dc_1005_15

Félvezető eszközök multi-domain karakterizációja Akadémiai doktori értekezés

> **Poppe András** Budapest, 2017. szeptember

Tartalomjegyzék

Előszóiv						
Sz	imbó	ólumok	jegyzéke	vi		
Be	eveze	etés		1		
1	Elektro-termikus áramkörszimuláció					
	1.1	Az elektro-termikus áramkörszimuláció módszerei				
		1.1.1	A megoldandó egyenletek	4		
		1.1.2	Szimulátor csatolás vagy relaxációs módszer	5		
		1.1.3	Szimultán iteráció vagy direkt módszer	6		
	1.2	Az ára	mköri környezet termikus modelljének előállítása	7		
		1.2.1	Becsült elemértékek	8		
		1.2.2	A fizikai elrendezés térbeli diszkretizációja alapján létrehozott termikus modell	8		
		1.2.3	A termikus modell szisztematikus előállítása	9		
		1.2.4	Nem reciprok viselkedés	13		
		1.2.5	Termikusan passzív elemek	15		
	1.3	Analó	g integrált áramkörök layout alapján történő tranzisztor szintű elektro-termikus	16		
		Sziinu		10		
	1.4	A tern	1ikus környezet dinamikus modellje	19		
	1.5	Továb	bi kiterjesztések	21		
		1.5.1	Platform független megoldások, pre-layout szimuláció	21		
		1.5.2	Nyomtatott huzalozású lemezen kialakított modulok elektro-termikus szimulációja	22		
	1.6	Szimu	lációs mintapéldák	23		
		1.6.1	Egy CMOS OTA DC vizsgálata	24		
		1.6.2	Egy CMOS mikrotermosztát statikus vizsgálata	24		
		1.6.3	Egy CMOS műveleti erősítő DC és tranziens vizsgálata	25		
		1.6.4	Termikusan visszacsatolt oszcillátor vizsgálata	28		
	1. té :	zis: Egy	analóg áramkör termikus <i>N</i> -kapu modelljének szisztematikus előállítása	29		
2	Digi	tális in	tegrált áramkörök logi-termikus szimulációja	30		
	2.1	Digitá	lis integrált áramkörök termikus vizsgálata	30		
	2.2	A logi	termikus szimuláció alapgondolata	31		
		2.2.1	Bevezetés	31		
		2.2.2	A kapu szintű logi-termikus szimuláció az áramkörök stacionárius állapotának vizsgálatára	32		
	2.3	Digitá	lis áramkörök dinamikus viselkedésének vizsgálata logi-termikus szimulációval	37		
	2.4	Egyéb	fejlesztések a logi-termikus szimulációval kapcsolatban	41		
	2. té:	zis: Digi	tális integrált áramkörök logi-termikus szimulációja	45		
3	LED	-ek kon	nbinált termikus és optikai mérése, LED tokok termikus modellezése	46		
	3.1	Termi	kus kompakt modellek: előkép az elektronikában	46		
	3.2	LED to	okok hőellenállása, ill. termikus impedanciája	47		
		3.2.1	A klasszikus hőellenállás-mérés kiterjesztése LED-ekre	47		
		3.2.2	A LED-ek szigorú helyettesítéses módszerrel történő integráló gömbös teljes fluxusmérésénel	k ₁		
		222	ujszeru megvalositasa Toliosítmány LED oli tormily a jollomzása	51 רח		
		3.2.3 221	I eljestumeny LED-ek termikus jenemizese	53 דד		
	22	J.2.4	reijesiuneny LED-ek valos noenenaliasanak, ni. termikas impedanciajanak merese Ny kompakt modallak közyotlan alőállítása márási aradmányalyhől	33 E 0		
	3.3 3.1	LED ((n nompani mouchen nuzvenen enoamiasa meresi ereumenyendoi ihinált tarmikus ás radiomatriai márásak kitariasztása AC LED-akra			
	3. 1 3. tá	2 tázie: I FD-ak kombinált tarmikus és radiometriai mérése				
	5.10		en nomennare tel minue es i autometi iai mel est minimum minimum minimum minimum			

4	Telje	esítmé	ny LED-ek chip szintű multi-domain modellezése	67			
	4.1	Bevez	zetés	67			
		4.1.1	LED-ek multi-domain modellezése áramkörszimuláció számára				
		4.1.2	A BME-n fejlesztett LED modell áttekintése	70			
	4.2	A mo	dellegyenletek	73			
	4.3	Mért	és modellezett LED karakterisztikák, paraméter extrakció	76			
		4.3.1	Izotermikus LED karakterisztikák mérése	76			
		4.3.2	Paraméter extrakció	76			
		4.3.3	Az idealitási faktorok hőmérsékletfüggése	79			
		4.3.4	A soros ellenállás hőmérsékletfüggése	80			
	4.4	A Sho	ckley-féle dióda modell áramegyütthatójának hőmérsékletfüggése	81			
		4.4.1	A tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggése				
		4.4.2	Hogyan modellezzük a szaturációs áramok hőmérsékletfüggését?				
	4.5	Néhá	ny eredmény	86			
		4.5.1	Modellezett globális LED karakterisztikák	86			
		4.5.2	Implementáció				
		4.5.3	Alkalmazási példák				
	4.6	Kitek	intés: szabványos interfészek a mérésektől a szimulációig	92			
	4. tézis: LED-ek chip-szintű multi-domain modelljének kidolgozása						
5	5 A tudományos eredmények elismertsége, hasznosítása						
Köszönetnyilvánítás							
A tézisekhez szorosan kapcsolódó publikációk							
Folyóirat cikkek Könyvrészletként megjelent közlemények							
H	ivatko	ozások	ζ	100			

Előszó

A félvezető eszközök méréssel, modellezéssel és szimulációval történő komplex jellemzése tekintetében a BME Elektronikus Eszközök Tanszéke gazdag múltra tekinthet vissza. Dr. Tarnay Kálmán és dr. Székely Vladimír professzorok nevéhez kapcsolódik a TRANZ-TRAN program [1], [2], [3], [4], amely az első számítógépes áramkörszimulációs programok közé tartozik és implementációinak különböző generációi a Műegyetem Villamosmérnöki Karán mérnökhallgatók több nemzedékének képzésében sokáig fontos szerepet játszottak. A program "multi-domain" változatának kidolgozása Dr. Székely Vladimír nevéhez köthető: a TRANZ-TRAN volt a világon a legelső olyan program, amely a szimultán iteráció módszere és a termikus hatásokkal kibővített eszközmodelljei révén lehetővé tette az elektro-termikus áramkörszimulációt [2], [3], [4].

Egy saját áramkörszimulációs programkód és a kapcsolódó tudás birtoklása évtizedeken keresztül kiváló körülményeket teremtett a tanszéken magas színvonalú kutató munka végzésére mind az eszközmodellezés, mind a szimulációs módszerek, algoritmusok és a kapcsolódó tervezési munkafolyamatok (*design flow*-k) terén. E lehetőségek már villamosmérnök hallgatóként és MTA TMB ösztöndíjas aspiránsként is rendelkezésemre álltak; módom nyílt a TRANZ-TRAN program alapos megismerésére. Így például részt vehettem a TRANZ-TRAN programnak az egyik legelső "személyi számítógép" számára tervezett implementációja, a maga nemében egyedülálló SPECTRAN program kifejlesztésében [5], a program C nyelvű továbbfejlesztésében [6], [7], [8] és funkcionális modellekkel való bővítésében [6], [7].

Az áramkörszimuláció is és az ilyen programokba beépített félvezető eszközmodellek is a villamosmérnöki szakmában általánosan használt koncentrált paraméteres szemléleten (hálózatelmélet, koncentrált paraméteres modellek) alapul. A klasszikus elektromos áramköri alkatrészek (pl. ellenállás, kondenzátor, diódák, tranzisztorok) koncentrált paraméteres modellezése jól ismert (Ohm törvény, Shockley-féle ideális dióda karakterisztika, Ebers-Moll tranzisztor modell, stb.). Az elektro-termikus áramkörszimuláció számára azonban egy áramkör termikus környezetét is jellemezni kell. Ennek kapcsán évtizedek óta számos kutató sokat dolgozik azon, hogy egy áramkör fizikai környezetét részletesen leíró háromdimenziós modell alapján a fizikai környezet termikus hatását leíró koncentrált paraméteres modellt készítsen. Egy ilyen modell az áramkör elektromos hálózati modelljéhez csatolva lehetővé teszi az áramkör elektro-termikus szimulációját, mind az állandósult állapotbeli viselkedés (DC szimuláció), mind a dinamikus viselkedése tekintetében, akár a frekvenciatartományban (AC szimuláció), akár az időtartományban (nagyjelű tranziens szimuláció). A fizikai struktúra ilyen termikus viselkedését leíró koncentrált paraméteres termikus hálózati modelleket a termikus kérdésekkel szokásosan foglalkozó gépészmérnöki szakma termikus kompakt modelleknek nevezi. Én magam is, a dr. Székely Vladimír által létrehozott termikus iskola tagjaként sokat foglalkoztam e kérdéskörrel.

A fő kérdés tehát az, hogy miképp állíthatók elő *szisztematikus módon* azon termikus (kompakt) modellek, amelyekkel összekapcsolhatjuk egy áramkörnek és tágabb környezetének a *fizikai struk-túra szintjén* leírt termikus viselkedését az áramkör koncentrált paraméteres modellekkel leírt, ún. *tranzisztor szintű* elektromos viselkedésével. Jelen disszertációmban ezt vizsgálom egyrészt az integrált áramkörök, másrészt áramköri hordozóra szerelt diszkrét, tokozott félvezető eszközök, különösen a *fénykibocsátó diódák* (LED-ek) kapcsán. Ez utóbbi esetben a vizsgált szimulációs domaineket értelemszerűen ki kell terjesztenünk a *kibocsátott fény* vizsgálatára is. Ekkor már valóban multi-domain vizsgálatról beszélhetünk, hiszen az elektromos áram, a hőáram és az optikai sugárzás révén csatolt energiaáramlásról van szó.

Kandidátusi disszertációmban egyetlen MOS tranzisztor fizikai struktúrája szintjén érintettem az elektro-termikus szimuláció területét. Később többnyire tranzisztor, illetve alkatrész szintű leírásával adott áramkörökkel foglalkoztam (analóg IC-k, LED-es rendszerek). A mai világban a legtöbb

integrált áramkör valamilven digitális funkciót valósít meg. Igaz ugyan, hogy tranzisztorokból áll egy digitális IC is, de egy digitális rendszer leírása mindig valamilyen magasabb absztrakciós szinten történik (logikai kapuk szintje, regiszter-transzfer szint, rendszerszintű viselkedési leírás). Hődisszipáció természetesen a digitális áramkörökben is fellép és az áramköröket fizikailag megvalósító tranzisztorok ugyanúgy érzékenyek a hőmérséklet hatására, mint az analóg IC-k tranzisztorai. Azonban a digitális működés lényegéből adódóan az áramkörök működésének hőmérsékletfüggése többnyire rejtve marad; a mai, mindennapi felhasználó ebből annyit szokott érzékelni, hogy a mobil telefonja sokszor erősen felmelegszik és az akkumulátora hamar lemerül. Minden esetre (már a mobil telefonok széleskörű elterjedése előtt) felmerült bennem az a gondolat, hogy miképp lehetne az elektro-termikus áramkörszimulációt a digitális IC-k irányába kiterjeszteni úgy, hogy az elektromos viselkedést a tranzisztor szintű kapcsolásnál magasabb absztrakciós szintű, logikai modell írja le. E gondolat mentén született meg bennem 1997. környékén a logi-termikus szimuláció gondolata. Ehhez az alapot egyrészt a korábbi diplomamunkám (a dr. Tarnay Kálmán által kifejlesztett LOG-TRAN eseményvezérelt logikai szimulációs program mikroszámítógépere való implementálása) adta, másrészt az, hogy dr. Rencz Márta mellett több tanszéki kollégámmal együtt részt vettem a ma THERMAN néven ismert nagyon gyors termikus szimulációs program korai [9], majd fejlettebb változatának [J4] a kidolgozásában is.

Jelen értekezés a tokozott félvezető eszközök, különösképpen pedig a világító diódák termikus tranziens méréséhez is szorosan csatlakozik. LED-ek esetében a pn-átmenet melegedését okozó hő megállapításához elengedhetetlen tudni azt, hogy mekkora teljesítmény távozik az eszközből fény útján. Ehhez a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén létrejött ún. budapesti termikus iskolához köthető, világsikert aratott termikus tranziens tesztelő berendezést ki kellett egészíteni a LED-ek által kibocsátott teljes radiometriai fluxust ismert hőmérséklet mellett mérni képes berendezéssel. Így született meg az én kezdeményezésemre a TeraLED nevű, LED-ek kombinált termikus és radiometriai/fotometriai mérését lehetővé tevő műszer. E műszer létrehozásában a dr. Schanda János professzor vezette csoportnak is fontos szerepe volt.

Az így létrejött T3Ster-TeraLED műszeregyüttes [10] szintén nagy sikert aratott világszerte, mára a vezető LED-es fényforrásgyártóknál *de facto standard*-nak számít. A LED-ek esetében egy valódi, multi-domain mérőrendszer jött így létre, amellyel a ma létező mérési szabványok szerinti szokásos LED jellemzőkön kívül olyan izotermikus karakterisztikák is mérhetők, amelyek elengedhetetlenek ahhoz, hogy a LED-ek multi-domain áramkörszimulációra alkalmas modelljeinek a paraméterei meghatározhatóak legyenek.

Összefoglalva: Kandidátusi értekezésem benyújtása (1994), illetve megvédése (1996) óta folyamatosan foglalkoztam különféle félvezető eszközök egyes méréstechnikai, modellezési és szimulációs kérdéseivel. Jelen értekezésben tézisekként megfogalmazásra kerülő eredmények ugyan szerteágazónak tűnnek, de mégis szorosan illeszkednek egymáshoz. Például a több hőforrással rendelkező félvezető tokok egyértelmű termikus metrikájának (hőellenállás vagy dinamikus termikus karakterizációs mátrix [11]) vagy egy integrált elektro-termikus áramkörszimulációhoz szükséges "termikus netlista" előállításának elvi alapjai megegyeznek. Hasonló módon modellezhető egy LED modul hordozója vagy egy teljes LED-es lámpatest is [C9], [J7].

Budapest, 2017. szeptember

Poppe András

Szimbólumok jegyzéke

 λ_p csúcs hullámhossz, [nm] λ hullámhossz, [nm] (teljes) radiometriai fluxus (teljes kisugárzott optikai teljesítmény), $\Phi_e = P_{opt}$, [W] Φ_{ρ} (teljes) fényáram, [lm] $\Phi_{\rm V}$ energiakonverziós hatásfok, $\eta_e = P_{opt}/P_{el}$, [-] vagy [%] η_e a sugárzás (fényforrású) fényhasznosítása, $K = \Phi_V / \Phi_e$ [lm/W] Κ W_{q} tiltott sávszélesség (energiában kifejezve) [J] vagy [eV] W_{g0} tiltott sávszélesség abszolút nulla fokon (T = 0 K) [J] vagy [eV] V_g^s tiltott sávszélesség potenciálban kifejezve, $V_g = W_g/q$ [V] a fény sebessége vákuumban (299 792 458 m/s) С Planck állandó $(6.626070 \cdot 10^{-34} \text{ Js})$ h Boltzmann állandó (1.380649·10⁻²³ J/K) k elemi töltés (1.602177·10⁻¹⁹ C) $\begin{array}{c} q \\ V_T \end{array}$ termikus feszültség, $V_T = kT/q$ [V] (≈ 26 mV 300 K-en) T hőmérséklet, [°C] (1., 2. és 3. fejezet); ill. abszolút hőmérséklet (4. fejezet), [K] T_J pn-átmenet hőmérséklete, [°C] vagy [K] T_{ref} referencia hőmérséklet (pl. LED-ek pn-átmenetére: 85 °C e munkában), [°C] vagy [K] környezeti hőmérséklet / termikus referencia pont (a "termikus föld") hőmérséklete, [°C] vagy [K] T_{amb} egy pn-átmenet (LED) teljes nyitóárama, [A] I_F V_F egy pn-átmenet (LED) kapcsain mérhető teljes nyitófeszültség, [V] egy LED teljes nyitóáramát leíró Shockley-féle egyenletben alkalmazott idealitási faktor, [-] т I_0 egy LED teljes nyitóáramát leíró Shockley-féle egyenletben alkalmazott áramegyüttható, [A] egy LED fényemissziót eredményező nyitóáram komponense, [A] I_{rad} egy LED hődisszipációt eredményező nyitóáram komponense, [A] I_{dis} m_{rad} egy LED I_{rad} nyitóáram komponense karakterisztikaegyenletében szereplő idealitási faktor, [-] egy LED Idis nyitóáram komponense karakterisztikaegyenletében szereplő idealitási faktor, [-] m_{dis} egy LED Irad nyitóáram komponense karakterisztikaegyenletében szereplő áramegyüttható, [A] I_{0rad} egy LED I_{dis} nyitóáram komponense karakterisztikaegyenletében szereplő áramegyüttható, [A] I_{0dis} R_{S} egy LED soros (elektromos) ellenállása, $[\Omega]$ egy LED belső pn-átmenetének nyitófeszültsége, [V] V_{Fpn} teljes kisugárzott optikai teljesítmény (másképpen: teljes radiometriai fluxus), $P_{opt} = \Phi_{e}$, [W] P_{opt} egy LED-be betáplált teljes elektromos teljesítmény, $P_{el} = I_F \cdot V_F$ [W] P_{el} egy LED teljes fűtőteljesítménye (a dióda disszipációja + fénypor veszteség), $P_{heat} = P_{el} - P_{opt}$, [W] P_{H} több hőforrásos rendszer állandósult állapotra vonatkozó termikus karakterizációs mátrixa **R**_{th} több hőforrásos rendszer dinamikus termikus karakterizációs mátrixa \mathbf{Z}_{th} R több hőforrásos rendszer valós hőellenállás mátrixa E egység mátrix hőellenállás, [K/W] R_{th} a pn-átmenettől a környezetig terjedő ún. junction-to-ambient teljes hőellenállás, [K/W] R_{thJA} a pn-átmenettől a tok hűtőfelületéig terjedő ún. junction-to-case hőellenállás, [K/W] R_{thJC} Ψ^*_{ij} R^*_{ii} az i és j pontok közötti (DC) termikus csatolásra jellemző termikus karakterizációs paraméter, [K/W] egy több hőforrásos rendszer *i*-edik pontján mérhető saját hőellenállás (**R**_{th}^{*} főátlóbeli eleme), [K/W] C_{th} hőkapacitás, [Ws/K] termikus impedancia (saját impedancia, transzfer impedancia), [K/W] Z_{th} $Z_{th}(t)$ termikus impedancia függvény (időtartománybeli), [K/W] $Z_{th}(\omega)$ termikus impedancia függvény (frekvenciatartománybeli), [K/W] lineáris skálán mért idő, [s] t ω frekvencia, körfrekvencia, [Hz], [rad/s] termikus időállandó (lineáris időskálán), [s] τ $R(\tau)$ termikus időállandó spektrum (lineáris időskálán), [K/W/s]

Bevezetés

A világ félvezető iparában mind a klasszikus mikroelektronika, mind a szilárdtest fényforrások (LED-ek) gyártása terén évtizedek óta töretlen fejlődés volt tapasztalható. A klasszikus piaci fejlődési törvényt Gordon Moore fogalmazta meg, amely a digitális integrált áramkörök (különösen a mikroprocesszorok) terén megfigyelhető trendeket írja le [12], [13], [14]. Ezek szerint az egy integrált áramköri lapkán megvalósított tranzisztorok száma kb. 18..24 havonta megduplázódik, miközben méretük folyamatosan csökken. Ez utóbbit fejezi ki az 1a. ábrán a minimális csíkszélesség csökkenése. A folyamatos méretcsökkenés gazdasági következménye az, hogy az egy tranzisztorra eső gyártási költség is folyamatosan csökken. Az egy integrált áramköri lapkán megvalósított alkatrészek számának növekedése azt jelenti, hogy az áramkörök funkcionalitása, általános értelemben vett teljesítőképessége folyamatosan növekszik.

A szilárdtest fényforrások (világítódiódák, LED-ek) fejlődésére vonatkozó hasonló piaci törvényszerűség megállapítása Roland Haitz nevéhez fűződik [15], [16]. A róla elnevezett Haitz-törvény azt fogalmazza meg, hogy az egyetlen egy LED tokból kinyerhető egységnyi fényáram költsége folyamatosan csökken, illetve, hogy az egy tokból kinyerhető teljes fényáram folyamatosan nő, ahogy az az 1b. ábrán látszik. Hasonlóságuk miatt a Haitz-törvényt gyakran a LED-ek Mooretörvényeként is emlegetik.



1. ábra: A piac diktálta fejlődési trendek a mikroelektronikában és a szilárdtest világítástechnikában: a) Moore törvénye [12],[13] a digitális IC-k (processzorok) fejlődéséről ([14]alapján), b) Haitz törvénye [15], [16] a LED-ek fejlődéséről ([15] alapján).

A mikroprocesszorok teljesítőképességének növekedésére egy igen egyszerű mértékszám az áramkörök órajelfrekvenciájának a növekedése volt, ami a processzorok disszipációsűrűségének a növekedésével járt együtt (2a. ábra). Ezen az ábrán látszik, hogy a bipoláris technika a '80-as évek végére elérte ~10 W/cm²-es szintet, ahol a CPU egységek hűtése jelentette a további fejlődés korlátját. Ezen az integrált áramköri technológia váltásával léptek túl: a CMOS technika alkalmazásával az egy műveletre eső energiaigény drasztikusan csökkent. A CMOS technika alkalmazása során az egyetlen IC lapkára (CPU modulra) vonatkozó átlagos disszipációsűrűség, illetve a lapkáról (CPU modulról) a környezet felé elvezetendő hőáramsűrűség napjainkra megint elérte a ~10 W/cm²-es szintet. A 3. ábra tanúsága szerint ez megfelel egy rakéta burkolatán tapasztalható szintnek [17], míg egy IC lapkán kialakuló forró pontok esetében (tekintettel azok igen kis méretére) ez a hőáramsűrűség a Nap felszínére jellemző értéken van. Mivel jelenleg a CMOS technológia leváltása nem lehetséges, megtorpant az órajelfrekvenciának a közelmúltig tapasztalható töretlen növekedése. Ez látható a 2b. ábrán [17]. Ezek alapján kijelenthető, hogy a mikroelektronika klasszikus fejlődésének gátjává váltak a termikus problémák. Minden olyan megoldás, amellyel egy integrált áramköri lapka hűtése javítható, a lapka átlagos hőmérséklete és lapkán kialakuló forró pontok miatt jelentkező hőmérsékleti gradiensek nagysága csökkenthető, a forró pontok kialakulása elkerülhető, illetve az áramkör működése a hőmérsékleti hatásokkal szemben immunissá tehető, az érdeklődés középpontjában van és mai is fontos kutatási területet jelent.

A szilárdtest fényforrások, különösen a nagy teljesítményű és nagy fényerejű LED-ek hatásfokuk folyamatos növekedése révén most már felveszik a versenyt a hagyományos fényforrásokkal: fényhasznosításuk mára már meghaladta a kompakt fluoreszcens fényforrásokét és vetekszik a legjobb gázkisülő lámpák fényhasznosításával.



2. ábra: Processzorok fejlődés trendje: a) a disszipáció sűrűség és b) az órajel frekvenciájának alakulása ([17] alapján).



3. ábra: Az ún. "heat flux challenge" ([17] alapján).

A LED-ek esetében az integráció sűrűség helyett az egy LED tokból kinyerhető maximális fényáram az egyik meghatározó mérték. A LED-ek fejlődését sokszor azzal is mérik, hogy mely hagyományos fényforrásfajtát sikerült már LED-es megoldásokkal kiváltani. Jelenleg az egyetlen fényforrás kategória, ahol a LED-es áttörés még nem egyértelmű, az a nagy intenzitású gázkisülő lámpák (*high intensity discharge lamps / HID lamps*) területe. A korlátozó tényező ebben az esetben is a LED-ekkel elérendő, a HID lámpák nagyságrendjébe eső fényáram keltése esetén jelentkező veszteségi hő kezelése. Ebben az esetben is a nagy hőáramsűrűség okozza a gondot.

Kutató munkámmal olyan eredmények elérésére törekedtem, amelyekkel – ha a hűtési megoldásokban jelenleg forradalmi változást nem is tudunk elérni – a félvezető eszközök termikus problémáit vizsgálni és kezelni tudjuk. Olyan szoftver és hardver eszközök megalkotását kezdeményeztem, amelyekkel esély van arra, hogy mind az analóg és digitális integrált áramkörök, mind a világítástechnikai célú fénykibocsátó diódák esetében a termikus problémák a tervezés, illetve a prototípus gyártás során felderíthetőek, kezelhetőek legyenek. Például az áramkör termikus környezetét is helyesen modellezve elektro-termikus, illetve ún. logi-termikus szimuláció segítségével feltárhatók az áramkörön belüli termikus csatolások hatásai, detektálhatók a magasabb működési hőmérséklet miatt fellépő hibák. LED-ek esetében az általam javasolt méréstechnikai eljárással pontosan meghatározhatóak a LED-ek működési jellemzői a hőmérséklet függvényében. Ennek révén a LED-ek üzemi (meleg) fényárama becsülhető és alkalmas szimulációs eljárásokkal és LED modellekkel az elvárt üzemi fényáramot biztosítani képes hűtési megoldások vizsgálhatók, méretezhetők.

Értekezésem címe *Félvezető eszközök multi-domain karakterizációja*, amely alatt azt értem, hogy komplex módon, az eszközműködést meghatározó minden területre kiterjed az IC vagy alkatrész vizsgálata: konzisztens módon, a kölcsönös függések figyelembe vételével jellemezzük egy áram-kör elektromos és termikus viselkedését, LED-ek esetében az elektromos, termikus és fénytechnikai tulajdonságokat [C38].

A következő fejezetekben a fent vázolt területeket fejtem ki részletesen; minden esetben a részletes tárgyalást egy-egy tézis megfogalmazásával zárva, majd röviden szólok a tudományos eredményeim hasznosulásáról.

1 Elektro-termikus áramkörszimuláció

Az elektro-termikus szimuláció az egyik eszköz arra, hogy már a tervezés fázisában felmérhessük azt, hogy a termikus hatások miképp befolyásolhatják egy áramkör működését. Ennek elsősorban az analóg integrált áramkörök, vagy analóg integrált áramköri blokkok esetében van különös jelentősége. Klasszikussá vált J. E. Solomon 1974-es részletes esettanulmánya a monolitikus műveleti erősítők tervezéséről [18], amelyben a szerző egy külön szakaszt szentelt a termikus visszacsatolás DC erősítésre gyakorolt hatásának, és amelyben megfogalmazta azon máig is érvényes layout tervezési elveket is, amelyekkel a parazita termikus hatások egy integrált műveleti erősítő tervezése során minimalizálhatóak. Dr. Székely Vladimír és dr. Tarnay Kálmán korábbi publikációt [2], [3] követően ebben a cikkben is megjelenik az a gondolat, hogy a termikus hatásokat elektromos ekvivalenssel helyettesítsük, de Solomon cikkében fel sem merül a fent hivatkozott két korábbi cikkben ismertetett számítógépes elektro-termikus áramkörszimuláció gondolata. Ugyan a Solomon által vizsgált erősítők esetére is igazak. Az ilyen blokkok tervezése az analóg IC tervezés jellegzetes feladatai.

Egy analóg IC blokk tervezésének tipikus menete az, hogy egy áramkörtervező mérnök nemlineáris áramkörszimulációk sorozatával támogatva elkészíti a kérdéses blokk tranzisztor szintű kapcsolási rajzát. Ekkor a termikus hatások figyelembevétele csak arra korlátozódik, hogy egy áramkörszimulációs program (tipikusan a SPICE program [19]-[23] valamilyen kereskedelmi változata) segítségével megvizsgálják a kapcsolási rajzával adott áramköri részlet működését különböző környezeti hőmérsékletek mellett. Ezt követően a megtervezett áramköri séma alapján, a target IC technológia tervezési szabályai alapján egy layout tervező mérnök elkészíti e blokk részletes layout rajzolatát. E tervezési fázist a mai modern IC tervező szoftverrendszerekben minden esetben két kötelező ellenőrző lépés követi. Először is megvizsgálják, hogy a kapcsolási rajz minden elemét tartalmazza-e a layout, és hogy a megvalósított alkatrészek elektromos összeköttetései a kapcsolási séma szerintiek-e (LVS: lavout versus schematic ellenőrzés). A lavoutból visszafejtett hálózatlista természetesen olyan többlet alkatrészeket is tartalmaz, amelyek a fizikai megvalósításból származó elektromos parazitahatásokat¹ modellezik. A második fontos ellenőrzési lépés az, hogy a parazitahatásokkal kiegészített hálózatleírást is megvizsgálják áramkörszimulációval. Ez az ún. post-layout szimuláció. Kézenfekvő lenne, hogy egy ilyen post-layout szimuláció során az elektromos parazitahatások mellett például a Solomon által tárgyalt, a layouttól függő termikus parazitahatásokat [18] is figyelembe vegyük. Ezzel kapcsolatban az egyes alkatrészek közötti termikus csatolás, illetve az egyes alkatrészek és a termikus környezet közötti csatolás szisztematikus, algoritmizálható módon való meghatározása a feladat.

¹ Ilyenek például: a vezetékek, mint elosztott paraméteres RC vonalak hatásai, parazita diódák hatásai, szélhatások, stb.

Ennek megoldása attól függ, hogy az elektro-termikus szimulációt milyen módszerrel végezzük. Az egyik lehetséges mód egy termikus szimulációs program és egy áramkörszimulációs program csatolása – ezt nevezik *szimulátor csatolásnak (simulator coupling)* vagy *relaxációs módszernek*. A másik lehetőség az ún. *direkt módszer (direct method)*, amikor az áramkör termikus környezetének előállítják az elektromos ekvivalens modelljét és azt az eredeti elektromos hálózattal együtt egy nemlineáris áramkörszimulációs program iteratív megoldó algoritmusa kezeli – ezért ezt a módszert *szimultán iterációnak* is nevezik. Ebben az esetben lényeges az a kérdés, hogy miképp állítjuk elő a termikus rendszer hálózati modelljét.

A következőkben az elektro-termikus szimuláció fent említett módszereit tekintem át, különös tekintettel az általunk is használt szimultán iteráció módszerére, azon belül is külön figyelmet szentelve az áramkör termikus környezete modellezésének.

1.1 Az elektro-termikus áramkörszimuláció módszerei

Az elektro-termikus áramkörszimuláció során a vizsgált áramkör elektromos viselkedését nagy pontossággal le tudjuk írni koncentrált paraméteres modellekkel és így az áramkör fizikai megvalósításának a részleteitől eltekinthetünk. Az egész áramkört egy irányított gráffá absztraháljuk; az egyes ágak elektromos jellemzői közötti kapcsolatokat fogalmazzák meg a koncentrált paraméteres modellek. Ezzel szemben, hasonló absztrakció lehetősége az inherens módon elosztott paraméteres rendszerként modellezhető termikus környezetre nem nyilvánvaló. Az elektromos hálózat viselkedését DC, illetve kisjelű AC esetben algebrai egyenletrendszerek írják le, míg a hálózat termikus környezetének a viselkedését egy parciális differenciálegyenlettel jellemezhetjük. A megoldandó feladat a két különböző absztrakciós szinten adott, különböző típusú egyenletrendszerekkel leírt részek közös rendszerként való szimulációja.

Az egyik lehetőség az, hogy a két alrendszert a saját absztrakciós szintjük kezelésére alkalmas programmal szimuláljuk és e két szimulációs programot alkalmas módon egymáshoz csatoljuk. A másik lehetőség az, hogy valamilyen, lehetőleg pontos és egzakt módszerrel homogénné tesszük a két alrendszer modelljét és a közös elektro-termikus rendszermodellt az adott modellt kezelni képes programmal szimuláljuk. Sebességi okoknál fogva a termikus rendszert is jellemzően egy hálózati modellel írjuk le és a teljes elektro-termikus rendszert az áramkörszimuláció eszköztárával kezeljük. Akad az irodalomban arra is példa, amikor az elektromos alkatrészek egy részét elosztott paraméteresen, a fizikai eszközszimuláció apparátusával modellezik és az elektro-termikus szimuláció csatolt parciális differenciálegyenlet-rendszer megoldását igényli (MINIMOS-NT program [24]-[26]). A nemzetközi szakmai irodalomban az 1970-es évek közepe óta találhatunk cikkeket, amelyek az elektro-termikus áramkörszimulációval foglalkoznak. Ebben az időszakban több neves kutató PhD disszertációja is ezzel a témával foglalkozott [27], [28].

Az1995-ben útjára bocsátott és azóta neves nemzetközi konferenciává fejlődött THERMINIC Workshopok [29] programjában szinte minden évben szerepelt olyan közlemény, amely valamilyen újdonságot mutatatott be az elektro-termikus áramkörszimuláció kapcsán és hasonló tapasztalható más nemzetközi konferenciákon is, ahol termikus kérdések is terítékre kerülnek (például SEMI-THERM, EuroSime, MIXDES, stb). Az alábbiakban, részben a THERMINIC Workshopokon először prezentált megoldások, részben egyéb, klasszikussá vált cikkek alapján mutatom be az elektro-termikus áramkörszimuláció fent vázolt két meghatározó módszerét.

1.1.1 A megoldandó egyenletek

Egy integrált áramkört tehát egy csatolt rendszernek tekintünk, melyekre az alábbi állapotegyenleteket írhatjuk fel [2], [30], [J1], [J2]:

$$0 = I_m \left(\mathbf{U}_i, \mathbf{T}_j \right)$$
(1)

$$0 = P_n \left(\mathbf{U}_i, \mathbf{T}_j \right),$$
(2)

ahol \mathbf{U}_i az elektromos alrendszer állapotváltozóinak a vektora (csomóponti potenciálok vektora), \mathbf{T}_j pedig a termikus alrendszer állapotváltozóinak (félvezető eszközök hőmérsékleteinek) a vektora, I_m az *m*-edik csomópontba befolyó áramok összege, P_n pedig az *n*-edik félvezető eszköz nettó hőárama. Mind I_m , mind pedig P_n az állapotváltozók (nemlineáris) függvénye. Az elektro-termikus probléma megoldása során a teljes rendszer közös $[\mathbf{U}_i, \mathbf{T}_j]$ állapotvektorát keressük.

1.1.2 Szimulátor csatolás vagy relaxációs módszer

Integrált áramkörök elektro-termikus szimulációjának, az (1) és (2) állapotegyenletek csatolt megoldásának a legegyszerűbb módja az, hogy kezdeti, azonos eszközhőmérsékleteket feltételezve kiszámítjuk az egyes alkatrészek disszipációit, megkapva az áramkör **P** disszipáció vektorát. Ezen eszközhőmérsékletek természetesen egyáltalán nem tükrözik az egyes alkatrészek és a környezet közötti tényleges hőellenállás, illetve az egyes eszközök közötti termikus csatolások hatását.

Ezen hatások figyelembevétele úgy lehetséges, hogy az így kapott kezdeti **P** disszipáció vektorral, mint kezdeti disszipációeloszlással termikus szimulációt végzünk. (Ez a disszipációvektor jellemző az áramkör adott eszközhőmérsékletek mellett érvényes elektromos munkapontjára.) E termikus szimuláció eredményeképpen a valós eszközhőmérsékleteket jobban közelítő értékeket kapunk. Az így előállt, frissített **T** hőmérsékletvektorral egy újabb áramkörszimulációt végzünk, és mindaddig folytatjuk ezt az iterációt a két szimulációs programmal, amíg valamilyen pontossági kritériumnak megfelelnek az egymást követő hőmérséklet- és disszipációvektorok. (Ilyen kritérium lehet például az, hogy az utolsó két vektor különbségének valamilyen norma szerinti értéke egy adott határ alá csökken.) A módszer lényegét az 1-1. ábra szemlélteti.



1-1. ábra: Az elektro-termikus szimuláció ún. relaxációs módszerének sémája.

E módszer kétségtelen előnye, hogy viszonylag egyszerű egy ilyen szimulációs rendszert kész, kereskedelmi programkódok felhasználásával megvalósítani. Egy ilyen megvalósításra mutat be példát W. Petegem *et al* cikke [31]. A programok integrációját nagyban megkönnyíti, ha erre megfelelő alkalmazói programozási interfésszel (API-val) rendelkeznek [30]. Petegeméhez hasonló megolást publikált pár évvel később S. Wünsche *et al* is [32]. További példák ilyen jellegű megoldásra: L. Hebrard *et al* (1992) [33], [34], W. K. Chu és W. H. Kao (1995) [35] – mindkét megoldás a Cadence cég egykori, Edge nevű IC tervező rendszerébe volt integrálva. Ehhez hasonló, az IC layoutot, mint bemenetet használó megoldás volt az 1996-ban publikált ETS-A rendszer [36] is.

A szimulátor csatoláson alapuló relaxációs módszernek több komoly hátránya is van [37]. A legfontosabb, elvi probléma az, hogy semmi garancia nincs arra, hogy az áramkörszimuláció és a termikus szimuláció váltakozó, iteratív végrehajtása konvergál, és ha konvergál, akkor egy valós, konzisztens elektro-termikus megoldást eredményez. A következő elvi jellegű hátránya a módszernek az, hogy az erős termikus csatolással rendelkező rendszerek szimulációjára nem alkalmas. Mivel két, egymástól teljesen független, csak a kimenő és bemenő adataikon keresztül kommunikáló szimulátorral próbálunk eredményre jutni, a teljes elektro-termikus probléma elektro-termikus és termoelektromos parciális deriváltjait (azaz a $\partial P/\partial U$, illetve $\partial I/\partial T$ jellegű transzfer vezetéseit) nem lehet kiszámítani.

Komoly gyakorlati hátránya a módszernek a nagy futási időigény, ami két okra vezethető vissza. Az egyik az egymásba ágyazott két iterációs ciklus. A külső ciklus a két szimulátor program közötti iteráció, a másik a nemlineáris áramkörszimuláció numerikus megoldó algoritmusának a magja, ami

tipikusan a Newton-Raphson iteráción alapul. A nagy futási időigény másik oka az, hogy a relaxációs módszer gyakorlati megvalósítása során a termikus szimulációra valamilyen véges elemes módszeren (FEM), vagy a véges differenciák módszerén (FDM) alapuló eszközt használnak (lásd például [31]-et).

1.1.3 Szimultán iteráció vagy direkt módszer

A szimultán iteráció az elektro-termikus szimuláció nehezebben implementálható módszere. A lényege az, hogy a vizsgálandó áramkör környezetének termikus modelljét, az elektromos és termikus rendszerek közt fennálló analógia alapján egy hálózati modell formájában állítjuk elő és ezt a modellt az áramkör elektromos modelljével együtt, egy ún. elektro-termikus áramkörszimulátorral kezeljük (1-2. ábra). A szimultán iteráció elnevezés arra utal, hogy ekkor egyetlen iterációs ciklust használunk a szimuláció során: a nemlineáris áramkörszimuláció magját képező Newton-Raphson iterációt.

Egy áramkörszimulációs programot elektro-termikus szimulációs programnak nevezünk akkor, ha képes egy áramkör termikus környezetét a közismert elektromos-termikus analógia szerint definiált termikus hálózati elemek (hőáramforrás, hőellenállás, hőkapacitás) segítségével az elektromos áramkör koncentrált paraméteres hálózati modelljével közös hálózatleírásban kezelni, és ha a félvezető eszközöknek a programba beépített modelljei alkalmas módon ki vannak egészítve a termikus hatások leírásával [2], [3]. E szükséges kiegészítések a következők (1-3. ábra):

- Félvezető eszközök modelljeinek kiegészítése egy termikus ággal, amely a félvezető eszköz aktív régiójának megfelelő termikus csomópont² és a "termikus föld" közötti hőáramforrás. E forrás konstans hőárama egyenlő az eszköz disszipációjával. A termikus csomópont "potenciálja" az eszköz hőmérséklete, a termikus föld (termikus referencia pont) hpmérséklete a *T_{amb}* környezeti hőmérséklet.
- Félvezető eszközparaméterek hőmérsékletfüggésének számítása a saját eszközhőmérséklet alapján.
- Az eszközmodell elektromos ágai és termikus ága közötti transzfervezetések számítása ($\partial I_F / \partial T_J$ és $\partial P_H / \partial V_F$ parciális deriváltak az 1-3. ábrán).
- Az így modelezett eszközöktől a környezet felé történő hőátadást, illetve az eszközök közötti termikus csatolásokat leíró passzív hálózat (termikus *N*-kapu) kezelése. Ennek kapcsai az elektro-termikus modellekkel jellemzett eszközök termikus kapcsaihoz csatlakoznak, ahogy azt az 1-3. ábra szemlélteti.



Elektro-termikus áramkörszimulátor

1-2. ábra: Az elektro-termikus szimuláció ún. direkt módszerének sémája.

Egy hálózat elektromos és termikus rész-modelljei közötti csatolást tehát a félvezető eszközök és egyéb hőmérséklet érzékeny struktúrák (például Si-Al kontaktusok, lásd később) alkotják [4].

Az 1-3. ábrán szemléltetésképpen bemutatott dióda modell $\partial I_F / \partial T_J$ és $\partial P_H / \partial V_F$ parciális deriváltjai reprezentálják azon transzfervezetéseket, amelyeknek kiszámítása és közvetlen kezelése teszi lehetővé azt, hogy szoros termikus csatolásban lévő alkatrészek esetében is valódi, önkonzisztens eredményeket szolgáltasson egy, a szimultán iteráció módszerét használó elektro-termikus áramkörszimulációs program. Ennek matematikai háttere az, hogy a kombinált nemlineáris elektrotermikus hálózategyenleteknek (például a Newton-Raphson módszerrel történő) numerikus iteratív

² E termikus csomópontot a termikus kérdésekkel foglalkozó gépészmérnökök *junction node*-nak nevezik, ennek hőmérséklete a *junction temperature*, jele T_J .

megoldása során az általunk követett alkatrész modellezési és áramkör szimulációs módszer³ esetében a hálózat teljes

$$\begin{bmatrix} \frac{\partial I_m}{\partial \mathbf{U}_i} & \frac{\partial I_m}{\partial \mathbf{T}_j} \\ \frac{\partial P_n}{\partial \mathbf{U}_i} & \frac{\partial P_n}{\partial \mathbf{T}_j} \end{bmatrix}$$
(3)

Jacobi-mátrixának minden elemét előállítjuk és kezeljük, illetve felhasználjuk. A szimultán iteráció módszerének ez a legnagyobb előnye a relaxációs módszerrel szemben.



1-3. ábra: Egy félvezető eszköz (itt: dióda) elektro-termikus eszközmodelljének és az ilyen eszközök közötti termikus csatolást megvalósító áramköri hordozó lemez (pl. félvezető lapka) termikus hálózati modelljének, illetve ezen modellek kapcsolatának vázlata.

A BME Elektronikus Eszközök Tanszékén 1969-1971 környékén kifejlesztett TRANZ-TRAN program az első egyik elektro-termikus áramkörszimulációs program volt. A program dinamikus elektro-termikus szimulációs képességéről szóló publikációval [4] szinte egyidőben jelent meg K. Németh sokat idézett egykori cikke [30], illetve K. Fukahori és P. Gray klasszikussá vált közleménye a szimultán iterációval megvalósított elektro-termikus szimulációról [38]. A szimultán iterációval működő áramkörszimuláció több, későbbi implementációja is ismert. Ilyenek például: Lee és Alstott munkája[39], a G. Diegele és társai által publikált megoldás [40], T. Veijola és társai APLAC programja [41], N. Sabry és társai munkája [37] (az ELDO-ET program), illetve ennek egy 16 évvel későbbi kereskedelmi változatáról szóló cikk [42], valamint a TRANZ-TRAN program C nyelvű változataival a mi csoportunk által 1997 és 2012 között megvalósított megoldások [J1]-[J3], [C1], [C2], [C4]-[C6], [C8], [43] is. A legfontosabb elvi különbség ezen megvalósítások közt a vizsgált áramkör termikus környezete modelljének elállítása, illetve kezelése kapcsán van.

1.2 Az áramköri környezet termikus modelljének előállítása

A termikus környezet modellezésével szorosan összefüggő kérdés az is, hogy a szóban forgó termikus szimulációs program eszközmodelljeihez hogy kapcsolódik a termikus modell. A korai elektrotermikus áramkörszimulációs programokban (például a TRANZ-TRAN [1]-[4] vagy az APLAC programban [41]) minden félvezető eszközhöz implicit módon hozzárendeltek egy egy termikus időállandóval jellemzett termikus modellt oly módon, hogy az elektromos eszközparaméterek közt egy hőellenállás és egy hőkapacitás érték is szerepelt. Egy tokozott diszkrét félvezető eszköz esetében ezek a tok *RthJC junction-to-case* hőellenállásaként, illetve a teljes tok hőkapacitásaként értel-

³ Csomóponti potenciálok módszere (nodal analysis).

mezhetőek, de integrált áramköri alkatrészek esetében nem lehet ezekhez jól definiált jelentést rendelni. Ezért például a TRANZ-TRAN program C nyelvű elektro-termikus változataiban az elektrotermikus eszközmodellek sémája szigorúan az 1-3. ábra szerinti: az eszközök termikus ága pusztán az eszköz disszipációját jelképező (hő)áramgenerátor, az eszköz termikus környezetét leíró alkatrészek csupán a *junction* csomópontra csatlakozó, <u>külső modellek</u>. Ennek értelmében, ha egy hálózatban N db termikus szempontból releváns alkatrészünk van, akkor ennek a hálózatnak N db termikus ága, ill. N db termikus csomópontja van. E termikus csomópontokhoz csatlakozik a hálózat környezetét leíró termikus N-kapu modell. A megoldanó feladat ezen N-kapu model algoritmikus előállítása.

1.2.1 Becsült elemértékek

A TRANZ-TRAN programot ismertető korai publikációkban [2], [3] említett szimulációs példákban az egyes elektro-termikusan modellezett félvezető eszközökhöz egy-egy (koncentrált paraméteres) hőellenállást/hőkapacitást csatlakoztattak a szimuláció során. Ezen hőellenállások és hőkapacitások elemértékei az akkori tokozásoknak megfelelő tipikus, *becsült* értékek voltak. Hasonló becsült értékekkel találkozhatunk Grasser és Selberherr publikációiban [24]-[26]. Székely és Tarnay 1976-os konferencia közleménye [4] teszi az első utalást arra, hogy az áramkör termikusan releváns részei közti termikus csatolás valamilyen *algoritmikus módon* lenne célszerű megadni. E konferenciaközleményben arra tettek javaslatot, hogy pontszerű hőforrások feltételezésével, analitikus módon számoljuk ki az egyes alkatrészekhez kapcsolódó hőellenállásokat, de nem tettek utalást arra, hogy ez hogy történjék meg a 3D fizikai struktúra részletes ismeretében.

A három dimenziós fizikai struktúra



1-4. ábra: Egy áramkör termikus környezetének a háromdimenziós geometria alapján pl. a véges differenciák módszerének megfelelő diszkretizációs séma szerint generált 3D RC hálózati modellje.

1.2.2 A fizikai elrendezés térbeli diszkretizációja alapján létrehozott termikus modell

E megközelítés lényege, hogy egy olyan térbeli diszkretizációs sémát alkalmazunk a fizikai struktúrára, mint amilyet a klasszikus, véges elemes módszerrel, vagy a véges differenciák módszerével működő numerikus termikus szimulációs programok alkalmaznak. Az így kapott szimulációs hálónak (*mesh, grid*) megfelelő háromdimenziós termikus RC hálózatot generálnak, ahol az aktív félvezető eszköznek megfelelő helyhez csatlakoznak az eszközmodellek termikus csomópontjai, ahogy ezt az 1-4. ábra szemlélteti. Ilyen megoldást alkalmazott például Fukahori és Gray [38] (véges elemes szimulációs hálónak megfelelő modell), Lee és Alstott [39], vagy Diegele *et al* [40] (véges differenciák módszerének megfelelő hálózati modell).

Mindkét módszer (akár a Fukahori és Gray féle, akár a Diegele és társai által publikált módszer) a "nyers erő" elvének megfelelően közelíti meg a termikus modellezés kérdését, ugyanis magát az áramkörszimulációs programot használja a numerikus termikus szimulációs probléma megoldására is. Ugyan ebben a megközelítésben valóban elmarad a külső iterációs ciklus és egyszerre történik a nemlineáris áramkörszimuláció és a termikus szimuláció, de a nemlineáris áramkörszimuláció minden egyes iterációs lépése legalább akkora futási időt igényel, mint egy, a véges elemek, vagy a véges differenciák módszerével működő numerikus termikus szimulátor. A 3D RC hálózat csomópontszáma igen nagy lehet, ezért az áramkörszimulátor futási idéje is hatalmas nagy lehet, még az üres mátrix technikákat alkalmazó, gyors áramkörszimulációs programok esetében is. Megjegyzendő, hogy a FEM vagy FDM szimulációs programok megoldó algoritmusai sokkal hatékonyabban kezelik a nagy (több százezer vagy milliós) csomópontszámú modelleket, mint az áramkörszimuláció során alkalmazott algoritmusok. Így azon túl, hogy az elektro-termikus és termo-elektromos transzfer-vezetéseket az ilyen termikus modellt alkalmazó, szimultán iteráció módszerével működő elektro-termikus áramkörszimulációs programok kiszámolják és használják, hatékonyságuk a relaxációs módszerrel összevetve megkérdőjelezhető.

1.2.3 A termikus modell szisztematikus előállítása

Állandósult állapotbeli szimuláció esetére könnyen belátható, hogy létezik a 1-4. ábrán látható, részletes 3D hálózattal ekvivalens olyan eredő hálózat, amely az elektromos áramkör termikus viszonyait helyesen tükrözi. Ez az ekvivalens hálózat szintén egy olyan termikus *N*-kapu, amelynek minden egyes kapcsa minden más kapcsával egy-egy hőellenállás révén összeköttetésben van, továbbá minden kapcsa és a "termikus föld" között is egy hőellenállás található. Ezt a termikus *N*-kaput egy vezetési mátrixszal jellemezhetjük [J1]. E mátrix főátlóbeli elemei az alkatrészek és a konstans hőmérsékletű termikus referencia pont (a "termikus föld") közötti kapcsolatot írják le, míg egyéb elemei az egyes alkatrészek közötti kölcsönös hőcsatolást jellemzik.

Ehy ilyen hálózati modell állandósult állapotra vonatkozó termikus szimulációk sorozatával könynyen előállítható: N db termikusan aktív alkatrész esetében N db szimulációra van szükség. A folyamatot az 1-5. ábra szemlélteti N=3 esetére. Az *i*-edik szimuláció esetében az *i*-edik alkatrész esetében egységnyi (1 W) disszipációt tételezünk fel, a többi alkatrészt pedig passzívnak tekintjük (disszipációjuk zérus). A szimulációk sorozata által kiszámolt eszközhőmérsékletek egy hőellenállás dimenziójú értékekből álló mátrix elemeit szolgáltatják a következőképpen:

Egy áramköri hordozó esetében a hordozón elhelyezkedő N db hőtermelő/hőmérsékletérzékeny elemekre kapcsolt $P_1, P_2, \ldots P_N$ disszipáció gerjesztéseket alkalmazva, feltételezve azt, hogy az áramkör termikus környezetének lineáris passzív, reciprok rendszerként való leírása jó közelítést jelent, állandósult állapotban a rendszer hőmérsékleti válasza (a szuperpozíció elvét alkalmazva) a következő egyenlettel adható meg:

$$\begin{bmatrix} T_{1} \\ T_{2} \\ \vdots \\ T_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}^{*} & \Psi_{12}^{*} & \cdots & \Psi_{1N}^{*} \\ \Psi_{21}^{*} & R_{22}^{*} & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \Psi_{N1}^{*} & \cdots & \cdots & R_{NN}^{*} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{1} \\ P_{2} \\ \vdots \\ P_{n} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{amb} \\ T_{amb} \\ \vdots \\ T_{amb} \end{bmatrix},$$
(4)

ahol T_1, T_2, \ldots, T_N jelöli az áramköri hordozón található hőtermelő/hőmérsékletérzékeny elemek hőmérsékleteit, T_{amb} jelöli az állandó hőmérsékletű referenciának tekintett termikus környezet, a "termikus föld" hőmérsékletét. Mivel T_{amb} értéke ismert és állandó, célszerű az abszolút eszközhőmérsékletek helyett csak az eszközöknek a disszipáció gerjesztés hatására bekövetkező hőmérsékletnövekményével számolnunk. Így egy homogén lineáris egyenletrendszerhez jutunk:

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{1} \\ \Delta T_{2} \\ \vdots \\ \Delta T_{N} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{11}^{*} & \Psi_{12}^{*} & \cdots & \Psi_{1N}^{*} \\ \Psi_{21}^{*} & R_{22}^{*} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \Psi_{N1}^{*} & \cdots & \cdots & R_{NN}^{*} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_{1} \\ P_{2} \\ \vdots \\ P_{N} \end{bmatrix}.$$
(5)

A disszipáció gerjesztés és a hőmérsékleti válasz vektorai közötti kapcsolatot egy hőellenállás dimenziójú [K/W] elemekből álló mátrix adja meg. E mátrix főátlóbeli, R_{ii}^* jelű elemei egy *junctionto-ambient* jellegű hőellenállás értékeket adnak meg. Ha (például egy tokozott integrált áramkörben) csak az *i*-edik alkatrészre kapcsolunk egységnyi disszipációt, akkor a félvezető lapka tetejének hőmérséklete nem csak az *i*-edik alkatrésznél fog megemelkedni, hanem bármely *j*-edik alkatrésznél is magasabb hőmérsékletet fogunk tapasztalni. Minél szorosabb a termikus csatolás az *i*-edik és a *j*edik alkatrész között (például mert nagyon közel van egymáshoz a két eszköz), annál magasabb lesz a hőmérséklet a *j*-edik alkatrésznél. E csatolások mértékét jellemzik a főátlón kívül elhelyezkedő Ψ_{ij}^* jelű mátrixelemek. Egy ilyen elemet a nemzetközi termikus mérési szabványok terminológiája [44] nyomán *termikus karakterizációs paraméternek* nevezünk.

Az R_{ii}^* jelű és a Ψ_{ij}^* jelű elemek éles terminológiai megkülönböztetését az is indokolja, hogy az előbbiek valóban egyfajta valós hőellenállást képviselnek és megfelelnek a hőellenállás fogalma szigorú definíciójának (két izotermikus felület közötti hőmérsékletkülönbség és az e felületek között folyó teljes hőáram hányadosa [46], [47]), mig a Ψ_{ii}^* .

Az utóbbiak esetében nyilvánvaló, hogy az *i*-edik alkatrésznél a rendszerbe beinjektált hőáram teljes egésze nem távozik a *j*-edik alkatrészen keresztül, annak csak egy töredéke érinti a *j*-edik alkatrészt. Ezek alapján az (5) egyenlet jobb oldalán szereplő mátrixot D. Schweitzer nyomán [11] *termikus karakterizációs mátrixnak nevezzük* [C9] és \mathbf{R}^*_{th} -gal jelöljük:

$$\mathbf{R}_{th}^{*} = \begin{bmatrix} R_{11}^{*} & \Psi_{12}^{*} & \cdots & \Psi_{1N}^{*} \\ \Psi_{21}^{*} & R_{22}^{*} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \vdots \\ \Psi_{N1}^{*} & \cdots & \cdots & R_{NN}^{*} \end{bmatrix}.$$
(6)

Egy ilyen \mathbf{R}_{ih}^{*} termikus karakterizációs mátrix elemeit *N* db méréssel (valós, fizikai rendszer esetében) vagy *N* db termikus szimulációval (a tervezés, modellezés/szimuláció fázisában) határozhatjuk meg úgy, hogy *N* db különböző \mathbf{P}_{N} disszipáció vektort tételezünk fel a (5) egyenlet jobb oldalán. Az *i*-ik szimuláció során a \mathbf{P}_{N} vektor minden eleme 0, kivéve a *P_i* disszipációt, amelyet egységnyinek (1 W) tekintünk, azaz a \mathbf{P}_{N} disszipáció vektorok sorozata a következő lesz:

$$\mathbf{P}_{N} = \begin{bmatrix} 1 & \mathbf{W} \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{1}, \begin{bmatrix} 0 \\ 1 & \mathbf{W} \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix}_{2} \cdots \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 1 & \mathbf{W} \end{bmatrix}_{N}$$
(7)

Az ezen \mathbf{P}_N gerjesztés vektorokra kapott $\Delta \mathbf{T}_N$ hőmérsékletemelkedés válasz vektorok sorozatában az egyes hőmérséklet értékek az \mathbf{R}^*_{th} mátrix egyes elemértékeit adják meg a következőképpen:

$$\Delta \mathbf{T}_{N} = \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = R_{11}^{*} \cdot 1 \ W \\ \Delta T_{2} = \Psi_{21}^{*} \cdot 1 \ W \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = \Psi_{N1}^{*} \cdot 1 \ W \end{bmatrix}_{1}, \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = \Psi_{12}^{*} \cdot 1 \ W \\ \Delta T_{2} = R_{22}^{*} \cdot 1 \ W \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = \Psi_{N1}^{*} \cdot 1 \ W \end{bmatrix}_{1}, \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = \Psi_{12}^{*} \cdot 1 \ W \\ \Delta T_{2} = R_{22}^{*} \cdot 1 \ W \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = \Psi_{N1}^{*} \cdot 1 \ W \end{bmatrix}_{2} \cdots \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = \Psi_{1N}^{*} \cdot 1 \ W \\ \Delta T_{2} = \Psi_{2N}^{*} \cdot 1 \ W \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = R_{NN}^{*} \cdot 1 \ W \end{bmatrix}_{N}.$$
(8)



Ideális hűtő tömb T_{amb} ("termikus föld")

1-5. ábra: Egy ideális hűtőtömbre szerelt áramköri hordozón kialakított áramkör állandósult állapotra vonatkozó termikus karakterizációs mátrixa előállításának folyamata (N=3).
 Az ábrán alkalmazott jelölések magyarázata a (4) egyenlet után található.

Ezzel, most már eltekintve az 1 W-os szorzófaktoroktól, csak a mátrix elemek abszolút értékét feltűntetve:

$$\begin{bmatrix} \Delta T_{1} = R_{11}^{*} \\ \Delta T_{2} = \Psi_{21}^{*} \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = \Psi_{N1}^{*} \end{bmatrix}_{1}, \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = \Psi_{12}^{*} \\ \Delta T_{2} = R_{22}^{*} \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = \Psi_{N2}^{*} \end{bmatrix}_{2}, \cdots \begin{bmatrix} \Delta T_{1} = \Psi_{1N}^{*} \\ \Delta T_{2} = \Psi_{2N}^{*} \\ \vdots \\ \Delta T_{N} = R_{NN}^{*} \end{bmatrix}_{N} = \begin{bmatrix} (\Delta T_{1})_{1} & (\Delta T_{1})_{2} & \cdots & (\Delta T_{1})_{N} \\ (\Delta T_{2})_{1} & (\Delta T_{2})_{2} & (\Delta T_{2})_{N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ (\Delta T_{N})_{1} & (\Delta T_{N})_{2} & \cdots & (\Delta T_{N})_{N} \end{bmatrix} = \mathbf{R}_{th}^{*} \quad (9)$$

Az áramkörszimuláció számára az N termikus kapuval rendelkező termikus rendszerünket egy olyan, valós hőellenállásoknak tekinthető elemekből álló áramköri helyettesítő képpel kell leírnunk, amelynek a fenti, Kronecker- δ -k sorozataként is felfogható, \mathbf{P}_N disszipáció vektorokra, mint a kapcsaira adott gerjesztésre vonatkozó hőmérsékleti válasza megegyezik az eredeti rendszerünk hason-ló gerjesztésre adott válaszával. Jellemezzük ezt az áramkört a következő \mathbf{R} hőellenállás mátrixszal:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & \cdots & R_{1N} \\ R_{21} & R_{22} & \cdots & R_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ R_{N1} & R_{N2} & \cdots & R_{NN} \end{bmatrix}$$
(10)

Az **R** mátrixban a főátlóbeli R_{ii} elemek egy eszköz és a termikus föld közötti ellenállás értékek, a főátlón kívüli R_{ij} elemek pedig az *i*-edik és a *j*-edik kapocs közötti hőellenállásokat jelölik. Ekkor igaz az, hogy

$$\frac{1}{R_{ii}} \cdot \Delta T_{ij} + \sum_{k \neq j}^{N} \frac{1}{R_{ij}} \left(\Delta T_{ij} - \Delta T_{ik} \right) = \delta_{ij} \cdot 1 \text{ W}.$$
(11)

Pontszerű hőforrások és pontszerű hőmérsékletérzékelők esetében igaz, hogy a rendszer reciprok, azaz $R_{ij} = R_{ji}$.

Bevezetve a

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R_{11}} + \sum_{i \neq j} \frac{1}{R_{ij}} & \frac{-1}{R_{12}} & \cdots & \cdots & \cdots & \frac{-1}{R_{1N}} \\ \frac{-1}{R_{21}} & \frac{1}{R_{22}} + \sum_{i \neq j} \frac{1}{R_{ij}} & & \vdots \\ \vdots & & \ddots & \frac{-1}{R_{i-1j+1}} & \vdots \\ \vdots & & \frac{1}{R_{ii}} + \sum_{i \neq j} \frac{1}{R_{ij}} & & \vdots \\ \vdots & & \frac{-1}{R_{i+1j-1}} & & \ddots & \vdots \\ \frac{-1}{R_{N1}} & \cdots & \cdots & \cdots & \frac{1}{R_{NN}} + \sum_{i \neq j} \frac{1}{R_{ij}} \end{bmatrix}$$
(12)

jelölést igaz az, hogy

$$\mathbf{G} \cdot \mathbf{R}_{th}^* = \mathbf{E} \,, \tag{13}$$

ahol E az egységmátrixot jelöli. Ekkor tehát

$$\mathbf{G} = \left[\mathbf{R}_{th}^{*}\right]^{-1},\tag{14}$$

azaz a keresett hőellenállás hálózat elmeinek reciprokaiból képzett **G** mátrix a rendszer \mathbf{R}_{th}^{*} termikus karakterizációs mátrixának az inverze. Az így kapott **G** mátrix elemeiből a szükséges ellenálláshálózat elemértékei közvetlenül meghatározhatóak:

• az *i*-edik és *j*-edik kapocs közötti hőellenállás az *i*,*j*-edik mátrixelem ellentettjének a reciproka:

$$R_{ij} = -1/G_{ij}; (15)$$

• az *i*-edik kapocs és a termikus föld közötti ellenállást pedig megkapjuk úgy, ha a G mátrix *ii*edik eleméhez hozzáadjuk a vele megegyező sorban található többi mátrixelem összegét, majd ennek reciprokát vesszük:



1-6. ábra: Egy termikus rendszer 2-kapu modelljének valós hőellenállás értékei (pirossal jelölve) és \mathbf{R}^{*}_{th} termikus karakterizációs mátrixának elemértékei (sötét kékkel jelölve).

A fentieket egy egyszerű példával lehet szemléltetni. Tekintsünk egy olyan termikus rendszert, amely pusztán 2 db termikusan aktív ill. hőmérsékletérzékeny elemet tartalmaz. Legyenek a rendszer anyagparaméterei és geometriai méretei úgy megválasztva, hogy adott termikus határfeltételek mellett a rendszer állandósult állapotbeli (koncentrált paraméteres) kétkapu modelljét alkotó 3 hőellenállás mindegyikének az értéke $R_{11} = R_{12} = R_{22} = 1$ K/W legyen, ahogy azt az 1-6. ábra szemlélteti! Könnyű belátni, hogy az 1-6. ábra szerinti rendszer bármelyik kapcsa és a termikus föld közötti eredő hőellenállás értéke 2/3 K/W. Ekkor például az 1. kapocsra kényszerített egységnyi diszszipáció hatására annak hőmérsékletemelkedése 2/3 °C lesz, míg a 2. kapcson tapasztalható hőmérséklet 1/3 °C, azaz a termikus karakterizációs mátrix elemértékei $R_{11}^* = R_{22}^* = 2/3$ K/W, illetve $\Psi_{12}^* = \Psi_{21}^* = 1/3$ K/W lesznek (lásd a 1-6. ábrát). Ez utóbbi egyenlőség azt jelenti, hogy (pontszerű hőforrásokat, illetve hőmérséklet-érzékelőket feltételezve) a rendszer reciprok. Az így jellemzett termikus rendszerre tehát

$$\mathbf{R}_{th}^* = \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 2/3 \end{bmatrix}$$
$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} 2 & -1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix}$$

adódik, aminek G inverze

lesz. Ekkor a (8) egyenlet alapján $R_{12} = -(-1) = 1$ K/W, a (9) egyenlet alapján $R_{11} = R_{11} = 1/(2-1) = 1$ K/W, azaz a rendszer termikus karakterizációja eredményeképpen kapott paraméterekkel a fenti algoritmus segítségével visszakaptuk az eredeti hőellenállás értékeket.

Megjegyzendő, hogy az (6) egyenlet szerinti \mathbf{R}^*_{th} termikus karakterizációs mátrixot Tsai és Kang *transfer thermal resistance matrix* néven, egy digitális áramkört hordozó IC lapka kompakt termikus modellezésére szintén használja [45].

1.2.4 Nem reciprok viselkedés

Az áramkör termikus környezetének hálózati modelljét előállító módszer implicit feltételezése az, hogy a vizsgált áramköri hordozó és annak termikus környezete *reciprok lineáris* rendszer.\ (A *linearitás* termikus rendszerek modellezése esetében azt jelenti, hogy a fizikai rendszer anyagparaméterei hőmérséklet függetlennek tekinthetők. Ez a gyakorlati esetek többségében egy többékevésbé jól teljesülő feltételezés; a gyakorlati anyagparaméterek hőmérsékletfüggése által okozott hiba [48], [49] vagy a környezetnek történő hőátadás hőmérsékletfüggése okozta hiba [50] többnyire elhanyagolható.)

A reciprocitásnak elvileg teljesülnie kell, de számos gyakorlati szimuláció, illetve több hőforrásos rendszerek mérése során nagyon gyakran nem reciprok viselkedés tapasztalható, azaz $\Psi^*_{ij} \neq \Psi^*_{ji}$. Mérések kapcsán ilyen reciprok viselkedésről számos publikáció beszámol mind dinamikus, mind állandósult állapotbeli esetben [51]-[53], [J6]. Részletes 3D modellek alapján végzett termikus szimulációk esetében is tapasztalható ez a fajta nem reciprok viselkedés [11].

Természetesen pontszerűnek tekintett alkatrészek esetében, amikor pontszerű hőforrások és pontszerű hőmérsékletérzékelőink vannak, ezek a jelenségek nem lépnek fel. A nem reciprok viselkedés akkor jelentkezik, amikor a szóban forgó alkatrészek geometriája nem azonos [11], például két jelentősen különböző méretű alakzat közötti hőcsatolás jellemzésekor az alakzatok átlagos hőmérsékletével számolunk egy termikus szimulációs programban.

E probléma kezelésére több megoldás is adódik. A legegyszerűbb (és a gyakorlatban többnyire elhanyagolható hibát okozó) megoldás a reciprocitás "kikényszerítése", például a különbözőnek adódott Ψ^*_{ij} és Ψ^*_{ji} értékek átlagának képzése és ezen átlagérték használata a termikus karakterizációs mátrix *i*,*j*-edik és *j*,*i*-edik elemében.

A "nyers erő" ilyen alkalmazása helyett szóba jöhet a nagyon eltérő geometriájú alakzatok több, közel azonos geometriájú részalakzatra bontása, lásd az 1-9. ábrát. Ezzel a nem reciprok viselkedés mértéke arra a szintre csökkenthető, ahol a fenti nyers erő módszer alkalmazása már nem okoz számottevő hibát. Megjegyzendő azonban, hogy ezzel az elektro-termikus hálózat modellje nagyon bonyolulttá válhat.

A harmadik lehetőség az, hogy a jelentkező nem reciprok viselkedést valóban modellezzük. Egy, a csomóponti potenciálok módszerét alkalmazó áramkörszimulációs program esetében ez azt jelenti,

hogy az előállított vezetési / admittancia mátrix esetében megőrizzük az *i,j*-edik és a *j,i*-edik mátrix elemek egyenlőtlenségét. A gyakorlatban ez a megközelítés csak akkor működik, ha a termikus karakterizációs mátrixot maga az elektro-termikus áramkörszimulációs program invertálja és az így előállított transzkonduktanciákat közvetlenül beírja a teljes hálózat vezetési vagy admittancia mátrixának megfelelő mezőibe.



1-7. ábra: Nagyobb, nem azonos geometriájú alakzatok felbontása azonos, vagy közel azonos geometriájú kisebb részalakzatokra (egy CMOS műveleti erősítő layout példáján bemutatva [C4]). A részalakzatra bontást a tranzisztorok világos kékkel rajzolt, gate alatti területeire alkalmaztuk. A kisméretű fekete alakzatok a termikus szempontból releváns fém-félvezető kontaktusok (lásd az 1.2.5 szakaszt).



1-8. ábra: Nem reciprok viselkedés leírása a termikus környezet koncentrált paraméteres modelljében hőmérsékletvezérelt hőáramgenerátorokkal [J6].

A gyakorlatban azonban az elektro-termikus áramkörszimulációs program és az áramkör termikus környezetének karakterizációját végző termikus szimulációs és termikus modellgeneráló programok többnyire egymástól függetlenek; a termikus karakterizáció végeredménye a (10) és (11) egyenletek szerint számított értékű hőellenállásokból álló termikus *N*-kapu hálózatlistája. Ebben az esetben a hálózati modellbe a nem reciprok viselkedést biztosítandó, egységnyi meredekségű hőmérsékletvezérelt hőáram generátorokat kell beépítenünk [J6] (1-8. ábra). Nyilvánvaló, hogy minden egyes nem reciprok transzferhatás ilyen jellegű modellezéséhez két vezérelt generátorra van szükség, ami egy állandósult állapotra vonatkozó modell esetében két többlet csomópontot eredményez.

Az ilyen többlet csomópontok természetesen elkerülhetők, ha a termikus környezet modelljét az elektro-termikus áramkörszimulációs program a termikus karakterizációs mátrix formájában kapja meg és azt közvetlenül kezeli. (Így működik a közreműködésemmel implementált elektro-termikus áramkörszimulációs programrendszer [C5]. Az ezzel kapcsolatos részleteket az 1.4. szakasz tartalmazza.)

Egy több hőforrásos rendszer méréssel történő karakterizációja esetében a nem reciprok viselkedést nem feltétlenül kell műterméknek tekintenünk, hiszen a hőmérsékleti átlagolást maguk a félvezető eszközök végzik el. Például egy dióda esetében a pn-átmenet hőmérsékletének indikátora a kényszerített áram mellett mérhető nyitófeszültség. Egy dióda aktív felületének a hőmérséklete a valóságban nem egyenletes. Ha a dióda aktív felületén például fémes kontaktusokat tételezünk fel, a nyitófeszültség természetesen e két kontaktus potenciálkülönbsége, ami helytől független kell legyen. A valós, nem egyenletes térbeli eloszlású eszközhőmérséklet miatt tehát az eszköz áramsűrűsége is helyfüggő kell legyen. A pontos potenciál, áramsűrűség és hőmérséklet viszonyokat természetesen például a fizikai eszközszimuláció segítségével számíthatjuk ki, de ez az áramkörszimulációban alkalmazott absztrakciós szinthez képest mélyebb vizsgálatot jelent. Ilyen szinten vizsgálva egy IC lapka termikus viszonyait, a reciprocitás természetesen mindig fennáll (lásd a pontszerű hőforrások/hőmérsékletérzékelők esetét). A makroszkopikus mérések során az eszközeink koncentrált paraméteresen viselkednek, hiszen nettó áramokat, feszültségeket mérünk. Termikus szimuláció, illetve elektro-termikus szimuláció esetén tehát jogos lehet az a felhasználói igény, hogy lehetőség szerint azt modellezzük, amit mérések során is tapasztalunk.



1-9. ábra: A Si-Al kontaktusoknál fellépő Seebeck-hatás modellje: hőmérséklet vezérelt feszültséggenerátor, amelynek vezérlési tényezője az S Seebeck-együttható.



1-10. ábra: Egy analóg integrált áramköri blokk elektro-termikus modelljének előállítása az áramkör layout rajzolata alapján.

1.2.5 Termikusan passzív elemek

Megjegyzendő, hogy a csak hőmérsékletérzékeny elemek esetében elegendő a köztük és az egyéb alkatrészek közötti termikus csatolást modellezni, így ezen alkatrészekre vonatkozólag nem szükséges termikus szimulációt végezni. A csak hőmérséklet érzékeny elemre jó példát jelentenek a szilícium-alumínium kontaktusuk, ahol a két különböző anyagi minőségű réteg érintkezése következtében hőmérsékletfüggő kontaktpotenciál alakul ki (Seebeck-hatás). A Si-Al kontaktusok elektrotermikus modellje egy hőmérséklet vezérelt feszültséggenerátor (1-9. ábra).

Ha az ilyen kontaktusok hatását figyelembe szeretnénk venni, a szokásos layout extrakciós szabályokat egy speciális szabállyal kell kiegészíteni, ugyanis a szokásos layout visszafejtés során a fém réteget és a vele kontaktált szilícium zónát ekvipotenciálisnak tekintjük és azonos csomóponthoz fognak tartozni a layoutból visszafejtett hálózatlistában, míg ha az ilyen kontaktusoknál jelentkező Seebeck-hatás leírása a feledat, a vonatkozó hálózati csomópontokat "fel kell hasítani" és be kell illeszteni a kontaktus helyére az 1-9. ábrán látható modell V1 és V2 jelű kapcsait. Az ilyen kontaktusoknál jelentkező Seebeck-hatás modellezése elengedhetetlen például az ún. gradiens elven működő integrált hőmérsékletérzékelők esetében, vagy a nagy erősítésű, nagyon precíz műveleti erősítők tervezése során, ahol a bemeneten a Seebeck-hatás miatt esetleg fellépő, akár tized millivolt nagyságrendű offset feszültség problémát okozhat. Ezekre a szimulációs példák ismertetésekor is kitérünk.



1-11. ábra: Egy, az áramköri layout alapján történő önkonzisztens elektro-termikus áramkörszimuláció ún. direkt módszerrel történő végrehajtására szolgáló programrendszer általános szerkezete és a szimulációs lépések menete post-layout szimuláció esetében.

1.3 Analóg integrált áramkörök layout alapján történő tranzisztor szintű elektrotermikus szimulációs eljárásának implementálása

Amint e fejezet bevezetőjében utaltam rá, az elektro-termikus szimuláció célja többnyire annak az ellenőrzése, hogy egy analóg integrált áramköri blokk elektromos működésére milyen hatása van az alkatrészek IC lapkán való elhelyezésének. A szimuláció bemenete tehát az áramkör elvi kapcsolási rajza (pontosabban az annak megfelelő hálózatlista vagy netlista) és az áramkör layoutja, ahogy ezt az 1-10. ábra is szemlélteti. Egy ilyen programrendszer fő felhasználási területe kész IC tervek post-layout szimulációja egy IC tervezőrendszeren belül.

A fenti elvek mentén megvalósított, a csatolt elektro-termikus rendszer termikus alrendszerének modelljét a fizikai elrendezést reprezentáló layout rajzolat alapján automatikusan generáló, a szimultán iteráció módszerén alapuló, önkonzisztens elektro-termikus áramkörszimulációs rendszer (1-11. ábra) elemei a következők [J1]:

a) Egy ún. szimultán iterációval működő önkonzisztens elektro-termikus áramkörszimulációs mag. Ilyenek példúl a TRANZ-TRAN program C nyelvű megvalósításának [8] különböző elektro-termikus változatai ([J1]-[J3], [C2], [C5], [42]). Az egyes változatok a dinamikus szimulációra szolgáló N-kapu modell (termikus RC hálózat) előállítási módjában és a szimulációs magban történő kezelésük módjában különböznek, melyekre a későbbiekben még röviden kitérek.

- b) Egy dedikált layout visszafejtő program, amely amellett, hogy az integrált áramkör elektromos hálózati modelliét visszafejti az IC lapka topológiáját meghatározó ún. lavout rajzból, ezen rajz alapján előállítja az áramkör hőtermelő és/vagy hőmérsékletérzékeny elemeinek a layout rajzolatát is. Ez a topológiai információ szolgál a termikus viszonyokat jellemző hálózati modell előállítását célzó termikus szimulációk bemenetéül. A layoutból az elektromos hálózatot visszafejtő eljárás egy adott IC technológiára konfigurált IC tervező szoftver keretrendszer szokásos része. A konkrét visszafejtési szabályok a gyártástechnológiára vonatkozó konfigurációs adatokat tartalmazó ún. design kit részei. Ezt ki kell egészíteni olyan többlet layout visszafejtő szabályokkal, amelyekkel az 1-9. ábrán bemutatotthoz hasonló, az áramköri blokk termikus tulajdonságai szempontjából releváns layout alakzatok megtalálhatóak. E speciális visszafejtő szabályokat tipikusan az IC tervezőrendszer parancsnyelvének segítségével, a design kit kiegészítéseképpen kell megfogalmazni. Egy elektro-termikus szimulációs programrendszernek ez az a része, amely egyrészt függ attól az IC tervező rendszertől, amelybe az elektro-termikus szimulációt beillesztjük, másrészt függ az adott gyártástechnológiára vonatkozó információ halmaztól, a design kit-től. Az elektro-termikus szimulációs rendszerünk ún. platform független változatában [C4] saját layout visszafejtő modult használtunk a termikus szimulátor program bemenő filejának előállítására (1-12. ábra).
- c) Egy dedikált termikus szimulációs program, amely a fenti módon előállított layout és az áramköri hordozó és annak tágabb termikus környezete termikus modelljét bementként felhasználva N db független, egyszerre csak egy 1 W névleges disszipációval rendelkező alakzatot feltételező állandósult állapotbeli termikus szimulációk sorozatával előállítja az áramkör fizikai elrendezésének megfelelő termikus karakterizációs mátrix elemeit.

A legtöbb elektro-termikus szimulációval vizsgált analóg részáramkör bonyolultsága 20-30 tranzisztor nagyságrendű. Egy ilyen áramkörrészlet DC szimulációja a mai számítógépekkel nagyon rövid időt igényel⁴. Az IC tervező mérnökök a szimulációk kapcsán a gyors válaszidőkhöz szoktak hozzá. Ezért az elektro-termikus áramkörszimuláció megvalósítása során is olyan módszert célszerű alkalmazni, ami az IC tervezők számára még elfogadható. Emiatt az áramkör fizikai elrendezésének megfelelő termikus *N*-kapu modell számára szükséges termikus karakterizáció során a klasszikus FEM vagy FDM alapú termikus szimuláció első implementációi során mi a termikus szimulációt a Fourier módszert használó, TERMANAL programot [9], majd később az ahhoz nagyon hasonlító THERMAN programot [J4] használtuk (1-13. ábra), amelyek a diszkrét koszinusz-transzformáció alkalmazása révén rendkívül gyors termikus szimulációt tesznek lehetővé.

d) Egy olyan program, vagy az elektro-termikus áramkörszimulációs magba épített olyan modul, amely a termikus karakterizációs mátrix elemei alapján előállítja az áramkör termikus környezetének N-kapu modelljét a 1.2.3. szakaszban leírtak alapján és figyelembe veszi az 1.2.4. és az 1.2.5. szakaszban leírtakat is. A layout bázisú elektro-termikus szimuláció első, csak DC szimulációra képes változatában [J1] a THERMANAL program [9] maga állította elő a termikus karakterizációs mátrixot. E megvalósítás dinamikus kiterjesztésében [J2], [J3] a THERMANL program a dinamikus termikus karakterizációt termikus Bode-diagramok sorozatának kiszámításával végezte, majd ezekből a THERMODEL program [54], [J5] segítségével RC Cauer-létrák formájában határoztuk meg a dinamikus termikus karakterizációs mátrix elemeit.

⁴ Az 1990-es évek közepén - végén, amikor e témával foglalkoztam, a futási idő 10 s .. 100 s nagyságrendjébe esett. Ma ez az idő 1s alatti.

Ezen Cauer-létrákat a TRANZ-TRAN program aktuális változatába beépített dedikált algoritmussal⁵ dolgoztuk fel oly módon, hogy elimináltuk a termikus RC létrahálózatok többlet termikus csomópontjait [C2].

Az elektro-termikus áramkörszimulációs eljárásunk legutóbbi változatában a dinamikus termikus karakterizációs mátrix elemeinek megfelelő termikus impedanciák hálózati modelljeit a THERMAN program [J4] által számított termikus időállandó-spektrumokból állítottuk elő (1-15. ábra). A termikus saját impedanciákra, illetve transzfer impedanciákra vonatkozó spektrumokból közvetlenül RC Foster-hálózatokat készítünk. Ezeket a TRANZ-TRAN program továbbfejlesztett szimulációs magja a termikus többletcsomópontok eliminációjára szolgáló algoritmusának a Foster-hálózatokra adaptált változatával kezeltünk [C5]. Az áramköri környezet *N*-kapu modelljének dinamikus kiterjesztésével bővebben a 1.4. szakasz foglalkozik.



1-12. ábra: Egy CMOS erősítő layout részlete a termikus szempontból releváns alakzatok kiválasztását biztosító THERMAL azonosítójú pszeudo layout maszk feltüntetésével [C4].



1-13. ábra: A 1-12. ábrán látható módon kiválasztott, termikus szempontból releváns layout alakzatok a THERMAN programban [C4].

⁵ Az 1.2.3. szakaszban leírt, az \mathbf{R}_{th}^* (dinamikus esetben: \mathbf{Z}_{th}^*) termikus karakterizációs mátrix elemeiből egy, az 1-6. ábra topológiájának megfelelő hálózati modell előállításának összes lépését csak abban az esetben kell végrehajtani, ha az elektro-termikus áramkörszimulációra használt általános célú elektromos szimulátornak "nincs tudomása" ezen *mátrix* mibenlétéről. Később megmutatjuk, hogy a termikus karakterizációs mátrix elemeivel közvetlen módon is elvégezhetők a hálózat termikus kapcsaira vonatkozó számítások.

e) Egy adatok utófeldolgozását végző program, amely a kiszámolt elektro-termikus munkapontra vonatkozó eredmények interaktív megjelenítését biztosítja. A szimulációs eredményeket alapvetően az elektro-termikus áramkörszimulációs mag szolgáltatja. Az adott munkaponthoz tartozó, az áramköri hordozó felületén, illetve a fizikai szerkezet mélységi struktúrájában kialakuló hőmérsékleteloszlás számítását a c) pontban leírt termikus szimulátor program végezheti el, egy *N*+1-edik termikus szimulációval, ahol az alakzatok disszipáció értékeit az elektro-termikus szimulációs mag eredményei adják. A layout bázisú elektro-termikus szimulációs rendszerünk első implementációja során [J1]-[J3] a Cadence Opus Design Framework grafikus felhasználó felületének segítségével jelenítettük meg az eredményeket (1-14. ábra). A programrendszerünk későbbi változataihoz saját felhasználói felületeket készítettünk [C1], [C4], [C6], [C8].



1-14. ábra: Egy CMOS OTA egy adott DC munkapontjára vonatkozó elektro-termikus szimulációs eredmények (itt: felületi hőmérsékleteloszlás izotermái) megjelenítése a Cadence Opus IC tervezőrendszeren belül [J3].

1.4 A termikus környezet dinamikus modellje

Az áramkör termikus környezetének eddig bemutatott *N*-kapu modellje csak DC (állandósult állapotbeli) szimulációra volt alkalmas. A 1.2. szakaszban ismertetett termikus karakterizációs eljárás azonban kiterjeszthető dinamikus esetre például úgy, hogy az aktív eszközöknek megfelelő layout alakzatokon nem 1 W statikus disszipációt tételezünk fel, hanem egy alkalmas dinamikus vizsgáló jelet.

A gyakorlati alkalmazásoknál jól használható ilyen dinamikus vizsgáló jel a disszipáció egységugrás. Az erre adott hőmérsékleti válaszból (disszipáció egységugrás válaszfüggvényből) a dr. Székely Vladimír által kidolgozott *dekonvolúción alapuló hálózatidentfikáció módszerével* (az angol *network identification by deconvolution* megnevezése alapján: *NID módszerrel*) a szóban forgó termikus impedancia koncentrált paraméteres termikus RC hálózati modellje megállapítható [56], [57], [58].

Elektro-termikus szimulációs módszerünk dinamikus (AC, tranziens) kiterjesztése során [J2], [J3] a rendszer termikus modelljét egy termikus impedancia mátrix alkotja, amelynek elemeit az állandósult állapot esetére bemutatott eljáráshoz hasonló, a szuperpozíció elvét feltételező, szimulációval végrehajtott termikus karakterizációs lépés során állapítjuk meg. Az ezen *dinamikus termikus karakterizációs mátrix* elemeinek megállapítása érdekében végrehajtott termikus szimuláció végezhető akár a frekvenciatartományban (például termikus Bode diagramok felvétele), akár az időtartományban (disszipáció egység ugrás gerjesztésre adott hőmérsékleti tranziens válaszfüggvények számítása) is. A szimulációval megállapított dinamikus termikus karakterisztikákból előállítható a kérdéses termikus impedancia hálózati modellje. A már említett NID módszert megvalósító THERMODEL nevű programnak [54], [J5] létezik időtartománybeli, illetve frekvenciatartománybeli változata is. Tekintettel arra, hogy az elektro-termikus szimuláció [J2], [J3] szerinti implementációjában a termikus karakterizációra használt nagyon gyors termikus szimulátor (a THERMANAL program [9]) csak a frekvenciatartományban volt képes dinamikus termikus szimulációt végezni, a szükséges termikus modellhálózatok identifikációjára a THERMODEL program frekvenciatartománybeli változatát használtuk.

A fentiek szerint előállított termikus saját és transzfer impedanciákat jellemző Cauer-féle RC létrahálózatok belső csomópontjai nagymértékben megnövelnék az áramkörszimuláció műveletigényét. Ha minden egyes termikus impedanciát egy *K* elemes létrahálózattal modellezünk, és a teljes *m* csomópontos elektromos hálózatban *N* db eszközt akarunk elektro-termikus szempontból figyelembe venni, akkor $N \times K$ db többlet csomópont adódna a teljes elektro-termikus hálózatra, összesen $m+N \times K$ db csomópontot eredményezve, ahol *m* a tisztán elektromos csomópontok száma. Tranziens szimuláció során egy t_i időpontra vonatkozó megoldásnak a műveletigénye O[$(m+N \times K)^3$] nagyságrendű lenne, szemben az állandósult állapotbeli szimulációra bevezetett modellel, amellyel egy DC munkapont kiszámításának műveletigénye O[$(m+N)^3$].

Látni kell azonban, hogy a megoldás során a tisztán termikus hálózatrészek az aktív elemeket is tartalmazó elektromos hálózattól függetlenül kezelhetők, reguláris szerkezetük kihasználható. Figyelembe véve az áramkörszimulációs program (TRANZ-TRAN) időtartománybeli numerikus megoldó algoritmusának (visszalépő Euler-módszer) tulajdonságait, egy adott Δt szimulációs időlépésköz esetére e termikus impedanciákra egy tisztán rezisztív helyettesítőkép készíthető, ami a teljes elektromos hálózat modelljétől függetlenül megoldható [C2]. Ezzel a műveletigény nagy mértékben csökkenthető. Ha összesen n_t db Δt időlépésköz méret fordulhat elő a szimuláció során, akkor a fenti adatokkal jellemzett teljes elektro-termikus hálózatmodell esetében a termikus részhálózat külön kezelése révén a szimuláció műveletigénye az alábbiak szerint alakul:

- A szimuláció előkészítő fázisában: $O(n_t \times K \times N^2) + O(n_t \times N^3)$
- Minden egyes időlépés méretre: $O[(K+1) \times N^2]$

Ezzel minden egyes t_i időpontra megőrizhető a DC szimuláció $O[(m+N)^3]$ nagyságrendű műveletigénye.

A termikus alrendszer modelljének előállítása során az időtartománybeli, illetve a frekvenciatartománybeli karakterisztikus függvények számítását használó megoldások egyfajta kombinációját jelenti az általunk legutóbb megvalósított megoldás [C5], amikor is a frekvenciatartományban végzett termikus szimuláció során a termikus impedancia mátrix elemeit alkotó termikus saját impedanciákat, illetve termikus transzfer impedanciákat jellemző ún. *termikus időállandó spektrumokat* (1-15. ábra) közvetlenül számolja a termikus szimulációs program [C3], [J4]. Ezen termikus időállandó spektrumok alapján közvetlenül előállított Foster-típusú RC modellekkel⁶, mint *black box* modellekkel vesszük figyelembe a termikus viszonyokat az áramkör elektro-termikus szimulációja során [C5], [C8].

A Foster-típusú *black box* termikus modellek használatának egyik előnye az, hogy a termikus hálózati modell előállítása során kihagyható a Foster-Cauer átalakítás. A futási idő csökkentésén túl ennek az is az előnye, hogy elhagyható az a speciális aritmetika, ami a Foster-Cauer transzformáció nagy fokszám esetére való számítógépi megvalósításához szükséges. A Foster-típusú modellek esetében is alkalmazható a dinamikus termikus hálózatnak a tranziens szimuláció lehetséges Δt_i

⁶ A Foster típusú RC hálózatok kapacitásai nem fejezhetnek ki valós, a fizikai struktúrákhoz rendelhető hőkapacitásokat, ugyanis hőkapacitás mindig egy adott pont és a termikus föld között értelmezett kapacitás. Ezért a termikus impedanciák Foster alakja az adott impedancia viselkedési modellje. E megközelítésben azt is elfogadjuk, hogy a termikus transzfer impedanciák időállandó spekt-rumaiban előforduló negatív amplitudó értékek következtében az adott impedanciát modellező Foster hálózatban negatív elemértékek is előfordulhatnak.

időlépésközeire vonatkozó tisztán rezisztív hálózattal való helyettesítése (1-16. ábra) és az e hálózatot jellemző egyenleteknek az elektro-termikus tranziens szimulációtól független, előzetes megoldása [C2], [C5].



1-15. ábra: A termikus impedanciák jellemzése frekvenciatartománybeli termikus szimuláció során közvetlenül számolt időállandó spektrumokkal [J4], [C3].



1-16. ábra: A termikus impedanciák Foster alakjának diszkrét rezisztív helyettesítőképe:
a) egy kapacitásnak a TRANZ-TRAN program időtartománybeli megoldó algoritmusa (visszalépő Eulermódszer) szerinti diszkrét rezisztív helyettesítő képe [8] (U_{C(i)} a C kapacitás feszültsége a j-edik időpillanatban, U_{C(i-1)} a kapacitás feszültsége az ezt megelőző időpillanatban),
b) egy termikus impedancia k db Foster-tagból álló koncentrált paraméteres modellje,
c) ezen impedancia modellnek a diszkrét rezisztív megfelelője [C5].

1.5 További kiterjesztések

1.5.1 Platform független megoldások, pre-layout szimuláció

Az itt bemutatott szimulációs séma alapvető célja analóg integrált áramköri blokkok *post-layout verifikációja*. Természetesen az ideális az lenne, ha ezen hatásokat már a végleges, részletes layout rajzolat elkészítése előtt vizsgálni lehetne.

Ehhez az elektro-termikus szimulációs rendszer ún. *pre-layout* szimulációra alkalmas változatára van szükség. Egy ilyen változatban a programrendszerhez tartozik egy durva, előzetes layout szer-kesztésére szolgáló kezelői felület [C1], [C4], [C6], [C7]. Ez lehetővé teszi az elektro-termikus szimulációs rendszernek az IC tervező rendszerektől és az ún. design kit-ektől független (ún. platform független) használatát is [C1], [C4], [C6]. A 1-17. ábrán egy ilyen pre-layout szimulációt támogató megvalósítás beviteli moduljának felhasználói felületét láthatjuk [C8].



1-17. ábra: Elektro-termikus áramkörszimulációs rendszer áramkörbeviteli szegmense. Az áramkör bevitele kapcsolási rajz és a termikusan releváns alkatrészek előzetes elhelyezési rajzának megadásával történik [C8].

Egy platform független elektro-termikus szimulációs rendszer előnye az, hogy használata független lehet a nagy EDA cégek IC tervező rendszereitől és az ezen IC tervezőrendszereket adott IC gyártástechnológiára konfiguráló design kitektől. Hátrányuk természetesen az, hogy egy ilyen megvalósítás számára nehéz olyan terméktámogatást biztosítani a felhasználóknak, amelyet a kereskedelmi szoftverek esetében megszokhattak.

1.5.2 Nyomtatott huzalozású lemezen kialakított modulok elektro-termikus szimulációja

A layout alapján történő önkonzisztens elektro-termikus szimuláció legutóbbi kiterjesztése az, amikor az áramköri hordozó egy nyomtatott huzalozású lemez, amelyre tokozott félvezető eszközök (példúul teljesítmény LED-ek) vannak szerelve [C7]. Ebben az esetben a szubsztrát termikus *N*kapu hálózati modelljének és a tokozott diszkrét félvezetők elektro-termikus eszközmodelljeinek termikus kapcsai közé be kell iktatnunk a tok dinamikus termikus hálózati modelljét. Ezt szemlélteti teljesítmény LED-ek esetére az 1-18. ábra.

Az egy *domináns hővezetési úttal* jellemezhető tokba szerelt teljesítmény félvezetők (például teljesítmény LED-ek) esetében a tok koncentrált paraméteres dinamikus hálózati modellje termikus tranziens mérések eredményeiből közvetlenül megkapható a *NID* módszer segítségével (részleteket lásd a 3.3. szakaszban).

Az 1-18. ábra egyben a layout-bázisú elektro-termikus szimuláció egy gyakorlati alkalmazási példáját is szemlélteti: fém magvas nyomtatott huzalozású lemezen, (MCPCB, *metal core printed circuit board*) kialakított LED modul esetében az egyes LED-ek termikus csatolásának hatásának vizsgálatát [C7]. Ehhez a LED-ek valós termikus viszonyait tükröző tok modellre (3. tézis, 3. fejezet) és a LED-ek működését jól leíró multi-domain (elektromos, termikus és optikai) modellre (4. tézis, 4. fejezet) is szükség van.



A hordozó lemez termikus *n*-kapu modelljének csatlakozó csomópontjai

1-18. ábra: A layout bázisú elektro-termikus szimuláció kiegészítése nyomtatott huzalozású lemezen tokozott diszkrét alkatrészekből kialakított (analóg) áramkörök vizsgálatához: az aktív eszközök termikus kapcsai és a szubsztrát termikus csatlakozó felületei közé be kell iktatni a félvezető eszközök tokozásának dinamikus termikus hálózati modelljét [C7].

1.6 Szimulációs mintapéldák

A szimulációs algoritmus helyességét számos benchmark integrált áramkör megtervezésével, szimulációjával, és a megvalósított áramkörök mérésével igazoltuk [J1]-[J3], [C5], [59].

Solomon klasszikus tanulmánya [18] óta a különféle műveleti erősítő kapcsolások az elektrotermikus szimulációs programok standard mintapéldái, illetve általában is, az analóg áramkörszimulációs programok standard benchmark áramkörei [60]-[62]. Mi is több ilyen áramkörrel ellenőriztük az elektro-termikus szimulációs programrendszerünk által szolgáltatott eredményeket.



1-19. ábra: Egy CMOS OTA Cadence Opus IC tervezőrendszerben készített kapcsolási rajza

1.6.1 Egy CMOS OTA DC vizsgálata

Az egyik ilyen mintapélda egy CMOS OTA (*operational transconductance amplifier*) áramkör [J1], [J2], amelynek kapcsolási rajza a 1-19. ábrán látható.

Az adott kapcsolási rajzhoz többféle layout variáns is készült, amelyek más és más termikus visszacsatolást jelentettek az erősítő differenciális bemenete és a végfokozat disszipáló tranzisztorai között. Az áramkör az Atmel-ES2 cég ECPD10 nevű, 1 µm csíkszélességű két fémréteges CMOS technológiájára tervezve (az ecpd10 jelű design kit felhasználásával) készült [J1], [J2].

Ezen áramkör különböző layout variánsait elektro-termikus szimulációval vizsgáltuk, majd az egyes layout változatokat tartalmazó legyártott integrált áramkörökön méréseket is végeztünk. A 1-20. ábrán az egyik layout változat egy olyan egyenáramú munkapontnak megfelelő szimulált és folyadékkristályos hőtérképező rendszerrel [74] mért felületi hőmérsékleteloszlása látható, ahol a Txx jelű tranzisztor disszipált. A szimulált (1-20a. ábra) és mért (1-20b. ábra) izoterma kép nagyon jó egyezést mutatott.

Az elektro-termikus szimuláció jelentőségét szemlélteti az 1-21. ábra, amely a fenti áramkör DC transzfer karakterisztikáit mutatja különféle szimulációs eljárásokkal számítva. Az (i) jelű görbét hagyományos. termikus hatásokat figvelmen kívül hagyó, tisztán elektromos a áramkörszimulációval kaptuk. A (ii) jelű görbét egy adott layout változat elektro-termikus szimulációjával kaptuk úgy, hogy a differenciális bemenetre csatalakozó Si-Al kontaktusoknál fellépő Seebeck-hatást nem modelleztük, míg a (iii) jelű görbe olyan elektro-termikus szimulációval készült, amely során a kontaktusokat az 1-9. ábra szerinti módon jellemeztük. (Csak azon kontaktusokat modelleztük így, amelyek nagy erősítésű pontra csatlakoztak.)



1-20. ábra: A 1-19. ábrán bemutatott kapcsolási rajzot realizáló egyik layout variáns felületi hőmérsékleteloszlása [J1], [J2]: a) Önkonzisztens elektro-termikus szimulációval számított izotermák a Cadence Opus IC tervezőrendszerben, b) a legyártott integrált áramkörön folyadékkristályos hőtérképező rendszerrel [74] mért izotermák.

1.6.2 Egy CMOS mikrotermosztát statikus vizsgálata

P. Gray és társai cikke nyomán [75] egy másik jellegzetes elektro-termikus szimulációs mintapélda a hőmérséklet stabilizált szubsztrátú (*TSS: temperature stabilized substrate*) áramkörök esete. Egy ilyen típusú áramkör a 1-22. ábrán bemutatott mikrotermosztát is.

Az 1-22a. ábra szerinti layout rajzolaton jól látszik, hogy négy nagyméretű fűtő tranzisztor körbezárja azt a területet, amelynek a hőmérsékletét stabilizálni szeretnénk. E régión belül egy áramkimenetű CMOS hőmérsékletérzékelő [76], [77] található, amelynek kimenő áramát, mint egy referencia áramhoz képesti hibajelet használja a vezérlő áramkör (a hőmérséklet stabilizált régió mellett balra). A kívánt hőmérséklet e referencia áram segítségével állítható be az aktuális környezeti hőmérséklet (1-22c, ill. 1-22d ábrákon az alsó könyök) és egy maximális hőmérséklet (ugyanezen ábrákon a felső könyök) közé. A megvalósított áramkörben (1-22b ábra) egy második hőmérsékletérzékelőt is elhelyeztünk a hőmérséklet stabilizált régióban, aminek a segítségével mértük a tényleges lapkahőmérsékletet. A szimulált és mért *lapka hőmérséklet – felületi hőmérséklet* karakterisztikák (1-22c és 1-22d ábrák) jó egyezést mutatnak, ami igazolja az elektro-termikus áramkörszimulációs programunk helyes működését.



1-21. ábra: Az 1-19. ábrán bemutatott áramkör egyik layout variánsának három különböző áramköri modellel számított DC transzfer karakterisztikái [J1], [J2].

1.6.3 Egy CMOS műveleti erősítő DC és tranziens vizsgálata

Egy újabb, Solomon [18] inspirálta mintapélda, egy CMOS műveleti erősítő kapcsolási rajza látható a 1-23. ábrán. Ezen erősítőt több layout változatban is megterveztük és elkészítettük egy 1 μm csíkszélességű CMOS technológiával (1-24. ábra). Az áramkör statikus és dinamikus viszonyait elektro-termikus szimulációval és méréssel is megvizsgáltuk [J2], [J3], [C2].

A 1-25. ábrán az egyik layout variáns egy adott DC munkapontra jellemző hőmérsékleteloszlását láthatjuk. Az izotermák alakjai nagyjából egyeznek, de a folyadékkristályos hőtérképező rendszerrel mért eloszláson jól látszik, hogy az alumínium fémezés mentén jobb a felületi hőterjedés, mint a fémmel nem fedett régiókban. Az eltérésnek az az oka, hogy az elektro-termikus szimulációs rendszerünkben a termikus karakterizációra használt termikus szimulátorban a termikus modell homogén anyagrétegek alkotta szendvics szerkezettel számol, ahol az egyes réteghatárok mentén kétdimenziós disszipáló alakzatokat tételez fel (ahogy ezt az 1-4. ábra felső részén látható sematikus ábra is illusztrálja). E termikus modellben nem tudjuk a szilícium lapka felületén futó fémvezeték mintázat hatását figyelembe venni.

Az elkészített layout variánsok közötti alapvető különbség az volt, hogy az egyik esetben a kimenet és a bemenet közötti termikus transzfer impedancia ekvivalens elektromos hatása a dinamikus viselkedés szempontjából pozitív visszacsatolást, a másik esetben negatív visszacsatolást eredményezett, amint az az 1-26. ábrán bemutatott tranzienseken is látszik. Az ábrán jól látszik, hogy mind a jelalakok, mind a kialakuló állandósult állapotbeli jelszintek, mind a tranziensek időállandói jó egyezést mutatnak.



1-22. ábra: Egy CMOS IC-n kialakított mikrotermosztát vizsgálata [J2]: a) az áramkör layout rajza, b) a megvalósított áramkör elektronmikroszkópi képe, c) a termosztált felület hőmérsékletének elektro-termikus szimulációval számolt függése a környezeti hőmérséklettől, d) a termosztált felület hőmérsékletének méréssel megállapított függése a környezeti hőmérséklettől [J2].



1-23. ábra: Egy CMOS műveleti erősítő Cadence Opus IC tervezőrendszerben készített kapcsolási rajza (az Atmel-ES2 cég ECPD10 nevű, 1 µm csíkszélességű két fémréteges CMOS technológiájára tervezve az ecpd10 jelű design kit felhasználásával).



1-24. ábra: Egy, az 1-23. ábra kapcsolási rajzának megfelelő műveleti erősítő egy layout változata: a) a Cadence Opus IC tervezőrendszerben, b) ezen layout változat szerint elkészített áramkör mikroszkópi képe.



1-25. ábra: Az 1-24. ábra szerinti layouttal kialakított CMOS műveleti erősítő a) elektro-termikus szimulációval számított felületi hőmérsékleteloszlása b) és egy folyadékkristályos hőtérképező rendszerrel [74] mért felületi hőmérsékleteloszlása [J3], [C2].



1-26. ábra: Az 1-23. ábrán látható kapcsolási rajz alapján két különböző layout változatban kialakított CMOS műveleti erősítő szimulált (bal oldalt) és mért (jobb oldalt) tranziensei [J2], [J3], [C2].



1-27. ábra: Egy TFO (termikusan visszacsatolt oszcillátor) áramkör [78], [79] layout rajza a Cadence Opus IC tervező rendszerben (bal oldalt) és mikroszkópi képe (jobb oldalt).



1-28. ábra: A 1-27. ábra szerinti TFO áramkör [78], [79] szimulált (bal oldalt) és mért (jobb oldalt) hullámformái. Mind az oszcillációs frekvencia, mind a jelalakok jó egyezést mutatnak [J3].

1.6.4 Termikusan visszacsatolt oszcillátor vizsgálata

Ezt a mintapéldát a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén az 1990-es évek közepe táján folytatott CMOS kompatibilis hőmérsékletérzékelőkkel kapcsolatos kutatások inspirálták. A termikusan viszszacsatolt oszcillátor (*TFO: thermal feedback oscillator*) e szenzorfejlesztések egyik iránya volt. A TFO áramkör [78], [79] működésének lényegét egy disszipáló csík (például egy MOS tranzisztor vagy egy poliszilícium ellenállás) mellet elhelyezkedő gradiens szenzor jelenti. Szimpla gradiens szenzorok helyett több, sorba kötött szenzor alkotta tömböt használ a megvalósított TFO áramkör (1-27. ábra) A szenzor melegponti és hidegponti Si-Al kontaktusa közti termikus transzfer impedanciát, mint egy hőmérsékletfüggő termikus késleltető vonalat használja az oszcillátor áramkör egy visszacsatoló ágban.

Ez az áramkör egy jó benchmark áramkörnek bizonyult arra, hogy segítségével teszteljük a Si-Al kontaktusok modellezését (Seebeck-hatás) és az áramköri hordozó dinamikus termikus modellezését [J3]. Tranziens szimulációt végeztünk az 1-27. ábra szerinti TFO áramkör egy adott lapkahőmérséklet mellett érvényes elektro-termikus modelljével, valamint a megvalósított TFO áramkört ugyanezen hőmérsékleten meg is mértük. A szimulált és mért tranziens hullámformákat az 1-28. ábrán láthatjuk.

1. tézis: Egy analóg áramkör termikus N-kapu modelljének szisztematikus előállítása

<u>Kidolgoztam a tranzisztor szintű integrált áramköri kapcsolások layout alapján történő, állandósult</u> <u>állapotbeli, önkonzisztens elektro-termikus szimulációjának eljárását és javaslatot tettem annak</u> <u>megvalósítására professzionális IC tervező CAD-rendszerben</u> [J1], [J2].

- 1.1. Az eljárás lényege, hogy a kapcsolás termikus környezetét is hálózati modellel vesszük figyelembe. Ezt a modellt az általam kidolgozott eljárással az áramkör megvalósítását reprezentáló layout rajzolat alapján, automatikusan állítjuk elő. Ennek érdekében egy gyors termikus szimulátort felhasználva [J4], állandósult állapotbeli termikus szimulációk sorozatával előállítjuk az áramkör fizikai elrendezésére vonatkozó ún. termikus karakterizációs mátrixot. E mátrix inverzének elemértékeiből a modellhálózatot alkotó hőellenállások értékei meghatározhatóak [C9], [J7].
- 1.2. A fenti eljárást kiterjesztettem *dinamikus termikus N-kapu modell* előállítására is, amelynek során a vizsgálandó elektromos hálózat termikus környezetének dinamikus jellemzését frekvenciatartománybeli termikus szimulációk sorozatával végezzük el [J2], [J3]. Az ezen szimulációk eredményeképpen kapott termikus Bode diagramokból az elektromos hálózat elemeit összekötő termikus rendszer koncentrált paraméteres hálózati modellje előállítható. Ez a termikus RC hálózati modell dinamikus termikus *N*-kapuként áll elő a *NID módszer (network identification by deconvolution*) frekvencia-tartománybeli változatának alkalmazásával [J5].
- 1.3. Egy olyan kiegészítő layout visszafejtő szabályt dolgoztam ki, amelynek a segítségével egy elektro-termikus hálózatlistába beilleszthető egy, a fém-félvezető kontaktusoknál fellépő Seebeck-hatást leíró modell [J1], [J2], [J3]. A fenti szimulációs eljárások helyességét benchmark áramkörökön végzett mérésekkel igazoltam [J1], [J2], [J3].
- 1.4. Javaslatot tettem arra, hogy amennyiben szükséges, az áramkörök termikus karakterizációs mátrixában jelentkező aszimmetriák által reprezentált nem-reciprocitást az elektromos hálózat termikus N-kapu modelljébe illesztett egységnyi meredekségű, hőmérséklet vezérelt hőáramforrás párokkal vegyük figyelembe [J6].
- 1.5. Javaslatot tettem az analóg integrált áramköri blokkok layout bázisú elektro-termikus szimulációs módszerének nyomtatott huzalozású lemezen kialakított áramköri modulokra való kiterjesztésére.

Az áramköri hordozó termikus *N*-kapu modelljének előállítási folyamata megegyezik az 1.1, ill. 1.2 altézisek szerinti eljárással. Az így kapott termikus *N*-kapu kapcsai és a hordozóra beültetett tokozott diszkrét félvezető eszközök elektro-termikus eszközmodelljeinek termikus csomópontjai közé az elektro-termikus hálózatlistában be kell illeszteni a kérdéses tok ún. termikus kompakt modelljét [C7], [C9], [J7].

A fenti elveknek megfelelő elektro-termikus szimulációs programrendszer több generációja megvalósításra került [C1]-[C6], [C8].

2 Digitális integrált áramkörök logi-termikus szimulációja

2.1 Digitális integrált áramkörök termikus vizsgálata

Digitális integrált áramkörök működésének termikus vizsgálata már az 1980-as évek elején/közepén felmerült, amikor arra voltak kíváncsiak, hogy az akkor a kereskedelmi forgalomban kapható SSI/MIS IC-k hogy viselkednek pl. a geotermikus kutakban, vagy sugárhajtóművekben tapasztalható magas hőmérsékletű, extrém körülmények közt [80]. E hivatkozott cikkben J. L. Prince munkatársaival katonai specifikációnak (MIL) megfelelő bipoláris (TTL), ill. CMOS kivitelű NAND kapukat vizsgált (pl. a sugárhajtóművekben alkalmazott vezérlő áramkörök esetén a –50 °C ... +260 °C hőmérséklet tartományban): egyrészt az ilyen kapuk DC transzfer karakterisztikáinak, másrészt jelkésleltetésük és áramfelvételük hőmérsékletfüggését írták le. Ugyancsak vizsgálták egy I²L technológiával megvalósított gyűrűs rezgőkör (ring oszcillátor) paramétereinek hőmérsékletfüggését is. Később, F. Shoucair és munkatársai szintén geotermikus kutak adatgyűjtő áramköreiben alkalmazott SSI/MIS digitális IC-k MOS tranzisztorainak +27 °C és +300 °C környezeti hőmérséklettartományban tanúsított viselkedését vizsgálták egyrészt szimulációval, másrészt teszt áramkörökön végzett mérésekkel [81]. F. Shoucair és munkatársai a magas működési hőmérséklet miatt külön vizsgálták ezen digitális áramkörök megbízhatóságát is.

Az ezen cikkekben szereplő alkalmazások mindegyike ún. *mission critical* alkalmazás, azaz a nagy hőmérsékletváltozások miatti (időzítési) paraméterváltozások következtében fellépő hibás működés minden esetben fatális, ezért a szóban forgó digitális áramkörök tág hőmérsékleti tartományokon belüli helyes működése fontos tervezési cél volt. Ezen áramkörök esetében, tekintettel az alacsony integráltsági fokra és a mai szemmel nézve nagyon alacsony (kb. 1 MHz körüli) órajelfrekvenciára, az áramkörök saját melegedésének a hatása problémaként még nem jelentkezett.

Kutató csoportunk 1996/97-ben javasolta, hogy az analóg integrált áramkörökhöz hasonlóan indokolt a digitális IC-k önkonzisztens elektro-termikus szimulációja is. Ennek során az egyes logikai kapuknak (az aktivitásukkal arányos) disszipációját, az ezen disszipáció miatt bekövetkező lokális hőmérsékletváltozást (saját melegedést) és az ennek következtében a kapuk működési paraméterei (késleltetések, áramfelvétel és ennek révén a disszipáció) hőmérsékletfüggését és ezek egymásra hatását együttesen vizsgáljuk. A javaslat ekkor még forradalmian új volt, ilyen jellegű szimulációkról, ill. szimulációs programrendszerekről az akkori szakirodalom nem számolt be.

Természetesen a digitális áramkörök hőmérsékletfüggő viselkedésének vizsgálata a kilencvenes évek közepén-végén egy elektro-termikus áramkörszimulációs programmal egy néhány logikai kapu alkotta kisebb áramköri részletre tranzisztor szinten gond nélkül elvégezhető volt az előző fejezetben ismertetett (1. tézis szerinti) módon. Látni kell azonban, hogy egy ilyen tranzisztor szinten végzett (az egész IC-t analóg áramkörnek tekintő) elektro-termikus szimuláció számítási igénye akár csak egy néhány száz kapuból álló digitális integrált áramkör esetében⁷ is irreálisan nagy (órák, esetleg napok), ami az IC tervezői gyakorlatban megszokott (néhány másodperces, legfeljebb néhány perces) válaszidőkhöz képest elfogadhatatlan.

A szimulációs válaszidők csökkentésének az igénye kapcsán merült fel bennem az a gondolat, a termikus hatások figyelembevételekor az elektromos működést a digitális áramkörtervezésben egyébként is szokásos magasabb absztrakciós szinten (kapu szinten), logikai szimulációval vegyük figyelembe. Így született meg (a kandidátusi disszertációm megvédése után nem sokkal) a *logi-termikus szimuláció* gondolata [J2].

A digitális integrált áramkörök termikus szimulációjával 2000 óta rajtunk kívül nagyon sok kutató csoport foglalkozik. Széles körben ismert a Kevin Skadron (University of Virginia) kutatócsoportja által kifejlesztett *HotSpot* rendszer (lásd pl.: [63], [64]). vagy az Ali Shakouri professzor csoportja (UC Santa Cruz, Purdue University) által fejlesztett nagyon gyors termikus szimulátor [65], [66],

⁷ A logi-termikus szimuláció gondolatának megszületésekor a szokásos ASIC áramkörök bonyolultsága a néhány ezer, esetleg néhány tízezer kapu volt; az akkori digitális IC tervezés absztrakciós szintje jellemzően a kapu szint volt.
vagy az a számos termikus szimulátor, amelyet 3D tokozású IC-k szimulációjára fejlesztettek ki (lásd pl.: [67]-[70]). Ezek közül külön kiemelendő a szabad forráskódú *3D-ICE* program [71], [72], amelyet jelenlegi, a logi-termikus szimulációval kapcsolatos kutatásaink során a saját programjaink mellett mi is használunk. Végül említést kell tennünk a *Ctherm* rendszerről [73], amelynek fejlesz-tése/publikálása időben nagyjából egybeesett a mi legutóbbi, a 2.4. szakasz végén ismertetett, hasonló jellegű funkcionális-termikus ko-szimulációs rendszerünk fejlesztésével.

2.2 A logi-termikus szimuláció alapgondolata

2.2.1 Bevezetés

A termikus hatások (saját melegedés, hőmérsékletérzékeny áramköri paraméterek, termikus csatolások, forró pontok, nagy hőmérsékleti gradiensek) egy integrált áramkör minden tranzisztora esetében jelentkeznek, függetlenül attól, hogy ezek a tranzisztorok egy analóg áramköri blokkban, vagy egy digitális áramkörben működnek. Analóg áramköröknél a hőmérsékletváltozás az áramkör jellemző paramétereinek folytonos változását eredményez(het)i, míg digitális áramkörök esetében, azok nagyobb zajtűrése miatt a hőmérsékletváltozás hatása sokáig rejtve marad; az áramkör lényegi működésében nem vehető észre egészen addig, amíg valamilyen fatális hiba a túlmelegedés miatt be nem következik.



2-1. ábra: Az IC tervezés különböző absztrakciós szintjei közötti kapcsolat, valamint az ezen absztrakciós szinteken használt jellegzetes szimulációs programok.

Adódik az a gondolat, hogy a tranzisztor szintű leírásnál magasabb absztrakciós szinten (lásd a 2-1. ábrát), logikai modelljükkel leírt áramkörök vizsgálatánál is célszerű az áramköri funkciót és a termikus viselkedést együttesen, konzisztens módon vizsgálni, azaz a tranzisztor szintű elektrotermikus szimuláció mintájára célszerű lehet a digitális áramkörök logikai és termikus viselkedését egy ún. *logi-termikus szimulációs rendszerrel* együttesen vizsgálni [J2].

Az 1. fejezetben ismertetett, szimultán iteráció módszerét alkalmazó elektro-termikus szimuláció során a termikus alrendszer (természeténél fogva) elosztott paraméteres RC leírását alkalmas módon koncentrált paraméteres RC hálózati modellé alakítjuk. Így az elektromos viselkedést és a termikus viselkedést azonos absztrakciós szinten írjuk le, ennél fogva a numerikus megoldó algoritmusok számára a teljes elektro-termikus problémát egy homogén struktúrájú egyenletrendszer reprezentálja. A logi-termikus szimuláció esetében azonban, még akkor is, ha a termikus alrendszer absztrakciós szintjét hálózati modell szintre emeljük, az elektromos funkciót leíró logikai modell még ennél is magasabb absztrakciós szintű (lásd a 2-1. ábrát), így esélyünk sincs a logi-termikus probléma homogén struktúrájú rendszermodellel való ábrázolására. Ezért egy logi-termikus szimulációs rendszer megvalósítása csak az 1.1.2. szakaszban ismertetett *szimulátor csatolásos* vagy *relaxációs* módszerrel képzelhető el.

A lehetséges megvalósítási módok nagy változatosságot mutatnak. A logikai szimuláció történhet kapu szinten vagy magasabb absztrakciós szinten (például regiszter transzfer szintű modellel vagy még magasabb szintű viselkedési modellekkel). Hasonlóképpen, a termikus szimulációt számos, különböző módszert alkalmazó termikus szimulátorral végezhetjük. A kutató csoportunk által implementált logi-termikus szimulációs rendszerekben gyors termikus szimulátorokat (THERMANAL [9] / THERMAN [J4], ill. SUNRED [82] programok), illetve egy termikus szimulátorral (THERMAN/LayTherm) végzett teljes körű termikus karakterizáció révén előállított termikus hálózati modelleket használtunk (lásd az előző fejezetet). Az alkalmazott gyors termikus szimulátorok is más és más alaptulajdonságokkal rendelkeznek:

- A THERMANAL/THERMAN/LayTerm programok a hővezetési problémát a Fourier módszer segítségével oldják meg, konstans hővezetőképességű, homogén anyagrétegekből álló struktúrát feltételezve, ahol a disszipáló elemek a réteghatárokon elhelyezkedő 2D alakzatok (lásd az 1-4. ábra felső részét). A gyors működést az implementációra használt gyors koszinusz-transzformáció biztosítja, valamint az, hogy a teljes megoldó algoritmus futási ideje lényegében független a disszipáló alakzatok számától [9], [J4]. E programok kifejezetten alkalmasak digitális IC-k stacionárius állapotaira jellemző statikus hőmérsékleteloszlások számítására, de tranziens logi-termikus szimulációban való felhasználásra közvetlenül nem használhatók.
- A SUNRED program a hővezetés differenciálegyenletét a vizsgált térrészben a véges differenciák módszerének megfelelő háromdimenziós raszter-rácson oldja meg. Az egyes szimulációs cellák éleit a lokális hővezetőképességnek és a szimulációs cella által reprezentált valós térrész geometriai méreteinek megfelelő hőellenállások alkotják. Az így kialakuló 3D hálózat (lásd az 1-4. ábra alsó részét) tetszőleges csomópontján alkalmazhatunk disszipáció gerjesztést. Az adott fizikai struktúrát reprezentáló 3D hálózati modellre a szukcesszív csomópontszám csökkentő (*sucessive node reduction*, azaz: SUNRED) algoritmust alkalmazva nagyon gyorsan kiszámítható a teljes fizikai struktúra hőmérsékleteloszlása [82]-[84]. A SUNRED modellel és szimulációs algoritmussal direkt tranziens szimuláció is végezhető, így a SUNRED program (minimális módosítással) egy logikai szimulátorral való csatolásban is alkalmas tranziens logitermikus szimulációra.

A lehetséges kombinációk (logikai absztrakciós szint + alkalmazott termikus szimulátor) közül egy implementációt részletesebben is bemutatok.

Amint arra fent utaltam, logi-termikus szimulációt különböző absztrakciós szinten adott hálózatleírás alapján is végezhetünk. A legnyilvánvalóbb a kapu szintű logikai hálózatlistával adott, a végleges áramkör részletes struktúráját tükröző logikai modellel [J2], [J8], [C5], [C10]-[C12], [85]-[90] végezett szimuláció. Lehetséges azonban az is, hogy ennél magasabb absztrakciós szinten adott [C10], [C13]-[C16], [92]-[94], [J9], példáu strukturális RTL (regiszter transzfer szintű), illetve viselkedési RTL modellel [C17], vagy még ennél is magasabb absztrakciós szintű modellel (lásd pl.: [J10], [J11], [C18], illetve [73]) adott hálózatleírás felhasználásával végezzünk szimulációt.

2.2.2 A kapu szintű logi-termikus szimuláció az áramkörök stacionárius állapotának vizsgálatára

A következőkben a kapu szintű logi-termikus szimuláció alapsémáját tekintem át az e témáról szóló legelső publikációim, valamint az elmúlt néhány évben a BME Elektronikus Eszközök Tanszéke e témával foglalkozó doktoranduszaival közösen írt egyes publikációink alapján.

A logi-termikus szimuláció során az önkonzisztens eredményekhez úgy jutunk, hogy minden egyes kapu logikai modelljében az időzítési paraméterek hőmérsékletfüggését is leírjuk [J2], [C10], [85]-

[88], valamint modellezzük a minden egyes állapotváltáshoz tartozó hődisszipációt és annak esetleges hőmérsékletfüggését is [J2], [J8], [C5], [C10], [C12], [85]-[87], [89].

Az önkonzisztens logi-termikus szimuláció során egy adott időintervallumra vonatkozó, individuális kapu hőmérsékleteket feltételező logikai szimulációt végzünk, ahol hőmérsékletfüggő kapukésleltetésekkel és a kapuk elemi eseményeihez tartozó hőmérsékletfüggő disszipáció modell felhasználásával a teljes IC lapka felületére vonatkozó disszipáció sűrűséget számolunk. Az így kapott disszipáció sűrűséggel és az IC fizikai modelljével termikus szimulációt végezve kiszámoljuk az adott eseménysűrűséghez tartozó felületi hőmérsékleteloszlást, amelynek alapján a következő szimulációs időintervallumra frissítjük az egyedi kapu hőmérsékleteket. Ezt a folyamatot szemlélteti a 2-2. ábra.

Fontos, hogy a vizsgált digitális áramkör leírása kapuszintű leírással adott legyen és álljon rendelkezésre az áramkör layout rajzolata is, amelyen az egyes logikai kapuknak megfelelő alakzatok beazonosíthatóak. A logikai és a termikus szimulációk eredményeinek együttes kezelése szempontjából ugyancsak fontos, hogy a logikai kapuknak (tárolóknak) megfelelő layout alakzatok és a logikai hálózatlistában szereplő entitások közötti összerendelés (*back annotated netlist*) rendelkezésre álljon [J2], [J8], [C10], [C12].



2-2. ábra: Egy önkonzisztens logi-termikus szimulációs rendszer szerkezeti felépítése [C11].

A folyamat lényege, hogy egy hőmérsékletfüggő logikai modellekkel rendelkező és ezekben az individuális kapuhőmérsékleteket felhasználó logikai szimulátor és egy, az egyes kapu példányok disszipációját ismerő termikus szimulátor egymás közt iterálva egymás bemeneteit kölcsönösen frissítik. A folyamatot az áramkör bekapcsolásától indítva és kellő ideig futtatva megkapjuk az áramkör egy jellegzetes üzemmódjának megfelelő stacionárius állapothoz tartozó disszipáció- és hőmérsékleteloszlást és az ezekhez tartozó aktuális időzítési paramétereket. A [J2] és a [C10] publi-kációkban ismertetett legelső logi-termikus szimulációs rendszer sémája a 2-2. ábra szerinti volt. Ez a legelső, kísérleti megvalósítás standard cellás tervezésű digitális áramkörök vizsgálatára készült, egy, a Cadence Opus IC tervezőrendszerben használt design kit-be (Atmel-ES2 ECPD10) integrálva.

A design kit részét képező cellakönyvtár egyes elemei részletes, tranzisztor szintű layout és kapcsolási rajz formájában is rendelkezésünkre álltak. Ez lehetővé tette azt, hogy az egyes logikai kapuk kapcsolási eseményekhez tartozó disszipációját és időzítéseit áramkörszimulációval meghatározzuk. Az áramkörszimuláció során a környezetei hőmérséklet változtatásával e paraméterek hőmérsékletfüggése meghatározható volt és ezek alapján elkészíthető volt a kapuk logi-termikus szimulációs modellje. A 2-3. ábra egy adott CMOS technológiához (Atmel-ES2 ECPD10) tervezett cellakönyvtárból kiválasztott standard cella (két bemenetű NAND kapu) kimenetének felfutási és lefutási időinek SPICE szimulációkkal meghatározott hőmérsékletfüggését mutatja. (A standard cella tranzisztor szintű szimulációja során a kimeneten egy átlagos kapubemenet kapacitásának megfelelő terhelést tételeztünk fel.)



2-3. ábra: Az ECPD10-es design kit standard cellakönyvtárában lévő két bemenetű NAND kapu késleltetéseinek SPICE szimulációkkal megállapított hőmérsékletfüggése.



2-4. ábra: Logi-termikus teszt áramkör layout fotója [J2].

A fenti, 25 MHz maximális működési frekvenciát garantáló CMOS technológia esetére szimulációs kísérletekkel is és logi-termikus teszt áramkörökön⁸ végzett folyadékkristályos mérésekkel is igazoltam, hogy egy logikai áramkör stacionárius állapotának megfelelő felületi hőmérsékleteloszlás jellemző az áramkör működésmódjára. A kialakuló hőmérsékleteloszlást az integrált áramköri lapka felületétől a környezetig terjedő hővezetési út, valamint a digitális áramkör adott üzemmódjának megfelelő eseménysűrűséggel arányos disszipációsűrűség határozzák meg. Ennek révén a különböző működési módok során kialakuló forró pontok (az ún. *hot spot*-ok) helye és várható maximális hőmérséklete meghatározható. A vizsgált logi-termikus teszt áramkörök layout fotója a 2-4. ábrán

⁸ Szemben az irodalomból az 1990-es évekből ismert *benchmark áramkörökkel* [95], [96], az általunk tervezett és a grenoble-i TIMA Laboratórium mellett működő CMP *multi-chip wafer* szolgáltató szervezet közreműködésével legyártatott teszt áramkör célja nem egy adott ASIC gyártástechnológia technológia, illetve standard cellakönyvtár jellemzőinek a vizsgálata volt. Kifejezetten olyan áramköröket terveztünk, amelyen fizikai mérésekkel is jól demonstrálhatók egyes, a logi-termikus szimuláció segítségével kimutatható jelenségek, mint pl. a működés jellege által meghatározott hőmérsékleteloszlás vagy a késleltetések hőmérsékletfüggése.

látható. Az áramkörön egy 8 bites számlálót, egy inverter láncot és egy 101 fokozatú ring oszcillátort alakítottunk ki. A számláló kimeneteire, hogy növeljük az áramkörben az eseménysűrűséget és ez által a disszipációt, további egyszerű logikai kapuk sorozatát (egy 20 fokozatú inverter láncot és további 20 db két bemenetű NAND kaput) csatlakoztattuk.

A 2-5. ábra azt szemlélteti, hogy a digitális áramkörök különböző tipikus működésmódjaihoz az adott működésmódra jellemző hőmérsékleteloszlás tartozik. A példa szerinti 8 bites számláló normál (folyamatos számlálás) üzemmódjában a legnagyobb eseménysűrűség a legkisebb helyiértékű bitnek megfelelő áramkör részletnél található, így az ennek megfelelő szilícium terület melegszik jobban. Folyamatos set / pre-set módban az eseménysűrűség (és így a disszipációsűrűség) nagyjából egyenletes, így az ennek megfelelő felületi hőmérsékleteloszlás kb. harang alakú.

Az adott áramkörnél, az adott technológia és működési sebesség (1 µm CMOS, 25 MHz) mellett az így kialakult "hot spot"-nak megfelelő hőmérsékleti csúcs csekély. A folyadékkristályos hőtérképező berendezés tanúsága szerint a 2-5. ábra szerinti b) esetben ez mindössze ~0.6 °C érté-kűnek adódott. Ennek értékeléséhez hozzá tartozik, hogy a folyadékkristályos hőtérképezés során a mérendő integrált áramkört egy Peltier-vezérlésű hideg lemezre kell szerelni. Ez az összeállítás a lehető a legjobb hűtést biztosítja az integrált áramkör számára; valós működési körülmények között még ennél az igen alacsony frekvenciával működtetett CMOS áramkörnél is nagyobb csúcshőmérséklet adódik.



2-5. ábra: A logi-termikus teszt áramkör 8 bites számlálójának szimulált és folyadékkristályos hőtérképező rendszerrel mért hőmérsékleteloszlása 25 MHz-es órajel mellett: a) folyamatos számlálás esetén, b) folyamatos set / pre-set üzemmódban [J2], [C10].

Az áramkörnek a 2-5. ábrán bemutatott stacionárius állapotaihoz tartozó szimulált és mért hőmérsékleteloszlások részletei nem azonos jellegűek. Ennek magyarázata lehet a mérés bizonytalansága a kialakult csekély hőmérsékleti gradiens mellett, valamint az áramkörben használt standard cellák szimulációs modelljeinek előállításával kapcsolatos bizonytalanság. Ez utóbbi alatt azt értem, hogy nem volt módom azt ellenőrizni, hogy a kapuk logi-termikus modellparaméterei megállapításának alapjául szolgáló SPICE szimulációk során használt tranzisztor modellek pontosan írják-e le a tranzisztor karakterisztikák hőmérsékletfüggését. További bizonytalanságot okoz a szimulációs eredmények és a mérési eredmények összevetése kapcsán az, hogy a logi-termikus szimuláció során az IC lapka termikus környezetét csak egy nagyon egyszerű modellel jellemeztem: az IC lapka alsó felületén végtelen hőelnyelő képességet biztosító, izotermikus határfeltételt, az összes többi felületén adiabatikus határfeltételt tételeztem fel.

A hőmérsékletfüggő kapukésleltetések hatásának demonstrálására a legegyszerűbb példa a gyűrűs rezgőkörök (ring oszcillátorok) rezgési frekvenciája hőmérsékletfüggésének vizsgálata. A legelső logi-termikus szimulációs rendszerünk teszteléséhez készített teszt IC (2-4. ábra) segítségével ilyen vizsgálatot is végeztünk [J2].



2-6. ábra: A logi-termikus teszt áramkörben az oszcillátor frekvenciájának hőmérsékletfüggése [J2], [C10].

A rezgési frekvencia hőmérsékletfüggése a szimuláció és a mérés esetén azonosan kb. 0,2%/°C értékűnek adódott, de a szimulációval kapott oszcillációs frekvenciaértékek kb. 3 MHz-cel kisebbnek adódtak, mint a mért értékek. Az eltérés oka ebben az esetben is a kapukésleltetések hőmérsékletfüggésének megállapítására használt SPICE MOS tranzisztormodellek nem kielégítően pontos paramétereinek volt betudható.

A [C5] publikációban 2003-ban közölt mintapéldák fejlettebb, nagyobb órajel frekvenciájú (200 MHz) és szubmikronos CMOS technológiára vonatkoztak; a logi-termikus szimulációval prediktált maximális hőmérsékleti csúcs 14 °C értékűnek adódott, míg a jelenlegi digitális VLSI áramkörökben ~100 °C nagyságrendű hot spot-ok is előfordulhatnak.

Az általam javasolt és megvalósított logi-termikus szimulációs alapséma digitális áramkörök stacionárius állapotainak jellemzésére használható. A [J2] cikkben ismertetett legelső logi-termikus szimulációs rendszer megvalósítása során a logikai szimulátor a tervezőrendszerben rendelkezésre álló *VerilogXL* program, a termikus szimulátor a TERMANAL program [9] volt. A kapuk disszipációjának és késleltetéseinek hőmérsékletfüggését a Verilog-XL rendszerhez kiegészítésképpen hozzáfűzött C nyelvű modell-szubrutinokkal írtuk le, felhasználva a Verilog ún. PLI interfészét.

A logi-termikus szimuláció következő implementációjában [C5] már a THERMAN program [J4] segítségével történt a termikus szimuláció. Az [C5] cikkben ismertetett megoldás továbbra is csak egy standard cellás digitális áramkör stacionárius állapotára vonatkozó eredmények kiszámítására volt alkalmas.

Stacionárius állapotra vonatkozó logi-termikus szimuláció esetében elegendő az áramkör adott üzemmódjára jellemző átlagos eseménysűrűséghez tartozó disszipációeloszlással statikus termikus szimulációt végezni és az így adódó hőmérsékleteloszlás alapján frissíteni a logikai modell elemeinek hőmérsékletfüggő paramétereit, ahogy azt a 2-2. ábra szemlélteti. E folyamatot (kellően nagy időablakot tekintve⁹) addig folytatjuk, amíg az egymást követő számítási ciklusok során előálló hőmérsékleteloszlások különbsége (valamilyen norma szerint számolva) elenyésző nem lesz.

⁹ Akkora időablakot célszerű tekinteni, amely során az áramkör állapota stacionáriusnak tekinthető.

2.3 Digitális áramkörök dinamikus viselkedésének vizsgálata logi-termikus szimulációval

A dinamikus működés vizsgálatát lehetővé tevő logi-termikus szimuláció (2-7. ábra) számára a termikus viselkedés dinamikus leírására van szükség. Ehhez olyan dinamikus szimulációs képességekkel rendelkező termikus szimulátort, illetve ilyen szimulátor által előállított, az IC lapkát és környezetét kielégítő pontossággal reprezentáló dinamikus kompakt termikus modellt kell használni, amelyek számára a termikus tranziens szimuláció bemenetéül szolgáló disszipációeloszlást a logikai szimuláció által szolgáltatott eseménysűrűség és az egyes logikai modulok (például kapuk) energiamodellje alapján számoljuk. Ez azt jelenti, hogy a termikus tranziens szimulációt időről időre meg kell szakítanunk, hogy az aktuális szimulációs időpontra vonatkozó disszipációeloszlást frissíteni tudjuk.



2-7. ábra: Időtartománybeli vizsgálatra alkalmas logi-termikus szimulációs rendszer folyamatábrája.

A bevezetőben említett THERMANAL, ill. THERMAN programok megoldó algoritmusuk sajátságai miatt a dinamikus termikus szimulációt a frekvenciatartományban képesek elvégezni, így az ezen programok használatával végzett logi-termikus szimuláció során a 2-7. ábra szerinti szimulációs sémát – a termikus tranziens szimuláció "megállításával" – nem lehet közvetlenül implementálni. E probléma megoldását az jelenti, ha ezen termikus szimulátorokkal a digitális IC layout alakzataira, mint termikus csomópontokra vonatkozólag a 1.2.3. szakaszban leírtakhoz hasonló, teljes körű *dinamikus karakterizációt hajtunk* végre. Egy ilyen karakterizáció eredménye ebben az esetben az egyes layout alakzatokhoz rendel ún. *termikus saját impedanciák* és *termikus transzfer impedanciák* [11], [B2], amelyek az alkalmazott termikus szimulációs program verziójától függően vagy Bode diagramok formájában [9], [J2], vagy időállandó spektrumok formájában [C3] állnak rendelkezésre. Így jutunk az 1.2.3. szakaszban a (6) egyenlettel bevezetett \mathbf{R}_{th}^* (állandósult állapotbeli) termikus karakterizációs mátrix mintájára definiált \mathbf{Z}_{th}^* *dinamikus termikus karakterizációs mátrix* egyes elemihez.

Az ezen \mathbf{Z}_{th}^* dinamikus termikus karakterizációs mátrixban található függvények által egyértelműen leírt termikus impedanciák koncentrált paraméteres RC hálózati modelljei is előállíthatók akár Foster, akár Cauer alakban.



2-8. ábra: A CellTherm nevű [C12], a Mentor Graphics IC tervezőrendszere komponenseinek felhasználásával implementált logi-termikus szimulációs rendszerrel számított hőtérkép.



2-9. ábra: Egy k db párhuzamos RC tagból álló, Foster típusú termikus impedancia modell.

Kezdetben [J2] a THERMANAL program [9] által szolgáltatott termikus Bode diagramokból a THERMODEL program [54], [J5] segítségével meghatározott Cauer-típusú létrahálózatokkal modelleztük a Z_{th}^{*} mátrix elemeit. A dinamikus logi-termikus szimuláció során szükséges termikus tranziens szimulációk végrehajtását ezen impedancia modelleknek a TRANZ-TRAN programban történő futtatásával javasoltam [J2] megoldani. Fontos, hogy ismerve az egyes impedancia modellek mibenlétét és kihasználva azok speciális topológiáját, valamint figyelembe véve az áramkörszimulációs program időtartománybeli megoldó algoritmusának tulajdonságait, egy dedikált algoritmussal ezen impedancia modellek nagy hatékonysággal közvetlenül is kezelhetőek, így szükségtelen például az impedancia modellek komplex frekvenciatartománybeli polinomiális alakjaival az 1.2.3. szakaszban leírt, a (14)-(16) egyenletek szerinti műveletsort végrehajtani.

A legújabb, a THERMINATOR FW7-es európai kutatási projekt számára Tímár András és társai által kifejlesztett *CellTherm* nevű logi-termikus szimulációs programcsomagban (2-8. ábra) [C10], [C12], [J8], [85]-[90]. a termikus modellezés a THERMAN program [J4] termikus időállandó spektrum számítási képességére támaszkodva történik [C3]. E megvalósítás részleteit Tímár And-

rás és Rencz Márta egy folyóirat cikke [89], illetve Tímár András PhD disszertációja [90] alapján alább ismertetem.

A kapu szintű áramköri layout (és a teljes tokozott IC struktúrát leíró rétegszerkezet) teljes körű dinamikus termikus karakterizációja az 1-5. ábrán bemutatotthoz hasonló módon történik; a THERMAN program dedikáltan a *CellTherm* rendszer speciális igényeihez igazított *LayTherm* nevű változatának felhasználásával [90].

Az így előállított, az összes layout alakzathoz rendelt saját impedanciákat és az összes, alakzatok közti transzfer impedanciákat jellemző időállandó spektrumokat (lásd az 1-15. ábrát) alkalmas diszkretizációt követően néhány (jellemzően 3..8) tagból álló Foster-típusú RC hálózatokká alakítjuk. A Z_{th}^* dinamikus termikus karakterizációs mátrix a következő alakot^{10,11} ölti:

$$\begin{bmatrix} T_1 \\ T_2 \\ \vdots \\ T_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11}^* & Z_{12}^* & \cdots & Z_{1N}^* \\ Z_{21}^* & Z_{22}^* & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1}^* & \cdots & \cdots & Z_{NN}^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P_1 \\ P_2 \\ \vdots \\ P_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} T_{amb} \\ T_{amb} \\ \vdots \\ T_{amb} \end{bmatrix},$$
(17)

ami kifejtve így néz ki:

$$T_{1} = Z_{11}^{*} \cdot P_{1} + Z_{12}^{*} \cdot P_{2} + \dots + Z_{1N}^{*} \cdot P_{N} + T_{amb}$$

$$T_{2} = Z_{21}^{*} \cdot P_{1} + Z_{22}^{*} \cdot P_{2} + \dots + Z_{2N}^{*} \cdot P_{N} + T_{amb}$$
...
$$T_{N} = Z_{N1}^{*} \cdot P_{1} + Z_{N2}^{*} \cdot P_{2} + \dots + Z_{NN}^{*} \cdot P_{N} + T_{amb}$$
(18)

Amennyiben a (18) egyenletrendszer bármelyik sorát tekintjük, minden egyes alakzat hőmérséklete az egyes impedancia modellek ismeretében a többi alakzattól függetlenül számolható.

Egy *k* darab párhuzamos RC tagból álló Z_{ij}^* impedancia modell esetében (2-9. ábra) az egyes RC tagokon kialakuló ΔT_l hőmérsékletesések és a bemenetre kényszerített *P* hőáram közötti kapcsolat a következő:

$$P = \frac{\Delta T_1}{R_1} + C_1 \cdot \frac{d}{dt} \Delta T_1 = \frac{\Delta T_2}{R_2} + C_2 \cdot \frac{d}{dt} \Delta T_2 = \dots = \frac{\Delta T_k}{R_k} + C_k \cdot \frac{d}{dt} \Delta T_k .$$
(19)

A model egy kapacitásán átfolyó rész-(hő)áram a következőképpen írható:

$$P_C = C \cdot \frac{d}{dt} \Delta T \,. \tag{20}$$

Ezt a differenciálhányadost a numerikus megoldó algoritmos során differencia hányadosként közelítjük:

$$\frac{d}{dt}\Delta T \approx \frac{\Delta T(t_i) - \Delta T(t_{i-1})}{\Delta t},$$
(21)

ahol $t_i = t_{i-1} + \Delta t$, Δt az az időlépés, amelyre vonatkozóan a logi-termikus szimulátor új hőmérsékleteket számol, illetve amely alatt bekövetkezett logikai állapotváltozásokhoz rendelt elemi disszipációkat összegezzük; t_i a szimulációs idő *aktuális* értéke, t_{i-1} pedig a szimulációs idő *előző* értéke.

¹⁰ A korábbi, a (6) egyenlet esetében alkalmazott konvenciótól eltérően most egységesen a Z* szimbólumot használjuk az összes mátrix elem jelölésére.

¹¹ A (6) egyenlet szerinti termikus karakterizációs mátrix koncepciójával találkozhatunk pl. [91]-ben, ahol ezt a mátrixot, mint egy adott layout elrendezésre vonatkozó gyors termikus modellt használják egy digitális IC design flow-ban az elhelyezés (termikus szempontból) történő optimalizálására: a célfüggvény csupán a minél egyenletesebb hőmérsékleteloszlás elérése, a lokális hőmérséklet logikai funkcióra gyakorolt hatását nem vizsgálják.



2-10. ábra: A CellTherm programmal számított hőmérséklet tranziensek ([87] alapján).

A (19) egyenletben szereplő tetszőleges ΔT_l hőmérsékletesést leíró összefüggésbe (21)-et behelyettesítve a

$$\Delta T_{l}(t_{i}) = \frac{P + \frac{C_{l}}{\Delta t} \cdot \Delta T_{l}(t_{i-1})}{\frac{1}{R_{l}} + \frac{C_{l}}{\Delta t}}$$
(22)

összefüggést kapjuk. Egy adott alakzat t_i időpontra vonatkozó hőmérsékletéhez tehát a hozzá csatlakozó az *m*-edik (*k* párhuzamos RC tagból álló) impedancia modell

$$T_m(t_i) = \sum_{l=1}^k \Delta T_l(t_i)$$
(23)

értékkel járul hozzá. Tekintettel a digitális áramkörök órajel ciklusa és a termikus időállandók közötti nagyságrednyi különbségekre, a Δt szimulációs időlépés helyes megválasztása egy külön probléma.

Az egyes layout alakzatok hőmérsékletének a (22) és (23) összefüggések szerint történő követése kis számítási időigénnyel könnyen implementálható például egy Verilog szimulátor ún. PLI programozói interfésze segítségével. Ez tehát azt jelenti, hogy a logi-termikus szimuláció CellTherm nevű implementációjában a 3-7. ábrán jelzett "Termikus szimuláció" lépés a (22) és (23) összefüggések felhasználásával lett megvalósítva.

A CellTherm programrendszer által ilyen módon számított hőmérsékleti tranziensek láthatók a 2-10. ábrán. Az IC lapka részletes geometriai modelljével végzendő klasszikus termikus szimulációt tehát csak egy, a logi-termikus szimulációs ciklust megelőző termikus karakterizációs lépésben használjuk. Ennyiben a logi-termikus szimuláció hasonlít az 1. fejezetben ismertett, a szimultán iteráció módszerével megvalósított layout bázisú elektro-termikus szimulációhoz.

Fontos megjegyezni, hogy a Z_{th}^* dinamikus termikus karakterizációs mátrix előállítása annyi dinamikus termikus szimulációs futtatást (a THERMAN/LayTherm programok esetében: időállandó spektrum analízist) igényel, amekkora a termikus modellben önállóan számításba veendő alakzatok száma.

2.4 Egyéb fejlesztések a logi-termikus szimulációval kapcsolatban

A logi-termikus szimuláció legfrissebb megvalósításainál tehát kétféle megközelítést követtünk. Egyrészt, a korábbi, klasszikus megközelítésünk [J2] korrekt, dinamikus termikus modellel ellátott új implementációja készült el, amely az [C5] publikációban az analóg elektro-termikus szimuláció számára kifejlesztett termikus modellgeneráló eljáráson túl minden egyéb rendszer komponens tekintetében szabványos EDA szoftver eszközökre és az ilyen szoftver eszközök közötti szabványos interfészekre támaszkodik [C10], [C12], [J8], [85]-[90].

A logi-termikus szimuláció Nagy Gergely nevéhez fűződő, saját fejlesztésű dedikált logikai szimulációs maggal történt, alternatív megvalósításában [C10], [C13]-[C16], [J9] a termikus szimuláció egy közvetlenül az időtartományban működő gyors termikus szimulációs algoritmussal (SUNRED [82]-[84]) történik [C13], [C16].

E fejlesztés azon a megfontoláson alapult, hogy a teljes logikai áramkör kapu szintű leírása sok esetben felesleges számítási erőforrásokat köt le. Egy áramkör vizsgálatakor ugyanis sokszor elegendő csak a kritikusabb áramköri részek kapu szintű leírása; más részletek működésének a leírása magasabb absztrakciós szinten is elégséges lehet. Ebben az implementációban tehát az áramkör logikai működését (bizonyos feltételeket betartva) keverten, több különböző absztrakciós szinten is leírhatjuk. A logikai blokkok funkcionális leírásának particionálása természetesen nem szakadhat el teljesen a blokkok fizikai realizációjától, és az azok korrekt termikus szimulációjához szükséges térbeli felbontással szemben támasztott követelményektől [C8].

A termikus szimuláció térbeli felbontásának kérdésével számos más kutató csoport is foglalkozik (pl. [92]); ismertek olyan kereskedelmi szoftver eszközök, amelyek kifejezetten nagy térbeli felbontással végeznek termikus szimulációt (pl. [93]), illetve adaptív megközelítést alkalmaznak, mint például [94].

Ezen implementáció annyiban haladja meg a *CellTherm* nevű változatot, hogy nem csak kapu szintű leírás használatát támogatja, hanem tetszőleges absztrakciós szinten adott modellek keverékének használatát is megengedi a logi-termikus szimuláció során. Hátránya az egyedi logikai szimulációs kernel használata. Ugyanakkor Nagy Gergely vetette meg az alapjait az ún. logi-termikus keretrend-szerek kialakításának, amellyel jelenleg Jani Lázár foglalkozik [J10], [J11], [C17]-[C19].

A Jani Lázár által kialakított, *LogiTherm* nevű keretrendszer [J10], [J11], [C17]-[C19] a korábbi logi-termikus szimulációs környezetek számos tulajdonságát ötvözi. A legfontosabb az, hogy Timár András megközelítéséhez hasonlóan ez is a lehető legteljesebb mértékben szabványos EDA interfészekre, és egy adott IC tervezőrendszert egy adott gyártástechnológiára konfiguráló ún. *process design kit*-ben (PDK-ban) található adatbázisokra (például az ún. Liberty adatabázisra¹²) támaszkodik. Nagy Gergely megvalósítására a keretrendszer jellege, és az e keretrendszerbe először integrált termikus szimulátor (a SUNRED) alkalmazása révén hasonlít. Nagy Gergely munkáján messze túlmutat azonban azzal, hogy a hardverleíró nyelvként és logikai szimulációs kernelként a System-C-t [C17], illetve legújabban a System-C AMS-t használja [J11], [C19], aminek a révén analóg funkcionális blokkokat (pl. analóg-digitál átalakítót) tartalmazó, kevert jelű rendszerek szimulációja is lehetővé vált. A termikus szimulátorok irányában is egy szabványos interfésszel rendelkezik ez a keretrendszer, így más (időtartománybeli tranziens szimulációra képes) termikus szimulátor is beil-

¹² "A Liberty™ fájlformátumot a Synopsys cég dolgozta ki, a különböző teljesítmény-, időzítés és zajmodellek paramétereinek tárolására. A Liberty formátum egy szöveges adatbázis állomány standard cellás tervezőrendszerek részére, melyből az EDA eszközök a cellák karakterisztikáit ki tudják olvasni." [90].

leszthető a keretrendszerbe: a SUNRED program mellett jelenleg a 3D-ICE nevű (a 3D tokozott ICk szimulációjára kifejlesztett), nyílt forráskódú termikus szimulátor [71], [72] is használható a *LogiTherm* rendszerben (2-11. ábra).



2-11. ábra: A LogiTherm logi-termikus szimulációs keretrendszer által támogatott hardverleíró nyelvek és termikus szimulátorok [J11], [C19].

Ezen újabb implementációkkal számos olyan problémára kínálunk megoldásokat, amelyeket a logitermikus szimuláció első implementációi során [J2], [C5] nem vettünk figyelembe. Az alábbiakban ezen területeket sorolom fel.

- a) A logikai működés időléptéke és a termikus időállandók nagyságrendje közötti különbség: A logitermikus szimuláció egy fontos gyakorlati problémája az, hogy a logikai áramkör működésének karakterisztikus idői és egy tokozott integrált áramkör termikus időállandói közt több nagyságrendnyi eltérés mutatkozik (ns ↔ s). Erre a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén a THERMINATOR EU FW7-es integrált projekt keretén belül végzett legutóbbi kutató-fejlesztő munkánk [C12], [C13] eredményei kínálnak megoldást. E megoldások különböző részleteit pl. a [C10], [C13] és [C14] publikációk ismertetik. (A logi-termikus szimulációban alkalmazható adaptív időlépésköz szabályozás kérdésével jelenleg Jani Lázár doktoranduszom foglalkozik [J11].)
- b) Az időzítési viszonyok korrekt modellezése (mind a logikai szimulátor, mind a termikus szimulátor) oldalán lehetővé teszik azt, hogy a logi-termikus szimuláció segítségével megvizsgáljuk azt, hogy egy nagy digitális áramkör időzítéseinek integritását (timing integrity) mennyire befolyásolják az integrált áramköri lapka működése közben kialakuló hőmérsékleti gradiensek, forró pontok. A [C14] és [C10] publikációk egyszerű mintapéldákkal illusztrálják ezt a kérdést. Az időzítési viszonyok korrekt leírása szempontjából fontos a vezeték késleltetések pontos figyelembe vétele. A [C13] szerinti több absztrakciós szintű működésleírást támogató implementáció azt is lehetővé teszi, hogy a logi-termikus szimulációs sémába a vezeték késleltetések modellezését is beillesszük [C15]. Az időzítési negritás vizsgálatához tartozik az a probléma is, hogy a digitális IC-k hagyományos gyártásközi tesztelése során nem derül ki az, hogy fellép-e időzítési probléma az áramkör valós működési hőmérsékletén. E problémára mutat be példát az [C16] publikáció.
- c) Termikus viszonyok modellezése: E területen számos, a legelső implementációk során figyelmen kívül hagyott kérdés merült fel. Az alkalmazandó termikus szimuláció térbeli felbontási kérdéseit az [C8] cikkben vizsgáltuk. Az integrált áramkör tágabb termikus környezetének (pl. IC tok) hatékony, termikus tranziens mérési eredményekből számított termikus RC hálózattal történő modellezésére tesz javaslatot az [C10] publikáció. Az [C16] cikk egy, a korábbi elektro-termikus és logi-termikus szimulációs rendszerekben használttól (THERMANAL [9], THERMAN [J4]) eltérő, de ahhoz hasonlóan szintén nagyon gyors termikus szimulátor program (SUNRED) logi-termikus szimulációra adaptált változatát is ismerteti, amellyel a logikai szimulációval konkurrens módon futó időtartománybeli termikus szimulációval vesszük figyelembe a vizsgált IC fizikai megvalósításának dinamikus termikus tulajdonságait. A leg-újabb, *LogiTherm* nevű logi-termikus szimulációs keretrendszer a termikus szimulátorok irányában is egy nyílt interfészt alkalmaz. Ez lehetővé teszi, hogy a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén kifej-lesztett programok mellett (p. SUNRED) más termikus szimulátorokat is használhassunk a logi-termikus szimuláció során (lásd a 2-11. ábrát), például a korábban már említett 3D-ICE programot [71], [72].
- d) Szabványos hardverleíró nyelvek használata: Logikai szimulátorként már a legelső, csak stacionárius állapot vizsgálatára alkalmas implementációnkban is [J2] az adott IC tervező rendszerben (a Cadence Opus-ban) hozzáférhető <u>Verilog</u>-XL logikai szimulációs programot használtuk. Tekintettel arra, hogy a logi-termikus szimulációs rendszer ezen első változatának kialakítását az 1. fejezetben leírt layout-bázisú

(analóg, ill. tranzisztor szintű) elektro-termikus szimulátor ihlette, erre is ún. *post-layout* szimulációs eszközként tekintettünk, amely a kapu szintű részletességgel adott logikai hálózatlistát, és az ezen listában adott minden egyes logikai elemhez (tényleges logikai kapu, elemi tároló) rendelt konkrét layout alakzatot (standard cella layout makrót) használta a vizsgálandó hálózatot leíró bementként; hatékony hardverszintézis szoftver eszközhöz való hozzáférésünk hiányában nem használtuk ki a Verilog nyelv nyújtotta magas szintű, funkcionális hardverleíró képességeit. Még Timár András PhD munkája [90] is a kapu szintű (strukturális) leírással adott áramkörök logi-termikus szimulációs kérdéseit tűzte ki célul. A <u>magasabb absztrakciós szintű</u> (pl. RTL) áramkörleírások használatával Nagy Gergely [C10], [C11], [C13]-[C16], [J9] és Jani Lázár [J10], [J11], [C17]-[C19] munkája révén terjesztettük ki a logi-termikus szimulációt a 2-1. ábrán feltüntetett magasabb absztrakciós szintek felé, egészen a <u>SystemC / SystemC-AMS nyelv</u> használatáig, amely elviekben akár a megtervezett digitális hardverhez csatlakozó szoftver komponensek, illetve <u>kevert jelű rendszerek</u> funkcionális-termikus ko-szimulációval vizsgálatát is lehe-tővé teszi [J10], [C19], nem csak a tervezési folyamat végén, verifikáció jelleggel, hanem a tervezési folyamat integráns részeként is, optimalizációs célból is (2-12. ábra).



2-12. ábra: Digitális IC-k tervezési folyamata (design flow) a regiszter-transzfer szinttől (RTL) a részletes layout tervig: a) klasszikus, csak logikai szimulációt használó folyamat, b) logi-termikus szimulációval kiegészített folyamat [J11], [C19].

Ehhez szükség volt arra, hogy Timár András implementációs szemléletét (szabványos EDA eszközök és interfészek használata) továbbfejlesszük és a logi-termikus szimulációra általánosan, mint egy keretrendszerre tekintsünk (2-11. ábra). Egy ilyen implementáció kialakítása [J10], [J11], [C17]-[C19] tette lehetővé

- e) egy multi-level logi-termikus szimulációs rendszer kialakítását és a teljes digitális design flow-ba történő beillesztését. A 2-12. ábra Jani Lázár munkája [J11], [C19] nyomán összehasonlítja a klasszikus tervezési folyamatot a funkcionális-termikus ko-szimulációval kiegészített folyamattal. A 2-13. ábra a 2-12b. ábra szerinti design flow-val megvalósított (a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén tervezett 4 magos alkalmazás specifikus utasításkészletű processzort tartalmazó) kevert jelű rendszer különböző absztrakciós szinten történt logi-termikus vizsgálatából származó relatív hőmérsékleteloszlásokat mutat be.
- f) 3D IC struktúrák és integrált mikrocsatornás hűtési megoldások figyelembevétele a termikus modellben: A nemzetközi irodalom számos, a 3D IC tokozási struktúrák sajátságaihoz illeszkedő termikus szimulátorról beszámol (pl. [67]-[72]).



2-13. ábra: Egy kevert jelű demonstrációs áramkör logi-termikus szimulációból származó hőmérsékleteloszlása: a) regiszter-transzfer szintű áramkörleírással számolva, b) kapu szintű áramkörleírással számolva [J11], [C19].

A THERMAN/LayTherm programok (a meglévő elhanyagolásaik mellett) közvetlenül alkalmasak ilyen struktúrák termikus modellezésére, bár a TSV-k (*through silicon via*-k) modellezését két anyagréteg határ közötti koncentrált paraméteres hőellenállás elemmel lehet csak megoldani, ami a 2.3. szakaszban leírt dinamikus termikus karakterizációs mátrix előállítási folyamatát nagyban lelassítja. A SUNRED programot használó logi-termikus szimulációs rendszerekben, a 3D tokozási struktúrák modellezése szintén megoldható: ebben az esetben például a termikus szempontból releváns viák modellezése nem feltétlenül okozza a modell komplexitásának a növekedését. Ilyen típusú termikus modellel logi-termikus szimulációt végezve a termikus célokat szolgáló TSV-k optimális elhelyezését lehet támogatni (*thermally aware place & route*). Egy ilyen jellegű esettanulmányt közöltünk egyik folyóirat cikkünkben [C16].

A 3D IC struktúrák esetében, amelyekben egymást váltják a jó hővezető (szilícium lapka) és rossz hővezető rétegek (távtartó vagy *interposer* rétegek), felmerül az integrált mikrocsatornás aktív hűtés használatának az igénye. Az ilyen megoldások vizsgálatát jellemzően CFD képességekkel rendelkező termikus szimulátorokkal vizsgálják. Az ilyen szimulátorok logi-termikus keretrendszerbe illesztése nem vezet hatékony megoldáshoz: felesleges a logikai funkció és például a mikrocsatornás hűtés áramlástani vizsgálatát egyszerre elvégezni. Annak érdekében, hogy a mikrocsatornás hűtésnek a logikai áramkörökre gyakorolt termikus hatását gyorsan és hatékonyan tudjuk modellezni, a <u>mikrocsatornákra vonatkozó kompakt</u> termikus modellek kidolgozása és implementálása a célszerű.

Egy ilyen modell azt a <u>nem reciprok hatást</u> kell helyesen modellezze, amely szerint a <u>hűtőközeg áramlási</u> <u>irányával egyező irányban van energiatranszport</u>, míg az ellentétes irányban nincs. Egy ilyen modell kétféle szemlélettel is kialakítható. Az egyik szerint a mikrocsatornában áramló hűtőközeg jelentette hőtranszportot egy kapcsolt kapacitású hálózatban mozgatott töltéscsomagok formájában képzeljük el és ennek megfelelően egy ilyen hálózat idővariáns rezisztív helyettesítő hálózataként alakítjuk ki a mikrocsatornás hűtés termikus kompakt modelljét [97], [99]. A másik szemlélet szerint ezt a nem reciprok hatást hőmérséklet-különbség vezérelt hőáram generátorral lehet figyelembe venni [98], [99]. Az előbbi modellt Németh Márton doktoranduszom, az utóbbit Takács Gábor kollégám dolgozta ki. Mindkét modell alkalmas a SUNRED algoritmusban való implementálásra [98].

2. tézis: Digitális integrált áramkörök logi-termikus szimulációja

<u>Digitális IC-k tervezésére szolgáló tervezőrendszerekben is alkalmazható módszert dolgoztam ki az</u> <u>ilyen áramkörök együttes</u>, **önkonzisztens** termikus és logikai szimulációjának megvalósítására [J2], [J8].

- 2.1. Módszert adtam a tranzisztor szintű leírásukkal adott áramköri blokkok relaxációs módszeren alapuló önkonzisztens elektro-termikus szimulációjának kiterjesztésére, digitális áramkörök stacionárius állapotának vizsgálatára. Az eljárás kapu szintű logikai hálózatleírás és standard cellás elhelyezési terv formájában adott digitális áramkörök vizsgálatára alkalmas [J2], [C5], [C10],. Az eljárás lépései:
 - A szimuláció által kezelt entitások egy digitális CMOS IC tervezőrendszer cellakönyvtárában található standard cellák: a különböző logikai kapuk és elemi tároló elemek (kapuk).
 - Ezek működése során a fellépő saját melegedés forrása a kimeneti állapotváltozás következtében fellépő dinamikus disszipáció.
 - A kapuk hőmérsékletfüggő *paraméterei* a bemeneti jelkombináció változások okozta kimeneti állapotváltozásokhoz rendelt *késleltetések*, valamint az állapotváltozás következtében fellépő *disszipáció*.
 - Ismerve az áramkör fizikai layoutját, az egyes layout elemek és a logikai leírásban szereplő kapuk közötti megfeleltetést, a teljes IC felületi disszipációeloszlása, valamint az áramköri lapka és környezete termikus modellje alapján az egyes kapuhőmérsékletek állandósult állapotbeli termikus szimulációval meghatározhatóak.
 - Az így számított hőmérsékleteloszlás alapján az áramkört alkotó összes kapu egyedi hőmérséklete ismert, így az egyes kaputípusokat jellemző logikai modellek egyes kapukra jellemző egyedi példányainak hőmérsékletfüggő paraméterei újra számolhatók és frissíthetők.
 - A fentiek számítások megvalósításához egy, az ilyen módon hőmérsékletfüggő kapu modelleket kezelő logikai szimulátornak és egy gyors termikus szimulátornak a relaxációs módszer szerinti együttműködése szükséges.
 - Az így megvalósított, a kapu szintű leírásukkal adott digitális integrált áramkörökre vonatkozó önkonzisztens elektro-termikus szimulációt (utalva az áramköri funkcionalitás leírásának absztrakciós szintjére) *logi-termikus szimulációnak* neveztem el [J2].
- 2.2. Javaslatot tettem a 2.1. altézis szerinti logi-termikus szimulációs rendszerben alkalmazott kapu modellek hőmérsékletfüggő paramétereinek meghatározására [J2]. Ennek lényege, hogy az egyes standard cellák (kapuk) layout rajzolatai alapján visszafejtett tranzisztor szintű kapcsoláson tranziens elektromos szimulációkat végzünk, különböző környezeti hőmérsékletet beállítva az alkalmazott áramkörszimulációs program számára. Így az egyes bemeneti kombinációkhoz tartozó tranziens szimulációkat különböző hőmérsékleteken elvégezve a kapukésleltetések hőmérsékletfüggése a releváns hőmérséklet tartományra meghatározható.
- 2.3. A fentiek szerint egy professzionális IC tervező rendszer keretein belül megvalósított logitermikus szimulációs rendszerben egy dedikált *teszt IC segítségével kimutattam, hogy az áramkörök stacionárius hőmérsékleteloszlása a kialakult eseménysűrűségnek felel meg* [J2], [C9].
- 2.4. Az 1. tézisben megfogalmazott, az áramköri hordozó koncentrált paraméteres termikus *N*-kapu modelljének előállításához hasonló *módszert javasoltam egy tényleges dinamikus szimulációt lehetővé tevő logi-termikus szimulációs rendszer számára szolgáló dinamikus termikus modell elállítására* [J2].

Ennek tényleges megvalósítására (az időközben megszületett egyéb kutatási eredményeinket is felhasználva) egy évtizeddel később került sor [J8]. Ennek segítségével a kapu szintű logikai szimulációval feltárhatóvá váltak egyes digitális áramkörök (ön)melegedése következtében fellépő időzítés-integritási problémák [J8].

3 LED-ek kombinált termikus és optikai mérése, LED tokok termikus modellezése

Közismert, hogy egy LED-es alkalmazás tervezése (tekintettel a LED-ek komplex működésére) összetett feladat, amelynek megoldása során a jó termikus tervezés legalább annyira fontos, mint az elektromos és optikai tervezés, hiszen a LED-ek esetében a három fő működési tartomány jellemzői kölcsönösen hatnak egymásra. Ez azt jelenti, hogy mind a LED-ek mérésénél, mind a LED tulaj-donságok modellezésénél és szimulációjánál erre figyelemmel kell lenni. Jelen fejezetben elsősorban a LED tokok termikus karakterizációjával foglalkozom, de már ennek során is óhatatlanul utal-nom kell a 0. fejezetben részletesen tárgyalt, LED lapka szintű multi-domain modellezés kérdéseire is.

3.1 Termikus kompakt modellek: előkép az elektronikában

Mind a digitális, mind az analóg IC-k esetében a termikus viselkedés pontos szimulációjához elengedhetetlen az áramkör termikus környezetének, elsősorban az integrált áramköri toknak a pontos modellezése. Egy IC gyárban ez nem jelenthet áthidalhatatlan problémát, de például egy nyomtatott huzalozású lemezen kialakított összetett áramköri modul esetében problémát jelent a tervező számára modulba beültetett IC-kre vonatkozó részletes tokozási információ megszerzése.

A kilencvenes évek közepe táján, e problémát felismerve, az akkori vezető európai félvezető gyártók, valamint egy, az elektronikai rendszerek termikus szimulációjára szolgáló szoftverek fejlesztésére specializálódott cég az ún. DELPHI projekt keretén belül kidolgozta az IC tokok kompakt termikus modelljeit és az ezek megalkotására vonatkozó módszertant [100]-[102]. Ennek lényege az, hogy az IC tok részletes geometriával és anyagparaméterekkel jellemzett modelljét (ami értelemszerűen gyártási titkot képező információt hordoz) egy hőellenállásokból álló, egyszerűsített hálózati modellel helyettesítjük. Egy ilyen modell akkor tekinthető a gyakorlatban elfogadhatónak, ha a termikus szimuláció határfeltételeitől függetlenül, mind a tokon belüli IC lapkahőmérséklet, mind a főbb határfelületek hőmérséklete szempontjából, mind pedig az egyes hőellenállások által reprezentált hővezetési úton terjedő hőáramok tekintetében kellő pontosságot biztosít. (Az ilyen modellt termikus határfeltételektől független, angolul boundary condition independent, vagy röviden BCI modellnek nevezik.) Egy ilyen modell elvárt pontossága az, hogy a részletes geometriával adott modellel végzett szimulációk eredményeitől a kompakt modellel kapott eredmények 5-10%-nál nagyobb mértékben ne különbözzenek. Ez a DELPHI kompakt modellezési módszertan annyira sikeres lett, hogy egy követő projekt (a SEED projekt) segítségével a korábbi DELPHI konzorciumi tagok elkezdték az akkor leggyakoribb IC tokokra vonatkozó modellkönyvtárak elkészítését is. A siker másik jele, hogy a szilárdtest elektronikai gyártók nemzetközi szakmai szervezete, a JEDEC szabványosította az IC tokok DELPHI topológiájú termikus kompakt modelljeit, ill. a modellezési módszertant [103], [104].

Természetesen nem csak a statikus termikus viszonyok, hanem a hőmérséklet és a disszipáció időbeli változásai, különösen a gyors, nagy amplitúdójú változások is fontosak a rendszerek élettartama, megbízhatósága szempontjából. Ezek szimulációval történő követése ún. tranziens modelleket igényel, azaz a hőellenállásokból álló statikus termikus kompakt modelleket alkalmas módon ki kell egészíteni hőkapacitásokkal. A PROFIT projekt (2000-2003) az ilyen modellek és modellezési módszertan kidolgozását tűzte ki célul [105], [106]. E projektben a korábbi DELPHI konzorciumi tagokhoz többek között csatlakozott a BME Elektronikus Eszközök Tanszéke és a tanszék spin-off cége, az egykori MicReD Kft. (ma a Mentor Graphics cég egyik magyarországi részlege) az általuk korábban a THERMINIC projektben (1994-1997) kidolgozott termikus tranziens méréstechnikával és dinamikus kompakt modellezési módszertannal. A termikus tranziens mérések tették lehetővé azt, hogy a kompakt modellek elkészítéséhez használt részletes fizikai modelleket mérésekkel ellenőrizni, "finomhangolni" lehessen [107], [B1]. Ez a módszertan¹³ ma már kereskedelmi szimulációs programokban standard módon hozzáférhető [108]. Az IC tokok termikus kompakt modellezésével kapcsolatos további, részletes áttekintést [109] ad.

Természetesen a teljesítmény LED-ek megjelenésével felmerült az igény a LED tokok kompakt modellezése iránt is, amelynek alapja a teljesítmény LED-ek tokozásának termikus minősítése, a LED tokok hőellenállásának, ill. termikus impedanciájának mérése. Jelen fejezet célja e terület átte-kintése, az itt elért eredményeim ismertetése.



3-1. ábra: Egy 1 W-os vörös teljesítmény LED különböző nagyságú kényszerített nyitóáramú munkapontjához tartozó termikus tranziens mérési eredmények [C20]-[C22], [J12]: a) kikapcsolás esetén fellépő hűlési görbék, b) és az azokból számított differenciális struktúra függvények.

3.2 LED tokok hőellenállása, ill. termikus impedanciája

3.2.1 A klasszikus hőellenállás-mérés kiterjesztése LED-ekre

Az első kereskedelmi forgalomban megjelent teljesítmény LED-ek¹⁴, konkrétan egy 1 W-os vörös teljesítmény LED termikus tranziens mérései során tapasztaltuk azt a meglepő jelenséget, hogy a mérés során megállapított termikus impedancia függvényből számított struktúra függvények (ill. differenciális struktúra függvények) alakja függött a vizsgált LED elektromos munkapontjától (3-1. ábra) [C20]-[C22], [J12]. Mivel a struktúra függvény kizárólag a pn-átmenettől a környezetig (jelen esetben: végtelen hőkapacitású hideg lemezig) terjedő hővezetési út fizikai tulajdonságaira jellemző, az általunk tapasztalt elektromos munkapont függésre (nyitóáram- és hőmérsékletfüggésre) magyarázatot kellett találnunk, hiszen elvileg a struktúra függvények alakja nem függhet az elektromos munkaponttól.

A legkézenfekvőbb magyarázat az volt, hogy a mérésadat kiértékelő szoftver a termikus impedanciát a mért ΔT_J pn-átmenet hőmérsékletváltozás és a félvezető eszközbe betáplált elektromos teljesítmény változása alapján számolta. Például egy szilícium dióda esetére, 0 kezdeti disszipáció mellett ez:

$$Z_{lh_el}(t) = \frac{\Delta T_J(t)}{P_{el}}, \text{ abol } P_{el} = I_F \cdot V_F.$$
(24)

és I_F , valamint V_F a LED nyitóáramát, illetve nyitófeszültségét jelöli. A vonatkozó méréstechnikai szabvány (JEDEC JESD51-1-es szabvány [113]) a fenti számoláshoz természetesen a P_H -val jelölt tényleges *fűtőteljesítménnyel* való osztást írja elő. Szilícium félvezetők esetében a fenti képletben

¹³A módszertan alapja a Székely Vladimír nagydoktori disszertációjában [110], illetve a [56]-[58] cikkben ismertetett NID módszer, valamint a struktúra függvények alkalmazásán alapuló gyakorlati modellgeneráló eljárások, amelyek kiterjeszthetők hűtőbordák kompakt modellezésére is [111], [112].

¹⁴ Ezek első legismertebb képviselői a Lumileds cég Luxeon típusú színes LED-jei voltak, 2003 körül.

valóban a fűtő teljesítményt jelenti az $I_F \cdot V_F$ szorzat, de világítástechnikai felhasználásra szánt teljesítmény LED-ek esetében a betáplált villamos teljesítmény jelentős része optikai sugárzás (fény) formájában távozik az eszközből, így a tényleges fűtőteljesítmény megállapításához a kisugárzott optikai teljesítményt le kell vonni a betáplált elektromos teljesítményből.

Amennyiben ismert a mérendő eszköz $\eta_e = P_{opt} / P_{el}$ energiakonverziós hatásfoka (angolul: *radiant efficiency*), korrekt módon számolható a valós viszonyokat reprezentáló termikus impedancia:

$$Z_{th_real}(t) = \frac{\Delta T_J(t)}{P_H} = \frac{\Delta T_J(t)}{P_{el} \cdot (1 - \eta_e)} = \frac{\Delta T_J(t)}{I_F \cdot V_F - P_{opt}}.$$
(25)



3-2. ábra: Egy Cree XTE típusú fehér teljesítmény LED energiakonverziós hatásfokának hőmérséklet és áram függése: a hőmérséklet, illetve a nyitóáram növekedtével a hatásfok csökken.(A 3-4. ábra szerinti mérési összeállítással mért eredmények.)

Tekintve, hogy egy LED energiakonverziós hatásfoka függ a LED munkaponti áramától és a pnátmenet hőmérsékletétől (3-2. ábra), magyarázatot kaptunk arra, hogy ha a tényleges fűtőteljesítmény helyett a betáplált elektromos teljesítményre normáljuk a pn-átmenet hőmérsékletváltozását, akkor az így kapott $Z_{th_el}(t)$ függvényből számított struktúra függvények miért változnak a munkapont függvényében:

$$Z_{th_el}(t) = \frac{\Delta T_J(t)}{P_{el}} = \frac{\Delta T_J(t)}{P_H} \cdot (1 - \eta_e), \qquad (26)$$

azaz

$$Z_{th_el}(t) = Z_{th_real}(t) \cdot [1 - \eta_{e}(I_{F}, T_{J})].$$
(27)

A (27) összefüggés egyik fontos következménye az, hogy ha egy LED gyártó egy LED termikus impedanciáját vagy hőellenállását ($R_{th} = Z_{th}(\infty)$) a (24) képlet alapján számolja a mért hőmérsékleti tranziensből, akkor a közölt eredmény nem értelmezhető és nem reprodukálható, ha a gyártó nem közli a méréskor alkalmazott nyitóáram és a LED lapka hőmérsékletének az értékét is. Egy másik következtetés is levonható a (27) összefüggésből: a pusztán csak a betáplált elektromos teljesítménnyel való osztással számított hőellenállás vagy termikus impedancia mindig kisebb értékű, mint az eszköz Z_{th} real szimbólummal jelölt valós termikus impedanciája.



JESD 51-52: LED hideg lemezen + CIE 127-2007 dokumentum szerinti fluxus mérés

JESD 51-51: termikus mérés JESD51-1 szerinti <u>statikus mérési módszerrel</u>, hideg lemezzel, mint termikus környezettel

3-3. ábra: Az általam javasolt kombinált termikus és radiometriai/fotometria LED mérési összeállítás és a mérési folyamat vázlata [B1]-[B3], [C26], [C27], [C29]. A mérési szekvenciát ajánlásaim [C27] alapján a JEDEC JESD51-51 és JESD51-52 szabványok [119], [120] pontosan rögzítik.

Az ilyen, hiányos adatközlés esetén értelmezhetetlen és a valóságos értéknél jobb értéket közlő termékadatlapok piaci anomáliákat és a LED végfelhasználók félrevezetését eredményezték a 2000-es évek közepétől egészen szinte napjainkig. A probléma gyökre a teljesítmény LED-ekre vonatkozó termikus mérési szabványok hiánya volt [46], [C24]-[C26], [C28].

Fontos tehát, hogy a teljesítmény LED-ek termikus mérései során ismert legyen a LED-ek energiakonverziós hatásfoka. Ezzel kapcsolatban elvi és gyakorlati problémák vannak. A LED gyártók fotometriai laboratóriumai általában nem mérik és nem is közlik a LED-ek kibocsátott P_{opt} optikai teljesítményét¹⁵. Ha mérik is, az eddigi gyakorlat szerint (ami megfelel a LED-ek optikai mérésére vonatkozó, 2017. augusztusáig létező egyetlen, CIE 127:2007 jelű ajánlásnak¹⁶ [114]) nem előírás a LED-ek kontrollált termikus környezetben való mérése, pusztán csak annak a követelménynek kell eleget tenni, hogy az optikai méréseket a LED-ek termikusan stabil állapotában kell végezni. A másik, elvi jellegű probléma az, hogy egy LED-et nem lehet kétszer úgy felszerelni egy hőmérséklet stabilizált befogóra, hogy a LED és a befogó közötti termikus határfelületi ellenállás azonos legyen. A minimális követelmény ezzel kapcsolatban az, hogy ugyanazon hőmérséklet stabilizált befogón (hideg lemezen) legyen a mérendő LED akkor, amikor az optikai paramétereit mérik és akkor is, amikor a termikus tulajdonságait vizsgálják.

Ezen megfontolás alapján adódott az a gondolat, hogy teljesítmény LED-ek termikus és optikai tulajdonságainak konzisztens mérése csak egyetlen kombinált, termikus és radiometriai/fotometriai összeállításban lehetséges, ahogy azt a témával foglalkozó korai cikkeinkben [C20]-[C22], [J12] javasoltam. Az általam javasolt elvi mérési összeállítást és a mérés folyamatát a 3-3. ábra mutatja be, a 3-4. ábrán egy ilyen összeállítás gyakorlati megvalósítása látható.

¹⁵A fénytechnikai szakemberek ezt teljes radiometriai fluxusnak, angolul *total radiant flux*-nak nevezik és Φ_{e} -vel jelölik.

¹⁶ Máig (2017. augusztusáig) a CIE 127:2007-es dokumentum [114] volt a CIE legfrissebb publikált ajánlása a LED-ek optikai méréséről, a CIE TC2-63 műszaki bizottsága által kidolgozott új, "Optical Measurements of High-Power LEDs" című jelentés [135] 2017. augusztus 3-án jelent meg.

A 3-3. ill. 3-4. ábra szerinti mérési összeállításhoz tartozó mérésvezérlő programmal LED-ek elektromos, optikai és termikus tulajdonságai egyszerre, konzisztens módon mérhetők. Így nagyszámú mérés végezhető automatizáltan, előre programozott hőmérsékleten és nyitóáram mellett. Ilyen automatizált mérés eredményeképpen felvett LED karakterisztikákat mutat be a 3-5. ábra. Ezt az automatizált mérést a CIE 127:2007 dokumentum [114] szerinti szokásos (szigorú) helyettesítéses mérési eljárás kismértékű, gyakorlati módosítása (3.2.2. szakasz) teszi lehetővé.



3-4. ábra: Az általam javasolt mérési elvet megvalósító, kereskedelmi forgalomban kapható műszerekből összeállított laboratóriumi LED mérőállomás [B3], [10], [116], [117].



3-5. ábra: 3-4. ábra szerinti LED mérőállomással automatizáltan mért LED karakterisztikák a rendszer mérési adatkiértékelő programjában. Az óramutató járásával megegyező irányban: fényhasznosítás a környezeti hőmérséklet függvényében, fényáram a LED pn-átmenete hőmérsékletének függvényében, energiakonverziós hatásfok, valamint CIE (1931, 2°) xy színkoordináták a környezeti hőmérséklet függvényében – mind nyitóárammal paraméterezve.

3.2.2 A LED-ek szigorú helyettesítéses módszerrel történő integráló gömbös teljes fluxusmérésének újszerű megvalósítása

A LED-ek laboratóriumi minősítő mérései jellemzően a LED gyártók optikai laboratóriumában (fényáram mérés, spektrális teljesítményeloszlás mérése, színkoordináták vagy korrelált színhőmérséklet mérése), illetve termikus mérő laboratóriumában (termikus impedancia mérése, hőellenállások mérése, pn-átmenet hőmérsékletének mérése) elkülönülten történik.

Egy optikai laboratóriumban nem feltétlenül fontos egy, a méréshez hőmérsékletstabilizált hideg lemezre szerelt LED hőellenállásának pontos ismerete, de a jól reprodukálható optikai mérések szempontjából elengedhetetlen az, hogy a mérendő LED-ek pn-átmenetének T_J hőmérséklete egy jól definiált értéken legyen az optikai mérések során. A teljes fluxusmérés jellegzetes eszköze az integráló gömb (Ulbricht-gömb), amelyben a mérés úgy történik, hogy a gömbhöz illesztett detektor fotoáramának a mérendő LED által keltett értékét ugyanezen detektor fotoáramának egy ismert, stabil fluxusú, kalibrált LED, egy ún. *standard LED* keltette értékéhez hasonlítják úgy, hogy a mérendő LED-et és a standard LED-et egymással kicserélik. Természetesen az integráló gömbbe helyezett LED szerelvények (mérendő LED hideg lemezen, standard LED) mindegyike a saját fényének egy részét az önabszorpció révén elnyeli. Az önabszorpció mérésére szolgál a gömbben található segéd LED (segéd lámpa), lásd a 3-6. ábrát.



3-6. ábra: A CIE 127:2007 dokumentum [114] szerinti helyettesítéses teljes LED fluxusmérés (a detektor típusától függően teljes kibocsátott fényáram, teljes kibocsátott radiometriai fluxus, vagy spektrális teljesítményeloszlás, stb.).

Egy LED teljes fluxusának ún. helyettesítéses (szubsztitúciós) módszerrel történő mérését (3-6. ábra). a CIE 127:2007 dokumentum [114] részletezi. Ennek értelmében egy LED-nek egy integráló gömbben mért Φ_T teljes fluxusát a következőképpen kapjuk:

$$\Phi_{\rm T} = \Phi_{\rm St} \cdot \frac{Y_{\rm T}}{Y_{\rm St}} \cdot \frac{Y_{\rm ASt}}{Y_{\rm AT}},\tag{28}$$

ahol

 Φ_{St} egy kalibrált, áram és hőmérséklet stabilizált, előöregített és válogatott LED (ún. standard) LED *nemzeti mérésügyi intézet* által hitelesített (vagy ilyen elsődleges etalonra visszavezethető (*traceable*) teljes fluxusa, ún. certifikát értéke;

- *Y*_{St} a detektor fotoáramának az értéke akkor, amikor a standard LED van az integráló gömbben és a segéd LED kikapcsolt állapotban van,
- *Y*_{ASt} a detektor fotoáramának az értéke akkor, amikor a standard LED van az integráló gömbben és a segéd LED bekapcsolt állapotban van,
- *Y*_T a detektor fotoáramának az értéke akkor, amikor a mérendő LED van az integráló gömbben és a segéd LED kikapcsolt állapotban van és
- *Y*_{AT} a detektor fotoáramának az értéke akkor, amikor a mérendő LED van az integráló gömbben és a segéd LED bekapcsolt állapotban van.

A segéd LED (általában: segéd lámpa) használatára azért van szükség, hogy a mérés eredményét korrigálhassuk a gömbbe helyezett, aktuálisan mért LED önabszorpciójával. Például a standard LED önabszorpciójára jellemző érték az Y_{ASt}/Y_{AW} hányados, ahol Y_{AW} a detektor fotoárama abban az esetben, amikor az integráló gömb vizsgáló nyílását egy, a nyílást pontosan fedő, az ideális gömbfelületet kiegészítő gömbsüveg alakú fehér sapkával zárjuk le. Ezzel megkaphatjuk az integráló gömbnek a standard LED-del mért, a standard LED önabszorpciójával korrigált S_{sphere} érzékenységét:

$$S_{sphere} = \frac{\Phi_{St}}{Y_{St}} \cdot \frac{Y_{ASt}}{Y_{AW}}.$$
(29)

Ezzel a mérendő LED teljes fluxus így fejezhető ki:

$$\Phi_{\rm T} = S_{sphere} \cdot Y_{\rm T} \cdot \frac{Y_{\rm AW}}{Y_{\rm AT}} \,. \tag{30}$$

Látható, hogy az S_{sphere} önabszorpció korrigált érzékenység behelyettesítése után az Y_{AW} érték kiesik, visszakapjuk az eredeti (28) összefüggést. Vegyük észre, hogy Y_{AW} és S_{sphere} értéke független a mérendő LED-től. *Ezen értékek meghatározása térben is és időben is elválasztható az aktuális méréstől.* Ez azt jelenti, hogy a kombinált termikus és radiometriai/fotometria LED mérőállomás *integráló gömb* + *segéd LED* + *fotodetektor* rendszere előzetesen kalibrálható, a konkrét LED mérésekhez csak a megfelelő S_{sphere} és Y_{AW} értékeket kell a felhasználó rendelkezésére bocsátani. Ennek az a jelentősége, hogy egy termikus laboratórium optikai mérésekben járatlan mérőszemélyzete nem kell, hogy a helyettesítéses mérés minden elemével foglalkozzon. Elegendő, ha mérőrendszernek a különböző spektrális tartományokra jellemző (különböző spektrális teljesítményeloszlású standard LED-ekkel megállapított) Y_{AW} és S_{sphere} konstansai rendelkezésre állnak. Ezen konstansokat az optikai laboratóriumban rendelkezésre álló etalonok segítségével az optikai labor mérőszemélyzete rendszeresen frissítheti és a termikus mérőlabor rendelkezésére bocsáthatja.

Egy integráló gömb + fotodetektor rendszerrel egy fényforrás nagyon sok paraméterét meg lehet mérni, ha a fotodetektor előtt különböző optikai szűrőket alkalmazunk. A konkrét szűrő transzmiszsziójának spektrális eloszlását a detektor érzékenysége és a gömbfal bevonat reflexiós tényezője együttes spektrális eloszlásához kell illeszteni. Egyenletes eredő eloszlású spektrális érzékenységgel jellemezhető mérőrendszerrel a teljes fényteljesítmény, a CIE $V(\lambda)$ láthatósági függvényéhez illesztett karakterisztika esetében a (photopos) fényáram, a $V'(\lambda)$ függvényhez illesztett karakterisztikával a scotopos fényáram mérhető, stb. Tekintve, hogy az optikai szűrők transzmissziós karakterisztikáival csak közelítőleg lehet az ideálisan megkívánt spektrális eloszlást megvalósítani, a CIE 127:2007-es dokumentum definiál egy mérőszámot (f_1 ' érték), amellyel a mérőrendszer spektrális illesztetlenségből adódó globális hibája jellemezhető. Ez az ún. spektrális illesztetlenségi hiba (*spectral mismach error*).

Hogy egy konkrét LED esetében a mért Φ_T teljes fluxus (pl. emittált optikai teljesítmény, fényáram, scotopos fényáram, stb.) esetében ezt a hibát minimalizálni lehessen, színes LED-ek esetére a CIE 127:2007 dokumentum a *szigorú helyettesítés* (*strict substitution*) alkalmazását javasolja¹⁷. Ennek

¹⁷ Erre azért van szükség, mert a színes LED-ek csak egy igen szűk, ~50 nm nagyságrendjébe eső hullámhossz tartományban sugároznak.

lényege az, hogy mindig olyan standard LED segítségével kell a helyettesítéses módszerrel mérni, amelynek spektrális teljesítményeloszlása a lehető legközelebb van a mérendő LED spektrális teljesítményeloszlásához. Tehát kék LED-ek méréséhez kék standard LED-re, zöld LED-ek méréséhez zöld standard LED-re van szükség, stb. Ezt az ajánlást fehér LED-ek mérésekor is célszerű betartani: hideg fehér LED-hez hideg fehér standard LED-re van szükség, meleg fehér LED méréséhez meleg fehér standard LED használata javasolt. Ez azt jelenti, hogy egy általános LED mérőállomás esetében tipikusan vörös, narancssárga, zöld, kék, meleg fehér és hideg fehér (összesen tehát legalább 6 db különböző) standard LED alkalmazására van szükség¹⁸. Ha egy ilyen standard LED készlettel a mérőrendszert előzetesen kalibráljuk, akkor a felhasználó nem kell, hogy beszerezzen egy ilyen drága, NMI által hitelesített standard LED készletet. A LED-ek radiometriai/fotometriai mérésének a (30) képlet szerinti megvalósítása azt is jelenti, hogy a mérések során semmiféle manuális műveletre (helyettesítés) nincs szükség. Ebben az esetben, amennyiben a szükséges kalibrációs adatok rendelkezésre állnak, egy LED számos különböző munkapontban (különböző I_F nyitóáramok és T_J pn-átmenet hőmérsékletek mellett), különböző optikai szűrők alkalmazásával automatizáltan megmérhető.

Az általunk kifejlesztett mérőrendszerben 6 különböző optikai szűrő van. A rendszert 6 különböző standard LED-del előzetesen kalibráljuk. A mérőrendszerhez tartozik tehát egy optikai kalibrációs konstansokat tartalmazó adatállomány, amelyben összesen 36 önabszorpció korrigált érzékenység érték és a rendszer 6 optikai szűrőjére vonatkozó, a segéd LED-del végzett fehér sapkás mérés eredménye (fotoáram értékek) található. Egy mérés kezdetekor a felhasználó csak a mérendő LED színét kell beállítsa a mérésvezérlő programban, ami ennek alapján a megfelelő kalibrációs konstansokkal végzi el a mérést.

Az így előre kalibrált optikai mérőrendszernek természetesen hosszú távú driftje van, amely két részből áll: a segéd LED teljes fluxusának driftjéből (öregedés) és a gömbfal reflexiós tényezőjének változásából (piszkolódás, öregedés, a reflexiós tényező relatív páratartalomtól való függése). Ezen tényezők hatásának csökkentése érdekében egyrészt a segéd LED is egy előöregített és válogatott, áram és hőmérséklet stabilizált LED kell legyen, amit pontosan olyan specifikációk szerint kell készíteni, mint egy standard LED-et, másrészt a fehér sapkás mérést célszerű minden vizsgálandó LED mérése előtt elvégezni. Ezzel a (30) képlet szerinti teljes fluxus mérésből a lehetséges drift hibákat teljesen kiküszöbölhetjük. Ennek az az előnye is megvan, hogy az Y_{AW} értékek sorozatát naplózva figyelemmel kísérhető a gömbfal bevonatának degradációja. Az aktuálisan mért Y_{AW} értéknek a gyári kalibrációkor mért értéktől való jelentős eltérése (tipikusan 10%) az optikai mérőrendszer újrakalibrációjának a szükségességét jelzi.

3.2.3 Teljesítmény LED-ek termikus jellemzése

Visszatérve a termikus környezetnek a LED-ek optikai mérésére gyakorolt hatására, fontos a mért LED pn-átmenet hőmérsékletének az ismerete. A kombinált mérés révén rendelkezésre áll az adott összeállításban mért LED valós R_{th_real} hőellenállása és ismert a LED tényleges P_H fűtő teljesítménye.

Mivel a mérés egy ismert T_{ref} hőmérsékletű hideg lemezen történik, a fentiek alapján kiszámítható a mért LED pn-átmenetének valós hőmérséklete:

$$T_J = R_{th_real} \cdot P_H + T_{ref} .$$
(31)

Ez lehetővé teszi, hogy különböző laboratóriumok azonos nyitóáram és azonos pn-átmenet hőmérséklet mellett végezzenek LED méréseket úgy, hogy a mérések reprodukálhatóak és egymással öszszehasonlíthatóak legyenek.

¹⁸A Pannon Egyetemen végzett kutatásai révén Csuti Péter a globális f_1 ' spektrális illesztetlenségi hiba helyett a különböző spektrális tartományokra, az ott használt standard LED-ekre vonatkozó $f_{1,par}$ jelű, ún. *parciális spektrális illesztetlenségi hiba* bevezetését és használatát javasolja [115].



3-7. ábra: Egy, a 3-4. ábra szerinti mérőrendszer vizsgált 10 W-os fehér teljesítmény LED pn-átmenetétől a környezetig terjedő hővezetési útjának struktúra függvényei, 15 °C és 85 °C közötti referencia hőmérséklet tartományban mérve [C29].



3-8. ábra: Két különböző hűtési megoldással ellátott azonos típusú LED fényáramának függése a méréskor használt hideg lemez T_{ref} hőmérsékletétől [C27], [C29], [J13].

A 3-7. ábrán egy 10 W-os fehér LED típus 8 példányának 4 különböző hűtési megoldással szerelt változatára vonatkozó kombinált termikus és radiometriai/fotometriai mérési eredmények egyikét láthatjuk [C29]. Az ábra jól illusztrálja, hogy az emittált optikai teljesítmény (25) egyenlet szerinti figyelembevételével számított termikus impedanciák struktúra függvény típusú nézetében a LED tokra vonatkozó szakasz munkapont független. Az ábrán látható struktúra függvények utolsó szakasza azonban hőmérsékletfüggő rész-hőellenállásról tanúskodik. Ennek magyarázata az, hogy a LED és a mérés termikus határfeltételeként alkalmazott hideg lemez közötti termikus határfelületi anyag (*TIM – thermal interface material*) hővezetőképessége hőmérsékletfüggő volt: magasabb hőmérsék-leten kisebb volt az átmeneti hőellenállás. Az [C29] publikációban közölt minták esetében különböző jellegűnek adódott ez a hőmérsékletfüggés. Ennek egy másik manifesztációját láthatjuk a 3-8. ábrán: két különböző termikus szerelvénnyel ellátott LED minta fényáramának referencia hőmérséklettől (azaz a hideg lemez hőmérsékletétől) való függése különbözőnek adódott.



3-9. ábra: A 3-8. ábra a mért LED-ek pn-átmenet hőmérsékletére (T_J) átskálázva [C27], [C29], [J13].

Ilyen, a referencia hőmérséklet függvényében adott fényáram diagramok összehasonlítása értelmetlen. A megoldás az, hogy a mérési pontjainkat az (31) képlet segítségével számított pn-átmenet hőmérsékletek függvényében ábrázoljuk és ezeket a görbéket hasonlítjuk össze, ahogy azt a 3-9. ábra szemlélteti. Ezen hőmérsékleti átskálázásnak esetünkben az lett az eredménye, hogy a fényáram görbék egybevágóknak adódtak, meredekségük szinte azonos lett.

A LED mérési eredmények (31) képlet szerint kapott T_J pn-átmenet hőmérséklet függvényében való mérése/értelmezése nem csak a mérési eredmények közvetlen összehasonlíthatósága és a mérések ismételhetőségének a szempontjából fontos, hanem a multi-domain LED modellezés számára (0. fejezet) is ezek a releváns bemeneti adatok. A 3.2.2. szakaszban leírtakat a T_J pn-átmenet hőmérséklet függvényében való méréssel komibinálva lehetséges egy LED izotermikus karakterisztikáinak teljesen automatikus mérése is.

3.2.4 Teljesítmény LED-ek valós hőellenállásának, ill. termikus impedanciájának mérése

Egy tokozott félvezető eszköz esetében mindig egy referencia környezetre vonatkozó hőellenállást szokás megadni. Egy X referencia pontra vonatkozóan a hőellenállás klasszikus definíciója a több mint 20 éves JESD51-1-es szabvány [113] szerint a következő:

$$R_{thJ-X} = \frac{T_J - T_X}{P_H},\tag{32}$$

ahol T_J jelöli a félvezető lapka aktív felületének a hőmérsékletét (*junction temperature*), T_X az X referencia pont hőmérséklete, P_H pedig a félvezető lapka felületén disszipált hőmennyiség, a *fűtő teljesítmény*. Mint korábban utaltunk rá, egy szilícium dióda esetében a disszipációt egyszerűen az eszközön eső feszültség és a rajta átfolyó áram szorzata adja. Tekintettel a mai teljesítmény LED-ek 20..40%-os energiakonverziós hatásfokára a disszipáció számítása során figyelembe kell venni a kisugárzott fényteljesítményt is, azaz LED-ek esetében

$$P_H = I_F \cdot V_F - \Phi_e, \tag{33}$$

ahol $\Phi_e = P_{opt}$ a LED által kibocsátott fény optikai teljesítménye (radiometriai fluxusa). Ahogy azt a 3.2.1 szakaszban leírtuk, a radiometriai fluxus pontos megállapítása nagyon fontos, annál is inkább, mert az erősen függ a hőmérséklettől és a LED nyitóáramától. Tehát a termikus mérés során a vizsgált LED teljes fluxusának mérése az 3.2.2 szakaszban ismertetett módon történik a LED stabil álapotában, a 3-10. ábrán t_{opt} -tal jelölt idő intervallumban.

A hőellenállás (32) képlet szerinti meghatározásakor a lapka hőmérsékletét közvetve mérjük kihasználva azt a tényt, hogy kényszerített áram mellett egy pn-átmenet nyitófeszültsége közel lineárisan függ az átmenet hőmérsékletétől. Egy önálló kalibrációs méréssel ez a függés megállapítható: ez ún. K-faktor kalibráció [B1]. A T_X referencia hőmérsékletet jellegzetesen egy termopárral mérik, amelynek hőmérsékletérzékenységét szintén meg kell állapítani. A (32) képlet szerinti mérésnek tehát az az egyik nagy hátránya, hogy kétféle hőmérsékletérzékelőt használ, amelyeket külön-külön kalibrálni kell. E probléma a termikus mérés teljesen differenciális megvalósítása révén azonban kiküszöbölhető. Ehhez fejezzük ki a lapka hőmérsékletet az (32) egyenletből két különböző fűtőteljesítmény esetére:

$$T_{J1} = R_{thJ-X} \cdot P_{H1} + T_X \tag{34a}$$

$$T_{J2} = R_{thJ-X} \cdot P_{H2} + T_X \tag{340}$$

A fenti két egyenletet kivonva egymásból a T_X referencia hőmérséklet kiesik: $\Delta T_J = R_{thJ-X} \Delta P_H$, azaz

$$R_{thJ-X} = \frac{\Delta I_J}{\Delta P_H},\tag{35}$$

ahol $\Delta T_J = T_{J1} - T_{J2}$ és $\Delta P_H = P_{H1} - P_{H2}$, ahogy azt a 3-10. ábra is szemlélteti. Ennek az eredménynek az értelmezése a következő: Az LED-re egy nagy, I_H értékű nyitóirányú, ún. fűtőáramot (*heating current*) kapcsolunk (1-es fázis a 3-3. ábrán)., amely a mai LED-ek esetében tipikusan 350..1500 mA értékű. Amikor ezen üzemi áram mellett a LED elérte stabil üzemi hőmérsékletét (nyitófeszültsége az I_H áramnak a stabil T_{J1} hőmérsékletnek megfelelő V_H értékű), megmérhetjük az általa kibocsátott fény minden jellemzőjét (2-es fázis a 3-4. ábrán, t_{opt} időintervallum a 3-10. ábrán). Számunkra most a LED Φ_e teljes radiometriai fluxusa (optikai teljesítménye) az érdekes, amely a CIE 127:2007-es dokumentum [114] ajánlásai szerint például egy integráló gömb segítségével mérhető (lásd a 3.2.2 szakaszt). Az I_H nyitóáram és a T_{J1} lapka hőmérsékleten hozzá tartozó V_H nyitófeszültség, valamint az ekkor mérhető Φ_e radiometriai fluxus ismeretében megállapítható a P_{H1} fűtőteljesítmény, amely a LED pn-átmenetét T_{J1} hőmérsékletre melegítette.

A Φ_e radiometriai fluxus megmérése (általában: a szükséges optikai mérések elvégzése) után a LED nyitóáramát hirtelen egy kis értékű, szokásosan I_M -mel jelölt ún. *mérőáramra* kapcsoljuk (3-as fázis a 3-3. ábrán). Az I_M mérőáram szokásos értéke 1 mA .. 10 mA körüli.



3-10. ábra: Egy teljesítmény LED termikus tranziens mérése során fellépő a) nyitóáram, nyitófeszültség, illetve b) disszipáció és lapka hőmérséklet hullámformák [B2], [B3], [C27].

Az I_M áram hatására fellépő disszipáció értéke P_{H2} , amelynek számítása során az ezen kis áram mellett történő fénykibocsátást általában elhanyagoljuk. Ezen alacsony, szinte 0 disszipáció mellett a dc_1005_15

LED elkezd lehűlni, kellően hosszú idő után a pn-átmenet hőmérséklete T_{J2} értéken stabilizálódik. A mérendő LED-et hideg lemezre szerelve ez az idő tipikusan 30..120 sec. Az így mért pn-átmenet hőmérsékleti tranzienst a fűtőteljesítmény változásával elosztva a LED 3.2.1 szakaszban definiált valós termikus impedancia görbéjét kapjuk:

$$Z_{th-real}(t) = \frac{\Delta T_J(t)}{\Delta P_H},$$
(36)

A fenti képlet lényegében a 3.2.1 szakaszban adott (25) egyenlet, de a tényleges mérési folyamatot tükröző, teljesen differenciális formában. A hőellenállás tehát nem más, mint egy ilyen termikus tranziens mérésből származó Z_{th} görbe állandósult állapotbeli értéke a differenciális szemlélet alapján:

$$R_{thJ-X} = \frac{T_J(0) - T_J(\infty)}{P_{H1} - P_{H2}},$$
(37)

A gyakorlatban $P_{H2} \cong 0$, ezért $T_J(\infty) = T_X$, azaz visszakapjuk a hőellenállás klasszikus, (32) képlet szerinti definícióját.



3-11. ábra: Nyitófeszültség és lapkahőmérséklet tranziensek: a) munkapont változások az eszköz elektromos karakterisztikáján, b) a nyitófeszültség változása az áramváltozás (elektromos tranziens) és a lapka lehűlése (termikus tranziens) következtében [B3],[C27].

A 3-10. ábra szerinti tranziens folyamatokat kinagyítva szemlélteti a 3-11. ábra, logaritmikus időléptékben. Az I_H fűtőáramot hirtelen a kis értékű I_M mérőáramra kapcsolva a nyitófeszültség hirtelen a V_H értékről a V_{Fi} értékre esik – ez az érték a hűlési folyamat elején tapasztalható kezdeti (*initial*) nyitófeszültség érték. A LED pn-átmenetének elektromos kapacitása (diffúziós kapacitás) miatt véges időt vesz igénybe az új munkapont elérése. Ezen t_{MD} idő alatt (*measurement delay time*) a LED-ben egy elektromos tranziens zajlik, így "késleltetni kell" a termikus tranziens mérést, azaz el kell dobni az ezen időintervallumba eső adatpontokat, mert azok az elektromos munkapont hirtelen megváltozásához tartoznak és nem a LED hűlési folyamatára jellemzőek. A mérendő LED elektromos munkapontja a konstans I_M mérő áram mellett is folyamatosan változik, de ez a változás a pn-átmenet hőmérsékletének csökkenése miatt fellépő, összesen kb. 50..200 mV értékű nyitófeszültség változás miatt van. Minket pontosan ez a változás érdekel: a nyitófeszültség időbeli változása egyenesen arányos a pn-átmenet hőmérsékletének megváltozásával. Tehát a pn-átmenet hőmérsékletének $\Delta T_J(t)$ tranziensét közvetett módon, a nyitófeszültség $\Delta V_F(t)$ tranziensének regisztrálásával mérjük. A nyitófeszültség-változásról hőmérsékletváltozásra való áttérést a LED I_M mérő áram mellett végzett kalibrációja teszi lehetővé. Az itt ismertetett mérési eljárást implementáltuk a 3-4. ábrán látható mérőrendszer (a Mentor Graphics MicReD T3Ster [116] és TeraLED [117] műszerek) LED méréseket vezérlő szoftverében, valamint ez az eljárás képezte egy nemzetközi szabványra tett javaslatunk (lásd pl.: [C27]) alapját. Az ezen javaslat alapján kidolgozott, a teljesítmény LED-ek termikus mérésével foglalkozó JESD51-50 [118], JESD51-51 [119], JESD51-52 [120] és JESD51-53 [121] szabványok alkotta sorozatot a JEDEC 2012-ben elfogadta és publikálta. Ezen szabványok összefoglalóját számos szakmai fórumon ismertettem [J15], [J16], [B3], valamint egy LED-ek termikus kérdéseivel foglalkozó kézikönyv két fejezetében [B1], [B2], sok a szabványokon túlmutató kérdéssel együtt (például modellezés) részletezem.

3.3 LED tok kompakt modellek közvetlen előállítása mérési eredményekből

Ahogy e fejezet bevezetéséven utaltam rá, felmerült a LED tokok termikus kompakt modellezésének az igénye. Ezen igény könnyen kielégíthetőnek tűnt a NID módszerrel [56], [57], [58], [110], illetve az ezt a módszert használó THERMODEL program [54], [J5] segítségével.

Sajnos azonban a NID módszerrel előállítható modell a félvezető lapka aktív felületétől a környezetig terjedő eredő hőátadást leíró, "egy dimenziós" termikus RC hálózat, tehát ha egy félvezető tok esetében egyszerre több irányban is terjedhet a lapkán disszipált hő (például egy IC tok esetében a tok alja és teteje felé, valamint az IC lábakon keresztül is), akkor ez az RC hálózat nem lesz alkalmas a tok általános modellezésére. Ez azt jelenti, hogy ha a tok különböző hűtőfelületein keresztül a konkrét hőátadási tényező értékétől függően más, és más arányban terjed a hő a különböző párhuzamos hőutakon, a NID módszerrel előállított "egy dimenziós" termikus RC hálózati modell általában hibás szimulációs eredményekhez vezet. Ennek az az oka, hogy az előállított modell nem független a tok különböző felületein lévő határfeltételektől; a modell magában hordozza a tok termikus mérésekor alkalmazott termikus környezet hatását is. Ez szöges ellentétben áll 3.1 szakaszban említett DELPHI projektben kidolgozott modell és modellezési módszertan filozófiájával. Ahhoz ugvanis, hogy egy CFD (computational fluid dynamics) alapú termikus szimulátor programban egy félvezető eszköz tokját annak kompakt modelljével minden körülmények közt helyesen lehessen helyettesíteni, szükséges az, hogy maga a kompakt modell BCI tulajdonsággal bírjon, ugyanis a tok hőátadó felületein az aktuális hőátadási tényező értéke magának a CFD szimulációnak lesz az eredménye.

LED tokok esetére azonban, a NID módszerrel előállított Cauer-típusú RC létrahálózat mégis BCI tulajdonságú, ugyanis a teljesítmény LED-ek tokozását jellemzően úgy alakítják ki, hogy a LED lapka közvetlenül csatlakozik a tok külső hűtőfelületét alkotó, jó hővezető képességű (pl. réz) hűtő szerelvényhez (ami sokszor egyben egy optikai reflektor is), az ún. *heat-slug*-hoz, amely egy domináns hővezetési utat jelent a LED lapka aktív felületétől a környezetig (3-12. ábra). Mivel egy LED tok optikája rossz hővezető képességű anyagból készül, a lencsén a környezet felé történő hő-átadás többnyire elhanyagolható.



3-12. ábra: Jellegzetes teljesítmény LED tokok fém magvas nyomtatott huzalozású lemezre szerelve [B1].

Az, hogy lényegében egyetlen domináns hővezetési út van, egyben azt is jelenti, hogy az ezen hővezetési út mért termikus impedanciájából a NID módszerrel előállított RC hálózati modell egyben BCI modell is. A termikus határfeltételektől való függetlenséget kísérletileg igazoltuk is [C7]. Egy RGB LED modult vizsgáltunk, amelyben egy vörös (R), egy zöld (G) és egy kék (B) tokozott LED egy négyzet alakú MCPCB hordozóra volt szerelve (3-13a. ábra). Egy, a 3-4. ábra szerinti mérő-rendszerrel megmértük ezen modul LED-jeinek termikus saját impedanciáit és transzfer impedanciáit. A 3-13b. ábra a zöld LED-del, mint hőforrással mért impedanciákat mutatja be egyrészt hideg lemezen, másrészt egy szabványos, 1 köblábas ún. álló levegős kamrában mérve.

A világos zöld görbe a modul közepén elhelyezkedő zöld LED hideg lemezen mért saját impedanciája, a sötét zöld görbe ugyanez a saját impedancia álló levegős kamrában mérve. A szinte teljesen egybevágó kék és vörös görbe a zöld és a kék LED, ill. a zöld és a vörös LED közötti termikus transzfer impedancia, szintén álló levegős kamrában mérve.

Számunkra most a két zöld színű, kb. 16 K/W impedancia értékig (nagyjából 8,5 s-ig) együttfutó zöld görbe az érdekes. A két görbe együttfutása azt jelenti, hogy elválási pontjukig a hőterjedés még a LED tok + MCPCB hordozó alkotta szerelvényen belül van, azaz kb. 8,5 s idő után éri el a hőáram el alumínium hordozó alját és kezd el a környezet (hideg lemez és az MCPCB közötti TIM réteg, ill. az MCPCB hordozót körülvevő levegő) felé terjedni. Azt, hogy az MCPCB hordozóban kb. a hordozó vastagságának megfelelő kiterjedésű laterális hőterjedés következhetett csak be ennyi idő alatt az is igazolja, hogy a szomszédos vörös és kék LED-ek irányában a transzfer impedanciák értéke ezen idő alatt még gyakorlatilag zéró.

Az álló levegős kamra (természetes konvekciós hűtés, kb. ~10 W/Km² nagyságrendbe eső hőátadási tényezővel) és a hideg lemez (TIM anyag alkalmazása esetében kb. 10⁴ W/Km² nagyságrendbe eső hőátadási tényezővel) jelentik a gyakorlatban megvalósítható termikus peremfeltételek extrémumait. Tekintve, hogy e két extrémum, mint termikus határfelület alkalmazása esetében ugyanolyan jellegű a termikus impedancia, kijelenthetjük, hogy a jellegzetes, dedikált hűtőfelülettel ellátott teljesítmény LED szerelvények esetében a termikus határfeltételektől független, a LED lap-ka aktív felületétől a környezetig terjedő hővezetési út alakul ki. Ezt alátámasztja az, hogy a termi-kus impedancia függvényekből generált struktúra függvények is kb. 16 K/W kumulatív hőellenállásnak megfelelő értéknél kezdenek el divergálni – lásd a 3-14. ábrát.

A struktúra függvények elválási pont előtti szakaszai tehát a kizárólag a LED modulra jellemzőek, az elválási pont utáni szakaszok pedig annak termikus környezetét írják le. Ezzel tulajdonképpen eljárást is kapunk a NID módszerrel generált kompakt modelleket illető másik probléma kezelésére is, azaz arra, hogy miképp válasszuk szét a NID módszerrel generált Cauer-létrának az alkatrészre vonatkozó részeit az alkatrész termikus környezetére jellemző részeitől.



3-13. ábra: a) Egy RGB LED modul és annak b) mért termikus impedancia görbéi [C7].

Egy teljesítmény félvezető eszköz tokjának dedikált hűtőfelületénél, az ún. *case*-nél drasztikusan megváltoztatott határfelületi hőellenállásokkal való mérések kidolgozása Farkas Gábor és Oliver Steffens nevéhez kötődik [51], [55].



3-14. ábra: Egy RGB LED modul mért struktúra függvényei [C7].



3-15. ábra: Egy teljesítmény LED tok termikus modelljének a) a JEDEC JESD51-14-es szabvány [122] szerinti végzett termikus tranziens mérések alapján történő megállapítása, b) egy ilyen modell SPICE netlistája.

Az R_{thJC} -vel jelölt *junction-to-case* hőellenállás ilyen módon való meghatározását Dirk Schweitzer finomította tovább munkatársaival [123]-[126] és a módszert elnevezték *transient dual thermal interface method*-nak, röviden TDIM-nek. E munka vezetett oda, hogy 2010-ben a módszert a JEDEC JC15-ös bizottsága szabványosította és a JESD51-14 jelű dokumentumban publikálta [122], [127]. A módszer lényegét a 3-15. ábra szemlélteti: a tokozott teljesítmény félvezető eszközt (teljesítmény LED-et) hideg lemezre szerelve mérjük először termikus határfelületi anyag (pl. termikus zsír) használata nélkül, majd újból mérjük, termikus határfelületi anyag (termikus zsír) alkalmazásával. A két mérésből származó impedancia görbék, ill. struktúra függvények elválási pontja alkalmas az eszköz R_{thJC} junction-to-case hőellenállásának, illetve a tok modell "case" csomópontjának meghatározására (3-15a. ábra).

A két szükséges mérés a 3-4. ábra szerinti mérőrendszerben minden további nélkül elvégezhető. A *case* felületnél a termikus határfelület megváltoztatása révén alkalmazott strukturális változás a mérőrendszer adatkiértékelő szoftverében (T3Ster-Master program) automatikusan detektálható, így a

JESD51-14 szabványnak megfelelő R_{thJC} hőellenállás érték megállapítható. Ugyanezen programban implementáltuk a struktúra függvény lépcsős közelítését, amely során megadható az a kumulatív hőellenállás érték, ameddig ezt a közelítést kérjük. Itt a korábban megállapított R_{thJC} értéket megadva olyan RC létrahálózat születik (3-15b. ábra) [J17], [J18], amelynek eredő ellenállása a megadott R_{thJC} érték lesz. Az így generált modell SPICE netlista formátumban, egy részhálózatként is előáll, így a LED tok ezen dinamikus kompakt modellje későbbi szimulációkban (lásd a 0. fejezetet) nélkül felhasználható.

3.4 A kombinált termikus és radiometriai mérések kiterjesztése AC LED-ekre

Energiatakarékossági okok miatt nagy számban jelentek meg beltéri LED-es retrofit fényforrások háztartásokban. Ezekben sorbakötött LED-eket találunk áramgenerátoros DC táplálással, de egyes olcsóbb termékekben közvetlen hálózati AC táplálással is találkozunk. Ez utóbbi esetre többféle chip szintű megoldás is ismert a nemzetközi szakmai irodalomból [128], [129], [130]. A DC áramgenerátoros meghajtás előnye az egyszerűen megvalósítható fényáram-szabályozás (dimmelés). Az AC LED-ek esetén a meghajtó "elektronika" sokszor mindössze egy előtétellenállás, esetleg egy Graetz-híd és egy kondenzátor (3-16. ábra), mellyel csökkenthetjük a veszteséget, növelve ezzel a fényhasznosítást. Első esetben az anti-parallel kapcsolt LED-ek, a második esetben a Graetz-híd szolgál a sokszor zavaró villódzás csökkentésére.



3-16. ábra: Közvetlen hálózati AC táplálású LED-ek jellegzetes elektromos sémái: a) előtét ellenállással sorba kötött anti-parallel LED sor, b) LED sor kapacitív előtéttel és egyenirányító híddal sorba kapcsolva [J14].

Az AC LED-ek termikus vizsgálatára vonatkozólag nem túl gazdag az irodalom, a fellelhető cikkek az ilyen LED-ek pn-átmenetének hőmérsékletmérésével foglalkoznak [131], [132]. Ezek a módsze-rek többnyire Y. Zong és Y. Ohno azon eljárásán alapulnak, amelyet a pn-átmenet hőmérsékletének DC meghajtású LED-ek optikai mérése során történő beállításához javasoltak [133], de a termikus impedancia meghatározásával nem foglalkoznak, ezért e kérdéssel kollégáimmal együtt részlete-sebben is foglalkoztam [J14], [B1], [C30], [C27], [C30], [C32], [C33].

Egyenáramú táplálás esetén a disszipált teljesítmény, és ezzel együtt a LED chip hőmérséklete rövid bekapcsolási tranzienst követően állandósul. Ilyen esetben a hőelvezetés megtervezéséhez elegendő ismernünk a LED tokozásának valós hőellenállását. A hőellenállással az állandósult állapotbeli hőterjedést írhatjuk le. Ha impulzusszélesség modulált jellel (dimmelés) vagy váltakozó árammal hajtunk meg egy LED-et, akkor a disszipációja az idő függvényében dinamikusan változik. Ahhoz, hogy ilyen meghajtás esetén is optimális hűtést tudjunk tervezni, ismernünk kell a hővezetés dinamikus tulajdonságait, vagyis a LED tényleges termikus impedanciáját. A termikus impedanciának több, egymással ekvivalens reprezentációját használják a gyakorlatban. Az időtartománybeli $Z_{th}(t)$ *termikus impedancia függvény* mellett a *struktúra függvény*, ill. annak deriváltja, a *differenciális struktúra függvény* a legelterjedtebbek, de nagyon hasznos a termikus impedancia *frekvenciatartománybeli reprezentációja*, a $Z_{th}(\omega)$ függvény is.

AC táplálás esetén a termikus impedancia frekvenciafüggése az érdekes. A termikus impedancia frekvenciafüggő megadásából kiindulva a pn-átmenet AC hőmérséklete a következő módon számítható:

$$T_{J}(\omega) = Z_{th}(\omega) \cdot P_{dissAC}(\omega), \tag{38}$$

ahol ω a körfrekvencia és P_{dissAC} az AC teljesítmény-disszipáció. Egy LED esetében azonban a számítás nem annyira egyszerű, ahogy azt a fenti (38) egyenlet sugallja.

A gyakorlati célunk az, hogy a közvetlen AC táplálású LED-ek esetében is a gyártók egy olyan, a hőellenállás fogalmához hasonlóan jól definiált és reprodukálhatóan mérhető metrikát adhassanak meg, amellyel egy ilyen termék hőtechnikai jósága egyszerűen és korrekt módon jellemezhető például egy termékadatlapon. Ehhez a következőkben egyrészt a termikus impedancia frekvenciatartománybeli reprezentációit, másrészt a LED-ek AC disszipációját tárgyaljuk és ennek alapján fogalmazunk meg javaslatokat ilyen mérőszámok definiálására.

A termikus impedancia előző szakaszban bemutatott néhány elemes létrahálózatos modellje (3-15a. és 3-17. ábra) jó kiindulópont a számítások elvégzéséhez. Egy ilyen modell segítségével a termikus impedancia frekvenciafüggése analitikus formában is felírható:

$$Z_{th}(\omega) = \frac{1}{j\omega C_{th1}} \times \left\{ R_{th1} + \frac{1}{j\omega C_{th2}} \times \left(R_{th2} + \left[\frac{1}{j\omega C_{th3}} \times \left(R_{th3} + Z_{hs} \right) \right] \right) \right\},$$
(39)

ahol a fokszám és az alkalmazott jelölések azonosak a 3-17. ábrán szereplőkkel. Könnyen belátható, hogy a frekvencia növekedésével a komplex termikus impedancia abszolút értéke csökken, hiszen az $1/j\omega C_{th}$ tagok a nullához tartanak.

Ha lineárisnak tekintjük a termikus rendszert, akkor a legegyszerűbb esetben, szinuszos gerjesztésnél $P_{dissAC}(t)=P_{max}\cdot\sin(\omega t)$, így azt kell tapasztaljuk, hogy a félvezető lapka hőmérséklete szintén szinusz függvény szerint változik:

$$T_{JAC}(t) = T_{Jmax} \cdot \sin(\omega t - \varphi), \tag{40}$$

Mindez azt jelenti, hogy konstans amplitúdójú gerjesztés esetén a hőmérséklet függ a frekvenciától, hiszen $Z_{th}(\omega)$ abszolút értéke csökken a frekvencia növekedésével¹⁹. A rendszer kapacitív jellege továbbá fázistolást hoz létre a hőteljesítmény betáplálása és a kialakuló lapka hőmérséklet között. Megjegyzendő, hogy a (39) egyenlet szerinti leírás alapján nehézkes lehet két különböző AC-LED-et összehasonlítani, hiszen nem biztos, hogy minden esetben kielégítő egy harmadfokú modell.

A valóságban egy LED váltakozó áramú elektromos táplálása esetén disszipációja nem szinuszos, hanem egy DC középérték körül változó periodikus jel, amely Fourier sorba fejthető:

$$P_{dissAC}(t) = \sum_{n=0}^{\pm\infty} P_n \cdot e^{jn\omega_0 t} .$$
(41)

Ha tehát ismerjük a gerjesztő jel harmonikusait és a termikus impedancia értékét ezeken a felharmonikus frekvenciákon, akkor kiszámíthatjuk a pn-átmenet hőmérsékletének időfüggvényét az adott gerjesztésnél:

$$T_{JAC}(t) = \sum_{n=0}^{\pm\infty} Z_{th-n} \cdot P_n \cdot e^{jn\omega_0 t} , \qquad (42)$$

ahol $Z_{th-n} = Z_{th}(n \cdot \omega_0)$, ω_0 az alapharmonikus körfrekvenciája, P_n jelöli a $P_{dissAC}(t)$ periodikus időfüggvény *n*-edik harmonikusának Fourier-együtthatóját – lásd az (41) egyenletet.

A termikus impedancia $Z_{th}(\omega)$ frekvenciafüggése közvetlenül is kiszámítható időtartománybeli $Z_{th}(t)$ termikus impedancia függvényből:

$$Z_{th}(\omega) = \int_{0}^{\infty} Z_{th}(t) e^{-j\omega t} dt, \qquad (43)$$

¹⁹ Ennek fontos következménye van a gyártói adatlapon közölt értékek vonatkozásában: az impedancia abszolút értéke kisebb 60 Hz-es hálózati frekvencián mérve (pl. USA), mint 50 Hz-es hálózati frekvencián mérve (pl. Európa).

A termikus impedancia frekvenciafüggése az ún. Nyquist-diagrammal, vagy komplex helygörbével is ábrázolható (3-18. ábra). A helygörbén a 0 frekvenciánál leolvasható érték a jól ismert *hőellenállás*.

Ha egy LED-et 50 Hz-es váltakozó árammal táplálunk, a teljesítmény disszipáció alapharmonikusa 100 Hz lesz, és 200 Hz, 300 Hz, stb. frekvenciákon felharmonikusok jelennek meg.



3-17. ábra: A termikus impedancia AC disszipáció gerjesztésre vonatkozó számítása a LED tok kompakt termikus modellje segítségével [B1], [C30]-[C33], [J14].



3-18. ábra: Egy 10 W-os fehér LED termikus impedanciájának frekvenciatartománybeli reprezentációja komplex helygörbe (Nyquist-diagram) formájában. A 0 frekvenciás értékhez tartozó helyvektor a DC hőellenállás értékét adja meg. A további helyvektorok a 100 Hz-es, a 200 Hz-es és a 300 Hz-es felharmonikusokhoz tartozó impedancia értékeket jelölik [B1], [C30]-[C33], [J14].

A $Z_{th}(\omega)$ függvény meghatározásának a legkézenfekvőbb módja tehát az, ha a vizsgált AC LED-et megfelelően nagy DC feszültségszinten (150..280 V) mérjük egy, a 3-4. ábra szerinti rendszerrel. Tehát a JEDEC JESD51-52 és JESD51-52 szabványok [119], [120] együttes alkalmazásával megmérjük a LED $Z_{th}(t)$ termikus impedanciáját az időtartományban, majd ebből a (43) egyenlet szerint számoljuk $Z_{th}(\omega)$ -t, amelyből az *n*-edik felharmonikus frekvenciákhoz tartozó $Z_{th-n} = Z_{th}(n \cdot \omega_0)$ értékek is meghatározhatóak.

LED-eket meghajthatunk feszültséggenerátoros vagy áramgenerátoros módon. Valós felhasználásokban a tényleges AC meghajtás valahol a kettő között van. A továbbiakban csak az ideális feszültséggenerátoros AC táplálás esetét vizsgáljuk analitikusan. Ekkor $V_{AC} = V_{MAX} \cdot \sin(\omega t)$ és a LED áramának időfüggvényére (a 0. fejezetben ismertetésre kerülő LED modellt alkalmazva) az alábbi összefüggés adódik:

$$I_F(t) = I_{0dis} \cdot \left[\exp(V_{MAX} \cdot \sin(\omega t) / m_{dis} V_T) - 1 \right] + I_{rad} \left(V_{MAX} \cdot \sin(\omega t) \right), \tag{44}$$

Itt a jobboldalon álló első tag a szokásos dióda karakterisztika szerinti áram foton emisszióval nem járó, hődisszipációt keltő összetevője, a második tag pedig a fénykibocsátással járó ún. radiatív rekombinácós folyamatokhoz köthető áramösszetevő (lásd a (49)-es egyenletet a 4.2. szakaszban). A LED AC disszipációja tekintetében tehát csak az első taggal kell tovább számolnunk:

$$P_{dissAC}(t) = I_{0dis} \left[\exp(V_{MAX} \cdot \sin(\omega t) / m_{dis} V_T) - 1 \right] \cdot V_{MAX} \cdot \sin(\omega t) .$$
(45)

Az $exp(a \cdot sin(x))$ függvény Taylor-soros közelítését felhasználva a következő egyenletet kapjuk:

$$P_{dissAC}(t) = V_{MAX}^{2} \cdot \frac{I_{0}}{m_{dis}V_{T}} \cdot \frac{1}{1!} \sin^{2}(\omega t) + V_{MAX}^{3} \cdot \frac{I_{0}}{(m_{dis}V_{T})^{2}} \cdot \frac{1}{2!} \sin^{3}(\omega t) + ...$$

$$+ V_{MAX}^{4} \cdot \frac{I_{0}}{(m_{dis}V_{T})^{3}} \cdot \frac{1}{3!} \sin^{4}(\omega t) + ...$$
(46)

Láthatjuk, hogy a LED-ek feszültség-áram karakterisztikájának nemlinearitása miatt a teljesítmény disszipációban megjelennek a gerjesztő frekvencia felharmonikusai. Az elektromos táplálást illetően a másik extrém szituáció az áramgenerátoros meghajtás. A $P_{dissAC}(t)$ függvény ebben az esetben is kiszámolható analitikusan [C30].



3-19. ábra: Egy ideális fehér LED a) mért elektromos hullámformái és b) AC disszipációjának harmonikus összetevői [B1],[C36].

Feszültséggenerátoros jellegű meghajtásról akkor beszélhetünk, ha az előtét impedanciája kicsi. Ez a meghajtási mód nem javasolt, mivel az exponenciális dióda karakterisztika és a negatív hőfoktényező miatt könnyen hőmegfutás léphet fel. A gyakorlatban általában nagy impedanciájú előtéteket alkalmaznak, amelyek áramgenerátoros jellegű meghajtást jelentenek. Ez a mód stabilitás szempontjából optimális, ám a fényhasznosítás alacsonyabb. A $P_{dissAC}(t)$ függvény gyakorlati megállapítása tehát méréssel lehetséges. Ehhez a mérendő LED-et a megfelelő AC tápellátást (120 V / 60 Hz vagy 230 V / 50 Hz) biztosító tápegységhez kötjük (LED booster a 3-4. ábrán), felvesszük a LED feszültség és áram hullámformáit (amelyekből az elektromos teljesítmény pillanatnyi értékét megadó függvény számolható), valamint a mérőrendszer integráló gömbjéhez csatlakoztatott kalibrált gyors detektorral (pl. egy fotodiódával) megmérjük a LED kisugárzott optikai teljesítményének hullámformáját is (3-19a. ábra). Ezekből $P_{dissAC}(t)$ függvény már meghatározható, és meghatározhatóak annak harmonikus összetevői (3-19b. ábra), a (42) egyenletben P_n -nel jelölt értékek is.

A rendelkezésre álló, mérésből származó Z_{th-n} és P_n értékek ismeretében a $T_{JAC}(t)$ hőmérséklet hullámforma számítható. Az így kapott $T_{JAC}(t)$ és $P_{dissAC}(t)$ függvények alapján a közvetlen AC táplálású LED-ek ún. <u>effektív AC termikus impedanciája</u>, mint mérőszám definiálható. Többféle ilyen metrika is elképzelhető, például a hőmérséklet hullámforma RMS értéke vagy maximális értéke alapján. Publikációinkban [B1], [C30]-[C33], [J14] erre az alábbi javaslatokat tettük:

$$Z_{thAC-mean} = T_{JAC-RMS} / P_{dissAC-RMS},$$
(47)

illetve

$$Z_{thAC-max} = T_{JAC-max} / P_{dissAC-RMS} \qquad . \tag{48}$$

Ezzel tehát egy mérési és számítási módszer áll rendelkezésünkre az AC táplálású LED-ek tokozásának egyetlen mérőszámmal való korrekt leírására, amely mentes számos mérési bizonytalanságtól. A mérésekhez a DC táplálású LED-ek termikus mérésekor szokásos műszerekre, valamint az AC táplálás hullámformáit rögzíteni képes szokásos laboratóriumi eszközre (digitális oszcilloszkóp) van szükség [C30], [C32], [C33].

3. tézis: LED-ek kombinált termikus és radiometriai mérése

Felismertem, hogy a nagy teljesítményű és nagy energiakonverziós hatásfokkal rendelkező világító diódák szokásos módszerrel mért hőellenállása (termikus impedanciája) munkapontfüggésének alapvető oka az eszközök energiakonverziós hatásfokának hőmérsékletfüggése. Ezért a teljesítmény LED-ek valós hőellenállása, illetve valós termikus impedanciája csak kombinált termikus és radiometriai/fotometriai méréssel állapítható meg.

- 3.1. Felismertem, hogy a teljesítmény LED-ek valós hőellenállása / termikus impedanciája úgy állapítható meg helyesen, ha a termikus tranziens méréssel egyidejűleg megmérjük a világító dióda teljes kisugárzott fényteljesítményét is, és azt a hőellenállás ill. termikus impedancia számítása során figyelembe vesszük. Ez az iparban szokásos JEDEC JESD51-1 ún. "statikus" termikus mérési szabvány kiegészítését igényli. *Ezért új eljárást dolgoztam ki a teljesítmény LED-ek valós hőellenállásának mérésére* [J12], [C20], [C21], [C22]. Megállapítottam, hogy a JEDEC JESD51-1 szabvány szerinti ún. "dinamikus" mérési eljárás (dynamic test method) alkalmatlan a teljesítmény LED-ek termikus mérésére még akkor is, ha azt a kisugárzott optikai teljesítmény mérésével kombinálják [C34].
- 3.2. Ennek alapján javaslatot fogalmaztam meg egy kombinált termikus és radiometriai (fotometriai) LED mérőállomás kialakítására és a mérőrendszerrel megvalósítandó mérési eljárásokra [B1], [B2], [J15], [J16], [C27]. Ennek során a fotometriában szokásos ún. szigorú helyettesítéses mérés újszerű megvalósítását javasoltam, amely révén a LED-ek optikai tulajdonságai számos munkapontban automatizáltan mérhetőek. Ennek kapcsán javaslatot tettem a LED-ek mért hőellenállásának / termikus impedanciájának megkülönböztető elnevezésére aszerint, hogy azt a hagyományos termikus mérési eljárások egyikével, vagy az általam javasolt új mérési eljárással mérték-e. Ez utóbbi esetre javasoltam a valós hőellenállás, ill. valós termikus impedancia (real thermal resistance / impedance) megkülönböztető elnevezés használatát.

- 3.3. Eljárást adtam arra, hogy a LED tokok dinamikus termikus kompakt modelljeit a fentiek szerinti valós termikus impedanciából, annak struktúra függvény reprezentációja alapján állapítsuk meg. Az eljárás során a modell külső, "case" kapocspontját a JEDEC JESD51-14 szabvány szerinti módszerrel állapítjuk meg, majd a pn-átmenetnek megfelelő csomópont és a "case" csomópont közötti hővezetési út Cauer-típusú RC létra formájú hálózati modelljét az erre jellemző struktúra függvény szakasz lépcsős közelítésével állítjuk elő [J13], [J17], [C7], [C23], [B1], [B2]. Kisérletileg igazoltam, hogy az így előállított LED tok modell a termikus határfeltételektől független (ún. BCI modell) [C7].
- 3.4. A 3.1 és 3.2. szerinti javaslatok kiterjesztéseképpen egyetlen valós számmal jellemezhető metrikákra tettem javaslatot a közvetlen AC táplálású teljesítmény LED-ek termikus impedanciájának jellemzésére és ezek megállapítására egy mérési-számítási eljárást definiáltam [J14], [B1], [C30], [C31], [C32], [C33]. A szükséges mérések a 3.2. altézis szerinti mérőrendszer kismértékű kiegészítését igénylik. A javasolt két mérőszám bármelyike alkalmas a közvetlen AC táplálású LED-ek termikus tulajdonságainak tömör jellemzésére.
- 3.5. Javaslatot tettem a teljesítmény LED-ek pn-átmenet hőmérsékletének indirekt meghatározására és arra, hogy a 3.2 altézisben említett automatizált LED karakterisztika mérések során úgy vezéreljük a mérőrendszer termosztátjának hőmérsékletét, hogy a mérés során mérendő LED pn-átmenet hőmérséklete konstans maradjon. Ennek révén lehetővé vált a LED-ek ún. izotermikus karakterisztikáinak automatizált mérése, amely karakterisztikák a LED-ek multi-domain modellezésének az alapját képezik [J17], [J19], [B2], [C29].
4 Teljesítmény LED-ek chip szintű multi-domain modellezése

A szilárdtest világítástechnika (SSL) beszállítói lánca mentén, a különböző integráltsági fokú rendszerek tervezését (a LED toktól egy teljes világítási feladat megoldásáig) számos probléma nehezíti. Ezek közül az egyik legjelentősebb az, hogy a tokozott LED-ekre vonatkozó adatlapi információk sokszor nem elégségesek, illetve a különböző gyártók adatlapjainak információ-tartalma nem egységes. Olyan adatok, mint például a fénytechnikai jellemzők hőmérsékletfüggése vagy nincsenek megadva, vagy ha igen, akkor is csak többnyire grafikonok formájában. Gyakran az adatlapokon közölt fénytechnikai jellemzők 25 °C-os lapkahőmérsékletre vonatkoznak, jóllehet, valós üzemi körülmények közt egy LED chip hőmérséklet ennél tipikusan magasabb. Egyes gyártók már megadnak 85 °C-os vonatkozó üzemi fényáramot, de nyilványaló, hogy pontos számításokra ez sem alkalmas, nem beszélve arról, hogy az ilyen fényárammérés körülményei többnyire nem ismertek, így az sem tudható, hogy a környezet vagy a LED pn-átmenete volt-e az adott hőmérsékleten. Az adatlapi információk és az azok alapját képező mérések és a valós üzemi körülmények közötti szakadék áthidalásának egy lehetséges eszközét jelenti a LED-ek és a LED-ek környezetének alkalmas modelljeivel végzett ún. multi-domain szimuláció. Az alkalmazott modellek pontosak kell legyenek, de egyetlen LED gyártótól sem várható az üzleti/gyártási titok tárgyát képező, a LED pontos fizikai struktúráját definiáló részletes adatok megosztása.

E probléma megoldására született meg az elektronikai iparban több mint két évtizede a félvezető eszközök ún. kompakt modellezésének a gondolata és gyakorlata. Azt felismerve, hogy ez az ún. multi-domain szemlélettel kiterjeszthető a LED-ekre, célkitűzésünk az, hogy a LED-ek esetében is olyan szabványos méréseken és modellezési eljárásokon alapuló módszertant dolgozzunk ki, amely lehetővé teszi a LED-es rendszerek multi-domain modellezését és szimulációját az SSL ipar különböző integrációs szintjein.

4.1 Bevezetés

Amint arra az előző fejezetben utaltunk, a LED-ek viselkedését három szoros csatolásban lévő működési tartomány határozza meg: az elektromos, a termikus és az optikai. Gyakorlati szemmel nézve, egy LED *pn-átmenetének a hőmérséklete* befolyásolja az eszköz energiakonverziós hatásfokát, ezen keresztül pedig az kibocsátott *teljes radiometriai fluxusát* (azaz az optikai teljesítményét), illetve a *teljes fényáramát*. Állandósult állapotban a *pn-átmenet hőmérséklete* az eszközben *disszipált teljesítmény* és az eszköz aktív felületétől a környezetig terjedő *hőellenállása* (R_{thJA}) ismeretében kiszámolható. A disszipáció kiszámításához ismerni kell a LED *nyitóáramát* és *nyitófeszültségét*, valamint a *teljes kisugárzott teljesítményét* – ez utóbbival a kör bezárult: önkonzisztens eredményekre csak e három műkodési tartományra kiterjedő iteratív számítások révén juthatunk (lásd az elektro-termikus szimulációt).

A kisteljesítményű (és kicsi energiakonverziós hatásfokú), indikátor fényforrásként használt LEDek korszakában e három működési tartománybeli viselkedés kölcsönös függésének pontos leírása nem volt kritikus. A jelenlegi, nagyteljesítményű, világítástechnikai felhasználású LED-ek²⁰ esetében azonban például a termikus problémák jelentőssé váltak – e miatt is vált fontossá az előző fejezetben ismertetett új LED mérési eljárások, nemzetközi termikus és optikai mérési szabványok, ill. ajánlások megszületése (JEDEC JESD51-51 és JESD51-52 dokumentumok [119], [120], valamint CIE TC2-63 [135] és CIE TC2-64 [136] műszaki bizottsági jelentések).

Természetesen a teljesítmény LED-ek fent vázolt, több működési tartományt felölelő viselkedését nem csak a laboratóriumi mérések során kell figyelembe venni, hanem a LED alkalmazások tervezése során használt számítógépes programok (CAD programok) szimulációs modelljeiben is. A cél az, hogy egy tokozott LED-ben végbemenő fizikai folyamatokat a tervező programok igényei sze-

²⁰A továbbiakban a LED szó mindig ilyen eszközre vonatkozik. Az e fejezet tárgyát képező LED-ek pontos definíciója megegyezik a JEDEC JESD51-51 jelű szabvány [119] Scope c. fejezetében található LED definícióval.

rint jól modellezzük, azaz egy LED adott működési körülmények közötti viselkedését kielégítően írjuk le a főbb működési paraméterek (pl. T_J , V_F , Φ_e , Φ_V) vonatkozásában.

Jelen fejezetben egy áramkörszimulációs programokban való implementációra szánt multi-domain LED modellt mutatok be. Ennek a modellnek az a célja, hogy segítségével egy LED által kibocsátott fény főbb jellemzőinek értékét (alapmennyiségként a kibocsátott teljes radiometriai fluxust, majd ebből származtatva a teljes fényáramát) az eszköz hőmérsékletével és elektromos munkapontja jellemzőivel konzisztens módon számolhassuk ki. Áttekintem a LED modell topológiáját, az áram-feszültség-optikai teljesítmény karakterisztikákat megadó modellegyenleteket és azok paramétereinek hőmérsékletfüggését.

Ilyen, ún. Spice-jellegű multi-domain LED modelleknek több gyakorlati alkalmazása lehetséges, például LED-ek gyártó sori optikai tesztelése során fellépő rövid idejű tranziens folyamatainak a tanulmányozására (lásd a CIE TC2-64-es műszaki bizottságának végső jelentését [135]), amire a 4.5.3. szakaszban mutatok példát.

Cél lehet ilyen mérési eredmények és az állandósult állapotbeli (laboratóriumi) mérési eredmények közötti kapcsolat feltárása, vagy például egy teljes lámpatest teljes üzemi fényáramának a meghatározása, valamint összetett LED szerelvények (pl. nagy felületű CoB [chip-on-board tokozási több chip-es] LED-ek) termikus szempontokat figyelembe vevő tervezése.

4.1.1 LED-ek multi-domain modellezése áramkörszimuláció számára

Egyes LED gyártók jelenleg is publikálnak ún. SPICE dióda modelleket (az 1. fejezet terminológiája szerint: *modellparamétereket*) a saját LED-jeik vonatkozásában [137], [138]. Ezen modell(paraméter)ek közös jellemzője, hogy céljuk a LED-ek nyitóirányú feszültség-áram karakterisztikájának a leírása. Egyes ilyen paraméterkészletek lehetővé teszik a LED karakterisztikák tetszőleges pn-átmenet hőmérséklet (T_J) feltételezése mellett történő számítását [137]. Ilyen standard SPICE diódaparaméterek²¹ például az EG és XTI azonosítójú paraméterek a dióda belső pnátmenete vonatkozásában, vagy a TRS1 és TRS2 paraméterek a dióda soros ellenállása vonatkozásában. (Ezen paraméterek mögötti tartalomra később még visszatérek.) Más LED gyártók publikált modellparaméter készletei csak 25 °C-os pn-átmenet hőmérsékletre vonatkozó szimulációt engednek meg – nagyban korlátozva a LED modellek használhatóságát [138].

Ezen modellek közös problémája, hogy nem elektro-termikus modellek (lásd a 1.1.3. szakaszt), kevés kivételtől eltekintve [42] nem teszik lehetővé elektro-termikus szimuláció végrehajtását. A legtöbb SPICE típusú áramkörszimulációs program ugyancsak alkalmatlan elektro-termikus szimulációra. Végül, de nem utolsó sorban a mai standard SPICE jellegű áramkörszimulációs programok nem teszik lehetővé a LED-ek által kisugárzott optikai teljesítmény (és egyéb fénytechnikai paraméter), illetve pn-átmenet hőmérséklet számítását. Ezek indokolták azt, hogy más egyetemi kuta-tókhoz hasonlóan én is foglalkozzam a LED-ek Spice-jellegű multi-domain szimulációját lehetővé tevő modell (ki)fejlesztésével.

Az elmúlt évtizedben a kereskedelmi célú áramkörszimulációs programok és a LED gyártók által publikált modellparaméter készletek korlátai miatt több egyetemi kutató csoport is foglalkozott a LED-ek modellezésével. Arno Keppens a LED modellezéssel foglalkozó PhD disszertációjában [139] kb. egy tucat LED típus mérése alapján átfogó áttekintést ad egyes LED paraméterek áram- és hőmérsékletfüggéséről. Mérési eredményei a LED-ek elektromos karakterisztikáinak a mikroamperes nyitóáramoktól a gyakorlati alkalmazások szempontjából is releváns nagyságrendig (100 mA feletti tartományig terjednek. A Shockley-féle ideális diódakarakterisztikához illeszkedő működési tartomány mellett mind a nagyon kis áramszinteken, mind a nagyáramú karakterisztika szakaszon jelentkező hatásokkal (például szivárgási áram jellegű jelenségek, illetve a soros ellenállás hatása) foglalkozik.

²¹A SPICE félvezető modelleknek létezik egy közös, szabványos halmaza, szabványosított modellegyenletekkel, a paraméterek szabványos azonosítóival. Az ilyen modellek szabványosításával az EDA (*electronic design automation*) szoftvergyártó cégek alkotta *Compact Model Coalition* nevű nemzetközi szervezet foglalkozik.

Gyakorlati szempontból azonban a LED-eknek csak a nagyáramú karakterisztika szakaszon tapasztalható viselkedés az igazán fontos, ahol a Shockley-modell szerinti exponenciális karakterisztika és a soros ellenállás együttes hatása jelentkezik. Keppens ugyan vizsgálja a soros ellenállás hatását, de munkájában jóval nagyobb hangsúlyt kaptak a LED karakterisztikák egyéb paraméterei. A soros ellenállás hőmérsékletfüggésére vonatkozó eredményei ellentmondanak az általunk tapasztaltakkal, amire a későbbiekben még visszatérek. Jóllehet, Keppens modellegyenletei alkalmasak áramkörszimulációs programba való beépítésre, disszertációjában nem közöl alkalmas modell topológiát.

A gyártói LED modellek (LED modellezésre szánt SPICE diódamodell paraméterkészletek) kapcsán említett problémák megoldásának egy lehetséges módja ún. SPICE makromodellek készítése, amelyek segítségével mind a hőmérsékletfüggés, mind a fényemisszió leírható, így biztosítva azt, hogy egy ilyen LED modell konzisztens módon számítsa ki egy adott munkapont vonatkozásában egy LED elektromos, termikus és optikai jellemzőit. Az elmúlt években több egyetemi kutató csoport is publikált ilyen modelleket. Ezek közül kiemelésre érdemes Krzystof Górecki máig tartó, több éves munkája.

Górecki egy olyan modellt javasol, amelyben a kibocsátott teljes fluxust²² egy vezérelt feszültséggenerátor reprezentálja [140], [141], [142]. LED modelljének egy korai változatában [140] a LED által kibocsátott fényteljesítményt Górecki közvetlenül a betáplált elektromos teljesítményből számolta, 15%-os konstans energiakonverziós hatásfokot feltételezve. (Ez a feltételezés T. Treurniet és V. Lammes egy korábbi konferenciaközleményében [52] megjelent állítás hibás értelmezéséből fakadhat.) Górecki újabb LED modelljeiben [141], [142] az emittált fény mennyiségét leíró egyenlet egy teljesen empirikus összefüggés, amely azonban már leírja a fényemisszió hőmérséklet és nyitóáram függését. A modell furcsa tulajdonsága az, hogy egy "áram" jellegű mennyiséget "feszültség"-generátorral jellemez. A másik, a világítástechnikai szakma szempontjából elfogadhatatlan furcsasága Górecki LED modelljének az, hogy modell alapjául *megvilágítás* mérések szolgáltak. (A megvilágítás egy olyan fénytechnikai jellemző, amely a világítási feladathoz felhasznált fényforrás és a megvilágítandó terület *geometriai viszonyaitól függ*, míg egy fényforrás modellezésénél a *geometriai viszonyoktól független* optikai jellemző számítása a célszerű – ilyenek a *kisugárzott teljes optikai teljesítmény* vagy a *teljes fényáram*.)

Górecki LED modelljének elektromos részében két áramgenerátort alkalmaz: az egyik a pn-átmenet két oldalán injektálódó kisebbségi töltéshordozók diffúziós áramát, a másik a kiürített rétegben fellépő generációs-rekombinációs áramokat reprezentálja. Véleményem szerint e második áramösszetevő a világítástechnikai alkalmazások során szokásos áramszintek mellett elhanyagolható, modellezése nem szükséges. Górecki szintén modellezi a LED-ek záróirányú karakterisztikáját, ami LED modelljének egy figyelemre méltó, de a gyakorlati alkalmazások szempontjából szintén szükségtelen tulajdonsága. Ennél sokkal fontosabb azonban, hogy Górecki LED modelljének 2015. előtti változataiban [140], [141], [142] a szaturációs áram (a Shockley-féle diódakarakterisztika I₀ áramegyütthatója) hőmérsékletfüggését leíró kifejezésben hibás kitevőt használ (3 helvett 2-t), ami ugyancsak irodalmi adatok [144] Górecki általi téves értelmezésének a következménye. Megjegyzendő, hogy a félvezető fizikai összefüggésekből [143] származó 3-as érték az alapértelmezett az ezen kitevőnek megfelelő, XTI azonosítójú szabványos SPICE diódamodell paraméternek is [145], illetve kereskedelmi áramkörszimulátorok (lásd például az ELDO program modellegyenleteit [146]) hasonló modellparaméterének. Szerencsére e paraméter konkrét értéke csak kis hatással van az eszközkarakterisztika hőmérsékletfüggésére. (A Shockley-féle diódamodell I0 áramegyütthatója hőmérsékletfüggésével részletesen az 4.4. szakaszban foglalkozom majd.)

Egy másik SPICE makromodellként létrehozott multi-domain LED modell C. Negrea és munkatársai publikációjában [147] található. E modellben a LED környezetét leíró termikus modell Fosterhálózat formájában adott. E hálózat elemértékeit a LED tok mért termikus impedancia görbéjéhez $(Z_{th}$ -diagram) való illesztés eredményeképpen kapják. E megközelítés nagy hátránya, hogy az így

²² Góreckinél a *teljes fluxus* modellváltozattól függően ez *teljes optikai teljesítményt*, *teljes fényáramot*, vagy a LED-től adott távolságban mért (a kibocsátott teljes fényárammal arányos, de a megvilágítási feladat geometriai viszonyaitól függő) *megvilágítást* jelent.

kapott termikus hálózati modell soha sem tekinthető a termikus peremfeltételektől független modellnek. Góreckihez hasonlóan Negreaáék szintén egy vezérelt feszültséggenerátorral reprezentálják a LED által kibocsátott teljes fényáramot – egy-egy hőmérsékletfüggő és nyitóáramfüggő polinom szorzataként kiszámolva a fényáram értékét.



4-1. ábra: A 3. fejezetben ismertetett elvek szerinti, a JEDEC JESD51-51 és JESD51-52 szabványoknak [119], [120] megfelelő kombinált termikus és radiometriai/fotometriai LED mérőállomás vázlata. Egy ilyen mérési összeállítással a teljesítmény LED-ek minden, végfelhasználók által mérhető alaptulajdonsága megmérhető. A bekeretezett áramforrások és a feszültségmérő egy termikus tranziens teszter részei.

4.1.2 A BME-n fejlesztett LED modell áttekintése

Előzmények

Az első multi-domain LED modellünket több mint egy évtizede publikáltuk (lásd pl. [C21], [J12]). Ennek segítségével sikerült pontosítani ismereteinket arról, hogy egy vörös teljesítmény LED pnátmenettől a környezetig terjedő hővezetési útját jellemző struktúra függvény egyes tulajdonságai miért változnak a LED elektromos munkapontjának megváltozása következtében (lásd a 3. fejezetet is). Ez a modell az 4.1.1. szakaszban ismertetett makromodellek közé sorolható, hiszen a TRANZ-TRAN program elektro-termikus változatának beépített alkatrészkészletére támaszkodva egy alkalmas részáramkörrel jellemezte a vizsgált LED-et.

A fenti cikkben már megjelent a LED-ek modellezésének moduláris szemlélete, amely szerint egy elektro-termikus rész-modellel jellemezzük a LED-et chip szinten²³ (amely modell az 1.1.3. szakasz értelmében leírja az eszköz saját melegedését és T_J szerinti hőmérsékletfüggését), valamint külön modellezzük a LED termikus környezetét – ez utóbbit a 3. fejezetben taglalt termikus kompakt modellel. Ez már egy ún. *dinamikus kompakt termikus modell* volt (*DCTM – dynamic thermal compact model*), amelyet a LED tok mért időtartománybeli termikus impedancia görbéje (az ún. *Z*_{th}-görbe) alapján a NID módszerrel állítottunk elő.

A [J12] cikk egyik, a 3. fejezetben tárgyalt fő üzenete az volt, hogy a teljesítmény LED-ek fizikai jellemzésére a CIE és a JEDEC ajánlásainak együttesen is megfelelő, kombinált termikus és radiometriai/fotometriai mérőállomást (3-3., 3-4. és 4-1. ábra) célszerű használni, ahogy azt ma a JEDEC LED-ek termikus mérésére vonatkozó szabványai [119], [120] is javasolják. Az általunk használt eredeti mérési összeállítást (Mentor Graphics MicReD T3Ster [116] és TeraLED [117]) kiegészítettük egy nagy pontosságú spektroradiométerrel is (Instrument Systems CAS-140CT [148]) annak érdekében, hogy (később részletezendő) kiegészítő méréseket is végezhessünk (4-1. ábra).

²³A LED chip szintű modellje egyrészt a TRANZ-TRAN program beépített elektro-termikus dióda modelljéből, másrészt a kibocsátott optikai teljesítményt leíró, kezdetleges makromodellből állt.

A LED-ek modellezése terén a következő jelentős állomás az volt, amikor szisztematikus módszert javasoltunk a LED tokok dinamikus termikus kompakt modelljének előállítására (lásd a 3. fejezetben a 3.3. szakaszt).

E módszer segítségével a chip szintű multi-domain LED modell termikus csomópontját lezáró termikus kompakt modell tehát felosztható a LED tok (vagy LED szerelvény) modelljére és egy további, a termikus környezetet (például egy hűtőbordát) reprezentáló kompakt modellre, amely a tok modell "case" kapcsához csatlakozik. Ezt szemlélteti a 4-2. ábra. (A termikus határfeltételektől független LED tokmodellezés részletes leírása a [J18] publikációban megtalálható. A LED hűtőszerelvények termikus kompakt modellezésére vonatkozó eljárást a [112] konferenciaközleményben publikáltuk.)

Ha a 4-2. ábra szerinti moduláris modell minden összetevője rendelkezésünkre áll, akkor egy elektro-termikus szimulációs képességekkel rendelkező áramkörszimulációs programmal (pl.: TRANZ-TRAN [lásd az 1. fejezetet], vagy a Mentor Graphics ELDO programja [42]) végrehajtható egy LED-es alkalmazás (például egy LED-es közvilágítási lámpatest – lásd később az 4.5.3. sza-kaszban) multi-domain szimulációja.



4-2. ábra: LED-ek moduláris felépítésű multi-domain áramkörszimulációs modellje. A modell alkotórészei a chip szintű csatolt elektromos-termikus-optikai LED modell, a LED tok termikus kompakt modellje, valamint a tokhoz csatlakozó hűtőszerelvény termikus kompakt modellje. A LED chip és termikus környezete közti kapcsolódási pont a chip szintű modell termikus csomópontja (ami a pn-átmenetet reprezentálja termikus szempontból).

Alapfeltevések a multi-domain LED modellünkkel kapcsolatban

Célunk egy olyan modell megalkotása volt, amellyel önkonzisztens módon kiszámíthatóak egy színes (kvázi monokromatikus) vagy egy fényporos fehér LED főbb elektromos, termikus és optikai jellemzői tetszőleges elektromos munkapontban, tetszőleges környezeti hőmérséklet mellett. Cél, hogy a modell szolgáltassa a LED nyitófeszültségét / nyitóáramát, a pn-átmenet hőmérsékletét és a LED hődisszipációját, valamint a LED által kibocsátott teljes optikai teljesítményét, vagy ha az releváns, a LED kibocsátott teljes fényáramát.

A modell, amennyire lehetséges, a lehető legjobban tükrözze a működés eszközfizikai alapjait, de használatához ne kelljen részletes információval rendelkezni a LED chip tényleges anyagáról, részletes konstrukciójáról (például a többszörös kvantumvölgyes struktúra pontos mibenlétéről), illetve a tokozás részleteiről. Fényporos fehér LED-ek esetében a modell használatához ne kelljen az al-kalmazott fénypor tulajdonságaival sem tisztában lenni (hiszen a LED gyártók ilyen információt sem osztanak meg a végfelhasználókkal). Fehér LED-ek esetében további feltételezésünk még az, hogy a fénypor réteg ideálisan jó termikus kontaktusban van az alatta elhelyezkedő kék LED chippel, azaz a LED lapka és a fénypor hőmérsékletét azonosnak tekintjük. További fontos szempont még, hogy a modell paraméterei a CIE és a JEDEC által publikált szabványoknak ill. ajánlásoknak megfelelő mérések (3. fejezet) eredményei alapján könnyen meghatározhatóak legyenek. Egy tokozott LED-re vonatkozó multi-domain modell legyen moduláris úgy, ahogy azt az előbb leírtam, ill. ahogy azt a 4-2. ábra bemutatja.

További feltevés, hogy az áramkörszimulációs programban való implementálásra szánt modell fényemisszióra vonatkozó adata (kisugárzott optikai teljesítmény) alapján további kiegészítő modellek segítségével a kibocsátott fény egyéb paraméterei (fényporos fehér LED-ek esetében a teljes fényáram [C37], [J19], míg színes LED-ek esetében a spektrális teljesítményeloszlás [J19]) egyszerűen számolhatók legyenek.

Elektromos szempontból a nyitótartománybeli, nagyáramú, tipikusan a 10 mA .. 1500 mA közötti nyitóáramok mellett tanúsított viselkedés pontos modellezése a cél (4-3. ábra), hiszen a világítástechnikai célú LED-ek alkalmazása szempontjából ez a legfontosabb. A kisáramú jelenségek (például a rekombinációs áram), vagy a záró tartománybeli viselkedés pontos leírása nem cél. Itt csak az a lényeges, hogy a modell úgy viselkedjen, hogy ne okozzon zavart az áramkörszimulációs program iteratív megoldóalgoritmusa során. Tekintettel arra, hogy egy tokozott LED termikus időállandói mellett a LED chip elektromos kapacitásai okozta késleltetések nem jelentősek, a LED-ek elektromos kapacitásainak a modellezésével nem foglalkozom.



4-3. ábra: Egy valós LED és egy ideális, a Shockley-féle modell szerinti pn-átmenet nyitóirányú elektromos karakterisztikája (A. Keppens alapján [139]).

A modell implementálhatósága is egy fontos szempont, éppen ezért mind a szükséges *ágegyenleteket*, mind a modell *belső topológiáját* (4-4. ábra) is megadom. Ezekkel egy, a csomóponti potenciálok módszerét alkalmazó áramkörszimulációs programba a modell könnyen beépíthető, illetve egy ilyen programban makromodellként is megvalósítható. A multi-domain modellünket *LED alkalmazások rendszerszintű tervezésére* szolgáló munkafolyamat során szükséges szimulációk elvégzésére szántuk, ezzel segítve például egy LED-es lámpatest elektromos és optikai tervezését. A modell feltételezett szimulációs környezete tehát egy olyan SPICE-jellegű áramkörszimulációs program, amely elektro-termikus szimulációs képességekkel is rendelkezik [J1], [J2], [42], [43].

További feltételezésünk az, hogy a LED elektromos soros ellenállása is ideális termikus csatolásban van a dióda belső pn-átmenetével, azaz a soros ellenálláson jelentkező disszipáció közvetlenül melegíti a LED aktív zónáját (lásd a 4-4. ábrát). Ez lényegében a [J12] cikkünkben tárgyalt LED konfigurációk közül az ún. "hot resistor" esetnek felel meg. A soros ellenállás termikus hatására vonatkozó ezen feltevés pusztán a javasolt multi-domain LED modell jelen leírásának az egyszerüsítését szolgálja, a [J12] cikkben tárgyalt másik szituáció ("cold resistor") esetében az ágegyenletek változatlanok, de a termikus részen valamelyest változik a LED chip modelljének topológiája: a modell külső termikus kapcsa a soros ellenállásból származó disszipáció betáplálási pontja lesz; e csomópont és a belső pn-átmenet termikus csomópontja közé egy alkalmas értékű hőellenállást még be kell iktatni²⁴.

E javasolt modell nagy előnye az, hogy a főbb ágjellemzők azok a fizikai mennyiségek, amelyek egy, a 4-1. ábra szerinti LED mérőállomással mérhetőek is:

- a teljes I_F , nyitóáram,
- az anód (A) és a katód (C) kapcsok között mérhető teljes V_F nyitófeszültség,
- a pn-átmenet T_J hőmérséklete,
- a LED aktív zónáját fűtő P_H disszipált teljesítmény,
- Φ_e a kisugárzott teljes radiometriai fluxus (vagy P_{opt} optikai teljesítmény).



4-4. ábra: A javasolt multi-domain LED modell belső topológiája, a főbb ágjellemzőkkel, beleértve az elektro-termikus és termo-elektromos transzkonduktanciákat is (szürke nyilak, irányuk utal a vezérlő és vezérelt ágakra). Kékkel az elektromos, pirossal a termikus, zölddel az optikai ágakat/mennyiségeket jelezzük az ábrán.

A pn-átmenet T_J ún. *junction* hőmérsékletét a modell J jelű kapcsa és a konstans T_{amb} környezeti hőmérsékleten lévő "termikus föld" (termikus referencia pont) közötti "feszültség"-ként értelmezzük. A LED lapka aktív régiójában disszipált P_H fűtő teljesítmény az eszközből a J kapcsot lezáró, a pn-átmenettől a környezetig terjedő hővezetési utat leíró termikus modellhálózaton keresztül távozik (lásd a 4-3. ábrát). A Φ_e teljes radiometriai fluxus (optikai teljesítmény) a 4-4. ábra szerinti L (*light output*) kapcson távozik.

A 4-4. ábrán üres nyíllal jelzett (ág)*feszültség jellegű* mennyiségek (a T_J hőmérséklet mellett) az R_S elektromos soros ellenálláson eső V_R feszültség, valamint a belső pn-átmeneten eső the V_{Fpn} feszültség; ezek összege egyenlő a LED A (anód) és C (katód) kapcsai közt mérhető V_F teljes nyitófeszültségel. A modellben teli nyíllal jelzett (ág)áram jellegű mennyiségek a teljes I_F nyitóáram (és annak két komponense – lásd később), a P_H fűtő teljesítmény, valamint a Φ_e teljes radiometriai fluxus; ezek mindegyike közvetlen vagy közvetett függvénye az ágfeszültségeknek. A 4-4. ábrán szürke nyilak jelzik az elektro-termikus és termo-elektromos transzkonduktanciákat.

4.2 A modellegyenletek

Kezdésképpen foglalkozzunk (kvázi-)monokromatikus LED-ekkel azzal a végső célkitűzéssel, hogy a multi-domain LED modellünk által szolgáltatott információk alapján később egy alkalmas modell segítségével emissziós spektrumukat (spektrális teljesítményeloszlásukat) is szimulálhassuk [C37], [J19].

²⁴ E beiktatandó hőellenállás meghatározása, ill. annak eldöntése, hogy egy adott LED esetében a "hot resistor" vagy a "cold resistor" topológia a helyes, jelen fejezetben tárgyalt tézis szempontjából másodlagos. A kérdést a [J12] cikkben tárgyaljuk részletesen.

Egyelőre tekintsünk el az R_S soros ellenállás hatásától, és bontsuk a LED teljes I_F nyitóáramát két részre aszerint, hogy a kisebbségi töltéshordozók direkt sávátmenettel, sugárzást keltő módon, vagy indirekt sávátmenettel, disszipatív (hőtermelő) módon rekombinálódnak-e:

$$I_{F} = I_{dis}(V_{F}) + I_{rad}(V_{F}).$$
(49)

A fenti (49) egyenlet szerint egy LED belső pn-átmenetét tekinthetjük úgy, mintha két párhuzamosan kapcsolt dióda lenne. Az egyik olyan, mint egy közönséges egyenirányító dióda; a rajta eső feszültség és a rajta átfolyó áram szorzatával megegyező teljesítmény teljes egészében hővé alakul, azaz minden egyes rekombinációs esemény a félvezető kristályrácsot melegíti. Az ezen diódán átfolyó nyitóáram összetevőt I_{dis} -szel jelöljük (4-4. ábra). A másik diódát egy 100%-os konverziós hatásfokkal rendelkező világító diódának tekinthetjük, ennek I_{rad} árama reprezentálja a valós LED-ünk nyitóáramában a sugárzásos módon rekombinálódó kisebbségi töltéshordozók képviselte áramot.

Az (49) egyenlet jobb oldalán szereplő áramösszetevők a 3. fejezetben ismertetett és a 4-1. ábrán is vázolt mérőrendszer segítségével elemi számítások után meghatározhatóak. Ehhez szorozzuk meg az (49) egyenlet mindkét oldalát a V_F nyitófeszültséggel:

$$P_{el} = I_{dis} \cdot V_F + I_{rad} \cdot V_F, \tag{50}$$

ahol a $P_{el} = I_F \cdot V_F$ szorzat a LED-be betáplált teljes elektromos teljesítmény, a $I_{dis} \cdot V_F$ szorzat, az I_{dis} áramösszetevőre adott fenti definíción szerint a LED pn-átmenetét melegítő P_H fűtőteljesítmény kell legyen, és az energiamegmaradás törvénye következtében az $I_{rad} \cdot V_F$ szorzat nem lehet más, mint a LED által kisugárzott teljes optikai teljesítmény, Φ_e . A mérőrendszerrel mért, illetve ott beállított paraméterekből a két áramösszetevő tehát a következőképpen számolható:

$$I_{rad} = \frac{\Phi_e}{V_F},\tag{51}$$

ami alapján:

$$I_{dis} = I_F - \frac{\Phi_e}{V_F}.$$
(52)

Valós, nagyteljesítményű (nagy, 350 mA ... 1500 mA nagyságrendű) nyitóárammal működtetett LED-ek esetében természetesen nem tekinthetünk el az R_s soros ellenálláson eső V_R feszültségtől (4-5. ábra), ami azt jelenti, hogy LED külső kapcsai közt mérhető V_F teljes nyitófeszültség helyett a belső pn-átmeneten eső $V_{Fpn} = V_F - V_R$ feszültséggel kell a fenti két egyenletben számolnunk.

Mivel a két áramösszetevő közt csak a kissebségi töltéshordozók rekombinációs mechanizmusa alapján tettünk különbséget, valamint a LED-ek teljes I_F nyitóáramát is jól leírja a Shockley-féle dióda modell [134], nincs okunk feltételezni, hogy az I_{rad} és I_{dis} áramösszetevőkre önállóan ne lenne érvényes az exponenciális feszültségfüggés. E meggondolás alapján a két áramösszetevőt leíró modellegyenletek szintén a Shockley-modell szerintiek:

$$I_{rad}(V_{Fpn}) = I_{0rad} \cdot [\exp(V_{Fpn} / (m_{rad} V_T)) - 1]$$
(53)

és

$$I_{dis}(V_{Fpn}) = I_{0dis} \cdot [\exp(V_{Fpn} / (m_{dis}V_T)) - 1]$$
(54)

ahol $V_T = kT/q$ az ún. *termikus feszültség* (k a Boltzmann állandó, q az elemi töltés, T pedig a pnátmenet abszolút hőmérséklete), m_{rad} és m_{dis} pedig az egyes áramösszetevőkre vonatkozó idealitási faktorok. Az I_{0rad} és I_{0dis} áramegyütthatók hőmérsékletfüggése hasonló jelleget mutat, mint a teljes nyitóáramot leíró diódaegyenlet I_0 áramegyütthatója (az ún. szaturációs áram). E feltevésünket igazolják a mérési eredmények (lásd a 4-5. ábrát), még fényporos fehér LED-ek esetében is (ahol a fénypor konverziós vesztesége I_{dis} növekedését és I_{rad} csökkenését eredményezi egy a hasonló kék LED-hez áramösszetevőihez képest). Az (53) és (54) egyenletek a belső pn-átmenetre vonatkozó feszültség-áram összefüggést adják meg. A modell 4-4. ábrán jelzett további ágegyenletei a következők:

- a soros ellenállásra: $V_R = I_F \cdot R_S$, (55)
- a soros ellenállás és a belső pn-átmenet együttes disszipációja, azaz a termikus ágat reprezentáló hőáram generátor árama:

$$P_H = I_F^2 \cdot R_S + I_{dis} \cdot V_{Fpn}, \tag{56}$$

• valamint a teljes kisugárzott optikai teljesítményt reprezentáló generátor árama:

$$\Phi_e = I_{rad} \cdot V_{Fpn}.$$
(57)

Könnyen belátható, hogy az eszköz fűtőteljesítményét leíró (56) egyenlet megfelel a 3. fejezetben e P_H teljesítményre adott korábbi definíciónak:

$$P_H = I_F \cdot (V_R + V_{Fpn}) - I_{rad} \cdot V_{Fpn} = I_F \cdot V_F - \Phi_e.$$
(58)

A LED elektromos modelljének paraméterei rendre az I_{0rad} és I_{0dis} áramegyütthatók, az m_{rad} és m_{dis} idealitási tényezők, valamint az R_s soros ellenállás. Ezek mindegyike hőmérsékletfüggő. Az eszközparaméterek hőmérsékletfüggése empirikus módon, különböző T_J hőmérsékletek mellett felvett eszközkarakterisztikák alapján megállapítható. Ilyen karakterisztika sorozatot mutat be a 4-5. ábra, az ezen ábrán látható karakterisztikákhoz tartozó paraméter értékeket a 4-1. táblázat tartalmazza. E paraméterek hőmérséklet-függését később részletesebben is tárgyalom.



LED nyitóáram összetevők T₁ = 30 °C, 55 °C, 80 °C hőmérsékleten

4-5. ábra: Egy 1 W-os fehér LED különböző pn-átmenet hőmérsékletek mellett felvett nyitófeszültség – áram karakterisztikái [C36].

	$T_J = 30 \ ^{\circ}\mathrm{C}$	$T_J = 55 \ ^{\circ}\mathrm{C}$	$T_J = 80 \ ^{\circ}\mathrm{C}$
$R_s[\Omega]$	0,77	0,81	0,85
m_{dis} [-]	2,63	2,46	2,29
I_{0dis} [A]	3,94E-20	1,70E-19	<i>3,01E-19</i>
m_{rad} [-]	2,17	1,94	1,71
I _{0rad} [A]	7,39E-24	5,85E-24	4,31E-24

4-1. táblázat: A 4-5. ábrán látható eszközkarakterisztikák alapján meghatározott LED modell paraméterek.

A LED modell termikus és elektromos oldala közötti kölcsönös függés leírása szükségessé teszi a 4-4. ábrán is jelzett $\partial P_H / \partial V_R$, $\partial I_F / \partial T_J$, valamint $\partial P_H / \partial V_{Fpn}$ parciális deriváltakkal jellemzett elektrotermikus és termo-elektromos transzkonduktanciák kiszámítását is [7], [J1], [J2]. Ezek elengedhetetlenül szükségesek akkor, amikor a modellt egy, a szimultán iteráció módszerét alkalmazó elektrotermikus áramkörszimulációs programban szeretnénk implementálni (lásd az 1. fejezetet).

Az imént megfogalmazott ágegyenletek bármely elektro-termikus szimulációs képességgel rendelkező áramkörszimulációs programban (natív módon) implementálhatóak. Ugyancsak lehetséges az, hogy a 4-4. ábra szerinti topológiával SPICE makromodell formájában valósítsuk meg a modellt, az ehhez szükséges SPICE diódamodell paraméterek a mért $I_{dis}(V_F)$ és $I_{rad}(V_F)$ karakterisztikákból megállapíthatóak. A problémát az okozza, hogy a standard SPICE diódamodellnek nincs termikus ága és nincs termikus csomópontja (kapcsa). A kereskedelmi áramkörszimulációs programok (a [42]-ban ismertetett ELDO program kivételével) szintén nincsenek felkészítve arra, hogy egy alkatrész paraméterei pusztán hőmérsékletérzékenyek legyenek, de működésük ne járjon hőtermeléssel (mint a mi esetünkben az I_{rad} áramú hipotetikus világító dióda). Emiatt az itt ismertetett modellt először csak Excel számolótábla formájában, valamint a TRANZ-TRAN programmal [7], [43] próbáltuk ki, később, egy nagyobb méretű LED-es alkalmazás szimulációja számára az ELDO program elektro-termikus változatában [42] makromodellként is megvalósítottuk [C9], [C37], [J7].

Annak bizonyítására, hogy javasolt LED modellünk kellően általános, azt a látható spektrum teljes tartományát felölelő LED-ek halmazán, ill. többféle fényporos fehér LED-en végzett mérési eredményekhez illesztve is kipróbáltuk. A továbbiakban a spektrum két szélét (és egyben a modern, nagyteljesítményű LED-ek gyártása során alkalmazott kétféle anyagrendszert is reprezentáló) borostyán, illetve kék színű, valamint egy meleg fehér, fényporos LED esetére vonatkozó mért és modellezett eredményeket közlök.

4.3 Mért és modellezett LED karakterisztikák, paraméter extrakció

4.3.1 Izotermikus LED karakterisztikák mérése

A 3. fejezetben ismertetett LED mérési eljárás szerint egy LED mérését jól meghatározott pnátmenet hőmérséklet mellett javasolt elvégezni – ez a feltétele annak, hogy a(z optikai) mérések eredményei bárki által a lehető legjobban reprodukálhatóak legyenek. Ez azt is jelenti, hogy ha egy LED ún. I-V-L (áram, feszültség és kibocsátott teljes fluxus) karakterisztikáit szeretnénk megmérni, azokat is izotermikus körülmények között, azaz a pn-átmenet konstansan tartott hőmérséklete mellett kell felvenni. A JEDEC JESD51-51 szabvány [119] szerint egy LED pn-átmenetének a hőmérsékletét a következőképpen határozhatjuk meg:

$$T_J = P_H \cdot R_{thJ-CP-real} + T_{CP}, \qquad (59)$$

ahol $R_{thJ-CPreal}$ a LED pn-átmenete és méréskor használt hideg lemez (cold plate) közötti valós hőellenállás, P_H a LED aktív zónáját melegítő fűtő teljesítmény, T_{CP} pedig a hideg lenez hőmérséklete. Tehát, ha egy előzetes méréssel, a JEDEC JESD51-51 szabvány szerint módon meghatároztuk a LED hőellenállását, akkor a P_{el} betáplált elektromos teljesítmény és az emittált $\Phi_e = P_{opt}$ optikai teljesítmény folyamatos mérése mellett úgy szabályozhatjuk a hideg lemez T_{CP} hőmérsékletét, hogy egy adott I_F kényszerített nyitóáram mellett a T_J hőmérséklet a kívánt, konstans értéken maradjon. Ilyen módon izotermikus áram-feszültség (I-V), illetve áram-optikai teljesítmény (I-L) karakterisztikák vehetők fel. Ilyen karakterisztikákat láthatunk a 4-6. és a 4-7. ábrán.

4.3.2 Paraméter extrakció

A teljes látható spektrumtartományba eső csúcshullámhosszal rendelkező színes LED-eket, valamint kék primér sugárzással gerjesztett fényporos fehér LED-eket mértünk. A vizsgált fehér LED spektrumának kék csúcsa egybe esett az egyik mért kék LED spektrumának csúcsával. Teljes LED karakterisztikákat vettünk fel (4-6. és 4-7. ábra) előre definiált pn-átmenet hőmérsékletek ($T_J = 40$ °C, 55 °C, 70 °C és 85 °C) mellett, 1 mA-es nyitóáramtól kezdve a LED adatlapja szerint megengedett legnagyobb nyitóáramig, ami jellemzően 700 mA volt.



4-6. ábra: Egy borostyán színű LED mért karakterisztikái: a nyitófeszültség a beállított nyitóáram függvényében.



4-7. ábra: Egy borostyán színű LED mért karakterisztikái: a kibocsátott teljes radiometriai fluxus a beállított nyitóáram függvényében.

A soros ellenállás értékét a LED-ek mért izotermikus $I_F(V_F)$ karakterisztikáinak nagyáramú szakaszai alapján határoztuk meg miden egyes beállított T_J hőmérséklet mellett úgy, ahogy azt a 4-8. ábra szemlélteti. Az ábra jelöléseit használva: $R_S = \Delta V_F / \Delta I_F$ – ami nagyon jó kezdeti közelítést jelent R_S aktuális értéke tekintetében. Ha ismert az R_S soros ellenállás értéke, akkor a $V_{Fpn} = V_F - I_F$. R_S összefüggés alapján meghatározható a belső pn-átmeneten eső feszültség, így megkapjuk a Shockley-féle dióda modellhez illeszthető $I_F(V_{Fpn})$ karakterisztikákat. Az így ismert V_F és V_{Fpn} feszültségpárok ismeretében a mért Φ_e adatsorból megkaphatjuk a $\Phi_e(V_{Fpn})$ karakterisztikákat, amelyekből a (51) és (52) egyenletek szerinti módon, de a V_{Fpn} feszültséggel osztva, a belső pnátmenetre kiszámolhatjuk a $I_{rad}(V_{Fpn})$ és $I_{dis}(V_{Fpn})$ karakterisztikákat. Ezekből, a Shockleymodellhez való illesztéssel meghatározhatóak az I_{0rad} és I_{0dis} áram együtthatók, valamint az m_{rad} és m_{dis} idealitási tényezők. Az így kapott modellparaméterekkel visszaszámolt karakterisztikák nagyon jól közelítik a mért adatokat, ahogy ezt a 4-9. ábra is szemlélteti.



4-8. ábra: Egy dióda soros ellenállásának meghatározása a nyitókarakterisztika nagyáramú szakasza alapján.



4-9. ábra: Egy meleg fehér LED mért és modellezett izotermikus $I_F(V_F)$, $I_{dis}(V_F)$, and $I_{rad}(V_F)$ karakterisztikái $T_J = 85$ °C-os hőmérsékleten.

Az izotermikus elektromos karakterisztikák és az optikai teljesítmény mérése mellett egyes kiválasztott I_F , T_J párok esetében a LED-ek spektrális teljesítményeloszlását is mértük a 4-2. ábra szerinti mérőrendszerhez illesztett spektroradiométer segítségével; konkrétan az $I_F = 10$ mA, 100 mA, 400 mA és 700 mA nyitóáramok esetében²⁵. A LED-ek kisugárzott teljes optikai teljesítményét mind a mérőrendszer teljes fluxust mérő detektorával (amelyet a 4-2. ábrán szintén feltüntettünk), mind a mért spektrumok numerikus integrálásával is meghatároztuk; az így kapott értékek eltérése 1%-on belül volt. A mért spektrumok kapcsán a LED chipek elsődleges sugárzásának λ_p csúcshul-

²⁵ Ugyan az izotermikus I-V-L karakterisztikák mérése félig automatikusan történt, de a spektrális teljesítményeloszlásokat manuálisan kellett mérnünk. Ezért azt a lehető legkevesebb számú munkapontot választottuk ki ezek mérésére, amelyek mellett a mérések reális idő alatt elvégezhetők, de mégis kellő mennyiségű adatot szolgáltatnak a modellparaméterek meghatározásához. A minimális, de a modellalkotáshoz elégséges számú munkapontok meghatározása, illetve a szükséges mérések pontossága jelenleg is kutatás tárgya [150], [151] a Delphi4LED H2020 ECSEL projektben [152].

lámhossza volt a lényeges, ugyanis a csúcshullámhosszból, illetve annak változásából következtetni tudtunk a LED-ek pn-átmenete effektív tiltott sávszélességének effektív értékére²⁶, W_g -re.

A 4-11. ábra azt is jól szemlélteti, hogy a kontakt fényporos fehér LED-ek kapcsán a 4.1.2. szakaszban tett feltételezésünk, amely szerint a fénypor hullámhossz konverziója során fellépő veszteségi hő a pn-átmenet disszipációjába olvasztható, a gyakorlati modellezés szempontjából életszerű, így a színes LED-ekre javasolt modell és modellezési eljárás fényporos LED-ekre is alkalmazható²⁷.

4.3.3 Az idealitási faktorok hőmérsékletfüggése

A Shockley-féle dióda modellben szereplő idealitási faktor hőmérsékletfüggéséről alig áll rendelkezésre irodalmi adat. A széles körben ismert félvezető fizikával [143], az áramkörszimulációval [144] vagy a LED-ekkel foglalkozó [134] legismertebb tankönyvek ezzel a kérdéssel nem foglalkoznak. Arno Keppens PhD disszertációjában [139] azt állítja, hogy konstans, a szobahőmérsékletnek megfelelő idealitási faktort tételezhetünk fel.

Ez ellentmond a mi kísérleti eredményeinknek, amelyek értelmében mi enyhe hőmérsékletfüggést tapasztaltunk. Ezt illusztrálja a 4-10. ábra. A 4-10. ábrán láthatóhoz hasonló, enyhe hőmérsékletfüggést tapasztaltunk az I_{dis} disszipatív és az I_{rad} radiatív áramösszetevő kapcsán, mind fényporos fehér LED-ek, mind színes LED-ek esetében (4-11. ábra). Ennek alapján az idealitási faktorok hőmérsékletfüggésének leírására az alábbi összefüggéseket javasoljuk:

$$m_{dis}(T_J) = m_{dis}(T_{ref}) + S_{m-dis} \cdot (T_J - T_{ref})$$

$$m_{rad}(T_J) = m_{rad}(T_{ref}) + S_{m-rad} \cdot (T_J - T_{ref}),$$
(60a)
(60b)

ahol T_{ref} egy tetszőleges referenciahőmérséklet a hozzá tartozó ismert *m* értékekkel, S_{m-dis} és S_{m-rad} pedig a kísérleti eredményekhez illesztett regressziós egyenesek meredekségei. Egy kék LED idealitási faktorainak hőmérsékletfüggését mutatja be a 4-11. ábra.



4-10. ábra: Egy borostyán színű LED izotermikusan mért $I_F(V_F)$ karakterisztikáiból meghatározott idealitási faktor hőmérsékletfüggése. Markerek: mérésből származó pontok, vonal: regressziós egyenes.

 $^{^{26}}$ A mért LED-ek tényleges többszörös kvantumvölgyes heteroátmenetes struktúrájának pontos sávszerkezete számunkra természetesen ismeretlen, ezért nevezem a csúcshullámhosszból meghatározott egyetlen W_g értéket a tiltott sávszélesség effektív értékének.

²⁷ Fontos a 4.1.2. szakaszban tett azon kikötésünk, hogy a fénypor réteg a pn-átmenettel szoros termikus kapcsolatban van. Vastag, rossz hővezető képességű mátrixba ágyazott fénypor réteg, valamint ún. távoli fényporos (*remote phosphor*) LED-ek esetében további modellalkotási munkára van szükség, ami a jelenleg futó Delphi4LED H2020 ECSEL projektben [152] szintén kutatás tárgya.

4.3.4 A soros ellenállás hőmérsékletfüggése

Az R_s soros ellenállás vonatkozásában A. Keppens növekvő hőmérséklettel csökkenő értékekről számol be [139]. A mi mérési eredményeink szerint azonban a soros ellenállás a hőmérséklettel nagyjából lineárisan nő, ahogy az a 4-12. ábrán is látszik. Ennek alapján e hőmérsékletfüggés az alábbi módon modellezhető:

$$R_{S}(T_{J}) = R_{S}(T_{ref}) + S_{RS} \cdot (T_{J} - T_{ref}),$$
(61)

 T_{ref} egy tetszőleges referenciahőmérséklet a soros ellenállás hozzá tartozó ismert $R_S(T_{ref})$ referencia értékével és S_{RS} a mérési eredményekből származó ellenállásértékekhez illesztett regressziós egyenes meredeksége.



4-11. ábra: Egy kék LED $I_{dis}(V_F)$ és $I_{rad}(V_F)$ karakterisztikából meghatározott idealitási faktorok hőmérsékletfüggése. Markerek: mérésből származó pontok, vonal: regressziós egyenes.



4-12. ábra: Egy kék és egy borostyán színű LED elektromos R_S soros ellenállásának hőmérsékletfüggése.

Keppens és a mi kísérleti eredményeink közötti ellentmondás feloldása érdekében megnéztük, hogy a nagy LED gyártók a soros ellenállás hőmérsékletfüggését leíró standard SPICE modellparaméte-

rek tekintetében milyen adatokat publikáltak, lásd pl. [137] szerinti paraméterkészleteket²⁸. Az ilyen modellkönyvtárakban a TRS1 és TRS2 standard SPICE modellparaméterek jellemzik R_S hőmérsékletfüggését, amelyet a standard SPICE dióda modellben egy másodfokú polinom formájában adott empirikus modell ír le. Ebben az első fokú tag együtthatója a TRS1 paraméter, a másodfokú tag együtthatója pedig TRS2. A [137] szerinti többtucat paraméterkészletben úgy találtuk, hogy a TSR2 abszolút értéke legalább egy nagyságrenddel kisebb, mint TRS1 abszolút értéke. Ez azt jelenti, hogy a releváns T_J hőmérséklet tartományban a soros ellenállás hőmérsékletfüggésére kielégítő a lineáris modell. A különböző LED típusoknál azonban TRS1 vegyesen volt negatív és pozitív értékű, tehát a gyakorlatban előfordulhatnak a pn-átmenet hőmérsékletével növekvő és csökkenő soros ellenállású LED-ek is.

4.4 A Shockley-féle dióda modell áramegyütthatójának hőmérsékletfüggése

Ezen paraméterek hőmérsékletfüggése összetettebb, mint a soros ellenállás vagy az idealitási faktor hőmérsékletfüggése, ezért ezt részletesebben tárgyalom. Az ideális diódák teljes I_F nyitóáramát a Shockley-féle diódaegyenlettel számolhatjuk. Az ebben szereplő I_0 áram együttható (az ún. szaturációs áram) hőmérsékletfüggését a TRANZ-TRAN programban [J1], [J2], [43] következőképpen számoljuk [7]:

$$I_0(T_J) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T_J}{T_{ref}}\right)^3 \cdot \exp\left(\frac{V_g}{V_T} \cdot \frac{T_J - T_{ref}}{T_{ref}}\right),\tag{62}$$

ahol $V_g = W_g/q$ a tiltott sáv szélességének potenciálban kifejezett értéke és I_{0ref} az áram együttható a T_{ref} referencia hőmérsékletnek megfelelő ismert értéke. A standard SPICE programban ezen összefüggés általánosabb formáját használják [144]:

$$I_0(T_J) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T_J}{T_{ref}}\right)^{p_t \wedge m} \cdot \exp\left(\frac{V_g(300K)}{V_T} \cdot \frac{T_J - T_{ref}}{T_{ref}}\right).$$
(63)

A (63) egyenletben *m* a dióda idealitási faktora, p_t értéke pedig normál félvezető diódákra alapértelmezésben 3 [144]. (A standard SPICE programban és egyéb, SPICE kompatibilis áramkörszimulációs programokban p_t -t az XTI azonosítójú, *m*-et az N vagy ND azonosítójú modellparaméter reprezentálja [145], [146].) Kereskedelmi áramkörszimulációs programokban (így pl. az ELDO programban [146]) a (63) egyenletet kétféleképpen is kiegészítik: egyrészt a tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggését is figyelembe veszik, másrészt az idealitási faktor megjelenik az exponenciális tényező argumentumának nevezőjében is:

$$I_0(T_J) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T_J}{T_{ref}}\right)^{p_t/m} \cdot \exp\left(\frac{V_g(T_J)}{m \cdot V_T} \cdot \frac{T_J - T_{ref}}{T_{ref}}\right).$$
(64)

Az $I_0(T_J)$ függvény további finomítása lehet, ha az *m* idealitási faktor hőmérsékletfüggését is figyelembe vesszük:

$$I_0(T_J) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T_J}{T_{ref}}\right)^{p_t / m(T_J)} \cdot \exp\left(\frac{V_g(T_J)}{m(T_J) \cdot V_T} \cdot \frac{T_J - T_{ref}}{T_{ref}}\right).$$
(65)

Látható, hogy az $I_0(T_J)$ függvényt különböző komplexitású lehet. A kérdés az, hogy melyiknek van gyakorlati létjogosultsága?

²⁸E mögött az a megfontolás állt, hogy az egyetemi laboratóriumok számára rendelkezésre álló LED minták és LED típusok száma csekély, míg egy LED gyártó több tucat, vagy akár százas mintaszám alapján ad közre jellemző adatokat, az általa gyártott összes LED típusra, tehát a gyártói adatok pl. a LED-ek soros ellenállása viselkedése tekintetében sokkal reprezentatívabbak, mint a kutató laboratóriumokból származó publikált adatok.

Ahogy azt a 4.1.1. szakaszban említettük, K. Górecki korábbi munkáiban [140], [141], [142] következetesen a $p_t = 2$ paraméter értéket használta, míg az eszközfizikával és áramkörszimulációval foglalkozó tankönyvekben (mint pl. [143], illetve [144]) pn-átmenetek esetére $p_t = 3+\gamma$ érték szerepel²⁹. Sze szerint [143] γ a kissebségi töltéshordozók élettartama és diffúziós állandója hőmérsékletfüggése miatt fellépő további hőmérsékletfüggés figyelembe vételére szolgál.

Mérési eredményeink alapján kijelenthetjük, legalább a $p_t = 3$ az, ami biztosítja azt, hogy az I_0 hőmérsékletfüggését leíró modell(ek) jól illeszkedjenek a tapasztalati értékekhez. A számos elképzelhető modellváltozat (lásd a fenti négy egyenlet bármelyikét) bizonytalanságot kelt a tekintetben, hogy LED-ek esetében melyiket alkalmazzuk. Mivel a tiltott sávszélesség mindegyik változatban hatványkitevőben szerepel, először ennek hőmérsékletfüggését tekintjük, annál is inkább, mert ezt a szokásos LED mérések alapján meg is tudjuk állapítani.

4.4.1 A tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggése

A LED-ek izotermikus karakterisztikáinak mérése közben egy, a mérőrendszer integráló gömbjéhez csatlakoztatott spektroradiométerrel (lásd a 4-2. ábrát) megmértük a vizsgált LED-ek fényének spektrális teljesítményeloszlását is, minden egyes beállított pn-átmenet hőmérséklet mellett, különböző nyitóáram szinteken. A mérésekkel elsősorban az emissziós spektrum maximumhelyének, azaz a csúcshullámhossznak a munkapontfüggésére voltunk kíváncsiak, de ugyanezen spektrumok bemeneti adatként is szolgálhatnak empirikus spektrum modellek számára [149] is. A 4-13. ábrán egy borostyán színű LED mért spektrális teljesítményeloszlásait láthatjuk különböző pn-átmenet hőmérsékletek és nyitóáramok esetében. A 4-14. ábra a 4-13. ábrán bemutatott mért spektrumok maximumhelyeinek, azaz a λ_p csúcshullámhossznak a hőmérséklet- és áramfüggését mutatja. (A csúcshullámhossz nyitóáram-függéséről I. Fryc és munkatársai szintén beszámoltak [152].)



4-13. ábra: Egy borostyán színű LED ($\lambda_{p-nom} = 590 \text{ nm}$) spektrális teljesítményeloszlása különböző pnátmenet hőmérsékletek és különböző nyitóáramok mellett.

Egy LED W_g effektív tiltott sávszélességét a mért λ_p csúcshullámhosszból egyszerűen számolhatjuk:

$$W_g = \frac{c \cdot h}{\lambda_p},\tag{66}$$

ahol c a fény sebessége vákuumban, h pedig a Planck-állandó, azaz a λ_p csúcshullámhossz mért hőmérsékletfügése alapján a tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggése is ismert. A W_g tiltott sávszé-

²⁹ Az áramkörszimulációs programokban általában $\gamma = 0$ -val számolnak.

lesség (így annak potenciálban kifejezett értékének, V_g -nek) hőmérsékletfüggését a széles körben ismert ún. Varshni-formula adja meg [134], [143], [144]:

$$W_g(T) = W_{g0} - \frac{\alpha \cdot T^2}{\beta + T},\tag{67}$$

lásd még A. Keppens et al cikkét is [154] e témában. A W_{g0} , α és β paramétereket a mért spektrumok alapján meghatározott effektív tiltott sávszélesség értékekhez illesztettük. Egy borostyán színű és két kék LED W_{g0} , α és β paramétereinek átlagértékeit foglaltuk össze a 4-2. táblázatban. A 4-15. ábrán a (67) egyenlet alapján illesztett $W_g(T_J)$ függvényeket láthatunk. Az illesztést 4 különböző áramszinten kapott adatsorhoz külön-külön elvégeztük.

Modellezési szempontból problémát okoz, hogy egyrészt a csúcshullámhossz méréssel megállapított tiltott sávszélesség nyitóáramfüggést mutat, másrészt az I_0 áramegyüttható függ a tiltott sávszélességtől, ami azt jelenti, hogy e kölcsönös függést egy adott hőmérsékleten kielégítő W_g , I_0 párokat a LED modellen belül egy beágyazott iteratív eljárással lehetne megtalálni, ami egy áramkörszimulációs programba szánt modell esetében mindenképpen kerülendő. A probléma áthidalásaként azt választottam, hogy egy adott hőmérsékleten különböző áramszinteken mért adatokhoz illesztett Varshni-paraméterek átlagával számoltam.

A 4-15. ábrán fekete szaggatott vonallal rajzolt görbe egy ilyen adatokkal számolt $W_g(T_J)$ függvény. Az így meghatározott Varshni-paraméterek valószerűségét alátámasztja, hogy az általam kapott értékek (lásd a 4-2. táblázatot) ugyanabba a nagyságrendbe esnek, mint a vegyületfélvezetőkre a [134]-ben közölt értékek.



4-14. ábra: Egy borostyán színű LED ($\lambda_{p-nom} = 590 \text{ nm}$) csúcshullámhosszának mért hőmérséklet- és nyitóáram függése.

Névleges csúcshullámhossz, szín	590 mm, <i>borostyán</i>	465 nm, <i>kék</i>	403 nm, <i>kék</i>
W_{g0} [eV], <i>átlag</i>	2,183	2,708	3,111
$\alpha \cdot 10^{-4}$ [eV/K], átlag	5,479	2,638	3,026
β [K], átlag	205,998	200,517	199,128
W_{g0} [eV], 700 mA	2,182	2,750	3,144
$\alpha \cdot 10^{-4}$ [eV/K], 700 mA	5,485	3,000	4,434
β [K], 700 mA	206,020	200,000	201,900

4-2. táblázat: Csúcshullámhossz mérési eredményekhez illesztett Varshni-formula paraméterek különböző LED-ek esetében.



4-15. ábra: Csúcshullámhossz mérésből meghatározott effektív tiltott sávszélesség értékekhez illesztett $W_g(T_J)$ függvények egy kék LED ($\lambda_{p-nom}=465$ nm) esetében, négy különböző nyitóáram szinten.

A 4-15. ábrán jól látszik, hogy ahogy Keppens is javasolja [139], a gyakorlati alkalmazások szempontjából releváns hőmérséklettartományban (nagyjából $T_J = 270$ K és 430 K között) a Varshniformula helyett W_g hőmérsékletfüggése egy egyszerű lineáris közelítéssel is jól leírható.

4.4.2 Hogyan modellezzük a szaturációs áramok hőmérsékletfüggését?

Vizsgálatunkat a teljes I_F nyitóáram I_0 áramegyütthatója vonatkozásában ismertetem. A hőmérsékletfüggést leíró legáltalánosabb, (65) egyenlet vonatkozásában számos lehetőségünk van:

- 1. Hagyjunk figyelmen kívül minden elméleti megfontolásból származó összefüggést és illesszünk egy $y = A \cdot \exp(B \cdot x)$ alakú függvényt az $I_0(T_J)$ adatsorhoz;
- 2. Elhanyagoljuk a tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggését: $V_g = \text{const};$
- 3. Figyelembe vesszük a tiltott sávszélesség hőmérsékletfüggését: $V_g = V_g(T_J)$;
- 4. Egy konstans, átlagos idealitási faktor értékkel számolunk: $m = m_{ave}$;
- 5. Figyelembe vesszük az *m* idealitási faktor hőmérsékletfüggését: $m = m(T_J)$ a (60) egyenlet szerinti lineáris modellel.

Amellett, hogy szigorúan a (65) egyenlet szerint számolunk $p_t = 3$ értékkel, illetve a legegyszerűbb exponenciális illesztéssel számolunk, a fenti lehetőségek több kombinációját is vizsgáltuk a teljes nyitóáram I_{0F} áram együtthatója vonatkozásában:

$$I_0(T) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 \cdot \exp\left(\frac{V_g^*(T)}{m_{avg} \cdot V_T} \cdot \frac{T - T_{ref}}{T_{ref}}\right)$$
(68)

$$I_0(T) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 \cdot \exp\left(\frac{V_g^*(T)}{m(T) \cdot V_T} \cdot \frac{T - T_{ref}}{T_{ref}}\right)$$
(69)

$$I_0(T) = I_{0ref} \cdot \left(\frac{T}{T_{ref}}\right)^3 \cdot \exp\left(\frac{V_g(300K)}{m_{avg} \cdot V_T} \cdot \frac{T - T_{ref}}{T_{ref}}\right)$$
(70)

Ezekben V_g^* egy "redukált" tiltott sávszélességet jelent abban az értelemben, hogy a (67) egyenletben alkalmazott paraméterek eredeti értékének nagyjából 60..90%-ával számoltunk úgy, hogy a tapasztalati diódakarakterisztikákból számított szaturációs áramértékekhez a legjobb illeszkedést biztosítsuk.

Először a (65) egyenlettel számoltunk $p_t = 3$ mellett, hőmérsékletfüggő idealitási faktor és tiltott sávszélességgel, amelyeket a (60) és a (67) egyenletekkel számoltunk. Vizsgáltuk a tapasztalati $I_{0F}(T_J)$ adatsorhoz illesztett exponenciális kifejezést, valamint a K. Górecki publikációiban szereplő esetet is, ami a (63) egyenlet alkalmazását jelenti $p_t = 2$ értékkel.

A vizsgált esetek közül a legjobb illeszkedést a (68) egyenlet alkalmazásával kaptuk ($T_{ref} = 85 \,^{\circ}$ C választása mellett) ezért ezt tekintettük alapösszefüggésnek. Értelemszerűen a referencia hőmérsékleten minden kifejezéssel ugyanazt az $I_{0F}(T_J = 85 \,^{\circ}$ C) értéket kaptuk. A $T_{ref} = 85 \,^{\circ}$ C hőmérséklet kivételével a (63) egyenlet $p_t = 2$ és m = 1 értékekkel nagyon nagy eltérést mutatott a mért LED karakterisztikákból meghatározott I_0 értékekhez képest, így megállapítottuk, hogy Górecki modellje hibás. Ahogy az a 4-16. ábrán látszik, Górecki modellje kivételével [(64) egyenlet $p_t = 2$ és m = 1 választásával] az összes többi felvázolt modell jól közelíti a tapasztalati értékeket. A 4-17. ábrán a szimulációk szempontjából releváns tágabb hőmérséklettartományban hasonlítjuk össze a különböző modelleket. Jól látható, hogy az egyszerű exponenciális illesztéssel számított görbe a mérési tartomány szélétől nagyjából 20 °C-kal még viszonylag jól illeszkedik a többi görbéhez, azon túl azonban nem; 50 °C-kal a $T_{ref} = 85 \,^{\circ}$ C referencia hőmérséklet felett pedig az alap összefüggésnek választott (68) kifejezés értékeknél már fél nagyságrenddel nagyobb értékeket szolgáltat.



4-16. ábra: $Az I_0(T_j)$ hőmérsékletfüggést modellező kifejezések összehasonlítása a mérések által képviselt hőmérséklettartományban.

A (64) egyenlet $p_t = 2$ és m = 1 választással már egy nagyságrend eltérést is eredményez a (68) öszszefüggéssel számolt értékhez képest. (Megjegyzendő, m = 1 esetében (64) és (63) egyenletek azonosak.) Úgy tapasztaltuk, hogy p_t értéke kevésbe befolyásolja az eredményeket, mint m elhanyagolása az exponenciális kifejezésben. Végső soron azt tapasztaltuk, hogy a [144]-ben közölt összefüggéssel kaptuk a lehető legrosszabb eredményeket a kísérleti eredményekből származó adatokhoz való illesztés során. Tehát az exponenciális tagban m figyelembe vétele – akár egy alkalmas konstans értékkel, akár a javasolt lineáris hőmérsékletfüggéssel elengedhetetlen.

Mivel $T_J \approx 135$ °C hőmérsékleten és felette nem rendelkezünk mérésből származó adatokkal, nehéz eldönteni, hogy az I_0 hőmérsékletfüggésének modellezésére pontosság szempontjából melyik vizs-

gált opciót érdemes használni. Ezért a választásnál döntő érv a számítás komplexitása lehet, hiszen a multi-domain LED modell a $\partial I_F / \partial T_J$, $\partial I_F / \partial V_{Fpn}$, stb. parciális deriváltakat is kell számolja. Keres-kedelmi célú, elektro-termikus szimulációs képességekkel rendelkező SPICE jellegű áramkör-szimulációs program használata esetén a döntést befolyásolhatja, hogy a szükséges modell (megfelelő paraméterválasztással) az adott programban elérhető-e.

A radiatív, illetve disszipatív nyitóáram összetevők esetében az $I_{0rad}(T_J)$ és $I_{0dis}(T_J)$ függvények vonatkozásában a fentieknek megfelelő állításokat tehetünk azzal, hogy az egyszerű exponenciális illesztéssel kapott görbe is nagyon jó közelítést jelent a pn-átmenet 20 °C és 100 °C közötti hőmérséklet tartománya esetében (de prediktív ereje ugyanúgy megkérdőjelezhető, mint I_0 hőmérsékletfüggése esetében). A (68) egyenlettel ugyancsak jó illeszkedést sikerült elérnünk, de ehhez a reálistól eltérő tiltott sávszélesség értékekkel kellett számolnunk. Ebben az értelemben tehát multidomain LED modellünk inkább tekinthető egy fekete doboz modellnek, mint fizikai modellnek.



4-17. ábra: Az $I_0(T_J)$ hőmérsékletfüggést modellező kifejezések összehasonlítása a szimulációk szempontjából relevánsnak tekintett hőmérséklettartományban ($T_J = 0 \ ^{\circ}C \dots 160 \ ^{\circ}C$).

Ehhez persze azt is meg kell jegyezni, hogy a különböző hőmérsékletek mellett felvett izotermikus I-V-L LED karakterisztikákhoz először a soros ellenállást, majd azt követően a Shockley-modellek paramétereit illesztettük, majd az így kapott áram együttható adatsorokhoz, az előző görbeillesztéstől függetlenül illesztettük az azok hőmérsékletfüggését leíró modelleket. A jövőben célszerű megvizsgálni azt, hogy a független változók (áram, hőmérséklet) több dimenziós terében, az összes modellparaméterre együttesen végzett globális görbeillesztéssel nem kapunk-e más eredményt³⁰.

4.5 Néhány eredmény

4.5.1 Modellezett globális LED karakterisztikák

Az előző szakaszokban ismertetett multi-domain LED modell jó leírását adta több borostyán színű, vörös, kék, valamint fényporos fehér LED nyitófeszültség-nyitóáram (4-18. ábra), valamint nyitóáram-optikai teljesítmény (kibocsátott teljes radiometriai fluxus) karakterisztikáinak (4-19. ábra) és segítségével jellegében jól leírható akár az energiakonverziós hatásfok áram- és hőmérsékletfüggése is (4-20. ábra).

³⁰ A Delphi4LED H2020 ECSEL projektben [152] ez a probléma is az aktuális kutatások tárgya.

Ahogy az a 4-20. ábrán látszik, a modellel eredményeiből számított η_e energiakonverziós hatásfok nagyobb a mért optikai teljesítmény és a mért betáplált elektromos teljesítményből számítottnál, különösen a 10 mA alatti nyitóáram tartományban. Ennek oka az, hogy itt a modell túlbecsli a radiatív nyitóáram komponenst. Megjegyzendő azonban, hogy a példában szereplő konkrét LED típust 350 mA, vagy a fölötti, de legfeljebb 700 mA-es munkaponti árammal való használatra tervezték. Ez az eltérés azonban összhangban van a modellalkotás során tett azon alapfeltevéssel, hogy nem cél a kisáramú működés pontos leírása. Az előző szakaszban említett globális görbeillesztéssel végzendő paraméter identifikáció azonban várakozásaink szerint javíthat ezen a helyzeten.

A jelen példában bemutatott LED típus adatlapi maximális nyitóárama 700 mA volt. A mért és modellezett hatásfokgörbéken látszik, hogy e maximális nyitóáram körül van e LED típus hatásfokának maximuma, a modellezett görbéken jól látszik, hogy nagyobb, 1 A körüli nyitóáramoknál (amennyiben az eszköz ilyen körülmények közt nem menne tönkre), csökkenne a hatásfoka.



4-18. ábra: Egy borostyán színű LED különböző pn-átmenet hőmérséklet esetében mért (markerek) és modellezett (vonalak) I_F(V_F) karakterisztikái.



4-19. ábra: Egy borostyán színű LED különböző pn-átmenet hőmérséklet esetében mért (markerek) és modellezett (vonalak) $\Phi_e(I_F)$ karakterisztikái.

4.5.2 Implementáció

Multi-domain LED modellünk létrehozásakor fontos célkitűzés volt, hogy az egy elektro-termikus képességekkel rendelkező áramkörszimulációs programban implementálható legyen. Egy ilyen implementációt két programmal, a saját TRANZ-TRAN programunkkal [7], [J1], [J2], [43], valamint a Mentor Graphics ELDO programjával [42], [146] terveztünk. A TRANZ-TRAN program legutóbbi változatában [43] natív kód formájában, a meglévő dióda modell módosított változataként teszteltünk modellünket [C37]. Az ELDO programban [42] elektro-termikusnak deklarált dióda modellekkel kialakított makromodellek formájában lehet e LED modellt megvalósítani.



4-20. ábra: Egy borostyán színű LED különböző pn-átmenet hőmérséklet esetében mért (markerek) és modellezett.

Az első próbák alkalmával azonban kiderült, hogy a dokumentált lehetőség ellenére az ELDO program nem tudta kezelni a csak radiatív modellágat, azaz az (53) egyenletnek megfelelő, nem disszipáló, csak hőmérsékletérzékeny diódát.

Jelzésünk alapján ezt a hibát az ELDO fejlesztői javították, így összetettebb mintapéldáinkat már ELDO futtatásokkal teszteltük [C9], [J7], [C39], [C40], [J20], [J21], [C44]. A következőkben ezen példák lényegét ismertetem. A példák részletes kifejtése kapcsán folyóirat cikkeinkre [J7], [J20], [J21], valamint az egyik legfrissebb konferencia közleményünkre [C44] utalok.

4.5.3 Alkalmazási példák

Multi-domain áramkörszimulációs LED modellünk célja az, hogy segítségével olyan LED-es rendszerek analízisét végezhessük el, amelyek gyakorlati mérésekkel nem vizsgálhatóak, vagy mert a szokásos mérőrendszerek nem alkalmasak a szükséges mérés elvégzésére, vagy mert a rendszer fizikailag még nem létezik (például különböző design alternatívák vizsgálata egy LED-es lámpatest ún. virtuális prototípusa segítségével). Az alábbi esettanulmányok ezekre mutatnak be példákat.

Tranziens folyamatok vizsgálata

Egy LED bekapcsolási tranziensének vizsgálata több szempontból is érdekes lehet, ezek közül nagyon fontos annak vizsgálata, hogy miképp viselkedik egy LED a nagysebességű, gyártósori fotometriai mérés során [135], ahol egy kb. 80 ms – 100 ms hosszúságú időablak áll rendelkezésre a LED összes, a gyártósori osztályozás (binning) során releváns paraméterének megmérésére. Fontos annak vizsgálata, hogy egy ilyen, a nominális nyitóáram egy rövid impulzusával végzett mérés eredménye hogy viszonyul ugyanezen LED laboratórium körülmények között, stabil állapotban végzett mérésének eredményeihez, illetve üzemi körülmények közt (például egy lámpatestbe szerelve) végzett méréseinek az eredményeihez.

Ugyan a LED-ek gyártósori optikai méréseivel foglalkozó legfrissebb CIE dokumentum [135] említést tesz a gyártósori mérési eredményeket befolyásoló termikus viszonyokról, de ezt a kérdést nem vizsgálja részletesen. Így nem áll rendelkezésre semmiféle egzakt információ arról, hogy az in-line tesztelés, a laboratóriumi mérések és az alkalmazási körülmények közt végzett optikai mérések eredményei milyen viszonyban vannak egymással. E probléma demonstrálására egy olyan szimulációs futtatást végeztünk, amelyben egy szabványos csillag alakú fém magvas nyomtatott huzalozású lemezre (MCPCB-re) forrasztott, majd így egy szokásos LED hűtőbordára szerelt 3 W-os fehér LED bekapcsolási tranziensét vizsgáltuk. Ezen LED tok + MCPCB + hűtőborda szerelvény szimulációs modelljét a 4-3. ábra szerinti struktúrában készítettük el.

A LED chip szintű multi-domain modellje az itt, illetve a [J19] cikkben leírtak szerint a LED mért izotermikus I-V-L karakterisztikái alapján megállapított paraméterekkel felszerelt elektro-termikus ELDO makromodell volt. A LED tok termikus kompakt modelljét a 3.3 szakaszban, illetve a [C7] konferenciaközleményben leírt módon, a LED tok + MCPCB szerelvény termikus tranziens mérési eredményei alapján készítettük el. A LED hűtőborda dinamikus termikus kompakt modellje a [112] cikkben ismertetett módszerrel készült, szintén mérési eredmények alapján. A teljes LED + tok + hűtőborda modell elektro-termikus tranziens szimulációját [C39], [C40] az ELDO programmal végeztük.



4-21. ábra: Egy 1000 mA nyitóárammal működtetett, MCPCB hordózóval egy LED modul hűtőbordára szerelt fehér LED bekapcsolási tranziensei a gyártósori tesztelés, a laboratóriumi mérések és a lámpatestbe szerelt alkalmazási körülményekre jellemző állapot időállandó tartományainak feltüntetésével: a) szimulált optikai teljesítmény tranziens, b) a pn-átmenet hőmérsékletének szimulált változása.

Az eszközre a t = 0 s időpillanatban $I_F = 1000$ mA nyitóáramot kapcsoltunk (áramgenerátoros táplálás) és egy 7200 s hosszú tranziens szimulációt végeztünk. A szimuláció eredményeképpen kapott $\Phi_e(t)$ és $\Delta T_f(t)$ görbéket a 4-21. ábrán láthatjuk. Az ábrán bejelöltük azt az időtartományt, amelyen belül a *gyártósori mérés* történik, valamint azon kvázi stabil szakaszokat, amelyek a *laboratóriumi*, ill. <u>valós üzemi körülmények közötti méréseknek</u> felelnek meg. Ahogy nő a LED pn-átmenetének a hőmérséklete, az energiakonverziós hatásfok csökkenésével (lásd pl. a 4-20. ábrát is) úgy csökken a kibocsátott optikai teljesítmény (végső soron a fényáram).

A gyártósori optikai mérésekre elterjedten használt spektroradiométer [148] egy integráló típusú műszer, amely a vizsgálandó LED spektrális teljesítményeloszlását egy adott időtartam (jellegzetesen többször 10 ms alatt) végzi. A szimulációs eredményeinkből (és számos, korábbi termikus tranziens mérési eredményünkből, lásd pl. [C7]-t) látszik, hogy a közhiedelemmel ellentétben a gyártósori mérésekkor a LED-ek pn-átmenete már melegebb, mint a standard 25 °C-os környezeti hőmérséklet, továbbá a LED hőmérsékleti tranziense egy viszonylag meredeken emelkedő szakaszban van. A spektroradiométer tehát e termikusan nem stabil állapotnak megfelelő, csökkenő fluxus átlagát méri, ahogy azt a 4-21a. ábrán jelöltük. Szimulációs eredményeink szerint ez az átlagos optikai teljesítmény érték a 10 ms és 100 ms közötti időablakot tekintve kb. 792 mW volt. Ez az MCPCBre forrasztott LED egy, a 4-2. ábra szerinti laboratóriumi műszer hideg lemezére szerelve kb. 10 s alatt eléri termikusan stabil állapotát, ami megfelel a szimulált tranziensek 10 s és 100 s közötti szakaszának. A szimuláció szerint a LED kibocsátott teljes radiometriai fluxusa ekkor kb. 742 mW, ami azt jelenti, hogy a laboratóriumi mérések eredménye kb. 6,5%-kal kisebb érték, mint a gyártósori mérésé. Egy lámpatestházban/hűtőbordára szerelve a pn-átmenet stabil, végleges hőmérséklete (ami nagyjából az üzemi körülményeknek felel meg) még magasabb, az ekkor jellemző kibocsátott teljes fluxus még kisebb, jelen példa szerint kb. 734 mW értékű, ami a gyártósori gyors mérés eredményénél kb. 7,3%-kal kisebb.

Ilyen jellegű multi-domain tranziens szimulációkkal korrekt módon megállapítható, hogy egy adott gyártósori mérési eredmény milyen laboratóriumi mérési eredményhez tartozhat, illetve hogy egy adott LED típus esetén a különböző ajánlott szereléstechnikai megoldások (MCPCB típus, termikus határfelületi anyag, hűtőborda) mellett milyen fluxus értéket várhatunk adott alkalmazási körülmények között.

Egy teljes LED-es lámpatest vizsgálata [C9], [C42], [J20], [J21]

Jelen példában a Hungaro Lux Light Kft. által a KÖZLED projekt eredményeképpen kifejlesztett PearlLight 48 típusú lámpatest ún. kompakt termikus modelljét használtuk fel. Vizsgálatainkhoz megkaptuk a lámpatest részletes mechanikai CAD modelljét és a lámpatest egy fizikai példányát is, valamint a lámpatestbe épített MCPCB hordozóra szerelt Cree XP-G2 fehér LED-ek önállóan mérhető példányait is. Ezen LED példányokat a 3. fejezet szerinti mérőrendszerrel teljeskörűen karakterizáltuk, így felvettük a tokozott LED-ek termikus impedancia görbéit és izotermikus I-V-L karakterisztikát.

A termikus impedancia görbék (ill. az azokból származó struktúra függvények) alapján, a 3. fejezetben leírt módon előállítottuk a LED tokok termikus kompakt modelljét SPICE áramkörlista formában. Az I-V-L karakterisztikák alapján előállítottuk a LED chip-eknek a jelen fejezetben leírt multi-domain modellhez tartozó paramétereit és ezekkel elkészítettük a LED-ek chip szintű multi-domain modelljének ELDO makromodell változatát.

A lámpatest mechanikai CAD modellje alapján elkészült annak részletes CFD szimulációs modellje (4-22a. ábra). Az 1. fejezetben leírt algoritmussal, CFD szimulációk sorozatával (48 db CFD futtatás) termikus szempontból karakterizáltuk a lámpatestet úgy, mint egy 48 hőforrást hordozó "szubsztrátot" és így előállítottuk annak termikus *N*-kapu modelljét, SPICE áramkörlista formában [C9], [J7]. A 48 db LED a lámpatestben 6-osával elektromosan sorba van kötve, 8 db LED sort alkotva. Mindegyik LED sort egy konstans áramú generátor táplálja (4-22b ábra). Elkészítettük e kapcsolás SPICE áramkörlista leírását, a fenti modellek (LED chip, LED tok, lámpatest) felhasználásával, majd az így előállított, a lámpatest működését teljesen leíró rendszermodellt felhasználva végeztünk elektro-termikus áramkörszimulációkat [J7] a Mentor Graphics ELDO programjával.



4-22. ábra: Egy valós LED-es közvilágítási lámpatest fizikai kialakításának részletes mechanikai CAD modellje alapján készített CFD szimulációs modell (a) és ugyanezen lámpatest elektromos modellje (b). Az elektromos modellen a LED modellek termikus kapcsait is jelöltük – a LED-ek ezeken keresztül csatlakoznak a lámpatest (mint "szubsztrát") 1. fejezet szerinti módon előállított termikus N-kapu modelljéhez.







b)

4-23. ábra: A 4-22. ábra szerinti LED-es lámpatesten infra kamerás mérésekkel és szimulációval megállapított LED talpponti hőmérsékletek.

A lámpatest termikus kompakt modelljével és a LED-ek chip szintű multi-domain modelljeivel végzett lámpatest szintű szimuláció futási ideje jellemzően néhány másodperc még nagyszámú LED esetén is, de például komplex paraméter-söprés (pl. lámpatest szintű *nyitóáram – teljes üzemi fényáram*, vagy *környezeti hőmérséklet – teljes üzemi fényáram / teljes elektromos teljesítményfelvétel* karakterisztikák számítása) esetén is csak néhány percet vesz igénybe. Az ilyen jellegű szimulációs modellek hatalmas előnye az, hogy segítségükkel egy lámpatest számos ún. *virtuális prototípusa* is elkészíthető, amelyekben különböző LED típusokkal "szerelve" szimulációk segítségével "kipróbálhatjuk" a lámpatestet, helyettesítve a hosszadalmas *fizikai prototípus építése és fizikai mérése* ciklusokat.

A LED-ek üzemi összfényáramát a [C37] és [J19] közleményekben leírt fényhasznosítás modellt felhasználva egy utófeldolgozási lépésben számítottuk a LED-ek optikai teljesítménye, nyotóárama és hőmérséklete alapján.)

A szimulációs eredmények helyességét a vizsgált lámpatest egy fizikai példányával végzett mérésekkel igazoltuk. Erre egy példát a 4-23. ábra szolgáltat, amelyen mind a 8 LED sor két adott pozícióján (4-23a. ábra) infra kamerával mért és szimulációval számolt LED talpponti hőmérsékleteket hasonlítunk össze (4-23b. ábra). Ezek a hőmérsékleteke a LED tokmodellek "case" kapcsainak felelnek meg (lásd a 4-2. ábrát).

Különböző környezeti hőmérsékleteken (-12 °C és + 35 °C között) végzett besugárzás mérések sorozatával ellenőriztük a lámpatest teljes kisugárzott optikai teljesítményére vonatkozó szimulációs eredmények helyességét is, az erre vonatkozó részletek [J21] folyóirat cikkben megtalálhatók. E mérések mindegyike alátámasztja a szimulációs modellünk helyességét.

További ellenőrzésképpen, az itt leírtakhoz hasonló szimulációk segítségével a PearLight lámpatestcsalád egy másik tagja számára egy olyan beágyazott LED modellt [C41], [C43] készítettünk, amellyel a LED-ek nyitóárama úgy szabályozható, hogy a lámpatest teljes fényárama tetszőleges környezeti hőmérséklet mellett is konstans maradjon [J21]. E beágyazott modell helyességét, és ezen keresztül közvetve a jelen fejezetben ismertetett LED modell helyességét a lámpatest egy példányának klímakamrában végzett megvilágítás mérésével igazoltuk [C44].

4.6 Kitekintés: szabványos interfészek a mérésektől a szimulációig

A gyakorlati szempontokat figyelembe vevő, elméletileg jól megalapozott szimulációs modelleknek akkor van értelme, ha azokat az ipar szereplői széles körben alkalmazzák, azaz valós tervezői igényeknek felelnek meg és az általánosan használt számítógépes tervező, ill. szimulációs programok is támogatják azokat. Elektromos tervezéskor áramkörszimulációs programba (pl. SPICE) illeszthető modellre van szükség, míg például egy LED-es lámpatest mechanikai tervezése során a környezet felé történő hőátadás szimulációjára is szükség van, amelyet jellemzően ún. CFD alapú termikus szimulációs programmal végezhetünk el.

A jelen fejezetben tárgyalt chip szintű multi-domain LED modellek alkalmazási területe az elektrotermikus áramkörszimuláció, míg az előző fejezetben tárgyalt LED-tok kompakt modellek mind áramkörszimulációs programokban, mind CFD alapú termikus szimulációs programokban használatosak. Kiemelt fontosságú, hogy a LED gyártók, vagy akár a felhasználók a modellek paramétereit alkalmas mérésekből automatizáltan állapíthassák meg.

A fenti célok elérésének egyik legfontosabb eszköze a szabványosítás. A LED tokokra, illetve áramköri hordozóra (például ún. MCPCB "csillag nyákra") szerelt LED-ek vonatkozásában kialakultak a nemzetközi méréstechnikai szabványok (lásd a JEDEC LED-ekre vonatkozó termikus mérési szabványait [119], [120]) és ajánlások, mint például a CIE TC2-63 műszaki bizottság frissen megjelent jelentése [135]. Ez azt is jelenti, hogy a 4-24. ábra legalsó "emelete" várhatólag legfeljebb a gyakorlat által igényelt pontosításokra fog csak szorulni.



4-24. ábra: A Delphi4LED projekt [152] elképzelése a LED-ek jövőben várható mérési/modellezési módszereiről és a közöttük megvalósítandó kapcsolatokról [155], [156].

Új ajánlások, illetve szabványok kidolgozása szükséges azonban arra, hogy a mérési eredmények egységes, lehetőség szerint számítógépi programokkal könnyen kezelhető, elektronikus formában álljanak rendelkezésre abból a célból, hogy azok gépi feldolgozásával a LED chip-ek, LED tokok, illetve hordozóra szerelt LED modulok kompakt modelljei és e modellek paraméterei automatikusan előállíthatóak legyenek. Ilyen ajánlások kidolgozása a feladata pl. a 2016. tavaszán életre hívott CIE TC2-84-es munkabizottságnak [157].

A 4-24. ábra legfelső szintjének megvalósítása a szimulációs programokat fejlesztő, gyártó és forgalmazó cégek (pl. a Mentor Graphics) feladata. Olyan, szimulációs programtól és gyártó cégtől független modell leíró fájlformátumokat kell kidolgozni, amelyeket az egyes szimulációs programok kezelni tudnak, az így leírt szimulációs modelleket alkalmazni képesek. Az ilyen fájlformátumok kidolgozását célzó tevékenység, csatlakozva az elektronikai ipar igényeihez is, pl. a JEDEC JC15-ös munkabizottságában már folyamatban van.

4. tézis: LED-ek chip-szintű multi-domain modelljének kidolgozása

Kidolgoztam teljesítmény LED-ek olyan multi-domain modelljét, amely egy elektro-termikus áramkörszimulációs magba építhető, ill. egyes kereskedelmi programokban makromodellként megvalósítható. A modell alkalmas arra, hogy a LED tok és termikus környezete hálózati modelljével kiegészítve, önkonzisztens módon leírja egy adott munkapontban egy tokozott teljesítmény LED elektromos, termikus és fénytani viszonyait, [J12], [J19], [B2], [B4], [B5], [C35], [C36], [C37], [C38]. A modell alkalmas mind színes, mind fényporos fehér LED-ek szimulációjára [J19], [J7].

- 4.1. A modell legfontosabb tulajdonsága, hogy a LED teljes nyitóáramát két komponens összegeként, a melegedést (hődisszipációt) eredményező, nem radiatív rekombinációs folyamatokhoz rendelhető és a fénykibocsátást eredményező, radiatív rekombinációs folyamatokhoz köthető áramösszetevők összegeként számolja [J19], [C37], [B4].
- 4.2. A modell összes paramétere egy, a 3. tézis szerinti kombinált termikus és radiometriai/fotometriai mérőállomással végzett mérés eredményeiből a szokásos eszközmodell paraméteridentifikációs eljárásokkal meghatározható [J19], [B4].

- 4.3. Kombinált termikus és (spektro)radiometriai LED mérési eredmények vizsgálatával *feltártam a multidomain LED modell főbb paramétereinek hőmérsékletfüggését és javaslatot fogalmaztam meg ezek leírására* [J19].
- 4.4. A multi-domain LED modell számított eredményeit (kisugárzott optikai teljesítmény, teljes nyitóáram, a nyitóáram radiatív összetevője, pn-átmenet hőmérséklete) bemenetként használó kiegészítő model-lekkel a LED-ek szokásos főbb fénytechnikai jellemzői egyszerűen számolhatók. Főbb jellemzők: fehér LED-eknél: teljes fényáram [C37], [J19]; színes LED-eknél: spektrális teljesítményeloszlás [J19]. A számítás az áramkörszimulációs modellt kiegészítő áramköri elemmel (fényáram), ill. egy utófel-dolgozó lépésben (spektrális teljesítményeloszlás) történik. *Javaslatokat fogalmaztam meg ezen kiegészítő modellek kialakítására* [C37], [J19].
- 4.5. A modell egy önkonzisztens elektro-termikus áramkör-szimulációs rendszerbe beépítve [C37] alkalmas összetett LED modulok komplex vizsgálatára [C9], [J7]. Ezt egy LED-es közvilágítási lámpatest multi-domain szimulációjával igazoltam [C9], [J7], [C39], [C40], [C42]. A modell pontosságát közvetett módon, a lámpatestház mért és szimulált hőmérsékleteloszlásának összehasonlításával igazoltam [J7].
- 4.6. A jelen tézis szerinti multi-domain LED modell segítségével kidolgozásra került egy hasonló LED-es lámpatest környezeti hőmérséklettől független konstans fényáramot biztosító vezérlésében használt beágyazott LED modell. [C41] [J20], [J13]. A modell egy okos lámpatest mérnöki prototípusában került megvalósításra [C42], [C43], [C44]; az ezzel a lámpatesttel klímakamrában végzett optikai mérések (a teljes kisugárzott optikai teljesítménnyel/fényárammal arányos relatív besugárzás, ill. relatív megvilágítás mérések) is igazolták a jelen tézis szerinti multi-domain LED modell helyességét [J20], [J13], [C44].

5 A tudományos eredmények elismertsége, hasznosítása

Az elektro-termikus és logi-termikus szimulációs algoritmusok (1. és 2. tézis) professzionális implementációjával járult hozzá a BME Elektronikus Eszközök Tanszéke a THERMINATOR nevű FW7-es európai kutatási projekthez, amelynek a koordinátora az ST Microelectronics volt. Így készült el például a TRANZ-TRAN program legutóbbi, SPICE netlista kompatibilis változata [43], valamint a kizárólag szabványos EDA interfészeket használó, a Mentor Graphics IC tervezőrendszerében implementált CellTherm program [C12], [85]-[89] (2-8. és 2-10. ábra). Az 1.1. altézis szerinti *N*-kapu modellt előállító eljárást a Mentor Graphics cég a FloTHERM programban [158] egy szkript formájában is megvalósította; így tudtuk egy LED-es lámpatest multi-domain szimulációját a FloTHERM-ELDO szoftverpárossal elvégezni [C9], [J7]. A logi-termikus szimulációs elv jelenteti Jani Lázár doktoranduszom jelenlegi kutató munkájának [C17], [J10], [C18], [J11], [C19] is az alapját.



5-1. ábra: A LEDs Magazine Saphire Awards 2015. évi egyik díjazottja a T3Ster TeraLED és a hozzá csatlakozó modellezési és szimulációs eljárás.

Kezdeményezésemre egy új műszert és mérő szoftvert fejlesztett ki a BME, a Pannon Egyetem, a MicReD Kft. (ma: Mentor Graphics MicReD) és a Tenzi Kft. alkotta konzorcium a TERALED nevű projektben, amely a 3. fejezetben ismertetett kombinált termikus és radiometria LED mérési eljárást valósítja meg. Az így kifejlesztett és ma *MicReD T3Ster TeraLED* márkanéven a Mentor Graphics által gyártott és forgalmazott berendezés [10], [117] (3-5. ábra) a világ több mint 60 LED fejlesztő és kutató laboratóriumában van használatban; a T3Ster műszerrel együtt a vezető LED gyártók körében nagyon hamar *de facto* ipari szabvánnyá vált. Ez a műszeregyüttes lehetővé teszi a teljesítmény LED-ek teljeskörű, automatizált karakterizálását, az ilyen karakterizáció eredményei alapján a LED-ek és LED modulok korrekt modellezését [J12], [C7], [C23], [C27]. A kombinált mérési és modellezési eljárást megvalósító rendszer 2015-ben a LEDs Magazin *Saphire Awards-a* egyik díjazottja lett [159] az *SSL tools and test* kategóriában (5-1. ábra).

A LED-ek termikus mérésére vonatkozó eljárást általános méréstechnikai szabvány javaslatok formájában is megfogalmaztam [J13]-[C28]. Ezen javaslatok alapján elfogadásra került a JEDEC által 2012-ben publikált, a LED-ek termikus méréseiről szóló JESD51-50, 51-51, 51-52 és 51-53 szabványsorozat, amelyet pl. a [J15]-[J18], [B2], [B3] publikációkban ismertettem angol, német és magyar nyelven. A LED termikus szabványok kidolgozásáért 2013-ban a JEDEC elnöki elismerő oklevelét kaptam. A LED-ek pn-átmenet hőmérsékletének indirekt meghatározására, illetve beállítására vonatkozó eljárás a CIE legújabb, a LED-ek optikai mérésére vonatkozó ajánlásainak [135] is a része lett.

A LED-ek multi-domain modellezésével kapcsolatos egyik 2012-es publikációmért [C38] 2013-ban elnyertem a *Harvey Rosten Award for Excellence in Thermal Management and Analysis of Electronics Coooling* díjat [160], [161]. A LED méréssel és multi-domain modellezéssel kapcsolatos munkám [J12], [J19], [B4] jelentette az egyik kiinduló alapot a 2016-2018. között a Philips Lighting vezetésével futó Delphi4LED H2020 ECSEL projekt [152], [155], [156] számára. A 4. tézis kapcsán felmerült számos kérdés további vizsgálatát nemzetközi partnereinkkel közösen ebben a projektben végezzük (pl.: [150]).



5-2. ábra: A HungaroLux Light Kft. egy LED-es közvilágítási lámpatestjének hőmérséklettől független konstans fényáramot biztosító szabályozásának laboratóriumi mérési eredménye [C44]. A vezérlés a 4. tézis szerinti LED modell felhasználásával lett kidolgozva.

Az kidolgozott multi-domain LED modell [J19] és teljes lámpatest modellezési eljárás [J7] felhasználásával került kidolgozásra az a beágyazott LED modell, amellyel a HungaroLux Light Kft. PearLight lámpatest családjának hőmérséklettől független konstans fényáramot biztosító vezérlése működik [C43]. A vezérlés helyességét terepi és laboratóriumi mérésekkel igazoltuk [J21], [C44].

Köszönetnyilvánítás

Szeretném megköszönni dr. Székely Vladimír akadémikusnak, hogy hallgató korom óta bevont kutató munkájába és lehetőséget adott számos villamosmérnöki diszciplínával kapcsolatos ismeret elmélyítése mellett az önálló kezdeményezésre, az önálló munkára. Vele, és a dr. Rencz Márta professzor asszonnyal való szoros, szakmai/baráti együttműködés elengedhetetlen volt ahhoz, hogy a szignifikáns hazai ipari támogatás hiánya ellenére nemzetközi szinten is jegyzett, elismert eredményeink születhettek. Külön köszönetemet fejezem ki dr. Farkas Gábornak, akivel együtt kezdtem a "multi-domain" karakterizáción gondolkodni. Ez vezetett olyan gondolatokhoz, amelyek mentén MEMS eszközök tervezésére szolgáló CAD rendszerek koncepciója kialakult és neki köszönhetem azt, hogy az első nagyteljesítményű LED-ek termikus mérései kapcsán megszületett bennem az a gondolat, amely végül a TeraLED műszerhez vezetett. A TeraLED műszerhez vezető utat az is megalapozta, hogy fiatal koromban nagyon sok időt töltöttem a TUNGSRAM Optikai laboratóriumában, amelynek vezetője édesanyám, Poppe Kornélné Egyed Magda okl. fizikus volt, illetve az, hogy dolgozhattam az MTA Műszaki Fizikai Kutató Intézete dr. Schanda János vezette Optikai Főosztályán is. Segítségük elengedhetetlen volt a mai szilárdtest világítástechnikában való jártasságom megszerzésében.

A jelen disszertáció elkészítéséhez vezető úton fontos szerepet játszott az a számos hazai és nemzetközi kutatási projekt, amelyeknek kezdetben közreműködője, később témavezetője lehettem (INFOTERM, TERALED, KÖZLED projektek, illetve számos EU projekt: THERMINIC, PROFIT, TALENT, THERMINATOR, Fast2Light, NANOPACK, NANOTHERM, Delphi4LED). Köszönet illet számos külföldi kollegát, különösen Bernard Curtois professzort, Clemens Lasance-t és Bernie Siegal-t, akik sok tekintetben szintén mentoraim voltak. Köszönet illet minden fiatal kollegát a BME Elektronikus Eszközök Tanszékén, ill. a Mentor Graphics-nál, különösen Hajas Gábort, Hantos Gusztávot, Hegedüs Jánost, valamint Bein Mártont, Kohári Zsoltot, dr. Kollár Ernőt, Nagy Gergelyt, dr. Pohl Lászlót, dr. Szalai Albint, dr. Timár Andrást, Németh Márkot, Molnár Gábort, Temesvölgyi Tamást, Purák Tivadart, Németh Mártont és Jani Lázárt, akik mérésekkel, szimulációs algoritmusok és modellek, ill. mérési eljárások implementálásával segítették munkámat. Köszönöm a Mentor Graphics Mechanical Analysis Division MicReD részlegének a támogatását is, amely elengedhetetlen volt ahhoz, hogy számos tengerentúli konferenciára és az eredményeimet felhasználó vezető nemzetközi ipari cégekhez eljuthassak a világ minden tájára és aktívan részt vehessek a nemzetközi szabványosítási munkában, mind a JEDEC, mind a CIE műszaki bizottságaiban.

Végül szeretném külön megköszönni dr. Farkas Gábornak disszertációm alapos és kritikus átolvasását, és a szerkesztéssel kapcsolatos észrevételeit, tanácsait.

A tézisekhez szorosan kapcsolódó publikációk

Folyóirat cikkek

- [J1] V. Székely, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, A. Csendes, A. Páhi, "Electro-thermal simulation: a realization by simultaneous iteration", *MICROELECTRONICS JOURNAL* 28(3): 247-262. (1997), DOI: 10.1016/S0026-2692(96)00029-8
- [J2] V. Székely, <u>A. Poppe</u>, A. Páhi, A. Csendes, G. Hajas, M. Rencz, "Electro-thermal and logi-thermal simulation of VLSI designs", *IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS* 5(3): 258-269. (1997), DOI: 10.1109/92.609868
- [J3] V. Székely, A. Páhi, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, "Electro-Thermal Simulation with the SISSI Package", ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING 21(1): 21-31. (1999), DOI: 10.1023/A:1008371625945
- [J4] V. Székely, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, M. Rosental, T. Teszéri: "THERMAN: a Thermal Simulation Tool for IC Chips, Microstructures and PW Boards", *MICROELECTRONICS RELIABILITY* 40(3): 517-524 (2000) DOI:10.1016/S0026-2714(99)00249-8
- [J5] V. Székely, M. Rencz, <u>A. Poppe</u>, B. Courtois, "THERMODEL: A Tool for Thermal Model Generation, and Application for MEMS", ANALOG INTEGRATED CIRCUITS AND SIGNAL PROCESSING 29(1-2): 49-59. (2001), DOI: 10.1023/A:1011226213197
- [J6] <u>A. Poppe</u>, Y. Zhang, J. Wilson, G. Farkas, P. Szabó, J. Parry, M. Rencz, V. Szekely, "Thermal Measurement and Modeling of Multi-Die Packages", *IEEE TR. ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES* 32(2): 484-492 (2009), DOI: 10.1109/TCAPT. 2008.2004578
- [J7] <u>A. Poppe</u>, "Simulation of LED Based Luminaires by Using Multi-Domain Compact Models of LEDs and Compact Thermal Models of their Thermal Environment", *MICROELECTRONICS RELIABILITY* 72(5): 65-74 (2017), DOI: 10.1016/j.microrel.2017.03.039
- [J8] A. Timár, Gy. Bognár, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, "Electro-thermal Co-simulation of ICs with Runtime Backannotation Capability", *INTERNATIONAL JOURNAL OF MICRO-ELECTRONICS AND COMPUTER SCI-*ENCE 1(3): 287-292, (2010)

- [J9] G. Nagy, P. Horváth, L. Pohl, <u>A. Poppe</u>, "Advancing the thermal stability of 3D ICs using logi-thermal simulation", *MICROELECTRONICS JOURNAL* 46(12A): 1114-1120(2015), DOI: 10.1016/j.mejo.2015.06.025
- [J10] L. Jani, <u>A. Poppe</u>, "Multilevel logic and thermal co-simulation", MICROELECTRONICS RELIABILITY 67(12): 46-53. (2016), DOI: 10.1016/j.microrel.2016.08.019
- [J11] L. Jani, <u>A. Poppe</u>, "Framework for thermal-aware verification of digital and mixed signal systems", *MICROE-LECTRONICS RELIABILITY* (2017) DOI: 10.1016/j.microrel.2017.03.023
- [J12] G. Farkas, Q. van Voorst Vader, <u>A. Poppe</u>, Gy. Bognár, "Thermal Investigation of High Power Optical Devices by Transient Testing", *IEEE TR. ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLOGIES* 28(1): 45-50. (2005), DOI: 10.1109/TCAPT.2004.843197
- [J13] <u>A. Poppe</u>, "When Designing with Power LEDs, Consider Their Real Thermal Resistance", *LED PROFESSION-AL REVIEW* 2009(16): 40-43. (2009),

http://s3.mentor.com/public_documents/whitepaper/resources/mentorpaper_57015.pdf

- [J14] Temesvölgyi T., Farkas G., <u>Poppe A.</u>, "AC LED-ek termikus impedanciájának mérése", *ELEKTROTECHNIKA* 104(7-8):10-14. (2011), http://www.mee.hu/files/images/files2/u9/Elekktrotechnika-2011-07-08.pdf#page=12
- [J15] <u>A. Poppe</u>, "Standards zur thermischen Charakterisierung von LEDs", ELEKTRONIK JOURNAL 47(3): 42-45. (2012), http://www.all-electronics.de/standards-zur-thermischen-charakterisierung-von-leds/
- [J16] A. Poppe, "Testing of power LEDs: The latest thermal testing standards from JEDEC", *ELECTRONICS COOL-ING* 19(9): 20-28. (2013)
- [J17] <u>A. Poppe</u>, "Determine LED temperature effects for reliable SSL products", *LEDS MAGAZINE* 11(8):67-69. (2014), http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/LEDs_Magazine-Determine_LED_Temp_Effects_for_Reliable_SSL_Products-Poppe.pdf
- [J18] <u>A. Poppe</u>, "Thermal Transient Testing of LEDs for More Reliable SSL Products", *LED PROFESSIONAL RE-VIEW 2014*(46): 78-85. (2014),
- [J19] <u>A. Poppe</u>, "Multi-domain compact modeling of LEDs: an overview of models and experimental data", *MICRO-ELECTRONICS JOURNAL* 46(12 A): 1138-1151. (2015), DOI: 10.1016/j.mejo.2015.09.013
- [J20] Hegedüs J., <u>Poppe A.</u>, "Közvilágítási lámpatestek karakterizálása multi-domain LED modellekkel a LED karakterisztikáktól a lámpatest üzemi fényáramáig", *ELEKTROTECHNIKA* 110(3-4): 13-20. (2017), http://www.mee.hu/files/files/et-2017-03-04.pdf#page=13
- [J21] J. Hegedüs, G. Hantos, <u>A. Poppe</u>, "Light output stabilisation of LED based streetlighting luminaires by adaptive current control", *MICROELECTRONICS RELIABILITY* (2017) DOI: 10.1016/j.microrel.2017.06.060

Könyvrészletként megjelent közlemények

- [B1] G. Farkas, <u>A. Poppe</u>, "Thermal testing of LEDs", In: C. J M Lasance, <u>A. Poppe</u> (szerk.), *Thermal Management for LED Applications*, 551 p., New York: Springer, 2014. pp. 73-165. DOI: 10.1007/978-1-4614-5091-7_4
- [B2] <u>A. Poppe</u>, C. J M Lasance, "Standardization of LED thermal characterization", In: C. J M Lasance, <u>A. Poppe</u> (szerk.), *Thermal Management for LED Applications*, 551 p., New York: Springer, 2014. pp. 197-264. DOI: 10.1007/978-1-4614-5091-7_6
- [B3] Poppe A., "Teljesítmény LED-ek új termikus mérési szabványai", In: Barkóczi G., Bolvári G., Dr Szabó F. (szerk.), Világítástechnikai Évkönyv 2012-2013: A fény és élettani hatásai, 208 p. Budapest: MEE Világítástechnikai Társaság, 2012. pp. 96-102, <u>http://www.vilagitas.org/stuff/evkonyv/2012-2013/Led/Poppe%20Andras%20-%20Teljesitmeny%20LED-ek%20uj%20termikus%20meresi%20szabvanyai.pdf</u>
- [B4] Poppe A., Szalai A., Hegedűs J., "LED-ek multi-domain szimulációs modelljei és azok gyakorlati vonatkozásai", In: Németh Z., Nagy B. V. (szerk.), Világítástechnikai Évkönyv 2014-2015: Fények és tények, 208 p., Budapest: MEE Világítástechnikai Társaság, 2015. pp. 112-121,
- [B5] Poppe A., "Delphi4LED A mérésektől a LED-ek szabványos multi-domain kompakt modelljéig: szimulációs modellek fejlesztése a szilárdtest világítástechnikai ipar beszállítói láncának különböző szereplői számára", In: Némethné dr Vidovszky Ágnes, Vass László, Nagy János (szerk.), *Világítástechnikai Évkönyv 2016-2017: LED-jen FÉNY!*, 272 p., Budapest: MEE Világítástechnikai Társaság, 2017. pp. 94-101.,

Konferencia közlemények

- [C1] V. Székely, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, A. Páhi, Sz. Hajder, G. Hajas, "Structural and Algorithmic Questions of a Platform Independent Electro-Thermal Simulator", *In: Proc. of the 4th THERMINIC Workshop*, 27-29 September 1998, Cannes, France, pp. 121-126, <u>http://mycite.omikk.bme.hu/doc/14855.pdf</u>
- [C2] M. Rencz, V. Székely, A. Páhi, <u>A. Poppe</u>, "An alternative method for electro-thermal circuit simulation", *In: Proc. of the Southwest Symp. on Mixed-Signal Design (SSMSD'99)*. 11-13 April 1999, Tucson, USA, pp. 117-122, DOI: 10.1109/SSMSD.1999.768603
- [C3] V. Székely, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, "Algorithmic extension of thermal field solvers: time constant analysis", *In:* Proc. of the 16th IEEE SEMI-THERM'00 Symp., 21-23 March 2000, San Jose, USA, pp. 99-107, DOI: 10.1109/STHERM.2000.837068
- [C4] <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, V. Székely, G. Mezei, T. Prókai, "Development of a platform independent electro-thermal simulator", *In: Proc. of the 7th THERMINIC Workshop*, 24-27 September 2001, Paris, France, pp. 275-280, <u>http://mycite.omikk.bme.hu/doc/14877.pdf</u>

- [C5] M. Rencz, V. Székely, <u>A. Poppe</u>, K. Torki, B. Courtois, "Electro-thermal simulation for the prediction of chip operation within the package", *In: Proc. of the 19th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 11-13 March 2003, San Jose, USA, pp. 168-175, DOI: 10.1109/STHERM.2003. 1194357
- [C6] Gy. Horváth, <u>A. Poppe</u>, "The Sissy Electro-Thermal Simulation System Based on Modern Software Technologies", *In: Proc. of the 11th THERMINIC Workshop*, 27-30 September 2005, Belgirate, Italy, pp. 51-54., <u>https://hal.inria.fr/file/index/docid/189452/filename/therm05051.pdf</u>
- [C7] A. Poppe, G. Farkas, V. Székely, Gy. Horváth, M. Rencz, "Multi-domain simulation and measurement of power LED-s and power LED assemblies", *In: Proc. of the 22nd IEEE SEMI-THERM Symp.*, 14-16 March 2006, Dallas, USA, pp. 191-198, DOI: 10.1109/STHERM.2006.1625227
- [C8] <u>A. Poppe</u>, Gy. Horváth, G. Nagy, M. Rencz, V. Székely, "Electro-thermal and logi-thermal simulators aimed at the temperature-aware design of complex integrated circuits", *In: Proc. of the 24th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 16-20 March 2008, San Jose, USA, pp. 68-76, DOI: 10.1109/STHERM.2008.4509369
- [C9] <u>A. Poppe</u>, J. Hegedűs, A. Szalai, R. Bornoff, J. Dyson, "Creating multi-port thermal network models of LED luminaires for application in system level multi-domain simulation using SPICE-like solvers", *In: Proc. of the* 32nd IEEE SEMI-THERM Symp., 14-17 March 2016, San Jose, USA, pp. 44-49, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2016.7458444
- [C10] G. Hajas, A. Páhi, Sz. Hajder, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, V. Székely, "Thermal investigation of large digital integrated circuits", *In: Proc. of the 5th MIXDES Conference*, 18-20 June 1998, Lodz, Poland, pp. 223-227, <u>http://mycite.omikk.bme.hu/doc/14857.pdf</u>
- [C11] G. Nagy, Gy. Horváth, <u>A. Poppe</u>, "Consideration of Thermal Effects in Logic Simulation", *In: Proc. of the 14th THERMINIC Workshop*, 24-26 September 2008, Rome, Italy, pp. 229-234, DOI: 10.1109/THERMINIC.2008. 4669914
- [C12] A.Timár, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, "A Novel Approach of Logi-thermal Simulation Methodology and Implementation for ASIC Designs", *In: Proc. of the 17th MIXDES Conference*, 24-26 June 2010, Wroclaw, Poland, pp. 351-356, <u>http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5551636</u>
- [C13] G. Nagy, <u>A. Poppe</u>, "A Novel Simulation Environment Enabling Multilevel Power Estimation of Digital Systems", *In: Proc. of the 17th THERMINIC Workshop*, 27-29 September, 2011, Paris, France, pp. 149-152, <u>http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6081015</u>
- [C14] G. Nagy, A. Timár, A. Szalai, M. Rencz, <u>A. Poppe</u>, "New simulation approaches supporting temperature-aware design of digital ICs", *In: Proc. of the 28th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 18-22 March 2012, San Jose, USA, pp. 313-318. DOI: 10.1109/STHERM.2012.6188866
- [C15] G. Nagy, <u>A. Poppe</u>, "Simulation Framework for Multilevel Power Estimation and Timing Analysis of Digital Systems Allowing the Consideration of Thermal Effects", *In: Proc. of the 13th IEEE Latin-American Test Workshop (LATW'12)*, 10-13 April 2012, Quito, Ecuador, pp. 1-5, DOI: 10.1109/LATW.2012.6261250
- [C16] G. Nagy, L. Pohl, A. Timár, <u>A. Poppe</u>, "Yield enhancement by logi-thermal simulation based testing", *In: Proc. of the 18th THERMINIC Workshop*, 25-27 September 2012, Budapest, Hungary, pp. 196-199, http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6400594
- [C17] L. Jani, <u>A. Poppe</u>, "Extension of SystemC with Logi-Thermal Simulation Capabilities", *In: Proc. of the 21st THERMINIC Workshop*, 30 September 2 October 2015, Paris, France, Paper 5_11_id132, DOI: THER-MINIC.2015.7389604
- [C18] L. Jani, <u>A. Poppe</u>, "Improved Method for Logi-Thermal Simulation with Temperature Dependent Signal Delay", *In: Proc. of the 22nd THERMINIC Workshop*, 21-23 September, Budapest, Hungary, pp. 302-306, DOI: 10.1109/THERMINIC.2016.7749071
- [C19] L. Jani, <u>A. Poppe</u>, "Extending a Multi-Level Logi-Thermal Simulation Framework to a Mixed Signal Thermal Aware Simulation Environment Using SystemC-AMS", *In: Proc. of the 16th ITHERM Conf.*, 30 May – 2 June 2017, Orlando, USA, pp. 307-314, DOI: 10.1109/ITHERM.2017.7992486
- [C20] G. Farkas, Q. van Vorst Vader, <u>A. Poppe</u>, Gy. Bognár, "Thermal Investigation of High Power Optical Devices by Transient Testing", In: *Proc. of the 9th THERMINIC Workshop*, 24-26 September 2003, Aix-en-Provence, France, pp. 213-218, <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/THWS2003-LED.pdf</u>
- [C21] G. Farkas, <u>A. Poppe</u>, J. Schanda, K. Muray, "Complex characterization of power LEDs: simultaneous measurement of photometric/radiometric and thermal properties", *In: Proc. of the CIE Symp.on LED Light Sources, CIE x026:2004*, 7-8 June 2004, Tokyo, Japan, pp. 92-95, <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/CIE2004-TERALED-final.pdf</u>
- [C22] G. Farkas, S. Haque, F. Wall, P S Martin, <u>A. Poppe</u>, Quint van Voorst Vader, György Bognár, "Electric and Thermal Transient Effects in High Power Optical Devices", *In: Proc. of the 20th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 9-11 March 2004, San Jose, USA, pp. 168-176, DOI: 10.1109/STHERM.2004.1291320
- [C23] <u>A. Poppe</u>, G. Farkas, Gy. Horváth, "Electrical, thermal and optical characterization of power LED assemblies", *In: Proc. of the 12th THERMINIC Workshop*, 27-29 September 2006, Nice, France, pp. 197-202
- [C24] <u>A. Poppe</u>, C. J. M. Lasance, "On the standardisation of thermal characterisation of LEDs Part II: Problem definition and potential solutions", In: *Proc. of the 14th THERMINIC Workshop*, 24-26 September 2008, Rome, Italy, pp. 213-219, DOI: 10.1109/THERMINIC.2008.4669911
- [C25] C. J. M. Lasance, <u>A. Poppe</u>, "Challenges in LED thermal characterisation", In: *Proc. of the 10th EuroSimE Conf.*, 27-29 April 2009, Delft, The Netherlands, Paper Lasance et al. 11 p., DOI: 10.1109/ESIME.2009.4938508

- [C26] <u>A. Poppe</u>, C. J. M. Lasance, "On the Standardization of Thermal Characterization of LEDs", In: *Proc. of the 25th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 15-19 March 2009, San Jose, USA, pp. 151-158, DOI: 10.1109/STHERM.2009.4810757
- [C27] A. Poppe, G. Farkas, G. Molnár, B. Katona, T. Temesvölgyi, J-W. He, "Emerging standard for thermal testing of power LEDs and its possible implementation", In: Proc. of SPIE 7784: Tenth International Conference on Solid State Lighting, 1-6 August 2010, San Diego, USA, Paper 778414, DOI: 10.1117/12.864054
- [C28] <u>A. Poppe</u>, C. J. M. Lasance, "Hot Topic for LEDs: Standardization Issues of Thermal Characterization", In: SELECTED PAPERS of the CIE Light and Lighting Conference with Special Emphasis on LEDs and Solid State Lighting, CIE x034:2010, 27-29 May 2009, Budapest, Hungary, pp. 119-125.
- [C29] A. Poppe, G. Molnár, T. Temesvölgyi, "Temperature dependent thermal resistance in power LED assemblies and a way to cope with it", In: Proc. of the 26th IEEE SEMI-THERM Symp., 21-25 February 2010, Santa Clara, USA, pp. 283-288, DOI: 10.1109/STHERM.2010.5444276
- [C30] <u>A. Poppe</u>, G. Farkas, T. Temesvölgyi, B. Katona, G. Molnár, "Thermal Impedance of AC LED-s", In: *Proc. of the 16th THERMINIC Workshop*, 6-8 October 2010, Barcelona, Spain, pp. 127-132, http://ieeexplore.ieee.org/document/5636326/?arnumber=5636326
- [C31] A. Poppe, G. Molnár, G. Farkas, T. Temesvölgyi, G. Marosy, Z. Kovács, "Measuring AC Thermal Impedance of LEDs and Assessment of LM80 Test Results", In: *LED Lighting Technologies - Winning Approaches: LED Professional Symp. (LpS 2011)*, 27-29 September 2011, Bregenz, Austria, pp. 96-107.
- [C32] <u>A. Poppe</u>, G. Farkas, T. Temesvölgyi, B. Katona, G. Molnár, Cs. Barna, "Thermal Testing of Retrofit AC LEDs", *In: CIE 27th Session-Proceedings, CIE 197:2011: (Volume1, Part 1-2)*, 10-15 July 2011, Sun City, South Africa, pp. 962-972.
- [C33] <u>A. Poppe</u>, B. Siegal, G. Farkas, "Issues of Thermal Testing of AC LEDs", In: Proc. of the 27th IEEE SEMI-THERM Symp., 20-24 March 2011, San Jose, USA, pp. 297-304, DOI: 10.1109/STHERM.2011.5767214
- [C34] A. Vass-Várnai, J. Parry, G. Tóth, S. Ress, G. Farkas, <u>A. Poppe</u>, M. Rencz, "Comparison of JEDEC Dynamic and Static Test Methods for Thermal Characterization of Power LEDs", *In: Proc. of 14th EPTC Conf.*, 5-7 December 2012, Singapore, pp. 594-597, DOI: 10.1109/EPTC.2012.6507151
- [C35] A. Poppe, "A step forward in multi-domain modeling of power LEDs", In: Proc. of the 28th IEEE SEMI-THERM Symp., 18-22 March 2012, San Jose, USA, pp. 325-330, DOI: 10.1109/STHERM.2012.6188868
- [C36] <u>A. Poppe</u>, T. Temesvölgyi, "A General Multi-domain LED Model and its Validation by Means of AC Thermal Impedance", *In: Proc. of the 29th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 17-21 March 2013, San Jose, USA, pp. 137-142, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2013.6526818
- [C37] <u>A. Poppe</u>, A. Szalai, "Practical aspects of implementation of a multi-domain LED model", *In: Proc. of the 30th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 9-13 March 2014, San Jose, USA, pp. 153-158, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2014.6892232
- [C38] <u>A. Poppe</u>, "Multi-domain characterization of semiconductor devices", *In: Proc. of the the 14th BEC Conf.*, 6-8 October 2014, Tallin, Estonia, pp. 17-20, DOI: 10.1109/BEC.2014.7320545
- [C39] <u>A. Poppe</u>, J. Hegedüs, A. Szalai, "Multi-domain modeling of power LEDs based on measured isothermal I-V-L characteristics", *In: Proc. of the 2016 CIE Lighting Quality & Energy Efficiency Conference*, 3-5 March 2016, Melbourne, Australia, CIE x042:2016, pp. 318-327, <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/PP23cie2016-Poppe-et_al_v7.pdf</u>
- [C40] <u>A. Poppe</u>, "From Measurements to Standardized Multi-Domain Compact Models of LEDs: Towards predictive and efficient modeling and simulation of LEDs at all integration levels along the SSL supply chain", *In: Proc. of the 15th International Symp. on the Science and Technology of Lighting (LS15)*, 22-27 May 2016, Kyoto, Japan, pp 387-392. (invited paper), <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/LS15_Poppe_corr.pdf</u>
- [C41] J. Hegedüs, G. Hantos, <u>A. Poppe</u>, "Embedded Multi-domain LED Model for Adaptive Dimming of Streetlighting Luminaires", In: *Proc. of the 22nd THERMINIC Workshop*, 21-23 September 2016, Budapest, Hungary, pp. 208-212, DOI: 10.1109/THERMINIC.2016.7749053
- [C42] J. Hegedüs, <u>A. Poppe</u>, "Simulation of luminaires based on chip level multi-domain modeling of power LEDs", In: *Proc. of the VI. IEEE Lighting Conference of the Visegrad Countries LUMEN V4*, 13-16 September 2016, Karpacz, Poland, pp. 59-64, DOI: 10.1109/LUMENV.2016.7745517
- [C43] A. Szalai, T. Szabó, P. Horváth, A. Tímár, <u>A. Poppe</u>, "SmartSSL: application of IoT/CPS design platforms in LED-based street-lighting luminaires", *In: Proc. of the VI. IEEE Lighting Conference of the Visegrad Countries LUMEN V4*, 13-16 September 2016, Karpacz, Poland, pp. 65-70, DOI: 10.1109/LUMENV.2016.7745518
- [C44] J. Hegedüs, P.Horváth, G. Hantos, T. Szabó, A. Szalai, <u>A. Poppe</u>, "A New Dimming Control Scheme of LED Based Streetlighting Luminaires Using an Embedded LED Model Implemented on an IoT Platform to Achieve Constant Luminous Flux at Different Ambient Temperatures", *In: Proc. of Lux Europa 2017 Conference*, 18-20 September 2017, Ljubljana, Slovenia, pp. 87-92, <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/LuxEoropa2017-ID83_Poppe-final_v1.pdf</u>

Hivatkozások

- [1] Tarnay K., Székely V., "A TRANZ-TRAN nemlineáris áramköranalízis program", *In: 3. Országos Elektronikus Műszer- és Méréstechnikai Konferencia*, 1972.03.13-16, Budapest, Magyarország, pp. 11-18.
- [2] V. Székely, K. Tarnay, "Accurate Algorithm for Temperature Calculation of Devices in Nonlinear-Circuit-Analysis Programs", *ELECTRONICS LETTERS* 8:(19) pp. 470-472. (1972), DOI: 10.1049/el:19720338
- [3] V. Székely, "Accurate Calculation of Device Heat Dynamics: a Special Feature of the TRANZ-TRAN Circuit-Analysis Program", *ELECTRONICS LETTERS* 9:(6) pp. 132-134. (1973), DOI: 10.1049/el:19730098
- [4] V. Székely, K. Tarnay, "Thermal Coupling Phenomena in ICs: Models for Analysis and Synthesis for Circuits Based on Thermal Coupling", In: 2nd European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC'76), 21-24 September 1976, Toulouse, France, pp. 54-55. (1976) http://ieeexplore.ieee.org/document/5469097/
- [5] Székely V., Fábry G., Fiser J., Laczik Zs., Poppe A., "Nemlineáris áramkörszimuláció személyi számítógépen", HIRADÁSTECHNIKA 38(3): 101-107 (1987)
- <u>http://hiradastechnika.hu/data/upload/file/1987/03/1987_03_03.PDF</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02)
 [6] A. Poppe, "The functional modeling feature of the TRANS-TRAN nonlinear circuit analysis program", *JOUR*-
- NAL OF SEMI-CUSTOM INTEGRATED CIRCUITS 7(2): 38-46. (1989)
 [7] V. Székely, A. Poppe: "Novel Tools for Thermal and Electrical Analysis of Circuits", *ELECTROSOFT* 1(4): 234-252. (1990)
- [8] Székely V., Poppe A., "Áramkörszimuláció a PC-n", Computer Books, Budapest, ISBN:963-618-080-6 (1996)
- [9] A. Csendes, V. Székely, M. Rencz, "An efficient thermal simulation tool for ICs, microsystem elements and MCMs: the µS-THERMANAL", *MICROELECTRONICS JOURNAL* 29 (4-5): 241-255 (1998), DOI: 10.1016/S0026-2692(97)00064-5
- [10] Mentor Graphics MicReD T3Ster/TeraLED műszaki katalógus <u>http://s3.mentor.com/public_documents/datasheet/products/mechanical/products/t3ster-technical-info.pdf</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.16)
- [11] D. Schweitzer, "Thermal Transient Characterization of Semiconductor Devices With Multiple Heat Sources Fundamentals for a New Thermal Standard", In: *Proc. of the 19th THERMINIC Workshop*, 25-27 September 2013, Berlin, Germany, pp. 128-134, DOI: 10.1109/THERMINIC.2013.6675248
- [12] G. E. Moore, "Cramming More Components onto Integrated Circuits", Electronics, pp. 114–117, April 19, 1965, reprinted in *PROCEEDINGS OF THE IEEE* 86(1): 82-85 (1998), DOI: 10.1109/JPROC.1998.658762
- [13] https://en.wikipedia.org/wiki/Moore%27s_law (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02)
- [14] M. Bohr, "The New Era of Scaling in an SoC World", *In: Digest of Technical Papers of ISSCC 2009*, 8-12 February 2009, San Francisco, USA, pp. 23-28, DOI: 10.1109/ISSCC.2009.4977293/mm1
- [15] Haitz törvénye, Wikipedia, http://en.wikipedia.org/wiki/Haitz's Law (legutóbbi hozzáférés: 2017.03.05)
- [16] R. Haitz, J. Y. Tsao, "Solid-state lighting: 'The case' 10 years after and future prospects", *Phys. stat. sol. (a)* 208(1): 17-29 (2009), DOI: 10.1002/pssa.201026349
- [17] A. Bar-Cohen, "Embedded Cooling: A New Thermal Packaging Paradigm, A 14. EPTC konferencia keynote előadása 8., 15. és 18. diái alapján (*The 14th IEEE EPTC Conference*, 5-7 December 2012, Singapore)
- [18] J. E. Solomon, "The monolithic op amp: A tutorial study", IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS 9(6): 314-332 (1974), DOI: 10.1109/JSSC.1974.1050524
- [19] <u>https://en.wikipedia.org/wiki/SPICE</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02)
- [20] L. W. Nagel, D. O. Pederson, "SPICE: Simulation program with integrated circuit emphasis", Electronics Research Laboratory, College of Engineering, University of California, 1973.
- [21] L. W. Nagel, "SPICE2: A computer program to simulate semiconductor circuits", Technical Report ERL-M520, Electronic Research Laboratory, U.C. Berkeley, Berkeley, CA 94720, May 1975.
- [22] A.Vladimirescu, "SPICE The Third Decade", In: *Proc. of the 1990 Bipolar Circuits and Technology Meeting*, 17-18 September 1990, Minneapolis, USA, pp. 96-101, DOI: 10.1109/BIPOL.1990.171136
- [23] A. Vladimirescu, "The SPICE Book", John Wiley & Sons, New York, NY, USA, 1994 (ISBN:0471609269)
- [24] T. Grasser, S. Selberherr, "Mixed-Mode Device Simulation", In: Proc. of the 22nd International Conference on Microelectronics (MIEL 2000), Vol. 1, 14-17 May 2000, Nis, Serbia, pp. 35-42, DOI: 10.1109/ICMEL.2000.840528
- [25] T. Grasser, S. Selberherr, "Electro-Thermal Effects in Mixed-Mode Device Simulation", In: Proc. of the International Semiconductor Conference CAS 2000, Vol. 1, 10-14 October 2000, Sinaia, Romania, pp. 43-52, DOI: 10.1109/SMICND.2000.890187
- [26] T. Grasser, S. Selberherr, "Fully Coupled Electrothermal Mixed-Mode Device Simulation of SiGe HBT Circuits", IEEE TR. ON ELECTRON DEVICES 48(7): 1421-1427 (2001), DOI: 10.1109/16.930661
- [27] Székely V., "Integrált áramkörök elektro-termikus jelenségeinek modellezése", Kandidátusi értekezés, MTA-TMB, Budapest, 1977.
- [28] K. Fukahori, "Computer simulation of monolithic circuit performance in the presence of electro-thermal interactions" Ph.D. dissertation, University of California, Berkeley, 1977.
- [29] <u>http://therminic.eu/therminic/</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02

- [30] K. Németh, "On the Analysis of Nonlinear Resistive Networks Considering the Effect of Temperature", *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS* 11(4): 550-552 (1976), DOI: 10.1109/JSSC.1976.1050774
- [31] W. Van Petegem, B. Geeraerts, W. Sansen, B. Graindourze, "Electrothermal Simulation and Design of Integrated Circuits", *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS* 29(2): 143-146 (1994), DOI: 10.1109/4.272120
- [32] S. Wunsche, Ch. Clauβ, P. Schwarz, "Electro-Thermal Circuit Simulation Using Simulator Coupling", *IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS* 5(3): 277-282 (1997), DOI: 10.1109/92.609870
- [33] L. Hebrard, G. Jacquemod, B. Boutherin, M. Le Helley, "Simulation of electrothermal interaction in power integrated systems", In: *Proc. of the 8th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 3-5 February 1992, Austin, USA, pp. 76-82. DOI: 10.1109/STHERM.1992.172854
- [34] L. Hebrard, G. Jacquemod, B. Boutherin, M. Le Helley, "Design Automation of Power Integrated Circuits in EDGE environment", In: *Proc. of the 3rd European Conference on Design Automation*, 16-19 March 1992, Brussels, Belgium, pp. 252-256, DOI: 10.1109/EDAC.1992.205933
- [35] W.K. Chu, W. H. Kao, "A three dimensional transient electrothermal simulation system for IC's", In: *Proc. of the 1st THERMINIC Workshop*, 25-26 September, Grenoble, France, pp. 201-207.
- [36] Y.-K. Cheng, E. Rosenbaum, S.-M. Kang, "ETS-A: A New Electrothermal Simulator for CMOS VLSI Circuits", In: *Proc. of the 1996 European Design and Test Conference ED&TC'96*, 11-14 March, Paris, France, pp. 566-570, DOI: 10.1109/EDTC.1996.494357
- [37] M.-N. Sabry, A. Bontemps, V. Aubert, R. Vahrmann, "Realistic and Efficient Simulation of Electro-Thermal Effects in VLSI Circuits", *IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS* 5(3): 283-288 (1997), DOI: 10.1109/92.609871
- [38] K. Fukahori, P. R. Gray, "Computer Simulation of Integrated Circuits in the Presence of Electrothermal Interaction", *IEEE J. OF SOLID-STATE CIRCUITS* 11(6): 834-846 (1976), DOI: 10.1109/JSSC.1976.1050825
- [39] S.-S. Lee, D. J. Allstot, "Electrothermal Simulation of Integrated Circuits", *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS* 28(12): 1283-1293 (1993), DOI: 10.1109/4.262001
- [40] G. Digele, S. Lindenkreuz, E. Kasper, "Fully coupled dynamic electro-thermal simulation", IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS 5(3): 250-257 (1997), DOI: 10.1109/92.609867
- [41] T. Veijola, L. Costa, M.Valtonen. "An implementation of electro-thermal component models in a general purpose circuit simulation program", In: *Proc. of the 3rd THERMINIC Workshop*, 21-23 September 1997, Cannes, France, pp. 96-100
- [42] Philippe Raynaud, "Single Kernel Electro-Thermal IC Simulator", In: *Proc. of the 19th THERMINIC Workshop*, 25-27 September 2013, Berlin, Germany, pp. 356-358, DOI: 10.1109/THERMINIC.2013.6675231
- [43] A. Szalai, Z. Czirkos, V. Szekely, "A quasi-SPICE electro-thermal simulator", In: Proc. of the 18th THERMINIC Workshop, 25-27 September 2012, Budapest, Hungary, pp. 190-195, <u>http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6400595</u>
- [44] JEDEC Standard JESD51-13 "Glossary of Thermal Measurement Terms and Definitions" (June 2009) http://www.jedec.org/sites/default/files/docs/JESD51-13.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2015.01.29)
- [45] Ching-Han Tsai, Sung-Mo Kang, "Cell-Level Placement for Improving Substrate Thermal Distribution", IEEE TR. ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS 19(2): 253-266 (2000), DOI: 10.1109/43.828554
- [46] C. J. M. Lasance, "On the standardisation of thermal characterisation of LEDs Part I: Comparison with IC packages and proposal for action", In: *Proc. of the 14th THERMINIC Workshop*, 24-26 September 2008, Rome, Italy, pp. 208-212, DOI: 10.1109/THERMINIC.2008.4669910
- [47] H. Rosten, C. J. M. Lasance, "DELPHI: the Development of Libraries of Physical Models of Electronic Components for an Integrated Design Environment", In: *Model Generation in Electronic Design* (Eds. J-M. Berge, O. Levia and J. Rouillard), Kluwer Academic Press, pp. 63-90 (1995), DOI: 10.1007/978-1-4615-2335-2_5
- [48] M. Rencz, V. Székely, "Studies on the nonlinearity effects in dynamic compact model generation of packages", IEEE TR. ON COMP. AND PACKAGING TECHN. 27(1): 124-130. (2004) DOI: 10.1109/TCAPT.2004.825750
- [49] M. Rencz, V. Székely, "Non-linearity Issues in the Dynamic Compact Model Generation", In: Proc. of the 19th IEEE SEMI-THERM Symp., 11-13 March 2003, San Jose, USA, pp. 263-270. DOI: 10.1109/STHERM.2003.1194372
- [50] F. Ender, G. Hantos, D. Schweitzer, P. G. Szabó, "Thermal characterization of multichip structures", In: Proc. of the 19th THERMINIC Workshop, 25-27 September 2013, Berlin, Germany, pp. 319-322, DOI: 10.1109/THERMINIC.2013.6675241
- [51] O. Steffens, P. Szabó, M. Lenz, G. Farkas, "Thermal Transient Characterization Methodology for Single-Chip and Stacked Structures", In: *Proc. of the 21st IEEE SEMI-THERM Symp.*, 15-15 March 2005, San Jose, USA, pp. 313-321, DOI: 10.1109/STHERM.2005.1412198
- [52] T. Treurniet, V. Lammens, "Thermal Management in Color Variable Multi-Chip LED Modules", In: Proc. of the 22nd IEEE SEMI-THERM Symp., 14-16 March 2006, Dallas, USA, pp. 173-177, DOI: 10.1109/STHERM.2006.1625224
- [53] L. Kim, W. J. Hwang, M.W. Shin, "Thermal resistance analysis of high power LEDs with multi-chip package", In: Proc. of the 56th Electronic Components and Technology Conference, 30 May - 2 June 2006, San Diego, USA, pp. 1077-1081, DOI: 10.1109/ECTC.2006.1645787

- [54] V. Székely, "THERMODEL: a tool for compact dynamic thermal model generation", *MICROELECTRONICS* JOURNAL 29(4-5): 257-267 (1998) DOI: 10.1016/S0026-2692(97)00065-7
- [55] P. Szabó, O. Steffens, M. Lenz, G. Farkas, "Transient junction-to-case thermal resistance measurement methodology of high accuracy and high repeatability", *IEEE TR. ON COMP. AND PACKAGING TECHN.S* 28(4): 630-636 (2005), DOI: 10.1109/TCAPT.2005.859768
- [56] V. Székely, T. van Bien, "Fine structure of heat flow path in semiconductor devices: a measurement and identification method", SOLID-STATE ELECTRONICS 31(9): 1363-1368 (1988) DOI: 10.1016/0038-1101(88)90099-8
- [57] V. Székely, "On the representation of infinite-length distributed RC one-ports", *IEEE TR. ON CIRCUITS AND SYSTEMS II ANALOG AND DIGITAL SIGNAL PROCESSING* 38(7): 711-719 (1991) DOI: 10.1109/31.135743
- [58] V. Székely, "Identification of RC Networks by Deconvolution: Chances and Limits", IEEE TR. ON CIRCUITS AND SYSTEMS I - FUNDAMENTAL THEORY AND APPLICATIONS 45(3): 244-258 (1998) DOI: 10.1109/81.662698
- [59] V. Székely, S. Török, "Verification of an electro-thermal simulation algorithm", In: *Proc. of the 9th THERMINIC Workshop*, 24-26 September 2003, Aix-en-Provence, France, pp. 233-238
- [60] J. A. Barby, R. Guindi, "CircuitSim93: A circuit simulator benchmarking methodology case study", In: Proc. of the 6th Annual IEEE International ASIC Conference and Exhibit, 27 September - 1 October 1993, Rochester, USA, pp. 531-535, DOI: 10.1109/ASIC.1993.410775
- [61] R. Kondagunturi, E. Bradley, K. Maggard, Ch. Stroud, "Benchmark circuits for analog and mixed-signal testing", In: *Proc. of Southeastcon'99*, 25-28 March 1999, Lexington, USA, pp. 217-220, DOI: 10.1109/SECON.1999.766127
- [62] G. Rappitsch, E. Seebacher, M. Kocher, E. Stadlober, "SPICE Modeling of Process Variation Using Location Depth Corner Models", *IEEE TR. ON SEMICONDUCTOR MANUFACTURING* 17(2): 201-213 (2004), DOI: 10.1109/TSM.2004.826940
- [63] M. R. Stan, K. Skadron, M. Barcella, W. Huang, K. Sankaranarayanan, S. Velusamy, "HotSpot: a dynamic compact thermal model at the processor-architecture level", *MICROELECTRONICS JOURNAL* 34(12): 1153-1165 (2003), DOI: 10.1016/S0026-2692(03)00206-4
- [64] W. Huang, S. Ghosh, S. Velusamy, K. Sankaranarayanan, K. Skadron, M. R. Stan, "HotSpot: a compact thermal modeling methodology for early-stage VLSI design", *IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION* (VLSI) SYSTEMS 14(5): 501-513 (2006), DOI: 10.1109/TVLSI.2006.876103
- [65] A. Ziabari, E. K. Ardestani, J. Renau, A. Shakouri, "Fast thermal simulators for architecture level integrated circuit design", In: *Proc. of the 27th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 20-24 March 2011, San Jose, USA, pp. 70-75, DOI: 10.1109/STHERM.2011.5767180
- [66] A. Ziabari, J.-H. Park, E. K. Ardestani, J. Renau, S.-M. Kang, A. Shakouri, "Power Blurring: Fast Static and Transient Thermal Analysis Method for Packaged Integrated Circuits and Power Devices", *IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS* 22(11): 2366-2379 (2014), DOI: 10.1109/TVLSI.2013.2293422
- [67] P. D. Franzon, W. R. Davis, M. B. Steer, S. Lipa, E. C. Oh, T. Thorolfsson, S. Melamed, S. Luniya, T. Doxsee, Stephen Berkeley, Ben Shani, Kurt Obermiller, "Design and CAD for 3D integrated circuits", *In: Proc. of the* 45th annual Design Automation Conference (DAC'08), 8-13 June 2008, Anaheim, CA, USA, pp. 668-673, DOI: 10.1145/1391469.1391642
- [68] P. Wilkerson, A. Raman, M. Turowski, "Fast, Automated Thermal Simulation of Three-Dimensional Integrated Circuits", In: Proc. of the Ninth Intersociety Conference on Thermal and Thermomechanical Phenomena in Electronic Systems (ITHERM'04), 1-4 June 2004, LasVegas, USA, pp. 706-713, DOI: 10.1109/ITHERM.2004.1319245
- [69] S. Das, A. Chandrakasan, R. Reif, "Timing, Energy, and Thermal Performance of Three Dimensional Integrated Circuits", *In Proceedings of Proc. of the 14th ACM Great Lakes Symp. on VLSI (GLSVLSI'04)*, April 26–28, 2004, Boston, Massachusetts, USA, pp.338-343, DOI: 10.1145/988952.989034
- [70] A.Jain, R. E. Jones, R. Chatterjee, S. Pozder, "Analytical and Numerical Modeling of the Thermal Performance of Three-Dimensional Integrated Circuits", *IEEE TR. ON COMPONENTS AND PACKAGING TECHNOLO-GIES*, VOL. 33(1): 56-63 (2010), DOI: 10.1109/TCAPT.2009.2020916
- [71] A. Sridhar, A. Vincenzi, D. Atienza, T. Brunschwiler, "3D-ICE: A Compact Thermal Model for Early-Stage Design of Liquid-Cooled ICs", *IEEE TR. ON COMPUTERS* 63(10): 2576–2589 (2014), DOI: 10.1109/TC.2013.127
- [72] A. Sridhar, A. Vincenzi, M. Ruggiero, T. Brunschwiler, D. Atienza "3D-ICE: Fast compact transient thermal modeling for 3D ICs with inter-tier liquid cooling", In: *Proc. of the IEEE/ACM International Conference on Computer-Aided Design (ICCAD'10)*, 7-11 November 2010, San Jose, USA, pp. 463–470., DOI: 10.1109/ICCAD.2010.5653749
- [73] S. S. Kumar, A. Zjajo, R. van Leuken, "Ctherm: An Integrated Framework for Thermal-Functional Cosimulation of Systems-on-Chip", *In: Proc. of the 23rd Euromicro International Conference on Parallel, Distributed, and Network-Based Processing*, 4-6 March 2015, Turku, Finland, pp. 674-681, DOI: 10.1109/PDP.2015.56
- [74] A. Csendes, V. Székely, M. Rencz, "Thermal mapping with liquid crystal method", *MICROELECTRONIC EN-GINEERING* 31(1-4): 281-290 (1996) DOI: 10.1016/0167-9317(95)00350-9
- [75] P. R. Gray, D. J. Hamilton, J. D. Lieux, "Analysis and design of temperature stabilized substrate integrated circuits", *IEEE JOURNAL OF SOLID-STATECIRCUITS* 9(2):61-69 (1974) DOI: 10.1109/JSSC.1974.1050463
- [76] V. Székely, Cs. Márta, Zs. Kohári, M. Rencz, "CMOS sensors for on-line thermal monitoring of VLSI circuits", IEEE TR. ON VERY LARGE SCALE INTEGRATION (VLSI) SYSTEMS 5(3): 270-276 (1997) DOI: 10.1109/92.609869
- [77] V. Székely, M. Rencz, S. Török, Cs. Márta, L. Lipták-Fegó, "CMOS Temperature Sensors and Built-in Test Circuitry for Thermal Testing of ICs", SENSORS AND ACTUATORS A-PHYSICAL 71(1-2): 10-18 (1998) DOI: 10.1016/S0924-4247(98)00165-4
- [78] V. Székely, M. Rencz, "A New Monolithic Temperature Sensor: The Thermal Feedback Oscillator", In: Proc. of the 8th International Conference on Solid-State Sensors and Actuators, Transducers'95 and Eurosensors IX, Volume 2, 25-29 June 1995, Stockholm, Sweden, pp. 124-127, DOI: 10.1109/SENSOR.1995.721760
- [79] V. Székely, Zs.t Kohári, Cs. Márta, M. Rencz, B. Courtois, "Test Structure for Thermal Monitoring", In: Proc. of the 1996 IEEE International Conference on Microelectronic Test Structures (ICMTS'96), 25-28 March 1996, Trento, Italy, pp. 111-115, DOI: 10.1109/ICMTS.1996.535630
- [80] J. L. Prince, B. L. Draper, E. A. Rapp, J. N. Kronberg, L. T. Fitch, "Performance of Digital Integrated Circuit Technologies at Very High Temperatures", *IEEE TR. ON COMPONENTS, HYBRIDS, AND MANUFACTUR-ING TECHNOLOGY* 3(4): 571-579 (1980), DOI: 10.1109/TCHMT.1980.1135643
- [81] F. Shoucair, W. Hwang, P. Jain, "Electrical Characteristics of Large-Scale Integration Silicon MOSFET's at Very High Temperatures, Part III: Modeling and Circuit Behavior", *IEEE TR. ON COMPONENTS, HYBRIDS,* AND MANUFACTURING TECHNOLOGY 7(1): 146-153 (1984), DOI: 10.1109/TCHMT.1984.1136325
- [82] Zs. Kohári, V. Székely, M. Rencz, A. Páhi, V. Dudek, B.Höfflinger, "Studies on the heat removal features of stacked SOI structures with a dedicated field solver program (SUNRED)", *MICROELECTRONICS RELIABIL-ITY* 38(12): 1881–1891 (1998), DOI: 10.1109/ESSDERC.1997.194474
- [83] L. Pohl, V. Székely, "A more flexible realization of the SUNRED algorithm", In: *Proc. of the 12th THERMINIC Workshop*, 27-29 September 2006, Nice, France, pp. 96-100.
- [84] Pohl L., "Speciális félvezetőeszközök szimulációja szukcesszív hálózatredukciós módszerrel", PhD értekezés, BME Elektronikus Eszközök Tanszéke, Budapest, 2012, <u>https://repozitorium.omikk.bme.hu/bitstream/handle/10890/1210/ertekezes.pdf</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02.)
- [85] A. Timár, M. Rencz, "Studying the Influence of Chip Temperatures on Timing Integrity Using Improved Power Modeling", JOURNAL OF LOW POWER ELECTRONICS 7(10): 531-540 (2011), DOI: 10.1166/jolpe.2011.1153
- [86] A. Timár, M. Rencz, "Acquiring real-time heating of cells in standard cell designs", In: Proc. of the 13th IEEE Latin-American Test Workshop (LATW'12), 10-13 April 2012, Quito, Ecuador, pp. 121-125, DOI: 10.1109/LATW.2012.626124
- [87] A. Timár, M. Rencz, "Real-time heating and power characterization of cells in standard cell designs", *MICROE-LECTRONICS JOURNAL* 44(11): 977–985 (2013) DOI: 10.1016/j.mejo.2012.03.002
- [88] A. Timár, M. Rencz, "Logi-thermal simulation using accurate temperature dependent delay models", In: Proc. of the 19th THERMINIC Workshop, 25-27 September 2013, Berlin, Germany, pp. 376-380, DOI: 10.1109/THERMINIC.2013.6675214
- [89] A. Timár, M. Rencz, "Temperature dependent timing in standard cell designs", MICROELECTRONICS JOUR-NAL 45(5): 521-529 (2014), DOI: 10.1016/j.mejo.2013.08.016
- [90] Timár A., "Logi-termikus szimuláció sztenderd tervező rendszerekben", PhD értekezés, BME Elektronikus Eszközök Tanszéke, Budapest, 2013. <u>https://repozitorium.omikk.bme.hu/bitstream/handle/10890/1267/ertekezes.pdf</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02.)
- [91] C.-H. Tsai, S.-M. Kang, "Cell-Level Placement for Improving Substrate Thermal Distribution", IEEE TR. ON COMPUTER-AIDED DESIGN OF INTEGRATED CIRCUITS AND SYSTEMS 19(2): 253-266 (2000), DOI: 10.1109/43.828554
- [92] K. Etessam-Yazdani, M. Asheghi, H. F. Hamann, "Investigation of the Impact of Power Granularity on Chip Thermal Modeling Using White Noise Analysis", *IEEE TR. ON COMPONENTS AND PACKAGING TECH-NOLOGIES*, 31(1): 211-215 (2008), DOI: 10.1109/TCAPT.2008.916859
- [93] Keysight, HeatWave Electro-Thermal Analysis Software, <u>http://www.keysight.com/en/pc-2447833/heatwave-electro-thermal-analysis-software</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.02.)
- [94] M. Ito, N. Hesegawa, R. Egawa, K.Suzuki, T. Nakamura, "An Adaptive-Grain Thermal Simulation Method to Evaluate Effects of Spatio-Temporal Analysis Granularity upon The Thermal Behavior of VLSIs", In: Proc. of the 11th THERMINIC Workshop, 27-30 September 2005, Belgirate, Italy, pp. 43-50, http://documents.irevues.inist.fr/bitstream/handle/2042/6432/1024-2.pdf
- [95] A. A. Martinez, A. S. Bhandia, H. H.W. Lie, "Benchmark Standards for ASIC Technology Evaluation", *Hewlett-Packard Journal*, August 1995, pp. 66-70, <u>http://www.hpl.hp.com/hpjournal/95aug/aug95a10.pdf</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.04.)

- [96] R.-B. Lin, I. S.-H. Chou, C.-M. Tsai, "Benchmark Circuits Improve the Quality of a Standard Cell Library", *In:* Proc. of the Asia and South Pacific Design Automation Conference (ASP-DAC'99), 18-21 January 1999, Wanchai, Hong Kong, Vol.1. pp. 173-176, DOI: 10.1109/ASPDAC.1999.759988
- [97] M. Németh, L. Jani, A. Poppe, "Compact modeling approach for microchannel cooling aimed at high-level thermal analysis of 3D packaged ICs", In: *Proc. of the Symp. on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'16)*, 30 May - 2 June, 2016, Budapest, Hungary, pp. 182-187, DOI: 10.1109/DTIP.2016.7514865
- [98] M. Németh, G. Takács, L. Jani, A. Poppe, "Compact modeling approach for microchannel cooling and its validation", *MICROSYSTEM TECHNOLOGIES* (2017), cikk azonosító: MITE-D-16-00550R3(megjelenés alatt, online elérhető), DOI: 10.1007/s00542-017-3330-z
- [99] Gy. Bognár, G. Takács, L.Pohl, L. Jani, A. Timár, P. Horváth, M. Németh, A. Poppe, P. G. Szabó, "Integrating Chip-level Microfluidics Cooling into System Level Design of Digital Circuits", In: Proc. of the 33rd IEEE SEMI-THERM Symp., 13-17 March 2017, San Jose, USA, pp. 77-87, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2017.7896912
- [100] H. I. Rosten et al, "Final report to SEMITHERM XIII on the European-funded project DELPHI-the development of libraries and physical models for an integrated design environment", In: *Proc. of the 13th IEEE SEMI-THERM Symp.*, Austin, USA, 28-30 January 1997, pp. 73-91, DOI: 10.1109/STHERM.1997.566785
- [101] H. I. Rosten, C. J. M. Lasance, J. D. Parry, "The world of thermal characterization according to DELPHI-Part I: Background to DELPHI", *IEEE TR. ON COMP., PACKAGING, AND MANUF. TECHN. PART A* 20(4): 384-391 (1997), DOI: 10.1109/95.650927
- [102] C. J. M. Lasance, H. I. Rosten, J. D. Parry, "The world of thermal characterization according to DELPHI-Part II: Experimental and numerical methods", *IEEE TR. ON COMP., PACKAGING, AND MANUF.TECHN. PART A* 20(4): 392-398 (1997), DOI: 10.1109/95.650928
- [103] JEDEC JESD15-1 Standard, "Compact Thermal Model Overview" (2008), www.jedec.org/sites/default/files/docs/JESD15-1.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.03.07)
- [104] JEDEC JESD15-4 Standard, "DELPHI Compact Thermal Model Guideline" (2008), www.jedec.org/sites/default/files/docs/JESD15-4.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.03.07)
- [105] C. J. M. Lasance, "Highlights from the European thermal project PROFIT", JOURNAL OF ELECTRONICS PACKAGING 126:(4): 565-570 (2004)
- [106] C. J. M. Lasance, "The European project PROFIT: prediction of temperature gradients influencing the quality of electronic products", In: *Proc. of the 17th IEEE SEMI-THERM Symp.*, San Jose, USA, 20-22 March 2001, pp. 120-125, DOI: 10.1109/STHERM.2001.915160
- [107] A. Vass-Várnai, R. Bornoff, S. Ress, Z. Sárkány, S. Hodossy, M. Rencz, "Accurate Thermal Characterization of Power Semiconductor Packages by Thermal Simulation and Measurements", In: *Proc. of the Symp. on Design, Test, Integration and Packaging of MEMS/MOEMS (DTIP'11)*, 11-13 May 2011, Aix-en-Provence, France, pp. 324-329, <u>http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?arnumber=6107991</u>
- [108] B. Blackmore, "Automatic calibration of detailed IC package models", In: Proc. of the 32nd IEEE SEMI-THERM Symp., 14-17 March 2016, San Jose, USA, pp. 105-112, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2016.7458454
- [109] C. J. M. Lasance, "Ten Years of Boundary Condition Independent Compact Thermal Modeling of Electronic Parts: A Review", *HEAT TRANSFER ENGINEERING*, 29(2): 149-168 (2008), DOI: 10.1080/01457630701673188
- [110] Székely V., "Félvezető eszközök termikus problémái", disszertáció (a műszaki tudomány doktora címért), Budapest, 1988
- [111] G. Farkas, A. Poppe, E. Kollár, P. Stehouwer, "Dynamic Compact Models of Cooling Mounts for Fast Board Level Design", In: *Proc. of the 19th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 11-13 March 2003, San Jose, USA, pp. 255-262, DOI: 10.1109/STHERM.2003.1194371
- [112] A. Poppe, G. Hantos, J. Hegedüs, "Application of the Transient Dual Interface Method in Test Based Modeling of Heat-sinks Aimed at Socketable LED Modules", In: *Proc. of the 31st IEEE SEMI-THERM Symp.*, 15-19 March 2015, San Jose, USA, pp. 261-266, DOI: 10.1109/SEMI-THERM.2015.7100170
- [113] JEDEC JESD51-1 Standard "Integrated Circuit Thermal Measurement Method Electrical Test Method" (1995), http://www.jedec.org/sites/default/files/docs/jesd51-1.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.04.07.)
- [114] "Measurement of LEDs", CIE 127:2007 Technical Report (ISBN 978 3 901 906 58 9)
- [115] Csuti P., "Világítódiódák fotometriai és színingermetrikai jellemzése", PhD értekezés, Pannon Egyetem, Műszaki Informatikai Kar, Informatikai Tudományok Doktori Iskola, Veszprém, 2017.
- [116] Mentor Graphics MicReD T3Ster product webpages, <u>http://www.mentor.com/products/mechanical/micred/t3ster/</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
 [117] M. (2014) M. P. D. T. LED.
- [117] Mentor Graphics MicReD TeraLED product webpages, http://www.mentor.com/products/mechanical/micred/teraled/ (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [118] JEDEC JESD51-50 Standard "Overview of Methodologies for the Thermal Measurement of Single- and Multi-Chip, Single- and Multi-PNJunction Light-Emitting Diodes (LEDs)" (2012), https://www.jedec.org/system/files/docs/JESD51-50.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13)

- [119] JEDEC JESD51-51 Standard "Implementation of the Electrical Test Method for the Measurement of Real Thermal Resistance and Impedance of Light-Emitting Diodes with Exposed Cooling" (2012), https://www.jedec.org/system/files/docs/JESD51-51.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [120] JEDEC JESD51-52 Standard "Guidelines for Combining CIE 127:2007 Total Flux Measurements with Thermal Measurements of LEDs with Exposed Cooling Surface" (2012),
- https://www.jedec.org/system/files/docs/JESD51-52.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.) [121] JEDEC JESD51-53 Standard "Terms, Definitions and Units Glossary for LED Thermal Testing" (2012),
- https://www.jedec.org/system/files/docs/JESD51-53.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [122] JEDEC JESD51-14 Standard "Tranisent Dual Interface Test Method for the Measurement of the Thermal Resistance Junction-To-Case of Semiconductor Devices with Heat Flow Through a Single Path" (2010), http://www.jedec.org/sites/default/files/docs/JESD51-14_1.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [123] H. Pape, D. Schweitzer, L. Chen, R. Kutscherauer, M. Walder, "Develop-ment of a standard for transient measurement of junction-to-case thermal resistance", In: Proc. of the 12th EuroSimE Conference, 2011, pp. 1/8 - 8/8, DOI: 10.1109/ESIME.2011.5765862
- [124] D. Schweitzer, H. Pape, L. Chen, "Transient Measurement of the Junction-to-Case Thermal Resistance Using Structure Functions: Chances and Limits", In: Proc. of the 24th IEEE SEMI-THERM Symp., 16-20 March 2008, San Jose, USA, pp. 193-199, DOI: 10.1109/STHERM.2008.4509389
- [125] D. Schweitzer, "Transient Dual Interface Measurement of the Rth-JC of Power Packages", In: Proc. of the 14th THERMINIC Workshop, 24-26 Sept. 2008, Rome, Italy, pp. 14-19, DOI: 10.1109/THERMINIC.2008.4669871
- [126] D. Schweitzer, H. Pape, R. Kutscherauer, M. Walder, "How to Evaluate Transient Dual Interface Measurements of the Rth-JC of Power Packages", In: *Proc. of the 25th IEEE SEMI-THERM Symp.*, 15-19 March 2009, San Jose, USA, pp. 172-179, DOI: 10.1109/STHERM.2009.4810760
- [127] D. Schweitzer, H. Pape, L. Chen, R.Kutscherauer, M. Walder, "Transient dual interface measurement A new JEDEC standard for the measurement of the junction-to-case thermal resistance", In: Proc. of the 27th IEEE SEMI-THERM Symp., 20-24 March 2011, San Jose, USA, pp. 222-229, DOI: 10.1109/STHERM.2011.5767204
- [128] J. Cho, J. Jung, J. H. Chae, H. Kim, H. Kim, J. W. Lee, S. Yoon, C. Sone, T. Jang, Y. Park, E. Yoon, "Alternating-current light emitting diodes with a diode bridge circuitry", JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS, 46-2(45-49): 1194-1196 (2007) DOI: 10.1143/JJAP.46.L1194
- [129] H.-H. Yen, H.-C. Kuo, W.-Y. Yeh, "Characteristics of Single-Chip GaN-Based Alternating Current Light-Emitting Diode", JAPANESE JOURNAL OF APPLIED PHYSICS 47(12): 8808-8810 (2008), DOI: 10.1143/JJAP.47.8808
- [130] P.-T. Chou, W.-Y. Yeh, M.-T. Lin, S.-C. Tai, H.-H. Yen, M.-T. Chu, "Development of On-chip AC LED Lighting Technology at ITRI", In: Book of Abstracts of the 2009 CIE Midterm Conference, Light and Lighting, 27-29 May 2009, Budapest, Hungary, paper 01.
- [131] Y. Zong, P.-Ti.Chou, M.-T. Lin, Y. Ohno, "Practical method for measurement of AC-driven LEDs at a given junction temperature by using active heat sinks", In: SPIE Proc. 7422: Ninth International Conference on Solid State Lighting, 3-5 August 2009, San Diego, USA, paper 742208, DOI: 10.1117/12.826743
- [132] Y.-W.Liu, A. Jayawardena, T. R. Klein, N. Narendran, "Estimating the junction temperature of AC LEDs", In: SPIE Proc. 7784: Tenth International Conference on Solid State Lighting, 1-6 August 2010, San Diego, USA, Paper 778409, DOI: 10.1117/12.863060
- [133] Y. Zong, Y. Ohno, "New practical method for measurement of high-power LEDs", In: Proc. of the CIE Expert *Symp. 2008 on Advances in Photo metry and Colorimetry,* CIE x033:2008, pp. 102-106 [134] E. F. Schubert: Light-emitting diodes (2nd ed.), Cambridge University Press, 2006, ISBN: 0-511-34476-7
- [135] Y. Zong, P-T. Chou, P. Dekker, R. Distl, K. Godo, P. Hanselaer, G. Heidel, J. Hulett, K. Oshima, A. Poppe, G. Sauter, M. Schneider, H. Shen, M.M. Sisto, A. Sperling, R. Young, W. Zhao, "Optical Measurement of High-Power LEDs", 225:2017 (Technical Report of the CIE TC2-63 committee) ISBN 978-3-902842-12-1, DOI: 10.25039/TR.225.2017
- [136] G. Heidel, N. Cariou, P.-T. Chou, D. Konjhodzic, K. F. Ng, Y. Ohno, A. Poppe, G. Sauter, M. Schneider, A. Sperling, R. Young, Y. Zong, "High-Speed Testing Methods for LEDs", CIE 226:2017 (Technical Report of the CIE TC2-64 technical committee) ISBN 978-3-902842-69-5, DOI: 10.25039/TR.226.2017
- [137] Osram LED PSPICE Libraries, http://www.osram-os.com/osram_os/en/applications/application-support/electricalsimulation/index.jsp?fb_dir=LED%2fPSPICE+Libraries%2f (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [138] Lásd pl. a http://www.philipslumileds.com/support/design-resources/electrical oldalról letölthető, "LUXEON Rebel, ES, H and 5630 Mid-Power LED Diode Models" cínű philips-lumileds-DRE925.zip állományt (legutóbbi hozzáférés: 2017. szeptember 23.)
- A. Keppens, "Modeling and evaluation of high-power light-emitting diodes for general lighting", Doctoral thesis, [139] D/2010/7515/9, Katholeieke Universiteit Leuven, ISBN: 978-94-6018-256-3, https://lirias.kuleuven.be/bitstream/123456789/274568/1/PhD+text+AK.pdf (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [140] K. Górecki, "Electrothermal model of a power LED for SPICE", Int. J. Numer. Model. 2012; 25:39-45, DOI: 10.1002/jnm.811

- [141] K. Górecki, "The Influence of Mutual Thermal Interactions Between Power LEDs on Their Characteristics", *In: Proc. of the 20th THERMINIC Workshop*, 25-27 September 2013, Berlin, Germany, pp. 188-193, DOI: 10.1109/THERMINIC.2013.6675239
- [142] K. Górecki, "Modelling mutual thermal interactions between power LEDs in SPICE", MICROELECTRONICS RELIABILITY 55(2),389–395, DOI: 10.1016/j.microrel.2014.11.003
- [143] S. M. Sze, Kwok K. Ng, "Physics of Semiconductor Devices" (3rd edition), John Wiley & Sons, 2007, ISBN: 0-471-14323-5
- [144] P. Antognetti, G. Massobrio (eds), "Semiconductor device modelling with SPICE", McGraw-Hill, 1988, ISBN: 0-07-002107-4
- [145] The SPICE Page: Circuit Elements and Models, <u>http://bwrcs.eecs.berkeley.edu/Classes/IcBook/SPICE/UserGuide/elements_fr.html</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [146] Mentor Graphics, Eldo Device Equations Manual Release 13.2a, 1998-2014
- [147] C. Negrea, P. Svasta, M. Rangu, "Electro-Thermal Modeling of Power LED Using SPICE Circuit Solver", In: Proc. of the 35th ISSE, pp. 329-334, DOI: 10.1109/ISSE.2012.6273096
- [148] Instrument Systems CAS-140CT product webpage, http://www.instrumentsystems.com/products/spectrometers/cas-140ct/ (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [149] K. Paisnik, A. Poppe, T. Rang, G. Rang, "Physics related modeling of Power LEDs", In: Proc. of the 13th BEC Conference, 3-5 October 2012, Tallinn, Estonia, pp. 57-60, DOI: 10.1109/BEC.2012.6376814
- [150] G. A. Onushkin, K. J. Bosschaart, J. Yu, H. J. van Aalderen, J. Joly, G. Marin, A. Poppe, "Assessment of Isothermal Electro-Optical-Thermal Measurement Procedures for LEDs", *In: Proc. of the 23rd THERMINIC Workshop*, 27-29 September 2017, Amsterdam, The Netherlands, Paper 146
- [151] A. Poppe, G. Farkas, F. Szabó, J. Joly, J. Thomé, J. Yu, K. Bosschaartl, E. Juntunen, E. Vaumorin, A. di Bucchianico, T. Merelle1, "Inter Laboratory Comparison of LED Measurements Aimed as Input for Multi-Domain Compact Model Development within a European-wide R&D Project", In: *Proc. of the CIE 2017 Midterm Meeting*, Jeju Island, Korea, 20-28 October 2017, Paper PP16. 10 p.
- [152] A Delphi4LED projekt honlapja: www.delphi4LED.eu (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.07.)
- [153] I. Fryc, S. W. Brown, G. P. Eppeldauer, Y. Ohno "LED-based spectrally tunable source for radiometric, photometric, and colorimetric applications", *OPTICAL ENGIEERING* 44(11): 111309 (November 2005), DOI: 10.1117/1.2127952
- [154] A. Keppens, W. Ryckaert, G. Deconinck, P.Hanselaer, "Modeling high power light-emitting diode spectra and their variation with junction temperature", *JOURNAL OF APPLIED PHYSICS*, 108(4): 043104-043104-7 (2010), DOI: 10.1063/1.3463411
- [155] G. Martin, A. Poppe, S.Lungten, V. Heikkinen, J. Yu, M. Rencz, R. Bornoff, "Delphi4LED From Measurements to Standardized Multi-Domain Compact Models of Light Emitting Diodes (LED), *ELECTRONICS COOLING* 22(12): 20-23. (2016), <u>http://www.eet.bme.hu/~poppe/MTMT-DOCs/Electronics-Cooling-December-2016-Delphi4LED.pdf</u>
- [156] R. Bornoff, V. Hildenbrand, S. Lugten, G. Martin, Ch. Marty, A. Poppe, M. Rencz, W. Schilders, J. Yu, "Delphi4LED - From Measurements to Standardized Multi-Domain Compact Models of LEDs: a New European R&D Project for Predictive and Efficient Multi-domain Modeling and Simulation of LEDs at all Integration Levels Along the SSL Supply Chain", In: *Proc. of the 22nd THERMINIC Workshop*, 21-23 September 2016, Budapest, Hungary, pp. 174-189, DOI: 10.1109/THERMINIC.2016.7749048
- [157] CIE TC2-84-es műszaki bizottsága: <u>http://div2.cie.co.at/?i_ca_id=561&pubid=505</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [158] Mentor Graphics FloTHERM classic product webpage: https://www.mentor.com/products/mechanical/flotherm/flotherm/ (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [159] A LEDs Magazine Saphire Awards 2015. évi díjazottjai: <u>http://www.ledsmagazine.com/articles/2015/01/leds-magazine-announces-finalists-for-inaugural-sapphire-awards.html</u> (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [160] http://rostenaward.com/#winning-papers (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)
- [161] https://www.mentor.com/company/news/mentor-harvey-rosten-award-2012 (legutóbbi hozzáférés: 2017.08.13.)