

CIRCUITE INTEGRATE MONOLITICE DE MICROUNDE

v.0.1

Ș.L. dr. ing. Iov J. Cătălin

Cuprins

1. CIM VS. CIMM.....	1
1.1. Introducere.....	1
1.2. Ce sunt Circuitele Integrate de Microunde (CIM)?.....	2
1.2.1. Tehnologii de Realizare a Circuitelor Integrate de Microunde (CIM)	3
1.3. Ce sunt Circuitele Integrate Monolitice de Microunde (CIMM)?.....	5
1.3.1. Tehnologii de producere a CIMM	7
2. CARACTERIZAREA CIMM.....	13
2.1. Parametrii s.....	13
2.2. Adaptarea de impedanță și reflexiile	15
2.3. Câștigul, zgomotul și stabilitatea.....	20
2.3.1. Câștigul (gain)	20
2.3.2. Zgomotul (noise)	21
2.3.3. Stabilitatea (stability).....	21
2.4. Analize.....	23
2.4.1. Analize termice.....	23
2.4.2. Analize neliniare.....	23
2.4.3. Cuplajul termic–neliniar	24
2.4.4. Analiza distribuită	25
2.5. Pierderile și efectele parazite	28
2.5.1. Reflexie pe suprafețe metalice.....	30
2.5.2. Efectul de peliculă (skin effect).....	31
2.5.3. Ghiduri de undă	31
2.5.4. Absorbția în materiale dielectrice și încălzirea controlată.....	33
2.5.5. Dispersia și rezonanța dielectrică	35
3. PROIECTAREA ȘI PRODUCȚIA CIMM.....	39
3.1. Exemple de fabricatori (foundry)	42
3.1.1. Fabricatorul WIN Semiconductors	42
3.1.2. Fabricatorul (foundry) Plessey	43
4. COMPONENTE UTILIZATE ÎN CIMM	49
4.1. Componente pasive utilizate în CIMM	49
4.1.1. Rezistoare	49

4.1.2.	Condensatoare	56
4.1.3.	Frecvența de auto-rezonanță.....	61
4.1.4.	Bobine.....	64
4.1.5.	Linii de transmisie	69
4.1.6.	Trecerile (VIA)	70
4.2.	Componente semiconductoare utilizate în C1MM	72
4.2.1.	Tranzistorul MESFET	73
4.2.2.	Diode	75

1. CIM vs. CIMM

Circuitele integrate de microunde (CIM) și circuitele integrate monolitice de microunde (CIMM) sunt tehnologii esențiale în procesarea semnalelor la frecvențe înalte. Deși ambele sunt utilizate în domenii variate, de la comunicații wireless la radar și aplicații militare, ele diferă semnificativ în ceea ce privește construcția, performanța, costurile și utilizările specifice.

1.1. Introducere

Microundele reprezintă un domeniu al spectrului electromagnetic care cuprinde frecvențe între 300 MHz și 300 GHz (vezi Fig 1). Circuitele utilizate pentru procesarea semnalelor în această bandă sunt esențiale pentru numeroase aplicații moderne, inclusiv comunicații mobile, radar, sateliți, și echipamente militare. Alegerea tehnologiei potrivite pentru realizarea acestor circuite depinde de cerințele specifice ale aplicației, cum ar fi frecvența, puterea, costul și fiabilitatea.

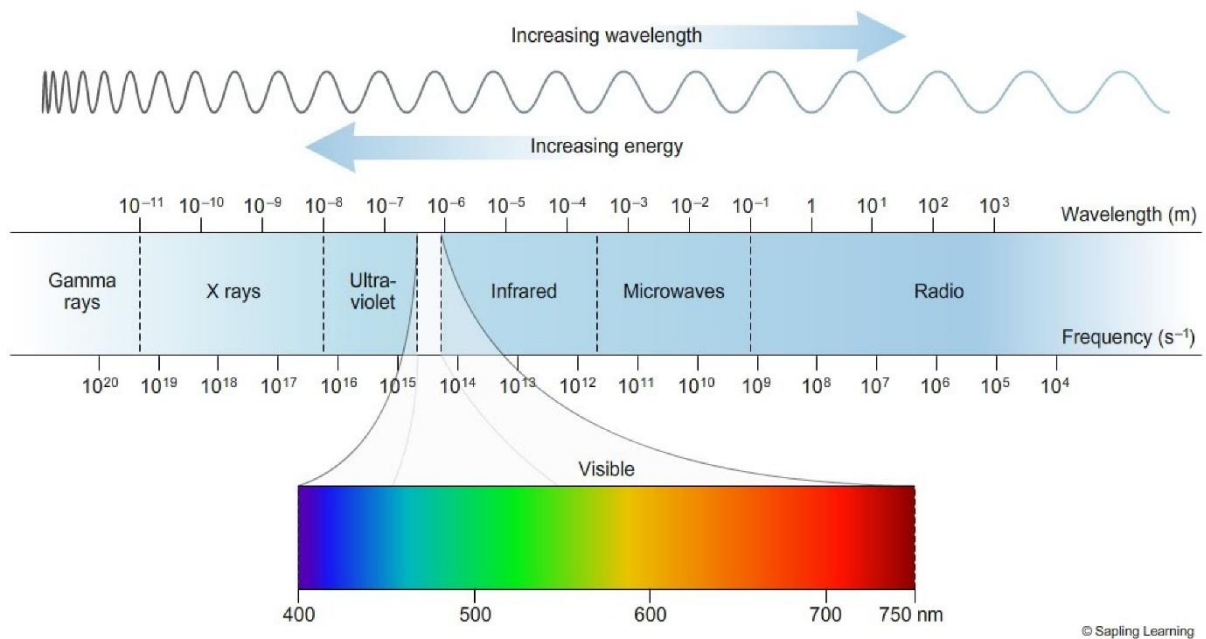


Fig 1. Spectrul electromagnetic

CIM și CIMM sunt două soluții principale utilizate în proiectarea circuitelor de microunde. CIM se bazează pe utilizarea componentelor discrete și interconexiuni fizice pe un substrat, în

timp ce CMM integrează toate componentele pe un singur substrat semiconductor. Diferențele dintre acestea au un impact semnificativ asupra performanței, costurilor și aplicațiilor lor.

1.2. Ce sunt Circuitele Integrate de Microunde (CIM)?

CIM sunt circuite hibride care combină componente discrete cu interconexiuni realizate pe un substrat, formate din următoarele componente esențiale: substratul (având ca materiale utilizate alumina, oxid de beriliu sau materiale dielectrice cu pierderi reduse, oferă suport fizic pentru componente și traseele conductive, asigurând și o bună izolație electrică), componentele discrete (rezistoare realizate din pelicule metalice depuse pe substrat sau utilizate sub formă de rezistoare montate individual, condensatori sunt fie discrete, fie integrate parțial în substrat, bobine folosite pentru aplicații de filtrare și adaptare a impedanței, tranzistoare - elementele active principale, utilizate pentru amplificare sau comutare), trasee de metalizare (realizate prin depunere de metale, cum ar fi aurul sau cuprul, și sunt utilizate pentru interconectarea componentelor), capsularea (circuitele sunt protejate de un strat de capsulare pentru a preveni deteriorarea mecanică sau influențele mediului)

Caracteristici ale CIM:

- construcție modulară: componentele sunt montate pe substrat folosind tehnici precum lipirea sau săparea cu laser a interconexiunilor.
- flexibilitate: proiectele pot fi modificate relativ ușor, iar componentele pot fi înlocuite sau ajustate pentru optimizare.
- dimensiuni mai mari: datorită utilizării componentelor discrete, circuitele sunt mai voluminoase comparativ cu CMM.
- performanță variabilă: interconexiunile și componentele discrete pot introduce pierderi semnificative și efecte parazite.

Avantaje ale CIM:

- costuri reduse pentru prototipuri: tehnologia este potrivită pentru producția de prototipuri și serii mici comparativ cu tehnologiile complet integrate. Acest avantaj face CIM atractive pentru aplicații personalizate sau proiecte de cercetare.
- reparabilitate: datorită construcției modulare, defecțiunile pot fi remediate prin înlocuirea componentelor defecte, fără a necesita refacerea completă a circuitului.
- flexibilitate în proiectare: permite ajustări rapide în funcție de cerințele aplicației.

Limitări ale CIM:

- performanță redusă la frecvențe înalte: efectele parazite și pierderile din interconexiuni pot afecta performanța circuitului. Aceasta limitează utilizarea lor la frecvențe foarte înalte (peste 30 GHz).

- dimensiuni mai mari: utilizarea componentelor discrete și a substratului determină o dimensiune mai mare a circuitului comparativ cu alternativele complet integrate, ceea ce le face mai puțin potrivite pentru aplicații compacte.

- fiabilitate mai scăzută: interconexiunile mecanice sunt mai susceptibile la deteriorare mecanică sau defecte cauzate de vibrații, umiditate sau temperaturi extreme.

- complexitate în producție - asamblarea manuală sau semi-automată a componentelor discrete poate duce la variații în calitate și la timpuri de producție mai lungi

CIM sunt utilizate într-o varietate de aplicații datorită flexibilității și costurilor reduse pentru serii mici. Câteva exemple includ componente RF și microunde (amplificatoare de putere, oscilatoare, mixere), sisteme radar (module de emisie și recepție pentru vehicule sau aplicații militare), comunicații wireless (transceivere și module pentru rețele locale - Wi-Fi, Bluetooth), aplicații spațiale (sistemele de telecomunicații pentru sateliți, unde fiabilitatea și costurile moderate sunt critice).

Circuitele integrate de microunde (CIM) reprezintă o soluție eficientă pentru o gamă largă de aplicații în care flexibilitatea, costurile reduse și reparabilitatea sunt prioritare. Deși au limitări în ceea ce privește performanța la frecvențe foarte înalte și dimensiunile fizice, CIM continuă să fie o alegere viabilă pentru numeroase domenii. Alegerea acestei tehnologii depinde de cerințele specifice ale aplicației și de prioritizarea factorilor precum cost, dimensiune și performanță.

1.2.1. Tehnologii de Realizare a Circuitelor Integrate de Microunde (CIM)

Circuitele integrate de microunde (CIM) sunt esențiale pentru aplicații moderne precum comunicațiile wireless, radarele, și sistemele de navigație. Fabricarea lor implică o combinație de tehnologii avansate pentru a asigura performanțe ridicate la frecvențe înalte. În cele ce urmează sunt descrise etape din procesul de fabricare a CIM.

- **depunerea peliculelor subțiri** - este un pas critic în fabricarea CIM, permițând realizarea traseelor conductive, a stratului dielectric, și a altor structuri esențiale. Sunt folosite 2 metode și anume depunerea Fizică din Vaporii (PVD) (are loc evaporare termică și pulverizare catodică (sputtering), pentru crearea de trasee metalice (aur, cupru, aluminiu) sau a straturilor rezistive, util în control precis al grosimii stratului și uniformitate excelentă) și depunerea Chimică din

Vapori (CVD) (prin reacții chimice controlate în fază gazoasă pentru a depune materiale pe substrat, la realizarea de straturi dielectrice precum oxidul de siliciu sau nitrura de siliciu, pentru compatibilitate cu o gamă largă de materiale și posibilitatea depunerii pe suprafețe complexe).

- **fotolitografia** - este o tehnologie indispensabilă pentru crearea structurilor fine necesare în CIM. Aceasta presupune utilizarea unui strat fotosensibil (fotorezist) și a unui model optic pentru a defini zonele care vor fi gravate sau metalizate. Etapele principale presupun aplicarea stratului fotosensibil (se depune un strat subțire de rezist pe substrat), expunerea la lumină UV (prin intermediul unei măști, lumina UV modifică proprietățile foto-rezistului) și revelarea (stratul expus este îndepărtat chimic, expunând substratul pentru gravare sau metalizare).

- **gravarea** - este procesul prin care materialele neprotejate de fotorezist sunt îndepărtate. Există două metode principale și anume gravarea uscată (utilizează plasmă reactivă sau fascicule de ioni pentru realizarea de structuri fine cu precizie ridicată, permițând controlul strict al adâncimii gravării) și gravarea umedă (folosește soluții chimice pentru a dizolva materialul, metodă eficientă pentru materiale uniforme sau mari dar mai puțin precisă și risc de sub-gravare).

- **metalizarea** - implică aplicarea unui strat conductor pe substrat pentru a forma traseele electrice. Metodele comune includ sputtering (bombardarea unei ținte metalice cu ioni pentru a depune material pe substrat, ce oferă control excelent al uniformității stratului) și evaporarea termică (are loc încălzirea metalului în vid pentru a-l transforma în vapori, care se condensează pe substrat, ideal pentru metale precum aurul sau aluminiul).

- **montarea componentelor discrete** – componentelor active (cum ar fi tranzistoarele, diodele) și pasive (rezistoare, condensatori) li se alocă locuri precise pe substrat. Montarea se face utilizând lipirea cu material conductiv (folosind paste conductive sau aliaje metalice, ceea ce asigură o conexiune electrică și termică fiabilă) sau prin tehnologia Flip-Chip (componentele sunt montate cu fața activă spre substrat, reducând lungimea traseelor, asigurând performanțe superioare la frecvențe înalte).

- **testarea și asamblarea finală** – testarea funcțională (utilizează echipamente de test RF pentru a verifica performanțele circuitului la frecvențe înalte) și capsularea (protejează circuitul în fața factorilor de mediu (umiditate, variații termice), folosind materiale ceramice, metalice sau polimerice, în funcție de cerințe).

1.3. Ce sunt Circuitele Integrate Monolitice de Microunde (CIMM)?

CIMM sunt circuite complet integrate, fabricate pe un singur substrat semiconductor, cum ar fi GaAs (arseniura de galiu), SiGe (siliciu-germaniu), InP (fosfură de indiu) sau GaN (nitrura de galiu). Toate componentele, inclusiv tranzistoarele, rezistoarele și condensatorii, sunt realizate în cadrul aceluiași proces de fabricație.

Caracteristici ale CIMM:

- integrare completă: toate componentele sunt fabricate pe același substrat, eliminând necesitatea interconexiunilor mecanice.
- dimensiuni compacte: datorită nivelului ridicat de integrare, circuitele sunt foarte mici.
- performanță superioară: pierderile sunt reduse, iar caracteristicile circuitului sunt reproduse cu mare precizie.

Avantaje ale CIMM:

- performanță excelentă la frecvențe înalte: sunt ideale pentru aplicații care necesită frecvențe foarte mari, cum ar fi comunicațiile 5G și radarul avansat.
- fiabilitate ridicată: lipsa interconexiunilor fizice reduce riscul de defecțiuni mecanice.
- dimensiuni reduse: integrarea monolitică permite reducerea semnificativă a spațiului ocupat.
- reproductibilitate: fabricarea pe scară largă asigură uniformitatea caracteristicilor circuitelor.

Limitări ale CIMM:

- costuri mari inițiale: dezvoltarea și prototiparea sunt scumpe datorită proceselor complexe de fabricație.
- flexibilitate redusă: modificările proiectului necesită reproiectarea și fabricarea unui nou cip.
- materiale scumpe: substraturile semiconductoare, precum GaAs sau InP, sunt mai scumpe comparativ cu materialele utilizate în CIM.

Circuitele integrate de microunde (CIM) și circuitele integrate monolitice de microunde (CIMM) sunt tehnologii utilizate pentru procesarea semnalelor de microunde, dar au diferențe semnificative în ceea ce privește construcția, performanța și aplicațiile lor. CIM sunt preferate în aplicațiile care nu necesită frecvențe foarte mari, au constrângeri mai puțin stricte în dimensiuni și costuri mai mici pentru prototipare. CIMM sunt ideale pentru aplicații avansate

și performanță superioară la frecvențe mari, fiind utilizate pe scară largă în comunicațiile moderne și tehnologiile de vârf. În tabelul următor se prezintă o comparație între cele două.

Tabel 1. Comparație între CIM și CIMM

Aspect	CIM	CIMM
Definiție	Circuite integrate realizate pe un substrat hibrid, unde componentele discrete sunt montate pe o placă de circuit.	Circuite integrate complet integrate pe un singur substrat semiconductor (de obicei GaAs, Si, InP etc.).
Materiale utilizate	Utilizează o combinație de substrat ceramic (de exemplu, alumina), componente discrete (rezistoare, condensatori, tranzistoare) și conductori.	Se bazează pe materiale semiconductoare precum GaAs, SiGe, InP sau GaN, toate componentele fiind fabricate pe același substrat.
Dimensiuni fizice	Dimensiuni mai mari datorită utilizării componentelor discrete.	Dimensiuni mai mici, datorită integrării complete pe un singur cip.
Complexitate	Proiectarea este mai simplă, dar construcția poate fi mai dificilă din cauza interconexiunilor fizice.	Proiectarea și fabricarea sunt complexe, dar integritatea și consistența circuitului sunt mai mari.
Performanță RF	Pierderi mai mari și performanță variabilă la frecvențe înalte datorită interconexiunilor și paraziților.	Performanță superioară la frecvențe foarte înalte, pierderi minime și reproducere precisă a caracteristicilor.
Costuri	Costuri mai mici pentru prototipuri și producție în volume mici.	Costuri inițiale mari datorită proceselor complexe de fabricație, dar costuri mai mici pe unitate la volume mari.
Fiabilitate	Fiabilitatea poate varia, având în vedere interconexiunile mecanice și sensibilitatea componentelor discrete.	Fiabilitate ridicată datorită integrării și absenței interconexiunilor mecanice.
Flexibilitate	Mai flexibil în a modifica sau repara circuitele după asamblare.	Mai puțin flexibil, modificările necesită reproiectarea întregului cip.
Aplicații	Sisteme mai simple sau aplicații unde frecvențele înalte nu sunt critice, cum	Aplicații avansate care necesită performanță ridicată, precum comunicațiile satelitare, radarul,

	ar fi anumite echipamente industriale sau militare.	rețelele 5G, și echipamentele militare moderne.
--	---	---

1.3.1. Tehnologii de producere a CIMM

1. Tehnologia GaAs (arsenura de galiu)

GaAs este unul dintre cele mai utilizate materiale pentru CIMM-uri datorită proprietăților sale electrice superioare față de siliciu. Printre principalele avantaje se numără mobilitatea ridicată a electronilor, care permite o frecvență de operare mai mare, rezistență mare la zgomot, ceea ce îmbunătățește performanța circuitelor RF, capacitate redusă de interconectare, ceea ce duce la o viteză mai mare de operare.

Procesul de fabricație implică următorii pași:

- creșterea epitaxială a straturilor de GaAs prin tehnici precum MBE (Molecular Beam Epitaxy) sau MOCVD (Metal-Organic Chemical Vapor Deposition).

- fotolitografie pentru modelarea circuitelor. Se aplică un strat fotosensibil pe suprafața materialului, care este apoi expus la lumină printr-o mască pentru a defini modelele circuitului.

- gravură. Zonele expuse sunt îndepărtate prin procese chimice sau fizice, creând structurile necesare pe stratul de GaN.

- doping selectiv pentru a crea regiuni active. Se introduc impurități specifice pentru a modifica proprietățile electrice ale anumitor regiuni, esențiale pentru funcționarea dispozitivelor semiconductoare.

- depunerea metalelor pentru contactele electrice și interconectări. Se aplică straturi metalice pentru a crea contacte electrice și interconectări între diferitele componente ale circuitului.

- încapsularea și testarea dispozitivului final. Se adaugă straturi de protecție pentru a izola și proteja circuitul de factorii externi, urmate de încapsularea finală a dispozitivului.

GaAs este utilizat în amplificatoare de microunde, comutatoare RF, mixere și oscilatoare de mare frecvență. Este ideal pentru sisteme radar și comunicații mobile.

2. Tehnologia GaN (nitrura de galiu)

GaN a devenit popular datorită tensiunii de rupere ridicată, ceea ce permite operarea la puteri mai mari, eficienței energetice crescute și densității mari de curent, stabilității termice superioare, ceea ce permite utilizarea în medii extreme.

Tehnologia GaN implică creșterea epitaxială a stratului de GaN pe un substrat de SiC (carbură de siliciu) sau siliciu. Procesul include:

- depunerea epitaxială prin MOCVD.

- fotolitografie și gravură pentru definirea structurii.
- doping pentru crearea zonelor active.
- depunerea metalelor pentru contacte și interconectări.
- pasivizare și încapsulare finală.

Tehnologia GaN este utilizată în amplificatoare de putere pentru stații de bază 5G, echipamente radar și sisteme de comunicații prin satelit.

3. Tehnologia SiGe (siliciu-germaniu)

3.1 Caracteristici și avantaje

SiGe combină avantajele siliciului cu proprietățile electrice îmbunătățite ale germaniului:

- integrare ușoară cu tehnologia CMOS, permițând costuri reduse de producție.
- performanțe RF superioare față de siliciu pur.
- frecvență de operare ridicată, potrivită pentru aplicații de bandă largă.

3.2 Procesul de fabricație

Fabricarea CIMM-urilor pe SiGe include:

- creșterea epitaxială a stratului de SiGe pe substratul de siliciu.
- doping selectiv pentru optimizarea performanței tranzistorilor.
- procesare CMOS standard pentru realizarea circuitelor integrate.
- depunerea metalizărilor pentru contacte și interconectări.
- pasivizare și testare finală.

SiGe este utilizat în circuite pentru rețele de telecomunicații, dispozitive wireless și receptoare de semnale radar.

4. Tehnologia InP (fosfură de indiu)

4.1 Caracteristici și avantaje

InP oferă avantaje semnificative față de alte tehnologii:

- mobilitate foarte mare a electronilor, ceea ce permite operarea la frecvențe extrem de ridicate (>100 GHz).
- potențial ridicat pentru aplicații de mare viteză și bandă largă.

4.2 Procesul de fabricație

Procesul de fabricare include:

- creșterea epitaxială a stratului de InP.
- modelare prin fotolitografie și gravură.
- depunerea metalizărilor pentru contacte.
- încapsulare și testare finală.

InP este utilizat în comunicații optice de mare viteză, radare avansate și sisteme de comunicații prin satelit.

Tabel 2. Compararea tehnologiilor CIMM

Tehnologie	Avantaje	Dezavantaje	Aplicații principale
GaAs	Performanță RF bună, zgomot redus	Cost ridicat	Radare, comunicații mobile
GaN	Putere mare, eficiență ridicată	Proces complex	5G, echipamente militare
SiGe	Integrare CMOS, cost redus	Frecvență mai mică decât GaAs	Dispozitive wireless
InP	Performanță extremă, frecvență ridicată	Cost foarte mare	Comunicații optice

CIMM-urile au fost fabricate în special utilizând GaAs. Ocupă în mod regulat 3x4 mm (de la 1mm² la 10mm²) față de 3x4 inch (zeci de mm) în cazul CIM. CIM hibride folosesc mai multe componente discrete de circuit. GaAs are 2 avantaje în fața tehnologiei pe bază de Si și anume viteza mare de comutare a tranzitorilor și substrat semi-izolator. Totuși, pe măsură ce tehnologiile au evoluat, și tehnologia pe bază de Si a crescut încet încet în performanțe pe măsură ce dimensiunile tranzistorilor au scăzut. Totuși sunt și CIMMuri realizate cu tehnologie pe bază de Si din cauza costurilor reduse și dimensiunilor ceva mai generoase.

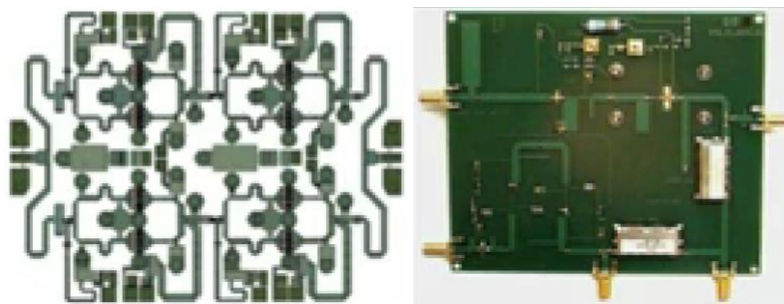


Fig 2. Exemplu de layout CIMM

Pentru cantități mari prețul este mic per bucată. În cantități mici, prețul este foarte mare. Primul ciclu de fabricație se poate încadra în gama de (70-300) mii USD. Orice altă împachetare, variantă ulterioară, presupune doar un increment necostisitor al prețului - costă (5-10) mii USD (în tehnologia GaAs), chiar până la 30k USD (pentru tehnologia GaN)

- GaAs – (0,25-0,5) USD/mm²

- GaN – (2-4) USD/mm²

- Inp – (2-4) USD/mm²

În contrapartidă, circuitele hibride necesită substraturi, carcase, asamblare etc., deci costuri mai mari.

Prețurile pentru fiecare tehnologie per mm² nu este întotdeauna un indicator suficient. De exemplu, în cazul amplificatoarelor de putere, calcularea prețului pe Watt este o abordare mai avantajoasă. Costul tehnologiei GaN/W este mai mic decât pentru tehnologia GaAs/W.

Încă în registrul de cost, dacă presupunem un circuit ca cel din imaginea de mai jos, ce are un diametru de aproximativ 3 inch, ocupă aproximativ 4500 mm², pentru un diametru de 4 inch ocupă aproximativ 7800mm² și dacă diametrul ar fi de 6 inch, ar ocupa o suprafață de 17600 mm². Pentru o suprafață utilă (randament) de aproximativ 85% (datorită, de ex. și formei circuitului, vezi figura de mai jos), presupunând un cost de 6000USD/design, înseamnă că am avea:

1,5USD/mm², pentru împachetarea de 3 inch

0,9USD/mm², pentru împachetarea de 4 inch

0,4USD/mm², pentru împachetarea de 6 inch

La un randament de 90% costul ar fi de 33USD/20USD/9USD/circuit integrat (chip). La aceste costuri se adaugă asamblarea și împachetarea dar aceste operații pot fi automatizate, ceea ce nu ar încărca foarte mult prețul unui chip.

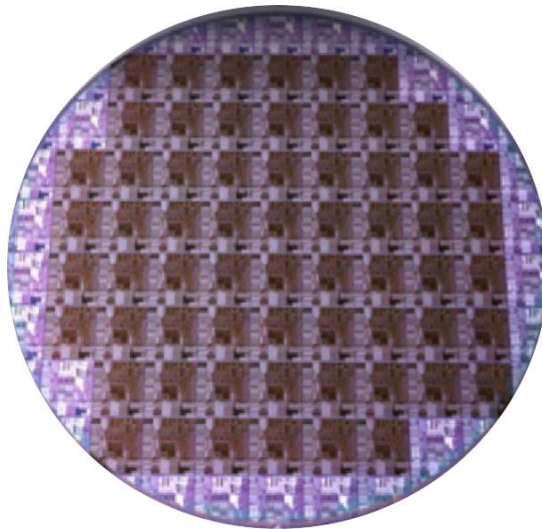


Fig 3. Exemplu de wafer pentru CIMM

Ca avantaje sunt de menționat dimensiuni și greutate reduse, reproductibilitate bună, benzi largi de frecvență, cost avantajos pentru serii mari, flexibilitate în proiectare în timp ce ca dezavantaje trebuie luate în calcul pierderi mai mari pe liniile de transmisiuni, lipsa posibilității

de reglaj, existența cuplajelor nedorite de radiofrecvență, cost ridicat al echipamentului, valori limitate ale componentelor. Pe de altă parte, circuitele hibride au avantajele substratului ieftin, al costului mic în general, pot fi reparate (evident, având în vedere dispunerea componentelor discrete la dispoziția utilizatorului, pierderilor mici în liniile de transmisiuni, prezintă o varietate largă de componente ce pot fi utilizate și au factori de calitate ridicați dar fără a lăsa deoparte dezavantaje precum bandă limitată de frecvențe, grad redus de încredere (low reliability), paraziți ce nu pot fi controlați, dimensiune mare, cost ridicat de asamblare, limitate la frecvențe joase

Benzile de frecvență ale CIMM sunt împărțite în banda L – 1-2 GHz, banda S – 2-4 GHz, C – 4-8 GHz, X – 8-12 GHz, Ku – 12-18 GHz, K – 18-26 GHz, Ka – 26-40 GHz, unde milimetrice (Q, V, W). Aplicațiile în benzile Ku, K și undelor milimetrice includ comunicarea în standardul 5G, evitarea coliziunilor, comunicațiile pe satelit, aplicații militare, scanere de securitate etc.

2. Caracterizarea CIMM

2.1. Parametrii s

Parametrii **s** (Scattering Parameters) sau parametrii de împrăștiere sunt o metodă de caracterizare a comportamentului unui circuit liniar la frecvențe înalte (în special în microunde și RF), prin raportarea undelor incidente și reflectate în porturile circuitului.

În loc să se lucreze cu tensiuni și curenți (ca în analiza de joasă frecvență), se lucrează cu puteri și unde electromagnetice (unde incidente și reflectate), deoarece:

- la frecvențe de ordinul GHz, liniile de transmisie au lungimi comparabile cu lungimea de undă;

- efectele de reflexie, impedanță și adaptare devin dominante;

- este greu de măsurat direct tensiuni și curenți.

Pentru fiecare port **i** al unui circuit:

- a_i = amplitudinea undei incidente (ce intră în port)

- b_i = amplitudinea undei reflectate (ce iese din port)

Aceste unde sunt legate de tensiune și curent prin relația:

$$- a_i = \frac{V_i + Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

$$- b_i = \frac{V_i - Z_0 I_i}{2\sqrt{Z_0}}$$

unde Z_0 este impedanța de referință (de obicei 50Ω).

Parametrii **s** descriu relațiile dintre undele reflectate și incidente la toate porturile:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_n \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1n} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ s_{n1} & s_{n2} & \dots & s_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_n \end{bmatrix}$$

sau echivalent $b_i = \sum_{j=1}^n s_{ij} a_j$

Pentru un circuit cu 2 porturi (cel mai frecvent în cazul CIMM), avem următorii parametrii **s**:

- s_{11} - coeficient de reflexie la intrare - cât din semnalul incident pe portul 1 este reflectat înapoi (măsură adaptării la intrare)

- s_{21} - câștig de transmisie directă - cât din semnalul intrat pe portul 1 ajunge la portul 2 (măsură amplificării sau atenuării)

- s_{12} - câștig invers (izolare inversă) - cât semnal se propagă invers de la portul 2 la 1

- s_{22} - coeficient de reflexie la ieșire - cât din semnalul incident pe portul 2 este reflectat înapoi (măsura adaptării la ieșire)

În CIMM-uri (amplificatoare, oscilatoare, mixere, divizoare, etc.), caracterizarea prin parametri S permite:

- determinarea adaptării de impedanță la intrare/ieșire;
- măsurarea câștigului de putere ($|S_{21}|^2$);
- evaluarea stabilității (prin criterii de stabilitate bazate pe S);
- caracterizarea izolării între porturi (S_{12});
- simularea precisă în software-uri precum ADS, HFSS, AWR, CST, PSPICE RF, etc.

Parametrii s se măsoară cu un VNA (Vector Network Analyzer):

- VNA aplică o undă incidentă și măsoară undele reflectate/transmise;
- se determină amplitudinea și faza pentru fiecare s_{ij}
- rezultatele se afișează de obicei în dB și grade sau ca diagrame Smith (pentru adaptare)

De exemplu, pentru un amplificator CIMM la 5 GHz:

$S_{11} = -15$ dB → bună adaptare la intrare

$S_{21} = +12$ dB → câștig de 12 dB

$S_{12} = -30$ dB → izolare foarte bună inversă

$S_{22} = -10$ dB → adaptare moderată la ieșire

Forma completă pentru un sistem cu 2 porturi:

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \end{bmatrix}$$

Avantaje față de parametrii Y sau Z (impedanță / admitanță)

Caracteristică	Parametrii S	Parametrii Z/Y
Potrivit pentru frecvențe mari	Da	Nu
Necesită măsurarea curentului	Nu	Da
Poate fi măsurat cu linii de transmisie	Da	Nu
Reprezintă reflexii și transmisii reale	Da	Nu

În cazul CIMM, parametrii s sunt standardul universal de caracterizare pentru toate componentele RF și microunde:

- tranzistoare GaAs, GaN, SiGe;
- amplificatoare, atenuatoare, mixere;
- filtre și rețele de adaptare integrate;
- linii de transmisie și ghiduri de undă integrate în substrat.

- sunt fundamentali în proiectarea și optimizarea layout-urilor CIMM, unde potrivirea de impedanță și stabilitatea depind critic de valorile s.

Dat fiind un exemplu logaritmic, să presupunem că avem un amplificator CIMM care funcționează între 1–10 GHz. Valorile măsurate/simulate sunt aproximativ:

Frecvență (GHz)	S11 (dB)	S21 (dB)	S22 (dB)	S12 (dB)
1 GHz	-18	+9	-12	-30
3 GHz	-20	+12	-14	-32
5 GHz	-15	+13	-10	-28
7 GHz	-10	+11	-8	-26
9 GHz	-7	+8	-5	-24

$S_{11} < -10$ dB → bună adaptare la intrare (puțin semnal reflectat);

$S_{21} = +8...+13$ dB → amplificare de putere moderată;

$S_{22} < -10$ dB → adaptare bună la ieșire;

$S_{12} \approx -30$ dB → izolare excelentă inversă (semnalul nu se întoarce înapoi).

2.2. Adaptarea de impedanță și reflexiile

Adaptarea de impedanță și reflexiile sunt esențiale în proiectarea circuitelor integrate monolitice de microunde, pentru că la frecvențe de ordinul GHz, chiar și o nepotrivire mică de impedanță produce pierderi semnificative, reflexii, instabilități și distorsiuni. Impedanța caracteristică (Z_0) este impedanța liniei de transmisie (ex. microstrip, coplanar, stripline) și de obicei se alege $Z_0 = 50\Omega$ pentru compatibilitate cu instrumentele de măsură și alte etaje RF.

Adaptarea de impedanță înseamnă realizarea unei potriviri între impedanța de ieșire a unei surse / etaj și impedanța de intrare a sarcinii / următorului etaj:

$$Z_{in} = Z_{out}^*$$

Scopul adaptării este maximizarea transferului de putere și minimizarea reflexiilor

Coeficientul de reflexie (Γ) se calculează după relația:

$$\Gamma = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0}$$

unde

- Z_L = impedanța sarcinii,

- Z_0 = impedanța liniei.

Puterea reflectată:

$$|\Gamma|^2 = \frac{P_{\text{reflectată}}}{P_{\text{incidentă}}}$$

Dacă $\Gamma = 0$ există adaptare perfectă, fără reflexii.

În circuitele CIMM, impedanțele se adaptează pe cip, adică în cadrul aceleiași structuri semiconductoare, fără componente discrete. Adaptarea se face prin:

a) **Rețele pasive de adaptare**, ce folosesc:

- linii de transmisie scurte (microstrip sau coplanare),
- inductanțe și capacități parazite controlate,
- transformatoare $\lambda/4$ (sau transformator de lungime $\lambda/4$) este una dintre cele mai importante și elegante metode de adaptare de impedanță la frecvențe de microunde, inclusiv în circuitele integrate monolitice de microunde (CIMM)

- rețele LC echivalente.

De exemplu:

O linie de $\lambda/4$ între sursă și sarcină poate transforma impedanța:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

b) Adaptare prin **elemente reactive integrate**

- se desenează pe cip trasee spiralate (pentru L) și benzi interdigitale (pentru C).
- prin combinarea lor \rightarrow rețele de tip:

L-network (serie + paralel)

Π -network

T-network

Acestea sunt ajustate în simulare până se obține un $S_{11} \approx -20$ dB sau mai mic la frecvența de lucru.

Reflexiile apar din cauză că la joncțiunea dintre două etaje impedanțele nu coincid perfect.

Ele afectează:

- stabilitatea amplificatoarelor
- lățimea de bandă
- zgomotul
- eficiența energetică

Pentru evaluare, se folosesc parametrii S:

Parametru	Descriere	Interpretare
S ₁₁	Coeficient de reflexie la intrare	Măsoară cât din semnal se reflectă înapoi spre sursă
S ₂₂	Coeficient de reflexie la ieșire	Reflexii spre sarcină
S ₂₁	Câștig direct (de transmisie)	Măsoară transferul de putere înainte
S ₁₂	Câștig invers	Folosit pentru analiză de stabilitate

Reflexii mici înseamnă:

$|S_{11}| < -10 \text{ dB} \Rightarrow$ adaptare acceptabilă

$|S_{11}| < -20 \text{ dB} \Rightarrow$ adaptare foarte bună

Tabel 3. Metode uzuale de adaptare în CIMM

Tip metodă	Caracteristici	Exemple de implementare
transformator $\lambda/4$	Linia are lungime $\lambda/4$; potrivire la o frecvență centrală	Utilizată la etaje de putere sau filtre
stub-uri deschise/închise	Reglează faza și impedanța locală	Integrate ușor în microstrip
rețele L, II, T	Elemente L/C echivalente	Foarte des folosite în amplificatoare CIMM
adaptare prin feedback activ	Folosirea de bucle de reacție negative pentru stabilizare	În amplificatoare de zgomot redus (LNA)
metode numerice (ADS, AWR, HFSS)	Optimizare automată S ₁₁ , S ₂₂	Se folosește în proiectarea CAD a CIMM

Diagrama Smith este instrumentul principal pentru a vedea:

- cum variază impedanța complexă;
- cum o rețea de adaptare „mută” punctul de lucru spre centrul diagramei (adică spre adaptare perfectă).

Etapele tipice:

- se măsoară sau se extrage S₁₁ din simulare.
- se plotează pe diagrama Smith.
- se adaugă elemente de adaptare (L/C sau linii).
- se urmărește traiectoria spre centrul diagramei ($\Gamma = 0$).

De exemplu, să presupunem:

$$Z_0 = 50 \Omega$$

$$Z_L = (30 + j40) \Omega$$

Coeficientul de reflexie:

$$\Gamma = \frac{30 + j40 - 50}{30 + j40 + 50} = \frac{-20 + j40}{80 + j40} \approx 0.35 \angle 63^\circ$$

→ Reflexie de 35%, pierdere semnificativă.

Prin adăugarea unei inductanțe în serie (pentru a compensa componenta capacitivă) și a unei capacități paralele (pentru ajustarea modulului), punctul se aduce în centrul diagramei Smith.

„transformatorul $\lambda/4$ ” este una dintre cele mai importante și elegante metode de adaptare de impedanță la frecvențe de microunde, inclusiv în circuitele integrate monolitice de microunde.

O linie de transmisie (microstrip, coplanară, coaxială etc.) de lungime egală cu o pătrime de lungime de undă electrică ($\lambda/4$) poate transforma impedanța de la un capăt în alta, conform relației:

$$Z_{in} = \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

unde:

Z_{in} = impedanța văzută la intrarea liniei,

Z_0 = impedanța caracteristică a liniei ($\lambda/4$ transformer),

Z_L = impedanța sarcinii (load).

λ (lambda) = lungimea de undă a semnalului în mediu:

$$\lambda = \frac{v_p}{f}$$

unde $v_p = c/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ este viteza de propagare (c este viteza luminii, iar ϵ_{eff} este permitivitatea efectivă a substratului)

„ $\lambda/4$ ” = o pătrime din lungimea de undă, adică segmentul de linie are o lungime:

$$l = \lambda/4$$

La această lungime specială, linia de transmisie are un efect de inversare a impedanței.

Cum funcționează transformarea

Imaginează-ți că ai o sarcină $Z_L \neq 50 \Omega$, iar tu vrei ca sistemul să „vadă” o impedanță de 50Ω . Atunci alegi o linie de transmisie cu Z_0 astfel încât:

$$Z_0 = \sqrt{Z_S \cdot Z_L}$$

unde Z_S este impedanța sursei (de obicei 50Ω).

Această linie de lungime $\lambda/4$ transformă automat impedanța Z_L într-o valoare egală cu Z_S la frecvența de lucru.

Exemplu numeric

Să presupunem:

- $Z_S=50\Omega$

- $Z_L=100\Omega$

Atunci:

$$Z_0 = \sqrt{50 \cdot 100} = 70.7\Omega$$

Se realizează o linie microstrip de lungime $\lambda/4$, cu impedanța caracteristică de $70,7 \Omega$.

Rezultatul:

$$Z_{in} = \frac{(70.7)^2}{100} = 50\Omega$$

→ Adaptare perfectă la acea frecvență.

Reprezentare pe diagrama Smith

- punctul Z_L (de exemplu 100Ω) se află pe axa reală, spre dreapta,
- linia $\lambda/4$ „rotește” punctul cu 180° (jumătate de rotație) pe cercul Smith, aducându-l la 50Ω (centru),
- adaptarea este perfectă doar la frecvența centrală f_0 .

În circuitele CIMM:

- linia $\lambda/4$ se realizează printr-o traseu metallic microstrip pe substratul semiconductor (GaAs, GaN, SiGe),
- avantaj: fără componente discrete → stabilitate și repetabilitate mare,
- dezavantaj: ocupă spațiu (la frecvențe mai mici λ este mare).

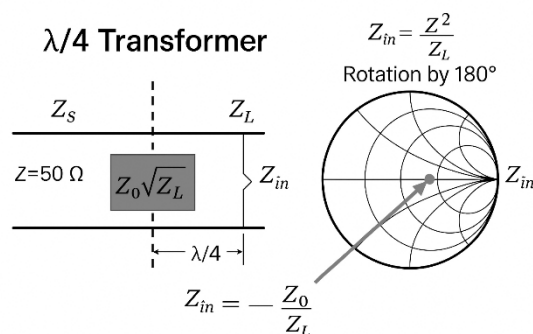


Fig 4. Transformator $\lambda/4$ - cu linia de transmisie, impedanțele de intrare și ieșire și efectul de transformare pe diagrama Smith

2.3. Câștigul, zgomotul și stabilitatea

Câștigul, zgomotul și stabilitatea sunt cele trei caracteristici fundamentale care definesc performanța oricărui circuit integrat monolitic de microunde (CIMM), fie că este un amplificator, mixer, oscilator sau orice alt bloc RF.

2.3.1. Câștigul (gain)

Câștigul reprezintă raportul dintre puterea de ieșire și cea de intrare a unui circuit:

$$G = P_{out}/P_{in}$$

De obicei exprimat în decibeli (dB):

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right)$$

În CIMM-uri, câștigul arată cât amplifică semnalul circuitul pe o anumită frecvență.

Tipuri de câștig

Tip de câștig	Semnificație	Notă practică
Câștig de putere (Power Gain)	raportul puterilor între ieșire și intrare	folosit frecvent în amplificatoare
Câștig de tensiune (Voltage Gain)	raportul tensiunilor (V_{out}/V_{in})	util în circuite cu impedanțe fixe
Câștig de transmisie S_{21}	derivat direct din parametrii S	cel mai uzual în analiza RF

Caracteristici tipice

- amplificator CIMM: $s_{21} = +10...+20$ dB
- atunci când câștigul variază cu frecvența, se vorbește de bandă de câștig (bandwidth)
- într-un grafic $s_{21}(f)$, se observă zona de frecvență unde câștigul este constant

Importanță în proiectare

- câștigul mare → bun pentru amplificare de semnal slab (ex. din antenă)
- câștigul prea mare → risc de oscilații nedorite (instabilitate)
- se optimizează prin alegerea tranzistorului, polarizare, rețea de adaptare, topologie

2.3.2. Zgomotul (noise)

Definiție

Zgomotul reprezintă componentele nedorite (fluctuații de tensiune/curent) generate în interiorul circuitului, care se adaugă semnalului util. Este inevitabil la orice temperatură > 0 K.

Parametrul fundamental este factorul de zgomot (Noise factor, NF)

$$NF = \frac{(S/N)_{intrare}}{(S/N)_{ieșire}}$$

sau în dB:

$$NF_{dB} = 10 \log_{10}(NF)$$

Un NF mic înseamnă că circuitul introduce puțin zgomot propriu, foarte important la amplificatoarele de joasă putere (LNA – Low Noise Amplifiers).

Exemple tipice:

Tip CIMM	NF tipic	Observații
Amplificator LNA GaAs	0.8 – 2 dB	excelent pentru receptoare
Amplificator GaN de putere	2 – 4 dB	zgomot mai mare, dar putere mare
Mixer activ	6 – 10 dB	adaugă zgomot considerabil

Importanță în proiectare:

- într-un lanț de amplificare, primul etaj (LNA) dictează zgomotul total;
- materialul semiconductor (GaAs, GaN, SiGe) influențează zgomotul;
- polarizarea și impedanța de intrare corectă reduc NF.

2.3.3. Stabilitatea (stability)

Stabilitatea unui circuit de microunde reprezintă capacitatea sa de a nu intra în oscilație spontană, indiferent de impedanțele de sarcină sau de intrare.

Criterii de stabilitate (bazate pe parametrii S)

Cel mai des se folosesc:

Criteriul Rollet (K-Factor):

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|}$$

unde:

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$$

Pentru stabilitate necondiționată:

$$K > 1 \text{ și } |\Delta| < 1$$

Tipuri de stabilitate:

Tip	Condiție	Semnificație
Necondiționată	$K > 1$ și $ \Delta < 1$	stabil pentru orice sarcină
Condiționată	$K < 1$ și $ \Delta < 1$	stabil doar pentru anumite impedanțe

Instabilitate = Oscilații

Dacă CIMM-ul nu este stabil, poate oscila spontan (autooscilații), ceea ce distruge funcționarea normală și poate deteriora componenta.

Măsuri de stabilizare:

- adăugarea de rezistențe paralele/serii pentru atenuare;
- modificarea rețelelor de adaptare;
- utilizarea feedback-ului negativ;
- controlul polarizării tranzistorului.

Tabel 4. Relația între câștig, zgomot și stabilitate

Parametru	Dacă îl crești...	Efect asupra celorlalți
Câștig	→	crește riscul de instabilitate, crește zgomotul
Reduci zgomotul	→	poate scădea câștigul
Crești stabilitatea (prin rezistențe)	→	scade câștigul, dar crește siguranța

Așadar, proiectarea unui CIMM este un compromis între câștig, zgomot și stabilitate.

În practică, într-un fișier S-parameter (ex. *.s2p):

- S₂₁ determină câștigul;
- zgomotul este specificat separat ca NF(f);
- stabilitatea se analizează prin K și Δ;

- în simulatoare RF (ADS, AWR, HFSS) se pot trasa direct hărți de stabilitate, câștig de putere, curbe NF vs frecvență etc.

2.4. Analize

2.4.1. Analize termice

Circuitele Integrate Monolitice de Microunde (CIMM) sunt realizate integral pe substraturi semiconductoare (de tip GaAs, InP, GaN, SiGe, sau CMOS RF), unde toate componentele active și pasive se află pe același cip. La frecvențe de ordinul GHz–THz, efectele neliniare și termice devin critice și definesc stabilitatea, eficiența și fiabilitatea circuitului

Analiza termică studiază modul în care energia disipată sub formă de căldură influențează parametrii electrice ai circuitului. În CIMM, densitatea mare de putere pe suprafață mică duce la autoîncălzire și la apariția neomogenităților termice locale.

Parametri implicați în analiza termică sunt:

- rezistența termică

$$R_{th} = \Delta T / P_{diss}$$

- capacitatea termică C_{th} - influențează răspunsul tranzitoriu termic

- conductivitatea termică a substratului (GaAs \approx 46 W/mK, GaN \approx 130–200 W/mK, Si \approx 150 W/mK)

- temperatura de joncțiune $T_j = T_a + P_{diss} \cdot R_{th}$

Efecte termice observabile includ:

- scăderea mobilității purtătorilor \rightarrow reducerea transconductanței

- creșterea curentului de saturație \rightarrow neliniaritate suplimentară

- deriva punctului de polarizare \rightarrow instabilitate termică (thermal runaway)

- variabilitatea parametrilor S în funcție de temperatură

Metode de analiză termică:

- analiza staționară (DC) – determinarea temperaturii de echilibru

- analiza tranzitorie (time-domain) – studierea evoluției termice la variații de putere

- modelare electro-termică – include în același sistem echivalent electric + termic

- simulări FEM (Finite Element Method) – COMSOL, ANSYS HFSS, ADS Thermal

2.4.2. Analize neliniare

Orice componentă activă (FET, HEMT, HBT) are o caracteristică curent-tensiune neliniară, care generează armonici, distorsiuni și intermodulații.

La microunde, neliniaritățile sunt esențiale pentru:

- amplificatoare de putere (PA)
- mixere și multiplicatoare de frecvență
- detectoare și limitatoare

Surse ale neliniarității:

- curbele $I_{ds}-V_{ds}-V_{gs}$ (pentru FET/HEMT)
- $C_{gs}(V_{gs})$ și $C_{gd}(V_{gs})$ dependente de tensiune
- tranziția de saturație a curentului
- efecte termice (temperatura influențează neliniaritatea electrică)

Modele de neliniaritate:

- mpolinomiale (Taylor, Volterra)
- modele comportamentale (X-parameters, Large-Signal S-parameters – LSSP)
- modele de dispozitiv fizic (Angelov, Curtice, TOM, HICUM)
- modele electro-termice neliniare combinate

Analize tipice în simulatoare (ADS, AWR, PSPICE RF):

- harmonic Balance (HB) – analiză în regim staționar mare semnal
- envelope Simulation – pentru semnale modulate
- power Sweep (P_{out} vs P_{in}) – determinarea compresiei 1 dB
- Intermodulation (IMD3, IMD5) – caracterizare neliniară

2.4.3. Cuplajul termic–neliniar

Cele două analize sunt inseparabile. Căldura generată de neliniaritate modifică parametrii electrici și accentuează neliniaritatea. Aceasta buclă se modelează cu feedback termic:

$$I_{ds}(V_{gs}, V_{ds}, T) = f(V_{gs}, V_{ds}) \cdot [1 - \alpha(T - T_0)]$$

unde α este coeficientul de sensibilitate termică.

Rezultatul este o instabilitate termică dinamică, ce poate produce:

- deriva punctului de lucru
- oscilații neliniare parazite
- degradare ireversibilă a joncțiunii

Metode de analiză și reducere a efectelor

- design termic optim (layout cu trasee de disipare, substraturi cu conductivitate ridicată)
- thermal vias și heat spreaders
- feedback termic activ în polarizare

- simulări termice 3D + HB neliniar cuplate
- compensare termică în bias network
- modele compacte cu parametri dependenți de temperatură

Integrarea acestor analize în faza de proiectare este esențială pentru obținerea circuitelor performante, stabile și reproductibile.

2.4.4. Analiza distribuită

Analiza distribuită este una dintre cele mai importante distincții dintre electronică clasică și CMM. În circuitele clasice de joasă frecvență, presupunem că toate componentele (rezistențe, inductanțe, capacități) sunt concentrate într-un punct al circuitului. Aceasta se numește analiză cu parametri concentrați.

Dar la frecvențe de ordinul GHz, această presupunere nu mai e valabilă, pentru că lungimea fizică a conductorilor devine comparabilă cu lungimea de undă electromagnetică.

Atunci, nu mai putem spune că toată tensiunea și curentul sunt aceleași de-a lungul unui fir sau al unui traseu, ele variază continuu în spațiu.

În acest caz, folosim analiza distribuită:

- tensiunea și curentul depind de poziție x și de timp t ,
- liniile de transmisie sunt tratate ca medii distribuite,
- parametrii R, L, G, C sunt raportați pe unitatea de lungime ($\Omega/m, H/m, S/m, F/m$).

Modelarea distribuită – ecuațiile de undă

Pentru o linie de transmisie (sau o interconexiune CMM), scriem:

$$\frac{\partial V(x, t)}{\partial x} = -(R + j\omega L)I(x, t)$$

$$\frac{\partial I(x, t)}{\partial x} = -(G + j\omega C)V(x, t)$$

Acestea sunt ecuațiile telegrafiștilor - baza teoriei liniei distribuite.

Prin derivare, obținem ecuația de undă:

$$\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} = \gamma^2 V, \quad \text{unde } \gamma = \alpha + j\beta$$

unde:

- α = atenuare [Np/m]
- β = constantă de fază [rad/m]

Tabel 5. Diferențe esențiale față de analiza cu parametri concentrați

Caracteristică	Analiză concentrată	Analiză distribuită
Domeniu	joasă frecvență (kHz – MHz)	microunde (GHz)
Modelare	Componente R, L, C separate	parametri R', L', G', C' per unitate de lungime
Variabile	Tensiune și curent uniforme în noduri	V(x), I(x) variază de-a lungul liniei
Efecte fizice	neglijabile (reflexii, întârzieri)	dominante (reflexii, faze, unde staționare)
Reprezentare	circuite concentrate	linii de transmisie, ghiduri de undă, microstripuri
Analiză	legi Kirchhoff	ecuațiile telegrafiștilor / undelor

Într-un circuit integrat monolitic de microunde, traseele metalice, legăturile dintre elemente și substratul nu mai sunt simple „fire”, ci linii de transmisie integrate (microstrip, coplanar waveguide, stripline, etc.).

Astfel:

- fiecare segment de conductor are lungime efectivă comparabilă cu $\lambda/4$ sau $\lambda/2$;
- pot apărea reflexii, pierderi, deplasări de fază;
- impedanța nu mai este un număr fix, ci variază cu poziția și frecvența;
- pentru adaptare (matching), se folosesc rețele distribuite, nu doar LC.

Tabel 6. Exemple de structuri distribuite în CIMM-uri

Structură	Descriere	Rol
Microstrip	linie metalică pe un substrat dielectric	interconectare între blocuri
Coplanar waveguide (CPW)	linie între două planuri de masă paralele	bună izolare și integrare
Stub $\lambda/4$	linie de transmisie lungime $\lambda/4$	echivalent cu o reactanță LC
Cavitate rezonantă	segment de linie rezonant la o frecvență	filtrare / acord
Linii de întârziere (delay lines)	linii distribuite lungi	ajustare de fază

În software-uri ca ADS, HFSS, AWR, fiecare traseu metalic sau microstrip este modelat prin parametri distribuți (R' , L' , G' , C'), analizat prin s-parametri în funcție de frecvență și optimizat pentru adaptare de impedanță și fază.

De exemplu, o linie de $\lambda/4$ deschisă se comportă ca o inductanță la o frecvență și alta de $\lambda/4$ scurtcircuitată se comportă ca o capacitate. Prin controlul lungimii și lățimii se ajustează caracteristica de impedanță și fază.

La frecvențe de GHz chiar și o rezistență sau o capacitate integrată prezintă comportament de linie. Componentele discrete devin elemente distribuite parțial (au inductanță de legătură, capacități parazite, întârziere). Din aceste considerente, fiecare CIMM se proiectează cu simulări electromagnetice (EM), nu doar circuitale.

Modelare concentrată

În cazul regimului concentrat, circuitul „vede” doar valori instantanee, V_{in} , R , L , C , V_{out} . Totul e instantaneu, fără întârziere. Tensiunea și curentul se propagă cu viteză limitată, reflexii, faze:

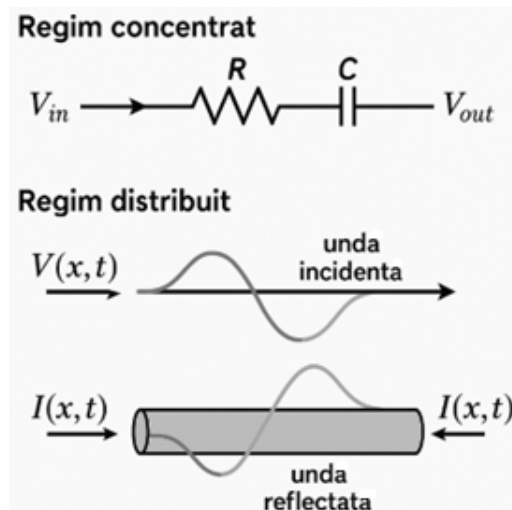
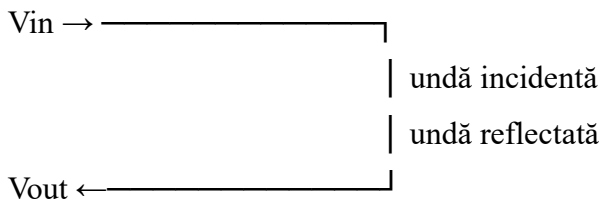


Fig 5. Analiza concentrată vs. cea distribuită, cu o linie de transmisie și variația tensiunii/curentului de-a lungul ei

2.5. Pierderile și efectele parazite

Chiar dacă tehnologia este foarte performantă, pierderile și efectele parazite au o influență majoră asupra comportamentului real al circuitului la frecvențe de ordinul GHz. În regim de microunde componentele și interconexiunile nu mai pot fi considerate ideale. Există pierderi electromagnetice, conductoare, dielectrice, se manifestă efecte parazite (inductanțe, capacități, cuplaje, rezonanțe). Toate acestea influențează câștigul, zgomotul, stabilitatea, adaptarea circuitului.

Tipuri principale de pierderi în CIMM

a) Pierderi în conducție (conduction losses) - apar în metalizările CIMM (aur, aluminiu, cupru). Sunt datorate efectului pelicular (skin effect) - curentul se concentrează la suprafața conductorului. Rezultatul se manifestă prin creșterea rezistenței efective cu frecvența.

$$R_{ac} = R_{dc} \cdot \frac{\delta_0}{\delta(f)} = R_{dc} \cdot \sqrt{\frac{f}{f_0}}$$

unde $\delta(f)$ este adâncimea de pătrundere a curentului. Ca și consecință, are loc atenuare crescută pe linii, ce se traduce prin scădere de câștig și putere.

b) Pierderi dielectrice (dielectric losses) - se produc în substratul semiconductor (GaAs, GaN, SiGe) sau în stratul izolator. Se datorează conductivității finite și polarizării imperfecte a dielectricului. Sunt caracterizate prin tangenta de pierdere:

$$\tan \delta = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

Are loc disiparea de energie în substrat, apare fenomenul de încălzire și scăderea randamentului.

c) Pierderi de radiație (radiation losses) - traseele microstrip (sau coplanare) se comportă ca antene parțiale. La frecvențe înalte și dimensiuni comparabile cu $\lambda/4$, radiază în aer. Provoacă pierderi de putere și cuplaje electromagnetice între linii. Apar fenomene de instabilitate, diafonie, modificări de fază.

d) Pierderi prin contact și interconexiune – au loc la interfața dintre straturi metalice, contacte ohmice imperfecte, la firele bonding (în module hibride) ce determină inductanță și rezistență parazită. În final, are loc reducerea câștigului și distorsiuni.

Tabel 7. Efecte parazite majore în CIMM

Efect parazit	Descriere	Consecință practică
Capacități parazite	între linii, pad-uri, substrat	schimbă impedanța, apar rezonanțe

Inductanțe parazite	în legături și trasee metalice	defazaj, reflexii, instabilitate
Cuplaj electromagnetic (EM coupling)	între linii adiacente	diafonie, transfer de energie nedorit
Efect de substrat	curenți paraziți în stratul semiconductor	pierderi suplimentare, zgomot crescut
Rezonanțe interne	în cavități sau trasee $\lambda/2$	neuniformitate în banda de frecvență
Efecte termice	disipare locală în tranzistoare	modifică parametrii S, zgomotul și stabilitatea
Efect de piele (skin effect)	curent concentrat la suprafață	rezistență crescută, pierderi de putere

Ca exemple tipice avem tranzistor FET CIMM ce prezintă capacități gate-source și gate-drain parazite (C_{gs} , C_{gd}) ce limitează banda de câștig (apare efectul feedback capacitiv din care poate rezulta instabilitate), linia microstrip ce prezintă pierderi dielectrice plus pierderi în conductor (au loc variații ale impedanței datorită toleranțelor tehnologice, lățime, grosime) și rețeaua de adaptare $\lambda/4$ ce poate deveni recombinantă sau rezonantă dacă lungimea reală este diferită de valoarea exactă $\lambda/4$, efectele parazite modificând faza și adaptarea.

Modelarea efectelor parazite

În analiza distribuită se includ R', L', G', C' pe unitate de lungime și în simulare (ADS, HFSS, CST) se calculează α_c (pierderi în conductor), α_d (pierderi dielectrice), α_r (pierderi radiație). Pentru componente discrete (în CIMM-uri integrate) se adaugă elemente parazite în schema echivalentă, cum ar fi rezistențe în serie, inductanțe de conexiune, capacități spre substrat. Se obțin modele de tip π sau T echivalente extinse.

Tabel 8. Cum se reduc pierderile și efectele parazite

Metodă	Explicație
Alegerea substratului cu pierderi reduse (GaAs, AlN)	scade $\tan\delta$
Metale de bună conductivitate (Au, Cu)	reduc efectul pelicular
Linii cât mai scurte, cu lățime optimă	reduc atenuarea
Ecranare și planuri de masă	reduc cuplajul EM
Simulare electromagnetică 3D (EM co-simulation)	identifică rezonanțe și diafonie

Rețele de adaptare corect dimensionate ($\lambda/4$)	minimizează reflexiile
Polarizare termică controlată	menține stabil parametrii tranzistorului

Tabel 9. Consecințe în parametrii de performanță

Parametru	Cum este afectat de pierderi/paraziți
S11 / S22 (reflexie)	devin mai slabe → adaptare degradată
S21 (câștig)	scade → pierderi conductorice/dielectrice
NF (zgomot)	crește → pierderi suplimentare în intrare
K (stabilitate)	poate scădea → apar oscilații la frecvențe parazite
Fază	distorsionată → comportament neideal în rețele fazate

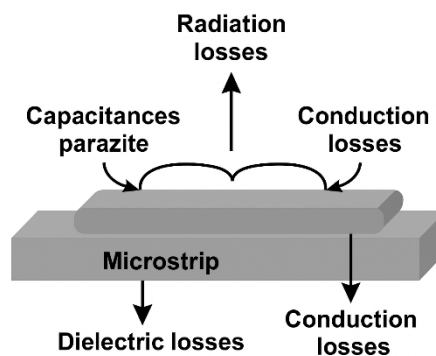


Fig 6. Pierderi și efecte parazite (linia microstrip, pierderi în conductor, în substrat, radiație și capacități parazite între trasee)

2.5.1. Reflexie pe suprafețe metalice

Fenomenul de reflexie a undelor electromagnetice la interfața cu un conductor perfect sau un metal real este fundamental pentru toate tehnologiile de microunde și frecvențe înalte. Ghidurile de undă, cavitățile rezonante, antenele, reflectoarele, liniile coaxiale și nenumărate componente pasive se bazează pe modul în care undele sunt reflectate, refractate, absorbite, conduse, ghidate, la contactul cu suprafețe metalice sau dielectrice.

La frecvențe de microunde, conductorii nu mai pot fi descriși ideal. Apar fenomene precum efectul de peliculă (skin effect), pătrunderea câmpului electromagnetic în metal, reflexii incomplete, pierderi ohmice distribuite și are loc apariția modurilor de propagare în ghiduri. Toate acestea conduc la un comportament complex, ce trebuie înțeles în mod riguros.

Un conductor perfect reflectă întreaga undă incidentă, fără pierderi și fără întârziere suplimentară. Condiția de frontieră este:

$\vec{E}_{tangential} = 0$ la suprafața metalului

De aici rezultă că unda reflectată are aceeași amplitudine cu unda incidentă și faza undei se schimbă cu 180° (inversare de semn).

Formula generală a coeficientului de reflexie electrică este:

$$\Gamma = (Z_2 - Z_1) / (Z_2 + Z_1)$$

Pentru un conductor perfect $Z_2 = 0 \Rightarrow \Gamma = -1$, ceea ce înseamnă că întreaga energie este reflectată, nu există undă transmisă și apare doar unda reflectată, cu inversare de fază.

În cazul comportamentului real metalul are conductivitate finită. Niciun metal nu este perfect. Chiar și argintul (conductivitatea maximă) prezintă pierderi ohmice, pătrunderea foarte redusă a câmpului (efect skin), un coeficient de reflexie apropiat de -1 , dar nu exact egal.

Pentru metale reale, impedanța de suprafață este:

$$Z_s = (1 + j) \sqrt{\frac{\omega \mu}{2\sigma}}$$

unde σ = conductivitatea, $\omega = 2\pi f$ și μ = permeabilitatea.

Coeficientul de reflexie devine $\Gamma = (Z_s - Z_0) / (Z_s + Z_0)$. Pentru că $|Z_s| \ll Z_0$, se obține $\Gamma \approx -1 + \epsilon$, o pierdere prin absorbție mică, dar nenulă.

2.5.2. Efectul de peliculă (skin effect)

La frecvențe mari, curenții electrici sunt împinși către suprafața conductorului.

Adâncimea de pătrundere în metal este:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}}$$

Ceea ce înseamnă că la creșterea frecvenței, δ scade proporțional cu $1/\sqrt{f}$, curentul concentrându-se într-un strat foarte subțire. Rezistența conductorului crește, pierderile ohmice cresc și reflexiile devin mai puțin ideale. Un exemplu tipic este al cuprului, pentru care la 10 GHz, $\delta \approx 0.65 \mu m$.

2.5.3. Ghiduri de undă

Un ghid de undă este o structură metalică (de obicei secțiune rectangulară sau circulară) care transportă energie electromagnetică prin reflexii interne succesive. Unda electromagnetică lovește pereții interni metalici și este reflectată repetat, producând un mod de propagare stabil. Într-un ghid de undă câmpurile nu sunt uniforme, există distribuții complexe ale modurilor și

apar moduri TE (Transversal Electric), TM (Transversal Magnetic), uneori TEM (rar în ghiduri metalice solide)

Moduri de propagare în ghiduri:

- moduri TE (Transversal Electric) - câmpul electric NU are componentă longitudinală, este modul cel mai des întâlnit (TE₁₀ în ghid rectangular)

- moduri TM (Transversal Magnetic) - câmpul magnetic nu are componentă longitudinală

Pentru ghid rectangular, frecvența de tăiere este dată de formula:

$$f_{c_{mn}} = \frac{1}{2\sqrt{\mu\epsilon}} \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}$$

unde a, b sunt dimensiunile ghidului și m, n sunt indici de mod. Ghidul de undă nu poate propaga frecvențe sub frecvența de tăiere.

Pentru modul fundamental TE₁₀, $f_c = c/2a$. Dacă un ghid are dimensiunea $a = 22.86$ mm (standard WR90): $f_c \approx 6.56$ GHz. Înseamnă că sub 6.56 GHz unda este atenuată rapid în timp ce peste această valoare unda se propagă

Impedanța de undă în ghiduri

Pentru mod TE:

$$Z_{TE} = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}}$$

Pentru mod TM:

$$Z_{TM} = Z_0 \sqrt{1 - \left(\frac{f_c}{f}\right)^2}$$

La frecvența de tăiere impedanța devine infinită (TE) sau zero (TM), modul nu poate exista ceea ce rezultă în transmisie nulă.

Reflexii în ghiduri de undă

În interiorul ghidurilor reflexiile la pereții metalici sunt aproape totale. Undele staționare apar dacă sarcina nu este adaptată. Coeficientul de reflexie depinde de mod și de sarcină

$\Gamma = \frac{Z_L - Z_{TE}}{Z_L + Z_{TE}}$. Acesta determină fenomenul de undă staționară, pozițiile nodurilor și ventrelelor, pierderi suplimentare și transfer ineficient de putere

Pierderi în ghiduri de undă

Chiar dacă reflexiile sunt aproape totale, pierderile reale apar din pierderi ohmice prin efect skin, din pierderi prin radiație la discontinuități, pierderi dielectrice dacă ghidul conține un dielectric, pierderi prin rugozitatea pereților, pierderi la colțuri sau îndoiri, pierderi prin excitație moduri nefundamentale. Reflexia pe suprafețe metalice și propagarea în ghiduri de undă sunt procese fundamentale pentru tehnologiile de microunde. În realitate reflexia nu este perfectă, pierderile sunt inevitabile, undele prezintă moduri complexe, impedanța depinde de frecvență, ghidurile funcționează doar peste o anumită frecvență de tăiere.

Înțelegerea acestor aspecte permite proiectarea eficientă a filtrelor, antenelor, duplexoarelor, rezonatorilor, multiplexoarelor, amplificatoarelor cu unde ghidate.

2.5.4. Absorbția în materiale dielectrice și încălzirea controlată

Materialele dielectrice, deși sunt considerate în general izolatoare, interacționează puternic cu câmpurile electromagnetice, în special la frecvențe ridicate (RF, microunde, millimeter-wave).

Această interacțiune produce absorbția energiei electromagnetice, care este transformată în căldură prin mecanisme moleculare și dipolare.

Acest fenomen este esențial în încălzirea prin microunde, procese industriale (uscare, sinterizare, topire controlată), aplicații biomedicale (diatermie, ablație RF), senzori de umiditate și permittivitate, tehnologia materialelor și tratamente termice localizate.

Atunci când un material dielectric este expus la un câmp electric variabil în timp, moleculele sale încearcă să se orienteze în direcția câmpului. Acest proces se numește polarizare. Există mai multe tipuri de polarizare:

- polarizare electronică (deplasarea norului electronic)
- polarizare ionică
- polarizare dipolară (orientațională) – dominantă în încălzirea RF/microunde
- polarizare interfacială (Maxwell-Wagner)
- relaxare dipolară (importantă la frecvențe ridicate)

Dacă moleculele nu pot ține pasul cu variația rapidă a câmpului (frecvență mare), ele întârzie, pierd energie prin frecare internă și generează căldură prin relaxare termică.

Materialele dielectrice sunt caracterizate prin permitivitatea complexă $\epsilon = \epsilon' - j\epsilon''$, unde ϵ' este componenta stocată (energie electrică) și ϵ'' este componenta pierdută (absorbție înseamnă încălzire). Raportul dintre ele definește factorul de pierdere dielectrică:

$$\tan(\delta) = \frac{\epsilon''}{\epsilon'}$$

Cu cât $\tan(\delta)$ este mai mare, cu atât dielectricul absoarbe mai multă energie și se încălzește mai repede.

Atunci când câmpul electric oscilează, moleculele dielectricului se orientează alternativ în două direcții. Acest proces provoacă ciocniri intermoleculare, frecare dipolară și relaxare termică. Energia pierdută se transformă în $P = \omega\epsilon''|E|^2$, unde P este puterea disipată în volum (W/m^3), $\omega = 2\pi f$ și $|E|$ = amplitudinea câmpului electric.

În procesele industriale și biomedicale, scopul nu este doar încălzirea, ci încălzirea controlată, adică distribuție uniformă sau localizată a temperaturii, evitarea carbonizării sau degradării, viteza optimă a procesului, controlul temperaturii în timp real, efect termic predictibil și repetabil.

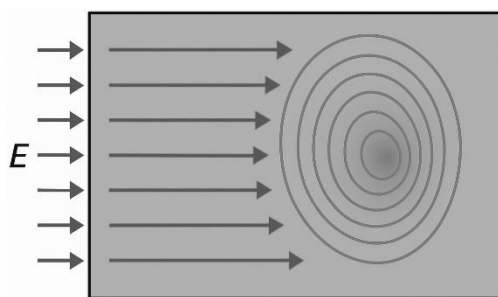


Fig 7. Încălzire prin distribuție a câmpului electric în dielectric

Factori care influențează absorbția și încălzirea:

- frecvența câmpului electromagnetic - dielectricul prezintă o frecvență optimă la care absorbția e maximă (de exemplu, apa la 2.45 GHz).
- permitivitatea materialului - materialele cu ϵ'' mare se încălzesc mai bine (apă, alcool, lichide polare, materiale umede, materiale biologice)
- dimensiunea și forma obiectului - rezultă distribuții de câmp neuniforme → încălzire neuniformă.
- geometria camerei de încălzire
- prezența undelor staționare poate crea puncte fierbinți și zone reci.
- conducția termică a materialului - materialele cu conductivitate termică slabă se încălzesc rapid, dar neuniform.

Tabel 10. Exemple de materiale puternic absorbante

Material	ϵ'	ϵ''	$\tan \delta$	Observații
----------	-------------	--------------	---------------	------------

Apă	78–80	12–14	~0.15	Încălzire foarte eficientă
Lemn umed	5–10	0.5–1	0.1	Absorbant, depinde de umiditate
Ceramici	4–10	0.01–0.1	foarte variabil	Posibilă sinterizare cu microunde
Materiale plastice	2–3	<0.01	foarte slab	Nu se încălzesc direct

Aplicații industriale ale absorbției dielectrice includ încălzire prin microunde (cuptoare industriale, topire materiale plastice, activarea adezivilor, încălzirea materialelor compozite), sinterizare de ceramică și pulberi (fără contact, încălzire rapidă și uniformă), uscare de materiale (hârtie, textile, lemn, materiale alimentare), procese chimice asistate de microunde (creșterea vitezei reacțiilor chimice).

Între aplicații biomedicale remarcăm diatermie RF (încălzire terapeutică a țesuturilor), ablație RF/microunde (distrugerea țesutului tumoral, generarea de căldură localizată în zone mici) sau (și nu numai) hipertermie controlată (încălzirea tumorilor la 41–45°C pentru radiosensibilizare).

Încălzirea controlată nu este lipsită de provocări, incluzând apariția punctelor fierbinți, controlul adâncimii de penetrare a undei, detectarea temperaturii în timp real (fără contact), adaptarea puterii RF, materiale cu distribuție neuniformă a umidității, schimbarea parametrilor dielectrice odată cu temperature.

Absorbția în dielectrice și încălzirea controlată este un fenomen complex, dependent de proprietăți materiale, frecvență, câmp electric și geometrie. Înțelegerea și modelarea adecvată permit utilizarea strategică a undelor electromagnetice în industrie, medicină și tehnologia materialelor.

2.5.5. Dispersia și rezonanța dielectrică

În frecvențe de microunde, comportamentul materialelor dielectrice devine puternic dependent de frecvență. Pentru Circuitele Integrate Monolitice de Microunde, utilizarea și modelarea precisă a materialelor dielectrice este esențială pentru proiectarea liniilor de transmisie (microstrip, CPW, stripline), optimizarea rezonatorilor și filtrelor, dezvoltarea senzorilor dielectrice, caracterizarea substraturilor (GaAs, GaN, SiC, InP).

Două fenomene esențiale ale dielectricelelor la microunde sunt dispersia dielectrică și rezonanța dielectrică. Ambele influențează propagarea undelor, pierderile, câștigul și zgomotul în componentele CIMM.

Dispersia dielectrică reprezintă dependența permitivității dielectrice de frecvență ($\epsilon(\omega) = \epsilon'(\omega) - j\epsilon''(\omega)$). Componenta reală determină viteza de propagare a undelor și influențează lungimea de undă, impedanța liniei, parametrii S în timp ce componenta imaginară determină pierderile dielectrice, deci încălzirea materialului și afectează Q-ul rezonatorilor și zgomotul circuitelor.

Dispersia apare din întârzierea mecanică și moleculară a polarizării. Principalele mecanisme sunt:

- polarizare electronică
- polarizare ionică
- polarizare dipolară (relaxare Debye) – dominantă în RF/microunde
- rezonanțe interne moleculare (oscilații rotaționale/vibraționale)
- dispersie Maxwell–Wagner în materiale neomogene/compozite

Cel mai important model pentru microunde este modelul Debye, $\epsilon(\omega) = \epsilon_\infty + \frac{\epsilon_s - \epsilon_\infty}{1 + j\omega\tau}$, unde ϵ_s este permitivitatea statică, ϵ_∞ este permitivitatea la frecvențe foarte mari și τ este timpul de relaxare dielectrică. Un maxim al pierderilor apare când $\omega\tau = 1$. În jurul acestei frecvențe, materialul încălzește intens și pierderile variază mult în banda microundelor. Acest fenomen este exploatat în senzori și măsurători.

Rezonanța dielectrică

Un material izolator, atunci când este excitat cu un câmp EM, poate intra în rezonanță datorită modurilor proprii de vibrație moleculară sau datorită geometriei rezonatorului dielectric. Ca tipuri de rezonanță cunoaștem rezonanța moleculară (EM interacționează cu dipoli naturali) și rezonanța geometrică (materialul funcționează ca un rezonator dielectric).

Un rezonator dielectric (DR) este un volum de dielectric cu permitivitate mare. Prezintă un Q ridicat (mai mare decât microstrip), dimensiuni reduse ($\lambda/\sqrt{\epsilon_r}$), este sensibil la variații minime ale $\epsilon'(\omega)$, este ideal pentru oscilatoare și filtre. Sunt folosiți la oscilatoare controlate în tensiune, la senzori dielectrics fără contact, la stabilizarea frecvenței în oscilatoare CMM.

Tehnici de măsurare pe microunde ale dispersiei / rezonanței

Metode standard industriale:

- metoda cu ghid de undă / linie coaxială. Se măsoară parametrii S ai unei secțiuni de material introdus într-un ghid (extragere ϵ' și ϵ'' prin metode Nicolson-Ross-Weir), aplicabilă în gama 1–100 GHz)

- metoda cu cavitate rezonantă. Materialul introdus schimbă frecvența de rezonanță și factorul de calitate.

- metoda cu rezonator dielectric (DR), ideală pentru materiale cu pierderi foarte mici (low-loss).

- metode bazate pe linii microstrip în CMM. Se fabrică linii test pe chip (linie scurtă, linie lungă, linii cu dielectrice diferite) după care, comparând parametrii S extragem ϵ_{eff} și pierderile.

Senzori dielectrici integrați în CMM:

- Senzori bazați pe microstrip - frecvența de rezonanță depinde de ϵ_r : $f_0 = \frac{1}{2L\sqrt{\epsilon_r C}}$. Dacă dielectricul se schimbă, f_0 se modifică.

- Senzori cu rezonator dielectric (DR Sensor) - Foarte sensibili la medii cu permitivitate variabilă.

- Sensor electromagnetic cu rezonanță microstrip - ideali pentru măsurarea umidității, concentrațiilor, compoziției materialelor

- Senzori evanescenti - folosesc câmpul evanescent în CPW pentru detectarea biomoleculelor, detecția materialelor dielectrice cu pierderi mici

Dispersia și rezonanța dielectrică sunt fenomene fundamentale la microunde. Ele permit realizarea unor senzori extrem de sensibili, integrați pe CMM. Parametrii dielectrice (ϵ' , ϵ'') influențează direct propagarea undelor și performanțele circuitelor. Măsurătorile moderne se bazează pe linii de transmisie, cavități, rezonatori și senzori integrați CMM. Tehnicile sunt critice în caracterizarea materialelor, aplicații industriale, biomedicale și IoT.

3. Proiectarea și producția CIMM

Circuitele Integrate Monolitice de Microunde nu pot fi proiectate fără a se cunoaște îndeaproape constrângerile de producător. În general proiectarea se face de către o companie care solicită altei companii (foundry) producerea unui circuit integrat. Pentru ca producerea unui astfel de circuit integrat să poată fi realizabilă, este nevoie de conlucrare între companii. Constrângerile tehnologice ale companiei producătoare (foundry) trebuie cunoscute de către compania ce proiectează un CIMM, pentru ca proiectul să devină realizabil. Nesincronizarea acestor informații face ca proiectul să rămână doar la nivel teoretic sau riscă funcționări la limită, cu rată mare de eșec în funcționare. Nu orice proiect proiectat și simulat pe calculator, poate fi realizat datorită limitărilor tehnologice de foundry.

În cazul foundry-urilor moderne, particularități specifice se află în:

- stackup-ul metalizărilor,
- opțiuni de via/grounding,
- PDK (process design kit = structura de layere + elemente microstrip/CPW parametrice).

Un flux tipic de proiectare a CIMM include următorii pași:

1. Selectezi procesul (ex. GaAs pHEMT pentru LNA/driver, GaN HEMT pentru PA de putere mare).
2. Încarci PDK-ul în ADS/AWR:
 - ai simboluri parametrice pentru tranzistoare (multi-finger, W total, număr de degete, etc.),
 - ai bibliotecă de componente pasive (MIM cap, rezistențe, bobine spiralate, linii microstrip/CPW),
 - ai verificări: DRC în layout, LVS/extracție (unde e disponibil).
3. Simulezi:
 - semnal mic (parametrii S, stabilitate, zgomot),
 - semnal mare (HB: P1dB, PAE, intermodulație),
 - eventual electro-termic (mai comun în GaN; unele foundry-uri pun accent pe integrarea termică în PDK).
4. Layout cu celule/layere specifice procesului.
5. DRC/LVS (treci de verificări) → apoi tape-out (GDS).
6. MPW sau producție + măsurători on-wafer; apoi recalibrare de model dacă e cazul (în limitele permise).

Mai jos sunt prezentate repere necesare a fi cunoscute de la/despre fabricant (foundry) în momentul în care se proiectează un CIMM. Informațiile fundamentale despre tehnologia de proces sunt primele lucruri pe care le afli despre un foundry și definesc ce este posibil fizic.

Foundry-ul trebuie să specifice clar **tipul de tehnologie**, regăsit în informații precum materialul semiconductor folosit: GaAs, GaN, InP, SiGe, tipul de dispozitiv activ (MESFET, pHEMT / mHEMT, HBT, GaN HEMT), domeniul de aplicații țintă: LNA, PA, driver, switch, mmWave și oricare alte informații pe care fabricantul le consideră necesare. Fără aceste informații nu se cunosc ce tensiuni sunt permise, ce nivel de putere este realist, ce frecvențe pot fi abordate.

Între parametri tehnologici cheie trebuie amintiți lungimea minimă a porții L_g , grosimea stratului activ, mobilitatea purtătorilor, breakdown voltage (BV_{ds} , BV_{gs}) (tensiunea maximă drenă-sursă pe care tranzistorul o poate suporta fără străpungere în regiunea de drenă), limitele termice. Acești parametri definesc limitele fizice ale tranzistorului, f_T , f_{max} , P_{max} , NF_{min}

Fără PDK (Process Design Kit) nu există proiectare CIMM reală. PDK-ul este pachetul oficial furnizat de foundry și conține tot ce leagă teoria de fabricație.

Esențiale sunt:

- modele de semnal mic: parametri S , g_m , d_s , C_{gs} , C_{gd} , C_{ds} , modele dependente de polarizare, folosite pentru stabilitate, împerechere, zgomot, câștig

- modele de semnal mare: pentru simulări armonice, P1dB, PAE, IP3, clipping, compresie, fiind critice pentru: PA, drivere, mixere

- modele de zgomot: NF_{min} , R_n , Γ_{opt} , indispensabile pentru LNA, front-end RF

Foundry-ul spune cum se construiește un tranzistor din număr de degete, lățime per deget, ce combinații sunt permise/nerecomandate, fiind extrem de important pentru stabilitate, distribuția curentului, fiabilitate. Un CIMM NU înseamnă doar tranzistor. PDK-ul trebuie să includă rezistențe (sheet resistance, toleranțe), condensatori MIM / MOM, inductoare spiralate, linii de transmisie (microstrip, CPW, stripline). Fiecare element trebuie să aibă model electric, model EM sau parametric, domeniu de validitate în frecvență.

Foundry-ul oferă număr de straturi metalice, grosimi, distanțe, permitivitatea dielectricilor. Fără stackup nu poți calcula impedanțe, nu poți face matching corect (adaptare), nu poți rula EM corect.

Regulile de layout DRC și LVS reprezintă zona unde mulți „teoreticieni” se opresc, dar în practică este critică.

DRC (Design Rule Check) include distanțe minime între layere, lățimi minime/maxime, suprapuneri permise, reguli speciale pentru porți, treceri (VIA), punți în aer (air-bridge). Nici un circuit nu poate fi fabricat fără DRC.

LVS (Layout Versus Schematic) verifică dacă layout-ul corespunde schematicului și detectează conexiuni lipsă, erori de net, dispozitive greșite.

Foundry-ul furnizează:

- deck LVS (Layout Versus Schematic) – este setul de reguli și fișiere care îi spun unei aplicații EDA cum să verifice dacă layout-ul corespunde schematicului

- maparea simbol-layout – este regula care confirmă că un simbol din schematic corespunde exact unui anume tip de structură din layout

PDK include grosime de substrat, permitivitate, pierderi, efecte de substrat, fiind absolut necesar pentru simulări de compatibilitate electromagnetică, stabilitate la GHz/unde milimetrice, cross-talk.

Foundry-ul trebuie să specifice ce elemente se simulează EM, ce elemente rămân circuit-level, ce tool-uri sunt suportate (ADS Momentum, HFSS, Sonnet).

Date de fiabilitate și limitări

Foarte des ignorate în educație, dar critice industrial sunt limitele de operare cum ar fi tensiunile maxime continue, curenții maximi, temperaturile maxime.

Sunt de asemenea necesare informații despre derating și lifetime. Derating reprezintă utilizarea unui dispozitiv sub limitele maxime absolute pentru a prelungi durata de viață. Este o regulă de proiectare utilă. Valorile maxime nu sunt valori sigure, sunt valori la limita funcționării corecte. Lifetime este durata medie de funcționare a dispozitivului înainte de defectare, în condiții date precum tensiunea, curentul, temperatura, regimul de RF. Cel mai des se exprimă ca MTTF (mean time to failure) și se exprimă în ore sau ani. Acest parametru nu garantează o perioadă de funcționare, nu indică momentul exact după câte ore se defectează un dispozitiv. Mecanismele care determină acest parametru sunt termice (auto-încălzirea, degradarea interfețelor, defecte în cristal), electrice și fizice (stres mecanic, delaminare, electromigrare).

Un foundry oferă grafice MTTF vs. V_{ds} , I_d , T_j , zone sigure de operare (SOA) și reguli de derating pentru un anumit timp de viață țintă (de ex. 10 ani). Oferă reguli de derating, MTTF estimat, electromigrare, informații despre efecte datorate electronilor cu energie cinetică mare. Fără aceste informații este posibil ca un design să funcționeze dar riscă să moară prematur.

Informațiile de fabricație și livrare includ formatul GDS acceptat, straturile obligatorii, convențiile de denumire, toleranțe tehnologice, programarea MPW (dacă există), dimensiuni maxime de die.

În concluzie, pentru a proiecta un CIMM ai nevoie de la foundry:

- tehnologia exactă
- PDK complet (active + pasive)
- modele de semnal mare/mic + zgomot
- stackup + substrat
- DRC + LVS
- reguli de fiabilitate
- suport EM

Fără oricare din acestea, proiectarea este incompletă sau nesigură.

3.1. Exemple de fabricatori (foundry)

3.1.1. Fabricatorul WIN Semiconductors

WIN Semiconductors este prezentat ca furnizor de servicii de foundry CIMM (GaAs HBT/pHEMT, și alte tehnologii din portofoliu) pe pagini web de parteneriat EDA (electronic design automation) și în comunicările lor publice. În literatura tehnică recentă apar CIMM-uri fabricate pe procese WIN (ex. GaAs pHEMT) în contexte LNA/mmWave, ceea ce indică utilizare activă în comunitate.

În funcție de compania ce deține un foundry, și de anvergura și tipul/vârsta tehnologiilor, informațiile despre limitările producătorilor de CIMM sunt partajate parțial sau complet cu publicul. În general, informațiile publice sau semi-publice pot fi regăsite pe pagina web a producătorului (foundry), în broșuri de proces (capabilități generale, domenii de frecvență, clase de tehnologii), în exemple de PDK suportate în anumite unelte EDA (ADS/AWR) la nivel de listă/capabilități sau în articole, lucrări și aplicații care menționează procesul folosit.

Există materiale publice care descriu faptul că WIN furnizează servicii de foundry pentru HBT/pHEMT și PDK-uri asociate fluxului de proiectare (de tip „front-to-back”).

Controlat (cont de client), de regulă sub NDA (do not disclosure agreement), oferit clienților, se pun la dispoziție informații despre:

- setul complet de DRC/LVS (reguli exacte de layout)
- modelele detaliate (de semnal mic, de semnal mare, de zgomot) pe toată plaja de polarizare (toate combinațiile relevante de V_{GS} și V_{DS} în care dispozitivul poate funcționa realist, sigur și util)
- fișierele de stackup/EM calibrate, substrat exact, biblioteci complete de celule (setul de componente cu care ai voie să construiești circuitul)
- ghiduri de fiabilitate/derating, detalii de proces cu sensibilitate competitivă (derating = folosirea intenționată a tehnologiei sub stresul maxim posibil. Fabricatorul cunoaște foarte bine

unde apar mecanismele de degradare (hot-electron effects, electromigrare, self-heating), la ce combinații de tensiune, curent și temperatură acestea accelerează. Din aceste date (obținute prin testare accelerată), foundry-ul stabilește reguli de derating. Ghidurile de fiabilitate sunt documentele care traduc fizica degradării în reguli de proiectare. Derating pentru designer înseamnă informații despre valori recomandate cum ar fi tensiune („deși procesul suportă 20 V, pentru 10 ani lifetime folosește max. 12–14 V.”), curent („nu depăși 60–70% din curentul maxim absolut.”), temperatură de joncțiune („deși $T_{j,max} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$, proiectează pentru $\leq 130\text{ }^{\circ}\text{C}$.”). Aceste valori nu sunt arbitrare. Ele corespund unui target de fiabilitate (ex. 10^5 – 10^6 ore).

3.1.2. Fabricatorul (foundry) Plessey

În cazul fabricatorului Plessey, tranzistoarele FET sunt realizate pe GaAs cu lungimi ale grilelor până la $0,5\text{ }\mu\text{m}$ și împământare prin VIA, cu aplicații de până la 20GHz. Structura unui astfel de tranzistor MESFET este prezentată în figura următoare. Este o structură cu poartă π . Numărul de benzi ale porții (N) poate fi 1, 2, 4, 6 iar lățimea fiecărei benzi poate lua valori între $50\text{ }\mu\text{m}$ și $175\text{ }\mu\text{m}$ cu pas de $1\text{ }\mu\text{m}$. Există configurații standard desemnate prin numărul de benzi și lățimea unei benzi, cum ar fi 4x75 FET ce înseamnă un FET cu 4 benzi de poartă, fiecare având o lățime de $75\text{ }\mu\text{m}$ ceea ce determină o lungime perimetrică de $300\text{ }\mu\text{m}$. Aceste configurații sunt celule standard în librăria de celule.

Modelele de semnal mic pentru FET sunt prezentate în diverse forme:

- circuite echivalente cu valori fixe pentru o geometrie dată și un punct fix de polarizare (I_{dss} , 50% I_{dss} , 20% I_{dss} pentru $V_{ds}=5\text{V}$).

- modele liniare, scalabile, dependente de polarizare. Aceste modele acoperă dispozitivele cu 1, 2, 4 sau 6 benzi de grilă. Unitatea are o lățime ce poate varia între $50\text{ }\mu\text{m}$ și $175\text{ }\mu\text{m}$, și curentul de polarizare poate varia între 10% și 100% din I_{dss} , pentru o valoare a V_{ds} de 5V.

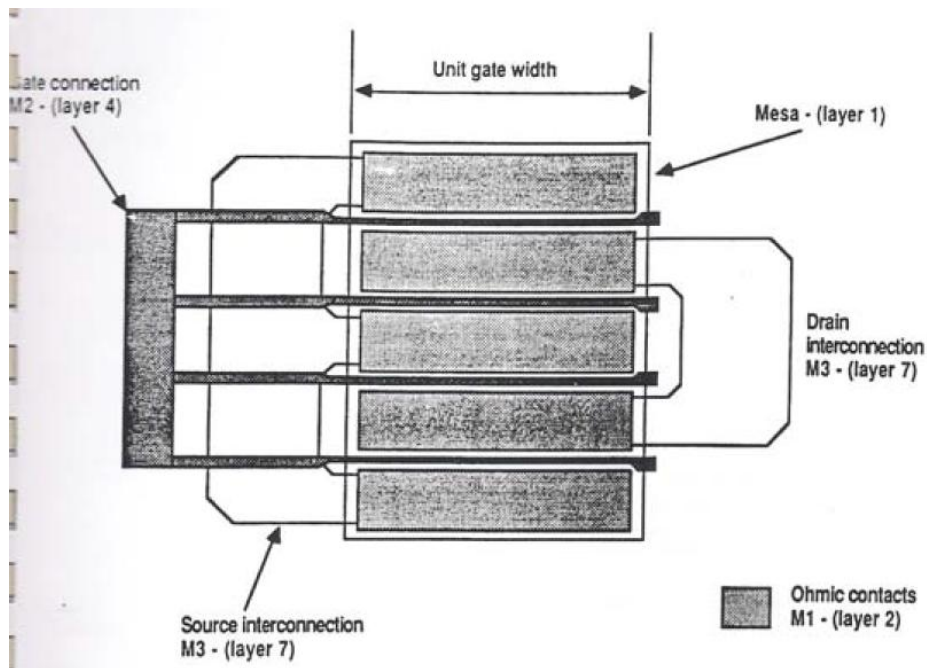


Figura . Structura de bază MESFET cu poartă π

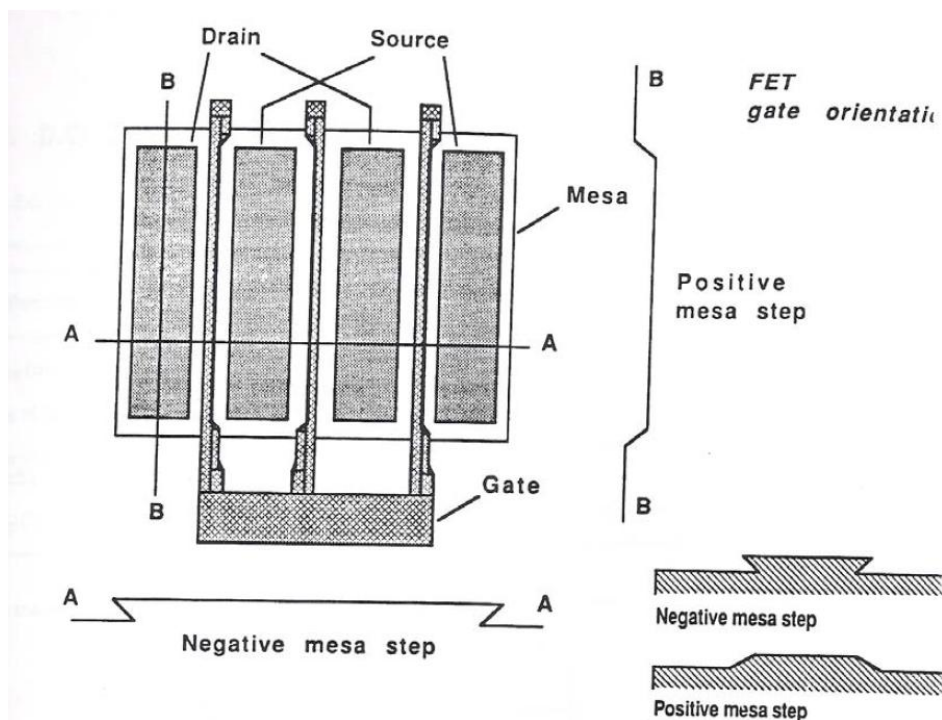
Se pune la dispoziție și structura de straturi pe care o poate procesa acest fabricator așa cum este dată în tabelul următor.

Tabel. Descrierea straturilor (layere-lor)

Layer 1 (Mesa)	izolarea electrică a ariilor active (FETuri și rezistoare)
Layer 2 (M1)	metalizarea pentru contacte ohmice. NU SE FOLOSEȘTE pentru interconexiuni
Layer 3 (Mesa)	rezistoare Mesa
Layer 4 (M2)	metalizarea Schottky pentru grila FET, electrodul inferior pentru condensatoare MIM, primul nivel de interconexiuni, condensatoare interdigitale
Layer 5 (nitride 1)	pasivizarea ariilor active a FET, dielectricul condensatoarelor MIM
Layer 6 (polymide)	dielectricul interstraturi pentru trecerile metalizate, dielectricul din condensatoarele MIM
Layer 7 (M3)	al doilea nivel de interconexiuni, bobinele, electrodul superior al condensatoarelor MIM, liniile de transmisiune, padurile de margine
Layer 8 (nitride 2)	încapsularea întregului circuit cu ariile de paduri exterioare lăsate libere
Layer 9	definirea geometriei de poartă pentru FET de 0,5/0,7 μm

Layer 10	definieste extinderea ariei active a circuitului
Layer 11 (VIA)	definieste trecerile VIA prin GaAs
Layer 12 (aliniere)	doar implantare selectivă pentru a defini amplasarea corectă a implantărilor ulterioare
Layer 13 (implant 1)	definieste aria pentru prima implantare selectivă
Layer 14 (implant 2)	definieste aria pentru a doua implantare selectivă

În figura următoare este dat layoutul unui FET cu geometrie a grilei în π . Aria activă a FET este definită în layer 1 mesa, cu contacte ohmice de drenă și sursă realizate la nivelul M1 de metalizări (layer 2). Grila este definită în metalizările M2 (layer 4). FET-ul este pasivizat cu nitrură (layer 5). Interconexiunile de la contactele ohmice, sursă, drenă și poartă sunt făcute utilizând metalizarea M3 (layer 7).



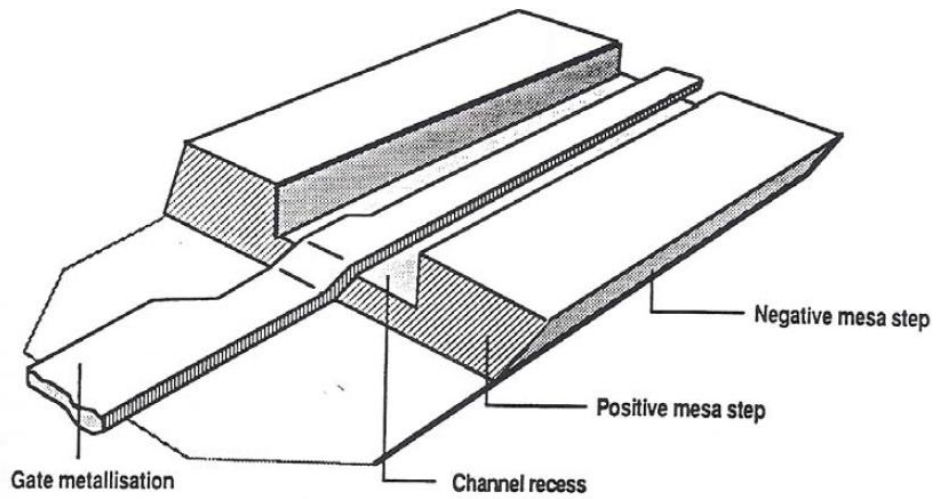


Figura . Detaliu de layout MESFET

Setul tipic de carcteristici I/V ale unui FET de 300 μm este prezentat în figura următoare.

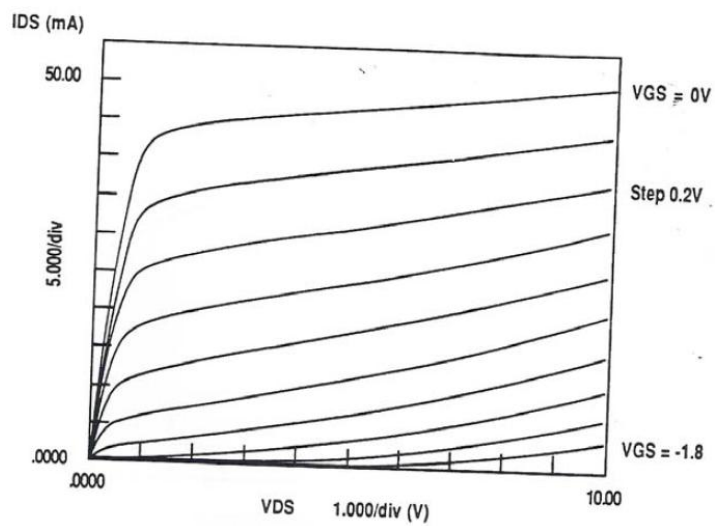


Figura . Setul tipic de carcteristici I/V ale unui FET de 300 μm

În figura următoare este dată dependența transconductanței de curentul de drenă.

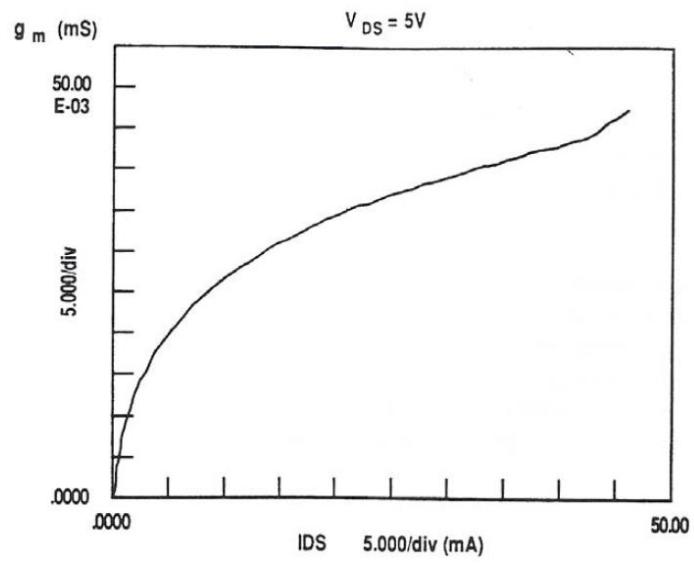


Figura . Dependența transconductanței de curentul de drenă

4. Componente utilizate în CIMM

4.1. Componente pasive utilizate în CIMM

În CIMM-uri, termenul „componentă pasivă” nu înseamnă doar un simbol ideal din schemă. Fiecare rezistor, condensator sau bobină este:

- o structură fizică 2D/3D realizată prin straturi tehnologice (mesa, metalizări, dielectrice),
- dispersivă în frecvență,
- parazitată inevitabil (capacități, inductanțe, rezistențe distribuite),
- puternic dependentă de layout.

De aceea, în CIMM:

- nu există „ $R = 1 \text{ k}\Omega$ ideal” sau „ $C = 1 \text{ pF}$ ideal”,
- aproape orice pasiv devine un element distribuit peste o anumită frecvență,
- valorile sunt mai greu de obținut și mai puțin precise decât în circuite discrete.

4.1.1. Rezistoare

Rezistoarele sunt absolut esențiale în:

- polarizarea tranzistoarelor (gate, drain),
- stabilizarea amplificatoarelor RF,
- circuite de feedback,
- atenuatoare integrate,
- rețele de adaptare broadband,
- senzori de curent sau elemente de detecție.

Sunt 2 tipuri uzuale de rezistori în CIMM, pentru fiecare caz existând contacte ohmice. În CIMM, ele sunt mai degrabă elemente funcționale decât de precizie.

a) Rezistoare pe film subțire (NiCr, TaN, etc.)

Este tipul cel mai utilizat în CIMM datorită preciziei lor ridicate și a coeficientului termic scăzut. Ei sunt realizați prin depunerea unui strat metalic special peste stratul de pasivizare al cipului. Sunt depuse ca strat subțire rezistiv, mult mai controlabile. Construcția lor este ”deasupra” substratului, ceea ce înseamnă că au o capacitate parazită față de masă mai mică decât rezistorii integrați în semiconductor. Layout-ul lor este de obicei un dreptunghi simplu cu

două contacte metalice groase (gold pads) la capete. Materialele comune din care sunt realizate sunt nitrura de tantal (TaN) (este standardul industrial. Oferă o stabilitate excelentă și este foarte rezistent la coroziune. De obicei, are o rezistență de strat R_{\square} între 50 și 100 Ω/\square) sau nichel-crom (NiCr) (utilizat pentru aplicații unde se dorește un coeficient de temperatură foarte apropiat de zero).

Avantaje:

- toleranțe mai bune,
- stabilitate termică superioară,
- zgomot mai redus.

Limitări:

- valori maxime limitate,
- curent maxim redus,
- cost tehnologic mai mare.

b) Rezistori de strat activ

Acești rezistori sunt realizați folosind proprietățile rezistive ale stratului semiconductor propriu-zis (de exemplu, stratul de tip "n" în GaAs). Ei nu necesită depunerea unui material metalic suplimentar, ci folosesc dopajul existent al wafer-ului.

Rezistența de strat este mult mai mare, adesea între 300 și 1000 Ω/\square . Acest lucru îi face ideali pentru valori mari ale rezistenței ocupând un spațiu mic.

Sunt însă foarte dependenți de temperatură și de tensiune (efect de non-liniaritate). La curenți mari, aceștia se pot comporta ca niște dispozitive de limitare a curentului, ceea ce poate fi un dezavantaj în circuitele de precizie.

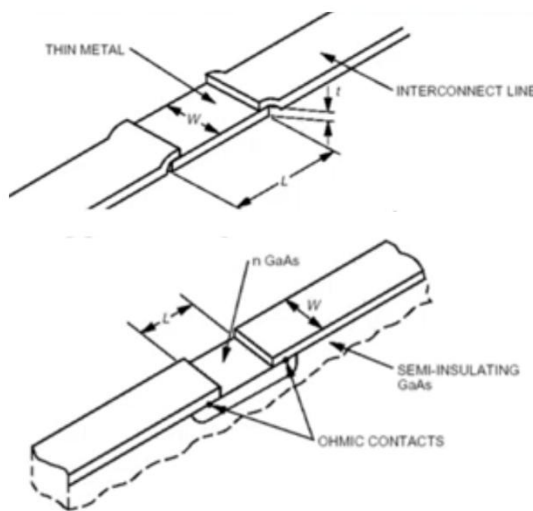
Modul în care este desenat un rezistor influențează direct parașitiile acestuia la frecvențe de GHz. Avem astfel diverse tipologii de layout cum ar fi:

- **rezistorul dreptunghiular simplu** - este cea mai sigură formă. Lățimea (W) este determinată de curentul maxim (pentru a evita arderea), iar lungimea (L) rezultă din valoarea rezistenței dorite.

- **rezistorul de tip "mesa"** sau "island" - în tehnologia GaAs, rezistorul activ este adesea izolat pe o "insulă" de material semiconductor. Proiectantul trebuie să fie atent la distanța dintre această insulă și restul circuitului pentru a evita cuplajele parazite.

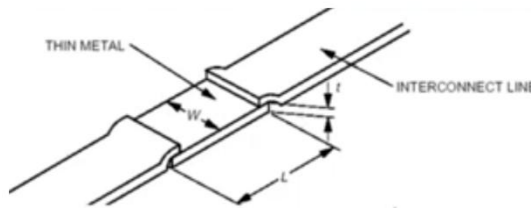
- **rezistorul simetric** (split resistor) - la frecvențe de unde milimetrice (peste 30 GHz), un singur rezistor lat poate prezenta moduri de propagare transversale. În acest caz, se preferă împărțirea lui în două rezistoare paralele mai înguste, plasate simetric față de linia de transmisie. Această tehnică menține echilibrul câmpului electromagnetic.

Resistor în substrat este realizat pe bază de GaAs ce încorporează un canal GaAs dopat cu impurități de tip n. Nu se depune un material ca în cazul filmului subțire ci se folosește impurificarea în profunzime a substratului, pentru a produce efect de rezistor.



Fiecare tip de rezistor are avantaje și dezavantaje. Din punct de vedere constructiv, dăm atenție la suprafața ocupată de către rezistor, câți mm^2 formează o rezistență de o anumită valoare. Materialul rezistiv este caracterizat din punct de vedere a rezistivității în ohmi/suprafață deoarece un rezistor pe o suprafață de $20 \times 20 \mu\text{m}^2$ are aceeași rezistență cu a unui rezistor ce ocupă $100 \times 100 \mu\text{m}^2$. $R = \rho L/t$, unde ρ este rezistivitatea materialului, L este lungimea și t este lățimea. Diferența o dă puterea electrică pe care o poate fiecare din cele 2 suprafețe rezistive manevra. De aici apare și un parametru important în proiectarea CIMMurilor și anume curentul maxim.

Rezistoarele obținute prin depunere de film subțire folosesc în general 2 tipuri de metale compozite și anume fie Nichrome (NiCr) fie tantalum nitride (TaN). În mod tipic avem 20 sau $50 \Omega/\text{unitatea de suprafață}$. Care este totuși curentul maximal pentru rezistori? În mod uzual aceste materiale pot suporta curenți de $0,5 \text{ A}/\mu\text{m}$. Dacă am avea de exemplu o suprafață cu lățimea de $10 \mu\text{m}$, acesta ar putea suporta un curent de 5mA de-a lungul său. Un curent de, de exemplu, $4 \text{ mA}/\mu\text{m}$ nu este sigur. Câteodată suntem tentați să spunem greșit că nu trecem curent continuu prin rezistor, ci doar semnal de radiofrecvență. Semnalul de radiofrecvență conține de asemenea valori medii pătratice a amplitudinii semnalului (RMS), valori ale curentului ce vor produce căldură, ce se traduce în final prin efecte termice pe rezistor.



Rezistoarele care sunt realizate în substrat pot lucra în general cu mai multă putere, dar au dezavantajul că valoarea rezistenței nu este constantă, este funcție de mobilitatea electronilor, deci sunt sensibile cu variația temperaturii. Avantajul principal este o rezistență de până la câteva sute de ohmi/suprafață, foarte util pentru realizarea de rezistențe de decuplare de valori mari. Sunt, de asemenea, simplu de realizat.

Parametrul fundamental furnizat de "foundry" (producătorul de wafer-uri) este rezistența de strat, notată cu R_{\square} (R-square), măsurată în Ω/\square (Ohmi pe pătrat). Această valoare este independentă de dimensiunea pătratului: un pătrat de $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$ are aceeași rezistență ca unul de $10 \mu\text{m} \times 10 \mu\text{m}$. Formula de bază pentru calculul unui rezistor dreptunghiular este:

$$R = R_{\square} \cdot \frac{L}{W}$$

unde L este lungimea rezistorului (direcția de curgere a curentului) și W este lățimea rezistorului.

Condiții de proiectare și constrângeri

Atunci când proiectăm un rezistor în layout, trebuie să respectăm câteva reguli critice pentru a asigura funcționarea corectă:

- densitatea de curent: fiecare material are o limită maximă de curent (ex. $0.5 \text{ mA}/\mu\text{m}$ de lățime). Dacă rezistorul este prea îngust pentru curentul de polarizare (DC), acesta se va arde prin electromigrare.

- disiparea termică: rezistoarele transformă energia în căldură. Trebuie calculată puterea disipată pe unitatea de suprafață (W/mm^2) pentru a evita distrugerea substratului sau modificarea valorii rezistenței prin efect termic.

- efectul de margine (fringing): la frecvențe mari, curentul nu este distribuit perfect uniform. De asemenea, contactele metalice de la capete adaugă o rezistență de contact mică, dar care trebuie luată în calcul în designul de înaltă precizie.

Exemplu de calcul numeric 1: rezistor de polarizare (bias resistor)

Să presupunem că avem nevoie de un rezistor de 500Ω pentru rețeaua de polarizare a porții unui tranzistor.

Date de proces:

- $R_{\square} = 50 \Omega/\square$.
- cerință de curent: rezistorul trebuie să suporte un curent maxim de 10 mA.
- limită densitate curent: $0.4 \text{ mA}/\mu\text{m}$.

Pașii de calculare:

- calculul lățimii minime (W): pentru a suporta 10 mA, lățimea trebuie să fie $W_{min} = \frac{10 \text{ mA}}{0,4 \text{ mA}/\mu\text{m}} = 25 \mu\text{m}$

- calculul lungimii (L): folosind formula rezistenței:

$$500 = 50 \cdot \frac{L}{25}$$
$$\frac{L}{25} = 10 \Rightarrow L = 250 \mu\text{m}$$

Rezistorul va avea dimensiunile $250 \mu\text{m} \times 25 \mu\text{m}$. Este un rezistor lung, care va avea o inductanță parazită considerabilă, dar acest lucru este adesea acceptabil în rețelele de polarizare.

Exemplu de calcul numeric 2: rezistor de terminație (50Ω)

În circuitele RF, rezistoarele de 50Ω sunt folosite pentru terminarea liniilor de transmisie. Aici, performanța la frecvență este crucială, deci rezistorul trebuie să fie cât mai mic posibil (compact). Ca și informație de proces avem $R_{\square} = 100 \Omega/\square$. Cerința este de a proiecta o rezistență de 50Ω cu paraziți minimi la 40 GHz.

Pașii de calcul sunt următorii:

- calculul raportului de aspect:

$$\frac{L}{W} = \frac{R}{R_{\square}} = \frac{50}{100} = 0,5$$

Aceasta înseamnă că lățimea W trebuie să fie de două ori mai mare decât lungimea L.

- alegerea dimensiunilor: dacă alegem $L = 10 \mu\text{m}$ (o valoare mică pentru a minimiza inductanța), atunci

$$W = 2 \cdot L = 20 \mu\text{m}$$

- verificarea la frecvență: la 40 GHz, un rezistor de $20 \mu\text{m}$ lățime poate prezenta o capacitate parazită față de substrat. Pentru a reduce acest efect, uneori se folosesc două rezistoare de 100Ω în paralel ($L=W$), plasate simetric față de linia de transmisie.

De evitat la proiectarea rezistoarelor:

- rezistoare de tip "serpentină": pentru a obține valori mari (ex. 5 kΩ), proiectanții sunt tentați să deseneze rezistorul sub formă de zig-zag. În CMM, acest lucru trebuie evitat deoarece colțurile creează cuplaje capacitive și inductanțe parazite masive care fac rezistorul imprevizibil la frecvențe înalte. Dacă este absolut necesar, brațele trebuie distanțate la cel puțin 3 x W.

- proximitatea față de traseele RF: rezistoarele nu trebuie plasate prea aproape de liniile de semnal sensibile, deoarece materialul rezistiv poate absorbi energia electromagnetică, crescând pierderile de inserție ale liniei.

- subdimensionarea termică: evitați să faceți rezistoarele de putere prea mici. Chiar dacă densitatea de curent este respectată, un rezistor prea mic pe un substrat cu conductivitate termică slabă (ca GaAs) se poate supraîncălzi, ducând la o derivă a valorii rezistenței.

Model electric real al unui rezistor CMM

Un rezistor CMM nu este doar un R ideal. Modelul său include:

- rezistență principală R,
- capacități parazite față de substrat Csub
- inductanță serie Ls
- rezistențe de contact.

Model echivalent simplificat:

$$Z(j\omega) = R + j\omega L_s + 1/(j\omega C_{sub})$$

La frecvențe de microunde:

- rezistorul nu mai este pur rezistiv,
- apare comportament inductiv sau capacitiv,
- banda utilă este limitată.

Calculul **rezistenței termice** pentru un rezistor într-un CMM este un pas critic în asigurarea fiabilității. Spre deosebire de componentele discrete, căldura generată în stratul subțire al unui rezistor de pe un cip trebuie să fie disipată prin substratul semiconductor (GaAs sau GaN), care are o conductivitate termică mult mai scăzută decât cuprul sau aluminiul. Dacă un rezistor se supraîncălzește, acesta își poate schimba valoarea (coeficient de temperatură), se poate oxida sau, în cazuri extreme, poate duce la delaminarea metalizării, distrugând întregul circuit integrat.

Rezistența termică reprezintă opoziția unui material față de fluxul de căldură. Analogia cu legea lui Ohm este directă: diferența de temperatură (ΔT) este produsul dintre puterea disipată

(P_d) și rezistența termică (R_{th}): $\Delta T = T_{max} - T_{baza} = P_d \times R_{th}$, unde T_{max} este temperatura la suprafața rezistorului (cea mai fierbinte zonă), T_{baza} este temperatura la baza cipului (temperatura mediului sau a carcasei) și P_d este puterea disipată în rezistor (calculată ca I^2R sau U^2/R).

Pentru un rezistor de formă dreptunghiulară cu lungimea L și lățimea W , situat pe un substrat de grosime H , calculul rezistenței termice depinde de modul în care căldura se propagă (spread) prin material. O formulă simplificată (bazată pe modelul de propagare la 45 de grade) pentru un rezistor unde suprafața este mult mai mare decât grosimea este

$$R_{th} = \frac{1}{k} \cdot \frac{H}{L \cdot W}$$

Totuși, pentru rezistoare mici, trebuie să luăm în calcul difuzia termică laterală. O formulă mai precisă utilizată în CIMM este:

$$R_{th} \approx \frac{1}{k \cdot (L + H) \cdot (W + H)} \cdot H$$

unde k este conductivitatea termică a substratului exprimată în $W/(m \times K)$ unde W este unitatea de putere (legată de fluxul de căldură), m este unitatea de lungime (reprezentând grosimea materialului) și K (Kelvin) este unitatea de temperatură (legată de diferența de temperatură), cu valori aproximative:

- GaAs $\approx 44 W/(m \times K)$
- GaN pe SiC $\approx 120-400 W/(m \times K)$
- Si (siliciu) $\approx 150 W/(m \times k)$

Exemplu de calcul numeric 1: rezistor pe GaAs.

Să presupunem că avem rezistorul de terminare de 50Ω calculat, cu dimensiunile $L = 20 \mu m$ și $W = 40 \mu m$. Cipul are o grosime standard $H = 100 \mu m$ și este fabricat pe GaAs. Rezistorul disipă o putere de $100 mW$ ($0,1 W$).

- identificarea parametrilor: $P_d = 0,1 W$, $k_{GaAs} = 44 \times 10^{-6} W/(\mu m \times K)$ (conversie din m în μm), $H = 100 \mu m$, $L = 20 \mu m$, $W = 40 \mu m$.

- calculul R_{th} (cu modelul de difuzie)

$$R_{th} = \frac{100}{44 \cdot 10^{-6} \cdot (20 + 100) \cdot (40 + 100)}$$

$$R_{th} = \frac{100}{44 \cdot 10^{-6} \cdot 120 \cdot 140} = \frac{100}{0,739} \approx 135,3 K/W$$

- calculul creșterii de temperatură (ΔT)

$$\Delta T = 0,1W \cdot \frac{135,3K}{W} = 13,53^\circ C$$

Dacă baza cipului este la 25°C, suprafața rezistorului va ajunge la aproximativ 38.5°C. Aceasta este o valoare foarte sigură.

Exemplu de calcul numeric 2: rezistor subdimensionat

Dacă am fi forțat același 100 mW într-un rezistor mult mai mic, de $L = 5 \mu\text{m}$ și $W = 10 \mu\text{m}$:

$$R_{th} = \frac{100}{44 \cdot 10^{-6} \cdot (5 + 10) \cdot (10 + 100)} = \frac{100}{0,508} \approx 196,8 \text{ K/W}$$
$$\Delta T = 0,1 \text{ W} \cdot \frac{196,8 \text{ K}}{\text{W}} = 19,68^\circ \text{C}$$

Deși creșterea pare mică, dacă acest rezistor este plasat lângă un tranzistor de putere care ridică temperatura locală a bazei la 85°C, rezistorul va lucra la peste 104°C, ceea ce poate scurta durata de viață a materialului rezistiv (TaN).

Pentru a menține integritatea termică a layout-ului CIMM, trebuie să evităm următoarele erori:

- efectul de proximitate: nu plasați rezistoare de putere unul lângă celălalt. "Sfera de căldură" a fiecăruia se va suprapune, creând un punct fierbinte mult mai intens decât cel calculat individual.

- substraturi prea subțiri: deși subțierea cipului la 50μm ajută la performanța RF (vias mai scurte), aceasta reduce masa termică și capacitatea de difuzie a căldurii.

- utilizarea straturilor de pasivizare groase: nitrura de siliciu depusă peste rezistor are o conductivitate termică foarte proastă. Dacă rezistorul este "îngropat" sub prea multe straturi de protecție, căldura rămâne blocată la suprafață.

4.1.2. Condensatoare

Condensatoarele sunt utilizate pentru decuplare RF / bypass, blocarea componentelor DC, cuplaj între etaje, acord fin în circuite RF, rețele de adaptare, filtre integrate.

În CIMM, obținerea unei valori „mari” de capacitate este dificilă, motiv pentru care se folosesc topologii speciale.

În proiectarea circuitelor integrate monolitice de microunde (CIMM), condensatoarele nu sunt doar simple rezervoare de sarcină, ci structuri geometrice complexe integrate direct pe substratul semiconductor (GaAs, GaN sau SiGe). Calculul acestora necesită o înțelegere profundă a interacțiunii dintre straturile metalice și dielectricii utilizați.

Cele două tipuri dominante de condensatoare utilizate în CIMM sunt **condensatorul MIM** (Metal-Insulator-Metal) și **condensatorul interdigital**. Fiecare răspunde unor nevoi diferite de frecvență și valoare capacitivă.

Condensatorul MIM este cel mai răspândit tip de condensator în CIMM datorită densității mari de capacitate pe unitatea de suprafață. Structura sa seamănă cu un „sandviș”: un strat metalic inferior (de obicei Metal 1), un strat subțire de dielectric depus prin PECVD (Plasma Enhanced Chemical Vapor Deposition), frecvent Nitrură de Siliciu (Si_3N_4), și un strat metalic superior.

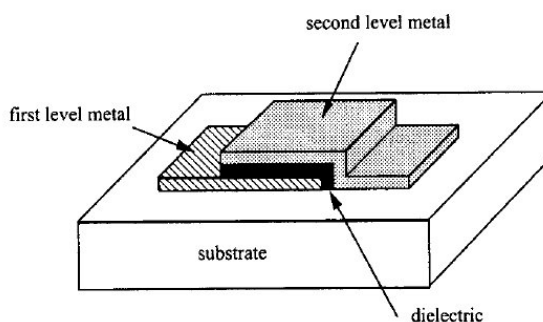


Fig 8. Exemplu de condensator MIM

Pentru proiectare sunt necesare anumite condiții:

- grosimea dielectricului (d) - este un parametru critic stabilit de procesul tehnologic (foundry). O grosime mai mică oferă capacitate mai mare, dar scade tensiunea de străpungere (breakdown voltage). Valorile tipice sunt între 100 nm și 300 nm.
- permitivitatea relativă (ϵ_r) - pentru Si_3N_4 , (ϵ_r) este aproximativ 7.
- frecvența de operare - la frecvențe foarte înalte, dimensiunea fizică a condensatorului trebuie să fie mult mai mică decât lungimea de undă ($\lambda/10$) pentru a evita comportamentul de element distribuit.

Pentru frecvențe joase și medii, se folosește modelul condensatorului cu plăci paralele:

$$C = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{A}{d} = \epsilon_0 \epsilon_r \frac{W \cdot L}{d}$$

unde

- A - aria suprapunerii celor două zone metalice,
- d - grosimea dielectricului,
- $\epsilon_0 \approx 8,854 \times 10^{-12}$ F/m (permitivitatea vidului)

Exemplu de calcul: Să presupunem că avem nevoie de un condensator de decuplare (bypass) într-un etaj de polarizare, unde valoarea trebuie să fie de aproximativ 10 pF.

- date de proces: $d=200$ nm (2×10^{-7} m), $\epsilon_r=7$
- calcul arie: $A = \frac{C \cdot d}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{10 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^{-7}}{8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 7} \approx 32,26 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2$

- dimensiuni geometrice: dacă considerăm un condensator pătrat, latura $L = \sqrt{32260\mu m^2} \approx 180\mu m$

- un astfel de condensator este considerat mare ca dimensiune în CIMM și poate prezenta pierderi semnificative la frecvențe mari, fiind ideal doar pentru decuplare DC.

Avantajele condensatoarelor MIM includ factor Q ridicat, stabilitate bună, model predictibil dar pe de altă parte prezintă limitări precum valori limitate (de obicei pF) și ocupație mare de suprafață pentru valori mari.

Proiectarea și calculul unui condensator MIM (Metal-Insulator-Metal) la frecvențe mari (RF) și foarte mari (microunde/unde milimetrice) se îndepărtează de simpla formulă a condensatorului plan, deoarece elementele parazite încep să domine comportamentul componentei. La aceste frecvențe, condensatorul nu mai este un element "punctual", ci o structură distribuită.

Din cauza inductanței serie L_s , condensatorul prezintă o rezonanță serie. Capacitatea pe care o "vede" circuitul la o frecvență de operare f este mai mare decât cea geometrică: $C_{eff} = \frac{C_{geom}}{1 - (2\pi f)^2 L_s C_{geom}}$, unde L_s este inductanța serie a plăcilor metalice și a conexiunilor. Această formulă arată că, pe măsură ce frecvența f crește spre frecvența de rezonanță, valoarea capacității crește asimptotic, transformându-se ulterior în inductanță.

Condiții de proiectare la frecvențe mari:

- raportul de aspect (aspect ratio): pentru a minimiza inductanța serie L_s , se preferă condensatoare "scurte și late" în raport cu direcția de propagare a semnalului, sau alimentarea lor prin multiple puncte de contact.

- frecvența de auto-rezonanță (f_{SR}): regula de aur este ca f_{SR} să fie de cel puțin 2-3 ori mai mare decât frecvența de lucru a circuitului.

- grosimea dielectricului: de obicei fixată de procesul tehnologic (ex: 2000 Å de Si_3N_4). O grosime mai mare scade capacitatea dar crește factorul de calitate Q și tensiunea de străpungere.

- pierderile în dielectric ($\tan\delta$): la frecvențe foarte mari, pierderile în nitrura de siliciu devin semnificative, generând căldură.

Exemplu 1 de calcul numeric: Condensator de cuplaj la 10 GHz (Bandă X).

Presupunem că avem un proces CIMM pe GaAs cu următoarele date:

- dielectric: nitrură de siliciu ($\epsilon_r=7$)

- grosime dielectric: $d = 200 \text{ nm} = 0.2 \mu m$

- inductanță parazită estimată: $L_s \approx 20 \text{ pH}$ (valoare tipică pentru layout mic)

Cerință: Avem nevoie de o capacitate efectivă $C_{\text{eff}} = 1$ pF la 10 GHz.

- calculăm factorul de dimensiune datorat inductanței la 10 GHz: $1 - (2\pi \times 10^{10})^2 \times C_{\text{geom}} \approx 1 - 0,079$

- pentru frecvențe de 10 GHz, diferența este mică, deci putem aproxima $C_{\text{geom}} \approx 0,93$ pF.

- calculăm aria: $A = \frac{C_{\text{geom}} \cdot d}{\epsilon_0 \epsilon_r} = \frac{0,93 \cdot 10^{-12} \cdot 0,2 \cdot 10^{-6}}{8,854 \cdot 10^{-12} \cdot 7} \approx 3 \cdot 10^{-9} \text{ m}^2 = 3000 \text{ } \mu\text{m}^2$. Ca dimensiune,

ar fi un pătrat perfect cu latura de $55 \mu\text{m}$

Exemplu 2 de calcul numeric: Condensator la 60 GHz (Unde Milimetrice - V-Band)

La 60 GHz, efectul inductanței este masiv. Folosim același proces, dar L_s este acum critică.

Cerință: Avem nevoie de $C_{\text{eff}} = 0,5$ pF la 60 GHz.

- analizăm numitorul formulei C_{eff} : dacă am proiecta geometric pentru 0,5 pF, termenul $(2\pi f)^2 \times L_s \times C_{\text{geom}} = (2\pi \times 60 \times 10^9)^2 \times 20 \times 10^{-12} \times 0,5 \times 10^{-12} \approx 1,42$

- rezultat critic: deoarece termenul este > 1 , numitorul devine negativ. Asta înseamnă că la 60 GHz, un condensator de 0,5 pF cu inductanță de 20 pH nu mai este un condensator, ci s-a transformat deja într-o inductanță (a trecut de punctul de rezonanță).

- soluție de proiectare: pentru a obține 0,5 pF la 60 GHz, trebuie să reducem drastic aria sau să schimbăm layout-ul pentru a reduce L_s sub 5 pH. Dacă reducem dimensiunea la $20 \times 20 \mu\text{m}$

($C_{\text{geom}} \approx 0,12$ pF), atunci $C_{\text{eff}} = \frac{0,12}{1 - (0,142 \cdot 0,12 / 0,5)} \approx$ valoare controlabilă.

La frecvențe foarte mari, nu proiectăm niciodată bazându-ne doar pe dimensiunea geometrică. Procedura corectă este determinarea valorii geometrice brute, extragerea inductanței parazite din layout, recalcularea C_{eff} folosind formula de rezonanță, urmat de simulare EM (electromagnetică) pentru a valida că componenta nu este prea aproape de auto-rezonanță.

Spre deosebire de MIM, **condensatorul interdigital** folosește un singur strat metalic. Acesta constă în „degete” metalice întrepătrunse, iar capacitatea rezultă din câmpul electric de dispersie (fringing field) dintre marginile degetelor. Sunt ușor de implementat, utile pentru reglaj fin, foarte dependente de layout.

Sunt frecvent folosite în adaptare în RF, circuite de acord, structuri broadband.

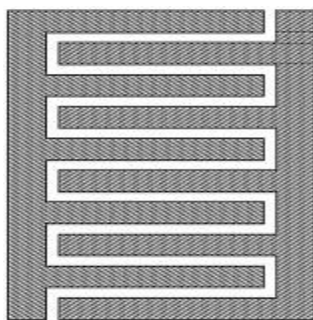


Fig 9. Reprezentare generică a unui condensator interdigital (IDC)

Condiții de proiectare:

- substratul: deoarece câmpul trece prin substrat, permitivitatea acestuia (ex. GaAs, $\epsilon_r \approx 12,9$) influențează direct valoarea.

- spațierea (gap - g): distanța dintre degete trebuie să fie minimă (limitată de rezoluția litografică a procesului, de obicei 1-5 μm) pentru a maximiza capacitatea.

- aplicație: se folosesc pentru valori foarte mici (sub 1 pF), în rețele de adaptare sau filtre, unde precizia este mai importantă decât densitatea.

Formula de calcul (Aproximarea lui Esfandiari): Calculul este complex deoarece implică funcții eliptice, dar o formulă simplificată pentru capacitatea totală este: $C = \frac{\epsilon_r + 1}{W} \cdot L \cdot [(N - 3)A_1 + A_2]$

unde

- n – numărul de degete

- L – lungimea degetului

- A_1, A_2 – constante dependente de raportul dintre lățimea degetului (W) și spațiul dintre ele (g)

Exemplu de calcul: Avem nevoie de un condensator de cuplaj de 150 fF (0.15 pF) pentru un amplificator la 30 GHz.

- configurație: alegem $N = 10$ degete, cu lățimea $W = 5 \mu\text{m}$ și spațierea $g = 5 \mu\text{m}$. Lungimea degetelor L va fi variabila noastră.

- regulă empirică: într-un proces standard pe GaAs, un condensator interdigital produce aproximativ 0.02 - 0.05 fF/ μm lungime totală de deget.

- calcul estimativ: dacă estimăm un randament de 0.3 fF/ μm de lungime a structurii (însușind toate degetele), pentru 150 fF avem nevoie de o lungime cumulată mare. Dacă folosim o aproximare mai directă: pentru $N=10$ și $L=100 \mu\text{m}$, obținem adesea valori în plaja 100-200 fF.

- design final: se va opta pentru $L \approx 80 \mu\text{m}$ pentru a atinge cei 150 fF, urmat obligatoriu de o simulare electromagnetica pentru a valida cuplajul cu planul de masă de pe spatele cipului.

Considerații și erori de evitat:

Când se calculează și proiectează layout-ul unor astfel de condensatoare, trebuie avute vedere următoarele aspecte tehnice:

- inductanța parazită: orice condensator MIM are o inductanță asociată dată de traseele de conectare. La frecvențe de peste 20 GHz, un condensator poate deveni inductiv dacă este prea lung. Din acest motiv, la frecvențe înalte, preferăm să conectăm condensatorul MIM la masă prin mai multe „vias” în paralel.

- densitatea de curent: în aplicațiile de putere, curentul RF care trece prin condensator poate fi considerabil. Trebuie verificat ca lățimea plăcii superioare a condensatorului MIM să fie suficientă pentru a nu se topi din cauza densității de curent (limita de electromigrare).

- efectul de margine: formulele simplificate prezentate mai sus nu iau în calcul „fringing fields”. În realitate, un condensator MIM va avea întotdeauna o capacitate cu 5-10% mai mare decât cea calculată pur geometric, din cauza liniilor de câmp care ies prin lateralele plăcilor.

- toleranțele de fabricație: grosimea stratului de nitrură (d) poate varia cu $\pm 10\%$ pe suprafața wafer-ului. Circuitul trebuie simulat în „worst-case scenarios” pentru a se asigura că variația capacității nu scoate proiectul din specificații.

4.1.3. Frecvența de auto-rezonanță

Frecvența de auto-rezonanță este frecvența până la care, teoretic, un condensator poate fi folosit în siguranță. Calcularea frecvenței de auto-rezonanță (Self-Resonant Frequency - SRF) este cel mai critic pas în validarea unui condensator CIMM, deoarece dincolo de această valoare, componenta își schimbă natura fundamentală, devenind inductivă. Pentru un condensator interdigital (IDC), acest fenomen apare din cauza inductanței parazite a degetelor metalice și a traseelor de conectare.

În regim de microunde, un condensator, de exemplu interdigital nu este doar o capacitate C. El este reprezentat de un circuit echivalent serie format din:

- C: capacitatea nominală proiectată (ex. 100 fF)
- L_s : inductanța serie parazită a degetelor și a liniilor de alimentare
- R_s : rezistența serie care determină pierderile (factorul de calitate Q).

Frecvența de auto-rezonanță este punctul în care reactanța capacitivă (XC) este egală în modul cu reactanța inductivă (XL):

$$\frac{1}{2 \cdot \pi f_{SR} \cdot C} = 2 \cdot \pi \cdot f_{SR} \cdot L_s$$

Din această egalitate, formula pentru f_{SR} devine:

$$f_{SR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L_s \cdot C}}$$

Pentru exemplul anterior al calculului condensatorului interdigital, proiectat pe GaAs, capacitatea nominală fiind de 150 fF, lungimea calculată a degetelor de aproximativ 80 μm , inductanța serie provine din lungimea degetelor și din ”bus-bar” (magistrala metalică ce colectează degetele).

Pentru o linie metalică pe GaAs, inductanța specifică este de aproximativ 0.6 până la 0.8 nH/mm pentru linii înguste. Deoarece avem mai multe degete în paralel, inductanța totală se reduce, dar lungimea de 80 μm și conexiunile de acces adaugă o valoare considerabilă. Pentru acest layout, o valoare realistă a inductanței serie extrase din modelele electromagnetice este de aproximativ $L_s \approx 35 \text{ pH}$ ($35 \times 10^{-12} \text{ H}$).

Aplicând formula pentru frecvența de auto-rezonanță, rezultă:

$$f_{SR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{35 \cdot 10^{-12} \cdot 150 \cdot 10^{-15}}}$$

$$f_{SR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{5,25 \cdot 10^{-24}}}$$

$$f_{SR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2,291 \cdot 10^{-12}} = \frac{1}{14,39 \cdot 10^{-12}} \approx 69,5 \text{ GHz.}$$

Deși calculul matematic ne indică o rezonanță la aproximativ 70 GHz, în proiectarea CMM trebuie să aplicăm o marjă de siguranță. Regula de utilizare este ca un condensator este considerat ”sigur” și predictibil până la o frecvență de maximum $0.5 \times f_{SR}$ sau cel mult $0.7 \times f_{SR}$ dacă modelul de simulare este foarte precis. Aplicând marja de siguranță de 50-60% din f_{SR} , acest condensator este ideal pentru aplicații în Banda K (18-27 GHz) și poate fi utilizat cu precauție în Banda Ka (27-40 GHz). La 60 GHz (V-Band) condensatorul este foarte aproape de rezonanță. Valoarea sa efectivă (C_{eff}) va fi mult mai mare decât cei 0.15 pF proiectați.

La frecvențe apropiate de SRF, valoarea capacității ”văzute” de circuit crește artificial (se apropie de infinit la rezonanță). Factorul de calitate Q scade puternic spre zero, ceea ce înseamnă pierderi de semnal masive și încălzirea cipului. Dacă frecvența circuitului trece de 70 GHz, condensatorul se va comporta ca o bobină, blocând semnalul în loc să îl cupleze.

Calculul C_{eff} la 30 GHz:

$$C_{eff} = \frac{C}{1 - \left(\frac{f}{f_{SR}}\right)^2} = \frac{0,15}{1 - \left(\frac{30}{69,5}\right)^2} \approx \frac{0,15}{1 - 0,186} \approx 0,184 \text{ pF.}$$

Observăm că la 30 GHz, condensatorul ”pare” a fi de 184 fF în loc de 150 fF, o eroare de 22% ce trebuie compensată scurtând degetele în layout-ul fizic.

Pentru degete de 80 μm , rezistența serie a metalului (R_s) devine și ea un factor. Dacă metalul (Aur) are o grosime de 2 μm , rezistența de strat este mică, dar la frecvențe mari intervine efectul pelicular (skin effect). Curentul va circula doar la suprafața metalului, crescând pierderile.

Constrângeri de layout pentru condensatoarele interdigitale

- nu plasați condensatoare lângă un tranzistor de putere mare fără o izolare termică, deoarece dilatarea substratului poate modifica spațierea de 5 μm (gap), modificând valoarea capacității.

- evitați să aveți planul de masă (ground plane) prea aproape pe fața superioară (coplanar), deoarece va crește capacitatea parazită către masă (C_p), scăzând și mai mult frecvența de rezonanță.

- dacă proiectul trebuie să funcționeze la frecvențe mai mari (de exemplu în banda W, peste 90 GHz), trebuie mărit SRF prin scurtarea degetelor: utilizarea mai multor degete scurte în locul câtorva degete lungi (reduce L_s), lărgirea magistralei de alimentare: reduce rezistența și inductanța de acces, eventual utilizarea condensatoarelor MIM deoarece la frecvențe extrem de mari, IDC-ul poate deveni prea mare fizic, iar un condensator MIM foarte mic ar putea oferi o inductanță parazită mai scăzută.

Constrângeri de layout pentru condensatoarele MIM

Deși condensatorul MIM pare superior din punct de vedere al frecvenței, el introduce riscuri specifice care trebuie evitate în layout:

- efectul de „step coverage”: metalul superior trebuie să treacă peste marginea dielectricului pentru a se conecta la restul circuitului. Dacă marginea dielectricului este prea abruptă, metalul se poate subția sau rupe. În layout, trebuie să asigurăm o zonă de suprapunere (overlap) suficientă.

- densitatea de curent (electromigrarea): deoarece condensatorul MIM este foarte mic, tot curentul RF trece printr-o secțiune îngustă de metal. Dacă proiectăm un amplificator de putere, un condensator de 22 μm s-ar putea topi. În acest caz, se preferă folosirea mai multor condensatoare MIM mici în paralel pentru a distribui curentul.

- capacitatea parazită la masă: placa inferioară a condensatorului MIM formează o capacitate parazită cu planul de masă de pe spatele cipului. Aceasta poate „fura” semnal din calea principală.

Pentru aceeași valoare a capacității, când alegem IDC și când alegem MIM?

- alegem IDC când avem nevoie de o valoare foarte precisă (ex. în filtre) la frecvențe sub 30 GHz și nu avem restricții mari de spațiu, sau când tensiunea în circuit este foarte mare și ar putea străpunge dielectricul subțire al unui MIM.

- alegem MIM când proiectăm circuite de bandă largă, unde avem nevoie de o frecvență de rezonanță cât mai înaltă, sau când spațiul pe cip este limitat (costul per mm² de GaAs/GaN este foarte ridicat).

4.1.4. Bobine

Bobinele sunt printre cele mai dificile componente pasive în CIMM. Ele sunt utilizate pentru rețele de adaptare, filtre RF, circuite de polarizare RF (RF choke), rezonanță LC, izolarea RF-DC.

La microunde, o porțiune scurtă de linie microstrip/coplanară se comportă inductiv.

Inductanța echivalentă:

$$L_{eq} \approx (Z_0/\omega) \cdot \tan(\beta l)$$

Foarte frecvent este folosită pentru implementări compacte, control precis prin EM simulation, reducerea pierderilor. Modelul electric al bobinei CIMM include inductanță L, rezistență serie Rs, capacități inter-spire Cp, capacitate față de substrat.

Impedanța:

$$Z(j\omega) = R_s + j\omega L + 1/j\omega C_p$$

Bobina are frecvență de rezonanță proprie, factor Q limitat, comportament puternic dependent de substrat.

O bobină CIMM constă într-o urmă metalică (de obicei aur) dispusă sub formă de spirală.

Parametrii care definesc valoarea inductanței sunt:

- n: numărul de spire.
- w: lățimea metalului (track width).
- s: spațierea dintre spire (gap).
- d_{in}/d_{out}: diametrul interior și exterior al spiralei.

Formula clasică utilizată pentru o estimare rapidă (la frecvențe joase și medii) este formula lui Wheeler modificată pentru structuri plane:

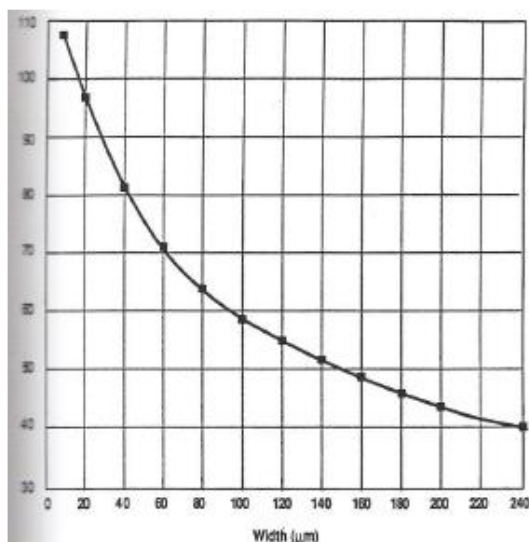
$$L \approx K_1 \cdot \mu_0 \cdot \frac{n^2 \cdot d_{avg}}{1 + K_2 \cdot \rho}$$

unde d_{avg} este diametrul mediu, ρ este raportul de umplere, iar K₁, K₂ sunt constante dependente de forma geometriei (pătrată, hexagonală etc.).

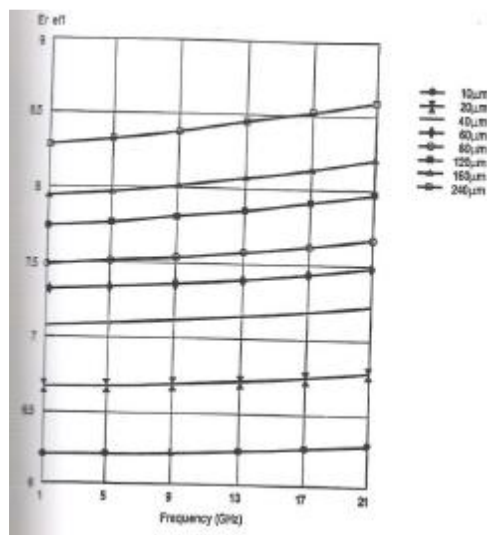
Porțiuni scurte de linii de transmisiuni (făcute pe stratul M2 sau M3) pot fi tratate în simularea de circuit fie ca inductanțe concentrate fie ca o linie de transmisiune. O relație care conectează inductanța concentrată de lungimea liniei este:

$$L_e = \frac{Z_0 l \sqrt{\epsilon_{eff}}}{300}$$

Unde l este în mm și L_e în nH. Pentru Z_0 și ϵ_{eff} pot fi identificate valori din curbele următoare:



Impedanța caracteristică a liniilor pe stratul M3



ϵ_r efectiv pentru liniile de pe stratul M3

Alternativ, pot fi folosite și metode analitice. Astfel, pentru impedanța caracteristică, pentru procesul F20 Plessey, poate fi folosită relația:

$Z_0 = 7,156906 \cdot 10^{-8} W^4 - 4,604555 \cdot 10^{-5} W^3 + 0,011097 W^2 - 1,332506 W + 120,004242$, unde Z_0 este exprimată în ohmi, iar lățimea benzii metalice, W , este exprimată în μm .

Constanta dielectrică efectivă, ϵ_{eff} , variază cu frecvența și poate fi calculată cu relația :

$\epsilon_{eff} = (4,913924 \cdot 10^{-5} W + 5,683995 \cdot 10^{-3}) f + 2,362121 W^{0.142442} + 2,900819$, unde W este exprimată în μm , iar f în GHz.

Un alt tip de bobină este **bobina planară spiralată**.

Inductanța spiralată este realizată prin înfășurarea unui număr de spire de bandă pe metalizarea M3 și realizarea conexiunii cu centrul spirei prin intermediul unei treceri metalizate pe nivelul inferior de metalizare M2. Librăria standard conține o familie de inductanțe planare având toate o lățime a benzii și a interspațiului de 12 μm , acoperindu-se intervalul 1-7 spire în pași întregi. Este disponibil un model analitic pentru un număr întreg sau semiîntreg de pași. Intervalul de inductanțe ce se pot obține în acest fel este 0.35nH-13nH, în pași discreți.

Există și posibilitatea unor geometrii non-standard, de exemplu cu raport între lățimea benzii și a interspațiului modificate pentru a se îmbunătăți capacitatea de transport în curent.

O a treia metodă este utilizată pentru a obține bobine cu inductanțe foarte mari sau care să ocupe o suprafață foarte mică. Acestea sunt bobinele suprapuse. Acestea sunt realizate prin suprapunerea spirelor de pe nivelul superior de metalizare M3 cu spire similare, dar decalate, pe nivelul inferior de metalizare M2. Numărul preferat de spire este între 1 și 5, cu pași de un sfert de spirală.

Bobinele spiralate au un factor de calitate mai mic, dar sunt un mijloc foarte eficient de realizare a unei valori mari de inductanță pe unitatea de arie.

Caracteristici:

- realizate într-un singur nivel metalic,
- inductanțe de ordinul nH,
- factor Q limitat de pierderi.

Inductanța aproximativă:

$$L \approx \mu_0 N^2 A / l_{\text{mediu}}$$

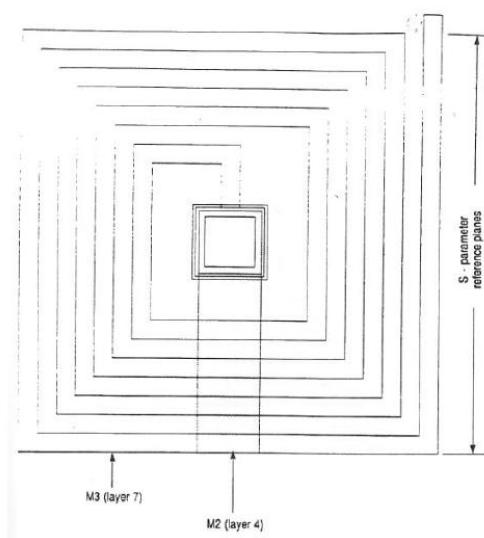
unde:

N – număr de spire,

A – aria spirei,

l – lungimea medie a conductorului.

Bobinele planare într-un singur strat



Bobină planară monostrat (4 spire)

Spirala este realizată pe metalizarea M3. Conexiunea la centralul bobinei este realizată utilizând o trecere pe nivelul M2 de metalizare. M2 este legat de M3 utilizând o interconexiune M2-M3. Lățimea minimă a benzii este $10\mu\text{m}$, iar interspațiul dintre benzi este tot de $10\mu\text{m}$. Lățimea minimă a trecerii este de $4\mu\text{m}$. În cazul celulelor standard, lățimea benzii și a interspațiului este de $12\mu\text{m}$, iar a trecerii de $40\mu\text{m}$.

Modelul electric al acestei bobine este prezentat în figura următoare.

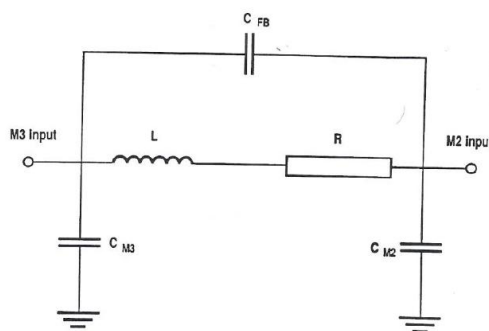
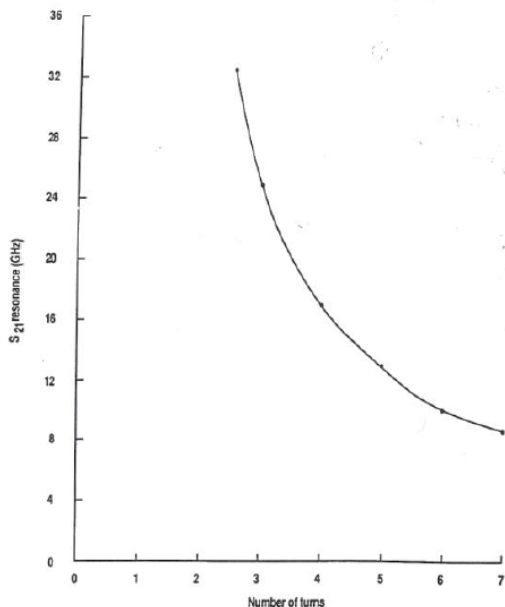
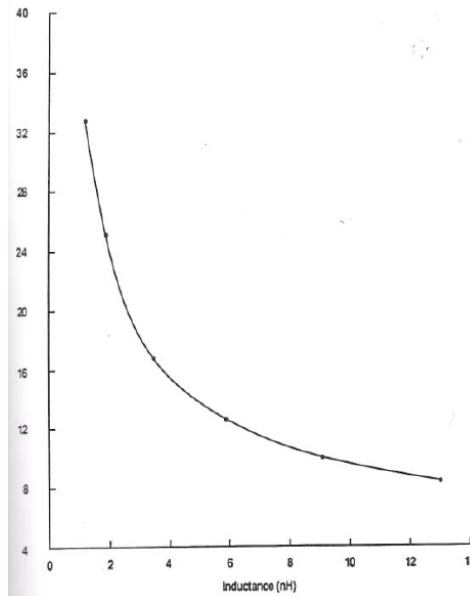


Fig. Modelul electric al bobinei planare monostrat

Acest model este corect pînă la 80% din frecvența de rezonanță a lui S21. În figurile următoare se prezintă curbele rezonanței lui S21 în funcție de numărul de spire și valoarea inductanței.



Rezonanța lui S21 în funcție de numărul de spire



Rezonanța lui S21 în funcție de inductanță

Formulele analitice au fost deduse pentru a exprima fiecare element al modelului în funcție de numărul de spire (NT). Modelul este valabil pentru un număr întreg de spire sau pentru sferturi de spirală, între 1 și 7 spire.

Expresia care leagă inductanța (L) de numărul de spire (NT) este un polinom de gradul 8:

$$y = ax^8 + bx^7 + cx^6 + dx^5 + ex^4 + fx^3 + gx^2 + hx + i$$

Unde coeficienții sunt dați de tabelul următor.

Rezistorul este dat de un polinom de gradul 4.

Capacitățile paralele sunt date de următoarele expresii :

$$CM_2 = CA_2/1000 \text{ (pF)}$$

$$CM_3 = CA_3/1000 \text{ (pF)}$$

Tabel:

x	L(nH)	NT
y	NT	L(nH)
a	0	0
b	0	0
c	-1.244773x10 ⁻⁵	0
d	6.601764x10 ⁻⁴	0
e	-0.013458	3.568872x10 ⁻³
f	0.134896	-3.8747x10 ⁻²
g	-0.717619	4.36441x10 ⁻¹
h	2.378735	-5.96717x10 ⁻¹
i	0.34576	5.48464x10 ⁻¹

Unde CA₂ și CA₃ sunt polinoame de gradul 4. Coeficienții pentru R, CA₂ și CA₃ sunt dați în tabelul următor.

Tabel:

x	NT	NT	NT
y	R(Ω)	CA2(pF)	CA3(pF)
a	0	0	0
b	0	0	0
c	0	0	0
d	0	0	0
e	-8.715679x10 ⁻³	1.7183x10 ⁻²	7.7091x10 ⁻²
f	1.17006x10 ⁻¹	-2.9383x10 ⁻¹	-1.319712
g	-4.14503x10 ⁻¹	2.482252	9.310673
h	1.540988	-4.46438x10 ⁻¹	-12.427652
i	-4.90493x10 ⁻¹	14.271271	16.686414

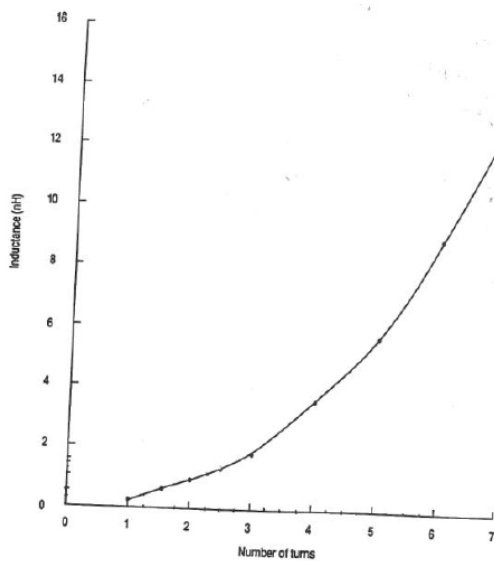
Capacitatea de reacție, CFB, este dată de expresia C_{FB}=C_F/1000 (pF), unde C_F este un polinom de gradul 8 cu următorii coeficienți:

x	NT
y	CF(pF)
a	5.291501×10^{-3}
b	-1.91888×10^{-1}
c	2.936406
d	-24.65102
e	1.23379191×10^2
f	-3.73563243×10^2
g	6.58330576×10^2
h	-5.96458929×10^2
i	2.11078589×10^2

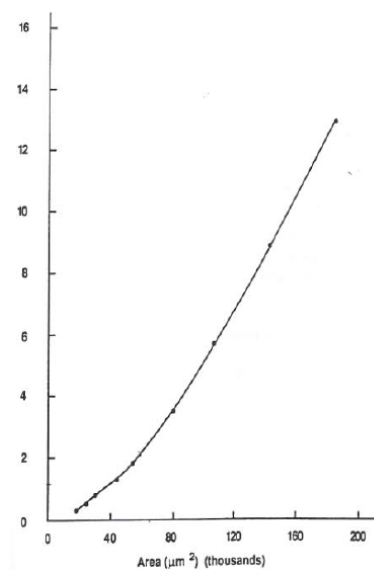
Trebuie observat că modelul este asimetric ($C_{M2} \neq C_{M3}$). Din acest motiv trebuie să avem grijă la amplasarea bobinei pe layout, pentru a asigura corecta orientarea ei în raport cu fișierul de simulare.

Curbe pentru valorile de inductanță în funcție de numărul de spire sau arie sunt prezentate în figurile următoare.

De notat că la optimizarea numărului de spire, rotunjirea se va face în totdeauna în jos, la cel mai apropiat întreg sau sfert de spiră. Dacă valoarea inductanței este critică, atunci inductanța suplimentară se va asigura printr-un tronson scurt de linie.



Inductanța bobinei planare CMM în funcție de numărul de spire



Inductanța bobinei planare CMM în funcție de aria ocupată

4.1.5. Liniile de transmisie

În CMM, liniile de transmisie sunt componente pasive esențiale, nu simple interconectări.

Tipuri uzuale:

- microstrip,
- coplanar waveguide (CPW),
- coplanar stripline.

Ele sunt folosite ca:

- inductanțe,
- capacități,
- rezonatoare,
- filtre,
- transformatoare de impedanță.

Impedanța caracteristică:

$$Z_0 = \sqrt{L'/C'}$$

unde L' și C' sunt parametrii distribuiți pe unitate de lungime.

Interacțiunea pasivelor cu performanța RF

În CMM:

- pasivele limitează banda,
- pasivele introduc zgomot și pierderi,
- pasivele afectează stabilitatea,
- layout-ul este la fel de important ca schema.

De aceea:

- fiecare rezistor, condensator sau bobină este simulat electromagnetic (EM),
- valorile „teoretice” sunt doar punct de plecare,
- proiectarea pasivelor este un proces iterativ.

4.1.6. Treckerile (VIA)

Treckerile metalizate (VIA-holes) nu sunt simple găuri de contact, ci elemente de circuit parazite care pot influența critic performanța la frecvențe înalte (GHz). Într-un CMM, substratul (de obicei GaAs - Arsenură de Galium sau GaN - Nitridă de Galium) are o grosime tipică între 50 μm și 100 μm . Treckerile VIA sunt utilizate în principal pentru:

- conectarea la masă (grounding): scurtcircuitarea elementelor de circuit la planul de masă de pe spatele cipului.

- disiparea termică: evacuarea căldurii de la tranzistoarele de putere către radiator.

Condiționalități de fabricare:

- aspect ratio: raportul dintre adâncime și diametru trebuie controlat pentru a asigura o metalizare uniformă a pereților.

- inductanță parazită: orice VIA introduce o inductanță care, la 30 GHz, poate acționa ca o impedanță semnificativă, ”ridicând” potențialul de masă al circuitului.

La frecvențe joase, o trecere VIA este un scurtcircuit ideal. La microunde, ea este modelată ca o inductanță în serie (L_{via}) cu o rezistență în serie (R_{via}), ambele fiind șuntate către masă.

Formula de calcul pentru inductanță (L_{via}). Cea mai utilizată formulă aproximativă pentru o trecere cilindrică într-un substrat de grosime h și diametru d este:

$$L_{via} \approx \frac{\mu_0 \cdot h}{2 \cdot \pi} \left[\ln \left(\frac{4 \cdot h}{d} \right) + 1 \right]$$

unde μ_0 este permeabilitatea vidului ($4\pi \times 10^{-7}$ H/m), h este grosimea substratului (lungimea trecerii) și d este diametrul trecerii.

La frecvențe înalte, curentul circulă doar prin stratul subțire de aur de pe pereții trecerii (skin effect):

$$R_{via} = \frac{h}{\sigma \cdot \pi \cdot d \cdot \delta}$$

unde σ este conductivitatea metalului (Au) și δ este adâncimea de pătrundere ($\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \cdot \mu \cdot \sigma}}$)

Exemplu de calcul numeric 1: MMIC pe GaAs la 10 GHz (Bandă X)

Date:

- grosime substrat (h) = 100 μm , diametru VIA (d) = 50 μm .

Calcul inductanță: $L_{via} \approx 2 \cdot 10^{-7} \cdot 100 \cdot 10^{-6} \cdot \left[\ln \left(\frac{400}{50} \right) + 1 \right]$

$L_{via} \approx 2 \cdot 10^{-12} [2,07 + 1] \approx 61,4$ pH

Impact: la 10 GHz, reactanța este $X_L = 2\pi fL \approx 3.86\Omega$. Este o valoare mică, dar sesizabilă.

Exemplu de calcul numeric 2: MMIC de mare putere la 30 GHz (Bandă Ka)

- grosime substrat (h) = 50 μm , diametru VIA (d) = 30 μm .

Calcul inductanță: $L_{via} \approx 2 \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 10^{-6} \cdot \left[\ln \left(\frac{200}{30} \right) + 1 \right]$

$L_{via} \approx 10 \cdot 10^{-12} [1,89 + 1] \approx 28,9$ pH

Impact: la 30 GHz, reactanța este $X_L = 2\pi fL \approx 5.44\Omega$. Deși inductanța e mai mică (substrat mai subțire), frecvența ridicată face ca impedanța parazită să fie mai mare decât în exemplul anterior.

Strategii de proiectare și ”best practices”

Pentru a minimiza efectele negative ale trecerilor VIA, proiectanții de MMIC utilizează următoarele tehnici:

- VIA-uri în paralel: plasarea a două sau mai multe treceri una lângă alta reduce inductanța echivalentă ($L_{total} = L/n$).

- pad-uri de captură: dimensiunea inelului de metal de deasupra trecerii trebuie să fie suficient de mare pentru toleranțele de aliniere, dar mică pentru a nu adăuga capacitate parazită față de alte linii.

- proximitatea față de tranzistor: în cazul tranzistoarelor de putere (HEMT), trecerile VIA se plasează direct sub sursa tranzistorului pentru a minimiza inductanța de degenerare, care scade câștigul (G_{max}).

- ecranarea (shielding): șiruri de VIA-uri sunt folosite pentru a crea ”pereți” electromagnetici care previn cuplajul parazit între diferite secțiuni ale cipului (izolare între porturi).

De reținut

- frecvența de rezonanță: o trecere VIA împreună cu pad-ul său pot forma un circuit rezonant. Dacă rezonanța cade în banda de lucru, circuitul va deveni instabil sau va pierde semnal masiv.

- modelarea EM: pentru frecvențe peste 20 GHz, formulele analitice devin imprecise. Este obligatorie simularea electromagnetică 3D pentru a extrage parametrii S reali ai trecerii.

- substratul contează: în GaN pe SiC (carbură de siliciu), conductivitatea termică este excelentă, iar VIA-urile joacă un rol crucial de ”heat sinks”. Proiectarea lor trebuie să balanseze performanța RF cu necesarul de răcire.

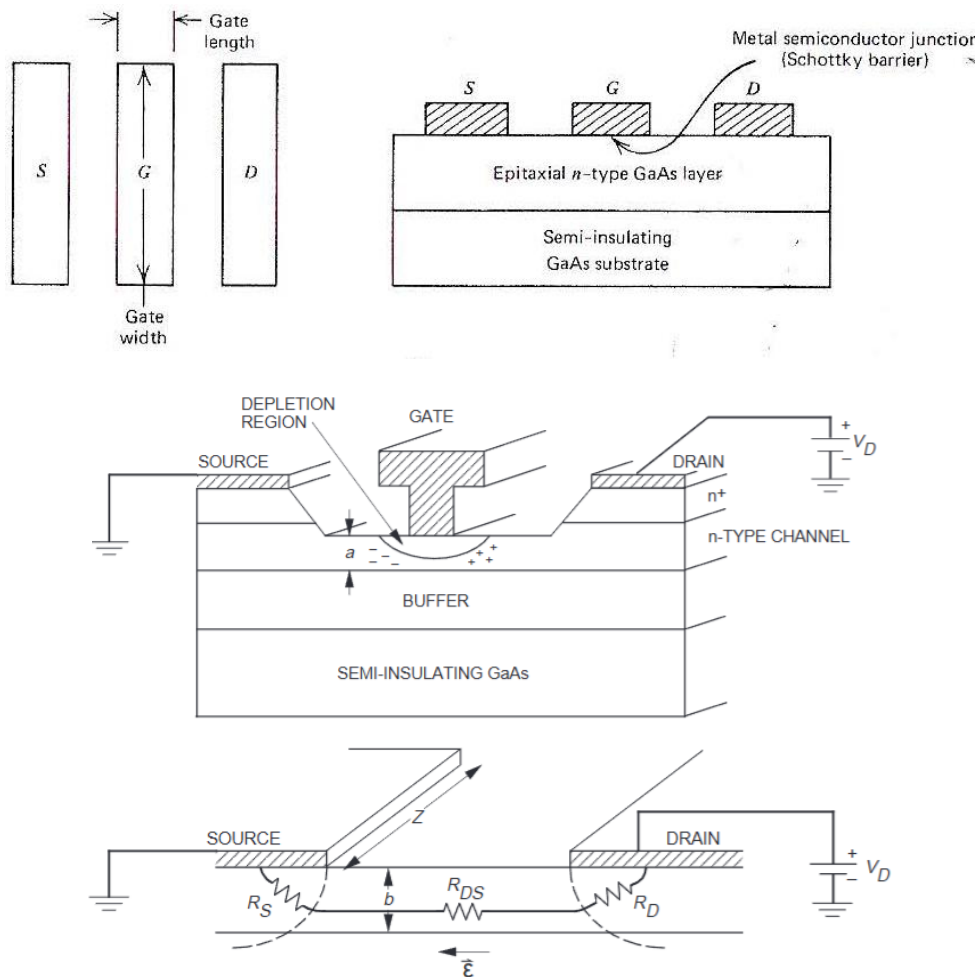
4.2. Componente semiconductoare utilizate în CIMM

Modelarea componentelor presupune stabilirea unui circuit echivalent sau a unei ecuații care reproduc comportamentul dispozitivului real.

4.2.1. Tranzistorul MESFET

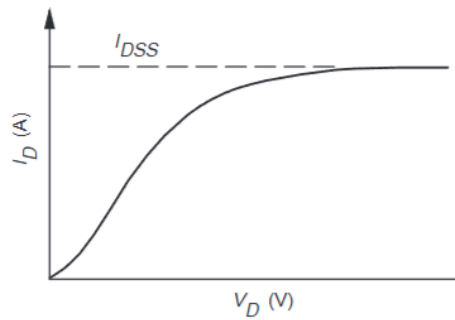
În circuitele integrate monolitice de microunde, tranzistorul FET nu este doar un element activ generic, ci componenta fundamentală care stabilește limita de frecvență, zgomot, câștig și eficiență a întregului circuit. În cazul tehnologiilor GaAs, MESFET-ul a reprezentat timp de decenii soluția dominantă pentru amplificatoare de microunde, oscilatoare și circuite de comutație, înainte de apariția pe scară largă a HEMT-urilor și a tehnologiilor GaN.

Spre deosebire de tranzistorul MOS clasic din CMOS, MESFET-ul folosește o joncțiune Schottky metal-semiconductor la poartă, iar canalul este format într-un strat epitaxial de GaAs de tip n, deșus pe un substrat semi-izolator. Această arhitectură permite viteze mari ale purtătorilor, capacități reduse și funcționare eficientă la frecvențe de ordinul zecilor de GHz.



Z =lățimea canalului

Figura . Detaliu de tranzistor MESFET



$$I_D = \frac{V_D}{R_D + R_S + R_{DS}}$$

FET pentru CIMM-uri

Un FET (Field-Effect Transistor) este un dispozitiv unipolar pentru care curentul între drenă și sursă este controlat de câmpul electric al porții și este transportat de purtătorii majoritari. FET-urile de microunde se preferă pe substrat de GaAs (și GaN) pentru mobilitate/viteză de drift mai mari decât în Si ceea ce dă o frecvență de tăiere mai mare, câștig, zgomot mai bun în multe aplicații de radiofrecvență.

În practică, pentru CIMM-uri moderne pe GaAs, întâlnești frecvent:

- pHEMT (pseudomorphic HEMT) – „calul de bătaie” pentru LNA/driver/PA la GHz–zeci de GHz,
- mHEMT (variante optimizate pentru mmWave),
- mai rar azi, MESFET clasic (încă apare în materiale didactice și în anumite linii mature, dar pHEMT a dominat zona de performanță).

Modelul de semnal mic

Intrinsec (esența dispozitivului)

Elementele tipice:

- g_m (transconductanța) - conversia variației v_{gs} în variație de curent i_d
- r_{ds} sau g_{ds} - conductanța canalului (efecte de canal scurt, modulație lungime canal),
- C_{gs}, C_{gd}, C_{ds} - capacități dependente de polarizare,
- surse dependente + întârzieri de tip „gate delay”

O aproximare didactică pentru întârzierea de tranzit este:

$$\tau \approx \frac{L_g}{v_{sat}}$$

unde L_g = lungimea porții, $v_{sat} \approx$ viteza efectivă de saturație/derivă maximă a electronilor

Extrinsec (ce consumă/reduce performanța la microunde)

Aici intră:

- R_g, R_s, R_d (rezistențe de acces),
- L_g, L_s, L_d (inductanțe de bond/interconect),
- capacități de pad, de cuplaj, efecte de substrat etc.

Paraziții extrinseci pot reduce sever performanța față de modelul intrinsec.

Două frecvențe-cheie: f_T și f_{max}

Paraziții extrinseci degradează ω_{max} . În limbajul actual al CIMM, se folosesc des următoarele concepte.

Frecvența de tăiere în curent (cutoff): f_T

O relație clasică este:

$$f_T \approx \frac{g_m}{2\pi(C_{gs} + C_{gd})}$$

cu alte cuvinte, cu cât ai g_m mare și capacități mici, cu atât f_T crește.

Frecvența maximă de oscilație: f_{max}

O aproximație des întâlnită este:

$$f_{max} \approx \frac{f_T}{2\sqrt{R_g(g_{ds} + 2\pi f_T C_{gd})}}$$

Mesajul important este că f_{max} este mult mai sensibil la R_g și la reacția prin C_{gd} decât f_T . Asta explică de ce foundry-urile pun accent pe:

- porți cu rezistență mică (T-gate, multi-finger, air-bridges),
- layout compact și ground corect.

4.2.2. Diode

În universul Circuitelor Integrate Monolitice de Microunde (CIMM), diodele reprezintă componente fundamentale a căror funcționare transcende simpla redresare întâlnită la frecvențe joase. În regim de microunde, aceste dispozitive sunt proiectate să exploateze fenomene cuantice și de transport al purtătorilor de sarcină la viteze extrem de mari, fiind integrate direct pe substraturi de Arsenură de Galiu (GaAs), Nitrură de Galiu (GaN) sau Siliciu-Germaniu (SiGe). Spre deosebire de componentele discrete, diodele în CIMM sunt optimizate pentru a minimiza elementele parazite, utilizând tehnologii de fabricație precum structurile "mesa" sau planare, care permit controlul riguros al capacităților și rezistențelor serie. dioda nu este doar

un element redresor în sens clasic, ci o structură semiconductor activ-pasivă utilizată pentru controlul semnalului RF, detecție, limitare, mixare, comutare sau stabilizare de amplitudine. Spre deosebire de circuitele discrete, unde dioda poate fi aleasă dintr-un catalog standard, în CIMM ea este proiectată explicit ca structură fizică, adaptată procesului de fabricație (GaAs, GaN, InP, SiGe), frecvenței de lucru și nivelului de putere.

Integrarea monolitică impune constrângeri severe asupra dimensiunilor geometrice, capacităților parazite, rezistențelor de acces și compatibilității cu restul procesului tehnologic, astfel încât dioda devine un compromis atent controlat între performanță electrică și realizabilitate tehnologică.

În practica MMIC, diodele se împart mai degrabă după funcție și comportament RF, nu după definiția clasică din electronică de joasă frecvență. Cele mai utilizate structuri sunt diodele Schottky, diodele PIN, diodele varactor și, mai rar, diodele tunel sau structuri derivate din joncțiuni p-n specializate.

Dioda Schottky

Dioda Schottky este poate cel mai răspândit dispozitiv neliniar în tehnologia CIMM, fiind esențială pentru realizarea mixerelor de frecvență și a detectoarelor de putere. Aceasta se bazează pe o joncțiune metal-semiconductor, unde un metal rectificator (adesea Titan sau Platină acoperită cu Aur) intră în contact cu un strat semiconductor de tip n, ușor dopat. Absența purtătorilor minoritari în procesul de conducție face ca această diodă să nu prezinte timpul de stocare al sarcinii (charge storage time), ceea ce îi permite să comute la frecvențe de sute de gigahertzi.

În tehnologiile MMIC pe GaAs, contactul Schottky este realizat direct între un metal (de exemplu Ti/Pt/Au) și un strat semiconductor de tip n. Bariera Schottky rezultată controlează curentul prin emisie termionică, descrisă aproximativ de relația:

$$I = I_s \cdot \left(e^{\frac{qV}{nkT}} - 1 \right)$$

unde I_s este curentul de saturație, n este factorul de idealitate (foarte aproape de 1 pentru dispozitive de înaltă calitate), iar V tensiunea aplicată pe diodă.

La frecvențe de microunde și unde milimetrice, comportamentul diodei este dominat nu de această relație statică, ci de circuitul echivalent RF, care include o rezistență serie R_s , o capacitate de joncțiune C_j și inductanțe parazite asociate contactelor metalice.

Frecvența maximă de funcționare a unei diode Schottky este limitată de produsul:

$$f_{max} \approx \frac{1}{2\pi R_s C_j}$$

De aceea, în CIMM, geometria diodei este optimizată agresiv pentru minimizarea ariei joncțiunii, ceea ce reduce capacitatea, dar crește rezistența serie, un compromis inevitabil în proiectarea de microunde.

Pentru a maximiza această frecvență, inginerii de layout utilizează contacte sub formă de ”degete” foarte subțiri sau puncte (dot diodes), reducând aria joncțiunii la minimum necesar pentru a menține o capacitate extrem de scăzută, adesea sub valoarea de 20 fF.

În aplicații, diodele Schottky sunt utilizate ca detectoare de putere RF, mixere pasive, limitatoare de amplitudine și elemente de protecție ESD integrate, unde viteza și predictibilitatea comportamentului sunt esențiale.

Dioda PIN

Dacă dioda Schottky excelează în neliniaritate, dioda PIN este folosită pentru controlul liniar al semnalului RF. Structura sa include un strat intrinsec (I) între regiunile de tip P și N, strat care acționează ca un rezervor de purtători de sarcină. La frecvențe joase, dioda PIN se comportă ca o diodă cu joncțiune obișnuită, însă la frecvențe de microunde, timpul de viață al purtătorilor în stratul intrinsec este mult mai mare decât perioada semnalului RF. Din acest motiv, dioda nu ”redresează” semnalul, ci se comportă ca o rezistență variabilă controlată de un curent continuu (DC).

În stare de polarizare directă, stratul intrinsec este inundat de purtători, iar dioda prezintă o rezistență foarte mică (R_{on}), de ordinul a 1-2 Ω , permițând trecerea semnalului cu pierderi minime. În polarizare inversă, stratul I este golit de purtători, iar dispozitivul se comportă ca o capacitate mică, oferind o izolare ridicată. Această dualitate face dioda PIN ideală pentru switch-uri RF de mare putere și defazoare (phase shifters). Un aspect vital în layout-ul CIMM pentru diodele PIN este utilizarea ”air-bridges” (punți de aer) pentru a conecta anodul, evitând astfel capacitățile parazite mari care ar apărea dacă metalizarea ar fi depusă direct pe stratul de pasivare.

Când dioda PIN este polarizată direct, stratul intrinsec este inundat de purtători, iar dioda se comportă aproximativ ca o rezistență controlabilă. Când este polarizată invers sau nepolarizată, ea prezintă o impedanță foarte mare, dominată de capacitatea joncțiunii.

Acest comportament permite utilizarea diodei PIN ca comutator RF, atenuator controlabil, limitator de putere sau modulator de amplitudine în CIMM. La nivel de modelare, dioda PIN este descrisă printr-o rezistență dependentă de curentul de polarizare.

Integrarea monolitică a diodei PIN este însă mai complexă decât în cazul Schottky, deoarece necesită straturi suplimentare și control precis al dopajului, ceea ce face ca diodele PIN să fie mai frecvente în circuite hibride sau în tehnologii MMIC dedicate comutației RF.

Dioda varactor

Dioda varactor exploatează dependența capacității de joncțiune de tensiunea inversă aplicată, fiind utilizată ca element capacitiv controlabil electric. În CIMM, varactoarele sunt esențiale pentru realizarea oscilatoarelor controlate în tensiune (VCO), filtrelor reglabile, fazatoarelor și rețelelor de acord.

Capacitatea unei diode varactor urmează aproximativ relația:

$$C_V = \frac{C_0}{\sqrt{1 + \frac{V}{\Phi}}}$$

unde C_0 este capacitatea la 0 volți, iar Φ este potențialul de barieră al joncțiunii.

În CIMM, varactorul este optimizat pentru factor de calitate Q ridicat, ceea ce presupune minimizarea pierderilor serie și a rezistenței de acces. Ca și în cazul Schottky, există un compromis între gama de variație a capacității și pierderile RF, compromis care influențează direct zgomotul de fază al oscilatoarelor și stabilitatea circuitelor de acord.