

OTDK dolgozat

Ultragyors, memrisztív oszcillátor-áramkörök
fejlesztése

Pollner Zsigmond

Témavezetők: Prof. Halbritter András
egyetemi tanár
Fizika Tanszék
BME, Fizikai Intézet

Török Tímea Nóra
doktorandusz
Fizika Tanszék
BME, Fizikai Intézet

BME
2023

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. Irodalmi áttekintés	4
2.1. Mott-fázisátalakulás VO ₂ memrisztorokban	4
2.2. Különbéféle VO ₂ memrisztorok előállítási módszerei	5
2.3. VO ₂ memrisztorok alaptulajdonságai	7
2.4. VO ₂ memrisztor alapú relaxációs oszcillátor	8
3. Hagyományos elrendezésű VO₂ oszcillátor-áramkör építése és vizsgálata	11
3.1. Minták karakterizálása	11
4. Nagyfrekvenciás mérés technika alapjai	21
5. Rekord sebességű oszcilláció VO₂ memrisztorokkal	27
5.1. Oszcillációs jelenség 167 MHz frekvencián	28
6. Epitaxiális minták gyors be- és kikapcsolásának vizsgálata	30
7. A memrisztor - ellenállás távolság hatása az oszcillációs frekvenciára	38
8. Az elektromos mintaformázási eljárás hatásai	42
8.1. Statikus karakterisztikák elemzése	42
8.2. A formázás hatása a VO ₂ oszcillációira	43
9. Nagyfrekvenciás VO₂ oszcillátorok áramköri modellezése	44
9.1. Saját memrisztor-modell LTspice környezetben	44
10. Összefoglalás	47
11. Köszönetnyilvánítás	49

1. Bevezetés

A digitalizáció terjedésével a létrejövő adatok mennyisége rohamosan növekszik, melynek kezeléséhez nagy teljesítményű feldolgozó egységek szükségesek. A Neumann-elven működő számítógépek adatfeldolgozási sebességében komoly korlátot jelent az architektúra koncepciója, azaz, hogy az adatok tárolására szolgáló memória és a feldolgozást végző processzor külön egységet alkot, így újfajta megközelítések keresése vált szükségessé. Az egyik lehetséges alternatíva a memória-rezisztorok ún. memrisztorok alkalmazása, mely elektronikai elemek fő tulajdonsága, hogy ellenállásuk kapcsoló elektromos impulzus hatására megváltoztatható. A memrisztorok alkalmazhatók például olyan neuromorfikus számítási eljárások hardver-szintű megvalósítására, melyeknél az adattárolás és feldolgozás nem alkot külön egységet, így ezek a módszerek teljesen új megközelítést jelentenek a Neumann-architektúrák kommunikációs limitációjának megkerülésére. Ilyen neuromorfikus számítási módszer például az oszcillátor-alapú neurális hálózatok alkalmazása [1, 2], ahol egymással csatolt rezgőkörök frekvenciájában és fázisában tárolunk információt. Az ilyen körök működési sebességét alapvetően meghatározzák az alkalmazott oszcillátor-frekvenciák.

Dolgozatomban nanoskálájú, planáris VO_2 memrisztorokkal foglalkoztam [3], melyek egy kapcsoló feszültségimpulzus hatására ellenállásukat akár több nagyságrenddel lecsökkentik. A memrisztor ismételt magas ellenállású állapotba kerüléséhez a feszültséget jelentősen az írópulzus alá kell vinni, a kapcsolási karakterisztika hiszterézise miatt. A memrisztív elemek alkalmazáshoz kapcsolási időskáláik és dinamikájuk felderítése elengedhetetlen.

Egy VO_2 memrisztort megfelelő soros ellenállást és kapacitást tartalmazó áramkörbe helyezve a memrisztor ellenállás-állapotának feszültségfüggése miatt egyenáramú meghajtás esetén is változtathatja az állapotát. A memrisztor állapotváltozásai miatt a rajta eső feszültség változik, ami adott frekvenciájú, detektálható áramtüskéket, oszcillációkat okoz a mérőrendszerben. Az eddig kísérletileg mért legmagasabb oszcillátorfrekvencia VO_2 alapú eszközökkel $\sim 9 - 10$ MHz [4] [5]. Kutatásom során az eddigi kísérleti frekvenciamaximumnál több mint egy nagyságrenddel nagyobb oszcillációs frekvenciát sikerült előállítani, melyet saját hullámvezető geometriás mérőrendszer fejlesztésével és a memrisztor elektromos formázásával értem el. Ezek az eredmények memrisztor oszcillátor-alapú neurális hálózatok számítási sebességének nagyságrendi gyorsításához járulhatnak hozzá.

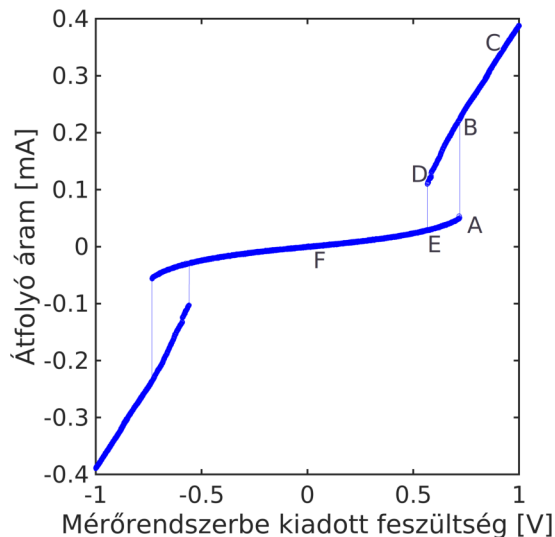
A nagyfrekvenciás eredmények értelmezéséhez áramköri modelleket is alkottam (LT-spice áramköri modellező programmal), melyek a memrisztív egységek áramköri működésének felderítésére adnak lehetőséget. A modellek alkalmazásával az eddigi frekvenciamaximumokat korlátozó tényezők egy részét sikerült felderíteni. A további korlátozó tényezők vizsgálatához az oszcillációs mérésekre optimalizált mintatartót használtam nanoszekundumos hosszúságú kapcsoló pulzusok hatásának vizsgálatára is, melyekkel a kapcsolási karakterisztikák nagy időfelbontású elemzésére volt lehetőség.

2. Irodalmi áttekintés

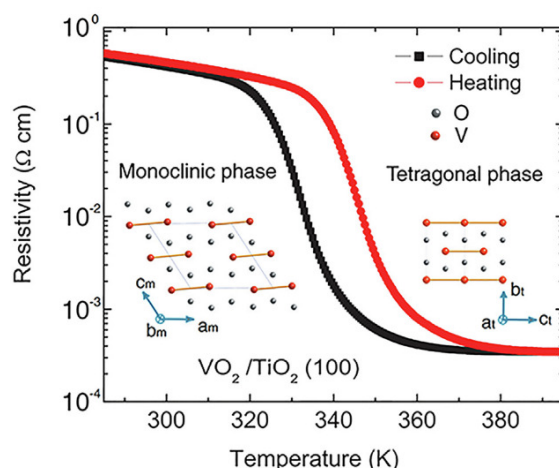
2.1. Mott-fázisátalakulás VO₂ memrisztorokban

A memrisztor egy olyan passzív áramköri elem, amely elektromos jelek hatására képes megváltoztatni az ellenállását (1a ábra) [6] [8]. Bizonyos memrisztorok esetén – például az általam vizsgált VO₂ is ilyen – az ellenállás-változás kiváltható a hőmérséklet, vagy akár az anyagra ható mechanikai feszültség változtatásával is. Ezzel együtt a VO₂-ra szintén jellemző tulajdonság, hogy az anyag ellenállásának megváltozása együtt járhat az optikai tulajdonságok és a hővezetési tulajdonságok változásával, illetve azt is megfigyelték, hogy az anyag ellenállásának változását fénykibocsátás kísérheti. Ezen jelenségek hátterében egy anyagszerkezeti változás, a Mott-fázisátalakulás áll (vagy más néven fém-szigetelő/szigetelő-fém átalakulás). [8] A VO₂ memrisztorok működését is ez a fizikai folyamat biztosítja; az alacsony- és magas ellenállású állapotokban a vanádium és oxigén atomok eltérő rendeződése miatt kialakulhat egy jól vezető, illetve egy szigetelő állapot (1b. ábra) [8] [7].

A VO₂ memrisztorok elektromos kapcsolási karakterisztikája hiszterézist mutat (1a ábra), azaz a *bekapcsoláshoz*, vagyis magas ellenállású állapotból alacsony ellenállású állapotba történő átkapcsoláshoz nagyobb feszültségnek kell a memrisztoron esni, mint a



(a) A VO₂ memrisztor áram-meghajtó feszültség kapcsolási karakterisztikája, 1050 Ω soros ellenállással vizsgálva. Vékony vonallal kötöttem össze a mérési pontokat (látható, hogy A és B valamint D és E pontok között ugrás van az áramban, nincs mért adat).



(b) A VO₂ hőmérséklet-fajlagos ellenállás függése, melyen a vezető és szigetelő állapotokhoz tartozó, különböző kristályszerkezetű fázisokat illusztrálják a beillesztett rajzok. [8]

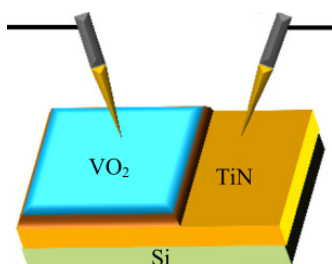
1. ábra. A VO₂ különböző kapcsolási effektusai, jól látható hiszterézissel.

kikapcsolás esetén. A VO_2 memrisztor unipoláris is, ami azt jelenti, hogy elektromos jelekkel történő kapcsolás esetén nem számít a kapcsoló feszültség előjele, csak a nagysága. A VO_2 memrisztor úgynevezett illékony memóriával bíró áramköri elem, ami azt jelenti, hogy a bekapcsolást követően a meghajtó feszültség csökkentésekor a memrisztor kikapcsol, ami praktikusán azt jelenti, hogy nem érhető el nulla feszültség környékén az eszköz bekapcsolt állapota.

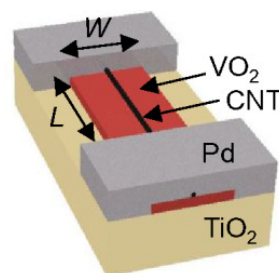
A memrisztor vezetési tulajdonságainak változása jól bemutatható áram–meghajtó feszültség grafikonon (1a. ábra). Ilyen karakterisztikák felvétele például olyan mérőrendszerrel végezhető, ahol a vizsgált memrisztorral egy ellenállást kapcsolunk sorba, ugyanis a memrisztor bekapcsolt állapotban nagyon kis ellenállású, vagy akár negatív differenciális ellenállású tulajdonsággal is rendelkezhet. Emiatt a mintán átfolyó áram soros ellenállás hiányában olyan nagy lehet, hogy tönkremehet a memrisztor (vagy a mérőegység). Az 1a ábrán látható karakterisztikán tehát kis kiadott feszültség esetén a memrisztor nagy ellenállású állapotban van, a mérőrendszerre adott feszültség növelésével kezdetben közel lineárisan nő az átengedett áram (F-A szakasz). Minimálisan csökkenhet a memrisztor ellenállása, ezért nem tökéletesen lineáris ezen a szakaszon a feszültség–áram görbe, viszont nagy ugrásoktól mentes a mérés ezen tartománya. A bekapcsolási küszöbfeszültséget elérve "A" pontban a memrisztor ellenállása hirtelen lecsökken, vagyis az átfolyó áram hirtelen megnő, a "B" pontban folytatódik a mérés (a mérőberendezés időfelbontása jelentősen kisebb az ellenállás-változás időskálájánál). A meghajtófeszültséget növelve egy kisebb ellenállású lineáris szakaszt tapasztalunk (B-C szakasz, a mintán eső feszültség függvényében vizsgálódva itt láthatnánk akár negatív differenciális ellenállást [7]). A "C" pontban a rendszerre adott feszültséget csökkenteni kezdjük a "D" pont feszültségszintjének eléréséig, ahol a memrisztor hirtelen alacsony ellenállású állapotból visszaáll magas ellenállású állapotába, ezért "leugrik" a mért áram nagysága "E" pontba. A mérést "F" ponton áthaladva negatív kapcsolófeszültséggel is vizsgálhatjuk a mintát, ahol hasonló viselkedést kapunk (az unipoláris működésnek köszönhetően).

2.2. Különféle VO_2 memrisztorok előállítási módszerei

Egy hordozó felületére felvitt VO_2 réteget elektródák segítségével lehet áramkörbe kapcsolni, és így az anyag elektromos behatásokra történő válaszát vizsgálni. Az elektródák elrendezése lehet síkbeli (2b ábra) vagy többszintes (2a ábra) (out-of-plane). A többszintes elrendezés előnye, hogy az elektródák közötti VO_2 réteg vastagsága nagy pontossággal beállítható, így jól körülhatárolt annak a résznek a mérete, ami a fázisátalakulásban részt vesz, azaz az *aktív tartomány*. Ebben a geometriában a felső elektródát egy kis felületű vezető tű is megvalósíthatja, így elhanyagolható lesz a síkkondenzátorként modellezhető elektródafelületek kapacitásjáruléka az áramkörben. A síkbeli megvalósításnál a VO_2 réteg felszínére visznek fel egymástól adott távolságra elektródákat. Ekkor a kapcsolásban résztvevő VO_2 pontos mennyiségét nehezebb meghatározni. Az irodalom-



(a) Többszintű elrendezésnél a hordozó rétegre egy vezető elektróda kerül, majd erre a VO₂ réteg, melyet egy tű segítségével kapcsolnak az áramkörbe. [4]



(b) Síkbeli elektróda elrendezés Pd elektródákkal, és a hőmérséklet-eloszlás befolyásolására használt szénszállal. [5]

2. ábra. Különböző elektróda elrendezési módok a VO₂ elektromos kapcsolási jelenségének vizsgálatára.

ban legtöbbször pár μm nagyságrendű elektródatávolságokkal dolgoznak síkbeli minták esetén [9], mely jelentősen nagyobb a kutatócsoportunk által használt 30 nm-100 nm-es elektródatávolságoknál [3]. Többrétegű elektródaalakításnál a hővezető-képesség jobb is lehet, mint nagy elektródatávolságú síkbeli minták esetén, ezért nagy elektródatávolságú síkbeli mintáknál bizonyos esetekben külön hővezető megoldásokat alkalmaznak [5].

A VO₂ réteg előállítására többféle eljárás is létezik, munkám során én kétfajta módszerrel előállított rétegeken alapuló mintákkal dolgoztam.

A *termikus* eljárással készült mintákhoz a hordozóra felvitt vanádium réteget kontrollált hőmérsékleten és nyomáson, meghatározott ideig oxidálják, így alakul ki a VO₂ réteg a felületen (3. ábra). A réteg kémiai összetételét vizsgálva kiderült [3], hogy oxidáció során kialakul egy V₂O₅ réteg is, mely másfajta tulajdonságokat mutat, viszont ez a VO₂ réteg alatt alakul ki. Síkbeli elektródás elrendezés esetén az elektródák a felső VO₂ rétegre fekszenek fel, és ebben történik a kapcsolat.

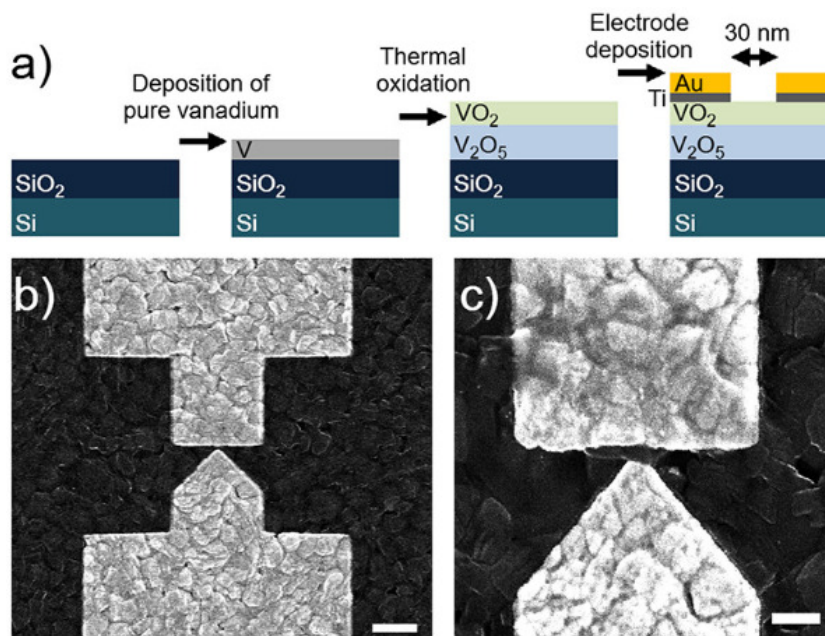
Az *epitaxiális* szerkezetű mintáknál a hordozóra egy előre beállított gázkeverékű tartályban impulzus lézerrel párologtatják fel a vanádiumot [13], mely a gázkeveréknek megfelelően oxidálódik. Az oxidáció ebben az esetben sokkal kontrolláltabb, emiatt a hordozón csak egy vékony VO₂ réteg jön létre.

Méréseimet zafír (Al₂O₃) hordozón kialakított mintákon végeztem, a síkbeli arany elektródák alakja termikus és epitaxiális mintákon azonos, megegyezik a 3b ábrán látható formával. A termikus minták teljes egészében az MFA Nanoérzékelők Laboratóriumában készültek. Kutatócsoportunkban már régebb óta vizsgálják ezeket a termikus vanádium-oxid alapú memrisztorokat, így saját méréseimet is ilyen mintákkal kezdtem meg munkám elején. Az epitaxiális minták kiindulásául szolgáló VO₂ rétegek egy amerikai kutatócsoporttól származnak, az elektródák kialakítása ezeken a rétegeken szintén a Nanoérzékelők Laboratóriumában történt, a korábbi termikus minták elektródáinak jól bevált nanorés geometriáját alkalmazva.

2.3. VO₂ memrisztorok alaptulajdonságai

A statikus (lassan változó meghajtófeszültségű) kapcsolási tulajdonságok vizsgálatakor felderítették, hogy síkbeli elektródaelrendezésnél (ahol optikailag jól vizsgálható a kapcsolat folyamata), az aktív tartományban átalakuló fémes részek mérete az átfolyó áram nagyságával nő. Azt is megállapították, hogy nagyobb soros ellenállással végzett kapcsolásoknál csak kisebb vezető tartomány jön létre [9]. A két eredmény összhangban van egymással, ha figyelembe vesszük a soros ellenállás áramkorlátozó szerepét. További mérések azt is megmutatták, hogy a VO₂ elektromosan vezető állapotban nagyobb hővezetési képességgel rendelkezik, mint a szigetelő állapotban [10].

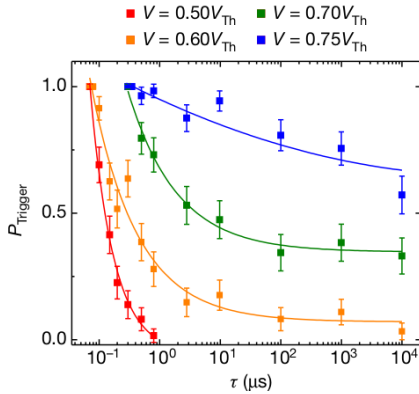
A kapcsolási jelenségek vizsgálatának egy másik iránya a gyors és rövid pulzusokkal történő vizsgálat. Ekkor a minta kapcsolásának idejét lehet vizsgálni, mely akár $\sim$ ns időskálájú is lehet [6]. További érdekes jelenség, hogy egymás utáni pulzusokkal vizsgálva a kapcsolást, egy rövid időn belül érkező második pulzus esetén az újbóli bekapcsolás a statikus mérésekben tapasztalt bekapcsolási küszöbfeszültség alatti értékekre is megtörténik a két pulzus időkülönbségétől függő mértékben (4a ábra) [11]. Ennek egyik oka a pulzusok szünetében az elektródák között az első kapcsolat előtti állapothoz képest nagyobb mennyiségű, fennmaradó fémes szigetek jelenléte, ezt támasztja alá a 4b ábrán látható szimuláció eredménye.



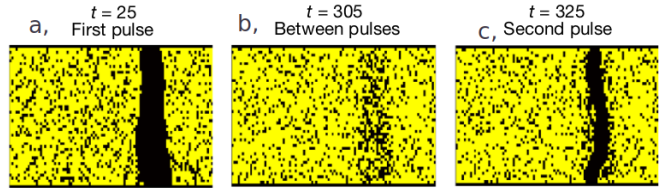
3. ábra. (a) A kutatócsoportunk által használt termikus minták készítésének folyamata, az elkészült elektródák SEM képe (b) egy mérés előtt, illetve (c) mérés után. [3]

2.4. VO₂ memrisztor alapú relaxációs oszcillátor

A VO₂ memrisztorokat rendkívül sokféle módon lehet alkalmazni, azok illékony memória tulajdonságát kihasználva. Ilyen például a dolgozatom fókuszában álló, VO₂ memrisztorból építhető relaxációs oszcillátor. Ennek működése azon alapul, hogy a VO₂ memrisztor – amelyre első közelítésben gondolhatunk egy kétállapotú, hiszterézissel rendelkező kapcsolóként – egy egyszerű RC-körbe helyezve oszcillációkat mutat. Legegyszerűbb módon úgy építhetünk ilyen oszcillátort, ha egy ellenállást és egy memrisztort sorba kapcsolunk, majd egy párhuzamos kapacitást feltételezünk (nagy párhuzamos kapacitású minta esetén) vagy építünk be a memrisztor mellé (5a ábra). A meghajtófeszültség bekapcsolásakor egy feszültségosztó alakul ki a két rezisztív elemből (a soros ellenállás és a memrisztor), és a párhuzamos kapacitás feltöltődésének megfelelő időskálán állna be az egyensúlyi állapot (5b ábra). Amikor viszont a kapacitás feszültsége és így a memrisztoron eső feszültség eléri a memrisztor bekapcsolási küszöbfeszültségét, leesik a memrisztor ellenállása. A megváltozott ellenállásarány miatt hirtelen elkezd a kapacitás feszültsége csökkenni, a kapacitáson felgyülemlett töltés kisül a memrisztor irányába, egy éles áramtűskét eredményezve a memrisztor kimenetén. A kisülési folyamat végéhez közeledve a memrisztoron lecsökken a feszültség, és a kikapcsolási küszöbfeszültséget elérve az ellenállása megnő. Ezzel ismét feszültségosztóként funkcionál a két hasonló ellenállású elem,



(a) A VO₂ memrisztorok rövid pulzustávolságú válaszáinak vizsgálata, a pulzusok távolságának függvényében ábrázolva az átkapcsolás valószínűségét látható, hogy az első, $V_1 > V_{Th}$ bekapcsolási küszöbfeszültséget meghaladó pulzust τ idővel követő $V_2 < V_{Th}$ nagyságú második pulzus hatására is történik kapcsolás. [11]

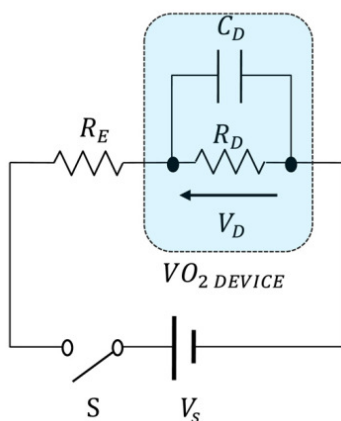


(b) 2D szimuláció egymást követő pulzusokkal kapcsolt VO₂ memrisztor esetén. A fekete részek a fémessé alakult szegmensek, a sárgák a szigetelő fázisú tartományokat jelölik. Pillanatképek (a) az első pulzus ideje alatt, (b) közvetlenül a második pulzus előtt, (c) a második pulzus alatt. [11]

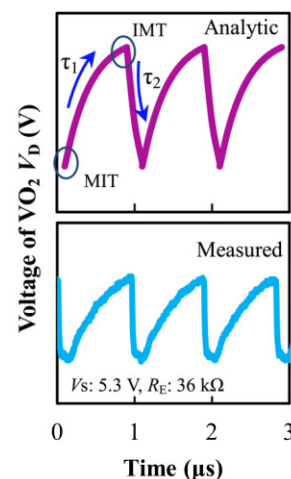
4. ábra. A VO₂ rövid pulzustávolságú vizsgálatainak eredménye

és ennek megfelelően a kapacitás feltöltődése újra elkezdődik. Ezeknek a kisülési- és feltöltődési folyamatoknak az időskáláját a kör RC időállandói szabják meg, a memrisztor két állapotára vonatkozóan. Mivel a kapacitás kisülése/feltöltődése során az áramkör sosem éri el egyensúlyi állapotát a memrisztor hamarabb bekövetkező ki- és bekapcsolása miatt, az így kialakuló oszcilláció sebességét az RC időállandókon kívül a ki- és bekapcsolási küszöb feszültségek értékei is befolyásolják. Az 5b ábrán láthatóak tipikus feszültség-jelalakok, amik az oszcillátor működése közben a memrisztoron megjelennek (felül egy számított, alul pedig egy mért eredményt mutat a grafikon). Az *MIT* betűkkel jelölt pontban (*metal to insulator transition* rövidítése, azaz fém-szigetelő fázisátalakulás) a memrisztor nagy ellenállású állapotba kapcsol, míg az *IMT*-vel jelölt pontban (*insulator to metal transition* rövidítése, azaz szigetelő-fém fázisátalakulás) kis ellenállású állapotba kapcsol a memrisztor. A grafikonokon követhető a kikapcsolás (*MIT*) után a kapacitás töltődése τ_1 időskálán, míg a bekapcsolást (*IMT*) követő kisülést τ_2 időskála jellemzi; a memrisztor különböző ellenállású állapotai miatt $\tau_2 < \tau_1$.

Az általam vizsgált VO_2 -alapú oszcillátorok egyik fontos alkalmazási lehetősége oszcillációs neurális hálózatokban történik, ahol például csatolt oszcillátorok fizikai megvalósításához lehet felhasználni őket [1] [2]. Másik fontos alkalmazási lehetőség az oszcillátorok bemenetét valamilyen szenzor kimenetére csatolni, ezáltal tüskés jelsorozattá alakítva a



(a) Kis frekvenciás relaxációs oszcillátor-kapcsolás áramköri megfelelője. R_D a memrisztor ellenállása C_D pedig a feltételezett párhuzamos kapacitás, amely a mérőrendszer és a minta kapacitív tagjainak járuléka. R_E a feszültségosztó kialakításához szükséges soros ellenállás. [4]



(b) Egy kis frekvenciás oszcillátorban a memrisztoron eső elméleti úton számított (felül) és mért (alul) feszültség-jelalak. Az *MIT*-vel jelölt pontban a memrisztor nagy ellenállású állapotba, míg a *IMT*-vel jelölt pontban kis ellenállású állapotba kapcsol át. [4]

5. ábra. Kis frekvenciás oszcillátor jelalakja és kapcsolási rajza

szenzor által érzékelt hatást. Ilyen módon az oszcillátor belső működését hasznosítva az érzékelt fizikai mennyiség változása frekvenciatérbeli információvá alakítható. [13]

Az oszcillátorok frekvenciája alapvetően meghatározza például egy csatolt érzékelőből érkező jelek feldolgozási sebességét vagy az oszcillátor-alapú neurális hálózatok számítási sebességét, ezért a frekvencia növelése kulcsfontosságú ezen alkalmazások szempontjából. Több kutatócsoport foglalkozik VO₂ memrisztor-alapú oszcillátorok építésével, az eddigi legnagyobb, 9 MHz-es frekvenciát¹ többszintes elektródakialakítású memrisztoron érték el [4]. Az általuk használt VO₂ réteg vastagsága 200 nm volt, mely körülbelül négyszerese az általam használt memrisztorok elektródatávolságának. Az oszcillátor áramkörben a párhuzamos kapacitás ekkor a hordozó réteg és a VO₂ kapacitív járulékból áll össze. Az oszcillátor frekvenciáját meghatározza az RC időállandó, mely a memrisztor kis- és nagy ellenállású állapotaiból valamint a párhuzamos kapacitásból áll. Az oszcillációs frekvencia növeléséhez ezért a párhuzamos kapacitás és a memrisztor ellenállásának csökkentése szükséges. Azt is megvizsgálták, hogy többretegű elektródaelrendezés esetén a VO₂ rétegvastagságának csökkenésével nő az elérhető frekvencia. Egy másik csoport 11 MHz-es oszcillációs frekvenciát ért el szén nanocső hővezető alkalmazásával síkbeli VO₂ mintákon [5], az elektródatávolság csökkentésével ők is nagyobb frekvenciákat értek el. Ezek alapján a kutatócsoportunk által használt kis elektródatávolságú minták nagy frekvenciák elérhetőségét vetítik előre.

¹Tiszta VO₂ esetén, extra hővezető anyag nélküli elrendezésben.

3. Hagyományos elrendezésű VO₂ oszcillátor-áramkör építése és vizsgálata

TDK munkám kezdeti fázisában saját karakterizáló mérésekkel ismertem meg a VO₂ memrisztorok működését, majd a hagyományos oszcillátor-áramkör elvének megtartásával, de a mérési elrendezés és a mintatartó optimalizálásával vizsgáltam a minél gyorsabb oszcillátorok létrehozásának lehetőségét. Ezen munkámat mutatom be jelen fejezetben, demonstrálva, hogy ez a megközelítés alkalmas az irodalomból ismert legnagyobb oszcillációs frekvenciák megközelítésére, de jelentős frekvencia-növekedést nem sikerült elérnem. További fejlesztéseim egy újszerű, hullámvezető geometriájú oszcillátor-áramkör létrehozását célozták meg. Ezen eredményeimet, és az új elrendezéssel elért, korábbi VO₂ oszcillátoroknál több mint egy nagyságrenddel gyorsabb oszcillátor-áramköröket a [5] és [6] fejezetekben mutatom be.

3.1. Minták karakterizálása

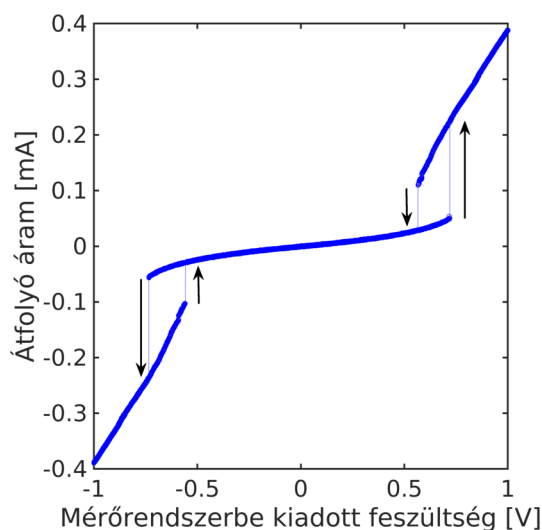
A kísérletsorozat első időszakában a kutatócsoportunk által legtöbbször használt termikus oxidációval készült mintákat használtam (3. ábra). A minták kapcsolási karakterisztikáinak megismerése rendkívül fontos az oszcillátor áramkör építése szempontjából, hiszen az oszcillációs áramkörben kialakuló feszültségosztók aránya függ a VO₂ aktív tartomány nagy- és kis ellenállású állapotaitól, illetve a használt soros ellenállástól, továbbá a ki- és bekapcsolási küszöbfeszültségek is alapvető jelentőségűek a működés szempontjából. Ahhoz, hogy az oszcillátorelrendezésben a minta kis ellenállású (bekapcsolt) állapota esetén a kikapcsolási küszöbfeszültségnél kevesebb, illetve a nagy ellenállású állapotban a bekapcsolási küszöbfeszültségnél nagyobb feszültség essen rajta (és így a be-ki kapcsolás periodikusan ismétlődő legyen), a minta $R_{bekapcsolt}$, $R_{kikapcsolt}$, V_{be} (bekapcsolási küszöbfeszültség), V_{ki} (kikapcsolási küszöbfeszültség) adatainak ismeretében hangolni kell az oszcillátor áramkör R_{soros} és $V_{meghajto}$ paramétereit a következő feltételek szerint:

$$\frac{V_{meghajto} \cdot R_{kikapcsolt}}{R_{kikapcsolt} + R_{soros}} > V_{be} \quad (1)$$

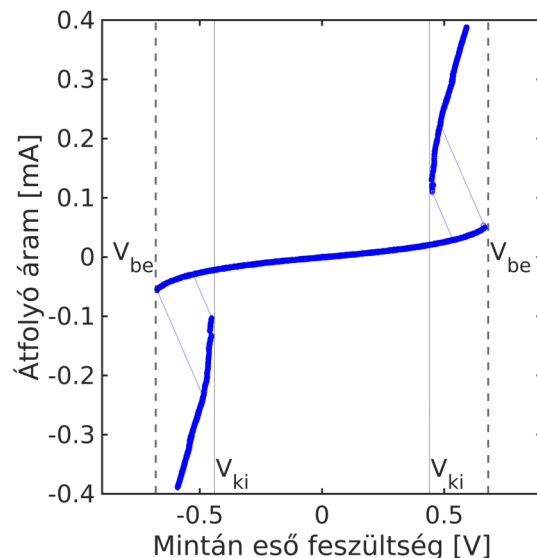
$$\frac{V_{meghajto} \cdot R_{bekapcsolt}}{R_{bekapcsolt} + R_{soros}} < V_{ki} \quad (2)$$

A karakterizálásokat áram-mérőfeszültség, áram-mintán eső feszültség és ellenállás-mérőfeszültség összefüggések mérésével és ábrázolásával végeztem, ahol V_{mero} a teljes áramkörre alkalmazott feszültség, míg a memrisztoron eső mintafeszültség a $V_{minta} = V_{mero} - I \cdot R_{soros}$ képlettel számolható. A memrisztor feszültségfüggő ellenállását az $R = V_{minta}/I$ képlettel számolom. A karakterizáláshoz használt (a kutatócsoport által már régóta alkalmazott) mérőprogram áram-mérőfeszültség adatsorokat készít. A minta oszcillátor-áramkörbeli viselkedésének megértéséhez ezt áram-mintán eső feszültség

adattá kell átalakítani, a használt soros ellenálláson eső feszültség fenti levonásával, így láthatóvá válik a minta V_{be} és V_{ki} be- és kikapcsolási küszöbfeszültségének értéke.



(a) A mérőprogram adatai ábrázolva, jól követhető a kapcsolás mechanizmusa (hasonlóan az 1a ábrához).



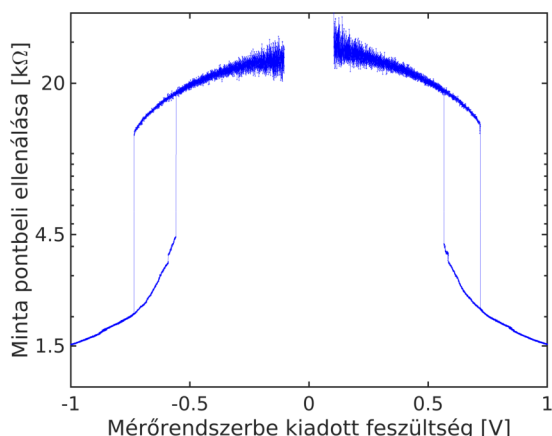
(b) A mintán eső feszültség függvényében ábrázolva az áramot, láthatóvá válnak a küszöbfeszültségek.

6. ábra. Termikus minta karakterizációja $1050 \, \Omega$ soros ellenállás használatával

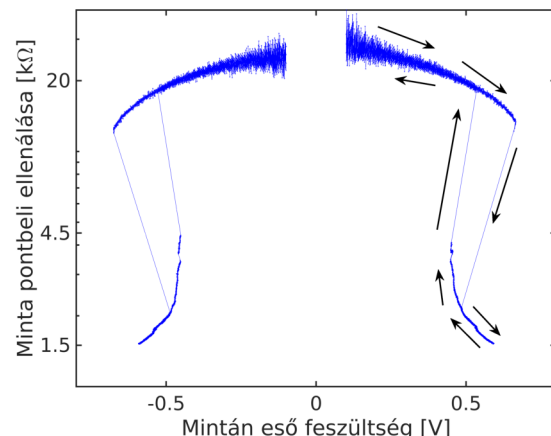
Ezen karakterizáló méréseket minden vizsgált mintán elvégeztem, a tipikus karakterisztikákat egy termikusan növesztett mintán $1050 \, \Omega$ soros ellenállás mellett felvett méréssel demonstrálok a 6. és 7. ábrákon. Az áram-mérőfeszültség grafikonon (6a ábra) jól követhető a kapcsolás folyamata, a körüljárás irányát nyilak jelzik. Azonban az $I(V_{mero})$ grafikonon a bekapcsolt állapotban a soros ellenállás dominálja. Az $I(V_{minta})$ grafikonon (6b. ábra) viszont már jól látszanak a valós kapcsolási küszöbfeszültségek, illetve az $I(V)$ görbe meredeksége a valós bekapcsolt ellenállást mutatja. Érdekes megjegyezni, hogy megtörténhetne, hogy a 6b ábrán a bekapcsolási feszültség elérése utáni áramugrást (vékony szakasz) követő szakasz visszafelé kanyarodna (csökkenő feszültségre növekvő áram) [7]. Ez azért történhetne meg, mert például állandó mérőrendszerbéli feszültség esetén is a bekapcsolt memrisztoron folyó nagy áramok miatt keletkező hő még alacsonyabb ellenállásba kényszeríti a VO_2 mintát. Ekkor a memrisztoron eső feszültség csökken, míg az áram nő, vagyis negatív differenciális ellenállású viselkedést tapasztalunk. A bemutatott mintán ez nem történik meg, mivel a minta kis ellenállású állapota és a mérőrendszer soros ellenállása együtt túl nagy ahhoz, hogy az átfolyó áramok Joule-hő hatása a negatív meredekségű görbeszakasz megjelenéséhez szükséges módon befolyásolja a minta ellenállásértékét.

Szintén érdekes a kapcsolási folyamatot az $R(V_{mero})$ és $R(V_{minta})$ grafikonokon követni (7. ábra), melyeken világosan látszik, hogy a ki- és bekapcsolt állapotokban hogyan

változik a feszültség hatására a minta ellenállása. Azonban hangsúlyozom, hogy ezeken a grafikonokon nem a differenciális ellenállást, hanem az $R = V_{minta}/I$ ellenállást ábrázolom. Ezt az ábrázolást kollégám, Sebastian Werner Schmid itt nem diszkutált gyors mérései támasztják alá, amelyek megmutatják, hogy tetszőleges feszültségén lineáris $I(V)$ karakterisztika mérhető kellően gyors mérés esetén, amikor a feszültség megváltoztatása után nincs ideje a rendszernek az aktív bekapcsolt tartomány megváltoztatására, azaz minden egyes bekapcsolt állapot egy lineáris ellenállásként működik, de a feszültséggel az adott vezető állapot kiterjedése és ellenállása változtatható.



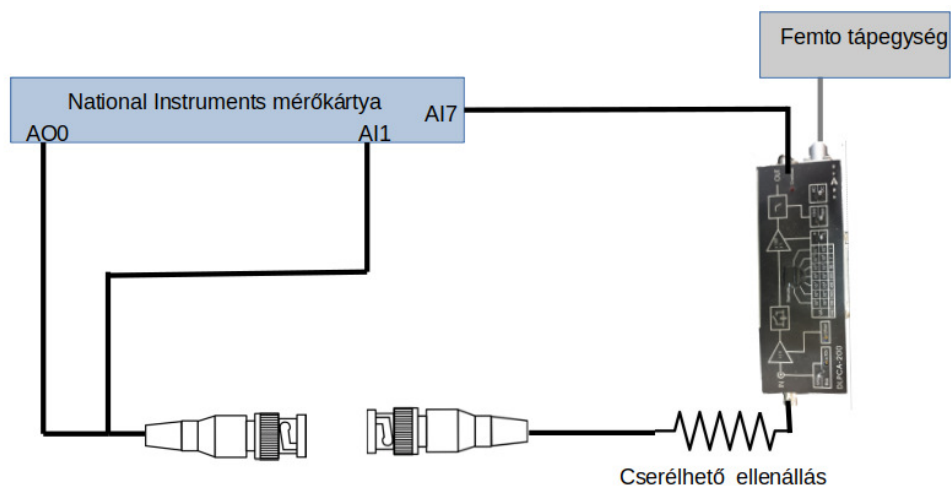
(a) A mintán eső feszültségből és átfolyó áramból számított ellenállás logaritmikus skálán ábrázolva a mérőrendszer meghajtásának függvényében.



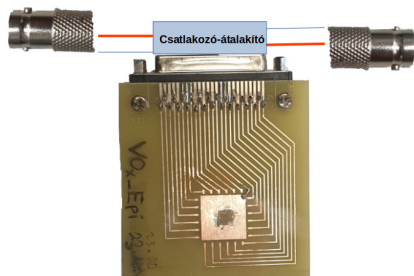
(b) A mintán eső feszültségből és átfolyó áramból számított ellenállás logaritmikus skálán ábrázolva a mintán eső feszültség függvényében. A mérés során változó feszültség irányát feltüntetve pozitív tartományon.

7. ábra. Termikus minta karakterizációja 1050 Ω soros ellenállás használatával. Kis mintán eső feszültségek esetén a rendkívül kicsi áramjelek miatt az ellenállás rendkívül pontatlan lesz, ezért a 0,1 V-nál kisebb meghajtású adatokat nem ábrázolom.

Az áram-feszültség karakterisztikák felvételéhez összeállított mérőberendezés a 8. ábrán látható. A mérőkártya AO0 kimenetét megosztottam és az egyik ágat az AI1 bemeneten mértem vissza, ez adja a mérőrendszer feszültségjelét. A másik ág a mintán keresztül a soros ellenállásra kerül. A 8. ábrán a mintatartók helye a két BNC csatlakozó között van, a 9. ábrán bemutatott különböző mintatartók esetén is ugyanezt a mérőrendszert használtam a karakterizáló $I(V)$ görbe felvételéhez. A soros ellenállást egy ellenállásdoboz kiválasztott ága határozza meg, így ez változtatható. Végül egy áramerősítő segítségével a kis áramjelet a mérőkártya méréstartományába erősítem és az AI7 bemeneten mérem. A mintával sorba-kötött ellenállás az erősítő 50 Ω bementi ellenállásának és a cserélhető ellenállás értékének összege.



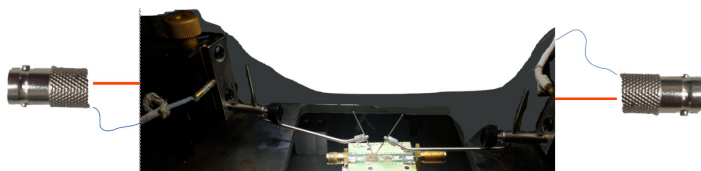
8. ábra. Áram-feszültség karakterisztikák felvételére használt mérőrendszer, melyben feszültségforrásként és feszültségmérőként egy National Instruments USB-6363 adatgyűjtő kártyát használunk, míg az áramot egy FEMTO DLPCA 200 áramerősítővel erősítjük. Az anya BNC csatlakoztatók közé helyezhető be a VO_2 mintát hordozó tartó (9. ábra)



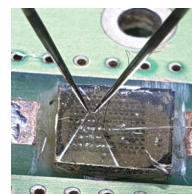
(a) A mérések legelső időszakában használt NYÁK mintatartó lapka.



(b) Nagyfrekvenciás mérésekre is használt mintatartó, ami SMA-BNC átalakítóval felszerelve kapcsolható az áram-feszültség mérőrendszerbe. A földelt ér folytonosságát biztosító fehér vezeték jól látható a NYÁK lap alatt.



(c) A VO_2 minta felületére felvitt arany elektródákat vezető tűk segítségével is bekapcsolhatjuk az áramkörbe, ekkor bármilyen mintatartón vizsgálható a kapcsolási karakterisztika. A képen a síkbeli hullámvezető geometriájú mintatartó látható, melyet az ultragyors mérések során használtam csak.

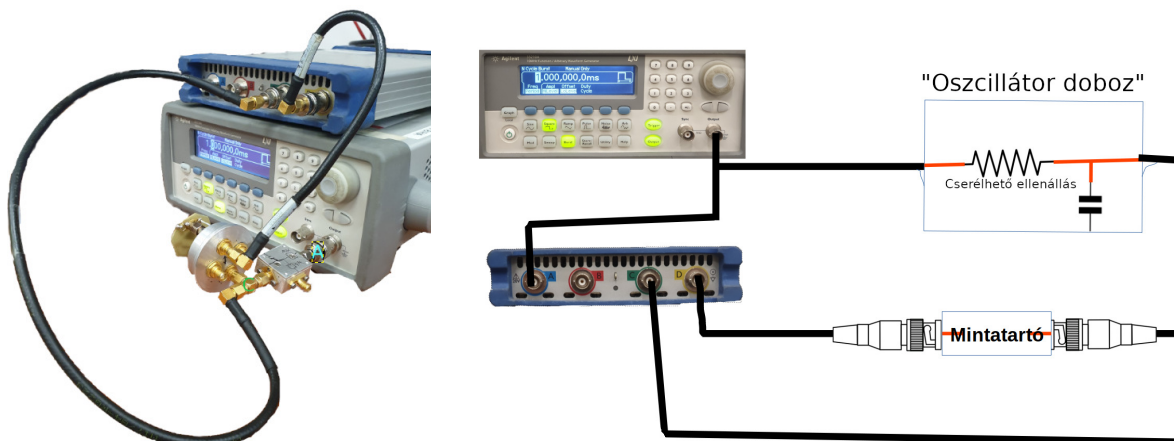


(d) Vezető tűk segítségével vizsgált minta közelített képen. Láthatók az arany elektródák, melyekhez a tű érintkezik.

9. ábra. A mintatartók áram-feszültség mérőrendszerbe kapcsolásainak módjai. Az apa BNC kábelek segítségével lehet a 8. ábrán látható mérőrendszerbe csatlakoztatni az (a-c) paneleken látható mintatartókat. Az (a) és (c) paneleken a piros vonalak a belső vezető eret jelölik, míg a vékony kék vonalak a földelt külső eret.

A VO_2 réteg termikus és epitaxiális minták esetén is zafír (Al_2O_3) hordozón helyezkedik el, ami jó szigetelő, így nem merül fel a hordozó kapacitív viselkedése, ami zavaró tényező lehetne nagy frekvenciás mérések esetén. A VO_2 felületén kialakított arany elektródákat alumínium fémszálakat alkalmazó szálkikötés segítségével lehet a mintatartó réz felületeihez csatlakoztatni (erre a továbbiakban bondolásként hivatkozom). A 9a és 9b ábrán látható mérési elrendezés esetén minden mintát egyesével bondolni kellett a vizsgálatokhoz, ami egy rendkívül lassú folyamat. A minta arany elektródáihoz egy próbaállomás (probe station) tűivel való csatlakozás sokkal gyorsabb (9d ábra), így adott idő alatt több minta megvizsgálható. Összesen így ≈ 100 db (termikus és epitaxiális) mintát vizsgáltam munkám során, melyek közül a legjobbnak tűnőket választottam ki az oszcillációs mérésekhez.

Az elvégzett statikus kapcsolási vizsgálatok után más kutatócsoportok által is használt elrendezés alapján (5a. ábra) építettem egy oszcillátor-áramkört. Ezen áramköröket a nagyfrekvenciás működés reményében a lassú DC méréstől eltérő mérési elrendezéssel vizsgáltam, vagyis a 2 MHz sávszélességű mérőkártyát 50 MHz sávszélességű AGILENT 3321A hullámforma-generátorral, illetve 500 MHz sávszélességű számítógép-vezérelt PICO 6404A oszcilloszkóppal helyettesítettem (10. ábra). Kutatócsoportunk tapasztalatai alapján egy "oszcillátor-dobozt" építettem, mely egy kapacitást illetve egy ellenállást tartalmaz (10b ábra). Az oszcilloszkóp "A" és "C" csatornái nagy bemenő ellenállásra vannak állítva, így feszültségmérőként üzemelnek, míg a "D" bemenet 50 Ω ellenállásra van állítva, azaz az elrendezésben a nagyobb ellenállású áramköri elemek mellett kis bemeneti ellenállású árammérőként funkcionál. Ebben az elrendezésben a cserélhető ellenállás sorba van kötve a mintatartóban található memrisztorral, az "oszcillátor-doboz"-ban található földpotenciálra kötött cserélhető kapacitás pedig a mintatartóval párhuzamosan kapcsoltnak tekinthető. A "D" csatorna segítségével a körben folyó áramot mérem, míg "A" a kiadott tápfeszültséget ellenőrzi, "C" pedig a memrisztoron eső feszültséget méri.

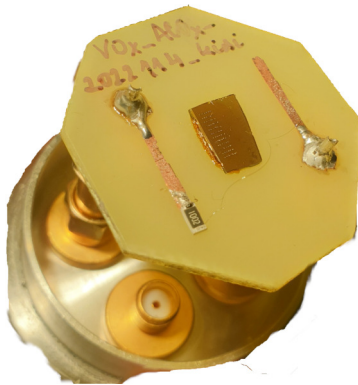


(a) A valóságban megvalósított elrendezés, melyen a kiadott feszültség ellenőrzésére szolgáló "A" csatorna nincs bekötve. Az "A" jelű helyre beépített T-osztó segítségével mérhető a kiadott feszültség is, de ezt a kezdeti mérésekkor nem használtam, a kiadott feszültséget a jelgenerátorról olvastam le. Látható a "C" csatorna feszültségmérésének pontja is. A minta-ellenállás távolság körülbelül 9,5 cm.

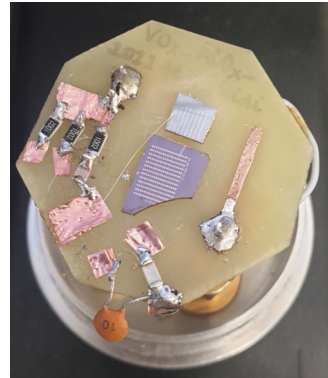
(b) A megvalósított elrendezés kapcsolási rajza. Fekete vonallal a BNC kábeleket és T-osztókat jelöltem, ahol a földelt külső és a belső ér egy helyen fut. Világoskékkel jelöltem, hogy a kapacitásdoboz fala földre van kötve, így a kapacitás és a minta párhuzamosan kapcsoltnak tekinthetők. Az cserélhető soros ellenállás csak a belső érre kapcsolódik, melyet pirossal jelöltem. A mintatartó használatakor a koaxiális kábel belső érére kerül a vizsgált minta, míg a külső földelt ér egy kábel segítségével lesz folytonos (9b ábra).

10. ábra. Megépített, hagyományos oszcillátorkapcsolást alkalmazó áramkör a nagy időfelbontású oszcilloszkópot alkalmazva.

Pár oszcillációs mérés után nyilvánvalóvá vált, hogy a 9a ábrán látható mintatartó NYÁK lapka nem lesz alkalmas nagy frekvenciák elérésére, ugyanis az árnyékolatlanul, hosszan egymás mellett haladó kábelek nagy kapacitív járulékkal rendelkeznek, illetve egymásban áramokat indukálhatnak. A nagyfrekvenciás cél miatt egy NYÁK lap marataásával készítettem a 9b ábrán oldalról, illetve 11a ábrán felülről látható mintatartót, melyen a minták bondolására szolgáló rézfelületek kellően távol (≈ 16 mm-re) helyezkednek el, így nem okoznak nagy kapacitív járulékot. Méréseink szerint ennek a mintatartónak a kapacitása 20-70 fF közötti, mely elhanyagolhatóan kicsi (a nagyfrekvenciás oszcillációk frekvenciája is jóval alacsonyabb, mint a mintatartó kapacitásából következő RC időállandó lenne).



(a) A NYÁK lap maratásával kialakított mintatartó, melyen az SMD ellenállás a mérőrendszer kezdeti hibáinak kiderítésében segített, az oszcillációs mérések során nem volt jelentősége. Megfigyelhető a NYÁK lap SMA-s csatlakoztatása, a mintatartó merevségét szolgáló alumínium tányérhoz, melyen 2 vak és 2 mintatartóhoz csatlakozó SMA kimenet található.



(b) A NYÁK lap maratásával kialakított mintatartó továbbfejlesztett változata. A mérőrendszerbéli távolságok csökkentése érdekében a külső "oszcillátor-doboz" elemei is a mintatartóra kerültek. A mintatartón a kezdeti mérésekhez használt termikus VO₂ lapka is látható (barnás színű chip). Később ebben a fejlesztett elrendezésben epitaxiális mintákat is vizsgáltam (szürkés színű chip), ennek bondvezetékes kapcsolása megfigyelhető az ábrán.

11. ábra. A NYÁK maratásával kialakított mintatartó fejlődése

A külső "oszcillátor-doboz" használatával az új mintatartóval (11a. ábra) sem sikerült az eddigi frekvenciarekordokhoz képest jobb eredményt elérnem. Azt feltételeztük, hogy az oszcillációért felelős kapacitás és ellenállás VO₂ mintától való távolsága hatással lehet az elérhető frekvenciára, ezért az eddig mintatartón kívül található áramköri elemeket ráépítettem a NYÁK lapra (11. ábra). Az új megvalósításnak az is egy előnye volt, hogy a kapacitások és ellenállások cseréjéhez nem kellett szétszerelni az „oszcillátor-dobozt” és forrasztással cserélni az elemeket. A NYÁK lapra puha réz lemezeket ragasztottam, így bondolási technikával a megfelelő rézlapokat kontaktusba hozva állíthattam be az oszcillátor mérőkör paramétereit. A soros ellenállás értékét a 10 k Ω -os SMD ellenállások párhuzamos kapcsolásával tudtam csökkenteni. A NYÁK lapon a soros ellenállást nem lehetett forrasztással cserélni, amíg a minta a bondoló alumínium vezetéken keresztül kapcsolatban volt vele, mivel a forrasztáskor keletkező hő a bondvezetéken keresztül tönkretette a VO₂ mintákat.

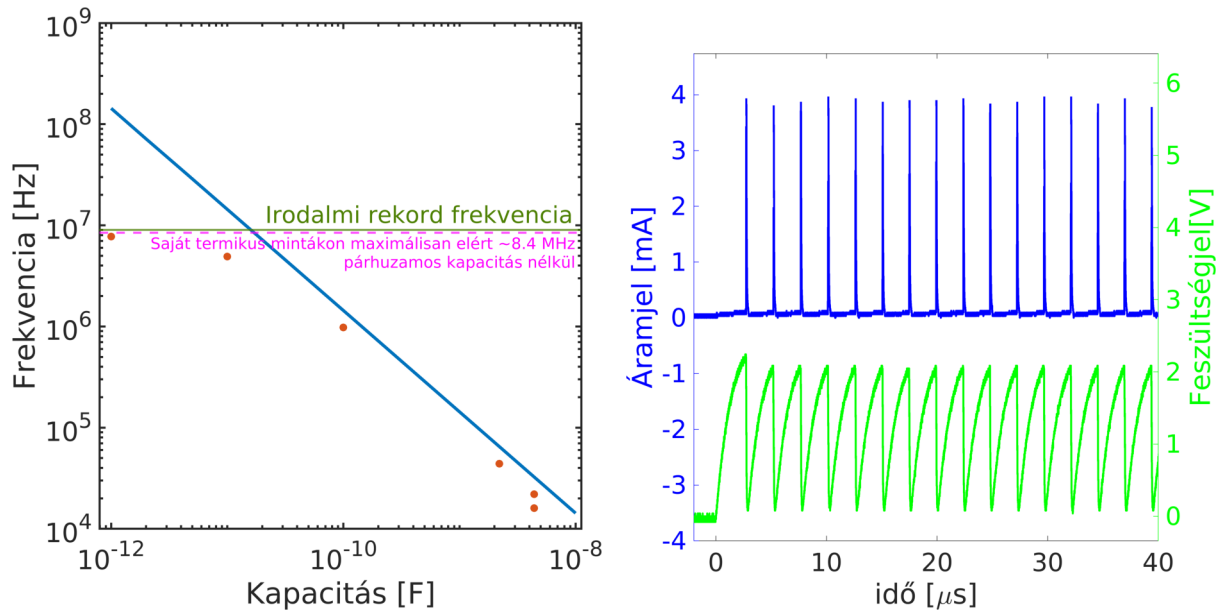
Az oszcillációs frekvencia növelését a párhuzamos kapacitás csökkentésével próbáltam elérni, mivel a soros ellenállás csökkentésekor a minta bekapcsolt állapotban maradását tapasztaltam ("beragadt" a minta). Fontos megjegyezni, hogy az általam használt 10 k Ω , 5 k Ω és 3.3 k Ω soros ellenállások jelentősen kisebbek, mint az irodalomban soros ellenállás csökkentésére frekvencianövekedést mutató oszcillátorok soros ellenállásai [4]. A stabil oszcillációk érdekében 10 k Ω soros ellenállást alkalmaztam, amire több mint 100 pF pár-

huzamos kapacitás használata esetén szinte soha nem ragadtak be a minták, ha teljesült a feszültségváltozási feltétel ((1) és (2) egyenletek).

Az oszcillátor-áramkör kapacitásfüggő frekvenciájára vonatkozó várakozásainkat számítógépes szimulációk segítségével elemeztük. Az első szimulációkat témavezetőm, Török Tímea készítette Matlab Simulink környezetben. Ezen szimulációk a memriszor belső kapcsolási idejét végtelenül gyorsnak tekintik, azaz egy hiszterézissel rendelkező kapcsolóval jól modellezhető az oszcillátorkör viselkedése. A kapcsolót a memriszor állapotaival megegyező ellenállásszintekre programozva és hiszterézisét is a memriszor kapcsolási feszültségeinek megfelelően beállítva jól bemutatható a kapacitás csökkentésével várt frekvencianövekedés (12a. ábra, kék vonal). Ekkor lényegében az ellenállások és a párhuzamos kapacitás RC időállandóit látjuk. A későbbiekben ezen szimulációkat LTspice környezetben továbbfejlesztettem, és a későbbiekben ismertetett hullámvezető geometriára alkalmaztam, amit részletesen a [9] fejezetben mutatok be.

A 12a. ábrán a piros pontok egy szisztematikus, adott mintán a párhuzamos kapacitás változtatásával végigvitt méréssorozatot mutatnak. Látszik, hogy mintegy 100 pF kapacitásig, és az ennek megfelelő ≈ 1 MHz nagyságrendű frekvenciáig a mérési pontok jól követik az elméleti várakozásokat. Ezen paramétereknek megfelelő oszcillációt szemléltet a 12b ábra. A kapacitás további csökkentése során azonban azt tapasztaltam, hogy nem nő tovább az elvárt mértékben a frekvencia, hanem az irodalomból ismert rekordfrekvencia (folytonos vízszintes vonal) környékén megállt a növekedési trend. Külön érdekesség, hogy párhuzamos kapacitás behelyezése nélkül is sikerült oszcillációt elérni, de ez is csak az eddigi rekordfrekvenciát közelítette meg (vízszintes szaggatott vonal). Fontos megjegyezni, hogy ezek a mérések termikus mintákon, még külső oszcillátor doboz használatával készültek.

Az oszcillációs frekvencia telítődésére magyarázatot adna egy 10 pF nagyságrendű parazitakapacitás jelenléte a rendszerben. A később ismertetett nagyfrekvenciás mérési módszerekkel azonban meghatározható mind a mintának mind a minta nélküli mintatartónak a parazitakapacitása, amik a 10 pF-nál több nagyságrenddel kisebb értéknek adódnak. Ez azt jelenti, hogy a rekordfrekvencia érdemi túllépéséhez a kulcsot máshol kell keresni. A továbbiakban az erre irányuló fejlesztéseimet mutatom be, melyek során (i) a nagyfrekvenciás mérés technika elveit figyelembe vevő, hullámvezető-geometriájú oszcillátor-áramkört építettem, melyben reflexiók csak a mintán és a soros ellenálláson történhetnek, minden más eleme az áramkörnek impedancia-illesztett (4. fejezet); (ii) ultragyors impulzusos mérésekkel vizsgáltam a VO₂ memriszor relaxációs folyamatát, ami egyben az oszcilláció fizikai időkorlátját is megmutatja (6. fejezet); és végezetül (iii) egy hullámvezető geometriájú áramköri modellt is fejlesztettem LTspice környezetben (9. fejezet), mellyel az ultragyors oszcillációk szimulálhatók. Mindezen fejlesztésekkel a jelenlegi rekordnál lényegesen gyorsabb, 167 MHz-es oszcillációt sikerült elérnem (5. fejezet).



(a) A kapacitás csökkentésével elért oszcillációs frekvencia-növekedés. A folytonos kék vonal adatait egy áramköri szimulációs modellel kaptuk, amiben a memrisztor egy végtelenül gyorsan ki- és bekapcsolható ellenállásként viselkedik. A piros színű adatpontok egy adott, termikus VO_2 -alapú mintán végzett mérések eredményeiből származnak, míg a lila szaggatott vonal ugyanezzel a mintával végzett, kapacitás nélküli mérés 8,4 MHz-es frekvenciáját mutatja.

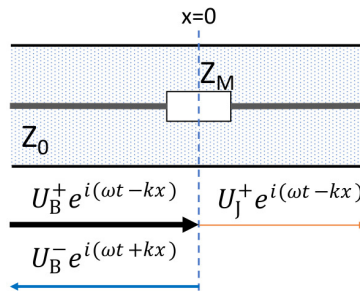
(b) Hagyományos elrendezésű oszcillátor-áramkörben (10b ábra) lehet mérni a memrisztoron eső feszültséget, valamint az átfolyó áramot is. A memrisztor alacsony ellenállású állapotba kapcsolásakor a párhuzamos kapacitás (az ábrázolt esetben 100 pF) rendkívül gyorsan sül ki. Ezzel egy időben a kis ellenállásba kapcsolt mintán nagy áram folyik át.

12. ábra. Hagyományos oszcillátorkapcsolást követő VO_2 áramkörök vizsgálta

4. Nagyfrekvenciás mérés technika alapjai

A célként kitűzött, 10 MHz-et érdemben meghaladó oszcillációs frekvenciák esetén alapvető jelentőségű a feszültség és áramjelek hullámszerű terjedésének a figyelembevétele, amit az ún. távíró egyenletek segítségével lehet leírni. Egy tipikus koaxiális kábelben a feszültség és áramjelek mintegy kétharmad fénysebességgel terjednek, ami azt jelenti, hogy 1 ns idő alatt a jel mintegy 20 cm távolságot tesz meg. A koaxiális kábelben történő terjedést az ún. Z_0 hullámimpedancia írja le, ami a kábelbeli $U^\pm(x,t) = U_0^\pm e^{i(\omega t \pm kx)}$ feszültség-hullámok, illetve $I^\pm(x,t) = I_0^\pm e^{i(\omega t \pm kx)}$ áramhullámok között teremt kapcsolatot $U_0^\pm = \pm I_0^\pm \cdot Z_0$ képlet szerint. Ha egy $Z_0 = 50 \Omega$ hullámimpedanciájú koaxiális kábelt $Z_L = Z_0 = 50 \Omega$ lezáró-ellenállással zárunk le, akkor a kábelben terjedő hullámok a kábelvégen elnyelődnek (nincs reflexió), minden más lezárás esetén a hullámok egy része a kábel végén visszaverődik. Emiatt alapvető szabály, hogy nagyfrekvenciás mérésnél mind a jelgenerátor, mind a feszültségmérést végző oszcilloszkóp 50Ω -os kimeneti/bemeneti impedanciával rendelkezzen, ellenkező esetben a műszerek közötti reflexiók zavarják a mérést, amik pár méteres hosszúságú kábelek esetén akár 10 ns-os skálán is adhatnak zavaró járulékot a vizsgált jelhez.

A nagyfrekvenciás mérés technika további érdekessége, hogy egy kábelba kötött ellenállás értéke nem hagyományos feszültség- és árammérések alapján határozható meg, hanem az alapján, hogy az ellenállásra egyik oldalról küldött feszültség-hullám (pl. impulzus) hányad része transzmittálódik az ellenálláson. Ezen jelenség leírásához nagy segítséget nyújtott a kutatócsoportunk egyik volt tagjának doktori dolgozata [14]. Ha egy Z_0 hullámimpedanciájú koaxiális kábel egy pontjába (azaz a 13. ábra szerint a belső eret megszakítva) Z_M impedanciájú áramköri elemet (pl. ellenállást) helyezünk, a bejövő $U_B^+ e^{i(\omega t - kx)}$ hullám egy része visszaverődik ($U_B^- e^{i(\omega t + kx)}$), egy része pedig áthatol $U_J^+ e^{i(\omega t - kx)}$.



13. ábra. Z_0 hullámimpedanciájú hullámvezetőbe a hullámhosszhoz képest elhanyagolható méretű Z_M más impedanciájú szakaszt építve a kialakuló hullámok irányainak szemléltetése. [14]

Felírhatjuk a kontinuitási feltételt az áramra, vagyis Z_M két oldalán az áramok megegyeznek ($I_B(x = 0) = I_J(x = 0)$), amiből a feszültség- és áramhullám-amplitudók

közötti fenti összefüggést ismerve:

$$U_B^+ - U_B^- = U_J^+ \quad (3)$$

következik. Ezen kívül felírhatjuk az Ohm-törvényt is az $x=0$ pontra, melyből a két oldalon eső feszültség különbségére

$$U_M = U_B^+ e^{i\omega t} + U_B^- e^{i\omega t} - U_J^+ e^{i\omega t} = Z_M \cdot I_J(x=0) = U_J^+ e^{i\omega t} \cdot Z_M/Z_0 \quad (4)$$

adódik. A két egyenletet összevetve és a megfelelő egyszerűsítéseket elvégezve kapjuk a reflexióra:

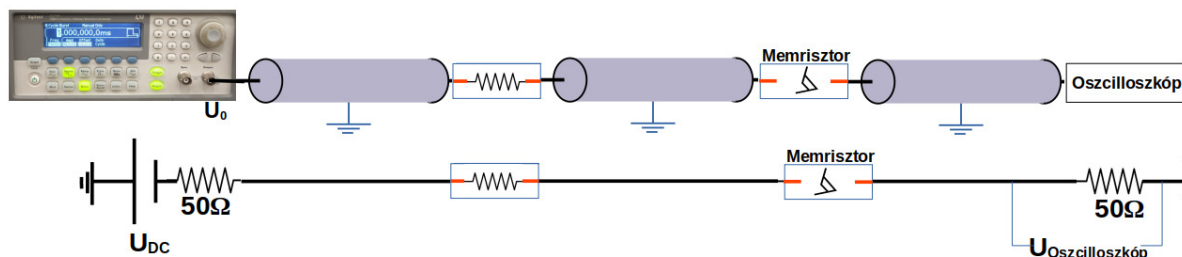
$$\frac{U_B^-}{U_B^+} = \frac{U_{visszavert}}{U_0} = \frac{Z_M}{Z_M + 2Z_0} \quad (5)$$

illetve áteresztőképességre:

$$\frac{U_J^+}{U_B^+} = \frac{U_{ateresztett}}{U_0} = \frac{2Z_0}{Z_M + 2Z_0} \quad (6)$$

összefüggéseket, ahol a továbbiakban U_0 a bejövő hullám amplitúdója. Ebből látszik, hogy $Z_M = 0$ (nulla ellenállás) esetén a teljes jel továbbhalad, $Z_M = \infty$ (szakadás) esetén a teljes jel visszaverődik, míg $Z_M = 2Z_0 = 100\Omega$ esetén a bejövő feszültségjel fele halad tovább. Fontos továbbá megjegyezni, hogy a fenti képletek adott ω körfrekvenciára igazak, de frekvencia-független Z_M impedancia (azaz kábelba helyezett ellenállás) esetén minden frekvenciakomponensre ugyanazt kapjuk, így a fenti egyenletek nemcsak harmonikus jelre, hanem egy hullámcsomagra is érvényesek, azaz egy U_0 amplitúdójú feszültségimpulzus $2Z_0/(Z_M + Z_0)$ arányban transzmittálódik egy ellenálláson az impulzus alakjának teljes megtartása mellett, azaz a bejövő és áteresztett pulzusamplitúdók összehasonlításából meghatározható az ellenállás. Egy $Z = 1/i\omega C$ kapacitív impedancia azonban már torzítja a bejövő impulzust, ekkor megmutatható, hogy az áteresztett jelalak a bejövő impulzus deriváltjához hasonlít. Ez esetben az áteresztett jelalak illesztéséből határozható meg a kapacitás.

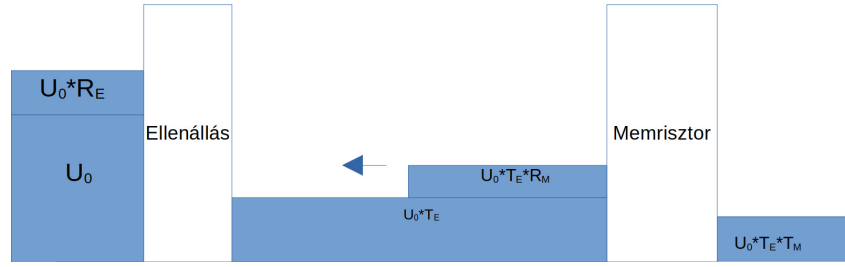
Az alacsony frekvenciás méréseknél sikerült párhuzamos külső kapacitás nélkül oszcillációkat elérnem (12a ábra, szaggatott vonal), így abból indultam ki, hogy a hullámvezető geometriára optimalizált oszcillátor-áramkört külső kapacitás hozzáadása nélkül valósítom meg. Ezáltal az áramkör a 14. ábra felső részén jelölt elrendezésre egyszerűsödik: egy függvénygenerátor 50Ω -os kimenetén adom ki a meghajtófeszültséget, ami t_0 időpontig zérus, majd az oszcilláció létrehozásához szükséges konstans U_0 feszültségre ugrik. Ez az egységugrás-szerű jelalak egy 50Ω -os koaxiális kábelben terjed a soros ellenállásig, onnan egy másik kábeldarabon eljut a memrisztorig, majd végül egy 50Ω -os koaxiális kábelben eljut az oszcilloszkóp 50Ω -os bemenetére.



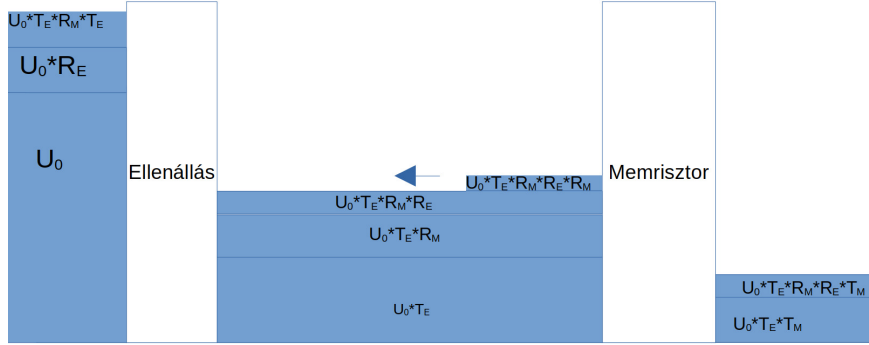
14. ábra. A terjedési időket figyelembe vevő mérőberendezés kapcsolási rajza (felül), illetve az egyenáramú értelmezése (alul). A jelgenerátor és az oszcilloszkóp csatlakozói $50\ \Omega$ impedanciájúak, így $50\ \Omega$ -os koaxiális kábeleket használva impedancia-illesztett a mérőrendszerem. A memrisztor és a soros ellenállás közti szakasz az NYÁK lapból kialakított mintatartón nem impedancia-illesztett (hiszen ott egy árnyékolatlan bondvezeték halad), de a jelterjedés idejének számolásakor ideális hullámvezetőként közelíttem ezt a szakaszt is. Később építettem egy hullámvezető geometriájú mintatartót is, melyben az ellenállás és a memrisztor közötti szakasz is impedancia-illesztett volt (részletesen lásd [6] fejezetben.)

A terjedési időket figyelmen kívül hagyó tárgyalásban a memrisztor és az ellenállás okozta feszültségosztó azonnal kialakul, illetve a feszültségosztás azonnal megváltozik az ellenállások megváltozásának pillanatában. Ezzel szemben a terjedési időket figyelembe vevő leírásban az ellenállásokon transzmissziók és reflexiók történnek, így ezen tranziens folyamatok lejátszódása után alakul csak ki az ellenállásaránynak megfelelő feszültségosztó. Az oszcillátor-mérések meghajtó jele, egy állandó feszültségű (600 ns - 1 ms hosszú) pulzus volt, mely a mérőrendszer méreteit és a folyamatok gyorsaságát figyelembe véve állandó meghajtásnak tekinthető az oszcillátor szempontjából. Az ellenállás és a memrisztor közti távolság hatásának bemutatására a meghajtó jel bekapcsolása utáni feszültségnövekedést tárgyalom részletesen.

A meghajtó jel bekapcsolását leíró egységugrásszerű hullám egy része a soros ellenállásra kerülve reflektálódik, másik fele a memrisztor és az ellenállás közé transzmittálódik. A továbbhaladó hullám egy része a memrisztoron újra visszaverődik, míg másik fele a transzmittálódás után az oszcilloszkóp impedancia-illesztett bemenetén elnyelődik. A jelgenerátor impedancia-illesztett kimenetén szintén nincs visszaverődés. A 15. ábrán látható a feszültségek alakulása két egymás utáni időpillanatban (U_0 az $50\ \Omega$ -ba kiadott meghajtójel amplitúdója, R_M és R_E a memrisztor illetve az ellenállás reflexiók aránya, T_M és T_E pedig a transzmissziós arányok a (5) és (6) összefüggések alapján).



(a) A ΔT időpillanat után kicsivel



(b) A $3\Delta T$ időpillanat után kicsivel

15. ábra. A feszültség változásának szemléltetése. U_0 az 50Ω -ba kiadott meghajtójel, R_M és R_E a memrisztor illetve az ellenállás reflexió aránya, T_M és T_E pedig a transzmissziós arányok. A jel terjedési ideje az ellenállás és a memrisztor között ΔT

Az ellenállás bal oldal oldalán a feszültségek alakulása:

$$U_0 + U_0 R_E + U_0 T_E R_M T_E + U_0 T_E R_M (R_E R_M) T_E + \dots \quad (7)$$

Az ellenállás és a memrisztor közötti feszültségek alakulása:

$$U_0 T_E + U_0 T_E R_M + U_0 T_E (R_M R_E) + U_0 T_E R_M (R_E R_M) + \dots \quad (8)$$

A memrisztor jobb oldalán a feszültségek alakulása:

$$U_0 T_E T_M + U_0 T_E (R_M R_E) T_M + \dots \quad (9)$$

Észrevéve a mértani sorokat, felírhatók a $2N$. időpillanatban (N pozitív egész) a feszültségek a következő alakban: (7)-ből:

$$U_B(2N \cdot \Delta T) = U_0 + U_0 R_E + U_0 T_E R_M T_E \cdot \frac{1 - (R_M R_E)^N}{1 - (R_M R_E)} \quad (10)$$

(8)-ből:

$$U_K(2N \cdot \Delta T) = U_0 T_E \cdot \frac{1 - (R_M R_E)^N}{1 - (R_M R_E)} + U_0 T_E R_M \cdot \frac{1 - (R_M R_E)^N}{1 - (R_M R_E)} = U_0 T_E (1 + R_M) \cdot \frac{1 - (R_M R_E)^N}{1 - (R_M R_E)} \quad (11)$$

a (9)-ből:

$$U_J(2N \cdot \Delta T) = U_0 T_E T_M \cdot \frac{1 - (R_M R_E)^N}{1 - (R_M R_E)} \quad (12)$$

A 14. ábra alapján felírhatjuk a memrisztoron eső feszültséget, mely a (11)-(12) kifejezések különbsége lesz.

Végtelen idő elteltével a memrisztoron eső feszültség megkapható a (11) és (12) kifejezések határértékének különbségeként:

$$U_M = \frac{U_0 T_E (1 + R_M)}{1 - R_M R_E} - \frac{U_0 T_E T_M}{1 - R_M R_E} \quad (13)$$

Ebbe a kifejezésbe behelyettesítve a (6) és (5) alapján R_M , R_E , T_M T_E -t a memrisztor impedanciájával (Z_M) és a soros ellenállás impedanciájával (Z_E) kifejezve adódik a memrisztoron eső feszültség:

$$U_M = \frac{2 \cdot U_0 \cdot Z_M}{Z_M + Z_E + 2Z_0}, \quad (14)$$

amiről könnyen megmutatható, hogy megegyezik azzal az eredménnyel, amikor a memrisztor és a soros ellenállás egy pontban helyezkednek el, azaz együtt alkotnak egy $Z = Z_E + Z_M$ impedanciát, kettőjük között pedig a feszültségosztás szokásos képlete szerint oszlik el a feszültségesés. Ezt az egyezést el is várjuk, hiszen végtelen idő távlatából a memrisztor és soros ellenállás távolsága vehető zérusnak.

A 14. ábra nagyfrekvenciás mérőberendezését egyenáramú képben vizsgálva Z_0 -al jelölve az oszcilloszkóp és a jelgenerátor 50 Ω -os be- és kimeneti ellenállásait, Z_M -el pedig a memrisztor ellenállását (14. ábra alsó panel), kifejezhetjük U_{DC} meghajtó feszültséggel a memrisztoron eső U_M feszültséget:

$$U_M = \frac{U_{DC} \cdot Z_M}{Z_M + Z_E + 2Z_0} \quad (15)$$

A memrisztoron eső feszültség mindkét esetben ugyan az kell legyen, azaz a megszokott $2 \cdot U_0 = U_{DC}$ képletet kapjuk, ami a nagy impedanciájú terhelésre kiadott DC feszültség és az 50 Ω -os hullámvezetőbe kiadott feszültség kapcsolatát írja le.

Meggyőződve arról, hogy az egységugrásszerű feszültség hullám oda-visszaverődését leíró modellünk végtelen határesetben helyes eredményt ad, feltehetjük a kérdést, hogy a feszültségugrás soros ellenálláshoz érkezését követően mennyi idő alatt tud felépülni egy adott U_M memrisztor-feszültség, például a memrisztor bekapcsolásához szükséges $U_M = U_{be}$ feszültség. A K . oda-visszaverődés után ($K=2N$) a memrisztoron eső feszültség (U_M) kiszámolható a (11) és (12) kifejezések különbségeként. $1 = T + R$ összefüggést használva, valamint a kifejezést olyan alakra hozva, hogy az egyik oldalon K hatványként szerepeljen a következő alakot kapom:

$$\left(\frac{U_0 T_E (2 - 2T_M)}{1 - (1 - T_M)(1 - T_E)} - U_M \right) \cdot \frac{1 - (1 - T_M)(1 - T_E)}{U_0 T_E (2 - 2T_M)} = [(1 - T_M)(1 - T_E)]^K \quad (16)$$

A (16) kifejezés logaritmusát véve és egy egyszerűsítést elvégezve meghatározhatjuk a küszöbfeszültség eléréséhez szükséges K -értéket:

$$\ln \left[1 - U_{be} \cdot \frac{1 - (1 - T_M)(1 - T_E)}{U_0 T_E (2 - 2T_M)} \right] \cdot \frac{1}{\ln((1 - T_M)(1 - T_E))} = K. \quad (17)$$

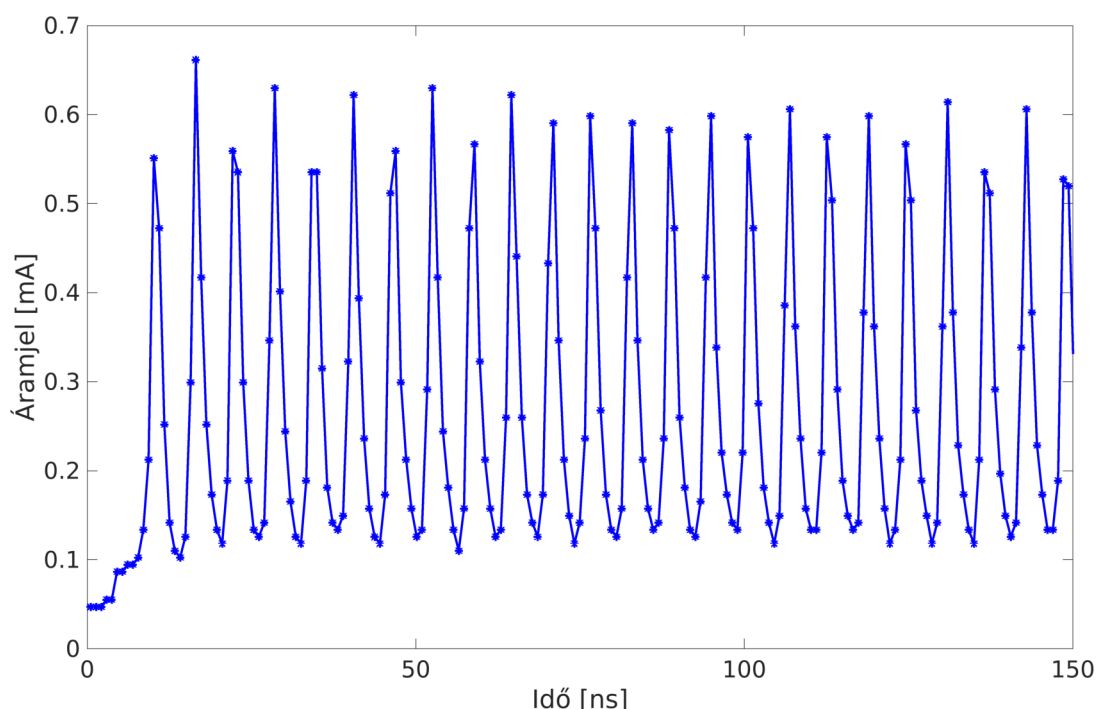
Határozzuk meg K értékét kísérletileg releváns (későbbiekben bemutatott oszcillációkra jellemző) paraméterek mellett, úgy mint $U_0 = 2.5 \text{ V}$ meghajtófeszültség, $U_{be} = 1 \text{ V}$ bekapcsolási küszöbfeszültség, $Z_M \approx 25 \text{ k}\Omega$ ellenállású kikapcsolt állapot és $Z_E = 22 \text{ k}\Omega$ soros ellenállás. A (6) összefüggés segítségével kifejezve T_M -et és T_E -t, és behelyettesítve a kísérletileg releváns paramétereket $K = 55$ adódik. Ebből $\Delta t = K \cdot 2 \cdot d/v_{jel}$ időkésés származik, ennyi időre van szükség a küszöbfeszültség felépüléséhez, ahol d a memrisztor és a soros ellenállás távolsága, v_{jel} pedig a jel terjedési sebessége, amit $\approx 2/3$ fénysebességnek veszünk. Mindebből az következik, hogy egy észszerű, 10 mm-es memrisztor – soros ellenállás távolság esetén (amit a jel 50 ps alatt tesz meg) 5.5 ns időre van szükség a küszöbfeszültség felépüléséhez. Ez a számolás a későbbiekben fontos szerepet fog játszani, rámutatva, hogy a sokszoros oda-visszaverődés miatt egy jelentős időkésés jelentkezik, ami egyrészt korlátozza a maximális oszcillációs frekvenciát, másrészt a frekvencia hangolására is lehetőséget ad.

5. Rekord sebességű oszcilláció VO₂ memrisztorokkal

Az előző fejezetben bemutatott elmélet alapján nyilvánvaló, hogy a memrisztor és a soros ellenállás távolsága meghatározza a maximálisan elérhető oszcillációs sebességet. Termikus mintákkal nem sikerült nagy frekvenciákat elérnem, de szerencsére munkám során lehetőségem nyílt epitaxiális VO₂ rétegekre készült mintákkal is kísérletezni. Emellett egy újfajta mintaformázási eljárást is kipróbáltam, melynek lényege a VO₂ minták belső működésének lassú elektromos jelekkel történő hangolása az oszcillációs méréseket megelőzően. Ez a két faktor – az epitaxiális rétegek alkalmazása és az új mintaformázási eljárás – együttesen hozzájárult az általam vizsgált VO₂ oszcillátor-áramkörök frekvenciájának több mint egy nagyságrenddel történő növeléséhez, elérve a ~ 100 MHz-es tartományt.

Az előző fejezetben bemutatott kísérleti elrendezésben (14. ábra), a nagyfrekvenciás mintatartó azon változtatásával alakítottam ki az oszcillátorokat, ahol az áramköri elemek a mintatartón voltak elhelyezve, közvetlenül a memrisztor mellett (11b ábra). Először epitaxiális mintákkal csak párhuzamos kapacitás alkalmazásával sikerült oszcillációkat elérnem, de ekkor a minták előzetes, kisfrekvenciás kapcsolási karakterizálását 1050 Ω soros ellenállású mérőrendszerben végeztem. Sebastian Schmid kollégám észrevette, hogy termikus mintákat egyre kisebb soros ellenállással karakterizálva fokozatosan lecsökkenthető a bekapcsolási feszültségük. Oszcillátor-áramkörben egy kisebb hiszterézisű mintával nagyobb frekvenciákat lehet elérni, hiszen ekkor kisebb feszültségváltozások is elegendőek a minták ki-be kapcsolásához. Emiatt az általam vizsgált epitaxiális mintákon is kipróbáltam a fenti, bekapcsolási feszültség csökkentésére irányuló eljárást. A minták előzetes karakterizálásához így egy idő után már 380 Ω soros ellenállást használtam, ami több szempontból hatásosnak bizonyult. A formázás hatásának kísérleti vizsgálatára fókuszáló méréseimet a [8] fejezetben részletezem.

5.1. Oszcillációs jelenség 167 MHz frekvencián



16. ábra. A rekord sebességű, 167 MHz-es oszcilláció áramjel-adatsorának eleje (összesen kb. 160 darab oszcillációt figyeltem meg egyetlen meghajtójel ideje alatt). Látható, hogy a jelalak teljesen más, mint a kisebb frekvenciáknál látott, alacsony háttérből kiemelkedő, rövid áram tűskék sorozata (ld. 12b ábra). Az ábrán csillaggal jelöltem a mért adatpontokat, mivel az oszcilláció frekvenciája és a méréshez használt Picoscope oszcilloszkóp 500 MHz-es felbontása már összemérhető. A használt soros ellenállás 10 k Ω volt, illetve az egyenáramú meghajtófeszültség 3,35 V-os volt.

A mérőberendezés összeépítése után több mintán is próbáltam kis minta-ellenállás távolságokkal nagyfrekvenciás oszcillációt elérni. Ezek közül a leggyorsabb 167 MHz frekvenciájú volt, ennek a mérésnek az eredményét mutatja a 16. ábra. Ehhez a rekord sebességű oszcillációhoz használt 10 k Ω soros ellenállásból és 3,35 V-os meghajtójelből (hullámvezető képben 1,675 V) jóval kisebb áramjeleket várnánk. A nagy áramok azért alakulhatnak ki, mivel a memrisztor bekapcsolásakor a (6) összefüggés szerint megnő a transzmissziója, vagyis a memrisztor és az ellenállás között "felgyűlt" feszültség "kisül" a memrisztoron (hiszen az eddigi kisebb transzmisszió nagyobb feszültséget engedett meg a memrisztor és az ellenállás között). Tehát az áramcsúcsnál a bekapcsolás előtti pillanatnak megfelelő feszültség esik a memrisztoron, mely immár a kis ellenállású memrisztoron hajt át áramot, így lehetséges, hogy a kis frekvenciás, kisebb soros ellenállással végzett karakterizáló mérések alacsony ellenállású állapotaival összemérhető áramokat látunk.

A 16. ábrán jól megfigyelhető, hogy az oszcilláció frekvenciájával összemérhető minta-vételezés miatt a jelalakok csúcsa időben viszonylag pontatlan. Egymás melletti csúcsok-

ból számított frekvencia szintén pontatlan lenne, ezért az oszcillációs mérések frekvenciáit illesztéssel módosítottam meg. Az áramjel lokális maximumait megkerestem, majd a csúcs darabszámának függvényében ábrázoltam a csúcs időpontját. A kapott görbére egyenest illesztve a meredekség reciproka adja az oszcilláció frekvenciáját.

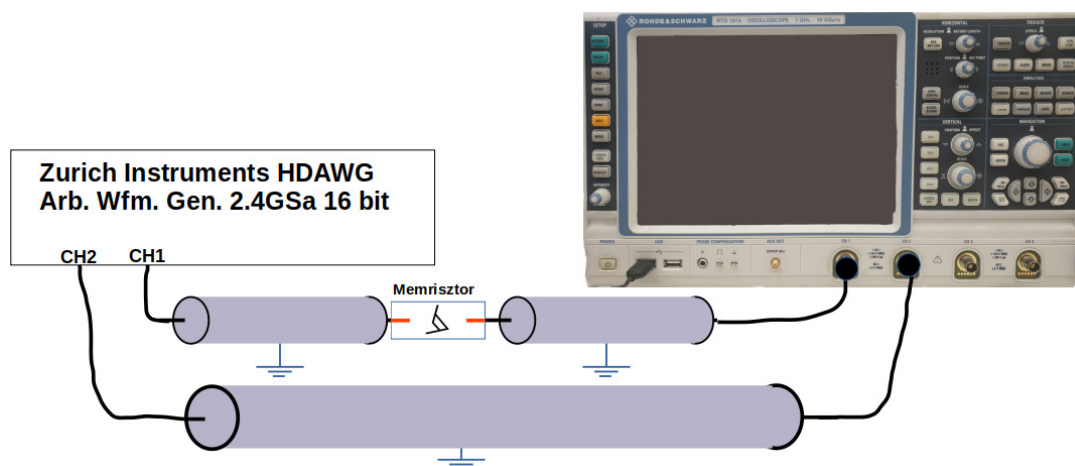
A nagyfrekvenciás oszcillációnak egy másik érdekes tulajdonsága, hogy jóval kisebb áramok folynak a mérőrendszerben, mint kis frekvenciákon nagy mintatávolságnál vagy egy általános mérőrendszerben párhuzamos kapacitást használva. Ez azért fontos, mivel az egy oszcillációs tüskére jutó energiamennyiség meghatározza az oszcillátort alkalmazó elektronikai egységek energiaigényét, így a gyorsabb oszcillációkkal nem csak nagyobb számítási sebességeket, de egy oszcillációra jutó kisebb energiaigényt is el lehetne érni.

Termikus mintákkal Sebastian Schmid további oszcillációs méréseket végzett (hasonlóan kicsi minta-ellenállás távolságokkal), ám neki sem sikerült ≈ 30 MHz-nél gyorsabb oszcillációt mérni, a minták sokszor bekapcsolt állapotban ragadtak. Így feltehető, hogy a termikus és epitaxiális minták között valamilyen gyors kapcsolási karakterisztika különbség van. A továbbiakban arra fókuszáltam, hogy megértsem azon fizikai korlátozó tényezők eredetét és természetét, amelyek hatással lehetnek a kialakuló oszcillációs frekvenciákra epitaxiális mintákon, a gyors oszcillációk $\sim 100 - 200$ MHz-es tartományát és az ennek megfelelő $\sim 5 - 10$ ns időskálán történő jelenségeket célozva.

6. Epitaxiális minták gyors be- és kikapcsolásának vizsgálata

A nagyfrekvenciás oszcillátorban használt VO₂ memrisztor viselkedésének felderítéséhez ultrarövid ($\approx 1,5$ ns félértékszélességű) pulzusokkal kapcsolási méréseket végeztem. Az ilyen sebességű mérésekhez az oszcillációkhoz használt Picoscope-nál jobb, 1 GHz sávszélességű Rohde & Schwarz RTO 1014 oszcilloszkópot használtam. A kapcsolópulzusok kiadásához, egy szintén nagyfrekvenciás (750 MHz sávszélességű), számítógéppel vezérelhető Zurich Instruments jelgenerátort használtam. A mérőberendezésben nem használtam áramkorlátozó soros ellenállást, mert az visszaverődéseket okozott volna. A rövid pulzusok miatt a minta ellenállásának csökkenése nem annyira jelentős, hogy a mintát károsító folyamatok jelentkezzenek, így ultrarövid impulzusoknál elhagyható a soros ellenállás. A memrisztor válaszjeléből az ellenállást a (6) összefüggés segítségével értékeltem ki, vagyis $Z_M = \frac{2Z_0 \cdot U_0}{U_{ateresztett}} - 2Z_0$, ahol Z_0 a hullámvezető hullámimpedanciája Z_M pedig a memrisztor ellenállása.

A korábbiakban említettem, hogy ez a kiértékelés csak tisztán rezisztív működés esetén helytálló. Ha a memrisztor két oldala között egy parazita-kapacitás is jelentkezik, a transzmittált jelalak ($U_{ateresztett}$) már nem fog skálázódni a bejövő jelalakkal (U_0). A parazita-kapacitás viszont a nagy ellenállású állapotra adott pulzus válaszjeléből megbecsülhető. Ezen vizsgálatokat alapvetően Sebastian Werner Schmid kollégám végezte el a [15] tanulmányban ismertetett módszer szerint, a VO₂ memrisztor parazitakapacitására ≈ 1 fF, a mintát nem tartalmazó, 9b ábrán bemutatott mintatartó kapacitására pedig < 60 fF értéket kapva. Ugyanezen analízist a későbbiekben (24. ábra) bemuta-



17. ábra. A gyors kapcsolások vizsgálatánál használt mérési elrendezés vázlata. A CH1 és CH2 csatornákon kiadott jelalakok megegyeznek, így vizsgálható a memrisztornak egy pulzusra adott reakciója. A két csatornán a kábelek hossza, így a terjedési idők nem egyeztek, ezeket illesztem kellett.

tott optimalizált hullámvezető geometriájú mintatartóra elvégezve saját mérés alapján < 2 fF értéket kaptam. Ezen kapacitásoknak (60 fF ill. 2 fF) megfelelő impedanciákat 1 GHz frekvenciánál kiértékelve $\approx 2600 \Omega$, illetve $\approx 78 \text{ k}\Omega$ értékeket kapunk. Ezekről megállapítható, hogy az előbbi a bekapcsolt állapothoz, míg az utóbbi mind a ki- mind a bekapcsolt állapothoz képest elhanyagolható kapacitív járulékot ad az általunk használt sávzélesség-tartományban. Ezen kívül nyilvánvaló, hogy ezen kapacitások a 12a ábra diszkussziójában említett 20 pF-nál több nagyságrenddel kisebbek, így nem a parazita-kapacitások okozzák a frekvenciakorlátot.

A 17. ábrán látható a megvalósított áramköri kapcsolás rajza, melyen a jelgenerátorból a két csatornán azonos jelet adtam ki, így a kiadott referenciajelet (CH2) és a minta válaszát (CH1) is tudtam egyszerre rögzíteni. A CH1 és CH2 egymástól független ágak között az ábrán is látható, hogy a hullámvezetőnek tekinthető SMA kábelek (az ábrán hengerek) hossza nem egyezik meg. A kábelhosszak különbségéből adódik, hogy a két csatornán azonos időpontban indított jelek más időpontban érkeznének az oszcilloszkópba, ezért illeszteni kell a jelalakokat. A kábelek hosszának lemérésével 0,7 ns hibával tudtam megállapítani a csatornák időtolását. A pontosabb időtolást a memrisztor ellenállásának viselkedéséből kaptam, hiszen feltehető, hogy növekvő kapcsolófeszültségre a memrisztor-nak nem nőhet az ellenállása. Ezzel a pontosítással az oszcilloszkóp felbontóképességével megegyező bizonytalansággal (100 ps) tudtam a csatornák időtolását beállítani.

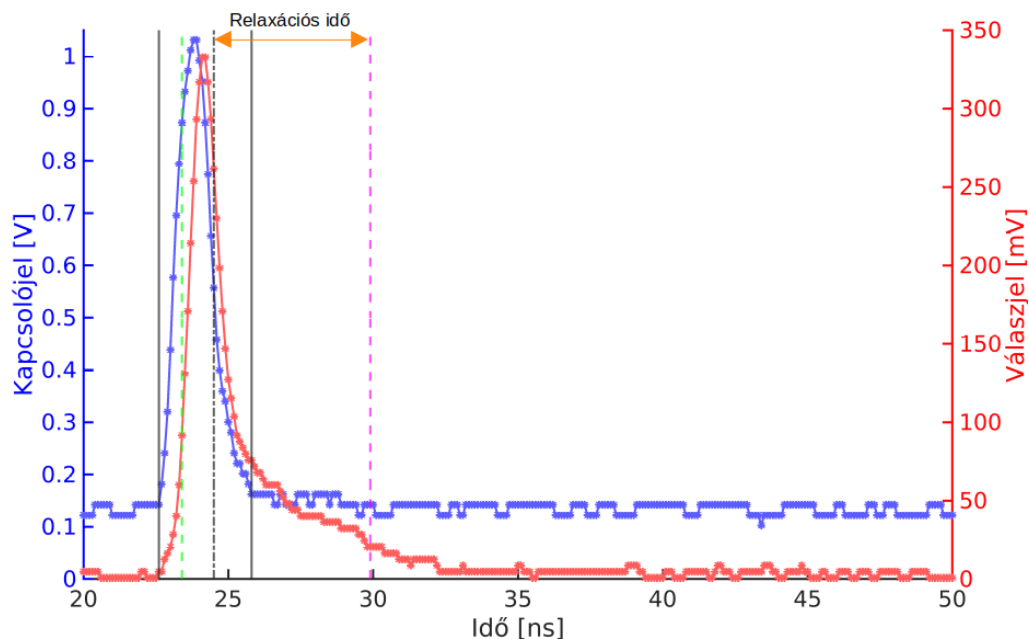
Egy tipikus vizsgáló pulzus meghajtó- (kék) és válaszjelét (piros) az időillesztés után a 18. grafikonon ábrázoltam, az ebből számolt ellenállást pedig a 19. ábra mutatja. Kutatócsoportunkban megfigyelték, hogy a VO_2 memrisztorokra jellemző alapvető tulajdonság, hogy ha nagyon rövid lefutási idejű jellel hajtjuk meg őket (például az ábrán látható kék pulzus), akkor a meghajtó feszültség kikapcsolási küszöbérték alá csökkenését követően a minta ellenállása jóval lassabban relaxál a kikapcsolt állapot ellenállása felé. Ezt a jelenséget a VO_2 memrisztorok *relaxációjának* nevezem a továbbiakban, a jelenség karakterisztikus idejére pedig *relaxációs időként* hivatkozom.

A 18. ábrán vastag függőleges vonalakkal jelöltem a kapcsolópulzus elejét és végét (kék görbe adatai), zöld/lila szaggatott vonallal a be/kikapcsolási pillanatot, fekete pontozott vonallal pedig az ellenállás értékének minimumhelyét jelöltem. A zöld szaggatott vonallal jelölt bekapcsolási pillanat az az időpont, ahol a minta ellenállása a statikus mérésekből származó alacsony ellenállású állapot maximuma alá csökken. A lila szaggatott vonal a kikapcsolás bekövetkeztét jelzi.

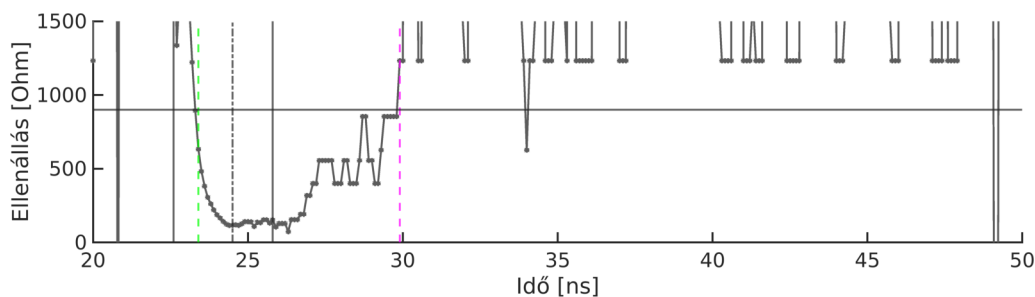
A kikapcsolási eseményt ezekben a mérésekben úgy definiáltam, hogy akkor történik meg, amikor az ellenállás átlép egy határt. Első közelítésben ez a határ lehetne például az adott minta statikus (lassú) méréseiből származó ki- és bekapcsolt állapotok logaritmikus átlaga $\frac{\ln(R_{be}^{\text{átlag}}) + \ln(R_{ki}^{\text{átlag}})}{2} = 1,5 \text{ k}\Omega$. A piros görbén megfigyelhető, hogy a memrisztor kikapcsolásakor mért feszültség az oszcilloszkóp feszültségfelbontásának határán van. A limitált feszültségfelbontás miatt ezért inkább úgy definiáltam a kikapcsolási eseményt jelző határellenállás-értéket, hogy ez az ellenállás minden alkalmazott kiolvasófeszültség

esetén a zajszint alatt legyen, így a fenti logaritmikus középnél kicsit kisebb, $R_{\text{határ}} = 900 \Omega$ értéket választottam.

Érdeemes megfigyelni, hogy az elért minimális ellenállás (pontosított vonal) nem esik egybe a kapcsolópulzus maximumával, ami azt jelenti, hogy a maximális feszültség elérése után még folytatódik a bekapcsolás folyamata. A továbbiakban a relaxációs időt (azaz a kikapcsolás folyamatának idejét) a minimálisan kialakult ellenállás időhelye (pon-



18. ábra. A VO_2 memrisztor gyors kapcsolásának vizsgálatára szolgáló tipikus kapcsoló jelalak (kékkel) és a minta áramválaszának megfelelő válaszjel (az ábrán pirossal; az oszcilloszkóp 50Ω -os bemenetén mérve). Vastag fekete vonalakkal a meghajtó pulzus elejét és végét jelöltem. A zöld szaggatott vonal a bekapcsolás időpontja, a fekete szaggatott vonal a minimális ellenállás elérésének ideje. A lila szaggatott vonal a relaxációs idő végét jelzi, ez egy ellenálláshatár átlépése utáni első időpillanatot jelöl. A relaxációs idő ezen némileg önkényes választásokkal $6,3 \text{ ns}$ -nak adódik. A használt kiolvasófeszültségek közül az ábrán a nagyobbik látható.



19. ábra. Az ellenállás alakulása az idő függvényében a 18. ábra bejövő és transzmittált pulzusából számítva. A jelölések (függőleges vonalak) megegyeznek a 18. ábra jelöléseivel.

tozott vonal) és a kikapcsolási időpont (lila vonal) különbségeként definiálom (lásd 18. ábra), hiszen a minimális ellenállás helye megmondja, hogy a memrisztor hol kezd el a kikapcsolás folyamatát, ezért érdemes ezt a definíciót használni. A fenti definíciók alapján berajzolt határvonalak ugyan erősen önkényesek, de mégis alkalmasak arra, hogy a kísérleti paraméterek (pulzusmagasság, pulzushossz, kiolvasó feszültség nagysága) függvényében szisztematikusan vizsgáljuk a kapcsolási folyamatot. Illetve az időhatárokat rögzítő definíciók részleteitől függetlenül megállapítható, hogy a bekapcsolás folyamata nagyon gyors, 1 ns-nál rövidebb idő alatt megtörténik, míg a kikapcsolás folyamata egy lényegesen lassabb relaxáció, ami 7 – 8 ns-ot is igénybe vehet. Az utóbbi már összemérhető az elért leggyorsabb oszcilláció periódusidejével (≈ 6 ns), így egyértelmű, hogy a relaxációs időnek kulcsszerepe lehet a maximális oszcillációs frekvenciában.

Változó nagyságú kapcsolópulzusok használatával vizsgálva az epitaxiális VO₂ memrisztorokat (20a ábra) jól megfigyelhető volt, hogy a nagyobb pulzus kisebb ellenállásba képes kapcsolni a mintát. Az ábrán a 0,5 V alatti kapcsolópulzusok eredményeit nem ábrázolom, mivel azoknál az elért minimális ellenállás 3 k Ω felett volt, mely egyrészt a mérőrendszer ellenállás-felbontása felett van, másrészt a statikus kapcsolási karakterisztika alapján nem tekinthető bekapcsolt állapotnak. A kapcsolópulzus nagysága a hullámvezető mérőrendszerre kiadott feszültséget jelöli, mely nagyság az egyenáramú képből a rendszerre kiadott feszültség felével egyezik meg. A narancssárgával jelölt adatpontok nagyobb kiolvasófeszültségű mérést mutatnak, jelezve, hogy az elért minimális ellenállás alapvetően a pulzus amplitúdójától függ, és a kiolvasófeszültség ezt érdemben nem befolyásolja.

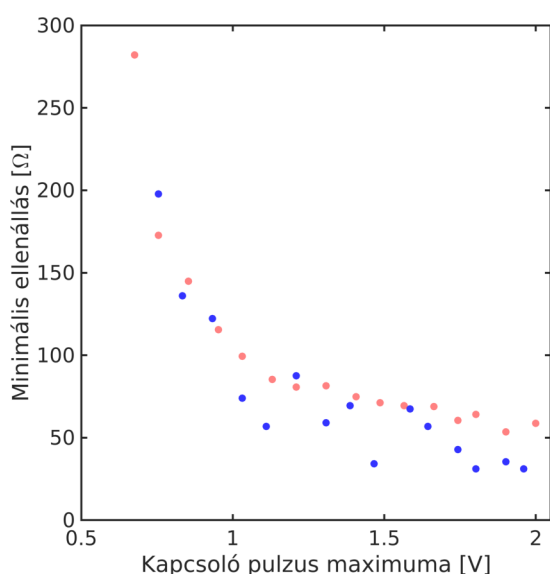
A 20b ábra a mért relaxációs időket mutatja a pulzus amplitúdójának függvényében. Látjuk, hogy a bekapcsolt állapotot elérő legkisebb pulzusok esetén akár 2 – 3 ns alatt is lejátszódhat a relaxáció, azonban nagyobb pulzusok esetén a relaxációs idő 10 ns fölé növekedhet. Az is jól megfigyelhető, hogy a narancssárgával jelölt nagyobb kiolvasófeszültséghez (150 mV) tartozó relaxációs idők nagyobbak, mint kis kiolvasófeszültség (80 mV) esetén, azaz a pulzus után a mintán hagyott véges (de a DC kikapcsolási feszültségnél kisebb) kiolvasófeszültség érdemben lassítja a relaxációs folyamatot.

A 20a és 20b ábrák egybevetésével felrajzolhatjuk a relaxációs időt az elért minimális ellenállás függvényében is (21a ábra). Ugyanakkor további méréseim arra is rámutattak, hogy kisebb minimális ellenállást nem csak a pulzus amplitúdójának, hanem a pulzus hosszának növelésével is el lehet érni. Felmerül a kérdés, hogy a relaxációs idő külön függ-e a pulzushossztól és a pulzusamplitúdótól, vagy csak az adott pulzussal elért minimális ellenállás határozza meg a relaxációs időt. Erre ad választ a 21b ábra, melyen a relaxációs időt a minimális ellenállás függvényében ábrázolom, a különböző színek pedig a különböző pulzushosszokat reprezentálnak. Egy adott pulzushossznál az egyre kisebb minimális ellenállásokat egyre nagyobb pulzusamplitúdókkal sikerült elérni. Az a tény, hogy a különböző pulzushosszakkal végzett mérések egy görbére esnek azt támasztja alá, hogy a

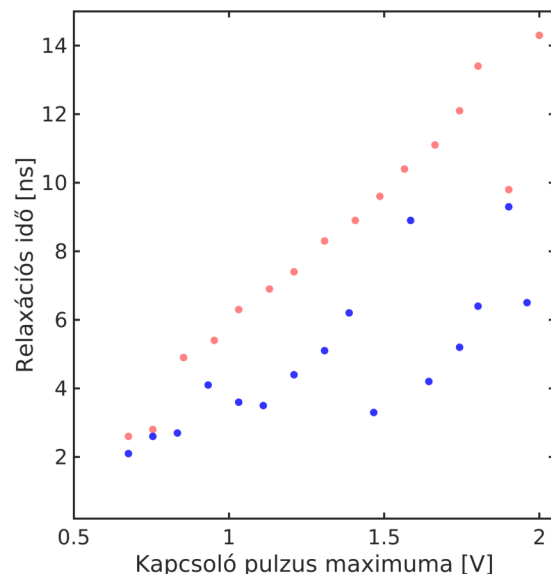
relaxációs idő nem függ külön a pulzus hosszától vagy amplitúdójától, hanem csak attól, hogy végül a pulzussal milyen minimális ellenállást sikerült elérni.

Az oszcillátor szempontjából a relaxációs idő rendkívül fontos, hiszen az elért 167 MHz frekvencia periódusideje (≈ 6 ns) összevethető a mért relaxációs időkkel. Ezen kívül az is nyilvánvaló, hogy a memrisztoron hagyott kiolvasófeszültségtől, illetve az alkalmazott pulzus amplitúdójától és hosszától egyaránt függ a relaxációs idő. Ezek alapján csak nagyon optimális körülmények mellett (ultrarövid, kis amplitúdójú pulzus minimális kiolvasófeszültség mellett) lehet pár ns-os skálájú, legrövidebb relaxációs időket elérni. Az oszcillációs folyamat során viszont mindezeket a paramétereket kevésbé tudjuk kontrollálni, mint egyedi pulzusos méréseknél, így mindenképp a nagyobb, azaz a 167 MHz-es rekordoszcilláció periódusidejével összemérhető relaxációs időket kell irányadónak tekinteni az oszcilláció során.

Az oszcillátor működésekor a memrisztor többször egymás után ki-be kapcsol, ezért megvizsgáltam a kapcsolási tulajdonságait két egymást követő pulzussal is. Ismert jelenség, hogy a VO₂ kis idővel egymást követő pulzusok esetén másodszorra a statikus bekapcsolási feszültségénél kisebb jelszintekre is bizonyos valószínűségekkel bekapcsol [11],

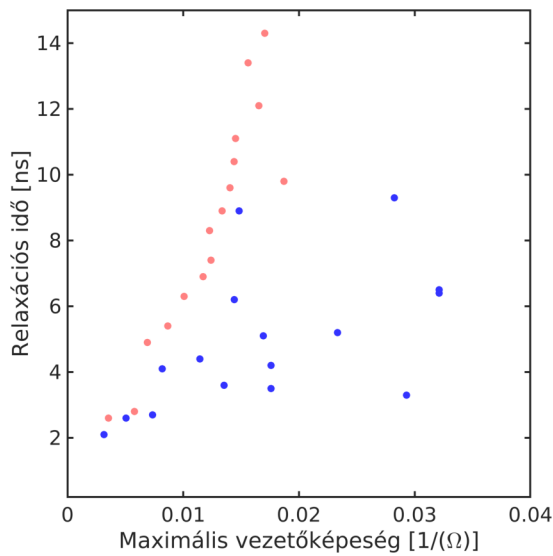


(a) A minimálisan kialakult ellenállások egyértelműen csökkennek a feszültség növeledésekor és egy rendkívül kis ellenállású állapotához tartanak.

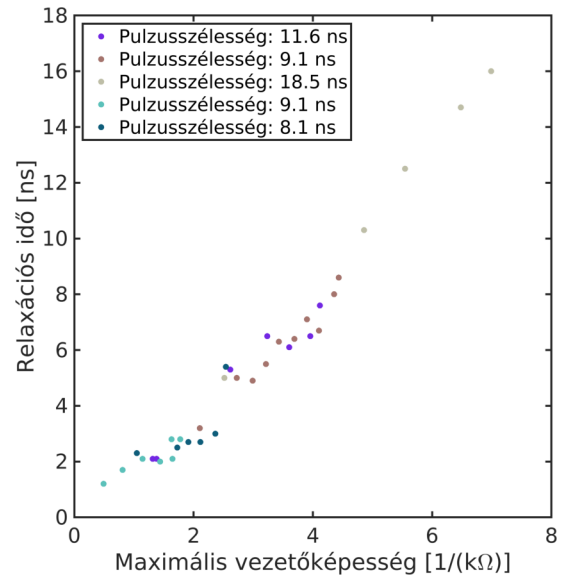


(b) A relaxációs idő növekedése egyre nagyobb kapcsolópulzus hatására. Nagyobb kiolvasófeszültséggel vizsgált (narancssárga adatpontok) esetben szignifikánsan nagyobb relaxációs időt tapasztaltam.

20. ábra. A 18. ábrán bemutatott mérés sémáját követő mérések eredményei különböző pulzusamplitúdók és kiolvasófeszültségek esetén. A paneleken a narancssárga adatpontok 150 mV kiolvasó feszültséghez, a kék adatpontok pedig 80 mV kiolvasó feszültséghez tartoznak.



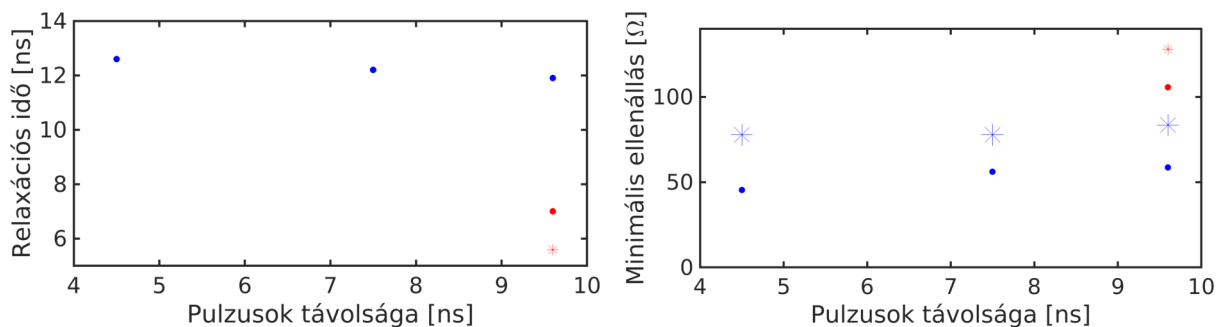
(a) A maximális vezetőképesség függvényében ábrázolt relaxációs időből látszik a relaxációs idő vezetőképesség-függése. A 167 MHz maximális frekvencia ≈ 6 ns-os periódusidejével a relaxációs idő egy nagyságrendben van.



(b) Különböző hosszúságú pulzusokkal felvett vezetőképesség-relaxációs idő függés. Egyértelműen látszik, hogy relaxációs idő alapvetően az elért minimális ellenállástól függ.

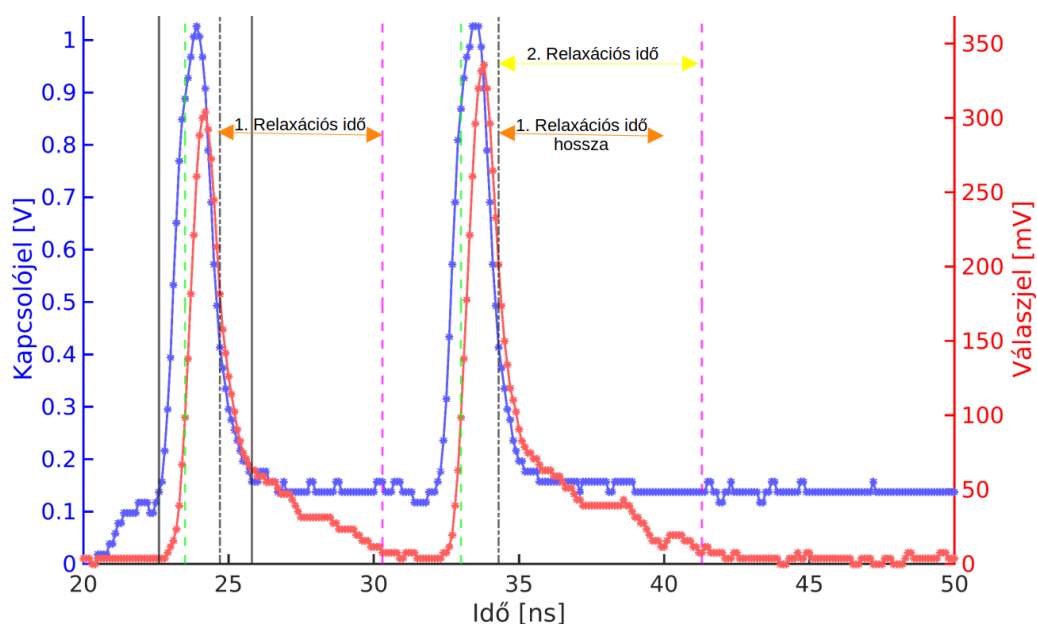
21. ábra. A 18. ábrán bemutatott mérés sémáját követő mérések eredményei különböző pulzusamplitúdók, kiolvasó feszültségek és pulzushosszak esetén. Az (a) panelen a narancssárga adatpontok 150 mV kiolvasó feszültséghez, a kék adatpontok pedig 80 mV kiolvasó feszültséghez tartoznak. A (b) panelen különböző színekhez tartozó pulzushosszak az ábra jelmagyarázata mutatja.

tehát a minta "előélete" is számít a dinamikus kapcsolások karakterisztikájában. Az oszcillátor-áramkörben az egymás utáni kapcsolófeszültségek nagysága megegyezik, így azt vizsgáltam, hogy ha nem egy, hanem két egymás utáni, azonos amplitúdójú pulzussal hajtjuk meg a memrisztort (22. ábra), akkor a második pulzus után hogyan változik a relaxációs idő a fenti "előéleteffektus" miatt.



- (a) A pulzusok távolságának csökkentésével nő a relaxációs idő. A nagyobb amplitúdójú pulzusoknál (kék) a két pulzus között nem történik meg a teljes relaxáció, így az első relaxációs idő nem értelmezhető.
- (b) A pulzusok távolságának csökkentésével csökken a második pulzus minimális ellenállása. A második pulzus alatti ellenállás mindig kisebb, mint az első pulzus alatti.

23. ábra. A kétpulzusos dinamika mérések eredménye. Pirossal a ≈ 1 V kapcsolópulzusú méréseket, kézzel a $\approx 1,4$ V-osakat ábrázoltam. A csillag jelölők vonatkoznak az első pulzus alatti mennyiségekre.



22. ábra. A VO_2 memrisztor gyors kapcsolásának vizsgálata két egymás utáni azonos nagyságú pulzussal. Vastag fekete vonalakkal az első meghajtó pulzus elejét és végét jelöltem. A zöld szaggatott vonalak a bekapcsolás időpontjai, a lila vonalak a kikapcsolást jelölik. Fekete szaggatott vonalak a minimális ellenállás elérésének idejeit mutatják. Az első relaxációs idő 5,7 ns, a második 7,0 ns. Az egypulzusos mérésnél 7,7 ns volt a relaxációs idő, az áramjel zajából legfeljebb 0,5 ns időhiba származhatna (a kiolvasófeszültségek megegyeztek a két mérés esetén).

A 23b ábrán a pulzusok távolságának függvényében ábrázoltam az azonos pulzusokkal elért minimális ellenállásokat. Pirossal jelöltem a 22. ábrán látható adatsorból számított értékeket (itt csak egy pulzustávolságot alkalmaztam), késsel pedig egy 1,4 V-os maximum pulzusamplitúdóhoz tartozó mérés adatait, melynél a két pulzus távolságát 4 és 10 ns között változtattam. A csillaggal jelölt pontok rendre az első pulzus alatt kialakuló minimális ellenállások értékét mutatják, míg a teli körök rendre a második pulzus hatására kialakuló ellenállást szemléltetik. Megállapítható, hogy a második pulzus minden esetben kisebb minimális ellenállást hoz létre mint az első, azaz "mélyebb" bekapcsolt állapotba "taszítja" a mintát. Ennek az az oka, hogy a két pulzus között a minta nem relaxál teljes mértékben a kiindulási kikapcsolt állapotba, így a második pulzus az aktív tartományban ragadt vezető szigetek jelenlétét kihasználva erőteljesebb hatást (kisebb ellenállást) tud elérni. A pulzusok távolságát csökkentve a minimális ellenállás is csökkent, tehát egy nagyobb frekvenciás oszcillátorban a frekvencia növelése az ellenállás-állapotok csökkenését okozhatja, ami viszont a korábbiak alapján a relaxációs idő növekedését, tehát a rendszer lelassulását vetíti előre.

A pulzusok távolságának függvényében a relaxációs időt ábrázolva (23a ábra) a pulzusok távolságának csökkentésével a relaxációs idő növekedését tapasztaljuk. Ez az eredmény nem meglepő, figyelembe véve az egypulzusos kísérletnél látott eredményeket, ahol a vezetőképesség növekedésével (vagyis az ellenállás csökkenésével) nőtt a relaxációs idő. A nagyobb 1,4 V-os kapcsolópulzusok esetében az ellenállás relaxációja nem érte el a kapcsolási szintet a két pulzus között, ezért nincsenek az első relaxáció idejére vonatkozó adatpontok az ábrán. Az egypulzusos mérésekből kiszámítható, hogy $\approx 80 \Omega$ minimális ellenállású kapcsolásoknak a relaxációs ideje 8-10 ns körül alakul és a kétpulzusos méréseknél a pulzusok távolságát a maximumok távolságával definiáltam, konzisztensek az eredményeim.

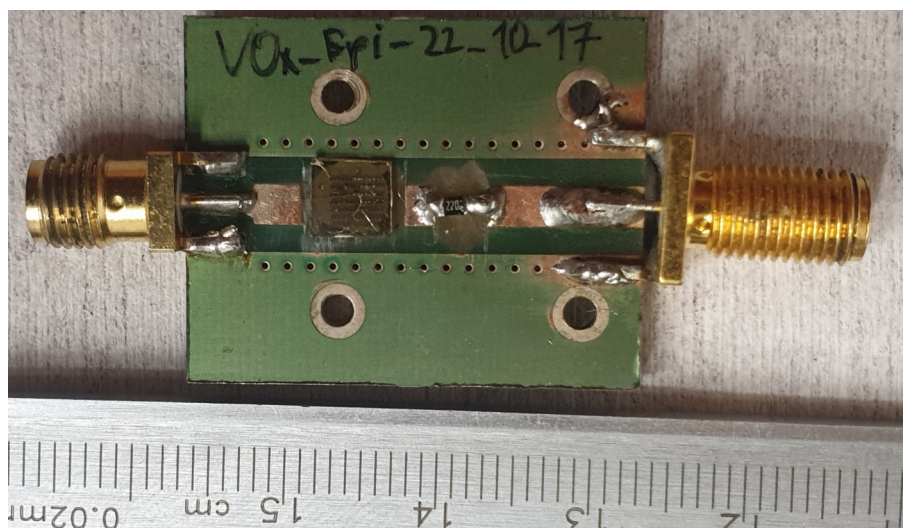
A kétpulzusos mérések is azt mutatják, hogy az egypulzusos méréseknél elérhető minimális, pár ns-os relaxációs idők egy oszcillátorra nem relevánsak, hiszen az ismétlődő pulzusok (oszcillációs periódusok) hatására az "előéleteffektus" miatt egyre kisebb ellenállású bekapcsolt állapotokat érünk el, ami végső soron lelassítja a relaxációt, és így az oszcillációs frekvenciát is korlátozza.

Mindezen ultragyors pulzusos vizsgálatok egybehangzóan azt mutatják, hogy az elért leggyorsabb oszcilláció ≈ 6 ns-os periódusideje összemérhető a VO₂ memrisztor realisztikusan elérhető relaxációs idejével, azaz a relaxációs idő egy fizikai korlátot jelent a további frekvencianövekedéshez.

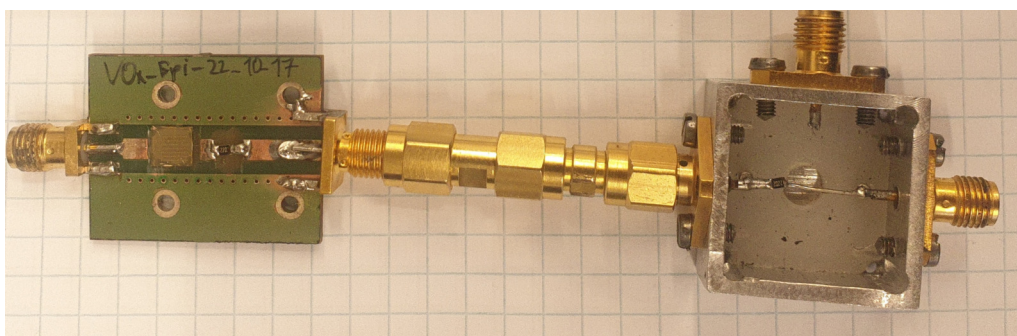
7. A memrisztor - ellenállás távolság hatása az oszcillációs frekvenciára

A 11b ábrán látható mintatartón viszonylag hosszú bondvezeték kapcsolja össze a VO₂ memrisztort és a soros ellenállást, mely vezetékszakasz hullámvezetőként történő leírása nagyon durva közelítésnek számít. Rendelkezésemre állt egy egyéb mérésekhez kifejlesztett sík hullámvezető geometriás NYÁK lapka, melynek lényege, hogy a középső vezető ér a (24. ábrán réz színű közepén) és a külső vezető rész geometriai kialakítása 50 Ω -os hullámimpedanciát valósít meg. A két oldalon látható világosabb zöld színű rész vezető anyag, ami a két SMA csatlakozó külsején kapcsolódik a földhöz (földvonalak). A hullámvezető belső ere az SMA csatlakozók belső éréhez kapcsolódik. A belső eret a sötétzöld színű szigetelő tartományok választják el a földvonalaktól. Egy ilyen hullámvezető középső erét két ponton megszakítva beépítettem az oszcillációhoz szükséges soros ellenállást valamint a VO₂ mintákat hordozó zafír lapkát. A zafír lapkát ezüst tartalmú ragasztóval ragasztottam az eltávolított középső ér helyére. A ragasztásnál ügyeltem rá, hogy se a minta, se a hullámvezető vezető részei ne kerüljenek kontaktusba a ragasztóval. Ezen mintatartó parazitakapacitását nagyon gyors pulzusok válaszeljelt tanulmányozva vizsgáltuk Török Tímeával, melynek eredményeképp megállapítottuk, hogy az új mintatartó kapacitív tagja 2 fF alatti (lásd. [4]) fejezet, illetve gyors kapcsolások során az elrendezésben a rezisztív válasz nagyságrendekkel nagyobb volt a kapacitív tagnál.

A memrisztor középső érhez csatlakoztatását továbbra is bondolással végeztem, viszont jelentősen kisebb az impedanciaillesztés nélküli vezetékszakaszok hossza, mint az



24. ábra. Nagyfrekvenciás méréshez készített impedancia-illesztett mintatartó NYÁK, melyet egy sík hullámvezető geometriájú lapka átalakításával készítettem. Az átalakítás után rövid pulzus segítségével vizsgáltam a parazitakapacitást. A mintatartó pulzus válaszából becsülhető, hogy átalakítás után is 2 fF alatt maradt a kapacitív tag.



25. ábra. A hullámvezető geometriás mintatartó NYÁK (rövidre zárt soros ellenállással), a vizsgált leghosszabb minta-ellenállás távolság kísérleti elrendezésében.

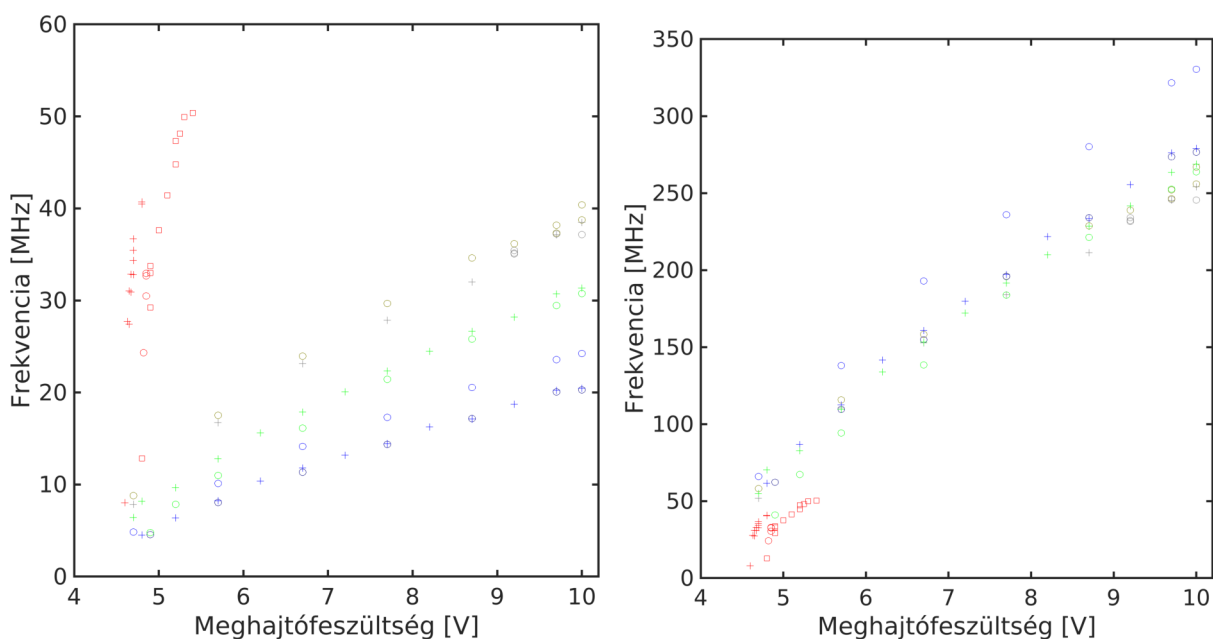
eddig 11. ábrán látható mintatartón. A 24. ábrán látható, hogy az ellenállás rendkívül közel (5,5 mm-re a vizsgált minták esetében) került a memrisztor egységekhez, így a 4. fejezetben bemutatottak szerint nagy frekvenciájú oszcillációkat vártam.

Ezen mintatartóval nem csak az impedanciaillesztést sikerült optimalizálni, hanem ez az elrendezés a minta és a soros ellenállás távolságának szisztematikus, 5 – 50 mm közötti változtatására is kényelmes lehetőséget adott. A mérésorozat célja az volt, hogy kísérleti úton vizsgáljam a különböző ellenállás-memrisztor távolságok és az elérhető oszcillációs frekvenciák kapcsolatát. A 25. ábrán látható, hogy nagyobb ellenállás-minta távolságot úgy tudtam elérni, ha a hullámvezető mintatartón található ellenállást rövidre zártam, majd egy külön dobozba egy másik ellenállást kötöttem. A doboz és a mintatartó távolsága SMA hosszabbítók beszerelésével változtatható volt, a 25. ábrán a leghosszabb elrendezés látható. Közepes távolság megvalósításakor az ellenállás dobozt közvetlenül a mintatartóra csavaroztam fel. A 24. ábrán látszik, hogy a memrisztor-hordozó nem a hullámvezető közepén helyezkedik el, hanem a középtől kicsit balra. Az excentrális elhelyezésnek köszönhetően külső ellenállás használatakor a mintatartó egyik vagy másik oldaláról felcsavarozva az ellenállásdobozt nagyon kicsi távolságváltozást is tudtam vizsgálni.

A 11. ábrán látható első nagyfrekvenciás mintatartón különböző soros ellenállással is végeztem oszcillációs méréseket, melyekből azt tapasztaltam, hogy nagyobb soros ellenállással nagyobb frekvenciákat lehet elérni. A nagyfrekvenciás mintatartót használva voltak olyan minták, melyek az eredetileg beépített 10 k Ω soros ellenállással sem oszcilláltak. Először egy 22 k Ω -s hagyományos kialakítású ellenállással próbálkoztam, de akkor rendkívül furcsa jelalakokat tapasztaltam, mivel a hagyományos ellenállás nagy frekvenciákra már nem volt méretezve. Nagy frekvenciára tervezett SMD ellenállásokat használva megszűntek a reflexiók. Ebben a mérőrendszer-összeállításban rendkívül nehéz cserélni a mintatartóra épített soros ellenállást, ezért egy olyan 22 k Ω értékűt választottam, mellyel nagy >100 MHz frekvenciák könnyen elérhetőek voltak és a minták stabilan oszcilláltak. Nagyobb soros ellenállásnál a kis ellenállású mintán maradó feszültség kisebb (így esetleg nagyobb frekvenciákat lehetne elérni), viszont a meghajtófeszültség 10 V-os maximuma

miatt, a nagy ellenállású állapotban elérhető bekapcsoló feszültség csökken (megtörténhet, hogy a minta kis kikapcsolt ellenállású állapota miatt nem kapcsol be). A mérés célja a frekvencia távolságfüggésének vizsgálata volt, így egy nagyobb soros ellenállással esetlegesen elérhető nagyobb frekvenciával szemben a stabil oszcillációkat részesítettem előnyben, így a hullámvezető mintatartóra (és az ellenállásdobozba) is az előző mintatartón maximálisan használt $22\text{ k}\Omega$ soros ellenállást építettem.

Az elérhető frekvenciák távolságfüggését a 14. ábrán látható mérési elrendezésben végeztem, Rohde & Schwartz RTO 1014, 1 GHz sávszélességű oszcilloszkópot használva. A használt Agilent 33210A jelgenerátor nem rendelkezik csatornamásolási lehetőséggel, így kiadott feszültségeket a jelgenerátorról olvastam le. Mivel az elérhető frekvenciák füg-



(a) Az elért oszcillációs frekvenciák a meghajtófeszültség függvényében ábrázolva. Látható, hogy rendkívül rövid minta-ellenállás távolsággal (piros pontok) kis meghajtófeszültséggel is nagy frekvenciát lehet elérni, azonban a feszültség további növelésére az memrisztor nem oszcillál tovább.

(b) Az elért frekvenciákat a memrisztor-ellenállás "időtávolsággal" egymásra skálázva a legkisebb "időtávolságnak" megfelelően. Az egymásra skálázást elvégezhetem, hiszen a (17) összefüggés értelmében a bekapcsoló feszültség kialakulásának lépésszáma független az időtávolságtól, az memrisztor-ellenállás távolság a lépcsők időtartamát határozza meg.

26. ábra. Minta-ellenállás távolság hatása az oszcillációs frekvenciákra: (a) mért frekvencia-adatsorok (b) egymásra skálázott frekvenciák a meghajtófeszültség függvényében, különböző távolságok esetén. Mindkét panelen a különböző színek különböző távolságokat jelölnek, pirossal a legkisebb 5,5 mm-es, barnával 36,5 mm-es, zölddel 47 mm-es és kékkel a 75 mm-es memrisztor-ellenállás távolságú méréseket jelöltem. Különböző jelölőkkel jelöltem (kereszt, kör négyzet) az egymás utáni méréssorozatok adatait.

genek a meghajtó feszültségtől, ezért egy adott minta-ellenállás távolságnál több meghajtófeszültségnél is vizsgáltam az elért frekvenciát. A jelgenerátorról leolvasott feszültséget és a valóságban kiadott feszültséget egy referenciamérésben összevetve megállapítottam, hogy a feszültségpontosság 0,05 V körüli, így elegendően pontos a feszültségadat a tendenciák felismeréséhez.

A 26a ábrán a meghajtófeszültség függvényében kialakult frekvencia látható. A különböző színek különböző minta-ellenállás távolságokat jelölnek, pirossal a legkisebb 5,5 mm-es, barnával 36,5 mm-es, zölddel 47 mm-es és kékkel 75 mm-es memrisztor-ellenállás távolságú méréseket jelöltem. A méréssorozatot úgy végeztem, hogy a legkisebb minta-ellenállás távolságnál a feszültséget valamilyen lépésközönként növeltem és vizsgáltam az elért frekvenciákat (a [5] fejezetben bemutatott illesztési módszerrel határoztam meg a frekvenciákat). Ezután növeltem a minta-ellenállás távolságot és újabb feszültségnöveléssel mérést végeztem. A maximális minta-ellenállás távolság elérése után újra kezdtem a méréssorozatot a legkisebb minta-ellenállás távolsággal, így kiszűrhető lenne, ha a mérés közben a minta hosszútávú változást szenvedne és megváltozna a viselkedése. Ezért a 26a ábrán különböző jelölőkkel jelöltem (kereszt, kör négyzet) az egymás utáni méréssorozatok adatait.

Az elért frekvenciákat a memrisztor és a soros ellenállás távolságával normálva egymásra skálázhatom, hiszen a (17) összefüggés értelmében a bekapcsoló feszültség kialakulásának lépésszáma független az időtávolságtól, a memrisztor-ellenállás távolság a lépcsők időtartamát határozza meg. A legkisebb "időtávolságú" mérés adataihoz skálázva a többi mérést a 26b ábrán látható, hogy a frekvenciák visszaadják a várt feszültség-növekedésnek megfelelő gyorsulást.

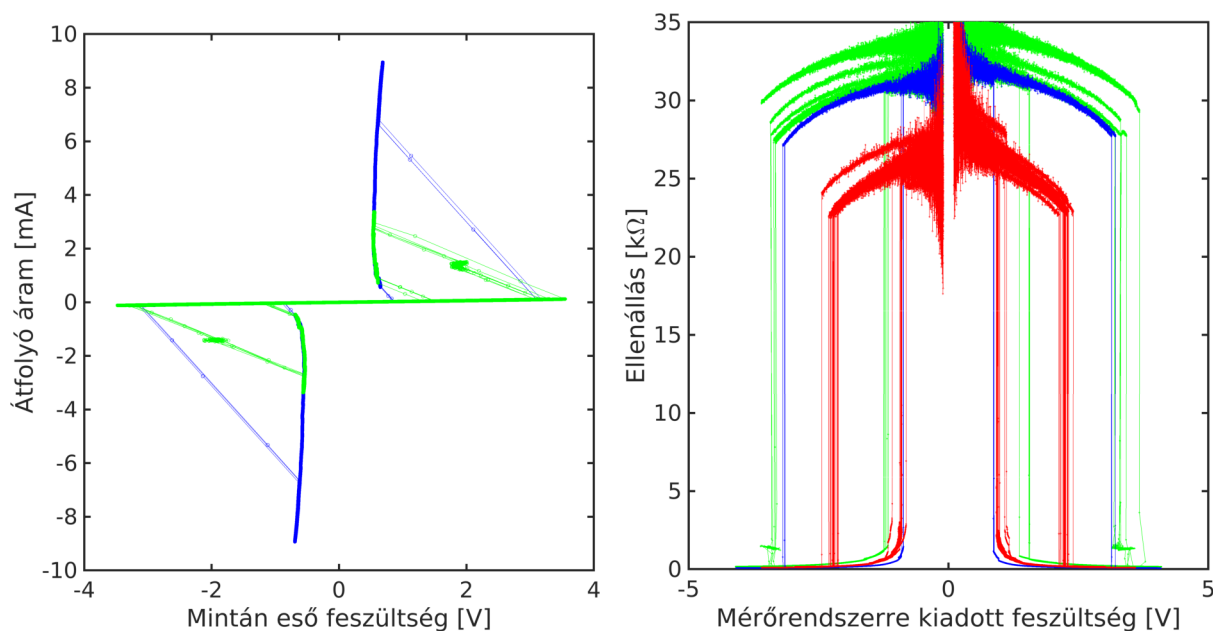
Megfigyelhető, hogy az összeskálázott ábrán a nagyobb minta-ellenállás távolságú eredmények lettek nagyobbak (piros a kis ellenállás-memrisztor távolság, kék a legnagyobb). Ez azért lehet, mivel kisebb ellenállás-memrisztor távolságra adott feszültségen nagyobb frekvenciát lehet elérni (26a ábra), és nagyobb frekvenciákon egyre jelentősebb lesz a memrisztor kikapcsolási idejének frekvenciára gyakorolt hatása (a kikapcsolási idő pedig egymáshoz közelebbi pulzusoknál nő lásd [6] fejezet).

8. Az elektromos mintaformázási eljárás hatásai

8.1. Statikus karakterisztikák elemzése

A 167 MHz-es oszcilláció tárgyalásánál említettem, hogy nagy szerepe volt a nagyfrekvenciás oszcilláció elérésében az alacsony soros ellenállású karakterizáló méréseknek. A 27a ábrán látható, hogy a késsel jelölt 380 Ω soros ellenállással végzett karakterizáló mérésben nagyobb áramok folynak, mint a 1050 Ω soros ellenállású mérésnél. Sebastian kollégám megfigyelései alapján a bekapcsolási feszültség csökken, míg a kikapcsolási feszültség nem változik érdemben, azaz kisebb lesz a hiszterézis. A kisebb hiszterézisű mintáknál kevesebb feszültségváltozás kell az állapotok közötti átkapcsoláshoz, így ezek gyorsabb oszcillációkra képesek.

A 27b ábrán látható a mérőrendszerre adott feszültség függvényében a minta ellenállása különböző soros ellenállások esetén. Zölddel az 1050 Ω , késsel a 380 Ω soros ellenállással végzett mérések láthatók. Megfigyelhető, hogy a nagy ellenállású állapot értéke lecsökkent a kisebb soros ellenállású mérések hatására. Hosszas oszcillációs mé-



(a) A késsel jelölt 380 Ω soros ellenállással végzett karakterizáló mérésben nagyobb áramok folynak, mint a 1050 Ω soros ellenállású mérésnél.

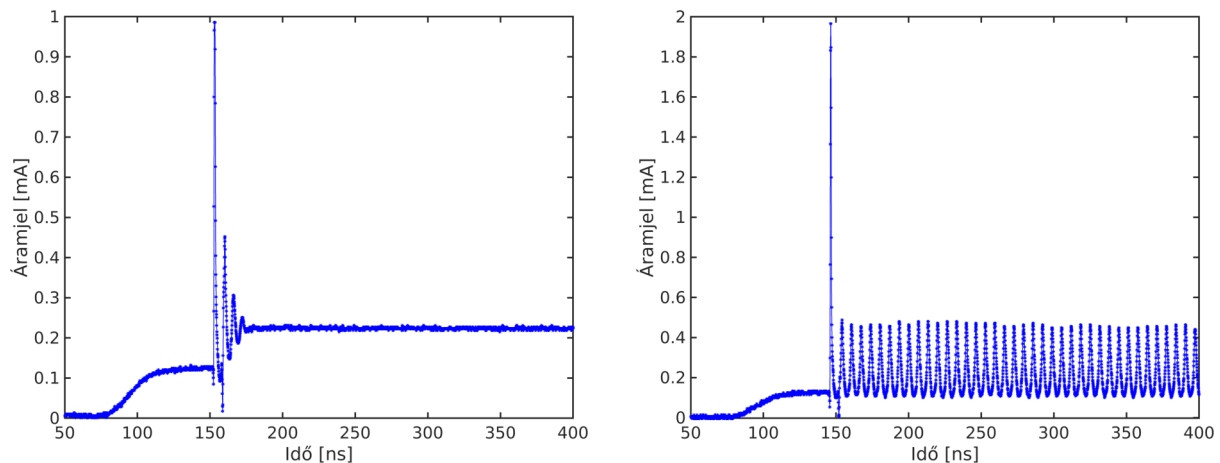
(b) A késsel jelölt 380 Ω soros ellenállással végzett karakterizáló mérések esetén lecsökken a kikapcsolt állapot ellenállása. További ellenálláscsökkenés figyelhető meg a memrisztoron végzett oszcillációs kísérletek után (piros), hiszen az oszcillátor-áramkörben a memrisztoron jellemzően nagy áramok folynak.

27. ábra. A formázás, illetve az ismételt oszcillációs mérések hatása a VO₂ memrisztor statikus karakterisztikáira.

résekben használva a mintát, majd ismételten megmérve statikus karakterisztikáját, az látszik, hogy a nagy ellenállású állapot értéke, valamint a kapcsolási feszültség is tovább csökkent (pirossal jelzett karakterisztika az ábrán, 380 Ω soros ellenállással mérve). Az irodalmi összefoglaló 4b ábráján az látható, hogy két kapcsolópulzus között az első kapcsolási tartomány helyén a fennmaradó fémes tartományok sűrűsége nagyobb, mint a környezetben. Ha figyelembe vesszük azt is, hogy más kutatócsoportok nagy méretű VO₂ mintáknál nagyobb átfolyó áramokra nagyobb aktívan átkapcsoló tartományokat tapasztaltak [9], esetünkben a nagyobb átkapcsolt ("megformázott") tartomány nagyobb területen fennmaradó, sűrű (de már nem összekapcsolódott) fémes tartományai könnyen okozhatják a nagy ellenállású állapot csökkenését.

8.2. A formázás hatása a VO₂ oszcillációira

A formázás egyik hatását sikerült megfigyelnem egy olyan memrisztoron, amely a formázás előtt is oszcillált néhány ciklusnyit. Ez látható a 28a ábrán, ahol a kapcsolópulzus bekapcsolása után egy kis idővel elinduló oszcilláció néhány ciklus után csillapodik, majd a minta be is ragad egy köztes ellenállású állapotba. A 28b ábrán ugyanaz a minta, ugyanakkora meghajtófeszültséggel vizsgált oszcillációs viselkedése látható, a formázást követően. Látszik, hogy oszcilláció beindulásának idejét nem csökkentette a formázás, viszont a formázás "stabilizálta" az oszcillációs viselkedést, ami így több cikluson át fennmaradt, lecsengés nélkül. Ezen stabilizáló hatás mellett az is látszik, hogy az oszcilláció frekvenciája nem változik meg érdemben a formázás után.



(a) 5,8 V meghajtófeszültséggel formázás előtt vizsgálva az oszcillációkat, azok csillapodása, majd gyors beragadása tapasztalható.

(b) 5,8 V meghajtófeszültséggel formázás után vizsgálva az oszcillációkat, stabil oszcillációs viselkedést tapasztaltam.

28. ábra. A formázás hatása a VO₂ memrisztor oszcillációira.

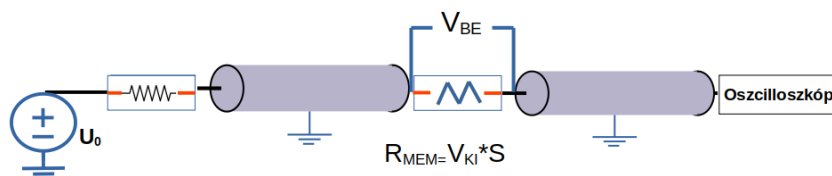
9. Nagyfrekvenciás VO_2 oszcillátorok áramköri modellezése

A VO_2 memrisztor oszcillátor-áramkörbeli működésének megértéséhez érdemes modellt alkotni. A nagyfrekvenciás mérések megkezdésekor egy, az irodalomban dokumentált LTspice áramköri modellből indultam ki kezdetben [16], melyben a VO_2 memrisztor kapcsolási időállandóit egy belső RC kör segítségével írták le. A modell kódját Dr. Csaba György bocsátotta rendelkezésemre. Tapasztalataim alapján ennek a modellnek a viselkedése bizonytalanná válik nagy frekvenciákon, aminek feltehetően az az oka, hogy a modellben egy áramgenerátor szabályozza a memrisztoron eső feszültséget. Ez alacsony frekvenciákon tökéletesen működik, azonban hullámvezető geometriában kulcskérdés, hogy a memrisztort egy megfelelő (változtatható) ellenállás reprezentálja, hiszen a szimuláció ez esetben tudja a megfelelő transzmittált és reflektált feszültségeket származtatni. Ez motivált engem arra, hogy saját áramköri modellt építsek a nagyfrekvenciás viselkedés és a relaxációs idő hatásainak elemzésére. Ebben a fejezetben először a saját modelletemet mutatom be, majd ezután a modell segítségével alkotott első nagyfrekvenciás oszcillátor-áramkör viselkedését mutatom be és értelmezem.

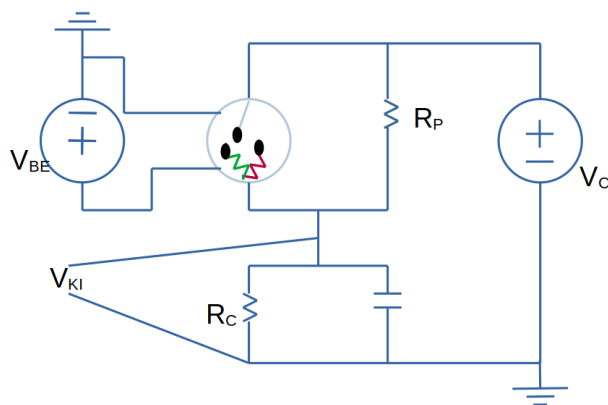
9.1. Saját memrisztor-modell LTspice környezetben

Az LTspice szimulációs környezet lehetőséget ad arra, hogy az értékeket a szimuláció futása közben változtató ellenállásokat definiáljak. A 29. ábrán látható kapcsolásban a memrisztor ellenállását a 30. ábrán szereplő áramköri modellből számítom ki. A memrisztor kapcsolási időállandóit egy belső RC kör segítségével írom le. A három ellenállásból felépülő RC kör egyik ellenállásának értékét egy hiszterézissel rendelkező ellenálláskapcsoló reprezentálja, mely a memrisztor bekapcsolási feszültségénél nagyobb feszültség érzékelése esetén bekapcsol, majd a kikapcsolási küszöbfeszültség elérésekor kikapcsol. Az ellenálláskapcsolóhoz kapcsolt R_P programozott ellenállás értékét úgy határoztam meg, hogy ha V_{BE} , vagyis a memrisztoron eső feszültség nagyobb, mint a memrisztor kikapcsolási feszültsége, lehető legkevesbé befolyásolja a feszültségosztót.

A felső két párhuzamosan kapcsolt ellenállás és R_C ellenállás értéke meghatároz egy feszültségosztót, mely értékének kiértékelése (V_{KI}) jeleníti meg a memrisztor ellenállá-



29. ábra. Az LTspice programban megalkotott oszcillációs áramkör, melyben V_{BE} függvényében a memrisztor áramköri modelljéből kialakuló V_{KI} értékből egy konstans "S" skálázó faktor segítségével alakul ki R_{MEM} , memrisztor ellenállás értéke.



30. ábra. Az LTspice-ban létrehozott memrisztor áramköri modell, R_P -vel a programozott R_C -vel az állandó ellenállást jelöltem. V_C és a kondenzátor értékei is állandóak a szimuláció alatt. R_P -vel párhuzamosan kapcsolva látható az ellenállás-állapotát két érték között változtató kapcsoló. V_{BE} a memrisztoron eső feszültség abszolút értéke. Egy áramkörbe beépítve a memrisztort az ellenállásértéke V_{KI} -vel lesz arányos.

sát. V_{KI} -n és V_{BE} -n keresztül kapcsolódik össze a 30. ábrán látható memrisztor áramköri modellje a 29. ábrán látható vizsgált mérőrendszerrel. A feszültségosztás kialakulásának sebességét a kör kapacitása, valamint az ellenállások értékei határozzák meg. Az ellenálláskapcsoló állása is szerepet játszik az RC kör időállandójában, így különböző be- és kikapcsolási időket tudtam beállítani. A programozott ellenállás (R_P) értéke változik aszerint, hogy a memrisztoron eső feszültség mennyire tér el a kikapcsolási feszültségtől, nagy eltérés esetén ez az ellenállás csökkenti az értékét, így gyorsabban mehet végbe a kikapcsolás. Ezzel valósítottam meg a pulzusos vizsgálatoknál tapasztalt relaxációs idő kiolvasó feszültségtől való függését.

Az LTspice egy áramkör modellező program, mely numerikus módszereket használ, ezért pillanatszerű változásokat, illetve ugrásokat nem tud kezelni. Ezért is alkalmaztam az RC-kört, programozott ellenállással kiegészítve. Az LTspice nagy előnye, hogy tud hullámvezető geometriát kezelni azáltal, hogy definiálhatóak benne adott időparaméterrel és impedanciaillesztéssel rendelkező transzmissziós vonalak. Így az oszcillációs mérések eredményeit értelmezhetem ezen transzmissziós vezetékek segítségével, azaz a memrisztor - soros ellenállás távolság hatását közvetlenül modellezhetem megfelelő időparaméterű transzmissziós vonalakkal. Ezeket az időket realiztikus távolságadatokból a jelterjedés sebességének becslésével kaptam meg, a fénysebesség 2/3-d részével terjedő jeleket feltételezve.

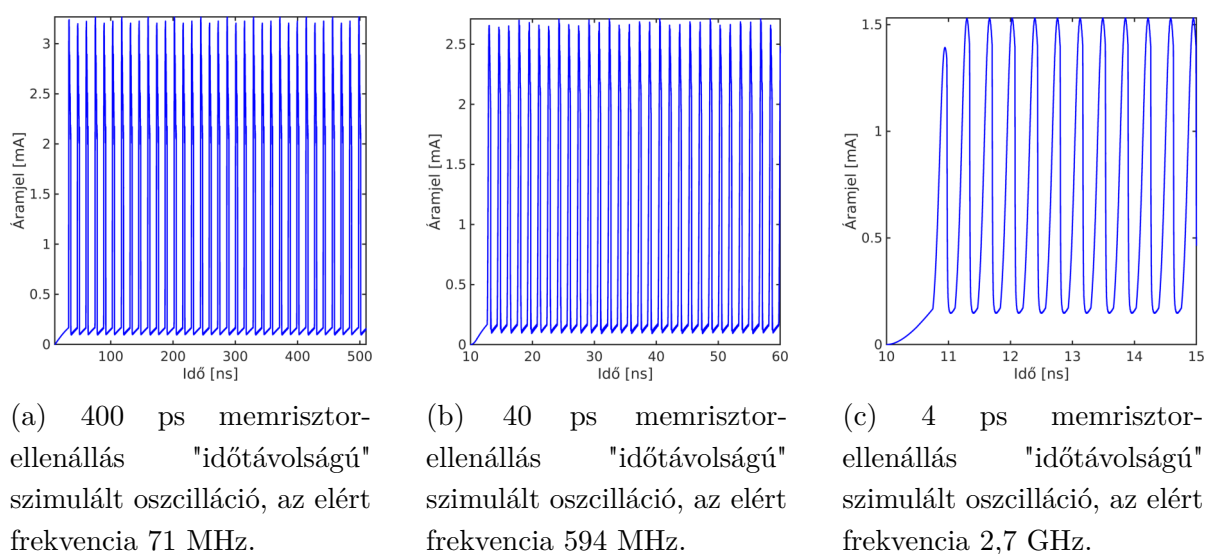
A 31. ábrán látható jelalakok egy képzeletbeli $\approx 11 \text{ k}\Omega$ kikapcsolt és $\approx 460 \text{ }\Omega$ bekapcsolt ellenállású memrisztor szimulálásával készültek (A be- és kikapcsolt állapotok minimális és maximális értékei függenek a vizsgáló kapcsoló pulzusok hosszától a belső kapcsolási időállandók miatt). Az oszcillátor áramkör U_0 meghajtófeszültsége 10 V, az alkalmazott soros ellenállás $\approx 12 \text{ k}\Omega$. A memrisztor ki- és bekapcsolási feszültségei

(a feszültségkapcsoló paraméterei) 0,9 V és 1,8 V voltak. Fontos megjegyezni, hogy a relaxációs idők megfelelő beállítása a modellben további hangolást igényel a kísérleti eredményekhez, így a bemutatott frekvenciák nem valósak, a tendenciák megfigyelése a lényeg.

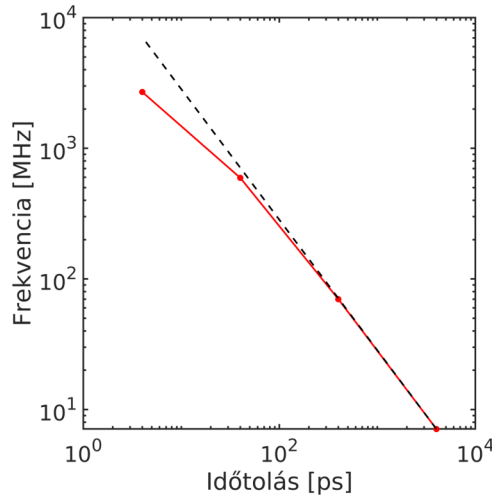
A 31a ábrán egy nagy minta-ellenállás "időtávolságú" oszcillátor áramkör szimulált eredménye látható, melyen felismerhetők az áramtűskék, illetve a lassú áramnövekedésű szakaszok. Az áramköri modellem segítségével könnyen láthatóvá vált, hogy a lassú áramemelkedésű szakaszban a memrisztor kikapcsolt állapotban van, így az ekkor folyó áramokat ez az érték határozza meg.

A 31b ábrán látható rövidebb memrisztor-ellenállás hullámvezetővel végzett szimuláció eredménye. A 31c ábrán még tovább csökkentettem a minta-ellenállás távolságát, itt jól megfigyelhető, hogy a jelalakok kísérleti nagyfrekvenciás mérésekhez hasonlóan torzulni kezdenek, elkezdenek szimmetrikussá válni. Ez azért történik, mivel az oszcilláció frekvenciája közelíti a minta (egyelőre fiktív, nem a valós kísérleti eredményekhez illesztett) időállandóit.

A 31. ábra áramjelalakjait összevetve láthatjuk, hogy az áramtűskék nagysága az időtolás csökkentésével lecsökken, ami egy realiztikus tendencia lehet, mert méréseim során is hasonló tapasztaltam az ellenállás-minta távolságok vizsgálatakor. A szimulációkban kialakult frekvenciákat vizsgálva, a 32. ábrán láthatjuk, hogy az időtolás csökkenéséből adódó frekvenciák (piros pontok) szépen követnek egy log-log skálán lineáris trendet (fekete szaggatott vonal), ám a legkisebb, 4 ps időtolás esetén, ahol már megfigyelhető az oszcillációs jelalak torzulása (ld. 31c ábra), eltér a frekvencia a nagyobb időtolások esetén tapasztalható trendtől.



31. ábra. Az LTspice szimulációkból kapott oszcillációk különböző időtolások esetén.



32. ábra. Az LTspice szimulációkból kapott frekvencia-időtolás eredményeket piros pontok jelölik. A nagy időtolások által kijelölt trendet a fekete szaggatott vonal mutatja, amitől a legkisebb, 4 ps-os időtoláshoz tartozó frekvencia már eltér. Az eltérés hátterében a memrisztor-modellemben definiált relaxációs idő áll.

10. Összefoglalás

Dolgozatomban nanoskálájú, planáris VO₂ memrisztorokkal létesített oszcillációs áramkörök frekvenciájának célzott vizsgálatával foglalkoztam. Vizsgálataimat alapvetően kísérleti úton végeztem, melyeket kiegészítettem analitikus számolásokkal, valamint LTspice környezetben készített áramköri szimulációkkal is.

A vanádium-oxid alapú oszcillátorok irodalomból ismert kísérleti frekvenciamaximuma $\sim 9 - 10$ MHz [4] [5]. Ehhez képest munkám során sikerült ennél több mint egy nagyságrenddel nagyobb, 167 MHz-es oszcillációs frekvenciát kimutatni. Ehhez hozzájárult (i) a saját fejlesztésű hullámvezető geometriás mérőrendszer, (ii) az oszcillációs méréseket megelőzően alkalmazott mintaformázási eljárás, (iii) a kutatócsoportunkba újonnan érkezett epitaxiális VO₂ rétegek használata.

A fenti, rekordsebességű oszcillációs eredmények arra motiváltak, hogy megpróbálkozzam a nagy frekvenciákon (10–100 MHz) fellépő korlátozó tényezők azonosításával. Ehhez ultragyors impulzusos mérésekkel vizsgáltam a VO₂ memrisztor ellenállás-relaxációs folyamatát, ami egyben az oszcilláció fizikai időkorlátját is megmutatja, illetve vizsgáltam a minta - ellenállás távolságból eredő időtolások sebességkorlátozó hatását kísérleti úton, analitikus számításokkal, illetve áramköri szimulációs modellekkel is LTspice szimulációs környezetben. Vizsgálataim során számos tényezőt azonosítottam, ami hatással lehet egy oszcillátorban a kialakuló frekvenciára: a minta-ellenállás távolságból eredő technikai jellegű limitáción túl a minta belső működését jellemző relaxációs idő, és az azt befolyásoló minimális ellenállásérték, kiolvasófeszültség, illetve a minta előélete mind ilyen paraméterek.

Az általam demonstrált ultragyors oszcillációs frekvenciák a jövőben akár memrisztor-alapú oszcillációs neurális hálózatok számítási sebességének gyorsításához is hozzájárulhatnak. Ezen kívül a gyors oszcillációk alkalmazása lehetséges olyan szenzor-oszcillátor peremelektronikai feldolgozó áramkörök esetén is, ahol az oszcillátor belső működését hasznosítva az érzékelt fizikai mennyiség változása frekvenciatérbeli információvá alakítható.

11. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Prof. Halbritter Andrásnak a témavezetésért és a nagyfrekvenciás mérés technika alapjainak bemutatásáért, illetve Török Tímeának a témavezetésért és a minták készítéséért. Szeretném megköszönni Sebastian Werner Schmid-nek az első nagyfrekvenciás mintatartó kapacitásának mérését, valamint a rengeteg hasznos diskussziót. Szintén köszönettel tartozom Dr. Pósa Lászlónak a statikus karakterizáló programért. Szeretném megköszönni Dr. Csaba Györgynek, hogy rendelkezésemre bocsátotta Maffezzoni-féle áramköri szimulációs modellt.

Függelék, saját eredmények

Kutatócsoportunkban memrisztorok vizsgálatával is foglalkoznak. A VO_2 memrisztorok gyors be és kikapcsolhatóságát tapasztalták a $\approx \text{ns}$ -os tartományban. Azonban az irodalomban elérhető legnagyobb frekvenciájú VO_2 memrisztort használó oszcilláció periódusideje is a 100 ns-os tartományban van. Feladatom volt megvizsgálni, hogy a kutatócsoportunk által használt kis elektródatávolságú VO_2 memrisztorok használatával el lehet-e gyorsabb oszcillációt érni.

A nagyfrekvenciás mérésekhez új mintatartót készítettem, mivel az addig használt mintatartók nem voltak alkalmasak nagyobb frekvenciájú mérésekre. Az oszcillációk frekvenciáját vizsgálva megállapítottam, hogy a memrisztor-ellenállás távolságnak szerepe van az elérhető frekvenciákban a jelterjedési idők miatt. A távolság optimalizálásához újabb mintatartót készítettem, mely impedancia-illesztett volt, így nagyfrekvenciás kapcsoló impulzusok vizsgálatára is alkalmassá vált.

Kísérleteim során több termikus (~ 30 db) és epitaxiális (~ 70 db) növesztésű VO_2 memrisztor alacsony frekvenciás karakterizációját végeztem el, hogy megállapítsam mely minták megfelelően stabilak az oszcillációs mérésekhez. A termikus rétegek instabil működése miatt is kísérleteim nagy részét epitaxiális rétegeken végeztem. A nagy számú mérés kiértékeléséhez automatizált kiértékelő programokat írtam.

A VO_2 memrisztorban lejátszódó oszcilláció közbeni fizikai folyamatok jobb megértése érdekében az általam készített mintatartóban, impedancia illesztett mérőrendszerben vizsgáltam be- és kikapcsolási folyamatokat. Az impedanciaillesztés eléréséhez több jelgenerátor és mérőrendszer kombinációt is teszteltem. Az rövid kapcsoló impulzusokkal végzett kísérletim rávilágítottak, hogy az elért 100 MHz feletti oszcillációs frekvencia már a VO_2 memrisztor maximális kapcsolási frekvenciájának határán mozog.

A memrisztor-ellenállás távolság frekvencia limitáló hatásának megértéséhez, egy hullámvezető geometria modelljében analitikus számolásokat végeztem a jelterjedési idő figyelembevételével. Az analitikus számolásokból nyilvánvalóvá vált, hogy az általam vizsgált frekvenciákon a jelterjedési időket fontos figyelembe venni.

Kísérleti tapasztalataim jobb megértéséhez LTspice elektronikai modellt alkottam, mely a korábban vizsgált modellekhez képest a mérőrendszerbéli jelterjedéseket képes kezelni. Ezzel kvalitatíve megérthető a VO_2 oszcillátor áramköri viselkedése.

Hivatkozások

- [1] E. Corti et al, "Coupled VO₂ Oscillators Circuit as Analog First Layer Filter in Convolutional Neural Networks", *Frontiers in Neuroscience*, **15**, 628254 (2021)
- [2] Gy. Csaba, W. Porod "Coupled oscillators for computing: A review and perspective", *Applied Physics Reviews*, **7**, 011302 (2020)
- [3] László Pósa et al, "Interplay of Thermal and Electronic Effects in the Mott Transition of Nanosized VO₂ Phase Change Memory Devices", *ACS Applied Nano Materials*, **6** (11), 9137-9147, (2023)
- [4] Md. Suruz Mian et al, "Self-oscillation up to 9 MHz based on voltage triggered switching in VO₂ /TiN point contact junctions", *Journal of Applied Physics* **117**, 215305 (2015)
- [5] Stephanie M. Bohaichuk et al, "Fast Spiking of a Mott VO₂-Carbon Nanotube Composite Device", *Nano Letters*, **19**, 10, 6751–6755
- [6] Parker Schofield et al, "Harnessing the Metal–Insulator Transition of VO₂ in Neuromorphic Computing", *Adv. Mater.* , 2205294, (2022)
- [7] J. Duchene et al, "Filamentary Conduction in VO₂ Coplanar ThinFilm Devices", *Applied Physics Letters* **19**, 115 (1971)
- [8] Yue Wang et al, "Mott-transition-based RRAM", *Materials Today*, **28**, Pages 63-80, September 2019
- [9] Joonseok Yoon et al, "Investigation of length-dependent characteristics of the voltage-induced metal insulator transition in VO₂ film devices", *Applied Physics Letters* **105**, 083503, (2014)
- [10] Dong-Wook Oh et al, "Thermal conductivity and dynamic heat capacity across the metal-insulator transition in thin film VO₂", *Applied Physics Letters*, **96**, 151906 (2010)
- [11] Javier del Valle et al, "Subthreshold firing in Mott nanodevices", *Research Letter*, vol **569**, nature 388-392 (2019)
- [12] Hefei Liu et al, "Artificial Neuronal Devices Based on Emerging Materials: Neuronal Dynamics and Applications", *Advanced Materials*, 2205047, (2023)
- [13] Rui Yuan et al, "A calibratable sensory neuron based on epitaxial VO₂ for spike-based neuromorphic multisensory system", *Nature Communications*, **13**, 3973 (2022)

-
- [14] Sánta Botond, "Rezisztív kapcsoló memóriák dinamikai vizsgálata" Phd dolgozat, 24-26
- [15] Csontos Miklós et al, "Picosecond Time-Scale Resistive Switching Monitored in Real-Time", Advanced Electronic Materials, **9**, 6, 2201104 (2023)
- [16] P. Maffezzoni et al. "Modeling and Simulation of Vanadium dioxide Relaxation Oscillators", IEEE TRANSACTIONS ON CIRCUITS AND SYSTEMS, **62**, 9 (2015)