



M Ű E G Y E T E M 1 7 8 2

Budapesti Műszaki és Gazdaságtudományi Egyetem
Villamosmérnöki és Informatikai Kar
Szélessávú Hírközlés és Villamosságtan Tanszék



Via struktúrák analízise és optimalizációja nagysebességű digitális átviteli csatornákon

TDK dolgozat

Készítette:

Bányász László

Konzulens:

Dr. Nagy Lajos

2022

Tartalomjegyzék

Bevezetés	5
1. Távvezetékek (tápvonalak)	6
1.1. Áttekintés [1]	6
1.1.1. Terjedési sebesség	7
1.2. Nyomatott áramköri tápvonal struktúrák	8
1.2.1. Mikroszalagvonal	8
1.2.2. Koplanáris hullámvezető	9
1.2.3. Stripline	9
1.2.4. Nem-idealitások	10
1.3. Single-ended és differenciális meghajtás	10
2. Via típusok, modellek	12
2.1. Áttekintés	12
2.2. A viák felépítése	12
2.2.1. Via típusok	12
2.2.2. Átmenőfuratos via felépítése	13
2.2.3. Visszafúrás (backdrilling)	14
2.3. Helyettesítőképek	15
2.3.1. Érvényességi tartomány	15
2.3.2. Általános helyettesítőkép	15
2.3.3. Egyszerűsített helyettesítőképek	16
2.3.4. Viaparaméterek hatása helyettesítőképre	17
2.4. Via nagyfrekvenciás parazitahatásai	18
3. Nagysebességű áramkörök jellemzői és analízise	20
3.1. Nagysebességű áramkörök definíciója és jelentősége	20
3.1.1. Jelentőség	20
3.1.2. Definíció	20
3.2. Digitális adatátvitel	21
3.3. Általános digitális adatvonal	21
3.4. A fizikai csatorna nem-idealitásai	22
3.4.1. Zaj és zavarás	22
3.4.2. Gyártási toleranciák és technológiák	22
3.5. Analízis eszköztár	23
3.5.1. Időtartománybeli vizsgálat	24
3.5.2. Frekvenciatartománybeli vizsgálat	24

4. Szimulációs környezet	26
4.1. Szimulációs környezet	26
4.1.1. Használt szoftver	26
4.1.2. Térszimuláció kihívásai	26
4.1.3. Modelltér részegységei [19]	26
4.2. HFSS 3D Layout megoldói [20]	27
4.2.1. Megoldás általános menete	27
4.2.2. Hálózási frekvencia megválasztása	27
4.2.3. Sweep típusok	27
5. Via átmenetek szimulációja	29
5.1. Áttekintés	29
5.1.1. Szimuláció frekvencia határa	29
5.1.2. Rétegfelépítés	29
5.2. Egyszerű tápvonal elrendezés vizsgálata	31
5.2.1. Eredmények	31
5.3. Via modellek megalkotása	32
5.3.1. Lokalizálható és nem lokalizálható problémák [22]	32
5.3.2. Via geometriai paramétereinek definiálása	33
5.3.3. Via típus kiválasztása	34
5.3.4. Via gerjesztése	34
5.4. Single-ended via átmenet vizsgálata	35
5.4.1. Két összekötő viás konfiguráció	35
5.4.2. Négy összekötő viás konfiguráció	37
5.4.3. Négy összekötő viás konfiguráció – extra földsíkok	39
5.5. Differenciális via átmenet vizsgálata	41
6. Összefoglalás	42
Irodalomjegyzék	44
Függelék	46

Kivonat

A digitális áramköreink megjelenésük óta folyamatosan fejlődnek, a helyigényük csökken, a rajtuk realizálható maximális átviteli sebesség tekintetében pedig már ipari felhasználásra elérhetőek az akár 400 GBit/s-ra képes *optikai transceiver* modulok. Az új technológiai és felhasználói igények növekedése miatt, hogy ezek hatékony kiszolgálása biztosított legyen, a mögöttes infrastruktúrák fejlesztése elengedhetetlen.

A nagysebességű digitális áramkört tervezés egy csatornaoptimalizációs probléma, melynél a tervezett csatornánknak az alkalmazandó protokollokban specifikált szigorú átviteli jellemzőknek meg kell felelni. Ezt nehezíti, hogy jellemzően egyszerre több ilyen linknek kis helyen kell szimultán működnie, emiatt az átviteli utak közötti csatolás további problémákat okozhat.

Ilyen csatorna tervezése szélessávú, DC-től jellemzően néhány tíz GHz-ig bezáró analízist követel meg, és ezen tartományon belül kell teljesíteni a specifikációt. A valóságos anyagok viselkedése frekvenciafüggő, nemlinearitásokkal rendelkezhetnek. A megtervezett áramkör jellemzői a gyártási toleranciák miatt könnyen specifikáción kívülre kerülhetnek.

A gyakorlatban az ilyen jelutakon EMC és strukturális szempontok miatt legalább két viaátmenet található. Ezek megtervezése és optimalizációja térszimulációs eljárásokkal történik, melyek időigényesek, illetve az összefüggések a jelintegritási paraméterek között nem triviálisak. A dolgozat célja, hogy ezen via-struktúrák nagysebességű viselkedését analizálja, a tervezéshez ésszerű kiindulási alapot biztosítson, és hatékony optimalizációs eljárásokat fogalmazzon meg, figyelembe véve az áramkör rétegfelépítését, gyárthatósági kritériumokat és toleranciákat, illetve egyéb hatásokat.

Abstract

Since their introduction, our digital circuits have been constantly evolving, their space requirements have been reduced and optical transceiver modules capable of up to 400 GBit/s are now available for industrial applications. As new technologies and user requirements grow, it is essential to develop the underlying infrastructure to serve them efficiently.

High-speed digital circuit design is a channel optimisation problem, where the designed channel must meet the stringent transmission characteristics specified in the applicable protocols. This is made more difficult by the fact that typically several such links have to work together in small spaces at the same time, and therefore coupling between transmission paths can cause additional problems.

The design of such a channel requires a broadband analysis, typically from DC to a few tens of GHz, and the specification must be met within this range. The behaviour of real materials is frequency dependent and may have nonlinearities. The characteristics of the designed circuit can easily be out of specification due to manufacturing tolerances.

In practice, such signal paths have at least two via transitions due to EMC and structural considerations. These are designed and optimised using space simulation techniques, which are time consuming and the relationships between signal integrity parameters are not trivial. The aim of this thesis is to analyze the high-speed behavior of these via structures, to provide a reasonable starting point for design, and to formulate efficient optimization procedures, taking into account the circuit layer structure, manufacturability criteria and tolerances, and other effects.

Bevezetés

A korszakunkra jellemző digitális fejlődésre való igény és motiváció továbbra is jelen van, emellett a felhasználók egyre jobban növekvő, nagy adatigényű médiafogyasztásának kiszolgálása mellett a centralizált számítási megoldások (cloud) gyors adatfeldolgozási igényei miatt egyre nagyobb információ-átviteli sebességek realizálására törekszik az ipar.

Az adatátviteli sebesség növekedésével az ezeket megvalósító eszközök komplexitása egyre inkább növekszik, illetve sokkal kifinomultabb tervezési eljárásokra van szükség, ugyanis a gyors kommunikáció nagyobb sávszélességet vesz igénybe, mely azt jelenti, hogy nagyobb frekvencián történő analízis szükséges széles sávban, jellemzően DC-től több 10 GHz-es frekvenciáig.

A frekvencia növekedésével egyúttal az áramkörök, alkatrészek egyre nehezebben írhatóak le koncentrált paraméterű modellekkel, ezért a jellemző munkamódszer elosztott paraméterű analízist és térszimulációs eljárásokat foglal magában, melyek idő- és számításigényesek. Ebből kifolyólag a legújabb technológiai szintű nagysebességű áramköri tervezési folyamatok igen lassúak.

Az TDK dolgozat célkitűzése az, hogy a nagysebességű áramkörök tervezési folyamatait megkönnyítse azzal, hogy a gyakorlatban sűrűn előforduló via átmenetek megvalósításához optimális tervezési eljárást nyújtson, ezáltal csökkentve a tervezéshez felhasznált erőforrásokat.

1. fejezet

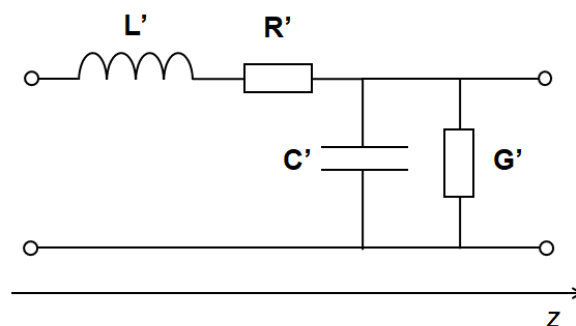
Távvezetékek (tápvonalak)

1.1. Áttekintés [1]

Belátható, hogy egy adott hosszúságú vezetéképes anyagra időben nem állandó gerjesztést kapcsolva a véges jelterjedési időből kifolyólag a vezető térbeli kiterjedése mentén kialakuló elektromos és mágneses mennyiségek nem tekinthetők konstansnak a vezető teljes kiterjedésére nézve. Ekkor ezt a vezetőt elosztott paraméterű hálózatként tudjuk modellezni, amely leírja a térjellelmezők hely- és időfüggését.

Az olyan struktúrákat, melyek egy dimenzióban véve domináns kiterjedése van, és ez összemérhető a gerjesztésben megjelenő valamennyi jelkomponens hullámhosszával, tápvonalnak, vagy távvezetéknek nevezzük. A távvezeték elosztott paraméterű áramköri helyettesítőképe az 1.1 ábrán látható, mely elemeit az alábbi módon definiáljuk:

- L' – hosszegységre eső induktivitás
- C' – hosszegységre eső kapacitás
- R' – hosszegységre eső ellenállás
- G' – hosszegységre eső vezetés



1.1. ábra. Tápvonal elosztott paraméterű áramköri modellje

Ezen modell egy valóságos távvezeték kis darabját közelíti, ezért ezen modell sok egymás utáni kapcsolásával kiadódik egy valóságos hosszúságú tápvonal. Belátható, hogy értelmezhető az, hogy térjellelmezők helyett a távvezetékben hely- és időfüggő feszültségeket és áramokat definiáljunk. Ezt a modellt egy infinitezimálisan kis dz hosszúságúnak

tekintve, és felvéve egy hosszanti z referencia tengelyt, és a Kirchoff feszültség és áramtörvények alkalmazásával felírható egy hely és időfüggő differenciálegyenlet rendszer, melyet *távíró egyenleteknek* nevezünk.

Színuszos állandósult állapotot vizsgálva, ezen differenciálegyenletek általános megoldása egy z irányával megegyező és ellentétesen haladó hullámot ad.

Belátható, hogy a tápvonalon kialakuló áram és feszültség egymástól nem független, hanem jól definiált kapcsolat van közöttük, ezt fejezi ki a távvezeték karakterisztikus impedanciája vagy hullámimpedanciája, mely a következő módon definiálható:

$$Z_0 = \frac{\sqrt{R' + j\omega L'}}{\sqrt{G' + j\omega C'}} \quad (1.1)$$

Veszteségmentes esetben, azaz amikor $R' = G' = 0$, akkor a hullámimpedancia csak a hosszegységre eső reaktáns elemértékektől fog függeni:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (1.2)$$

Ezen elemértékek pedig az adott távvezeték geometriától függenek, melyek analitikusan vagy szimulációval számolhatóak.

A távvezeték (illetve az átvitelben részt vevő komponensek) hullámimpedanciájának értékének fontos szerepe van. Ideális esetben a tápvonalon nem keletkezik veszteség, viszont egy nagyfrekvenciás meghajtóáramkör jelét tápvonallal elvezetve, ha a távvezeték hullámimpedanciája és az áramkör kimeneti impedanciája nem egyezik meg, akkor az eltérő impedanciák miatt a találkozási ponton az előre haladó hullámok egy része vissza fog reflektálódni az adó felé. Ez csökkenti az átvitt jelteljesítményt, másrészt nagysebességű digitális kommunikációs alkalmazások során egy adatbit küldésekor a vételi helyen és időpillanatban az azt megelőző jelzések fennmaradt reflexiós hullámaival való szuperponálódása az adott adatbit hibás vételét okozhatja. Minél nagyobb illesztetlenségek vannak jelen, annál jobban növelve a bithiba valószínűséget, mely limitálhatja a rendszer elérhető adatátviteli sebességét.

Jellemző hullámimpedancia értékek:

- 50Ω – rádiós eszközök, mérés technika
- 75Ω – kábeltelevízió
- 90Ω – USB 2.0, differenciális hullámimpedancia
- 100Ω – Ethernet, differenciális hullámimpedancia

1.1.1. Terjedési sebesség

Vákuumban, illetve levegőben jó közelítéssel az elektromágneses hullámok fénysebességgel terjednek. Azonban különböző anyagokban ez a terjedési sebesség anyagjellemzőktől függően lassulhat.

Megmutatható, hogy ideális, veszteségmentes távvezeték esetén a jelterjedési sebesség, precízebben fázissebesség a frekvenciától független:

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r \mu_r}} \approx \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1.3)$$

Ahol a ε_r a relatív dielektromos állandó, a μ_r pedig az anyagra jellemző mágneses permeabilitás, mely a gyakorlatban is használt anyagok esetében eggyel közelíthető.

1.2. Nyomtatott áramköri tápvonal struktúrák

A távvezetékeknek számos gyakorlati implementációja létezik, egyik legelterjedtebb a koaxiális kábel, mely két koncentrikus, egy tengelybe eső, körkeresztmetszetű vezetőléből épül fel. Radaros, illetve más nagy teljesítményű alkalmazásoknál gyakori a csőtápvonal használata, a régebbi televíziós antennákhoz pedig szimmetrikus Lecher-vezeték használtak.

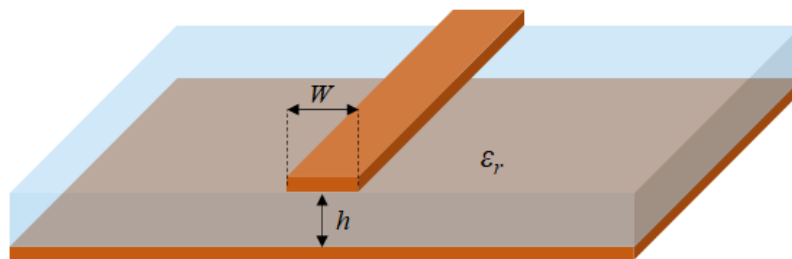
A nyomtatott áramkörökön, planáris rétegezéssel sokféle távvezeték geometria kialakítható, ezek a teljesség igénye nélkül: [11]

- Mikroszalagvonal („Microstrip”)
- Koplanáris hullámvezető („Coplanar waveguide”)
- Stripline

1.2.1. Mikroszalagvonal

Egyik legkönnyebben megvalósítható (kétrétegű) távvezeték struktúra nyomtatott áramköri kártyán (NYÁK-on), a felépítése az 1.2 ábrán látható.

A távvezeték egy vezetősáv és egy alatta elhelyezkedő nagy kiterjedésű földszík segítségével kerül realizálásra. Az elrendezés hullámimpedanciáját az adott rétegfelépítés (stackup) és a vezetősáv szélesség határozza meg. Az előbbiből következik a h rétegtávolság, illetve az anyagra jellemző relatív dielektromos állandó (ε_r).



1.2. ábra. Mikroszalagvonal sematikus ábrája

A geometriai konstrukcióból adódik, hogy az elektromos és mágneses erővonalak egy része csak a dielektrikumban, más része pedig a NYÁK lemezen kívüli térben (mely jellemzően levegő) záródnak, emiatt az 1.1.1 bekezdésben a terjedési sebességre felírt összefüggésben található ε_r nem fog megegyezni a dielektrikum dielektromos állandójával, hanem definiálható egy effektív dielektromos állandó.

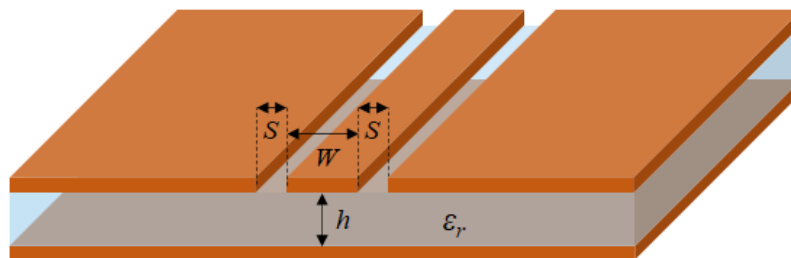
Mivel a jelenergia két eltérő térrészben, különböző sebességgel terjed, mely adott hosszúságú tápvonalszakasz esetén egy adott időkésltetést eredményez a különböző közegekben terjedő jelenergiarészek között. Az adott időkésltetés viszont különböző frekvenciájú jelek esetén eltérő fáziskésltetést eredményez, emiatt ez a távvezeték elrendezés diszperzív lesz, frekvenciafüggő fázissebesség alakul ki. Ez a hatás a jól definiált impulzusokat, felfutó éleket elnyújtja, kiszélesíti, emiatt rontja az adatátviteli csatorna jelintegritását. Hosszú tápvonalszakaszok és nagy sáv szélességű jelek átvitele során dominánsabb a jelenség. [18]

A mikroszalagvonal az elrendezés nyíltsága miatt érzékeny a közelben elhelyezkedő objektumokra, főként a vezetőképes anyagokra, emellett az egymáshoz közeli adatvezetékek egymással csatolásba lépve áthallást eredményezhetnek, mely szintén negatív hatással van a digitális jelátvitelre.

1.2.2. Koplanáris hullámvezető

A koplanáris hullámvezető a mikroszalagvonalhoz nagyon hasonló, azonban a vezetősáv körül földkitöltés helyezkedik el S szigetelési távolságyira, mely szintén befolyásolja a hullámimpedanciát. A környező földlemez miatt az erővonalak sokkal hamarabb záródnak, mint a mikroszalagvonal esetén, így kisebb szórt térrel rendelkezik a struktúra. Ennek köszönhetően kevésbé zavaró a környezetére nézve, illetve a zavartűrése is jobb. Emellett az erővonalak megoszlását tekintve a mikroszalagvonalhoz képest az elektromos tér nagyobb hányada fog a levegőben koncentrálni, ezért a távvezeték struktúra veszteségei — melyek a dielektrikum veszteségeiből adódnak — kisebbek. [21]

Ezen geometria esetén viszont biztosítani kell, hogy a két vezető sík ekvipotenciális legyen, amelyet a gyakorlatban szimmetrikusan a vezetősáv két oldala mentén elhelyezett sűrű viasorral, úgynevezett „via fencing”-el oldanak meg. Emiatt a helyigénye nem kisebb a mikroszalagvonalhoz képest, annak ellenére, hogy az erővonalak jelentős hányada kisebb térrészben koncentrálnak.



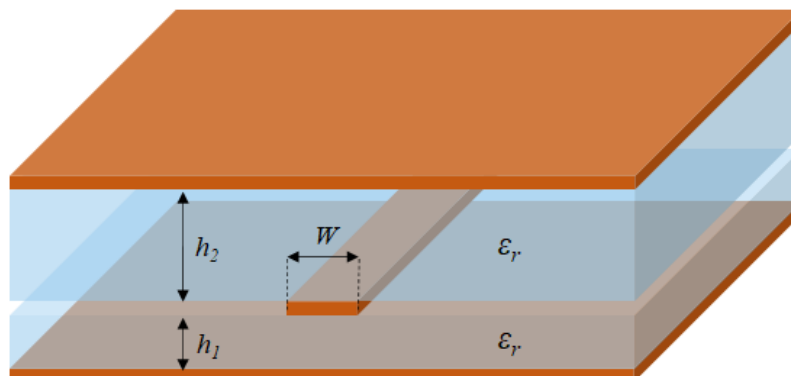
1.3. ábra. Koplanáris hullámvezető sematikus ábrája

1.2.3. Stripline

Míg az előző két elrendezés már egy kétrétegű NYÁK-on is megvalósítható, a stripline hullámvezető realizálásához azonban legalább három rétegre van szükség, ugyanis a vezetősáv két földsíki közé kerül beágyazásra. Beszélhetünk szimmetrikus és asszimmetrikus kivitelről, a különbség azonban a dielektromos rétegek vastagságában rejlik. Az 1.4 ábrán látható a hullámvezető geometriája. Ha a $h_1 = h_2$, akkor szimmetrikus, egyébként asszimmetrikus stripline-ről beszélünk. A két dielektrikum ϵ_r -je lehet különböző is, például a többrétegű NYÁK struktúrák esetén a *prepreg* és *core* rétegtípusoknak gyakran előfordul, hogy eltér. Ezt viszont célszerű lehet ezt elkerülni a mikroszalagvonal esetében ismertetett diszperziós jelenségek miatt — habár ez a hatás közel sem lenne olyan markáns, mivel ezen anyagok dielektromos állandója jellemzően jóval közelebb van egymáshoz, mint a levegőhöz.

A homogén térkitöltésnek köszönhetően a diszperzió jelensége nem lép fel, a két földsíki pedig jó zavarvédelmet biztosít, így a gyakorlatban a hosszabb nagysebességű digitális adatvonalakat általában stripline struktúrában szokás vezetni. Hátránya, hogy a vezetősáv a rétegek között el van temetve, emiatt alkatrészek, hangoló elemek beiktatásához, vagy

csatlakozókhöz való hozzávezetéséhez egy másik távvezeték struktúrára való áttérést kell eszközölni, mely viákkal történik. ¹



1.4. ábra. Stripline hullámvezető sematikus ábrája

1.2.4. Nem-idealitások

A mikroszalagvonalnál láttuk, hogy mivel a jelenergia különböző közegekben terjed, ezért nagyfrekvenciás alkalmazásoknál már figyelembe kell venni a diszperzió jelenségét. Emellett a 3.4.2 alfejezetben említésre kerül néhány olyan megvalósításból és gyártástechnológiából fakadó jelenség, mely bizonyos alkalmazásoknál gondos figyelmet igényel.

Gyakorlati szempontból a legfontosabb paraméter, amely elhanyagolásra került az elméleti áttekintés során az a tápvonal csillapítása. A nem nyomtatott áramkörökön megvalósított hullámvezető struktúrák (például koaxiális kábel, csőtápvonal) hosszegységre eső csillapítása igen kicsi, így általában ez elhanyagolható. Azonban az egyik fő NYÁK hordozó, az FR4 jelzésű üvegszálal epoxy lemez dielektromos veszteségi tényezője nagy, emiatt már egy rövid tápvonal szakasz is érezhető csillapítást okoz, mely mértéke akár GHz-enként 0.1 dB/cm is lehet. [25]

A hordozó anyag tulajdonságainak fontos szerepe van a tápvonalra nézve. A magas veszteségi tényező mellett a dielektromos állandó frekvenciafüggése okoz még gondot — mely jellemzően nagyobb frekvencián kevesebb. Ennek hatására egy homogén kitöltésű stripline tápvonal esetén is létrejöhethet a diszperzió jelensége.

Ezen hatások megfelelő anyagválasztással mérsékelhetők, azonban a jelátvitel szempontjából kedvező tulajdonságokkal rendelkező anyagok költségesek. Emiatt fontos megtalálni az egyensúlyt az ár és a megvalósítható specifikációk között.

1.3. Single-ended és differenciális meghajtás

Az előbbieken ismertetett tápvonal struktúrák mind *single-ended* kialakításúak voltak. Ezen esetben a hullámvezető geometriája általában egy vagy több referencia síkot és egy vezetősávot tartalmaz. A gerjesztés ilyen esetben közös módosú, egy adott referencia

¹Rádiókommunikációs gyakorlatban — keskenysávú alkalmazások esetén — a hangolási probléma gyakran megoldható szakadással- vagy rövidre zárt tápvonal csonkokkal, a stripline réteg szintjén. Ekkor nincs szükség a rétegek közötti átvezetésre.

potenciálhoz képest történik, az információt ezen közös referenciához mért feszültség hordozza.

Differenciális esetben a tápvonal geometriában két vezetősáv jelenik meg, melyek általában valamilyen csatolásban vannak egymással. Emellett a környezetükben referencia síkok is jelen vannak. A két vezetősáv gerjesztése valamilyen potenciálhoz képest ellenfázisban történik, differenciális módusban. A fontos különbség a single-ended esethez képest, hogy itt az információt a két vezető potenciálkülönbsége hordozza, közös módusban az adó és vevő oldal akár teljesen más potenciálon is lehet.

A differenciális jelvezetés előnye, hogy kevésbé érzékeny a közösmódosú zavarokra. Mivel a két jelvezető egymáshoz közel van, így jó közeléssel a kívülről érkező zavaró hatások azonos fázisban, azonos amplitúdóval érkeznek meg, emellett kevesebb zavart is bocsájt ki. [2]

2. fejezet

Via típusok, modellek

2.1. Áttekintés

A nyomtatott áramköri lemezek réteges felépítésűek, melyek tekintetében egyes gyártók akár 60 rétegű struktúrákat is képesek megvalósítani. Gyakorlatban egy összetettebb digitális áramköri megoldás 10-16 rétegű nyákokon dolgozik, mivel a komplex integrált áramkörök tokozásainak kivezetésének sűrűsége miatt csupán így van lehetőség a vezetősávok IC-hez való csatlakoztatására.

A síkbeli rétegek között szükség van áramköri kapcsolatra: erre szolgál az úgynevezett *via*, mely nem más, mint egy galvanizált furat. Létrehozásuk a NYÁK gyártástechnológia részét képezi. Ma már léteznek lézerrel készült, a mechanikai fúráshoz képest jóval kisebb méretű *via* is, a *mikrovia*, mely gyakran csak *μvia*, vagy *uvia*-ként szokás jelölni. A fejezet célja a különböző *via* típusok és jellemzőinek bemutatása.

2.2. A viák felépítése

2.2.1. Via típusok

A viáknak többféle típusát különböztethetjük meg, azonban a furatképzés technológiája szerint két fő csoportba sorolhatjuk őket: [9]

- Mechanikai furatképzéses
- Lézeres abláción alapuló furatképzéses

A mechanikai furatképzéses viák a tradicionális, fúrószerszámmal kifúrt, majd galvanizált eljárásomóddal készülnek. A *via* „hatótávolsága” szerint kategorizálva, ezeket értjük a típusai alatt, melyeket a 2.1 ábra is szemléltet.

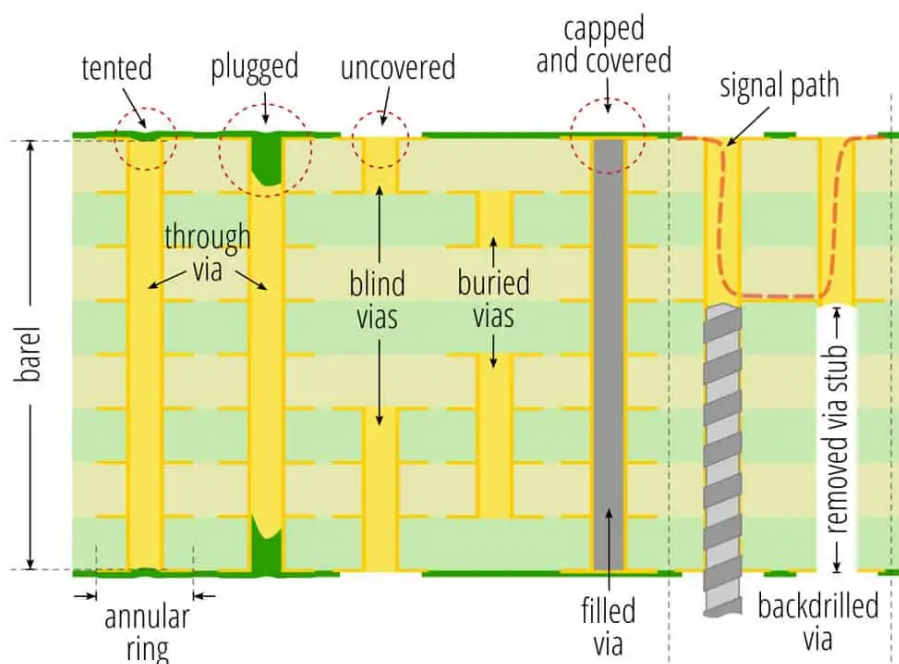
- Átmenőfuratos (through) *via*
- Zsákvia (blind *via*)
- Eltemetett (buried) *via*
- „Visszafúrt” (backdrilled) *via*

Az *átmenőfuratos via* a legegyszerűbb, legolcsóbb konstrukció, melynek furata az áramköri lap összes rétegén átmege, egyszeri galvanizálást igényel, viszont a nem használt rétegeken is helyet foglal.

A *zsákvia* során egy teljes átmenő furat helyett a lemez egy adott rétegéig fúrnak le, majd végzik el a galvanizálási folyamatot. A furat mélységének szabályozása nagy precizitást igényel, ezért drága eljárás, ritkán alkalmazzák.

Eltemetett viák esetén az egyes rétegeket külön-külön fúrják, emiatt nincs a fúrás mélységére vonatkozó szűk tolerancia, viszont rétegről rétegre történik a galvanizálás.

A lézeres technológiával készülő viákat pedig mikroviáknak hívjuk. Ezek kis méretűek — a legkisebb fúrt via jelenleg kb. 0.15 mm furatátmérővel, a lézeres technológiával pedig a 0.075 mm-es furatméret is elérhető, — viszont csupán két szomszédos réteg között képesek összeköttetést biztosítani.



2.1. ábra. Mechanikailag fúrt viatípusok [15]

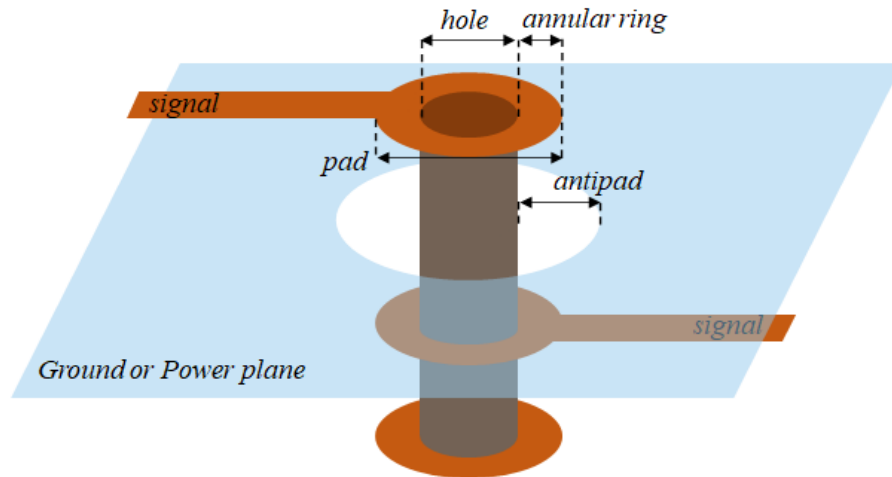
2.2.2. Átmenőfuratos via felépítése

Egy általános átmenőfuratos via felépítése a 2.2 ábrán látható módon néz ki, melynek jellemző geometriai paramétereinek elnevezése, illetve a hozzá tartozó méretek a következők: ¹

- Hole – furatméret
- Annular ring – furatot körbeölő fémezett gyűrű mérete
- Pad – a teljes via külső átmérője

¹A felsorolásban a legtöbb kifejezés idegen szó. Ezek használatát az indokolja, hogy a magyar szakirodalomban nem mindegyiknek létezik megfelelője, emellett ezen elnevezések kellően rövidnek tekinthetők, és a nemzetközi szakirodalomban egyértelműen azonosítják a via komponenseit. Másrészt napjainkban a külföldi áramköri gyártók domináns szereppel bírnak, melyek specifikációjában ezen módon kerülnek definiálásra a gyártási toleranciák.

- Antipad – a belső rétegekre vett szigetelési távolság
- Plating – galvanizálási vastagság
- Via hossza



2.2. ábra. Egy általános átmenő furatos via felépítése

A hordozóba készített furat falára adott vastagságban vezetőképes anyagot (rezet) galvanizálnak, ez biztosítja a rétegek között a fémes összeköttetést. A furat belseje lehet lég, vagy gyanta kitöltésű (via filling), illetve tömött (via plugging). Az utóbbi esetén csak a via alsó- és/vagy felső részébe juttatnak kitöltő anyagot. [14]

A furatátmérő alapvetően meghatározza a via egyenáramú ellenállását, mivel adott galvanizáció mellett egy nagyobb átmérőjű via effektív rézkeresztmetszete nagyobb lesz.

A villamos csatlakozásokat a viához úgynevezett „pad”-el oldják meg. Ez a csatlakoztatandó rétegen, a furattal koncentrikus, kör alakú vezetőképes rész, mely biztos kontaktust teremt a furatgalván és a vezetősávok között. A nem csatlakozó rétegeken egy adott szigetelési távolság írható elő a furat és a réteg vezetőképes elemei között. A föld (vagy más) kitöltésű rétegek esetében a via furat és a kitöltés között egy körsávban eltávolításra kerül a vezetőképes anyag. Ezen minimális távolságot a via belső rétegekre értelmezett szigetelési távolságának nevezik, a külföldi szakirodalomban „antipad”-nek.

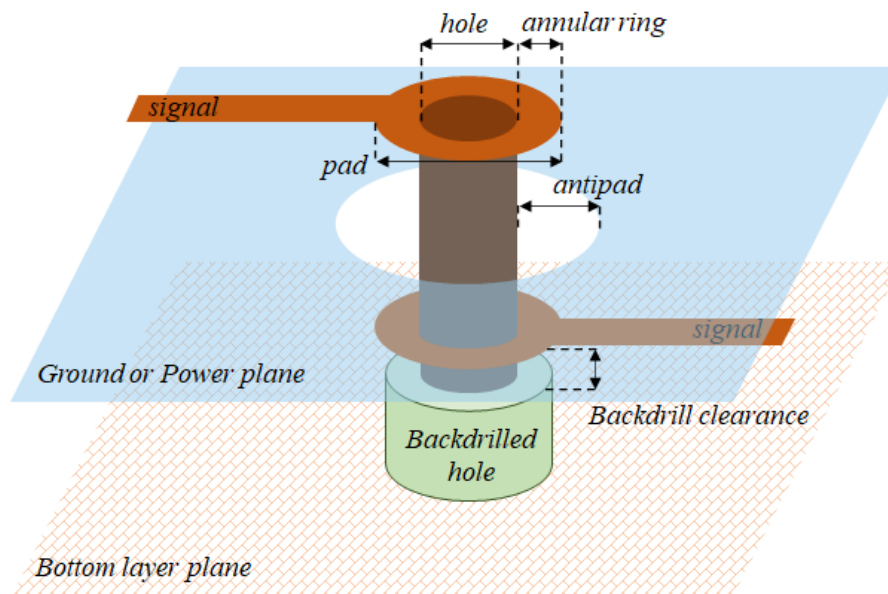
Technológiai megkötés, hogy valamekkora annular ringet szükséges realizálni az áramköri lap felső és alsó rétegén, még akkor is, ha ezeken a rétegeken nincs hozzájuk csatlakozó vezető — mert például két belső réteg között teremt kapcsolatot.

Az átmenőfuratos via hossza a rétegfelépítésből adódik, és egy adott NYÁK esetén állandó.

2.2.3. Visszafúrás (backdrilling)

A visszafúrás, avagy *backdrilling* során egy átmenőfuratos via vezetésben részt nem vevő részét kifúrják, ezzel eltávolítva a fémezést. Ugyanis nagyfrekvencián ez szakadással lezárt csonkként viselkedik, mely adott frekvencián rövidzárat transzformál a tápvonalszakasz adott részére, ezzel elrontva a via átviteli jellemzőit. A visszafúrás ezen csonk eltávolítására szolgál, viszont az extra furatok miatt nagyobb helyigénnyel rendelkeznek, mint az átmenőfuratos viák.

Ahogy a 2.3 ábrán látható, a visszafúrás egy, a via furatnál nagyobb átmérőjű furattal történik, emiatt ezen viákra más minimális szeparációs távolságokat írhatnak elő a gyártók. Emellett biztonsági okokból — hogy ne sérüljön a via jelkivezetése — a visszafúrást csak egy adott ráhagyással, az ún. „backdrill clearance”-el végzik el, így elkerülhetőek a fúrás mélységének ingadozásából fakadó hibák.



2.3. ábra. Egy alsó rétegről történő visszafúrás szemléltetése

Mivel ez a folyamat extra gyártási lépést követel meg, ezért drágább, de gyakran az eltemetett vagy zsák viáknál költséghatékonyabb megoldást jelent.

2.3. Helyettesítőképek

A viák nagyfrekvenciás viselkedésének megértése érdekében célszerű megvizsgálni milyen áramköri helyettesítések, modellek léteznek már, illetve a via paramétereinek átvitelre gyakorolt hatásait megérteni. [13]

2.3.1. Érvényességi tartomány

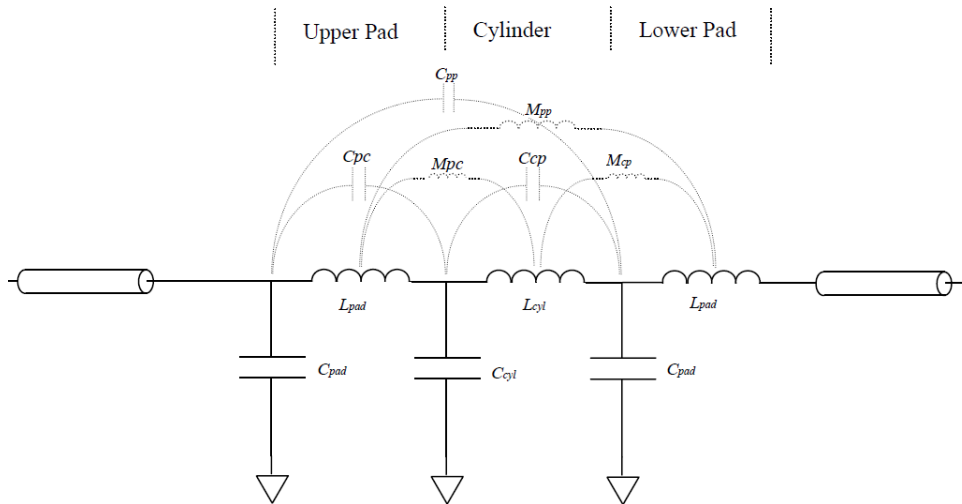
A modellek a valóságot valamilyen feltételezésekkel élve írják le, ezt fontos figyelembe venni a helyettesítőképek vizsgálata során. A viát mint áramköri elemet tekintve, DC esetben rövidzárként viselkedik (elhanyagolhatóan kicsi ellenállás), ennek valamilyen formában a helyettesítőképből meg kell jelennie. Ezentúl elvárható a modellektől, hogy valamilyen felső határfrekvenciáig a via működését jól közelítse.

2.3.2. Általános helyettesítőkép

A 2.4 ábrán egy általános, veszteségmentes helyettesítőkép látható, amely a via minden geometriai résznek tartalmazza valamilyen reaktáns helyettesítő megfelelőjét. Jelen modellel egy egyszerű, két rétegű eset átmenő furatát tekintjük, emiatt a geometriai felosztás az

alábbi módon adódik: felső és alsó pad, illetve maga a furat. A helyettesítőkép kapacitásai között megjelenik a via padjeinek és hengeres testének földhöz képesti kapacitása, a padek és a henger induktivitása, illetve pontozott vonalakkal az egyes részegységek közötti csatolt, kölcsönös kapacitások és induktivitások.

Ezen modell a sok komponens miatt, — a veszteségektől eltekintve — illetve megfelelő elemértékek esetén széles sávban jól modellezi a viselkedést, azonban a szintetizálása bonyolult feladat a sok elemértékből kifolyólag.[13]



2.4. ábra. Egy via általános helyettesítőképe.[13]

2.3.3. Egyszerűsített helyettesítőképek

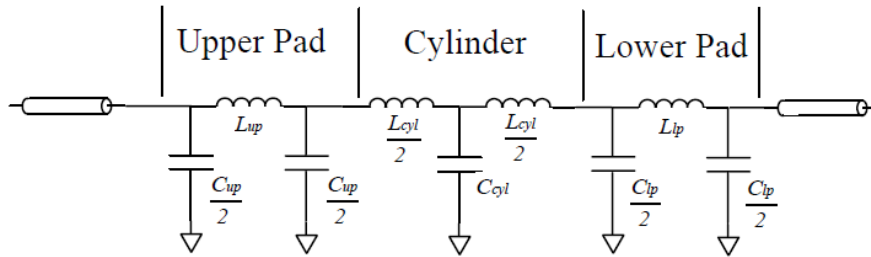
Egy helyettesítőkép megalkotásakor két szemlélet képzelhető el. Egyik, hogy viszonylag minimális elemszámú, egyszerű modellt hozunk létre, viszont az egyes elemek több fizikai paramétertől — nem triviális módon is — függhetnek. Egy másik szemléletmód alapján a geometriai és fizikai paraméterek egymástól függetlenül, valamilyen hozzájuk rendelhető komponens(csoport)ként jelennek meg a helyettesítőképben, lényegében szeparálva, így egy sokelemű helyettesítőképhez jutunk.

Míg az első módszer sok esetben egyszerűbbnek tűnhet, hátránya, hogy jellemzően adott elemértékek mellett csak szűk tartományon belül fogja pontosan leírni a viát. Például a frekvenciafüggés ezen esetben frekvenciafüggő elemekkel lesz csak leírható.

Elosztott paraméterű helyettesítőkép

Az általános modell egyszerűsíthető azzal, hogy a via egyes részei között fellépő csatolások helyett egy távvezetékmodellt használunk minden részegységre. Ezáltal a helyettesítőkép elemszáma megnő, azonban a részegységek közötti csatolást elhanyagoljuk, ez a szintézist nagyban egyszerűsítheti. Ezen modell a 2.5 ábrán látható.

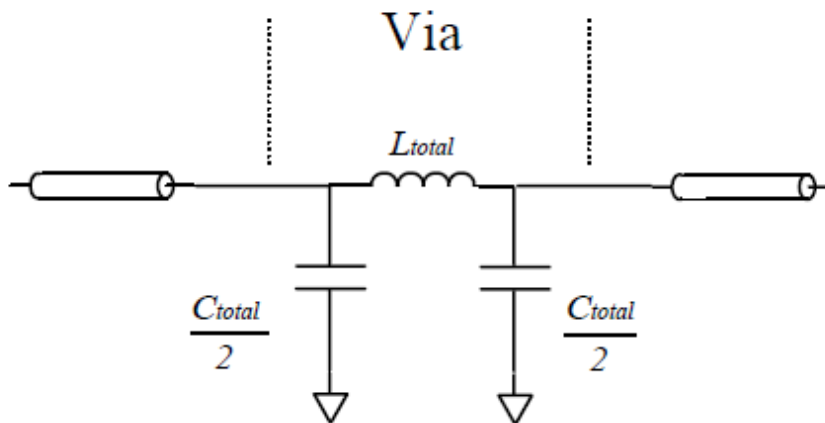
A nagyfrekvenciás viselkedés jó közelítéséhez szükség van sokelemű helyettesítőképekre, ugyanis egy valóságos, adott paraméterű via esetén a különböző parazita via kapacitás és induktivitás értékek miatt kialakulhat több rezonancia frekvencia is, ezt pedig csak egy több reaktáns elemmel rendelkező hálózattal lehet modellezni.



2.5. ábra. Egy via elosztott paraméterű helyettesítőképe.[13]

Koncentrált paraméterű helyettesítőkép

Végül az egyik legegyszerűbb modell az egy háromelemű helyettesítőkép, mely a teljes viára vonatkozó reaktanciát hivatott jelképezni. A via ilyen terű modellezése tekinthető a leginkább limitálónak a frekvenciatartománybeli helyesség szempontjából, ugyanis a geometriából adódó, térben kiterjedő parazita hatásokból valamilyen eredő hatást képezünk. Másképp fogalmazva az LC π tag egy rezonanciafrekvenciával rendelkezik.



2.6. ábra. Egy via koncentrált paraméterű helyettesítőképe.[13]

2.3.4. Viaparaméterek hatása helyettesítőképre

A [13] irodalom részletesen tárgyalja a via koncentrált paraméterű helyettesítőkép értékeinek viaparaméterektől való függését. Az irodalom szerzője elektrosztatikus szimulációkat használt a megfelelő helyettesítőkép paraméterek kinyerésére, és ezek jól definiálható általános összefüggéseket adnak a via viselkedésére vonatkozóan, viszont nagyfrekvencián dominánssá váló hatásokat — veszteségek, felületi egyenletlenségek, viacsonk, diszperzió — már nem vesz figyelembe.

A [13] alapján összefoglalva elmondható, — elektrosztatikus szimulációval igazolható — hogy a padék átmérőjének növelése a via kapacitását jelentősen növeli, míg az induktivitását kis mértékben csökkenti. A via furatátmérőjének növelése a nagyobb vezetési

felület miatt a via induktivitását csökkenti, míg ezzel párhuzamosan a kapacitása a nagyobb elektródafelület miatt növekszik. A földsíktól való szigetelési távolság növelése kisebb mértékben, de csökkenti a via kapacitását, ugyanis ez egyenértékű az elektródátávolság növelésével, illetve a via induktivitása minimális mértékben csökken.

2.4. Via nagyfrekvenciás parazitahatásai

A viák kritikus jelútban való alkalmazása alapvetően kerülendő, de a nagyfrekvenciás, nagy sűrűségű elektronikai tervezés során általában egy jelútban legalább kettő via biztos megjelenik. A távvezeték geometriai kialakítása határozza meg a hullámvezető hullámimpedanciáját, melyet egy via közbeiktatása könnyen elronthat.

Első közelítésként, a via geometriát és az abból eredő, korábban ismertetésre került általános helyettesítőképet vizsgálva láthatjuk, hogy a viát hullámvezetőként tekintve a via részegységeire eltérő hosszegységre eső kapacitás és induktivitás értékek adódhatnak, emiatt több, eltérő hullámimpedanciájú tápvonalszakaszként is lehet rá tekinteni (lásd: elosztott paraméterű helyettesítőkép), melyek különböző reflexiókat tudnak okozni, és ez a hatás a frekvencia növelésével jobban érvényre tud jutni, mivel a hullámhossz egyre jobban összemérhetővé válik a via egyes részeségeinek geometriai kiterjedésével.

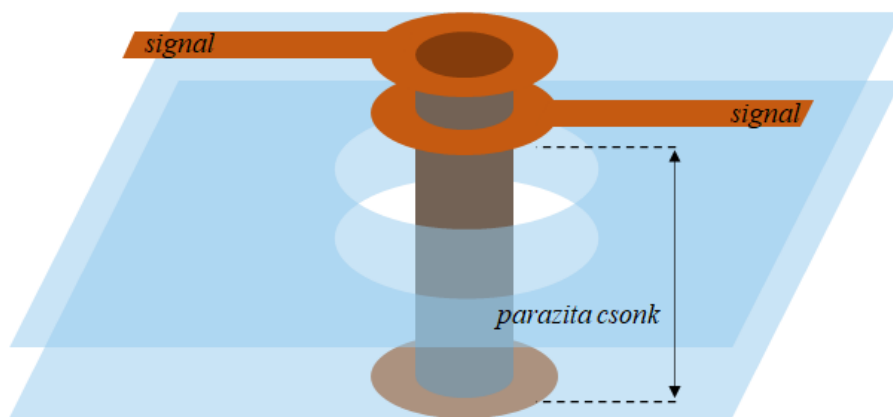
Adott egy olyan via geometria, amelynél ezen parazita értékek együttese egy felső érvényességi frekvencia limit mellett jó közelítéssel a hozzávezető tápvonalak hullámimpedanciáját eredményezi. Technológiai okokból kifolyólag egy átmenő furatos via a NYÁK felső és alsó rétegén kell, hogy rendelkezzen egy paddel, azonban a belső rétegeken csak akkor, ha csatlakozik hozzá vezeték. A felső és alsó pad hatása állandó, ezért ezt bele tudjuk vonni a hullámimpedancia optimalizációjába. Viszont attól függően, hogy melyik belső rétegen csatlakozik vezetősáv a viára, az dinamikusan, épp az adott jelátmenettől függ a tervezés során.

Emellett egyes tervezőszoftverek a nem használt, üres rétegekre is helyeznek el a via számára padet, azonban ezek extra kapacitást, illetve új rezonanciahelyeknek adhatnak lehetőséget, mely a via impedanciáját a rezonanciafrekvencián elrontja. [16]

A most elhangzott szempontok a via strukturális felépítésével kapcsolatos nehézségeket részletezték. Azzal a feltételezéssel élünk, hogy a jelútban elhelyezkedő viarész az optimalizációval megfelelő hullámimpedanciájúvá tehető. A 2.2.3 bekezdésnek megfelelően, az, hogy melyik két réteg között létesít kapcsolatot egy átmenőfuratos via, az erősen befolyásolja a jelútban nem levő parazita tápvonalcsomók hosszait — melyek kihangolt esetben jól viselkedő, szakadással lezárt párhuzamos hullámvezetőként viselkednek, amelyek a hordozóban mérhető $\lambda/4$ -nek megfelelő frekvencián rövidzárat fognak a jelútra transzformálni.

Gyakorlatban előforduló szélsőséges eset, — melyet a 2.7 ábra illusztrál — lehet két szomszédos réteg közötti átmenőfuratos via átmenet, egy sokrétegű NYÁK-on. Ekkor a via parazita csomk része jóval hosszabb lesz, mint a via jelátvitelben részt vevő része. Ez jelentősen csökkentheti a via határfrekvenciáját. [16]

A 2.2.3 fejezetben tárgyalt visszafúrás az egyik lehetséges mód ezen hatás csökkentésére. Megjegyzendő, hogy ez az eljárás nem távolítja el 100%-ban a csomkot a fúrasi mélység pontossága miatt. Kellően nagy frekvenciákon ezen hatás vizsgálata célszerű.



2.7. ábra. A parazita csomk mérete szélsőséges esetben

3. fejezet

Nagysebességű áramkörök jellemzői és analízise

3.1. Nagysebességű áramkörök definíciója és jelentősége

3.1.1. Jelentőség

Az, hogy mit tekinthetünk nagysebességű áramkörnek, általában relatív fogalom, és a technológiai fejlődés során ennek szubjektív értelmezése fokozatosan változott. Jelen dolgozat digitális áramkörök vizsgálatával foglalkozik.

A 70-es évek végén megjelent Intel 8086-os processzora 8 MHz-es maximális órajellel dolgozott, így a környező digitális áramköri egységek is hasonló nagyságrendű frekvencián üzemeltek. [3] Napjainkban a felhasználói szinten használt digitális eszközökben a több GBit/s-os adatátviteli sebességre képes áramkörök alapvető fontosságúak, például a modern számítógép alaplapok egyik busz szabványa a PCI Express 4.0, mely specifikáció szerint 16 GBit/s nyers¹ átviteli sebességre képes vonalanként. [4]

Másrésről a hálózati technológiák fejlődése az ezt kiszolgáló áramkörök sebességének növekedését is magával hordozza. Ide sorolható az Ethernet, melyből az 1 GBit/s lassan felhasználói alapvetéssé válik, ennek kiszolgálásáért a hálózati switchek és útválasztó eszközök jóval nagyobb sebességeken — 10, 40, 100 GBit/s — is üzemelhetnek. Ezen hálózatok az iparban, illetve az egyre nagyobb jelentőséget képviselő adatközpontokban pedig sztenderd összeköttetési sebességnek számítanak. [5] A Jelenleg a Cisco kínálatában már szerepelnek 400 GBit/s optikai adó-vevő modulok, melyek napjaink egyik leggyorsabb, iparilag felhasználható egyszeres pont-pont összeköttetésének kiépítésére alkalmas. [6]

3.1.2. Definíció

A 3.1.1 rész alapján látható, hogy a nagysebességű áramkör egy relatív fogalom, ennek definiálásának alapjául jelen dolgozat tematikája fog szolgálni.

A mai elektronikai tervezési és gyártási technológiai szint lehetővé teszi akár egy hobbi célú felhasználó számára, hogy megfizethető módon, nagyobb sebességű digitális adatátviteli áramkört létrehozson — például USB adatvonalat. A jelenleg használt alkatrész méretek, ezekhez kapcsolódó alkalmazási dokumentációk, illetve a kettőnél többretegű nyomtatott áramköri (NYÁK) technológiák lehetővé teszik, hogy analóg sávészlelésig tekintetében 1, vagy akár 2 GHz nagyságrendjéig, egyszerűbb áramkörök térszimulációs

¹A tényleges átviteli sebesség ennél kisebb, csatornakódolási eljárások alkalmazásából kifolyólag.

eljárások nélkül — pusztán „best practice”-ek alapján realizálva — az alkalmazástól elvárt módon működjenek.

3.2. Digitális adatátvitel

Az adatátvitel célja, hogy két egység között információt tudjunk átvinni. Ez az átvitel fizikailag valamilyen csatornán történik, amely sokféle lehet. Jelen dolgozat célkitűzéseként elektromos jelek átvitele szerepel, dominánsan villamos vezetővel realizált csatornán. Fontos megjegyezni, hogy adatátvitelt teljesen más formátumú csatornákon is megvalósítható, ugyanakkor ezen területek jelenleg nem kerülnek érintésre.

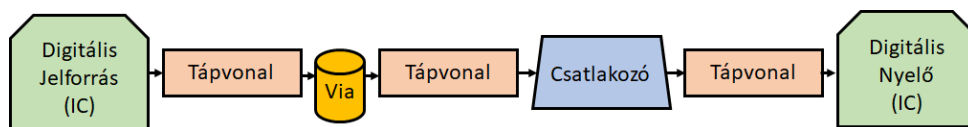
Digitális átvitel esetén az információt véges elemkészletű szimbólumok segítségével visszük át, mely szimbólumokhoz egyértelműen rendelhető egy fizikai jel. A valós csatornán már csak a szimbólumunknak megfelelő jel fog áthaladni. A vételi oldalon az a feladat, hogy a vett fizikai jel alapján vissza lehessen állítani az eredetileg küldött szimbólumot, s ezáltal visszanyerhetővé válik a küldött információ. Ennek átvitelének sikerességét a forrás és a nyelő nem-idealitásai mellett nagyban a fizikai csatornának a tulajdonságai is megszabják. A 3.3 alfejezet a fizikai csatorna szerepe és jelátvitelre gyakorolt hatása kerül bemutatásra.

3.3. Általános digitális adatvonal

Villamos digitális átviteli csatorna sok eltérő formában realizálható: többek között NYÁK-on kialakított adatvezetékek vagy önálló vezetékek formájában, illetve az ezeket összekötő csatlakozók is a csatorna részét képezik.

Egy általános nagysebességű digitális jelforrás és nyelő a gyakorlatban jellemzően NYÁK lemezre ültetett integrált áramkör (IC), mely kettő lehet egy panelen, de gyakori eset, hogy elkülönülnek, ezért csatlakozóval vagy kábellel kerülnek ezek összekötésre.

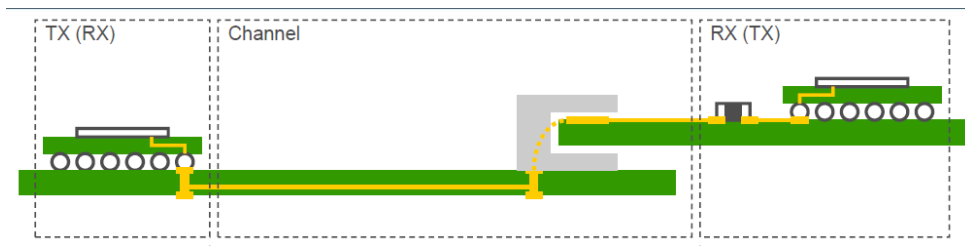
A 3.1 ábrán látható egy általános digitális adatvonal blokkvázlata. Egy NYÁK hordozóra ültetett IC-től a digitális jelutal tápvonalként, illesztett módon kell megvalósítani, ugyanis az alkalmazott frekvenciákon a jelutalak összemérhetőek lesznek a hullámhosszal, emiatt a keletkező reflexiók időbeli lefutása összemérhető lesz nagy adatsebesség esetén a szimbólumok közötti időzítéssel, így a reflexiós jelenségek szimbólum közti áthallást okoznának, amely rontja a digitális kommunikáció dekódolhatóságát, így kerülendő.[8]



3.1. ábra. Általános digitális adatvonal jellegrajza

A 3.2 ábrán pedig egy lehetséges, gyakorlatban előforduló digitális összeköttetés realizációját láthatjuk. Két különböző hordozón 1–1 BGA chip került elhelyezésre, melyek kivezetéseit viákkal vezetjük a NYÁK belsőbb rétegeiben található tápvonalkhoz. A szürke egység egy NYÁK-élcsatlakozó, a soros SMD alkatrész pedig lehet akár egy zavarászűrő ferrit, vagy ellenállás.

A NYÁK hordozók az áramköri komplexitás miatt 4, de jellemzően inkább többrétegűek, ahol a különböző rétegeken több, egymástól független, földsíkkal rendelkező tápvonalkonstruktúra is kialakítható. (Lásd 1 fejezet.) NYÁK vezető rétegei között villamos kapcsolatot pedig kis átmérőjű, galvanizált furatokkal, azaz viákkal lehet megvalósítani.



3.2. ábra. Egy lehetséges digitális vonal sematikus ábrája[7]

Mivel az alkatrészek, komponensek jelen technológia mellett a NYÁK lemez külső felületére kerülnek beültetésre, így komplexebb áramköröknél, vagy tokozásoknál — például BGA tokozású IC-nél általában a legtöbb forrszemet csak viák segítségével lehet bekötni, hely hiánya miatt — a viák használata a kritikus adatvonalakon megkerülhetetlen. Két tápvonal között elhelyezett via nagyfrekvenciás szemszögből nem elhanyagolható folytonossági hiányt tud jelenteni, azaz reflexiókat okozni, ezzel rontva a jelátvitelt.

3.4. A fizikai csatorna nem-idealitásai

Egy ideális fizikai csatornától, mint rendszertől elvárjuk, hogy a beadott jelre alakhű, csillapításmentes átvitelt valósítson meg. Azonban a valóságban, a teljesség igénye nélkül:

- zaj és zavarás,
- gyártási toleranciák és technológiák,
- nem ideális anyagok

miatt ezen elvárásoknak csak korlátozott mértékben lehet megfelelni.

A következőkben részletesebben ismertetésre kerülnek a felsorolt paraméterek hatásai.

3.4.1. Zaj és zavarás

A termikus zaj minden, abszolút nulla hőmérsékletnél magasabb hőmérsékletű anyagban jelen van, ez a részecskék termikus hőmozgásából adódik. Ez vezetőképes anyagokban a szabad töltéshordozók hőmozgását is jelenti, mely alapján feszültség és áramzajt is definiálunk. Ez a jelenség minden fizikai rendszerünkben jelen van, ennek hatása korlátozottan méréselkelhető.

Zavarás alatt más, külső forrás jeleinek saját rendszerünkbe való bekerülését értjük. Adatvonalak esetén a domináns zavaró forrás jellemzően az adatvonalak közötti áthallás, ún. *crossstalk*. Ez az egymáshoz fizikailag közel helyezett, egymás mellett futó adatvonalak nem elhanyagolható elektromágneses csatolódásából fakad.

Zavaró hatások — a teljesség igénye nélkül — még megjelenhetnek elektromágneses besugárzás hatására is, illetve tápellátás zajai, oszcillátor és RF áramkörök hatásai a tényleges tervezési és fizikai kialakítástól függően ugyan úgy megjelenhetnek, és akár számottevő hatást képviselhetnek. Ezen tényezők hatásai jellemzően megfelelő tervezési eljárásokkal elkerülhetőek.

3.4.2. Gyártási toleranciák és technológiák

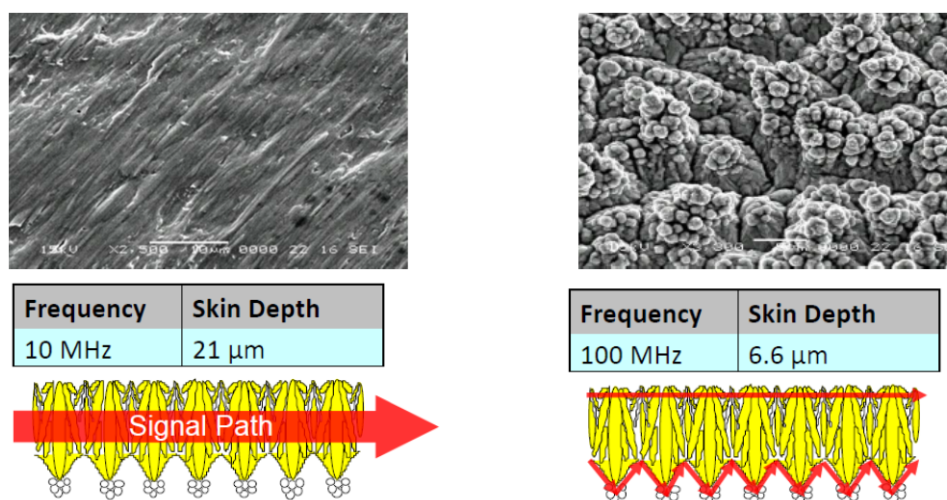
A digitális átvitel fizikai csatornájaként szolgáló elemek méreteinek és kompozíciójának realizációja csak véges pontossággal lehetséges. Egy NYÁK-on realizált microstrip tápvonal

esetében ilyen a csíkszélesség pontatlansága, vagy a hordozó réteg-szendvicsek vastagsága, stb. Emellett a hordozó anyagjellemzői, így például a dielektromos állandója is csak adott toleranciával ismert, emellett az anyagszerkezet nem feltétlenül teljesen homogén, illetve lineáris viselkedésű.

Mindezen tulajdonságok bizonytalansága a tápvonalunk hullámimpedanciájának pontatlanságát fogja eredményezni, amely akár térben is változhat a lokális paraméterek függvényében. Emellett a modell — amellyel a hullámimpedanciát becsültük — is egy közelítése a valóságnak, így többé-kevésbé a modell érvényességi körében is „mozogni” fogunk.

A viák esetében pedig a furatátmérő, a furatgalván vastagsága, stb. változásával a via átviteli karakterisztikája is változik. Emellett ideális esetben egy via csak a csatlakoztatni kívánt rétegek között van jelen, azonban ennek kivitelezése technológiailag költségesebb, mint egy sima, minden rétegen átmenő furatos viaé. [9] A viák felépítéséről, illetve bizonyos gyártási paraméterek hatásairól részletesebb leírás a 2.2.2 fejezetben található.

A nagyfrekvenciás viselkedés szempontjából az anyagok mikrostrukturái, felépítése, inhomogenitása is számottevővé válhat. Ilyen a NYÁK rézfelületének felületi érdessége: a nagy frekvencián domináns áramkiszorítás jelensége miatt (skin hatás) a vezető keresztmetszeti áramsűrűsége a vezető szélein koncentrálódik. Kellően nagy frekvencián már az áramok jelentős része a felületi érdességet „lekövetve” fog folyni, amely nagy frekvencián nagyobb úthosszat, és megnövekedett ellenállást jelent, ezért más modellezési megfontolásokat igényel. A hatást jól szemlélteti a 3.3 ábra.



3.3. ábra. A vezető felületi érdességének hatása nagyfrekvencián[10]

3.5. Analízis eszköztár

Egy digitális rendszer tervezésekor ahhoz, hogy a jeleink átvitele egy előírt specifikációnak megfelelő formában történjen a csatornán, különböző tervezési eszközök, megközelítések alkalmazhatóak.

Nagyfrekvenciás „analóg” tervezési gyakorlatban — például antenna betáplálás, illesztőhálózat — jellemzően frekvenciatartományban szokás az átviteli közeget vizsgálni, és a tervezés illetve optimalizálás is túlnyomó részben frekvenciatartományban történik. Azonban digitális áramköri tervezési gyakorlatban az időtartománybeli vizsgálat fontos szerepet kap.

3.5.1. Időtartománybeli vizsgálat

TDR

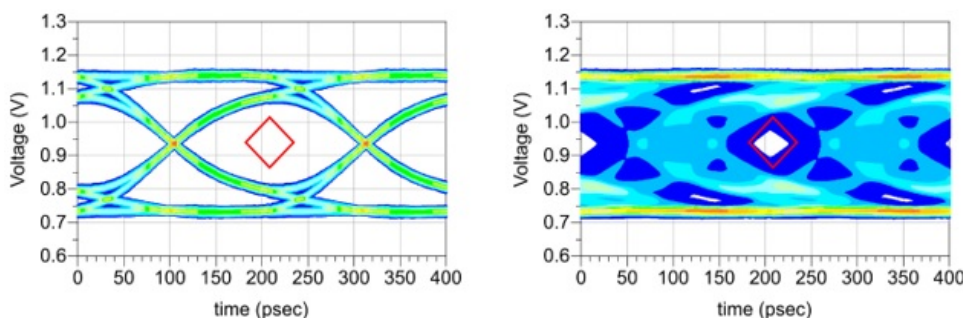
A *Time Domain Reflectometry* egy olyan, időtartománybeli vizsgálati eljárás, mely során a vizsgálandó eszközre (DUT) egy gerjesztés kerül, — jellemzően egy keskeny, dirac jellegű impulzus, vagy egy egységugrás — és a reflektálódó jel időbeli lefutása alapján lehet következtetni a DUT bizonyos paramétereire. Ilyenek például egy tápvonal esetén a tápvonal hullámimpedancia-hossz függvénye, egy csatlakozó esetén a helyzetének, illetve a folytonossági hiányának megállapítása.

Nagy előnye, hogy egy csatorna vagy rendszer vizsgálatakor, illetve egy realizált áramkör mérésekor a különböző térbeli helyeken fellépő zavaró, vagy nem kívánt hatások a reflektált jel tekintetében időben elválnak, és ezáltal térben diszjunkt módon elkülöníthetők. Így a problémás részek egységei leválaszthatóak, és egyedileg optimalizálhatóak.

Szemábra

A szemábra jellemzően egy idő-amplitúdó (jellemzően feszültség) grafikon, mely egy adott jelperiódust vizsgál, és nagyszámú, egymásra lapolt, zajjal és egyéb hibákkal terhelt digitális jelátmenetet vetít egymásra. Az ábra közepén — azaz egy digitális szimbólum idő szerinti közepén — optimális esetben nem történik élváltás, ezt a tartományt nevezik „szem”-nek. A szimbólumra való döntési idejének, illetve a döntőáramkör komparálási szintjének pontossági igényét a szem nagysága szabja meg. Másképp fogalmazva, adott döntési idő és komparálási szint bizonytalanság mellett kvalitatív módon leolvasható, hogy a digitális csatorna hibavalószínűsége hogyan alakul.

A 3.4 ábra jobb oldalán egy teljesen zárt szemábra látható, míg a bal oldalon egy tiszta, jól definiált kontúrokkal rendelkező van.



3.4. ábra. Egy „rosszabb”(bal) és egy „jobb” tulajdonságokkal rendelkező szemábra[12]

3.5.2. Frekvenciatartománybeli vizsgálat

Frekvenciatartományi vizsgálat során a csatorna, vagy rendszer adott paramétereit, vagy átviteli jellemzőit vizsgáljuk a frekvencia függvényében.

Egy adott, Z_0 hullámimpedanciájú tápvonalat ha lezárunk egy $Z_0 \neq Z$ impedanciával, akkor a tápvonalon a lezárás felé haladó feszültség hullám egy része a lezárásról reflektálódni fog, az illesztetlenség miatt. A reflexió arányát a feszültségreflexió tényező fejezi ki, mely definíció szerint:

$$\Gamma = \frac{U_{\text{reflektált}}}{U_{\text{beeső}}} \quad (3.1)$$

Illetve ideális, veszteségmentes tápvonal esetén:

$$\Gamma = \frac{Z - Z_0}{Z + Z_0} \quad (3.2)$$

Emellett ha a tápvonalon, a lezárástól a tápvonal felé mért l távolságon vizsgáljuk a tápvonal egy adott $\Gamma(l)$ helyen értelmezett reflexiós tényezőjét, azaz a visszavert és beeső hullám arányát, levezethető, hogy a reflexiós tényezőnek csupán csak a fázisa változik, a hullámhossz kétszeresének megfelelő frekvenciával. Az összefüggés:

$$\Gamma(l) = \Gamma(0)e^{-2j\beta l} \quad (3.3)$$

Ahol $\beta = \frac{2\pi}{\lambda}$ hullámszám, l pedig a lezárástól a tápvonal felé értelmezett távolság.[10]

Többkapus áramkörök esetén az egyes kapukra külön-külön értelmezhetőek a kapu felé tartó (beeső), illetve visszafelé tartó (reflektált) hullámok. Egy N-kapu esetén az egyes kapuk között létezik kapcsolat, így a beérkező és reflektált hullámok közötti kapcsolatot egy mátrix fogja leírni, melyet *szórási paramétereknek*, röviden S mátrixnak nevezünk.[10]

$$\mathbf{u}_{\text{reflektált}} = \mathbf{S} \cdot \mathbf{u}_{\text{beeső}} \quad (3.4)$$

A megfelelő \mathbf{u} vektorok az egyes kapukra értelmezett beeső vagy reflektált feszültség-hullámokat tartalmazzák. Az alább egy kétkapura kifejtett szórási mátrix látható:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix}; \quad \begin{bmatrix} U_1^- \\ U_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_1^+ \\ U_2^+ \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Ahol U^+ a megfelelő kapura beeső, míg U^- a reflektált feszültség-hullám.

Ebből a felírásból látható, hogy az S_{11} illetve az S_{22} paraméterek az ellentétes $U^+ = 0$ feltétel — azaz gerjesztetlen kapu, illetve nincs a kétkapu felé a lezárása felől reflektálódó hullám, azaz illesztett lezárást biztosított — mellett adott portra való, reflexió jellegű mennyiséget, míg az S_{21} és S_{12} pedig a megfelelő $U^+ = 0$ feltétel mellett átvitel jellegű mennyiségnek feleltethetőek meg.

A szórási mátrix egy frekvencián értelmezett, frekvenciatartománybeli vizsgálatnál a szórási mátrix egyes elemeit szokás a frekvencia függvényében ábrázolni.

Az N kapus felírásmód és az S paraméterek használata nagy jelentőséggel bír. A hagyományos impedancia, admittancia vagy hibrid paraméterek nagyfrekvenciás áramköröknél nehezen mérhetőek közvetlenül.[10] Egy via, egy tápvonal szakasz, vagy akár az egész csatorna modellezhető kétkapuként, melyre így definiálható egy frekvenciafüggő \mathbf{S} mátrix.

Frekvenciatartománybeli vizsgálat során a rendszer hatását látjuk az egyes diszjunkt frekvenciakomponensekre, azonban a TDR-el komplementesen (lásd 3.5.1) térbeli, komponensekre vonatkozó szelektív felbontást nem kapunk, egyben látjuk az egész rendszer frekvenciatartománybeli hatását.

4. fejezet

Szimulációs környezet

4.1. Szimulációs környezet

4.1.1. Használt szoftver

A viastruktúrák modellezése, analízise és optimalizációja az Ansys Electronics Desktop segítségével történik, ezen belül is elsődlegesen a HFSS 3D Layout térszimulációs eszközt használatával. A klasszikus HFSS egy, tetszőleges térbeli problémákhoz használható szoftver, azonban az áramkörök analízise körülményes, mivel minden egyes réteget egy fizikai objektumként kézzel definiálni kell, emellett az összes tápvonal, via, vezetősáv kézzel történő modellezéssel vihető fel.

A HFSS 3D Layout egy kifejezetten NYÁK struktúrák analízisére kifejlesztett szoftver, melyben külön megadható a NYÁK rétegfelépítése, és a leggyakoribb áramköri struktúrák (pl. viák, vezetősávok) saját menürendszerrel, parametrikusan elhelyezhetőek. Emellett támogat bizonyos CAD formátumokat is, így egy megtervezett NYÁK-terv könnyedén analizálható. A továbbiakban a HFSS 3D Layout HFSS-ként hivatkozunk, azonban ez nem a klasszikus HFSS-t jelöli.

4.1.2. Térszimuláció kihívásai

Egy elektromágneses jelenség a valóságban végtelen térbeli kiterjedésű és időbeli lefutású. A gyakorlatban a legtöbb jelenség egy adott térrészre és időbeli lefutásra szűkíthető. Egy elektromágneses jelenség számítógépes szimulációja, analízise során véges számítási kapacitásunk, illetve memóriánk áll rendelkezésre, ezért térben és időben is csak véges szimulációkat tudunk végezni. Ezért térszimulációnál nagy szerepe és jelentősége van az eredmények pontosságára nézve és a szimulációs időre, hogy mekkora térrészt, milyen felbontással és peremfeltételekkel vizsgálunk.

4.1.3. Modellter részegységei [19]

A modellezés egy véges tartományban történik (Bounding Box), melynek határain peremfeltételeket definiálhatunk. A HFSS alapértelmezett módon „Radiation”-t vesz fel, mely azt jelenti, hogy a peremek egy másodfokú elnyelő anyagot modelleznek, a beérkező jeleket elnyelik. Ez az áramköri modellezésnél jól használható, mivel a valóságban a kisugárzott elektromágneses energia részben elnyelődik a szabadtérben. Emellett definiálható „PML” — Perfect Matched Layer, amely totális reflexiómentes felületet definiál.

A modellezési tartományban geometriai alakzatok definiálhatóak a rétegfelépítésben meghatározott rétegszerkezet anyagai szerint.

A modellel való interakciót gerjesztésekkel lehet megvalósítani, ez portokon keresztül történik. Tápvonal szimulációk esetében a *Gap* és a *Wave* port bír jelentőséggel. A *Wave* port használata adja a legjobb szimulációs eredményt, illetve ez bármilyen referencia síkhoz tud kapcsolódni. A *Gap* port jellemzően egy referenciához képesti gerjesztésre használható, például mikroszalag vonalhoz.

A portokra beállítható a gerjesztés fázisa és amplitúdója, emellett a hullámimpedanciája is. Az előbbi kettőnek főleg nemlineáris alkalmazásoknál van jelentősége, például telítésvizsgálatnál.

4.2. HFSS 3D Layout megoldói [20]

4.2.1. Megoldás általános menete

A HFSS térbeli megoldót a megoldás frekvenciája szerint lehet csoportosítani. A szoftver először egy algoritmus segítségével egy vagy több specifikált frekvencián a modellt behálózza (meshing), majd a háló felbontását addig finomítja, míg az adott frekvenciákon kiszámolt megoldás egy előre specifikált értéknél jobban nem változik.

Ezután ezzel a fix hálózással dolgozva valamilyen sweepelési eljárás segítségével megoldja a térelméleti problémát.

4.2.2. Hálózási frekvencia megválasztása

A hálózási frekvenciát, másképp nevezve *Solution Frequency*-t az alábbi módokon lehet specifikálni:

- Single
- Multi-frequency
- Broadband

A single frequency esetében egy adott frekvencia megadása után ezen a frekvencián készül el a hálózás, amely így a leggyorsabb folyamatnak tekinthető. A frekvenciát érdemes a vizsgált tartomány 2/3-ára megválasztani, vagy olyan helyre, mely a modellezés szempontjából kritikus. Szélessávú vizsgálat esetén viszont nem biztos, hogy kielégítő megoldást ad.

A Multi-Frequency megoldó lényegében egy többszörös Single, egyszerre több frekvenciát specifikálhatunk, egyedi hálózási konvergenciakritériumokkal. Többsávú, szélessávú alkalmazásoknál a specifikált frekvenciákon fogja a legpontosabb megoldást nyújtani. Viszont a többszörös hálózás miatt ez az egyik leglassabb megoldás.

A Broadband megoldónál egy alsó és felső határfrekvenciát kell definiálni, és a megoldó valamilyen algoritmus alapján elvégzi a hálózást, melyet az adott frekvenciatartományra optimálisnak gondol. Sebességben a Single és a Multi-frequency között helyezkedik el.

4.2.3. Sweep típusok

A kialakított hálót felhasználva a szoftver az alábbi két sweepelési eljárással képes a kívánt frekvenciatartománybeli megoldást meghatározni:

- Interpolating

- Discrete

Az *Interpolating* sweep esetén a szoftver nem oldja meg a problémát minden frekvenciapontban, hanem a megoldás jellegét figyelve, általában képes meghatározni a megoldás szempontjából kritikus frekvenciákat, és ezek környezetében elvégzett megoldások segítségével egy interpolált megoldást ad. Rendkívül gyors eljárás, az esetek nagy részében jól használható, és pontos.

A *Discrete* megoldó az előzővel szemben az összes definiált frekvencia pontban kiszámolja a megoldást, így minden pontban pontos eredményhez jutunk, emiatt rendkívül lassú is. Célszerűen validációs célhoz használható.

5. fejezet

Via átmenetek szimulációja

5.1. Áttekintés

5.1.1. Szimuláció frekvencia határa

fejezetben látható volt, hogy a szimulációs teljesítményre a megoldó típusa mellett komoly hatással lehet az, hogy milyen felső határfrekvenciáig végezzük a szimulációt. A frekvencia növelésével a modell egyre finomabb behálózása szükséges, amely jelentősen növelheti a számítások futási idejét. Ezért fontos jól meghatározni a szimuláció felső frekvenciahatárát — túl alacsonyra választva ezt az értéket a megoldások nem tekinthetők kellően pontosnak egy adott alkalmazáshoz, a frekvencia túlzott növelésével pedig a szimulációk ideje jelentősen megnő.

Egy 10 Gbit/s adatátviteli sebességű kommunikációt alapul véve, tipikus NRZ (Non-return-to-zero) kódolás mellett a digitális órajel alapfrekvenciája 5 GHz. A pontos analízis érdekében ezen frekvencia felharmonikusaira vonatkozó átvitelt — melyek négyszögjel gerjesztés alatt a páratlan frekvenciákon fognak adódni — is vizsgálni kell. A 3. felharmonikus (15 GHz) vizsgálata már jó közelítő eredményt ad, az 5. harmonikus (25 GHz) felvételével ez még tovább javítható. [25]

Harmadik harmonikus közelítés tekintetében a 25 GHz a 8.33 GHz harmadik felharmonikusa, tehát ezen analízis 15 Gbit/s-es adatátviteli sebességtartományig hitelesnek tekinthető.

Többszintű modulációs eljárásokkal (Pulse Amplitude Modulation, PAM) az adott sáv szélességen realizálható adatátviteli sebesség növelhető, viszont a moduláció zavarérzékenysége is növekszik. Egy PAM-8-as modulációval 8 jelszintet különböztethetünk meg a fizikai csatornán, mely 3 bit kódolására képes, megháromszorozva egy kétállapotú moduláció adatsebességét, ezáltal akár 45 Gbit/s-ig is használható a modell. [26]

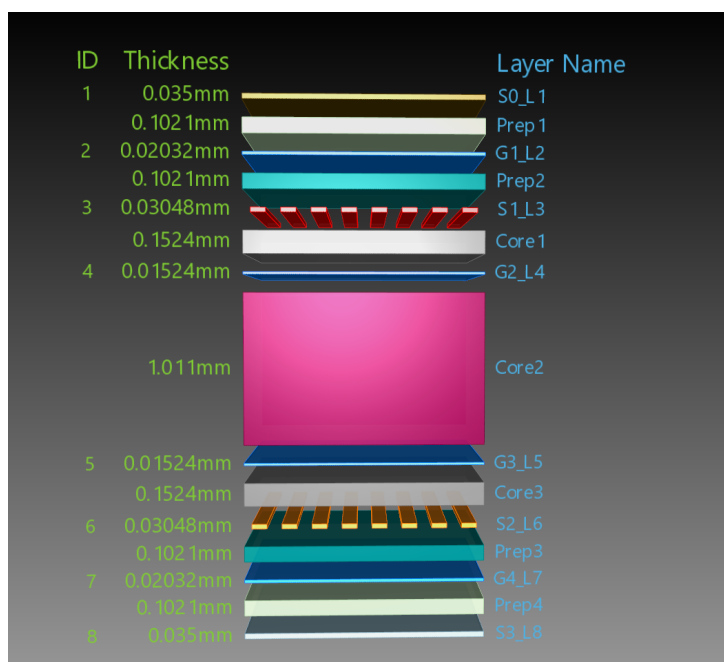
A gyakorlatban természetesen az, hogy melyik harmonikusig érdemes elvégezni a szimulációt, az problémafüggő. Jelen dolgozat keretében általános vizsgálat a cél, adott alkalmazások esetén ezen tartományok további finomítása szükséges lehet.

5.1.2. Rétegfelépítés

A szimulációk során egy konkrét 8 rétegű rétegfelépítés lett alapul véve, mely a Taiwan Union Technology Corporation „ThunderClad 2 Sp” (TU-883 Sp) típusú, kis veszteségű hordozóját használja, mely 0.003 körüli veszteségi tényezőt takar, emellett a relatív dielektromos állandója 10 GHz-ig specifikálva van, meg kis fluktuációval 3.2-es érték körül mozog, kvázi konstansnak tekinthető. [23]

A kis veszteségű anyagválasztás célja az, hogy a via optimalizációs feladat során a via helyettesítőkép reaktáns elemeinek hangolására találjunk megfelelő összefüggést. Ugyanis kedvező bemeneti reflexiót kaphatunk akkor is, ha a via konstrukció veszteséges, ezáltal a beérkező teljesítmény nagy részét disszipálja, így nem lesz reflektáló teljesítmény, viszont átvitel szempontjából sokat csillapít. A kis veszteségű anyag használatával az az elvárásunk, hogy a veszteséget is figyelembe vesszük, de nem az lesz a domináns paraméter az optimalizációs probléma során, ezáltal valamilyen szinten redukálva a probléma fokszámát.

Az 5.1 és az 5.2 ábrákon a rétegfelépítés részletes szerkezete látható.



5.1. ábra. A választott rétegfelépítés keresztmetszeti rajza HFSS-ben

	Name	Type	Negative	Material	Dielectric Fill	Thickness
<input checked="" type="checkbox"/>	S0_L1	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	35um
<input checked="" type="checkbox"/>	Prep1	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp 1035(72)/1035(72) @10GHz	TU-883Sp ...	4.02mil
<input checked="" type="checkbox"/>	G1_L2	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	0.8mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Prep2	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp 1035(72)/1035(72) @10GHz	TU-883Sp ...	4.02mil
<input checked="" type="checkbox"/>	S1_L3	signal	<input type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	1.2mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Core1	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp Core 2x1078 @10GHz	TU-883Sp ...	6mil
<input checked="" type="checkbox"/>	G2_L4	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	0.6mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Core2	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp Core 4x2116 @10GHz	TU-883Sp ...	29.82mil+Scoreh
<input checked="" type="checkbox"/>	G3_L5	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	0.6mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Core3	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp Core 2x1078 @10GHz	TU-883Sp ...	6mil
<input checked="" type="checkbox"/>	S2_L6	signal	<input type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	1.2mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Prep3	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp 1035(72)/1035(72) @10GHz	TU-883Sp ...	4.02mil
<input checked="" type="checkbox"/>	G4_L7	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	0.8mil
<input checked="" type="checkbox"/>	Prep4	dielectric	<input checked="" type="checkbox"/>	TU-883Sp 1035(72)/1035(72) @10GHz	TU-883Sp ...	4.02mil
<input checked="" type="checkbox"/>	S3_L8	signal	<input checked="" type="checkbox"/>	copper	TU-883Sp ...	35um

5.2. ábra. A rétegfelépítés részletes konfigurációja HFSS-ben

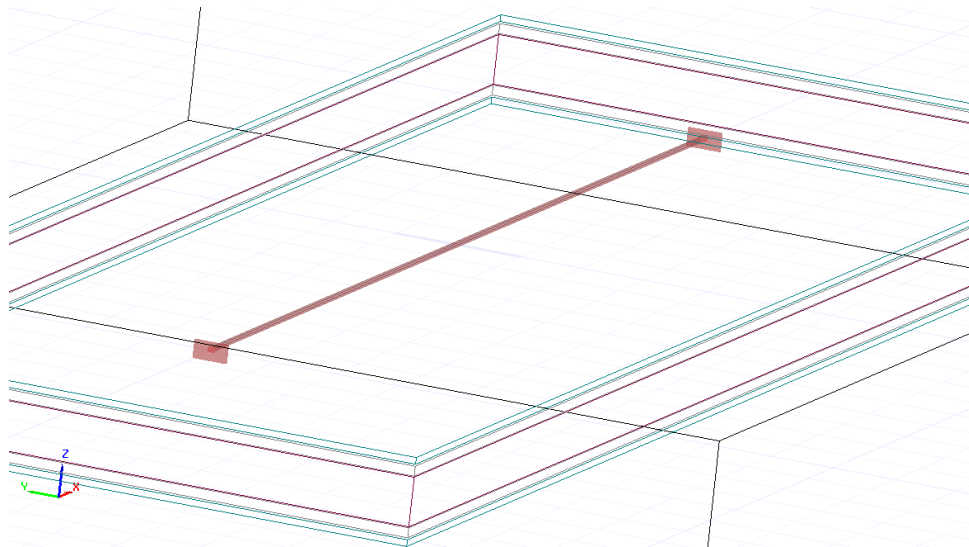
A továbbiakban ezen rétegfelépítés tekinthető kiindulási alapnak, az esetleges rétegfelépítést érintő változtatások az aktuális szimulációs probléma során kifejtésre kerülnek.

5.2. Egyszerű tápvonal elrendezés vizsgálata

Jelen vizsgálatok célja egyrészt a HFSS szimulációs beállításainak tesztelése és validálása, egyszerű modelleken keresztül, másrészt egy NYÁK-on a legegyszerűbben realizálható digitális átviteli csatorna az egyenes hullámvezető.

A modell lehetőséget ad arra is, hogy a tápvonal geometriája a kívánt hullámimpedanciának megfelelően behangolásra kerüljön, ezáltal használható legyen viához való hozzávezetésként.

Az 5.3 ábrán egy egyszerű stripline hullámvezető HFSS-ben megvalósított modellje látható. A tápvonal hossza 20 mm.



5.3. ábra. Stripline hullámvezető HFSS-beli modellje

5.2.1. Eredmények

A tápvonal szélességét változtatva annak impedanciája hangolható. Az 5.1.2 bekezdésben specifikált rétegfelépítésre optimalizálva az $S1_L3$ rétegen haladó stripline szélességére 0.1075 mm adódott. Az IPC A-600 irányelv $\pm 20\%$ -os toleranciát határoz meg a vezetősávszélességre [24], amely körülbelül 0.02 mm-es eltérést enged meg. Impedancia kontrollált esetben a gyártók jellemzően $\pm 10\%$ -os eltérést adnak meg a nominális hullámimpedanciára vonatkozóan, azaz egy 50Ω -os vonalat $\pm 5\Omega$ -on belül tartanak.

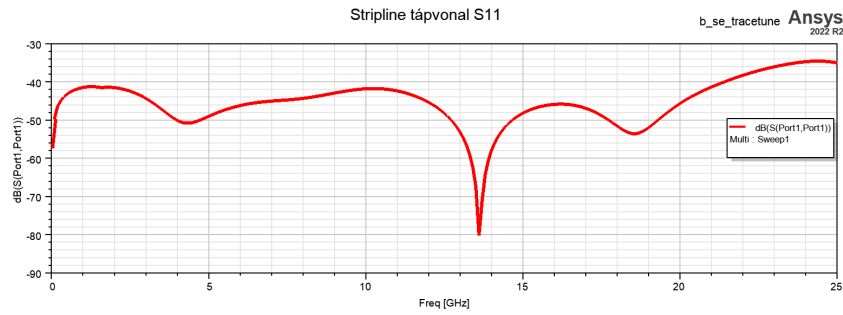
A továbbiakban a 0.1075 mm-es értéket fogom használni az $S1_L3$ és $S2_L6$ rétegeken.

Referenciaként az 5.4, 5.5, 5.6 ábrákon láthatóak a szimuláció eredményei, a cél, hogy a viák beiktatásával, majd hangolásával a lehető legjobban közelítsük a tápvonal jellemzőit.

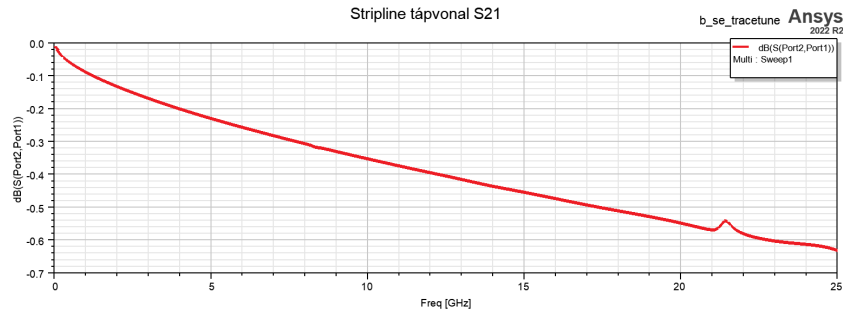
Az S_{11} majdnem a teljes tartományon -40 dB alatt van, ez egy rendkívül jó érték, a beérkező teljesítmény 0.0001-szerese verődik vissza. Jelintegritási gyakorlat szerint a -15 dB reflexió még nem okoz számottevő teljesítmény veszteséget a legtöbb alkalmazásra nézve. [25]

Az S_{21} pedig -0.6 dB-nél jobb, mely egy rendkívül jó érték. A frekvencia szerint csökkenő átvitel oka korábban a részben tárgyalásra került, a dielektrikum frekvencia függő veszteségei okozzák. FR4-re kicserélve a tápvonalat körülvevő hordozót, sokkal nagyobb veszteségre számítunk. A [25] alapján a veszteség az alábbi módon becsülhető:

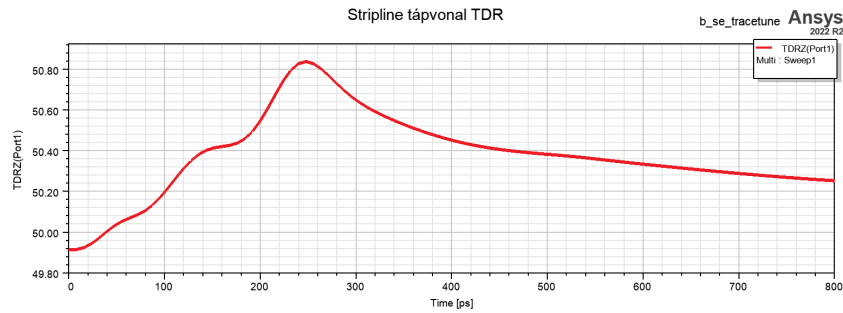
$$P_{loss}^{dB} = 0.1 \text{ dB/inch/GHz} \quad (5.1)$$



5.4. ábra. A tápvonal S_{11} paraméterének abszolút értéke a frekvencia függvényében



5.5. ábra. A tápvonal S_{21} paraméterének abszolút értéke a frekvencia függvényében



5.6. ábra. A tápvonal TDR szimulációja

Ez alapján a 20 mm szakasz vesztesége:

$$P_{loss}^{dB} = 0.1 \cdot \frac{20 \text{ mm}}{25.4 \text{ mm}} \cdot 25 \text{ GHz} \approx 2 \text{ dB} \quad (5.2)$$

Ez esetben a csillapítás a szimuláció alapján kb. 2.1 dB-re adódott. Az S_{21} paraméter a frekvencia függvényében ábrázolva a függelék 6.1 ábráján látható.

5.3. Via modellek megalkotása

5.3.1. Lokalizálható és nem lokalizálható problémák [22]

Tekintsünk egy háromrétegű elrendezést, melyben a középső réteg egy referencia (föld) kitöltésű, az alsó és felső rétegeken pedig jelvezeték futnak. Egy mikroszalagvonalat vezetünk át egy viával a két szélső réteg között. Az áramkör zárt mivolta miatt a vezetősávon folyó árammal ellentétes irányú áram folyik valamilyen eloszlással a középső föld lemezen, a mikroszalag vonal alatt, ezeket angolul *return current*-nek nevezi az irodalom. A via átmenet ellenére a visszáram utak nem sérülnek, az alsó és felső mikroszalag vonal

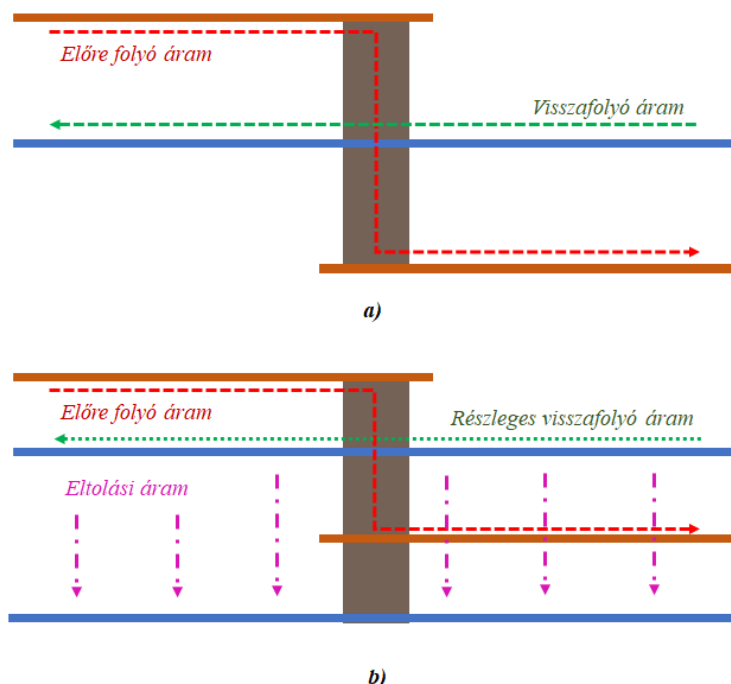
referencia síkja, vagyis „ellenpárja” ugyan az a földsí. Lásd 5.7 *a* ábra.

A gyakorlatban azonban már egy négyrétegű nyák esetén is, egy mikroszalag–stripline átmenetnél sem beszélhetünk teljesen közös referencia rétegekről, ugyanis míg a mikroszalag vonal földsíjka egyben a stripline felső földsíjka, az alsó földsí már nem kapcsolódik közvetlen ehhez. Ez a probléma tovább fokozódik a rétegszám növelésével. Ekkor a tápvonal árama a NYÁK többi részén elhelyezett átkötéseken, viákon, illetve a NYÁK lemezek között levő kapacitáson, eltolási áramként záródik. Lásd 5.7 *b* ábra.

Ebből következően egy via átmenet esetén az egész, végleges dizájnt analizálnunk kellene, mivel a NYÁK mérete, egyéb viák elhelyezkedése hatással van a via átmenet működésére. Ez tervezési szempontból nem praktikus, sőt rengeteg extra számítás elvégzésére lenne szükség — feleslegesen.

A probléma feloldása abban rejlik, hogy lokális áramút kerül nyitásra a visszafolyó áramok részére — ezáltal ezek dominánsan a via környezetében, és nem a NYÁK egészén fognak záródni. Ezáltal a probléma analízise, optimalizációja a NYÁK többi részétől függetlenül elvégezhető, kevesebb számítási igénnyel, illetve megszűnnek a részegységek közötti függőségi viszonyok.

A gyakorlatban ezt extra összekötő, vagyis ún. „stitching” viák segítségével érik el. Ezek extra változókat hoznak bele a modellbe, ugyanis az összekötő viák elhelyezkedése, mérete, jelviától vett távolsága, szigetelési távolsága, stb. mind új változóként megjelenik — viszont a probléma ekkor függetlenül számítható a NYÁK többi részétől. Ezen problémakör részletesebb elemzésével a [22] dokumentum foglalkozik.



5.7. ábra. Tápvonal via referencia sík összekötésének problémája

5.3.2. Via geometriai paramétereinek definiálása

A 2.2 alfejezetben ismertetésre kerültek az átmenő furatos viák geometriai paramétereit. Ezen paraméterek megadása rugalmas — például definiálhatjuk a via furatátmérője mel-

lett a via pad méretét, vagy az annular ring méretét, mintkettő egyértelműen jellemzi a via adott rétegbeli keresztmetszeti kialakítását.

Ezen rugalmasságot célszerű úgy kihasználni, hogy azon paraméterekhez, amelyek mentén az optimalizáció és analízis történik, valamilyen fizikai összefüggést lehessen tárítani, abban bízva, hogy ez a paraméterek jobb szétválasztását eredményezi. Ezáltal nincs szükség az összes paraméter egyidejű függésének vizsgálatára — pusztán néhány paraméter csoportosításával sokkal gyorsabb analízis végezhető.

Egy ilyen paramétermegválasztási mód — amellyel a későbbiekben élni fogunk, — hogy a via antipad átmérő meghatározása helyett a via test és a földkitöltés közötti szigetelési távolságot tekintjük paraméternek. Ezen választás fizikai tartalma az egy kondenzátor és elektródái közötti vizont hivatott jelképezni, ahol a d_{antipad} szigetelési távolság a fegyverzetek közötti távolsággal van analógiában. Ekkor a via furat méretének változtatása szemléletesen a fegyverzetek felületére lesz csak hatással, a távolságot nem fogja befolyásolni, mint egy fixen definiált antipad méret esetén, így ezen hatásoktól a két viaparaméter szeparációját várhatjuk.

5.3.3. Via típus kiválasztása

A 2.2 fejezetben sokféle viatípus került ismertetésre. Az, hogy a gyakorlatban melyike(ke)t alkalmazzák, sok tényezőtől függ. Mégis, a mikrovia struktúrájában és megvalósításában markánsan különbözik a fúrt viáktól. Jelen dolgozat keretében a fúrt viák, azon belül is az átmenő furatos viák analízisére kerül sor. Ezek a legegyszerűbbek konstrukciós szempontokból nézve, illetve a többi fúrt viatípus (eltemetett, zsák, visszafúrt) ebből várhatóan könnyebben adaptálható.

A vizsgálat tárgyát képező frekvenciatartományban az egyik legdominánsabb parazita jelenség a via tápvonal csomópont hatása, mely a megfelelő viatechnológiával eltüntethető, emiatt a maradék, jelvezetésben részt vevő via már átmenőfuratos viaként közelíthető.

5.3.4. Via gerjesztése

A HFSS környezetben a gerjesztést portok segítségével tudjuk definiálni. Azonban a viára nézve egy port definiálása nem triviális — milyen típusú portot és hogyan kéne rákötni. Közvetlenül a via gerjesztése helyett célszerűbb megoldás, ha a viát természetes környezetéből kiragadva, tápvonal szakasz hozzávezetéseket helyezünk el, mivel azok gerjesztése egyértelmű feladat, emellett a via csatlakozás közelében a tápvonal már nem tekinthető ideálisnak, ugyanis a via furata és a tápvonal között kölcsönhatás léphet fel, emellett a via közelében a földsíkon levő kivágás is elronthatja a hullámimpedanciáját. Ilyen formán ezt a modellt tovább bonyolítja a hozzávezetések bekerülő parazita hatásai, viszont a valóságot pontosabban reprezentálja ez az elrendezés.

Jelen dolgozat keretében hozzávezetésként kizárólag csak stripline struktúrák kerülnek vizsgálatra, szimmetria okokból, hogy a tápvonalstruktúra hatása a via szimulációkra minimális legyen. További vizsgálatok végezhetőek mikroszalag–mikroszalag átmenetekre is, azonban egyrészt a diszperzió jelenségének kiküszöbölésének érdekében, másrészt a gyakorlatban általában az egyik hozzávezetés mindig stripline, ezért esett a választás a stripline–stripline átmenetekre.

Ezen átmenetek alkalmazása miatt az 5.1 ábrán látható rétegfelépítés felső és alsó rétege elhagyható, mivel az nem vesz részt a vezetésben. Ezzel egyúttal egy 0.1 mm hosszúságú via szakaszt is elhagyunk, ezáltal a parazita hatását nem érzékeljük. A vizsgált frekvenciatartományon belül, ha a rövidülési tényező miatt az elhanyagolt csomópont

hosszát 0.2 mm-nek tekintjük ($\sqrt{\epsilon_r}$ -ad részre csökken a hullámhossz, így a csomk effektív hossza menő. 4-es dielektromos állandó esetén ez pont kétszeres szorzó), akkor a $\lambda/4$ -es transzformátor miatt kb. 1 mm-es hullámhosszhoz tartozó frekvencia az 300 GHz, amely jóval a vizsgálandó tartományunk felett van, emiatt csomkos problémát már nem fog okozni az elhanyagolása.

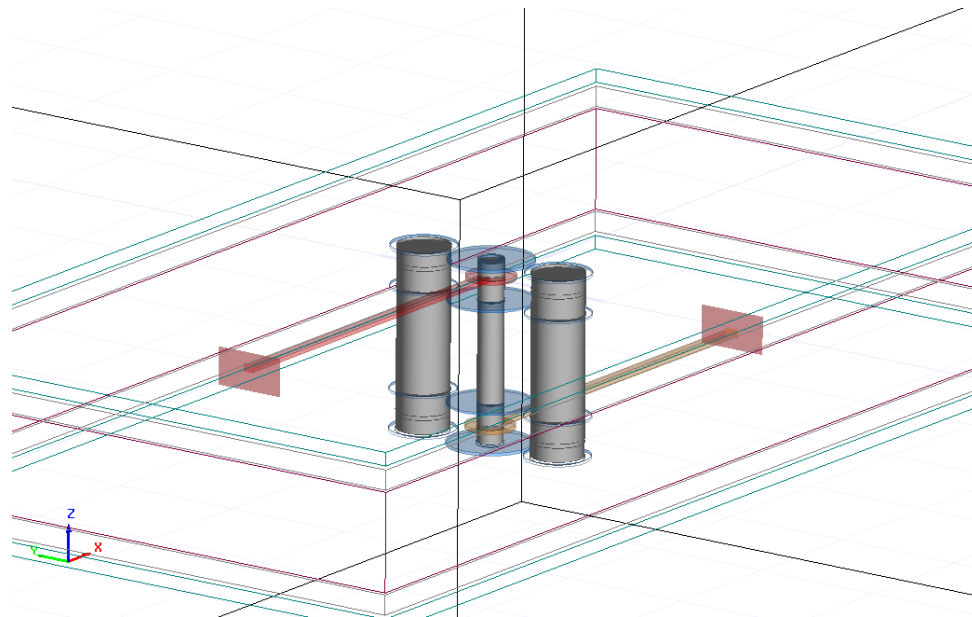
5.4. Single-ended via átmenet vizsgálata

5.4.1. Két összekötő viás konfiguráció

A modell

Az előző bekezdésekben tett megfontolások alapján a legegyszerűbb átmenőfuratos via-modell az két összekötő (stitching) via hozzáadásával valósítható meg. Az összekötő viák szimmetriája fontos. Az asszimmetrikus struktúrák ronthatják az átvitel minőségét, növelhetik a konstrukció zavarérzékenységét. Differenciális esetben ráadásul növelik a mode conversion értékét (differenciális módusú gerjesztésből közös módusúvá alakul a jelenergia egy része), mely EMC problémákat, így az ilyen tesztek elbukását eredményezheti. [27]

Az 5.8 ábrán a HFSS-ben megvalósított modell látható. Változtatható geometriai paraméterként az 5.3.2 bekezdés alapján a via antipad mérete helyett a via és a földkitöltés közötti távolság, illetve hasonló elv alapján az összekötő via távolsága a két via test közötti távolságként — a középpontok közötti távolság helyett — került definiálásra.



5.8. ábra. Single-ended via két összekötő viával — HFSS modell

Paraméterek

A modell szimulációs paraméterei az 5.9 ábrán láthatóak, melyek funkciója a változók neveiből és a hozzáfűzött kommentekből jelen dolgozat kiegészítéseivel együtt egyértelműen következnek. Viszont külön említésre szorul a galvanizáló bevonat vastagsága, vagyis plating, melyet a szimulációs környezetben a via átmérő százalékos értéként lehet kifejezni, azonban a valóságban ez egy fix érték, ezért szükséges az átszámítás.

Properties: SE_sims_2stitch

Project Variables | Intrinsic Variables | Constants

Value Optimization / Design of Experiments Tuning Sensitivity Statistics

/	Name	Value	Unit	Evaluated V...	Description	Read-only	Hidden	Sweep
	\$a_stitch_pad	\$a_stitch_diam+\$a_stitch_annular	0.2mm		C stitch pad size	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_stitch_platperc	\$a_stitch_plating/\$a_stitch_diam*100	0.1075mm			<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_stitch_pos	\$a_stitch_dist+(\$a_stitch_diam+\$a_via_diam)/2	0.225mm		C stitch - via barrel dist...	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_antipad	\$a_via_diam*2*\$a_via_isolation	0.8mm		C via antipad size	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_pad	\$a_via_diam+\$a_via_annular	0.3mm		C via pad size	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_platperc	\$a_via_plating/\$a_via_diam*100	0.375mm		C via plating percent	<input checked="" type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_stitch_annular	0.1	mm	0.65mm	Stitch annular ring	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	\$a_stitch_diam	0.8	mm	12.5	Stitch via diameter	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_stitch_dist	0.3	mm	25um	Stitch via distance	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_stitch_plating	25	um	3.125		<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	\$a_trace_width	0.1075	mm	0.1mm	Trace width	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_annular	0.175	mm	0.175mm	Annular ring	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>
	\$a_via_diam	0.2	mm	0.9mm	Via hole diameter	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_isolation	0.225	mm	0.8mm	Via antipad - Via hole	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>
	\$a_via_plating	25	um	25um	Via plating thickness	<input type="checkbox"/>	<input type="checkbox"/>	<input checked="" type="checkbox"/>

Add... Add Array... Edit... Remove Show Hidden

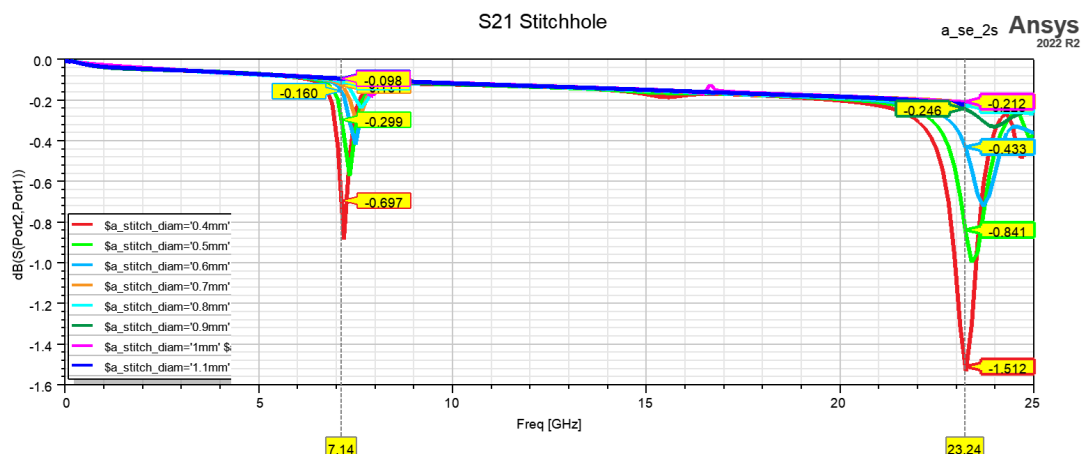
5.9. ábra. Single-ended két összekötő viás modell optimalizált paramétereit

A csak olvasható *read-only* változók definiálják a modell geometriáját a szerkesztőben, az írható változók pedig mind felhasználhatóak a modell hangolására.

Vizsgálat, eredmények

Az elrendezés vizsgálata során a paraméterekkel való kísérletezés során -nél az S_{21} grafikonon jelen volt egy rezonancia hely, mely látszólag független volt minden paramétertől. A rezonancia megszüntetését végül az összekötő via átmérőjének növelésével, illetve a jelvia átmérőjének csökkentésével értem el. A két objektum közötti szeparációs távolság csökkentése szintén pozitív hatással volt a rezonancia jelenségének mérséklésére — azonban a közelítés a via impedanciáját erősen kapacitívá tette. Ez jól látható a függelék 6.2 ábráján.

Az összekötő via és az S_{21} paraméter változását az 5.10 ábra szemlélteti.



5.10. ábra. S_{21} az összekötő via méretének változtatása függvényében

A szimulációk alapján a stitch via maximális méretére határt a tervezőnek kell szabnia, illetve meg kell határozni gyártástechnológiai szempontok alapján a jelviától való mini-

mális távolságát. Harmadik paraméterként pedig a jelvia átmérőjét célszerű rögzíteni — szintén gyárthatósági szempontok szerint, egy elfogadható méretben.

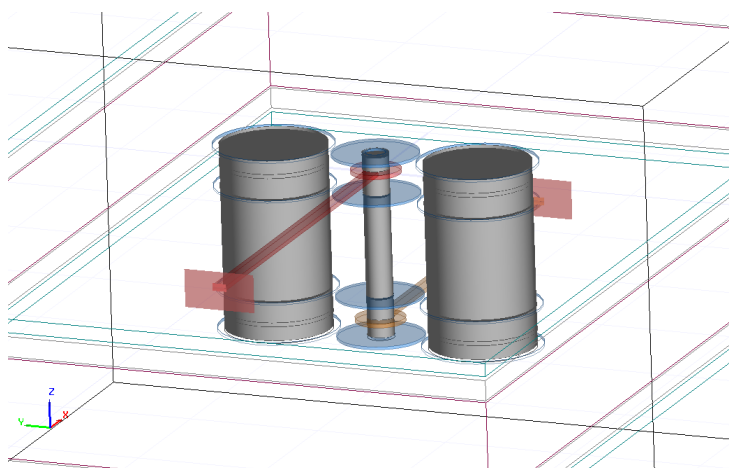
A paraméterek futtatása során figyelembe lettek véve a jelenlegi gyártástechnológiai korlátok. Mind értékészletben, mint a lépésközök felbontását illetően. Például a via furatméretek 0.15 mm-es minimális értékig lettek szimulálva. Ez az optimalizációs eljárást jelentősen gyorsítja, viszont lehet rejtve hagy olyan eseteket, melyek a jelenlegi gyártástechnológiai feltételek mellett nem legyárthatóak, azonban a jövőbeli megvalósításuk komoly előnyökkel szolgálnának.

Ezek alapján a három rögzített paraméter:

- Via furat méret: 0.2 mm
- Összekötő via furat méret: 0.8 mm
- Viák távolsága: 0.3 mm

Ezek után a jelvia antipad és annular ring méretével az összekötő via kapacitív hatása kompenzálhatóvá vált a TDR diagram alapján. Így az S_{21} rezonancia mentessé és kis csillapításúvá vált, és a TDR is 50Ω körülire adódott.

Az összekötő viára a földsíktól való szigetelési távolság nem értelmezhető, hiszen csatlakoztatva van a földsíkhhoz. A via annular ring-je azonban igen. A szimulációk azt mutatták, hogy a stitch via annular ringjének nincs jelentős hatása a konstrukcióra, mivel ezek maximum csak a NYÁK felső és alsó rétegén jelenik meg, emiatt ezt egy gyártásilag kivitelezhető, azonban nem túl nagy értékre célszerű választani.

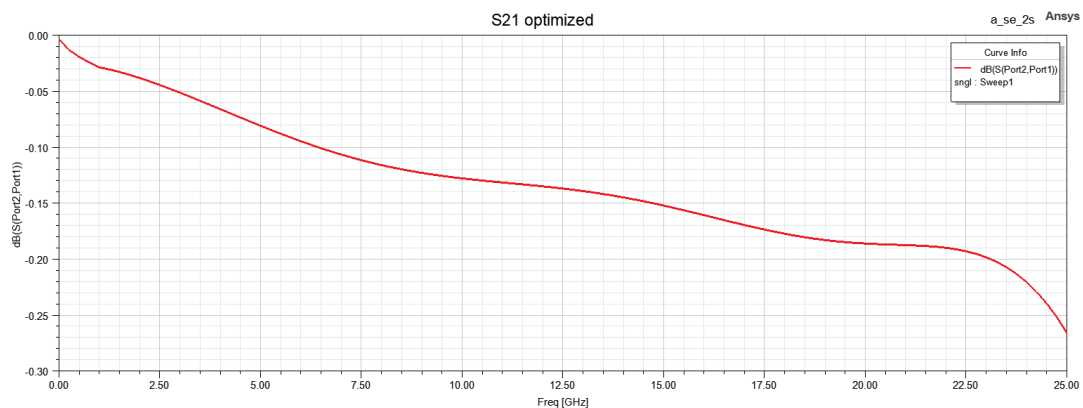


5.11. ábra. Single-ended via két összekötő viával — optimalizált modell

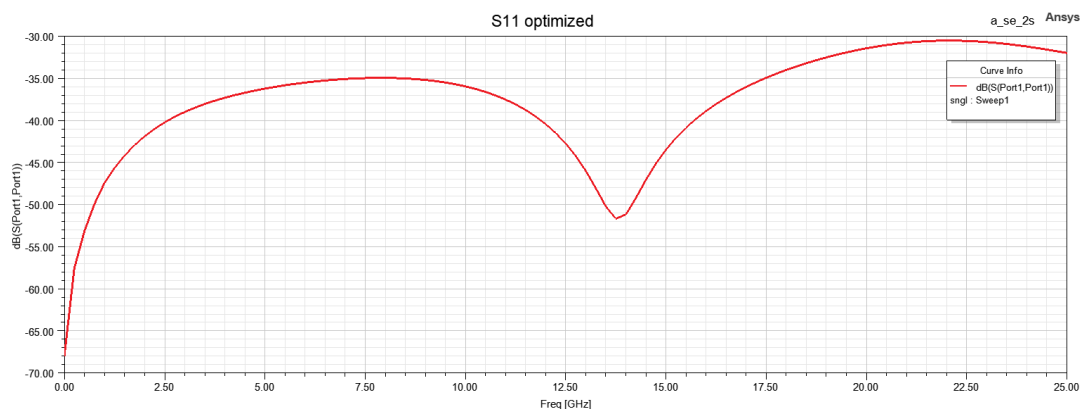
Az optimalizált paraméterek az 5.9 ábrán láthatóak. A modell (5.11 ábra) jelintegritási szempontból igen jól viselkedik, azonban gyártástechnológiai aggodalmakat vet fel. A 0.8 mm és a 0.2 mm furatokat nagyon közel kell helyezni egymáshoz, figyelembe véve a gyártási szórásokat a valóságban könnyen lehet, hogy ez a megoldás nem célszerű. Az összekötő furat mérete redukálható és távolsága is csökkenthető, azonban ekkor nagyon hamar megjelennek a rezonáns leszívások az S_{21} -ben, amelyek vagy elfogadhatóak egy adott dizájn során, vagy nem. Ilyen tekintetben ez egy kompromisszumos megoldás, mely gyorsan optimalizálható, de nem biztos, hogy teljesíti az előírt specifikációt.

5.4.2. Négy összekötő viás konfiguráció

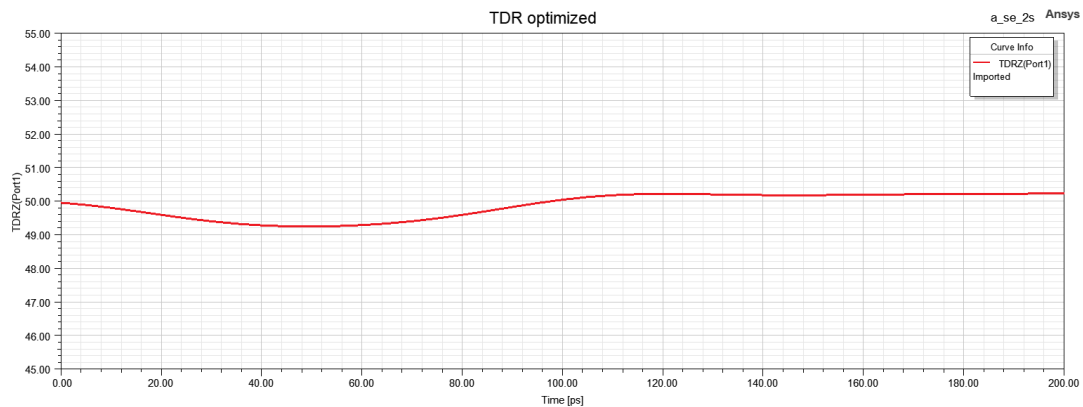
Az előző fejezetben láthattuk, hogy a két összekötő viás konfiguráció gyorsan optimalizálható, viszont a megvalósíthatósága a gyártási toleranciáktól függhet. Sejthető, hogy



5.12. ábra. Single-ended via két összekötő viával, S_{21} — optimalizált modell



5.13. ábra. Single-ended via két összekötő viával, S_{11} — optimalizált modell



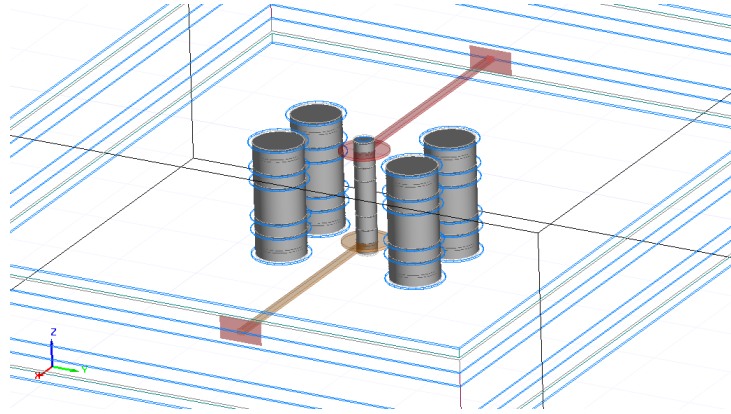
5.14. ábra. Single-ended via két összekötő viával, TDR — optimalizált modell

a nagy összekötő via méret a rézezés mennyiségét növeli a rétegek között, ezáltal csökkentve a köztük levő áthidaló impedanciát. A via furat méret növelése helyett extra viák hozzáadásával is megvalósítható ez a feladat.

A modell

A két összekötő viás konstrukcióhoz hozzáadásra került két extra via, ezek modellparaméterként felvételre kerültek, még hozzá úgy, hogy a két összekötő via test jelviához közelebbi oldalára illesztett egyenes és a jelvia test között mérhető legkisebb távolságként, a másik koordináta szerint pedig az összekötő viatestek közötti távolság került definiálásra.

Az új modell az 5.15 ábrán látható.



5.15. ábra. Single-ended via két összekötő viával — optimalizált modell

Kiindulási alapként a két összekötő viás konfiguráció szolgált, kísérletezgetések alapján a jelvia és az összekötő via furatmérete került rögzítésre, a távolságuk nem, mivel az extra stitch viák miatt ez most két szabadságfokúvá bővült. Az összekötő viák célátmérője csökkentve lett, 0.6 mm-re, a jelvia 0.2 mm-es maradt.

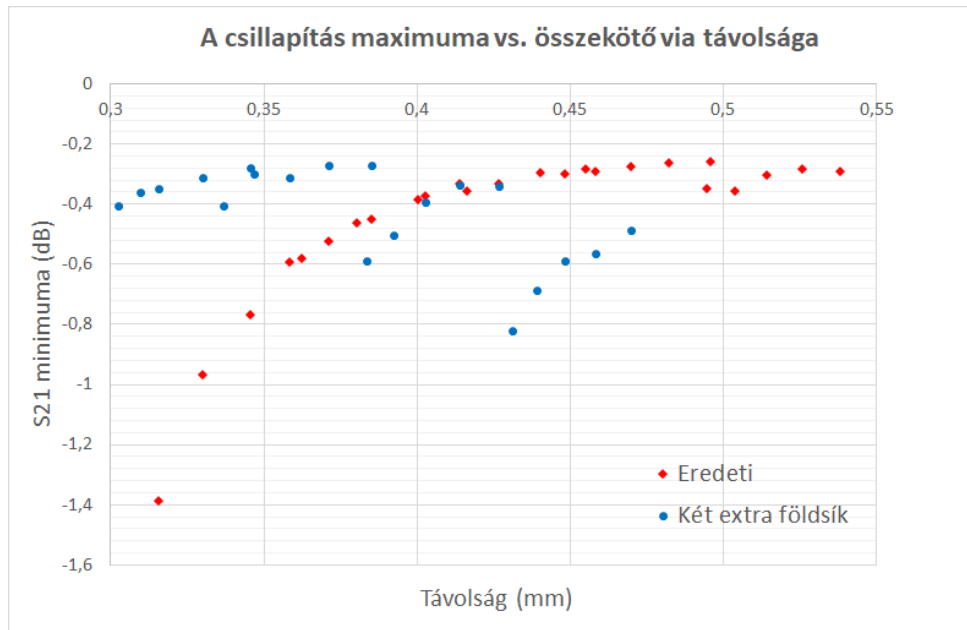
A két távolságértéktől való függést vizsgálva, a kapott eredményekből látszik, hogy a konstrukció működőképességét alapvetően meghatározzák az összekötő viák pozíciói. A felvett változók szerint önálló függés nem látszik, azonban valamennyi szimulációt követően kiderült, hogy az összekötő viák középpontjainak x és y koordinátáiból számolt távolság alapján létezik egy optimális távolság, aminél — szemben az előző dizájnnal — távolabb kell elhelyezni a konstrukciót. Amennyiben ezt teljesítik, a jó megoldások ki-mondott előnyeit/hátrányait nem sikerült feltérképezni, az elvégzett vizsgálatok alapján ezen megoldások ekvivalens módon felhasználhatóak. Ez rugalmasságot jelent a tervező számára, mivel hely-limitált alkalmazások esetén több megengedő variáció is létezik.

Az 5.16 ábrán pirossal a S_{21} frekvenciatartományban vett minimumát, azaz a maximális csillapítást ábrázolva az összekötő via (x,y) koordinátáiból számolt pitagoraszi távolság szerint. Látható, hogy 0.45 mm – 0.5 mm közötti távolságon maximális az S_{21} minimuma, ennél nagyobb távolságoknál kisebb letörés tapasztalható.

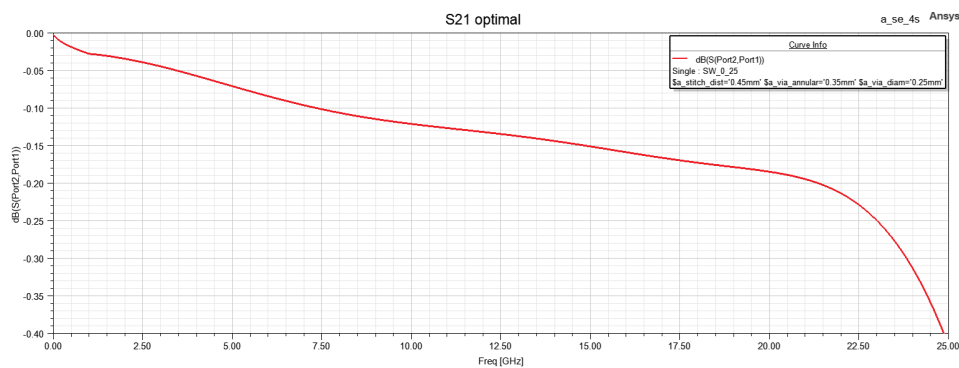
Az összekötő via távolság-hangolásának szimulációs eredményei a függelék 6.3, 6.4, 6.5 ábráin találhatóak. Az optimalizált viastruktúra átvitelét megfigyelve az 5.17 ábrán, észrevehető, hogy a korábbi megoldáshoz képest 22.5 GHz-től megindul egy letörés, mely egy felsőbb frekvencián elhelyezkedő rezonanciára utalhat. Azonban ez a megoldás a csillapítást próbálta minimalizálni a sáv nagyobb részére, viszont minimális többletcsillapítást megengedve található olyan megoldás, ahol a magasabb frekvenciás rezonancia pontra utaló letörés már nem jelenik meg.

5.4.3. Négy összekötő viás konfiguráció – extra földsíkok

Egy adott rétegfelépítés mellett két eltérő modell optimalizációja sikeresen megtörtént. Érdekes megvizsgálni a rétegfelépítés hatását az optimum helyzetére vonatkozóan. Ezért az előző modell kibővítésre került két extra földsíkkal. Ugyan a rétegek távolsága és dielektromos állandója is állítható, de a kezdeti feltételezés az, hogy a rétegszám az extra kapacitív hatások miatt a korábban megismert optimalizációs eljárás teljes újragondolására lehet szükség, míg a rétegvastagság és a dielektrikum kisebb mértékű változtatása feltételezhetően csak jellegében másítaná meg a megoldást. A két extra földsík beiktatása a dizájnt a rétegszám alapú skálázhatóság szempontjából is jellemzi.



5.16. ábra. Az összekötő viák jelviától vett távolsága és a csillapítás maximumának függése

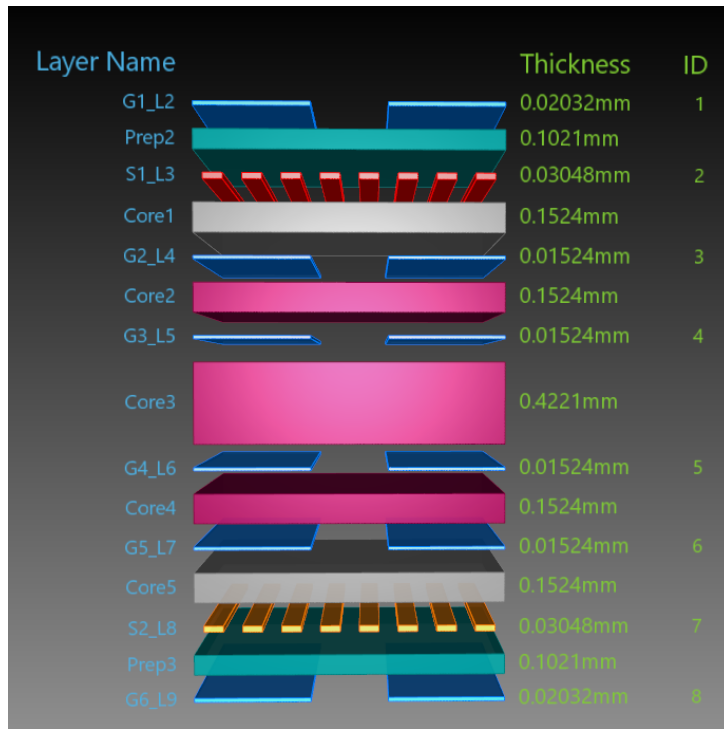


5.17. ábra. Az összekötő viák jelviától vett távolsága és a csillapítás maximumának függése

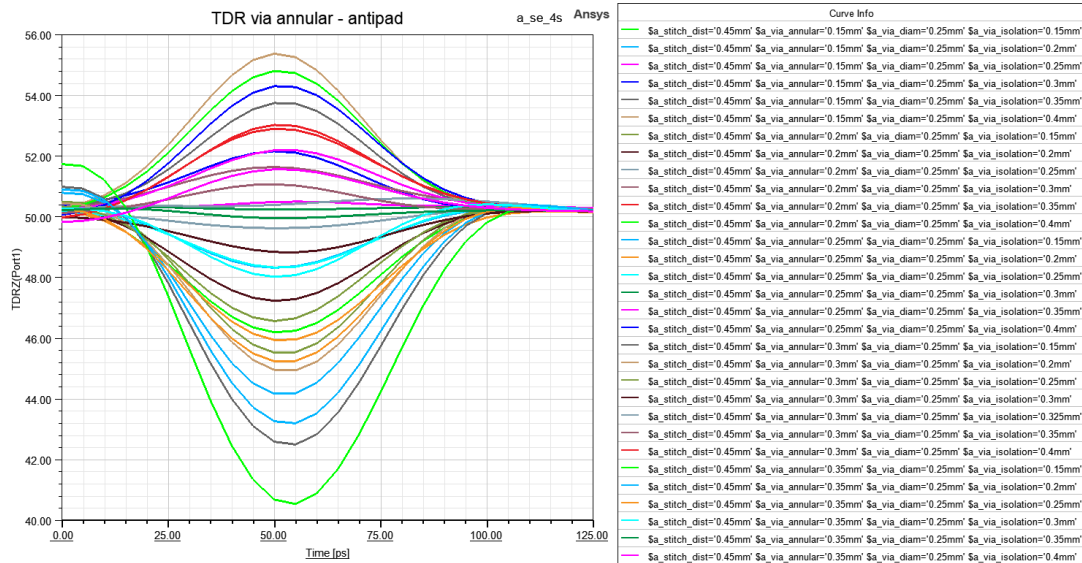
Az új rétegfelépítés az 5.18 ábrán látható, a korábbihoz képest (lásd 5.1) a NYÁK magját képező *Core* került felosztásra két extra réteg segítségével.

Az új elrendezést összehasonlítva a korábbi optimális eredményekkel, a TDR vizsgálat alapján egyértelműen látszódott, hogy az új földelősíkok extra kapacitást vittek bele a rendszerbe, de a megoldás jellege nem változott. Ezen hatása jelvia annular ring és antipad méretének változtatásával könnyen kiküszöbölhető. A kompenzálás lehetséges mértékét jól szemlélteti az 5.19 ábra, amin ezen paraméterek hangolásával az átmenet impedanciája 50Ω körülire állítható. Az ábra rendkívül sűrű, azonban csak annak érzékeltetésére szolgál, hogy az ésszerű tartományokon belül hangolt antipad és annular ring értékekkel kb. $+5\Omega$ és -9Ω -nyi tartományban fog a névleges impedancia körül ingadozni.

Az összekötő viák távolságfüggését vizsgálva viszont észrevehető, hogy a korábban optimálisnak tekintett távolságnál már létezik jobb is. A korábbi, 5.16 ábrán feltüntetésre került a két extra földcsík hozzáadásának hatása is. Jelen esetben a stitching viák közelítésével kisebb csillapítás értékek érhetőek el, de a különbség nem markáns az optimálisnak hitt megoldáshoz képest.



5.18. ábra. Két extra réteggel kiegészített rétegfelépítés



5.19. ábra. TDR hangolási tartománya az annular ring és antipad méretekkel

5.5. Differenciális via átmenet vizsgálata

A differenciális via modell bemutatása, illetve a szimulációs eredmények a TDK előadáson várhatóak.

6. fejezet

Összefoglalás

A dolgozat célkitűzése az volt, hogy meghatározzunk egy olyan eljárásmodot, mellyel a gyakorlatban alkalmazott, digitális útbeli via struktúrák tervezők általi megvalósítása, optimalizációja egyszerűbb, gördülékenyebb legyen. Single-ended via átmenetekre sikerült olyan eljárásmodot találni, mellyel konzisztensen, a rétegfelépítés és anyagválasztástól függetlenül, robosztus módon tervezhetőek.

A további cél, hogy ezen eljárásmodot differenciális viákra is ki lehessen terjeszteni, emellett a szimulációk segítségével az optimalizációt nagyobb frekvencián, még nagyobb adatsebességet megvalósító digitális csatornákhöz történő felhasználáshoz lehessen végrehajtani.

Köszönetnyilvánítás

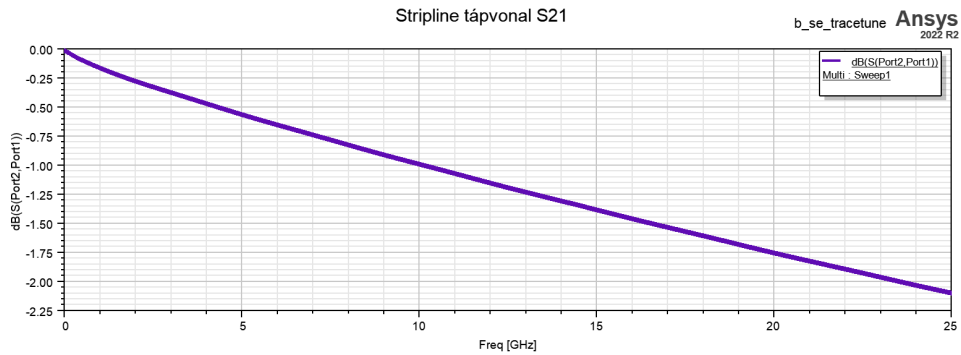
Szeretném köszönetem kifejezni a sok segítségért a konzulensemnek, Dr. Nagy Lajosnak, aki szívesen állt mindig rendelkezésemre. Emellett külön köszönöm Gyurkó Zsolt, Mészáros Attila és Catalin Negrea PhD segítségét, akik a Flextronicsnál töltött szakmai gyakorlatom során a jelintegritás és szimulációs témakör megismerésében és elmélyülésében komoly segítséget nyújtottak.

Irodalomjegyzék

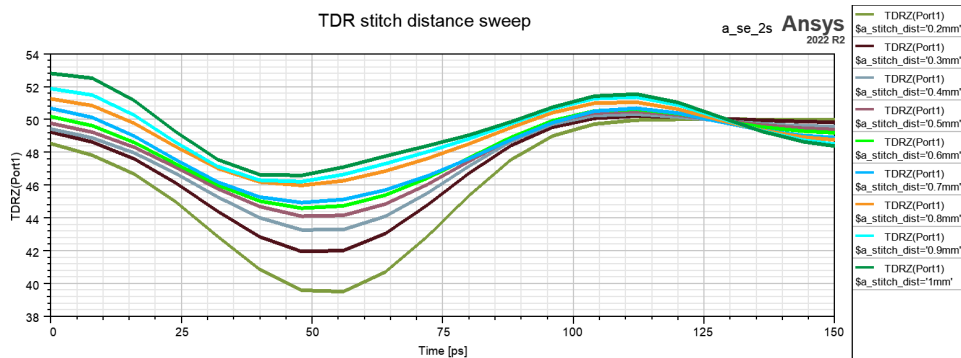
- [1] Dr. Fodor György – *Elektromágneses terek (2005)*
- [2] Analog Devices – *Why should I use differential rather than single-ended?*
https://www.analog.com/en/education/education-library/faqs/faq_why_should_use_differential__than_single_ended.html
- [3] Morse, Intel Corporation, USA – *Intel Microprocessors–8008 to 8086* DOI: 10.1109/MC.1980.1653375
- [4] OCuLink connectors and cables support new PCIe standard – <https://www.connectortips.com/oculink-connectors-cables-support-new-pcie-standard/>
- [5] The Year of 100GbE in Data Center Networks (2018) – <https://www.datacenterknowledge.com/networks/year-100gbe-data-center-networks>
- [6] Cisco 400 Gigabit Modules – <https://www.cisco.com/c/en/us/products/interfaces-modules/400-gigabit-modules/index.html>
- [7] Joel Goergen – *Review of Analog Architecture Techniques Used in High Speed Applications, April 2009*
- [8] Dallos György – *Hírközlélelmélet – Szimbólumközi áthallás* http://www.hit.bme.hu/~dallos/hirkelem/Korl_s%E1vsz_1.pdf
- [9] Cadence, Vias: Types and Applications (2020) – <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2020-vias-types-and-applications>
- [10] Isola – *PCB Material Selection for High-speed Digital Designs*
- [11] CADENCE PCB SOLUTIONS – *Types of Transmission Lines in High-Speed PCB Layout* <https://resources.pcb.cadence.com/blog/2022-types-of-transmission-lines-in-high-speed-pcb-layout>
- [12] Tim Wang Lee, PhD — *DDR5 Signal Integrity Fundamentals* <https://www.microwavejournal.com/articles/print/35683-ddr5-signal-integrity-fundamentals>
- [13] Brock J. LaMeres – *CHARACTERIZATION OF A PRINTED CIRCUIT BOARD VIA (1998)*
- [14] *What is via filling?* – <https://www.eurocircuits.com/what-is-via-filling/>
- [15] *Covering vias* – <https://www.eurocircuits.com/blog/covering-vias/>

- [16] DesignCon2000: Technical Seminar H314 – *Practical Guidelines for Implementing 5 Gbps in Copper Today, and the Roadmap to 10 Gbps*
- [17] Eye Analysis Example – <http://www.mweda.com/designer/ansoft-designer/nexxdesignexamples/EyeAnalysisExample.htm>
- [18] M.V. Schneider – *Microstrip dispersion (1972)* DOI: 10.1109/PROC.1972.8581
- [19] HFSS 3D Layout help – a szoftverből elérhető dokumentum
- [20] Ansys – *HFSS 3D Layout Course* <https://courses.ansys.com/index.php/courses/ansys-hfss-3d-layout-getting-started/>
- [21] Comparing Microstrip and Grounded Coplanar Waveguide – <https://www.microwavejournal.com/blogs/1-rog-blog/post/24374-comparing-microstrip-and-grounded-coplanar-waveguide>
- [22] Simberian Inc. – *Designing localizable minimal-reflection via-holes for multi-gigabit interconnects (2009)*
- [23] Taiwan Union Technology Corporation – *ThunderClad 2 Sp* <https://www.tuc.com.tw/en-us/products-detail/id/5>
- [24] EuroCircuits – *TRACK WIDTH AND ISOLATION GAP TOLERANCES* <https://www.eurocircuits.com/track-width-and-isolation-gap-tolerances/>
- [25] Prof. Eric Bogatin — *Bogatin's Rules of Thumb (2014)* <https://www.edn.com/bogatins-rules-of-thumb/>
- [26] Brian Niehoff — *What Is PAM4? Understanding NRZ and PAM4 Signaling (2020)* <https://blog.samtec.com/post/understanding-nrz-and-pam4-signaling/>
- [27] Chris Kocuba — *Single Ended Analysis in a Differential World – Samtech gEEK spEEK*

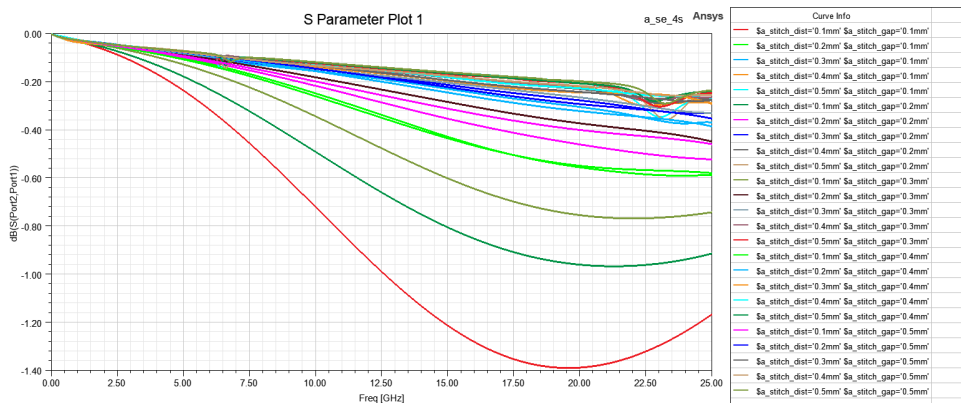
Függelék



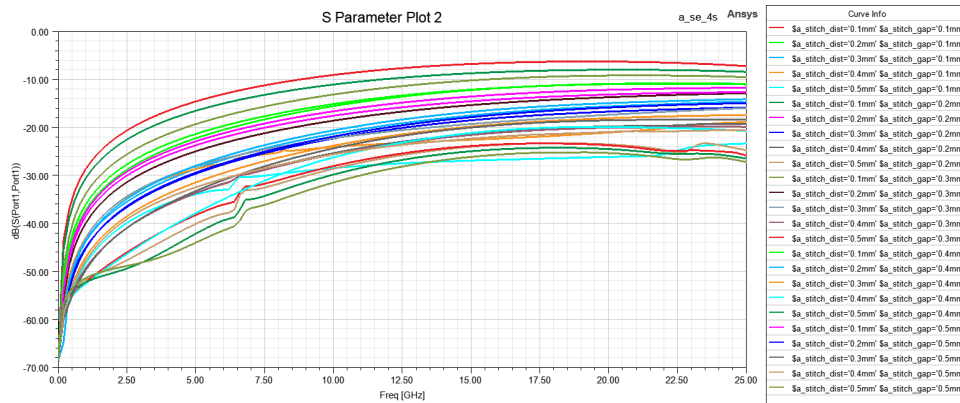
6.1. ábra. 20 mm hosszú stripline S_{21} paramétere FR4-es hordozó esetén



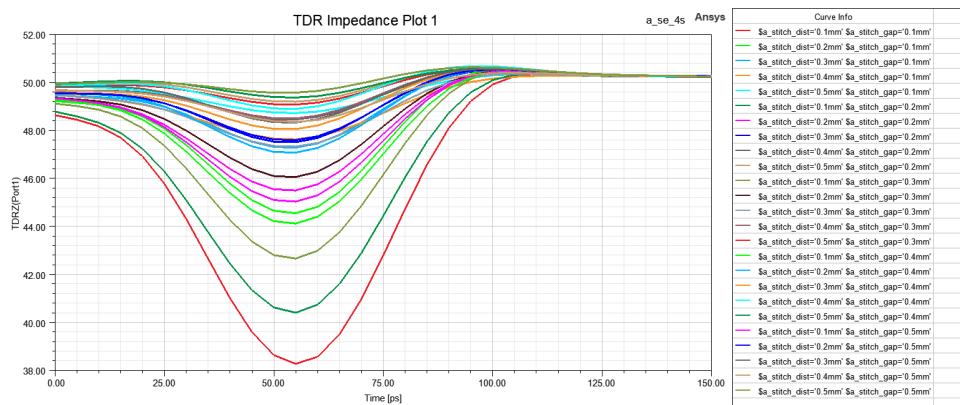
6.2. ábra. TDR impedancia – idő diagram az összekötő via távolságának függvényében



6.3. ábra. Single ended 4 összekötő via – összekötő viák távolságának vizsgálata



6.4. ábra. Single ended 4 összekötő via – összekötő viák távolságának vizsgálata



6.5. ábra. Single ended 4 összekötő via – összekötő viák távolságának vizsgálata