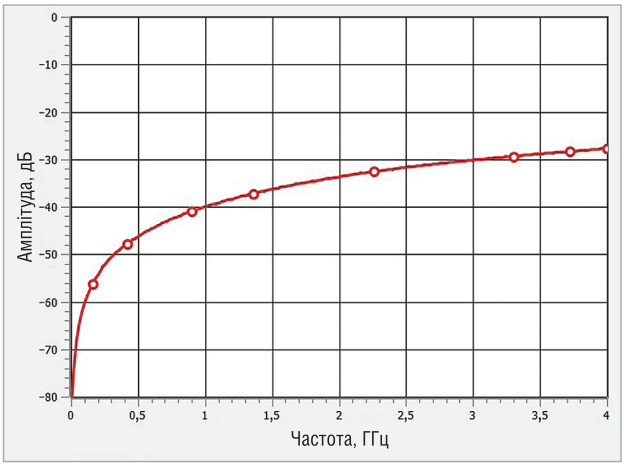

Рис. 6. Цілком очікувані результати симуляції зв'язку в діапазоні 0–4 ГГц між портами 1–4 конструкції, показаної на рисунку 2

Рис. 7. У новій структурі використовується мідна заливка із зазором 0.254 мм між провідником-агресором і провідником-жертвою

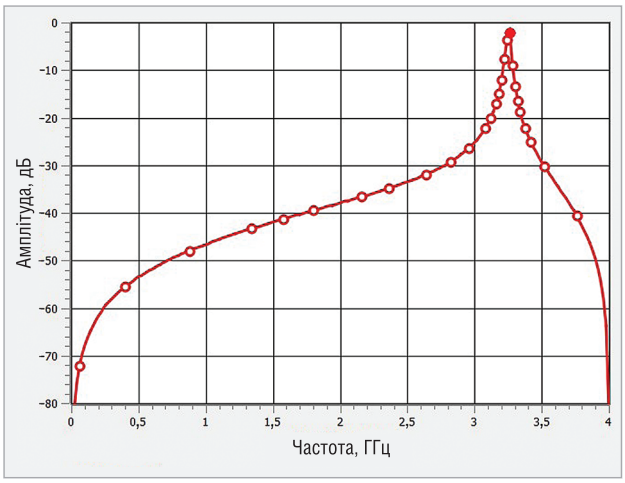

Рис. 8. Результати симуляції зв'язку між портами 1–4 структури, показаної на рисунку 7. На частоті близько 3.2 ГГц амплітуда сигналу різко збільшується

Симуляція зв'язку між провідниками та областю металізації, показаною на рисунку 7, дозволяє отримати нову характеристику (рис. 8). На перший погляд, створюється враження, що в результаті додавання заливки ізоляція стала гіршою. Однак вся справа в розумінні того, що відбувається, оскільки погано продумане розміщення заливки погіршує характеристики будь-якої конструкції й на будь-якій частоті сигналів, що використовуються.

Основні відомості про антену

Щоб оцінити результати симуляції на рисунках 8–9, розглянемо принцип роботи антени.

Антена довжиною в половину довжини хвилі має як випромінювач хорошу ефективність. Застосовуються також чвертьхвильові антени, які встановлюються перпендикулярно ідеально струмопровідному заземленню. Антени меншої довжини випромінюють набагато гірше, якщо їх додатково не узгодити.

Якщо довжина струмопровідної доріжки або будь-якої мідної структури на друкованій платі становить чверть довжини хвилі або кратна їй, вони можуть сприяти резонансу і сильно випромінювати на певних частотах. Таким чином, на досить високій частоті ділянки мідного заливання резонують, як видно з рисунків 8–9.

Емпіричні правила

Емпіричне правило говорить, що швидкість поширення сигналу по провідниках типової друкованої плати зі склотекстоліту приблизно вдвічі менша, ніж у вільному просторі [4], і приблизно дорівнює 6.4 дюйма/нс. Отже, довжина хвилі λ на заданій частоті *f* визначається рівнянням (1):

$$\lambda = \frac{V}{f}, \text{ или } \lambda = \frac{6.4 \text{ дюйм/нс}}{f, \text{ ГГц}}. \quad (1)$$

Перетворимо рівняння (1) в (2):

$$f = \frac{1.6 \text{ дюйм/нс}}{\lambda/4, \text{ дюйм}}, \text{ ГГц}. \quad (2)$$

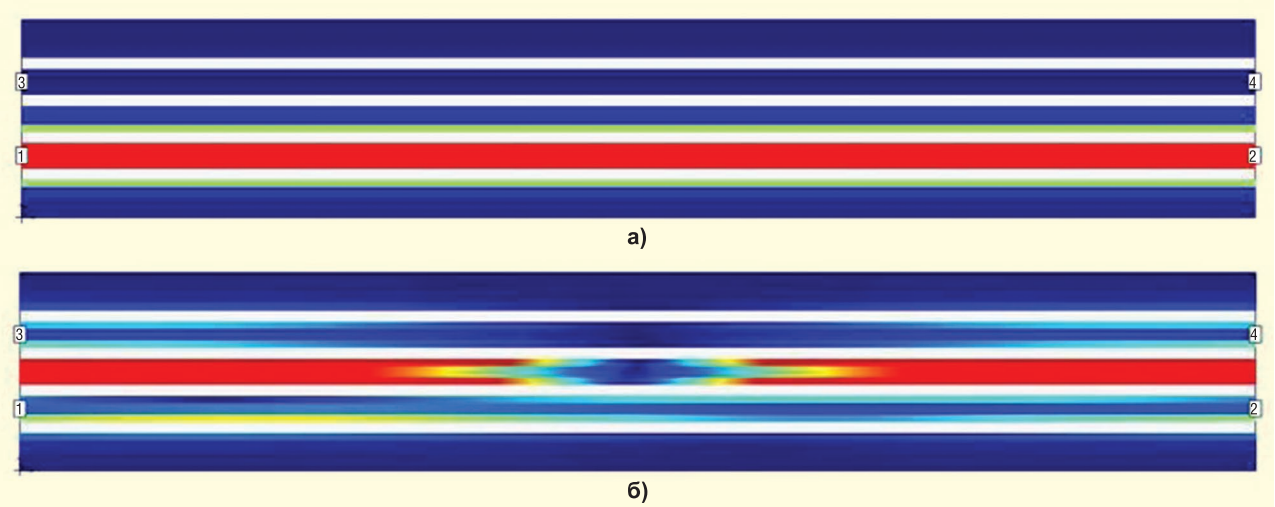

Рис. 9. На частоті 100 МГц резонанс відсутній: струм високої густини (червоний колір) протікає по провіднику-агресору і краях металізації (синій) (а); на частоті 3.2 ГГц спостерігається помітний резонанс: струм, що протікає по заливці, перевищує струм в сигнальних провідниках (б)

Рис. 10. Щоб розділити центральну область металізації на ділянки довжиною менше λ/4 на частоті 3.2 ГГц, перехідні отвори (темно-червоні квадрати), що ведуть на заземлювальний шар зворотного струму, розташовуються симетрично на відстані 0.5 дюйма

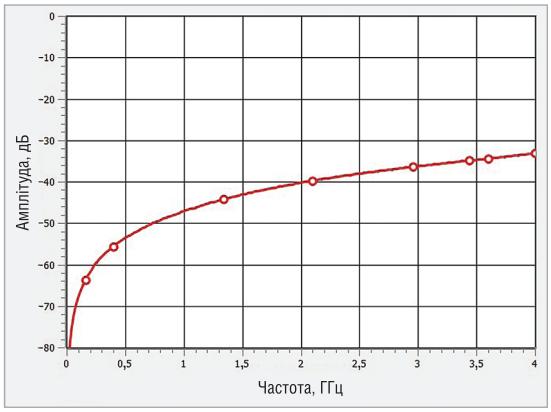

Рис. 11. Моделювання структури на рисунку 10 із встановленими наскрізними отворами показало повну відсутність резонансів

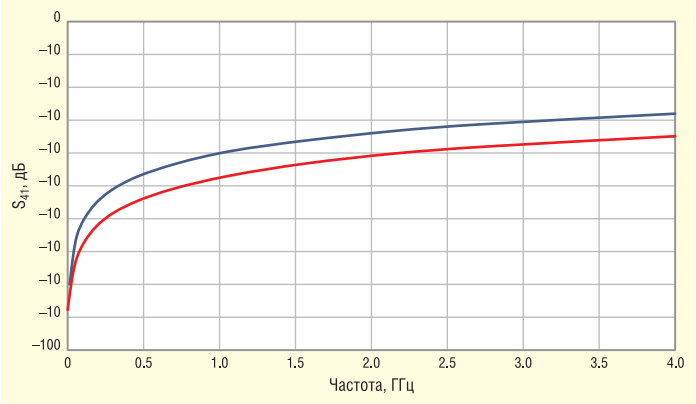

Рис. 12. Порівняння вихідної характеристики ізоляції (синя крива) з новою (помаранчева крива) показує, що ізоляція покращилася приблизно на 8 дБ

Для розрахунку критичного значення λ/4 (довжини доріжки) отримуємо (3):

$$\lambda/4 = \frac{1.6\ \text{дюйм/нс}}{f,\ \text{ГГц}},\ \text{дюйм}. \qquad (3)$$

Наприклад, якщо довжина мідної заливки на рисунку 7 становить 1 дюйм, то частота чверті довжини хвилі дорівнює 1.6 ГГц, а половини — 3.2 ГГц, де і спостерігається резонанс, отриманий за допомогою симуляції (рис. 8).

Рівняння (3) визначає критичну довжину струмопровідної доріжки залежно від робочої частоти. Наприклад, розглянемо випадок, коли по провіднику проходить тактовий сигнал на частоті 100 МГц. З емпіричного правила відомо, що для точного відтворення прямокутного сигналу потрібно не менше п'яти гармонік. Тоді λ/4 приблизно визначається як 1.6/0.5 = 3.2 дюйма. У будь-якої струмопровідної доріжки розміром менше ніж 3.2 дюйма, по якій поширюється цей тактовий сигнал, невелика ефективність як елемента, що випромінює.

Ще одне відоме емпіричне правило говорить, що якщо замість тактового сигналу, що циклічно повторюється, використовується сигнал з малим часом наростання, ширина смуги визначається рівнянням (4):

$$f = \frac{0.35}{Tr}, \qquad (4)$$

де *Tr* — час наростання імпульсу, нс; *f* — еквівалентна ширина смуги сигналу, ГГц. Таким чином, час наростання 1 нс приблизно еквівалентний ширині смуги величиною 0.35 ГГц (або 350 МГц).

З огляду на ці емпіричні правила, можна встановити критичну довжину провідників з урахуванням частоти сигналу та часу його наростання. Оскільки, як правило, швидкість наростання сигналів логічних блоків вища, ніж у більшості тактових сигналів, спочатку для розрахунку необхідної смуги пропускання використовується рівняння, що визначає час наростання фронту, за яким розраховується критична довжина провідників.

Таким чином, емпіричне правило «менше чверті довжини хвилі» застосовується до всіх видів аналізу ситуацій. Його корисно пам'ятати при проєктуванні й, можливо, що важливіше, при усуненні резонансних ефектів на високочастотних друкованих платах [5].

Виправлення помилок

Отже, будь-яка мідна структура, доріжка, елемент заливки або заземлювальний шар працюють як резонансні антени, якщо їх довжина досягає або перевищує чверть або половину довжини хвилі на частоті збудження. Визначивши критичні частоти і довжини провідників, можна перейти до симуляції та пошуку відповідного рішення.

На рисунку 4 копланарного хвилеводу із заземленням видно невеликі перехідні отвори в області металізації. Ці отвори з'єднують заземлювальні шари воєдино і дозволяють ефективно скоротити довжину мідних ділянок до менше ніж λ/4.

Як у такому випадку ефективно зменшити довжину заливки на рисунку 7 у всіх напрямках до менше ніж λ/4? З цією метою створюються наскрізні отвори, як показано на рисунку 10.

Завдяки коректно розташованим наскрізним отворам в центральній області металізації вона за будь-якої частоти стала функціонувати як заземлення і перестала нагріватися навіть за найвищої частоти розгортки (рис. 11).

Як і очікувалося, коректно виконана мідна заливка працює як екранувальний заземлювальний шар, не погіршуючи ізоляцію між агресором і жертвою. Порівняння характеристики ізоляції вихідної моделі (рис. 6) з новою характеристикою, отриманою після «зшивання» заземлень (рис. 11), показує, що ізоляція покращилася приблизно на 8 дБ (рис. 12).

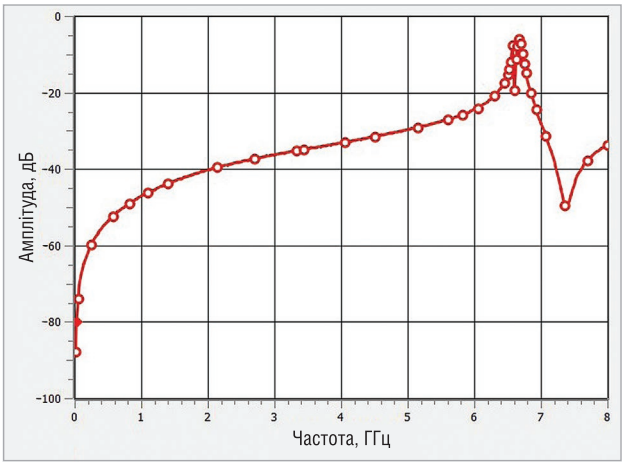

Рис. 13. Новий резонансний пік на частоті близько 6 ГГц

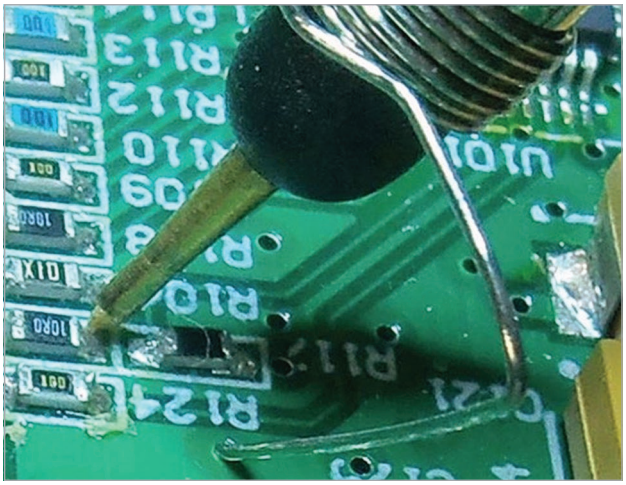

Рис. 14. Область заземлювальної металізації на зовнішніх сигнальних шарах полегшує зондування ВЧ-сигналів: пробник легко проникає в перехідний отвір, встановлюючи контакт із «землею»

Виникає цілком логічне питання: оскільки в цьому прикладі зшивальні перехідні отвори розташовані на відстані 0.5 дюйма, чи не з'явиться новий резонанс на частоті 6 ГГц? І дійсно, збільшення частоти розгортки структури до 8 ГГц (рис. 10) дозволяє виявити новий резонанс на 6 ГГц (рис. 13).

Щоб уникнути цього небажаного резонансу, слід розташовувати наскрізні отвори ближче один до одного, забезпечивши також достатній запас для практичної реалізації плати. Крім того, необхідно виходити з того, що ці симуляції виконувалися з урахуванням використання матеріалів без втрат і у будь-якої друкованої плати із склотекстоліту втрати значно зростуть вище 3 ГГц, в результаті чого амплітуда пікового струму і небажаний зв'язок виявляться набагато меншими, ніж виявилося в симуляції.

Отже, розмір кожної мідної структури друкованої плати повинен бути менше половини довжини хвилі для найбільшої частоти, на якій збуджуються структури [5].

У тих місцях плати, де цього правила через будь-які інші вимоги дотриматися не можна, отвори розміщуються на дещо більшій відстані один від одного. Це невелике порушення не позначиться на роботі плати, що видно з рисунка 14, де деякі перехідні отвори відсутні.

Для контролю над розміщенням перехідних отворів із заданим інтервалом, що дозволяє уникнути небажаних резонансних ефектів, можна скористатися сіткою — достатньо лише переконатися в тому, що вона чітко відображається. Сітка дозволить визначити коректність розміщення отворів на друкованій платі.

І останнє зауваження з приводу зшитих перехідних отворів. Великі отвори утворюють структуру, подібну до стіни, на відміну від порівняно невеликих «стовпчиків» з отворів меншого розміру. Масив з меншої кількості порівняно великих отворів працює ефективніше на вищих частотах. Незважаючи на ці переваги використання великих отворів на простій тестувальній платі, слід розуміти, що вони блокують трасувальні канали на складніших друкованих платах.

Інші переваги

Згадаймо й інші переваги, що забезпечуються зручним заземленням на зовнішніх сигнальних шарах:

- **Вимірювання осцилографом.** Як видно з рисунка 14, заземлення полегшує вимірювання за допомогою осцилографа, що особливо важливо в разі роботи з тактовими сигналами, коли не можна використовувати довгий провід пробника осцилографа.
- **Монтаж додаткових компонентів.** Встановлення резистора або конденсатора в проєктовану плату значно полегшується завдяки заземлювальній області поруч з верхнім і нижнім шарами.
- **Покращення характеристики випромінювання.** Мідна заливка поруч із сигнальними шарами зменшує випромінювання конструкції в цілому, локалізуючи лінії електричного поля і не дозволяючи їм виходити далеко в навколишній простір. Коректно реалізована мідна заливка працює відносно поруч розташованих провідників за принципом, схожим з функціонуванням коаксіального кабелю. Щоб зберегти необхідні значення імпедансу в такому випадку розробнику, можливо, доведеться скоригувати остаточну ширину струмопровідних доріжок.
- **Тепловідвід.** Заливка і зшивальні наскрізні отвори збільшують відведення тепла від друкованої плати.

Недоліки

Вкажемо і деякі недоліки у використанні мідних заливок:

- додавання перехідних отворів і подальше їх свердління збільшує вартість виробу;
- зростає час проєктування, що витрачається на додавання мідної заливки і зшивальних перехідних отворів;
- некоректно виконана заливка може погіршити роботу друкованої плати.

Відповідаючи на поставлене на початку розділу питання про вплив заливки на ізоляцію, можна стверджувати, що характеристики друкованої плати псує не сама по собі металізація, а її погано продумане розміщення. Коректно розрахована і виконана за допомогою ЕМ-симуляції заливка значно покращує роботу плати.

Література:

1. Steve Hageman. How to Make a Quick Turn PCB That Modern RF Parts Will Actually Fit On. EDN. December 10. 2010.
2. Steve Hageman. Benefits of Coplanar Waveguide over Ground. PCB Design 007. March 21. 2012.
3. The Sonnet EM simulator and a free lite version // www.sonnetsoftware.com
4. Douglas Brooks. Propagation Times and Critical Length — How They Interrelate // https://paperzz.com
5. AnalogHome: Decoupling RF Circuits — Part 1.

CN