

OTDK dolgozat

VO₂ oszcillátor nagy sebességű oszcillációs neurális
hálózathoz

Pollner Zsigmond

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

Dr. Török Tímea Nóra
tudományos munkatárs
Fizika Tanszék
BME, Fizikai Intézet

BME
2024

Tartalomjegyzék

1. Bevezetés	3
2. Irodalmi áttekintés	4
2.1. Kapcsolási tulajdonságok VO ₂ memrisztorokban	7
2.2. VO ₂ alapú relaxációs oszcillátor	10
2.3. Kapacitíven csatolt relaxációs oszcillátorok	15
3. Mérési módszerek	16
3.1. Mintakészítés	16
3.2. Alacsony frekvenciás karakterizáció	18
3.3. Rövid impulzussal végzett mérések	19
3.4. Oszcillációk vizsgálata	20
3.5. LT-spice szimuláció	21
4. Eredmények	23
4.1. Oszcillátor integrált ellenállással	23
4.2. Csatolódás áramköri feltételeinek szimulációja	30
4.3. Eltérő tulajdonságú memrisztorok csatolódása	36
4.4. Csatolt oszcillátorok kísérleti vizsgálata	37
5. Összefoglalás	41
6. Köszönetnyilvánítás	42

1. Bevezetés

A világ komplex logisztikai és gazdasági folyamataiban rengeteg helyen fordulnak elő olyan bonyolult optimalizációs feladatok, melyeknél Neumann-architektúrájú számítógépek segítségével a megoldás számítási igénye a probléma "méretével" exponenciálisan nő [1]. Az energia és időhatékonyság javítására újfajta architektúrák jöttek létre, ahol az információ tárolása és a számítások elvégzése egy helyen történik. Ilyen architektúra például az oszcillációs neurális hálózat (ONN). Itt az optimalizáció az Ising modell alapján történik, ahol a rendszer megtalálja az energiaminimumot és a kiolvasott állapot adja a probléma megoldását [2]. Oszcillációs neurális hálózatok használhatók még konvolúciós neurális hálózatok előfiltereként is, mely a képfeldolgozó egységekben lehet hasznos [3]. ONN-ek megvalósíthatók fázisváltó memrisztorok segítségével is, melyek a jelenleg alkalmazott félvezető alapú megoldásoknál jobb energiahatékonysággal kecsegtetnek [1]. Az irodalomban megtalálható fázisváltó memrisztorokkal kísérletileg megvalósított oszcillátor hálózatok azonban eddig nem lépték túl a pár MHz-es működési frekvenciát. Dolgozatomban olyan VO₂ fázisváltó memória alapú oszcillátorokkal foglalkoztam, melyek képesek ezt a frekvencialimitet átlépni, ezzel az ONN-ek problémamegoldási idejét akár nagyságrendekkel csökkenteni. Korábbi tapasztalataink alapján megalkotott integrált oszcillátorral sikerült a jelenlegi 9 MHz-es világrekordnál [4] nagyobb oszcillációs frekvenciát elérni, úgy, hogy az oszcillátor frekvenciáját egy külső párhuzamos kapacitás szabályozza. Ez az elrendezés megnyitja az utat ultragyors oszcillátorok hálózatba építése és optimalizációs feladatra történő alkalmazása előtt. Vizsgáltam epitaxiális VO₂ memrisztorok kapcsolási tulajdonságait az oszcillátorműködést megközelítő körülmények között, amikből az elérhető működési frekvenciákra lehet következtetni. Saját LTspice memrisztor modellem segítségével elemeztem, hogy milyen áramkörüi feltételeknek kell teljesülniük az energiaminimum megtalálásához. Tanulmányoztam a memrisztorok elektronikai paramétereinek különbözőségeiből származó problémákat is.

2. Irodalmi áttekintés

A memrisztorokra érdemes olyan elektromos alkatrészként tekinteni, mely külső behatásra (nyomás, elektromos tér, hő stb.) képes megváltoztatni az ellenállás állapotát. Dolgozatomban szempontjából ez a csoport tovább szűkíthető azokra a memrisztorokra, melyek ellenállás állapotukat elsősorban a rajtuk átfolyó áram vagy rajtuk eső feszültség hatására változtatják meg. A megváltozott ellenállás állapotot a nem illékony memóriával rendelkező memrisztorok hosszabb (például TaO_x [5]), illékony memóriával rendelkező memrisztorok (például VO_2) rövidebb ideig őrzik meg [6].

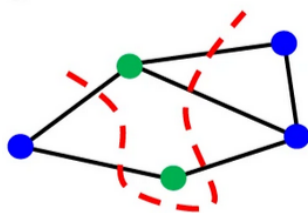
Neurális hálózatokban a nem illékony memrisztorok lehetővé teszik a neuronok közötti kapcsolatok súlyainak megvalósítását (mesterséges szinapszisként működhetnek), mivel ellenállásuk finoman hangolható [7]. Illékony memrisztorokból pedig neuronokat készíthetünk, melyek a biológiai neuronokhoz hasonlóan kellően nagy beérkező jel hatására tüzelnek [8]. Illékony memóriájú memrisztorok még oszcillációs neurális hálózatok megvalósításánál lehetnek hasznosak [9].

A kutatási terület előrehaladásának demonstrálásához segítségül hívhatjuk az idei fizikai Nobel-díj területét, illetve a Nobel-díjjal jutalmazott John Hopfield által javasolt Hopfield neurális hálózatok működését. A Hopfield hálózat egy egyszerű rekurrens neurális hálózat, melyben minden egyes neuron minden más neuronnal össze van kötve valamilyen neurális súly segítségével. Egy neurális állapot értékének frissítésénél kiszámoljuk egy adott neuron aktivációját, azaz minden más neuron kimeneti állapotát összeszorozzuk a kiválasztott neuronhoz csatlakozó összeköttetésének a súlyával, és ezt a szorzatot összegezzük a különböző neuronokra. Ha az így kapott aktiváció nagyobb egy határértéknél, akkor az adott neuron értékét pl. $+1$ -re, ellenkező esetben -1 -re állítjuk [10]. Megmutatható, hogy ezzel az egyszerű neurális hálózattal bonyolult optimalizációs problémák oldhatók meg. A megoldandó optimalizációs problémát a hálózatba programozott neurális súlyokkal reprezentáljuk, míg a megoldást tartalmazó paraméterteret a neuronok állapota jeleníti meg. Az adott neurális állapotok és az előre beprogramozott súlyok alapján kiszámolható egy energiafüggvény, aminél a minimális energiájú állapot felel meg a probléma megoldásának. A Hopfield neurális hálózatnál megmutatható, hogy minden egyes neurálisállapot-frissítésnél a rendszer energiája vagy változatlan marad, vagy csökken, azaz a hálózat a működése során közelíti az energiaminimumnak megfelelő állapotot, azaz a probléma megoldását. Ezzel a módszerrel egy bonyolultnak számító optimalizációs feladat, gráfok maximális vágásának a megkeresése (max cut) is megoldható [5]. Itt egy gráf csúcspontjait kell úgy két csoportba osztani, hogy a két csoportot összekötő élek száma maximális legyen (lásd 1a ábra). Megmutatható, hogy számos fontos műszaki vagy számítástechnikai optimalizációs feladat visszavezethető a maximális vágási probléma megoldására [2]. Ez a probléma megoldható egy számítógépen futó módosított Hopfield neurális hálózat segítségével. A módosításra azért van szükség, mert a

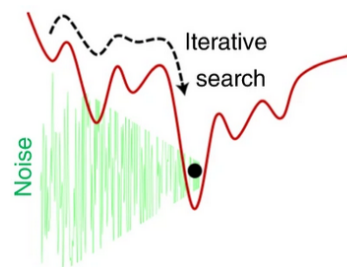
Hopfield hálózat beragadhat az energiatérkép lokális minimumaiba, de egy kis "véletlenszerűség" vagy más néven "zaj" hozzáadásával (mely az 1b ábrán is látható) kijuthatunk a lokális minimumból, és megtalálhatjuk a max cut probléma megoldását. Vegyük észre, hogy számítógépes megoldás esetén az összes N db. neuron értékének egyszeri frissítéséhez mintegy N^2 szorzási művelet elvégzésére van szükség, ami nagy N esetén jelentős számítási és energiaigényt jelent.

Az energiaigény javítására megoldást jelent például, ha a vektor-mátrix szorzást egy hardveres egység végzi. Nem illékony TaO_x memrisztorokkal már kísérletileg is megvalósítottak Hopfield neurális hálózatot [5], ahol az energiaigényes vektor-mátrix szorzásokat a 2. ábrán látható memrisztor mátrixok segítségével végezték. A szorzás elvégzéséhez a neuronok értékeinek megfelelő bemenetet kapcsolnak a hálózatra, majd a memrisztorok ellenállásaival reprezentált mátrix súlyokon keresztül folyó áramokat összegzik fel. Az egyes neuronok értékének beállítását, multiplexelést, az időléptetést hagyományos számítógép perifériákkal végezték (2. ábrának megfelelően). Ezzel a módszerrel is több mint 10.000-szer nagyobb energiahatékonyságot lehet elérni a hagyományos GPU és CPU alapú megvalósításokhoz képest[5]. A memrisztor dinamikus viselkedése viszont nincsen kihasználva.

A maximális-vágás problémát alternatív módon, szintén az energiaminimumot keresve megoldhatjuk oszcillációs neurális hálózattal, illékony memrisztorok használatával is. Ebben az esetben a megoldást a "fizika végzi el" azáltal, hogy a hálózatban használt oszcillátorok fázisai szinkronizálódnak. A hálózat csúcspontjait a 3a ábrán látható módon az illékony memrisztorokból épített oszcillátorok, a csatoló éleket passzív áramköri elemek (ellenállás vagy kapacitás) alkotják. Ekkor az Ising modell segítségével definiálható a hálózat energiafüggvénye, ahol az egyező vagy ellentétes fázisú, azonos frekvenciában csatolódott oszcillátorok reprezentálják a spineket ((1) egyenletben $s_i s_j$ jelölik a szomszédos spineket az Ising modellnek megfelelően)[1]. Az Ising modell külső csatolódást reprezen-



(a) A maximális-vágás probléma egy optimalizációs feladat, ahol egy gráf csúcsait kell két olyan csoportra bontani, hogy a lehető legtöbb él kösse össze a két csoportot [5].



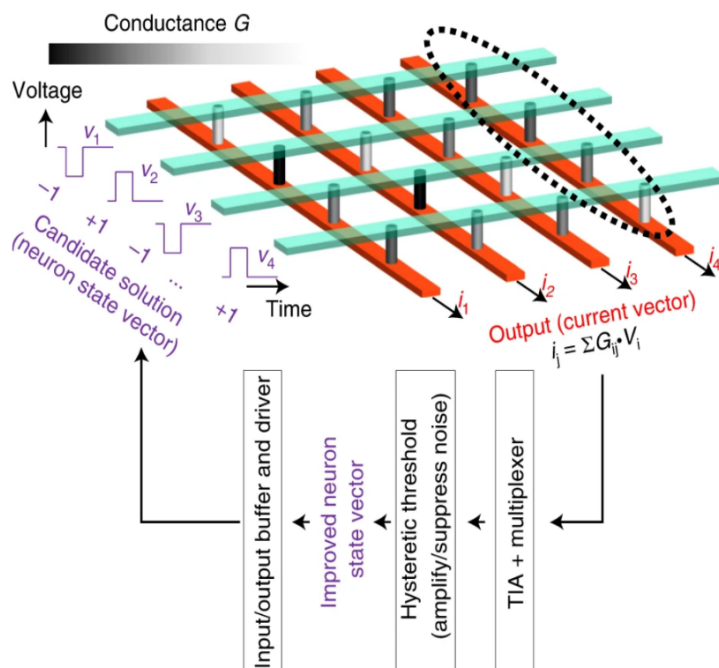
(b) A megoldás keresés az energiaminimum iteratív keresésével. A lokális energiaminimumokban ragadás zaj segítségével kerülhető el [5].

1. ábra

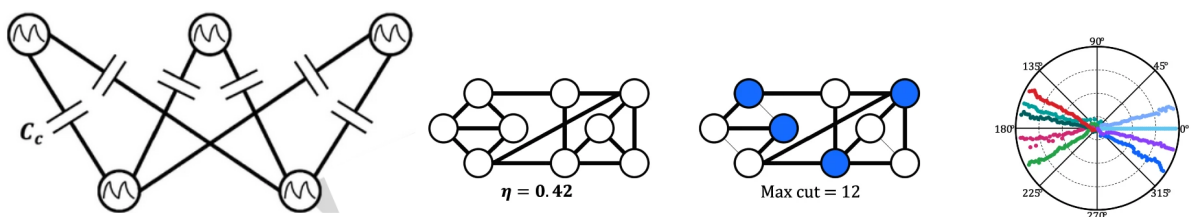
táló ($\mathbf{h}_i$) tagját a maximális-vágás probléma esetében 0-nak választjuk (ez a dolgozatom további részeiben is igaz), kapacitív csatolás esetén J negatív:

$$H = - \sum_{1 \leq i \leq j \leq n} J_{ij} s_i s_j - \sum_{i=1}^n \mathbf{h}_i s_i \quad (1)$$

Ebben az esetben nincs szükség a külső perifériával megvalósított időléptetésre, egyedül a végállapot kiolvasásakor kell az oszcillátorok fázisának megállapításához külső periféria. A 3b ábrán látható egy 9 csúcsból álló gráf maximális vágás problémájának kísérleti



2. ábra. Hopfield hálózat megvalósítása nem illékony memóriájú memrisztorokkal, ahol a vektor-mátrix szorzásokat memrisztor mátrixok végzik. [5]



(a) Kapacitívan csatolt oszcillátorokkal megvalósított oszcillációs neurális hálózat az optimalizációs problémák megoldásához. [1] (b) Kísérletileg megvalósított oszcillációs neurális hálózzal megvalósított oszcillációs maximális vágás probléma megoldása. Bal oldalt a megoldható probléma, η a gráf sűrűségét jelöli. Középen egy lehetséges megoldás látható, a két csoportra bontott gráf csúcsokkal. Jobb oldalt az oszcillátorok fázisának alakulása a megoldás során. [1]

3. ábra

megoldása. A megoldandó problémát az egyes csúcsokat reprezentáló oszcillátorok (kapacitív) csatolásával valósítják meg. A csúcsok maximális vágás problémának megfelelő két csoportra osztását az ábrán középen ábrázoltam. A kialakított két csoportot összekötő élek száma jelen esetben 12, ez a maximális vágás probléma eredménye. Azt, hogy egy adott csúcs az egyik vagy másik csoportba tartozik az azt reprezentáló oszcillátor fázisától függ. Az ábrán jobb oldalt látható az oszcillátorok fázisának alakulása a megoldás során, melyből a két kialakuló, ellentétes fázisú csoport olvasható le. Komplexebb problémák megoldásához nagy oszcillátor tömbök kellhetnek, ekkor az elektromos töltésen alapuló csatolás jelentős előnyt ad más állapotváltozókkal megvalósított oszcillátor csatolásokkal szemben (mint például a spin), amelyeknek szobahőmérsékleten korlátozott lehet a koherenciahosszuk [11]. Ha az optimalizációs problémát csatolt oszcillátorokkal oldják meg, az oszcillátorok frekvenciája kiemelkedően fontos lesz a megoldási idő szempontjából, hiszen az oszcillátorok csatolódása adott periódus megtétele után történik meg, így a megoldáshoz nagyobb frekvenciájú oszcillátorokkal gyorsabban eljuthatunk. Jelenleg a kísérletileg megvalósított VO₂ memrisztor alapú oszcillátorhálózatok frekvenciája pár kHz nagyságrendű [1], illetve a külső kapacitást is használó oszcillátoroknál, mely kapacitás megléte a csatolódás szempontjából elengedhetetlen az elért frekvenciák pár MHz-es tartományba esnek [11]. Ahhoz, hogy bemutassam a csatolt oszcillátorhálózatok frekvencianövelésének lehetőségét, be kell mutatnom részletesen a hálózatot felépítő komponenseket. Ehhez (i) bemutatom az illékony memóriával rendelkező általam is használt VO₂ memrisztor tulajdonságait, (ii) az ebből építhető kis és nagy frekvenciás oszcillátort, (iii) az elektromos csatolódás alapjelenségét.

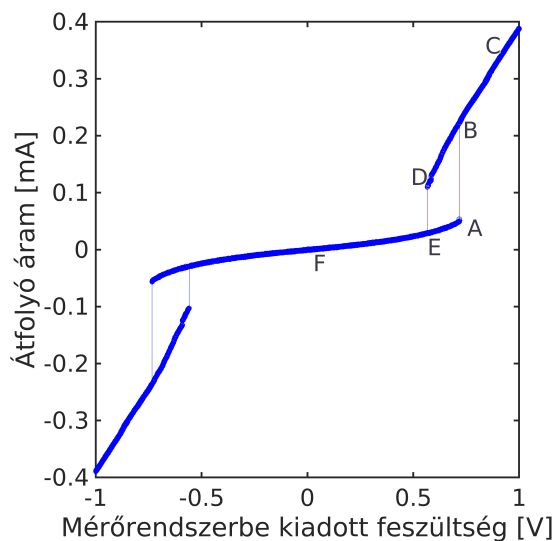
2.1. Kapcsolási tulajdonságok VO₂ memrisztorokban

A következőkben a VO₂ memrisztorok alacsonyfrekvenciás kapcsolási tulajdonságait foglalom össze a szakdolgozatomban [12] is ismertetett irodalmi áttekintést követve. 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) [13]. 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 (alacsony ellenállású), illetve egy szigetelő (magas ellenállású) állapot (4b ábra) [13] [14].

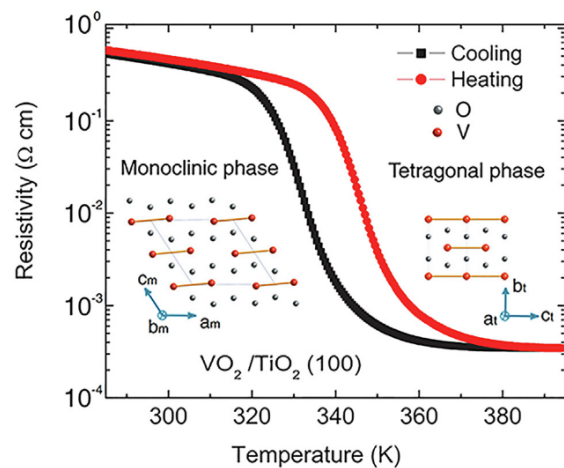
A VO₂ memrisztorok elektromos kapcsolási karakterisztikája hiszterézist mutat (4a ábra), azaz a *bekapcsoláshoz*, vagyis magas ellenállású állapotból alacsony ellenállású állapotba történő átkapcsoláshoz nagyobb feszültségnek kell a memrisztoron esni, mint

a *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 illékony memóriával bíró áramköri elem, ami azt jelenti, hogy a bekapcsolást követően a meghajtófeszültség csökkentésekor a memrisztor kikapcsol, ami praktikusán azt jelenti, hogy nem érhető el nulla feszültség környékén az eszköz bekapcsolt állapota (kellően lassan változó meghajtófeszültség esetén). A memrisztor vezetési tulajdonságainak változása jól bemutatható áram–meghajtófeszültség grafikonon (4a. ábra). Ilyen karakterisztikák felvétele például olyan mérőrendszerrel végezhető, ahol a vizsgált memrisztorral egy áramkorlátozó ellenállást kapcsolunk sorba (10b ábra), ugyanis a memrisztor bekapcsolt állapotban nagyon kis ellenállású, vagy akár negatív differenciális ellenállású tulajdonsággal is rendelkezhet (lásd 4a ábra). Emiatt a mintán átfolyó áram soros ellenállás hiányában olyan nagy lehet, hogy tönkremehet a memrisztor (vagy a mérőegység). Az 4a 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 (például Poole-Frenkel mechanizmuson alapuló töltésinjektálás miatt [15]), ezért nem tökéletesen lineáris ezen a szakaszon a feszültség-áram görbe, viszont nagy ugrásoktól mentes a mérés ezen tartománya. A bekapcsolási küszöbfeszültség-



(a) A VO_2 memrisztor áram–meghajtó feszültség kapcsolási karakterisztikája, $1050\ \Omega$ 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 VO_2 hőmérséklet–fajlagos ellenállás függése, melyen a vezető és szigetelő állapotokhoz tartozó, különböző kristályszerkezetű fázisokat illusztrálják a beillesztett rajzok. [13]

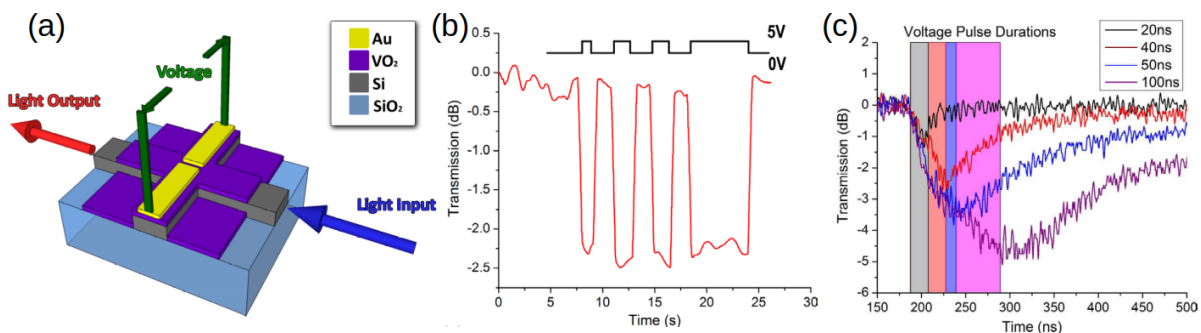
4. ábra. A VO_2 különböző kapcsolási effektusai, jól látható hiszterézissel.

get elérve "A" pontban a memrisztor ellenállása hirtelen lecsökken, vagyis az átfolyó áram hirtelen megnő, a "B" pontban folytatódik a mérés (ebben az esetben 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 [14]). A "C" pontban a rendszerre adott feszültséget csökkenteni kezdjük a "D" pont feszültség szintjének eléréséig, ahol a memrisztor hirtelen alacsony ellenállású állapotból visszaáll magas ellenállású állapotába, ezért "leugrik" a mért áram nagysága "E" pontba. Az "F" ponton áthaladva negatív kapcsolófeszültséggel is vizsgálhatjuk a mintát, ahol hasonló viselkedést kapunk (az unipoláris működésnek köszönhetően).

Az előbb bemutatott egyensúlyi állapotokon keresztüli kapcsoláshoz képest rövid kapcsolóimpulzusokkal vizsgálva a memrisztort megfigyelhető, hogy többek között az impulzus hosszától függően az 5c ábrának megfelelően változhat az elért ellenállás állapot. Petr Markov és társai a VO_2 optikai tulajdonságainak megváltozását kihasználva vizsgálták rövid impulzusokkal az elérhető ellenállás állapotot az 5a ábrán látható mérési elrendezésben. A VO_2 réteg alatt elhelyezkedő optikai szálon átjutó fény mennyisége függ a memrisztor ellenállás állapotától a VO_2 fázisváltásakor bekövetkező abszorpciós tulajdonságainak megváltozása miatt, a memrisztor pedig az arany elektródákra adott feszültséggel kapcsolható alacsony ellenállású állapotba. Az 5b ábrán felül látható, hogy a memrisztorra kapcsolt feszültség hatására (fekete kapcsoló jelek) az optikai transzmisszió (pirossal jelölve) változik, a memrisztor alacsony ellenállású állapotba kerülése esetén lecsökken. Megfigyelhető, hogy hosszú kapcsolóimpulzusok esetén az elért ellenállás állapot (ill. mért transzmisszió) nem függ az impulzus hosszától. Azonban nagyságrendekkel rövidebb, ns időskálájú kapcsolóimpulzusok esetén az elért transzmisszió változik a pulzus hosszának függvényében. Az 5c ábrán látható, hogy a kapcsolóimpulzus hosszának növelésével nő az elért transzmisszió csökkenés (nagyobb vezetőképesség érhető el a memrisztoron hosszabb impulzusok használatával). Fontos tulajdonság még, hogy az ellenállás relaxációja szintén nem pillanatszerűen történik, hanem akár több 100 ns-ot is igénybe vehet. Megfigyelhető, hogy például 50 ns-os impulzus esetén a relaxációs idő már több mint 150 ns lehet. Fontos kiemelni, hogy ezek a be- és kikapcsolási tulajdonságok jelentősen függenek az adott memrisztor kialakításától, hiszen a kapcsolás során a memrisztoron átfolyó áram hőt termel, mely a lokális hővezetési tulajdonságoknak megfelelően disszipálódik. A VO_2 memrisztor ellenállása pedig a hőmérséklettől is függ (lásd 4b ábrán). Tehát a lokális hővezetési tényező meghatározza az elérhető kapcsolási sebességet.

Elektromosan kapcsolva a VO_2 memrisztorokat azt is megmutatták, hogy megfelelő eszköz kialakítás esetén akár 15 ps alatt is bekapcsolható a memrisztor valamint 600 ps alatt megtörténhet az ellenállás relaxációja, ha a relaxáció során a memrisztoron nem esik feszültség [16]. Az idézett cikkben, melynek én is társszerzője vagyok a relaxáció megtörténését a bekapcsolóimpulzus után a memrisztorra adott rövid vizsgáló impulzusokkal ellenőrizték. A folyamatos ellenállás vizsgálat helyett a rövid kiolvasóimpulzusok használá-

tával megvalósítható, hogy az VO_2 eszközön ne folyjon folyamatosan áram, így a kisebb bevitt Joule-hő miatt a gyorsabb relaxáció lehetséges. Az oszcillátorműködés során azonban a memrisztoron folyamatosan nem nulla feszültség esik, így szükséges volt az általam használt eszközökben elérhető kapcsolási sebesség vizsgálata oszcillátorkörülmények között (lásd később a 16. ábrán).



5. ábra. (a) Az optikailag ellenőrzött kapcsoláshoz használt memrisztor. Felül az elektromos kapcsoláshoz használt arany elektródákkal, alatta pedig a fény transzmisszióhoz szükséges optikai elem. (b) Hosszú kapcsoló impulzusokkal (fekete jelek) vizsgálva memrisztor kapcsolását az elért transzmisszió csökkenés (ezzel a VO_2 réteg ellenállásának csökkenése) független az impulzus hosszától, míg (c) ns időskálájú kapcsolások esetén az elért ellenállás, illetve annak relaxációs ideje már az impulzus hosszától függ. [15]

2.2. VO_2 alapú relaxációs oszcillátor

Az előbb bemutatott VO_2 memrisztorból, annak illékony memóriatulajdonságát kihasználva relaxációs oszcillátor építhető. Ahhoz, hogy a relaxációs oszcillátor alapkonceptióját könnyebben megérthessük érdemes a memrisztorra mint egy kétállapotú histerézissel rendelkező kapcsolóra gondolni, ahol az állapotok közti kapcsolás idejét elhanyagolhatónak tekintjük. Ha egy ilyen eszközzel megfelelően nagy ellenállást kapcsolunk sorba, oszcillációkat fogunk tapasztalni, azonban a kapcsolási idő elhanyagolása miatt fontos egy párhuzamos kapacitást is feltételeznünk, hogy véges sebességű oszcillációt mérhessünk. (Bizonyos esetekben a memrisztor parazita kapacitása elegendően nagy párhuzamos kapacitást jelent, így nem kell plusz áramköri elemet beépíteni.) Ilyen áramköri elrendezés látható a 6a ábrán. A meghajtófeszültség bekapcsolásakor egy feszültségosztó alakul ki a két rezisztív elem miatt (a soros ellenállás és a memrisztor), és a párhuzamos kapacitás feltöltődésének megfelelő időskálán állna be az egyensúlyi állapot (6b 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 kikap-

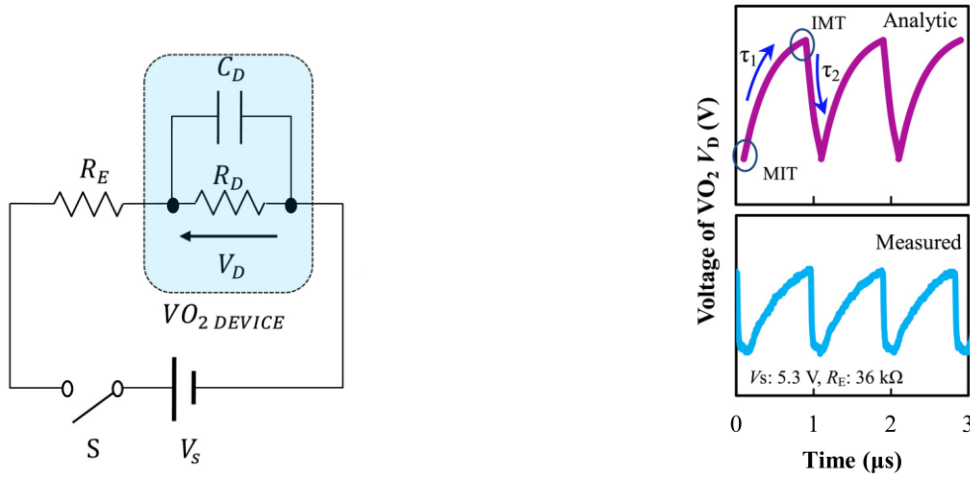
csolási küszöbfeszültséget elérve az ellenállása megnő. Ezzel ismét feszültségosztóként funkcionál a két hasonló ellenállású elem és ennek megfelelően a kapacitás feltöltődése újra elkezdődik. Ezeknek a kisülési- és feltöltődési folyamatoknak az időskáláját a kör RC időállandói szabják meg, a memrisztor két állapotára vonatkozóan. Mivel a kapacitás kisülése/feltöltődése során az áramkör sosem éri el egyensúlyi állapotát a memrisztor hamarabb bekövetkező ki- és be kapcsolása miatt, az így kialakuló oszcilláció sebességét az RC időállandókon kívül a ki- és bekapcsolási küszöbfeszültségek értékei is befolyásolják. A 6b 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 $\tau_2 < \tau_1$ [12].

Az előbbi gondolatmenetből látható, hogy a stabil oszcillációhoz a következő feltételeknek kell teljesülnie:

$$\frac{U_{\text{meghajto}} \cdot R_{\text{MSZ}}}{R_{\text{MSZ}} + R_{\text{soros}}} > U_{\text{be küszöb}} \quad (2)$$

$$\frac{U_{\text{meghajto}} \cdot R_{\text{MF}}}{R_{\text{MF}} + R_{\text{soros}}} < U_{\text{ki küszöb}} \quad (3)$$

ahol U_{meghajto} az áramkörre kapcsolt meghajtófeszültség, R_{MF} és R_{MSZ} a memrisztor alacsony illetve magas ellenállású állapotainak értéke, $U_{\text{be küszöb}}$ és $U_{\text{ki küszöb}}$ a memrisztor be- és ki kapcsolási küszöbfeszültségei.



(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. [17]

(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. [17]

6. ábra. Kis frekvenciás oszcillátor jelalakja és kapcsolási rajza

Nagyobb frekvenciájú oszcillátorokat vizsgálva, ahol az áramköri komponenseket összekötő kábeleket már hullámvezetőnek, a memrisztort és a soros ellenállást még pontszerűnek tekintjük, párhuzamos kapacitás nélkül is felírható egy véges feszültségfelépülési idő a memrisztoron. Ezt a felépülést legkönnyebben a meghajtás egységugrás-szerű bekapcsolásától írhatjuk fel. Fontos, hogy ebben az esetben a memrisztort és az soros ellenállást is tisztán rezisztív elemként kezeljem, valós impedanciával rendelkeznek. Ekkor felírhatjuk, hogy az ellenállásra vagy a memrisztorra érkező hullám mekkora részét engedik át, illetve reflektálják az egyes elemek [18]. A 7a ábrán látható, hogy az U_0 -al jelölt beérkező jel egy része rögtön visszaverődik az ellenállásról ($U_0 R_R$), ahol R_R az ellenállás reflexiós tényezője. Az áteresztett jel $U_0 T_R$ módon írható fel, ahol T_R az ellenállás transzmissziós tényezője. A memrisztor jobb oldalára már csak $U_0 T_R T_M$ nagyságú jel jut el a vizsgált időpillanatban (T_M a memrisztor transzmissziós tényezője). A vizsgált elrendezésben az egységugrás szerűen induló feszültségjelet kiadó jelgenerátor, illetve a mérést végző oszcilloszkóp impedanciaillesztett, így visszaverődések csak a memrisztoron és az ellenálláson történnek.

Későbbi időpillanatban vizsgálva a rendszert láthatjuk, hogy az újabb visszaverődések miatt mind a memrisztor és az ellenállás között, mind a memrisztor jobb oldalán nőtt a feszültség. A 7a ábrán látható, hogy a memrisztor és az ellenállás között gyorsabban nő a feszültség, mint a memrisztor jobb oldalán, így a memrisztoron eső feszültség nő. A

memrisztor kapcsolási küszöbfeszültségének eléréséhez szükséges visszaverődések száma kiszámolható, ha felösszegezzük a memrisztor és az ellenállás közötti, illetve a memrisztor jobb oldalán megjelenő feszültségek mértani sorát, majd vesszük a kettő különbségét. Ez a "pattogásszám" felírható a memrisztorra és az ellenállásra jellemző transzmissziós és reflexiós tényezők függvényeként (részletes számolás a szakdolgozatomban [12] található):

$$\ln \left[1 - U_{be} \cdot \frac{1 - (1 - T_M)(1 - T_E)}{U_0 T_E (2 - 2T_M)} \right] \cdot \frac{1}{\ln((1 - T_M)(1 - T_E))} = K. \quad (4)$$

ahol K az oda-vissza pattogások száma, vagyis egy ciklus időtartama a jel memrisztor és ellenállás közötti terjedésének kétszerese. K értékét kísérletileg releváns paraméterek mellett meghatározva, $U_0 = 2.5$ V meghajtófeszültség, $U_{be} = 1$ V bekapcsolási küszöbfeszültség, $Z_M \approx 25$ k Ω ellenállású kikapcsolt állapot és $Z_E = 22$ k Ω soros ellenállás esetén. A $T_M = \frac{2Z_0}{Z_M + 2Z_0}$ és $T_E = \frac{2Z_0}{Z_E + 2Z_0}$ összefüggés segítségével kifejezve T_M -et és T_E -t behelyettesítve a kísérletileg releváns paraméterekkel $K = 55$ adódik. Így már látható, hogy a feszültségfelépülési idő:

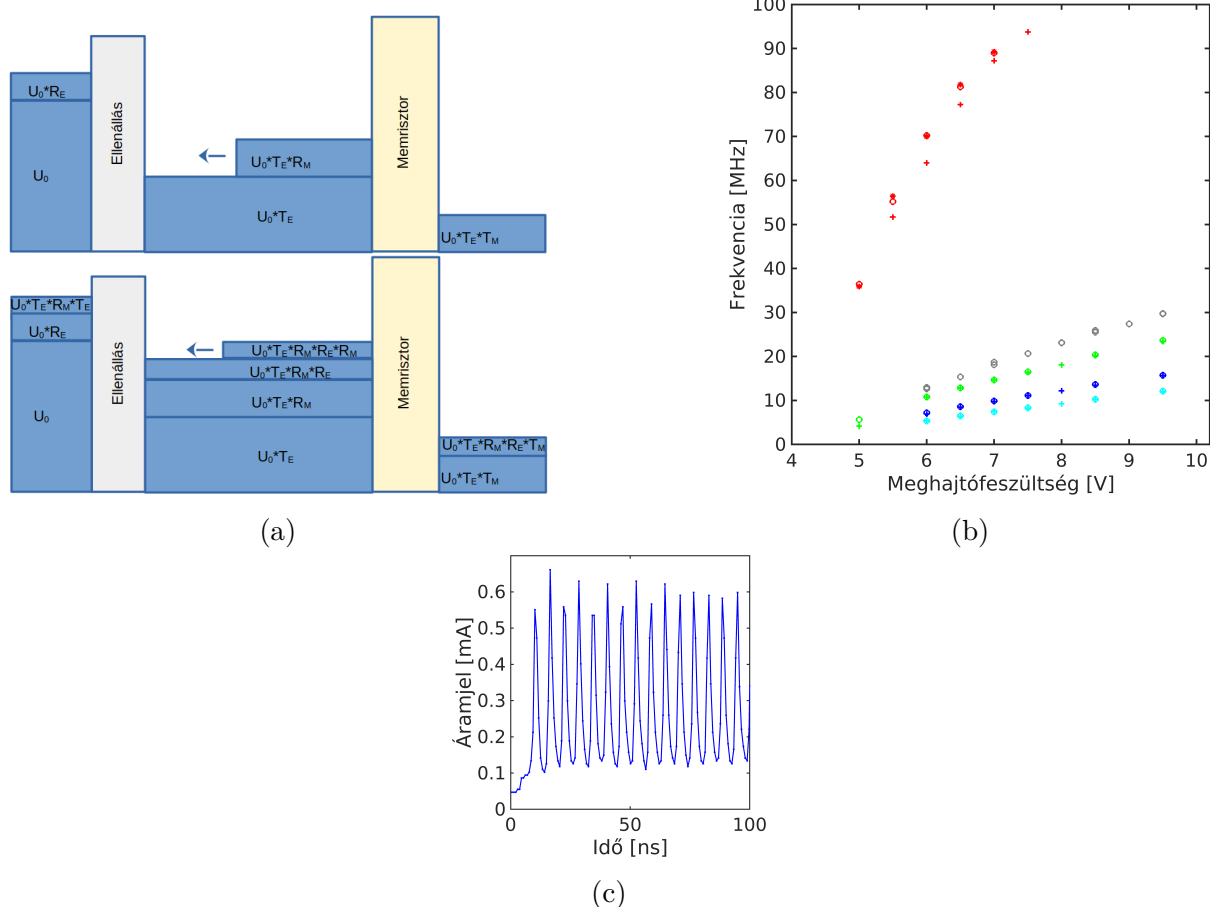
$$T_{\text{felépülés}} = K \cdot 2 \cdot d / v_{\text{jel}} \quad (5)$$

mely függ a memrisztor és az ellenállás fizikai távolságától, ahol d a memrisztor és a soros ellenállás távolsága, v_{jel} pedig a feszültséggel 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. Vegyük észre, hogy a feszültségfelépülési időből pedig a vártnál sokkal alacsonyabb frekvenciakorlát származik, hiszen a memrisztor és ellenállás távolsága K miatt 55-szörösen "számít".

A memrisztor-ellenállás távolság frekvenciakorlátozó szerepét szakdolgozatomban bemutattam, hogy nagyobb memrisztor-ellenállás távolsággal, változatlan további áramkörü paraméterek mellett csak kisebb frekvenciájú oszcillációt lehet elérni (Az is megfigyelhető, hogy a (4)-es függvény releváns értelmezési tartományának megfelelően nagyobb meghajtófeszültséggel nagyobb oszcillációs frekvencia érhető el). Szakdolgozatomban kísérleti eredményeimmel azt is bemutattam, hogy az (5). képlet szerint a memrisztor-ellenállás távolsággal lineárisan változó feszültségfelépülési idő miatt, a különböző frekvenciájú, eltérő memrisztor-ellenállás távolsággal felvett oszcillációk egymásba skálázhatók. Ekkor az adott elektronikai paraméterű de elérő memrisztor-ellenállás távolsággal végzett mérések a: $(F_{\text{NagyTávSkálázott}} = \frac{F_{\text{NagyTáv}} \cdot d_{\text{NagyTáv}}}{d_{\text{KisTáv}}})$ képlet alapján azonos frekvenciákat adnak. A 7b ábrán láthatók különböző memrisztor-ellenállás távolsággal végzett oszcillációs mérések, ahol a színjelölések a következő táblázatban szerepelnek:

Időtávolság [ps]	Térbeli távolság [cm]	Jelölő szín
32	$0,64 \pm 0,2$	piros
192,5	$3,85 \pm 0,3$	barna
234	$4,68 \pm 0,3$	zöld
383	$7,66 \pm 0,3$	sötétkék
506	$10,12 \pm 0,5$	világoskék

1. táblázat. Memrisztor-ellenállás távolságok a kísérleti elrendezésben [12]



7. ábra. (a) A memrisztoron eső feszültség felépülése egységugrásszerűen induló meghajtás esetén, a legelső kapcsolat előtt. A felső ábrán egy korábbi, az alsón egy későbbi időpillanat látható. A memrisztoron eső feszültség az idő előrehaladtával nő. (b) Különböző memrisztor-ellenállás távolságokkal elérhető frekvenciák, jól látható, hogy adott meghajtófeszültség esetén kisebb távolságokkal nagyobb frekvenciák érhetők el. A megfelelő távolságok az 1. táblázatban találhatók [12]. (c) Minimális memrisztor-ellenállás távolsággal elért 167 MHz-es oszcillációs frekvencia. [12]

A 7c ábrán látható a memrisztor-ellenállás távolságot figyelembe vevő optimalizált oszcillációs áramkörrel elért világrekordnak számító 167 MHz-es oszcillációs frekvencia.

Ezt a frekvenciát párhuzamos kapacitás használata nélkül értem el. Ilyen frekvenciájú oszcillátorokkal a jelenlegi oszcillációs neurális hálózatok megoldási sebességét jelentősen növelni lehetne, tekintve, hogy a jelenlegi csatolt oszcillátoros VO₂-ot alkalmazó áramkörök kHz-es frekvenciatartományban működnek [1].

2.3. Kapacitíven csatolt relaxációs oszcillátorok

Ahhoz, hogy megértsük a bevezető elején taglalt oszcillációs neurális hálózat (lásd 3a ábra) működését, illetve az elektronikus csatolás jelenségét, érdemes először két VO₂ alapú oszcillátor csatolódását megvizsgálni. A 8a ábrán látható két oszcillátor összecsatolásának elektronikai rajza, ahol a C_C csatolókapacitással párhuzamosan jelöltük R_C parazita ellenállását a nem ideális csatoló kapacitásnak. Jelöltük továbbá a memriszor ellenállását R_{VO_2} , mely lehet alacsony illetve magas állapotban, valamint a memriszor továbbiakban elhanyagolt parazita kapacitását C_{VO_2} is. Ebben az ábrázolásban a lassító kapacitás C_i az oszcillációt megvalósító soros ellenállás R_{S_i} $i \in [1,2]$ mellett található. Ekkor V_1 feszültségű csomópontra felírva a csomóponti törvényt a következő differenciálegyenletet kapjuk:

$$C_1 \frac{dV_1}{dt} = \frac{V_{in}}{R_{VO_2}} - \left(\frac{V_1}{R_{VO_2}} + \frac{V_1}{R_{S1}} \right) - i_1 \quad (6)$$

ahol i_1 a csatolódásért felelős áram:

$$i_1 = \frac{V_1 - V_2}{R_C} + C_C \frac{d(V_1 - V_2)}{dt} \quad (7)$$

Hasonlóan felírhatók az egyenletek V_2 csomópontra is, melyeket kombinálva a következő csatolt differenciál egyenletrendszerhez jutunk:

$$\frac{dV_1}{dt} = \frac{C_c + C_2}{C_{eff}} \left(\frac{V_{in}}{R_{vo2}} - \left(\frac{V_1}{R_{vo2}} + \frac{V_1}{R_{s1}} \right) \right) + \frac{C_c}{C_{eff}} \left(\frac{V_{in}}{R_{vo2}} - \left(\frac{V_2}{R_{vo2}} + \frac{V_2}{R_{s2}} \right) \right) + \frac{C_2}{C_{eff}} \frac{V_1 - V_2}{R_c} \quad (8)$$

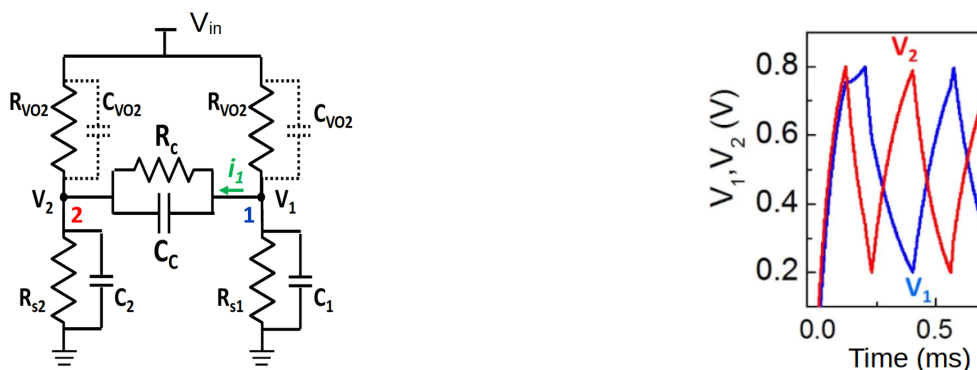
$$\frac{dV_2}{dt} = \frac{C_c + C_1}{C_{eff}} \left(\frac{V_{in}}{R_{vo2}} - \left(\frac{V_2}{R_{vo2}} + \frac{V_2}{R_{s2}} \right) \right) + \frac{C_c}{C_{eff}} \left(\frac{V_{in}}{R_{vo2}} - \left(\frac{V_1}{R_{vo2}} + \frac{V_1}{R_{s1}} \right) \right) + \frac{C_2}{C_{eff}} \frac{V_2 - V_1}{R_c} \quad (9)$$

ahol az effektív kapacitást a következőképp definiáltuk:

$$C_{eff} = C_C C_1 + C_C C_2 + C_1 C_2 \quad (10)$$

Ezt az egyenletrendszert numerikusan megoldva a 8b ábrán látható csatolt oszcillációkat láthatjuk. Megfigyelhető, hogy kezdetben egy rövid tranziens szakasz után kialakul az ellenfázisú oszcilláció. Ilyen kapacitíven csatolt oszcillátorok Ising-gépnek tekinthetők, mivel energiaminimumban az állapotuk az Ising modellel (1) leírható. A szomszédos spinek csatolódásáért felelős tag kapacitív csatolás esetén negatív, így az oszcillátorok ellenfázisban működése esetén $s_i s_j$ szorzat negatív, vagyis az Ising modell alapján az

energia negatív. Azonos fázis esetén $s_i s_j$ szorzat pozitív lenne, mely pozitív (a rendszer szempontjából kedvezőtlen) teljes energiát valósítana meg. Fontos megjegyezni, hogy az előbb bemutatott tárgyalásban a memrisztorokat tökéletesen azonosnak tekintjük (be- és kikapcsolási feszültség, alacsony és magas ellenállású állapotok értéke szempontjából), kapcsolási idejeiket elhanyagoljuk, továbbá alacsony frekvenciás áramköri közelítésben vizsgálódunk, ahol az elektronikai komponensek közötti jelterjedés idejét elhanyagoltuk. A kísérletileg megvalósított memrisztoroknál és MHz környéki frekvenciákon ezek a paraméterek is szerepet játszhatnak, így én nem a fent bemutatott differenciálegyenletet, hanem LTspice modellt használtam. Az LTspice használata azzal a további előnnyel jár, hogy definiálható benne jelterjedési idő az áramköri komponensek között (például a beépített távvezeték modell segítségével), illetve az áramkör differenciálegyenletekké konvertálása automatizálva van.



(a) Csatolt oszcillátorok áramköri rajza, ahol C_{VO2} a memrisztor parazita kapacitását, R_C a csatolókapacitás parazita ellenállását jelöli. Az ábrán i_1 jelöli az oszcillátorok csatolódását okozó áramot [11].

(b) A differenciálegyenletek megoldásából származó csatolt oszcilláció jelalakja [11].

8. ábra. Csatolt oszcillátorok vizsgálata

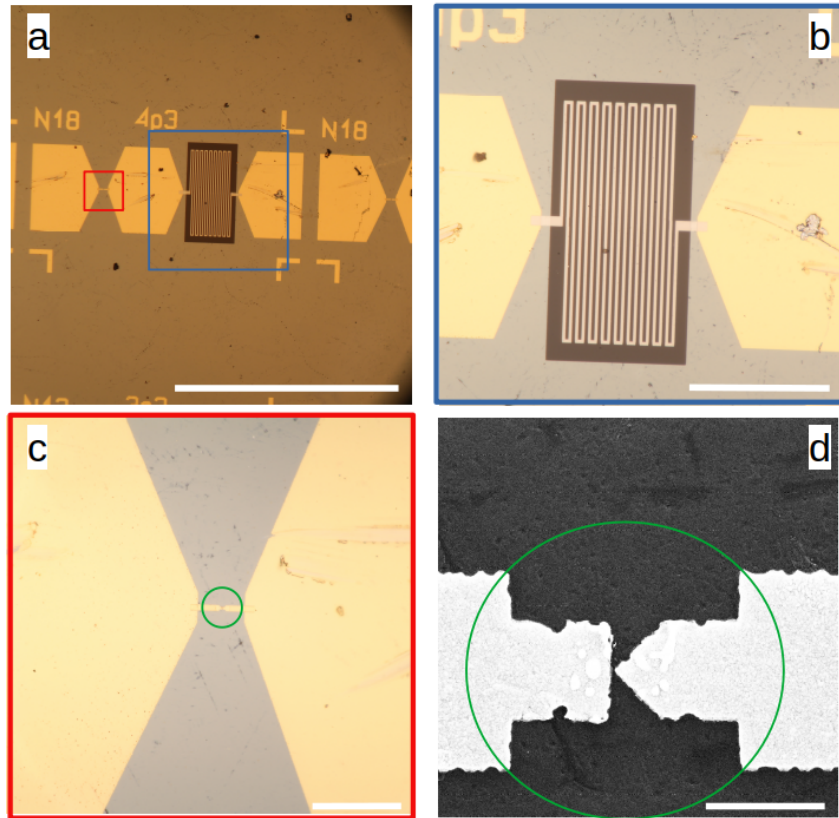
3. Mérési módszerek

3.1. Mintakészítés

Méréseimet zafír (Al_2O_3) hordozón kialakított eszközökön végeztem, melyekre először egy VO_2 réteg került felpárologatásra impulzus lézer segítségével. Az eljárás során a vanádiumot impulzus lézerrel elpárologatják, mely a kontrollált gázkeverékű tartályban a hordozóra lecsapódás előtt oxidálódik, így egy nagyon vékony (50 nm), tisztán VO_2 réteg alakítható ki a hordozón. Az epitaxiális rétegeket egy amerikai kutatócsoporttól kaptuk, majd ezen alakítottuk ki a megfelelő áramköri elemeket az MFA Nanoérzékelők Laboratóriumában. Az áramköri elemek kialakításának tervezésében én is részt vettem.

A 9a ábrán látható egy optikai mikroszkóppal készült kép az elektródák elrendezéséről. Bal oldalon a memrisztoráramkörbe kapcsolásához szükséges elektródák, jobb oldalon pedig a chip-re integrált ellenállás látható. A 9b ábrán az integrált ellenállás nagyított képén megfigyelhető, hogy az arany elektródák közé készített Pt ellenállás alatt a réteg színe a környezettől eltérő. Ennek oka, hogy a VO_2 réteget el kellett marni a meander ellenállás alatt, hogy megfelelő ellenállásokat kapjunk. Emiatt az áramkörök megalkotása a következő lépésekből állt: Arany elektródák elkészítése elektronsugár-litográfiával 2 lépésben (nagy méretű kontaktelektrodák és a memrisztoreszközök kialakítása külön lépésben), a megfelelő helyeken a VO_2 réteg elmarása, majd ezeken a helyeken Pt meanderek elektronsugár-litográfiás eljárással való kialakítása.

A 9c ábrán látható egy szintén optikai mikroszkóppal készült kép, ahol a nagy méretű kontaktelektrodák között elhelyezkedő, a memrisztor kialakításához szükséges nagyságrendekkel kisebb arany vezetőszakasz látható. Végül a 9d ábrán egy memrisztoreszköz elektronmikroszkópos képe látható, melyről leolvasható a ≈ 30 nm-es elektródatávolság, mely a VO_2 eszköz kapcsolási tartományát adja.



9. ábra. (a) A méréshez használt memrisztorok és hordozóra integrált ellenállások optikai mikroszkópos képe, a méretskála $400\ \mu\text{m}$. A (b) ábrán látható az integrált meander Pt ellenállás nagyított képe a méretskála $86\ \mu\text{m}$, amely az elmart téglalap aljának nagysága. (c) A fotón látható memrisztor-ellenállás pár nagyított optikai mikroszkópos felvétele, melyen a kontaktelektrodák és a memrisztoreszköz közti áramvezető jól megfigyelhető, a méretskála $32\ \mu\text{m}$, a kontaktelektrodák távolsága $16\ \mu\text{m}$. (d) A használt eszközök elektrodaelrendezésének elektronmikroszkópos felvétele, melyen az aszimmetrikus elrendezés illetve a $\approx 30\ \text{nm}$ -es elektródatávolság figyelhető meg. A méretskála $1\ \mu\text{m}$.

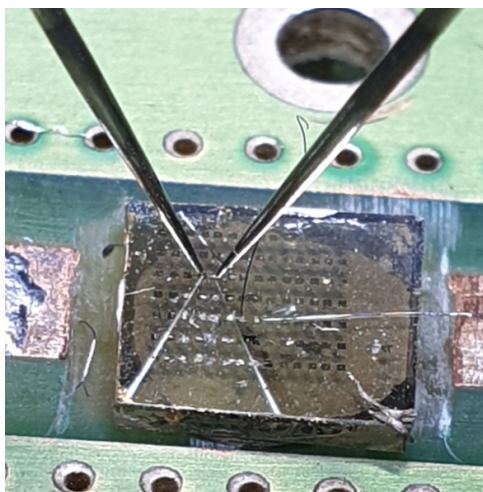
3.2. Alacsony frekvenciás karakterizáció

Csatolt oszcillátorhálózatok építéseinél, illetve ezekkel optimalizációs problémák megoldásánál elengedhetetlen, hogy az oszcillátorok sajátfrekvenciája megegyezzen. Ezt az áramköri komponensek azonosságának biztosításával a legkönnyebb elérni.

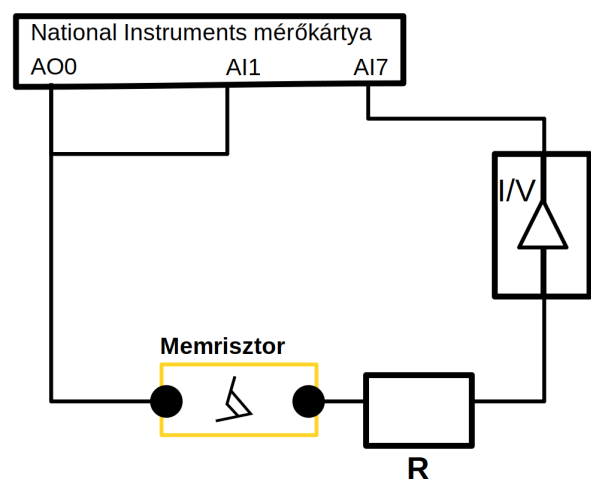
Sajnos a kutatócsoportunk által használt memrisztorok elektromos tulajdonságai eszközről-eszközre jelentős különbségeket mutatnak (lásd később a 24. és 25. ábrákon), így ahhoz, hogy közel azonos paraméterű memrisztorokkal mérhessek, körülbelül 100 eszközt kellett tesztelnem. Ehhez a feladathoz nagy segítséget nyújtott a 10a ábrán látható tűszondás mérőegység. A mérőtűket mikromozgatók segítségével lehet a memrisztor kontaktelektrodáihoz kapcsolni. Ekkor a 10b ábrán látható mérőrendszerbe csatolva a memrisztort, feszültség-átfolyó áram grafikonokat vehetünk fel.

A mérőrendszer alapját egy National Instruments USB-6363 adatgyűjtő kártya adja, melynek AO0 kimenetén adható ki a mérőrendszerbe adott feszültség. Nagy terhelés esetén a kiadott feszültség nem stabil, így az AI1 bemeneten visszamért feszültséget tekintjük a mérőrendszerbe kiadott feszültségnek. A vizsgált memrisztor mellett egy áramkorlátozó soros ellenállás található, ennek értéke a mérések során $R=380\ \Omega$ volt. Az átfolyó áramot egy FEMTO DLPCA 200 áramerősítővel erősítjük, majd a mérőkártya AI7 bemenetén a felvett értékeket rögzítjük.

Ez a tűszondás mérőrendszer alkalmas az integrált ellenállások vizsgálatára is, ekkor a memrisztor helyett az ellenállást csatlakoztatjuk az áramkörbe. Az ellenállások vizsgálata a gyártási hibák nagy száma miatt volt szükséges.



(a) Sok minta méréséhez használt tűszondás mérőrendszer mérés közben. A vizsgált chip mérete $\approx 3\text{ cm}$.



(b) A memrisztorok alacsony frekvenciájú tulajdonságainak mérésére szolgáló mérőrendszer áramköri rajza, ahol $R=380\ \Omega$.

10. ábra. A sok minta tesztelését könnyebbé tevő mérőrendszer bemutatása.

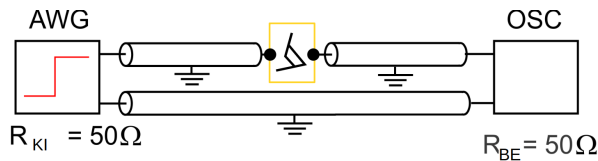
3.3. Rövid impulzussal végzett mérések

Az általam használt VO_2 memrisztorok nanoszekundumos skálájú kapcsolási idejének vizsgálatára egy impedanciaillesztett mérési elrendezést használtam (lásd 11a ábra). A méréshez egy nagy sávszélességű (750 MHz), számítógéppel vezérelhető Zurich Instruments jelgenerátort használtam, amely lehetővé teszi gyors egymás után következő meghatározott amplitúdójú kapcsolóimpulzusok alkalmazását. A jelgenerátor csatornamásolási funkciójának használatával egyidejűleg rögzíthető a memrisztorra adott kapcsolóimpulzus és a memrisztoron áteresztett jel. A két jelből a memrisztor ellenállása a következő összefüggés alapján számítható,

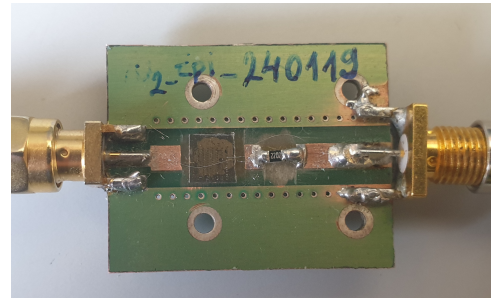
$$Z_M = \frac{2Z_0 \cdot U_0}{U_{\text{átersztett}}} - 2Z_0 \quad (11)$$

ahol Z_0 a hullámvezető hullámimpedanciája, Z_M a memrisztor ellenállása, U_0 a memrisztorra adott kapcsolóimpulzus, $U_{\text{áteresztett}}$ pedig a memrisztoron áteresztett jel. A visszaverődések elkerülése érdekében a mérési elrendezésben nem alkalmaztam áramkorlátozó ellenállást. A nanoszekundumos időskálán alkalmazott kapcsolóimpulzusok esetén a memrisztor ellenállása nem csökkent olyan alacsony szintre, hogy a mérőrendszert károsító nagyságú áramok folyhassanak.

A 11b ábrán látható a rövid impulzusos méréshez használt impedanciaillesztett mintatartó. A memrisztor előtt található SMD ellenállás a mérések során rövidre volt zárva. A használt kapcsolóimpulzusok szempontjából a memrisztor chip és az előtte található rövid impedanciaillesztetlen szakasz pontszerűnek tekinthető, így a mérőrendszer impedanciaillesztését nem befolyásolja. Sajnos a 10a ábrán bemutatott tűszondás mérőrendszer nem impedanciaillesztett, így a rövid impulzusos mérésekhez a memrisztorok kontakt elektródáit, illetve a mintatartó jelvezetékét alumínium szálkikötéssel kellett összekapcsolnom.



(a) A memrisztorok gyors kapcsolási tulajdonságainak mérésére szolgáló mérőrendszer áramköri rajza.



(b) Az impedanciaillesztett mérőrendszerhez készített mintatartó. A rövid impulzusos mérések során a tartón található SMD ellenállást rövidre zártam.

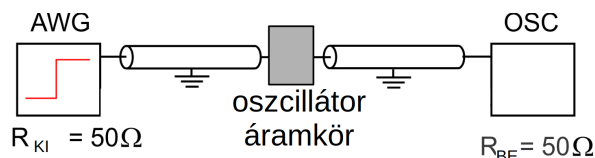
11. ábra. Nagyfrekvenciás mérőrendszer bemutatása

3.4. Oszcillációk vizsgálata

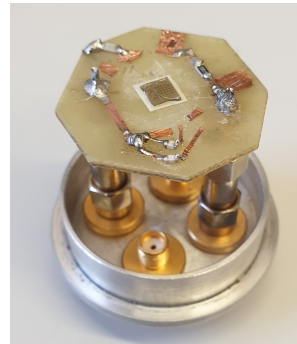
Nagyfrekvenciás oszcillátorok vizsgálata esetén fontos, hogy az oszcillátor-áramkör kivételével a mérőrendszer impedanciaillesztett legyen, egyéb esetben a nem kívánt visszaverődések befolyásolják az elérhető frekvenciákat [12]. Ez akkor lehetséges, ha feszültségforrásként használt jelgenerátor (Agilent 33210A) impedanciaillesztett kimenettel rendelkezik, illetve az oszcilloszkóp (Rohde & Schwartz RTO 1014) bemenetét is impedancia illesztjük. Ekkor az oszcilláció eredményeként áramtűskéket mérhetünk.

Ebben a mérőrendszerben az előzőtől eltérő mintatartót (12b ábra) használtam mely lehetővé tette a memrisztorchiphez közel külső kapacitás mérőrendszerbe csatolását. A mérésekhez a memrisztorok kontaktelektródáit, illetve a mintatartó jelvezetékét alumínium szálkikötéssel kapcsoltam össze. Ennek hátránya, hogy a szálkikötés eltávolításakor az memrisztorchip vagy ellenállás kontaktelektródája megsérülhet/leszakadhat, ezért az

oszcillátormérések elvégzése előtt fontos a megfelelő ellenállás-memrisztor pár kiválasztása alacsony frekvenciás tűszondás mérések alapján.



(a) Nagyfrekvenciás oszcillátorok vizsgálatához használt mérési elrendezés



(b) Nagyfrekvenciás oszcillátorhoz alkalmazott mintatartó, az oszcillátor-áramkör kivételével a mérőrendszer impedanciaillesztett.

12. ábra. Nagy frekvenciás oszcillációs mérésekhez használt elrendezés.

3.5. LT-spice szimuláció

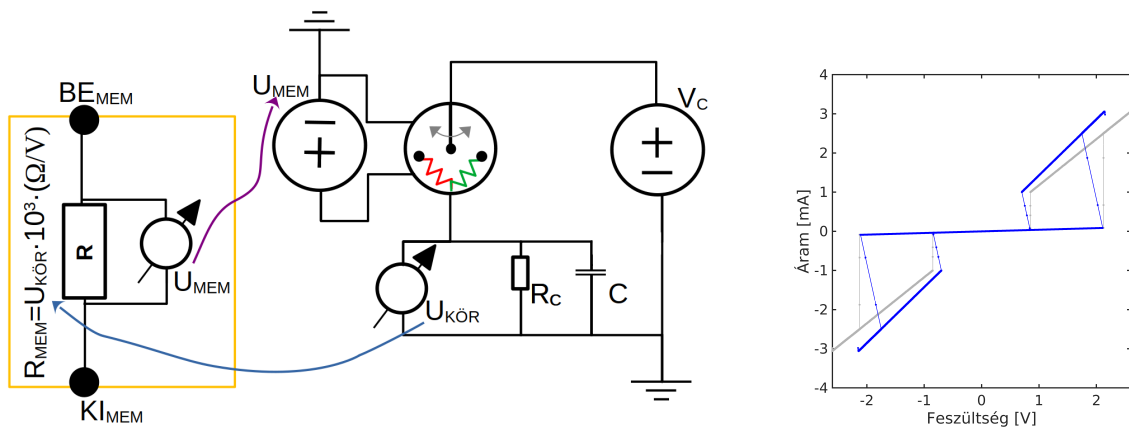
A használt VO₂ memrisztort legkönnyebben egy változtatható értékű ellenállásként modellezhetjük, mely a rajta eső feszültség függvényében változtatja az ellenállásértékét. Az LTSpice környezet lehetőséget ad arra, hogy a szimuláció során az ellenállás értéke változzon, így a 13a ábrán bal oldalt látható hangolható ellenállás valósítja meg a memrisztort. Az ellenállás értékét a 13a ábrán jobb oldalt látható áramkör szabályozza, mely a memrisztor hangolható ellenállásán eső feszültséget kapja bemenetként, kimenete pedig az R_C ellenálláson eső feszültség, melyet a hangolható ellenállás értékének megváltoztatására használunk ($R_{MEM} = U_{KÖR} \cdot 10^3 (\Omega/V)$) összefüggés segítségével.

A 13a ábra jobb oldali részén, a memrisztor állapotát és időállandóját szabályozó áramkörben, a memrisztoron eső feszültség (U_{MEM}) alapján egy hiszterézissel rendelkező kapcsoló működik. Ha a memrisztoron eső feszültség az U_{be} kapcsolási feszültség fölé emelkedik, a kapcsoló bekapcsol, és egészen addig marad bekapcsolva, míg a memrisztoron eső feszültség az U_{ki} kikapcsolási szint alá nem csökken. A kapcsoló két nem nulla, véges ellenállásérték között változtatja az értékét. Az áramkörben található továbbá egy R_c ellenállás is, melynek szerepe a feszültségosztó kialakítása. Az előbb már bemutatott kapcsoló és R_c ellenállások feszültségosztót alkotnak, így a kapcsoló állásától függően változik $U_{KÖR}$ feszültség, mely a memrisztor ellenállás-állapotát reprezentálja. U_C feszültségforrás a feszültségosztó ellenállaspár meghajtásaként szolgál.

Az ellenállás-kapcsolót, kapcsolási feszültségének és ellenállásának hangolhatósága, valamint hiszterézise alkalmassá tenné egy memrisztor modellezésére, azonban ekkor nem lenne lehetőség a memrisztor belső időállandójának hangolására. A belső időállandó szabályozására használok az R_C ellenállással párhuzamosan kötött C értékű kapacitást.

A 13b ábrán látható a fentiek szerint LTspice-al szimulált I(V) görbe, mely jól reprodukálja a mért feszültség-áram jelalakokat.

Szakedolgozatomhoz képest a modell továbbfejlesztésével elértem, hogy szimulált mérőrendszerbe könnyebben beilleszthető legyen, így a csatolt oszcillátorok vizsgálatát megkönnyítse.



(a) LTspice modell sematikus ábrája. Bal oldalon a hangozható ellenállás, mely megvalósítja a memrisztor áramkörü jellemzőit. Sárgával bekeretezve a szimulált áramkörbe építhető memrisztormodell.

(b) LTspice modell I(V) karakterisztikája. Jól látható, hogy a kísérleti mérésekkel egyező jelalakot tapasztalunk. Szürkével a meghajtófeszültség, késsel a memrisztoron eső feszültség függvényében ábrázoltam az áramot [12].

13. ábra. Csatolt oszcillátorok vizsgálatához használt LTspice modell.

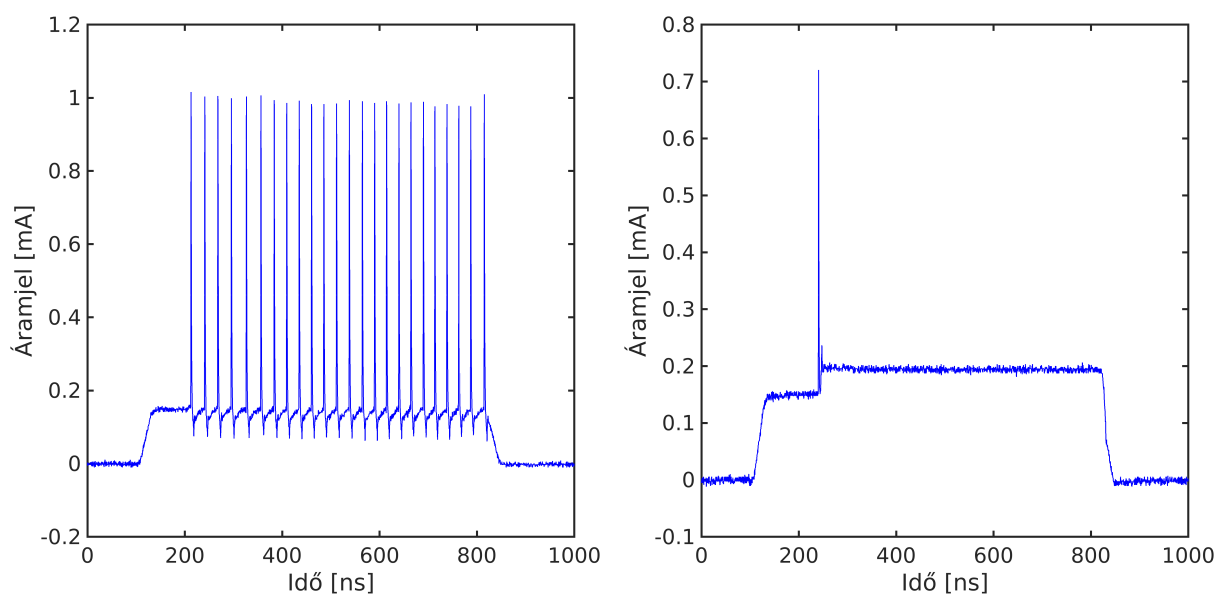
4. Eredmények

4.1. Oszcillátor integrált ellenállással

Az oszcillációs frekvencia függése a memrisztor és a soros ellenállás távolságától felveti a kérdést, hogy kisebb távolságok esetén lehetséges-e az oszcillációs frekvencia további növelése. Ehhez a 9. ábrán látható integrált eszközöket készítettük, melyeken a memrisztor mellett egy meander formájú litografált ellenállás is található. A memrisztor és az ellenállás között rendkívül kicsi, $130\ \mu\text{m}$ távolság van. Ekkor a 7b ábrán látható frekvenciákból és távolságokból kiindulva 5 GHz környéki frekvenciát várunk, ha feltételezzük, hogy a frekvencia limitáció nagy frekvenciákon is csak az 5. egyenlet szerinti feszültségfelépülési limitációtól függ. Az elkészített memrisztor-ellenállás párok között nem volt olyan, ahol ezzel a rendkívül kicsi távolsággal oszcillációkat tudtam volna mérni. Több eszköz esetében is a meghajtófeszültség oszcillátorkörre kapcsolása után egy kis amplitúdójú áramtűskét tapasztaltam, stabil oszcillációt nem. Az alacsony frekvenciájú áramfeszültség karakterizáció alapján az oszcillátor feltételeket (2. és 3. egyenletek) teljesítő eszközökből rendkívül kevés volt, így ezen mérések alapján nem állíthatnám biztosan, hogy a rendkívül kicsi memrisztor-ellenállás távolsággal a memrisztorhoz túl közeli ellenállás miatt ne látnék oszcillációkat és nem egyéb probléma merült fel. A fejezet további részeiben azonban egyéb mérésekkel bemutatom, hogy ilyen kicsi memrisztor-ellenállás távolság esetén az általam használt VO_2 eszközöktől amúgy sem várnék oszcillációt. Az integrált ellenállással épített oszcillátorok tesztelésére úgy is volt lehetőség, hogy a 14c ábrán látható elrendezés segítségével a chip különböző pontjairól választok ki ellenállásokat és memriszorokat, melyeket szálkikötés segítségével kapcsolok össze. Ezzel jelentősen megnőtt a tesztelhető memrisztor-ellenállás párok száma. A 14c ábrán szürkével jelöltem az állandó hosszúságú kábelszakaszokat, pirossal illetve zölddel a rövid ($\approx 2.5\ \text{mm}$) és hosszú ($\approx 23\ \text{mm}$) memrisztor-ellenállás távolságot megvalósító kapcsolást. Ezzel a megközelítéssel tehát összesen három különböző távolságnál ($\approx 130\ \mu\text{m}$, $\approx 2.5\ \text{mm}$ és $\approx 23\ \text{mm}$) végeztem méréseket. Ebből az első kettő kisebb volt a korábbi munkámban nem integrált ellenállás esetén alkalmazott minimális $\approx 5\ \text{mm}$ távolságnál, melynél több memrisztor-chipen is 100 MHz környéki oszcillációs frekvenciát tudtam elérni. A 14c ábrán alul látható a mérési elrendezés sematikus modellje.

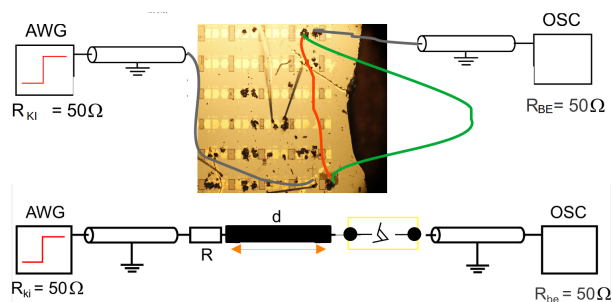
Nagy ($\approx 23\ \text{mm}$) memrisztor-ellenállás távolságot használva a 14a ábrán látható stabil 34,7 MHz-es oszcillációs frekvenciát tapasztaltam. Csökkentve a memrisztor-ellenállás távolságát (a 14c ábrán pirossal jelölt kapcsolat $\approx 2.5\ \text{mm}$ távolságnál) nem tapasztaltam stabil oszcillációkat. A 14b ábrán látható jelalak szerint a memrisztor bekapcsol, ekkor egy nagy áramtűskét láthatunk, azonban további oszcilláció nincs. Ez a megfigyelés szisztematikusnak mondható, a két kisebb távolságnál ($\approx 130\ \mu\text{m}$ és $\approx 2.5\ \text{mm}$) nem tapasztaltam oszcillációt, míg a nagyobb távolságnál ($\approx 23\ \text{mm}$) rutinszinten működött az oszcilláció. Ezt a megfigyelést úgy értelmezem, hogy a legnagyobb távolságnál az oszcilláció sebességét a geometriai limitáció, tehát a feszültség felépüléséhez szükséges idő

jelentette, míg a két kisebb távolságnál már a fő limitáló tényező a memrisztor belső kapcsolási ideje volt. Ezt a két határesetet egy-egy szimulációval szemléltetem a 15. ábrákon. Mindkét esetben a memrisztor belső fizikai kapcsolási időállandója 14 ns körüli, azaz a ki- és bekapcsolási küszöbfeszültség elérésekor ilyen időállandóval változik a memrisztor ellenállása. A 15a panel a 25 mm-es memrisztor-ellenállástávolságnak felel meg, melynél a feszültségfelépülési idő lényegesen hosszabb mint a memrisztor belső kapcsolási ideje. Ez azt jelenti, hogy mind a ki- mind a bekapcsolásnál a feszültség teljes tartományhoz képesti 10% -os változása alatt az ellenállásváltozás nagy része lezajlik (lásd a pirosra illetve zöldre színezett tartományokat). Ezzel szemben 250 μ m-es távolságnál (15b panel) már a feszültségfelépülési idő kisebbé válik mint a belső kapcsolási idő, így a feszültség változását nem a jel memrisztor és ellenállás közötti oda-vissza verődése, hanem a memrisztor kapcsolási ideje dominálja, azaz a feszültség ugyanolyan gyorsan lecsökken, ahogy az ellenállás változik. Emiatt a 10%-os feszültségváltozás hasonlóan kicsi ellenállásváltozásnak felel meg (lásd a pirosra illetve zöldre színezett tartományokat). Ez viszont a valós rendszernél gondot jelent, hiszen amint eléri a feszültség az adott kapcsoláshoz szükséges küszöböt, és elkezd változni az ellenállás, a feszültség is nagyon gyorsan eltávolodik a küszöbfeszültségtől, ami miatt leáll a kapcsolás folyamata, és a rendszer beragad egy köztes állapotba. Ez az érvelés alátámasztja azt, hogy túl kicsi memrisztor-ellenállás távolságnál miért nem alakul ki oszcilláció, és miért fontos az, hogy a megfelelően nagy távolság miatti időkéseleltetés fenntartsa a kapcsolási küszöbhöz közeli feszültséget arra az időtartamra, amíg a kapcsolás nagy része lezajlik.



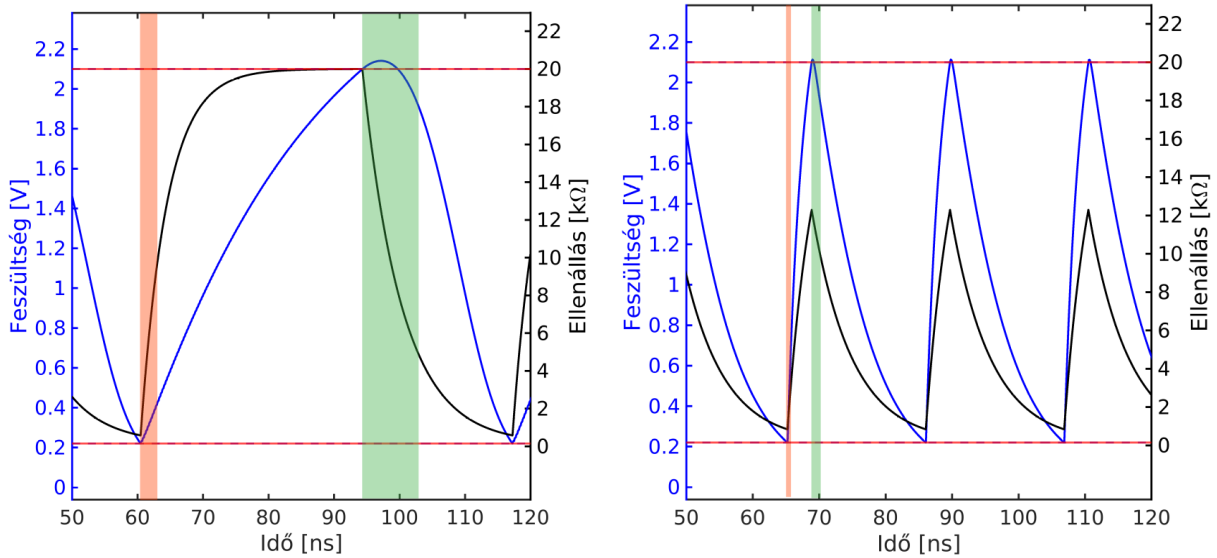
(a) Megfelelően nagy memrisztor-ellenállás távolsággal az oszcilláció az integrált ellenállást használva is stabil.

(b) Túl kicsi memrisztor-ellenállás távolsággal az oszcilláció túlszillapított, egy tüskét láthatunk csak.



(c) A kapcsolások megvalósítása a memrisztor chipen, illetve a sematikus áramköri rajz.

14. ábra. Az oszcilláció jelenléte és hiánya nagy illetve kicsi memrisztor-ellenállás távolságok esetén.



(a) A nagyobb (2,5 cm-es) memrisztor-ellenállású esetben, a geometriai limitáció miatt lassan változik a memrisztoron eső feszültség, így a kapcsolási feszültség elérése után az ellenállás jelentős mértékben tud változni a memrisztoron eső feszültség kis változása mellett.

(b) A kis (250 μm -es) memrisztor-ellenállású esetben, a bekapcsolás/kikapcsolás során gyorsabban, az ellenállásváltozás dinamikáját követve leesik/megnő a feszültség a memrisztoron. Ez valós memrisztornál azt jelenti, hogy a kapcsolási feszültség elérésekor, azaz a kapcsolási folyamat megkezdésekor hirtelen eltávolodik a feszültség a kapcsolási küszöbtől, így leáll a kapcsolás, és nem alakul ki oszcilláció.

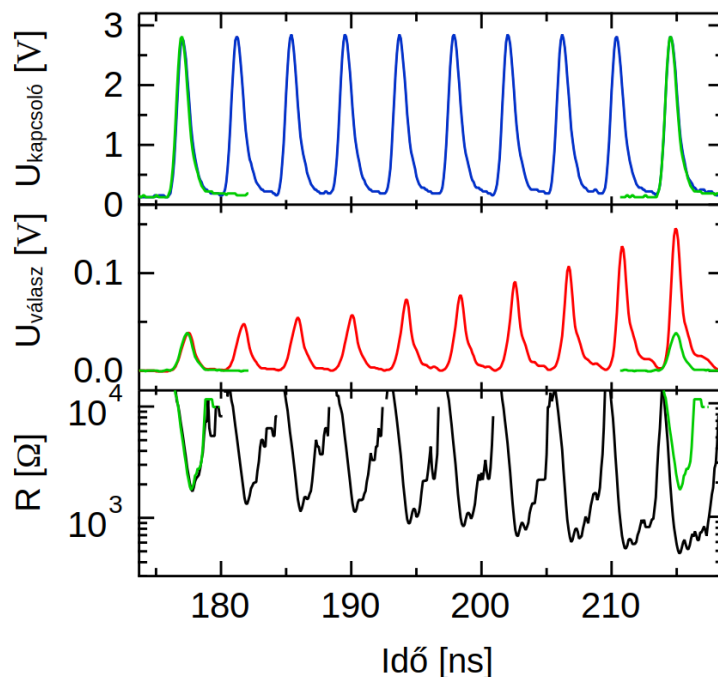
15. ábra. A szimulációhoz használt memrisztor lassú kapcsolási paraméterei: $U_{\text{be küszöb}} = 2,5 \text{ V}$ $U_{\text{ki küszöb}} = 0,22 \text{ V}$ valamint $R_{\text{szigetelő}} = 20 \text{ k}\Omega$ $R_{\text{vezető}} = 150 \Omega$. A bekapcsolás során zölddel, kikapcsolás során pirossal jelöltem azokat a tartományokat ahol a memrisztoron eső feszültség (a teljes feszültségtartományhoz viszonyítva) 10%-ot változik a kapcsolás után. A bal oldali tengelyek és a fekete görbék a szimulált ellenállást mutatják, a piros vízszintes vonalak a fenti küszöbfeszültségek mellett egyben a ki és bekapcsolt állapot ellenállásait is jelzik.

Természetesen a valós VO_2 memrisztorban a ki- és bekapcsolást leíró fizikai folyamatok sokkal bonyolultabbak, mint amit egy idealizált, adott kapcsolási időállandót feltételező szimuláció mutat a 15. ábrán. Az általam vizsgálttal azonos geometriájú VO_2 memrisztorokon kollégáim 15 ps alatti bekapcsolási időt és 600 ps alatti kikapcsolási időt demonstráltak [16], amik akár GHz fölötti oszcillációs frekvenciát is megengednének. Ezek az értékek azonban a legideálisabb körülmények között elért rekordok, a 15 ps bekapcsolási időt ultrarövid, és a bekapcsolási küszöbfeszültséget lényegesen meghaladó amplitúdójú kapcsolóimpulzussal sikerült elérni, míg a 600 ps-os kikapcsolási idő a legkevésbé invazív méréssel valósult meg, azaz a bekapcsolás a lehető legkisebb értelmes bekapcsolt ellenállást eredményező impulzussal történt, ami után azonnal le lett véve

a feszültség a mintáról, és ultrarövid (20 ps-os) kiolvasóimpulzusokkal lett letapogatva, hogy mennyi idő alatt relaxál a rendszer a kikapcsolt állapotba. Ezeknél a ki- és bekapcsolási időknél lényegesen hosszabb kapcsolási idők is tapasztalhatók kevésbé optimalizált körülmények között. Különösképpen a kikapcsolási idő akár több nagyságrenddel is megnőhet azáltal, hogy véges kiolvasófeszültséget hagyunk a rendszeren, vagy egy nagyobb bekapcsolóimpulzussal alacsonyabb ellenállású állapotba állítjuk a kikapcsolás vizsgálata előtt. Természetszerűleg oszcilláció közben az ideális, leggyorsabb kapcsolásokat biztosító körülmények nem valósulnak meg, például a kikapcsolási feszültségnél érdemben kisebb feszültség nem alakulhat ki, azaz a fenti legkevesbé invazív kikapcsolási méréshez képest lényegesen lassabb kikapcsolást várunk. A fentiek alapján meg kellett vizsgálnom, hogy a használt memrisztoreszközök milyen kapcsolási időkkel rendelkeznek oszcillátorkörülmények között.

A 16. ábrán a felső panelen látható egy 1,1 ns félértékszélességű zöld meghajtó impulzus, melynek hatására a középső panelen látható memrisztoron áteresztett jelet látjuk a 11a ábrán látható mérési elrendezést használva. Az ellenállások kiértékelését a meghajtó és áteresztett jelből a 11. képlet segítségével végeztem. A 16. ábrán alul láthatók a kiértékelt ellenállások. Ennél a mérésnél azt tapasztaljuk, hogy az impulzus hatására bekapcsol a memrisztor, majd az impulzus csúcsától számítva mintegy 1,5 ns-on belül relaxál az eredeti nagy ellenállású állapotába. Kérdés, hogy ezt a gyors relaxációt elérhetjük-e ismétlődő meghajtó impulzusok esetén is. Ennek vizsgálatára a felső panelen látható egy kék kapcsolóimpulzus-sorozat, melyben egy 240 MHz-es oszcillációnak megfelelően 4,2 ns-onként kapcsolóimpulzusok érkeznek a memrisztorra. A zöld egyedi impulzushoz hasonlóan a kapcsolóimpulzusok között a feszültség szintet nem csökkentettem 0-ra, hiszen az oszcillátor-áramkörben is a memrisztoron folyamatosan el nem hanyagolható feszültség esik. Ez intuitívan onnan látható, hogy a memrisztor kikapcsolásakor például a 14c ábrán látható áramkörben a memrisztor ellenállásának növekedése hatására a rajta eső feszültség növekedni kezd (ez a kép nagyfrekvenciás oszcillációk esetén is helytálló, melyet például LTspice szimulációkból láthatunk a 15. ábrán). A megfelelő áteresztett jelet és a számított ellenállást ugyanúgy a középső és alsó panelen ábrázolom. Látható, hogy a tíz meghajtóimpulzusból az első ugyanazt a hatást éri el, mint az egyedülálló zöld impulzus, de a megismételt impulzusok olyan rövid időn belül követik egymást, hogy közben a memrisztor nem tud teljesen relaxálni, így az újabb és újabb impulzusok egyre kisebb ellenállású bekapcsolt állapotba hajtják a memrisztort. Az utolsó, 10. impulzus után azt látjuk, hogy az eredetileg mintegy 1,5 ns-os relaxációs idő mitegy 4 ns-ra nő, azaz ennyi idő telik el a 10. impulzus csúcsa és az eredeti nagyellenállású állapotba történő relaxáció között. Mindez azt sugallja, hogy egy oszcilláló áramkörben hiába preparálunk egy viszonylag gyorsan relaxáló kapcsolást, az ismétlődő kapcsolások, és az oszcilláció alatt jelenlévő véges feszültség miatt a kapcsolás folyamata lényegesen lelassulhat, így a 600 ps-os rekord kikapcsolási időhöz képest akár egy nagyságrenddel lassabb kikapcsolási folyamatot is láthatunk. Ez a kikapcsolási időlimitáció már összeegyeztethető az előző

évi TDK munkámban bemutatott 167 MHz-es rekord oszcillációs frekvenciával, jelezve hogy ehhez képest érdemi gyorsulást nem nagyon várhatunk.



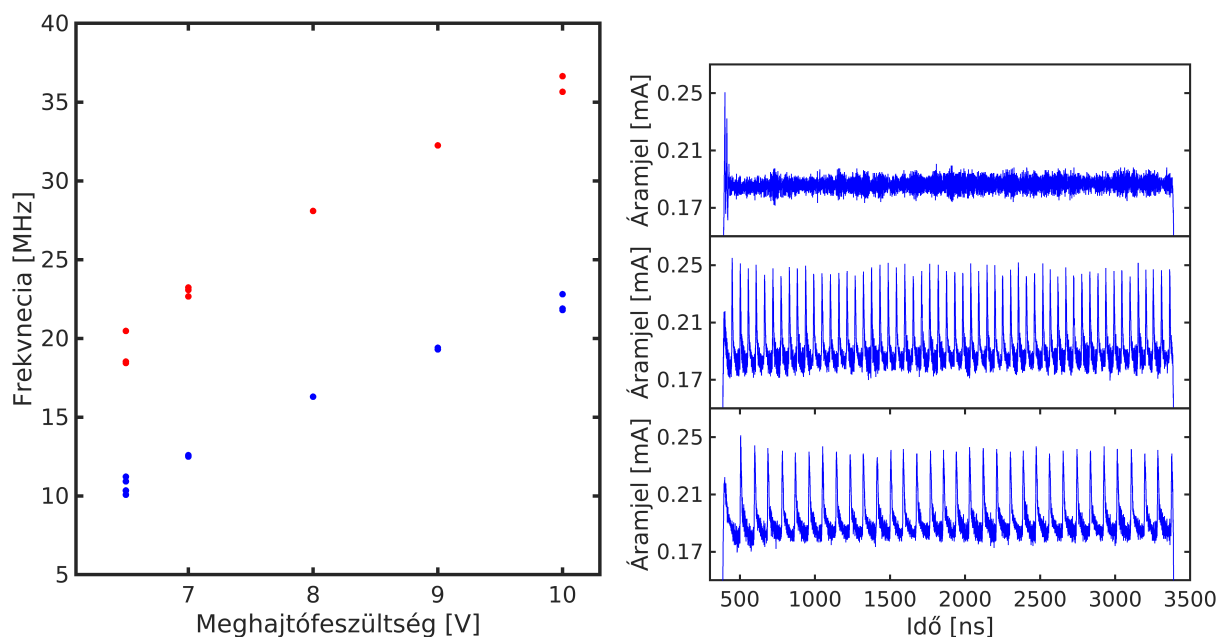
16. ábra. VO₂ memrisztor bekapcsolása és azutáni relaxációja egyedi (zöld) és tízszer megismételt (kék) meghajtóimpulzusok hatására. A felső / középső / alsó panelek a meghajtójelet / az áteresztett jelet / számított ellenállást mutatják. Látszik, hogy az ismétlődő impulzusok egyre kisebb ellenállású bekapcsolt állapotba "lökik" a memrisztort, és ennek megfelelően az eredeti nagyellenállású állapotba történő relaxáció is egyre lassabbá válik. A 10. impulzus utáni relaxáció lelassulásának szemléltetése érdekében a zöld egyedi impulzus utáni relaxációt is felrajzoltam a 10. impulzus idejéhez tolva.

Az előbb bemutatott eredményeim alapján a rekordnak számító 600 ps-os kikapcsolási időnél mintegy egy nagyságrenddel nagyobb kikapcsolási idővel kell számolni oszcillátorkörülmények között. Ahhoz viszont, hogy tényleges oszcilláció kialakuljon, fontos az áramkört valamelyest a memrisztor-ellenállástávolsággal lelassítani, hogy a kikapcsolás alatt a kikapcsolási feszültség környékén maradjon a feszültség, és ne kezdjen el azonnal visszazönni. Ehhez a tapasztalatok alapján 2,5 mm-nél nagyobb, cm körüli memrisztor-ellenállás távolságra van szükség. Egy integrált oszcillátorhálózaton azonban az ilyen nagy geometriai távolságok nem szerencsések, így az oszcillátort a távolság növelése helyett inkább a memrisztorral párhuzamosan elhelyezett kapacitással érdemes lelassítani a 17c ábrán látható módon. A 17b ábra mutatja, hogy párhuzamos kapacitás nélkül a 17c ábrának megfelelő kapcsolásban nincsen oszcilláció. Ez a mérés azért fontos, mivel a szálkikötéssel összekapcsolt memrisztor-integrált ellenállás pár közötti $\approx 2,5$ mm-es távolság (17c ábrán pirossal jelölt csatolás) nem jól definiált, így meg kellett győződnöm arról, hogy továbbra sem távolság limitált oszcilláció valósul meg (ahol a feszültségváltozás se-

bessége az eszközök közötti távolság miatt kellően lassú lenne). Távolság limitált esetben párhuzamos kapacitás nélkül is stabil oszcillációkat kéne látnunk, ahogyan a 14a ábrán bemutattam. 4,7 pF párhuzamos kapacitást alkalmazva a 17b ábrán látható 18,5 MHz-es stabil oszcillációkat tapasztaltam. 10 pF-ra növelve a párhuzamos kapacitást 11,2 MHz-re csökkent a stabil frekvencia. Az alkalmazott meghajtófeszültség mindhárom mérés esetében 6,5 V, az integrált ellenállás értéke 28,8 k Ω .

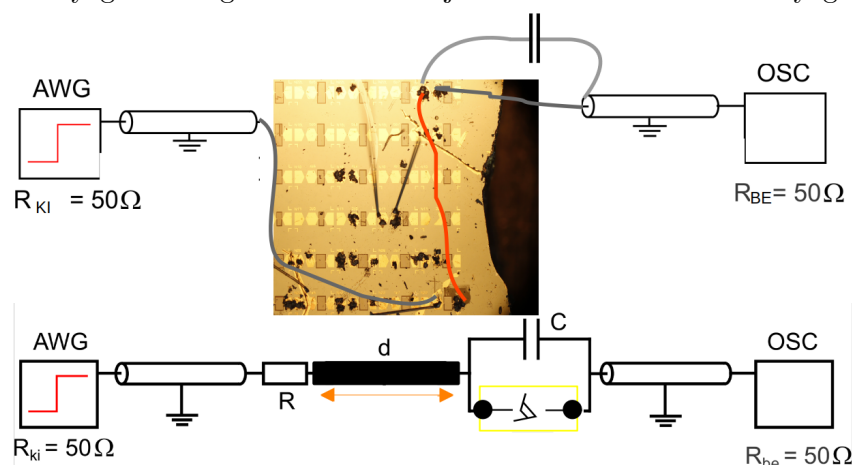
Méréseket végeztem 4,7 pF (piros adatpontok) és 10 pF (kék adatpontok) párhuzamos kapacitással a meghajtófeszültséget hangolva és vizsgáltam az elérhető frekvenciákat, melyek a 17a ábrán láthatók. Ha a memrisztor relaxációs idejei jelentős szerepet játszanának az elért frekvenciák kialakításában különböző kapacitásokkal is egy közös frekvenciakorlátot kéne tapasztalnunk. Látható, hogy maximális meghajtófeszültség esetén is a nagyobb kapacitással kisebb marad az elért frekvencia, így a memrisztor kapcsolási idejei nem számottevőek a kialakult frekvenciák szempontjából. 4,7 pF párhuzamos kapacitással 10 V meghajtással maximálisan elért frekvencia 36,6 MHz, mely előrevetíti, hogy csatolt oszcillátor áramköröket akár ilyen frekvenciákon is lehetne működtetni. Érdeemes megjegyezni, hogy az integrált oszcillátorokkal párhuzamos kapacitással elért frekvencia több mint 3-szorosa a jelenleg más kutatócsoportok által VO₂ memrisztorral elért oszcillációs frekvenciának [17].

További konklúzió, hogy a párhuzamos kapacitás változtatása lehetőséget biztosít annak megbecsülésére, hogy a mérőrendszerünk oszcilláció szempontjából releváns parazitakapacitása jelentősen kisebb a használt pF-os nagyságrendű párhuzamos kapacitásoknál.



(a) Különböző kapacitásokkal eltérő frekvenciák érhetők el adott meghajtófeszültségek esetén. Ha valamilyen meghajtás esetén a két (4,7 pF-os [pirossal jelölve] és 10 pF-os [kékkel jelölve]) kapacitással azonos frekvenciákat tapasztalnánk annak a memrisztor kapcsolási idejének nem elhanyagolhatósága lenne az oka.

(b) Párhuzamos kapacitás nélkül (felül) az oszcilláció nem stabil. 4,7 pF párhuzamos kapacitással (középen) már stabil oszcillációk érhetők el. Növelve a kapacitást lassul az oszcilláció, azonban az átfolyó áramok nagysága nem változik meg, vagyis a memrisztor kapcsolási ideje ezen a frekvencián elhanyagolhatók.



(c) A kapcsolások megvalósítása a memrisztor chipen, illetve a sematikus áramköri rajz.

17. ábra. Párhuzamos kapacitások hatása az integrált ellenállással készített oszcillátorokra.

4.2. Csatolódás áramköri feltételeinek szimulációja

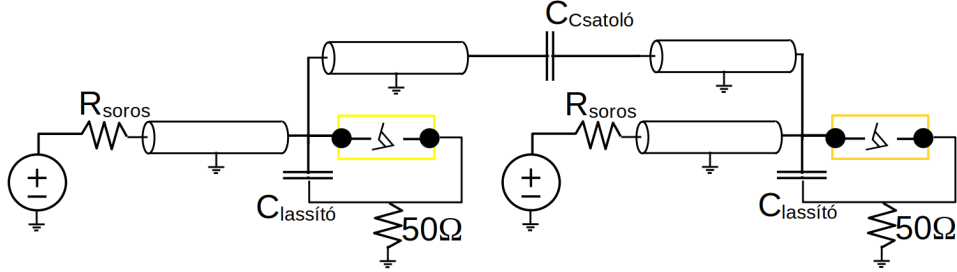
Ebben az alfejezetben az előző fejezetben bemutatott nagyfrekvenciás oszcillátorok összecsatolhatóságát vizsgálom. Ahhoz, hogy optimalizációs problémákat megoldó osz-

cillációs neurális hálózatot építhessek a későbbiekben, csatolás esetén az oszcillátoroknak az Ising modell energiaminimuma szerint kell kialakítsák fázisaikat. Azon paraméterek hatását, melyek meghatározzák a csatolódás után kialakult fázist LTspice szimuláció segítségével vizsgáltam. Ezen paraméterek vizsgálata a megépítendő csatolt oszcillációs mérőrendszer miatt is fontos. Ehhez a 18. ábrán látható LTspice modellt alkottam meg a 13a ábrán bemutatott memrisztor modellem segítségével. Itt a feszültségforrások impedanciaillesztettek, illetve az oszcilloszkópok impedanciaillesztett bemenetét 50 Ω -os ellenállással modelleztem.

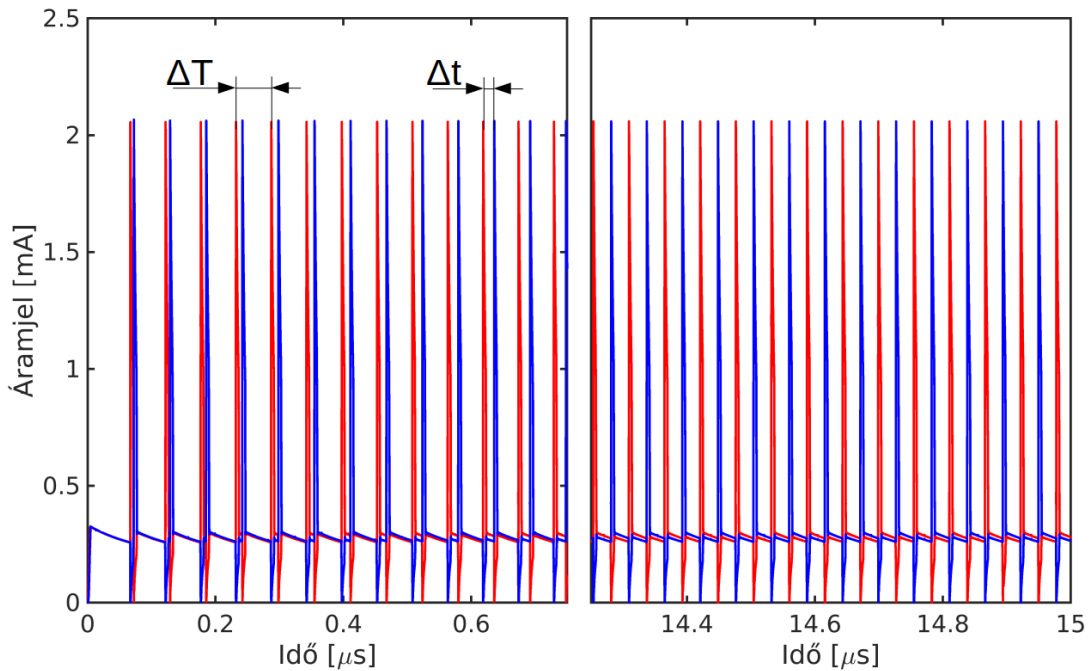
A modell figyelembe veszi a memrisztor-ellenállás távolságot, valamint a két oszcillátor távolságát is. Ezek a távolságok a szimulációkban adott időtolást okozó hullámvezetőként jelennek meg (a hullámvezetők modellezésére, az LTspice környezet biztosította beépített távvezeték modult használtam). Fontos, hogy az elméleti bevezetőben tárgyalt differenciálegyenletek (8) nem tartalmazzák az áramköri komponensek távolságát, így azok megoldásából nem következtethetünk a távolságok okozta frekvencialimitre. LTspice modell használatának további előnye, hogy a szimulált áramköri modell könnyen változtatható, akár egyéb csatolások (rezisztív, induktív) vagy több oszcillátor összecsatolása is könnyen modellezhető, nem szükséges a megoldandó differenciálegyenletek manuális felírása.

A 19. ábrán látható egy rögzített áramjel, ahol az oszcillátorok 36°-os fázistolással indulnak, majd az energiaminimumot jelentő ellenfázisra állnak be. A fázist az egyik oszcillátor (az ábrán a piros jelalakú) periódusideje és az adott periódusban az oszcillátorok pulzusának különbsége alapján értékelem ki a 19. ábra jelöléseivel: $\text{fázis} = \frac{\Delta T}{\Delta t} \cdot 360^\circ$. Összecsatolódott oszcillátorok esetében a megegyező frekvencia miatt nincs jelentősége, hogy melyik oszcillátor periódusidejét veszem alapul. A jelalakokon megfigyelhető, hogy az egyik oszcillátor pozitív irányú tüzelése esetén minden esetben egy negatív irányú kitérés látható a szimulált oszcilloszkóp másik bemenetén. Ez a jelenség csak akkor látható, ha a memrisztort és a kapacitást közös 50 Ω -os ellenálláson keresztül kapcsolom földpotenciálra (ahogyan a kísérleti elrendezésben is történik), egyéb esetben csak pozitív tüskék láthatók. Kísérleti méréseim során (23. ábra) szintén láthatók voltak a negatív tüskék, amiből látható, hogy a modell jó reprezentációja a valós elrendezésnek. A 19. ábrán látható szimuláció esetén az oszcillátorok csatolásának távolsága 50 ps, mely $v_{jel} = 2/3 c$ terjedési sebességgel számolva 1 cm-es csatolókapacitás-oszcillátor távolságnak felel meg. A memrisztor-ellenállás távolság 0.9 cm (vagyis szimuláció során az időtolás: 45 ps), mely a könnyen megépíthető memrisztor-ellenállás távolság minimuma. $R_{soros} = 22 \text{ k}\Omega$, mely ellenállásértékkel tapasztalataim alapján a legtöbb memrisztor könnyen oszcilláltatható a rendelkezésre álló maximum 10 V meghajtófeszültségű táppal. Túl nagy soros ellenállás esetén a szigetelő állapotban nagy ellenállást mutató memrisztornál, túl kicsi soros ellenállás esetén a nagy ellenállású vezető állapotú memrisztorokra nem lenne teljesíthető a (2) és (3) oszcillátor feltétel. A használt memrisztorral párhuzamos lassító kapacitásokat 5 pF-nak választottam, míg a csatolást 0.5 pF-os kapacitás valósította meg. A szimulált memrisztor paraméterei: $U_{be \text{ küszöb}} = 3 \text{ V}$ $U_{ki \text{ küszöb}} = 1 \text{ V}$ valamint $R_{szigetelő} = 30 \text{ k}\Omega$

$R_{\text{vezető}} = 500 \Omega$. A memrisztor kapcsolási idejeit elhanyagolhatónak tekintettem.



18. ábra. A csatolt oszcillátorok vizsgálatához készített LTspice modell, ahol a két oszcillátor-körben a lassító/párhuzamos kapacitások, illetve a soros ellenállások megegyeznek.



19. ábra. Azonos memrisztorok csatolódásakor mérhető áramjel a szimulált oszcilloszkóp bemenetén. A későbbiekben a fázis kiszámításához a $\text{fázis} = \frac{\Delta T}{\Delta t} \cdot 360^\circ$ összefüggést használtam.

A csatolt oszcillátorokra felírt Ising modell csak megfelelő paramétertartományban működik, például túl nagy vagy túl kicsi csatoló kapacitások esetén nem alakul ki ellenfázis [1]. Ahhoz, hogy méréseim során csak megfelelő paraméterű csatolásokat vizsgáljak, szimulációkat végeztem. A szimulációkból látható az is, hogy nagyfrekvenciás csatolt oszcillátorhálózatok alkalmazáshoz milyen további fejlesztések szükségesek. A vizsgált paraméter változtatásán kívül a többi állandó értéken hagyva végeztem a szimulációkat.

Az előbb bemutatottakhoz képest az oszcillátorok indításának különbsége 11 ns volt. Az oszcillátorok sajátfrekvenciáit megvizsgálva a korábban bemutatott paraméterekkel a következő eredményekre jutottam:

Párhuzamos/lassító kapacitás [pF]	Csatolatlan sajátfrekvencia [MHz]
0,5	91,2
5	22,7
10	12,3
100	1,3

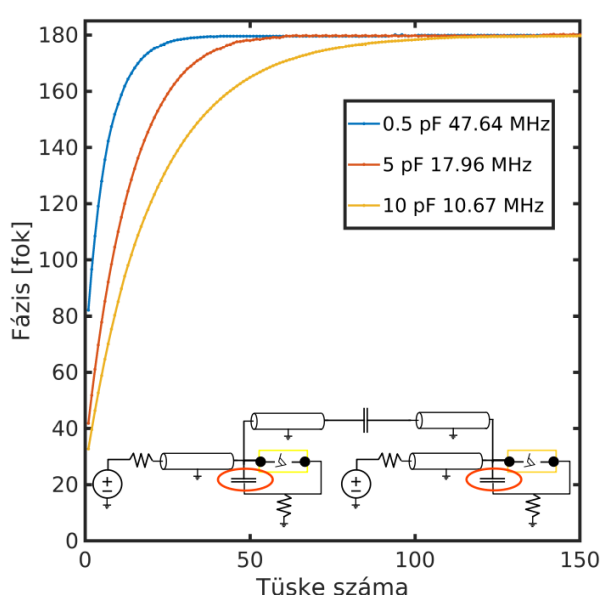
2. táblázat. Csatolandó oszcillátorok sajátfrekvenciái.

Elsőként a párhuzamos/lassító kapacitás hatását vizsgáltam az ellenfázis kialakulásának gyorsasága szempontjából. A 20a ábrán látható, hogy a kapacitásnövelés okozta frekvenciacsökkenés mellett az ellenfázis kialakulása is lelassul. Az áramtűskék számának függvényében ábrázoltam a fázist, mivel így megmutatható, hogy nem csak a frekvencia-csökkenés miatt alakul ki lassabban az ellenfázis. A megoldáshoz (ellenfázis megtalálása) szükséges oszcillációk számának növekedését magyarázhatja, hogy szimuláció során a csatolókapacitás értéke állandó volt, így a párhuzamos kapacitás növeléskor a csatolás relatív erőssége csökkent, emiatt a stabil fázis kialakulása lassul. Az ábrázoltaknál nagyobb lassítókapacitás esetén a megoldás elérése rendkívül lassú, illetve az oszcillátorhálózat frekvenciája is rendkívül lecsökken. A 2. táblázat és a 20a ábra jelmagyarázatában található frekvenciákat összevetve láthatjuk, hogy a csatolt oszcillátorok kisebb frekvencián működnek azonos párhuzamos kapacitás mellett, mint a csatolatlan sajátfrekvenciájuk. Vizsgáltam azt is, hogy az oszcillátorok egymáshoz képesti indítása hatással van-e a kialakuló fázisviszonyokra. A 20b ábrán láthatók különböző fázistolású indítások, melyek végén a kialakult fázisok mindig ellenfázist adtak. Ez az Ising modell energiaminimumának megfelelő állapot. Ez természetes is, hiszen 2 csatolt oszcillátor energiatérképében nincsenek lokális energiaminimumok, mint több oszcillátor összecsatolása esetén.

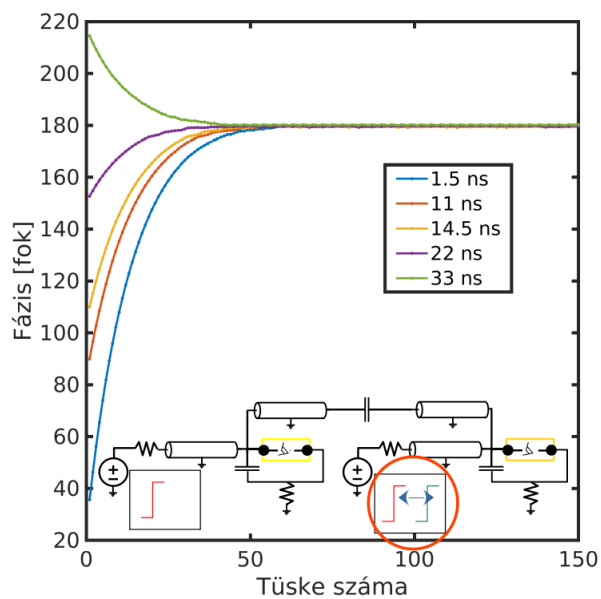
Rendkívül fontos megvizsgálni, hogy az oszcillátorok hálózatba építéskor az egymástól való fizikai távolságnak milyen hatásai lehetnek. A 20c ábrán a későbbi megépítés szempontjából releváns távolságokat tüntettem fel. Látható, hogy a két oszcillátor távolságának csökkentésével gyorsabban jutunk megoldáshoz, valamint az oszcillációs frekvencia is nagyobb. A megalkotott integrált oszcillátorok pár cm-es távolságokon való csatolásához képest további sebességnövekedés lenne elérhető az oszcillátorhálózatok teljes chip-re integrálása esetén, azonban ehhez a jelenleg alkalmazott szálkikötéses kapcsolást és chipen kívüli kapacitásokat is integrálni kell majd. Látható, hogy a csatoló távolság elhagyása esetén a csatolt oszcillátorok frekvenciája rendkívül megközelíti a csatolatlan oszcillátor sajátfrekvenciáját (párhuzamos kapacitás 5 pF mindkét esetben), így érdemes lehet legkisebb csatolótávolsággal megépíteni a csatolt oszcillátor-áramkört, azonban a teljes integrációtól sem várunk nagyságrendi frekvencianövekedést. Túl nagy (6 cm-nél

nagyobb) csatolótávolság esetén az oszcillátorok azonos fázisban működtek az általam használt paraméterekkel, így ennél közelebbi csatolótávolságokat kellett a mérőrendszer megépítésekor használnom.

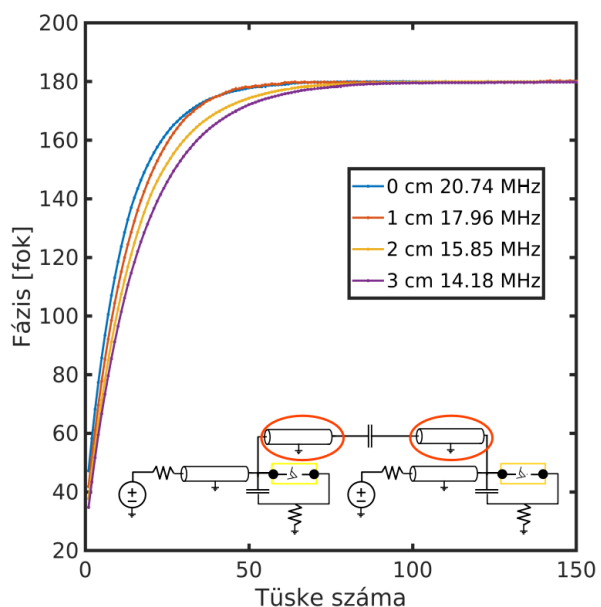
A csatolókapacitás nagyságának változtatása pont ellenkező eredményeket ad, mint a memrisztorral párhuzamos kapacitás változtatása. A 20d ábrán látható, hogy kisebb csatolókapacitás esetén a megoldási idő nő, annak ellenére, hogy az oszcillációs frekvencia nőtt. Ennek oka, hogy a csatolás relatív erősségének csökkenése (a párhuzamos és csatoló kapacitások aránya) lassítja a megoldás elérését. Látható, hogy a párhuzamos/lassító kapacitás értékével megegyező 5 pF-os csatolókapacitások esetében is az energiaminimum az ellenfázis, az Ising modellnek megfelelően. 50 pF csatolókapacitás esetén már egy nagyságrenddel nagyobb a csatolás, mint a lassítókapacitás 5 pF-os értéke, ahol már azonos fázisú oszcilláció alakul ki, mely az Ising modelltől eltér. Későbbi kísérleteim során figyeltem rá, hogy a csatolókapacitás értéke ne legyen nagyobb a párhuzamos/lassító kapacitások értékénél.



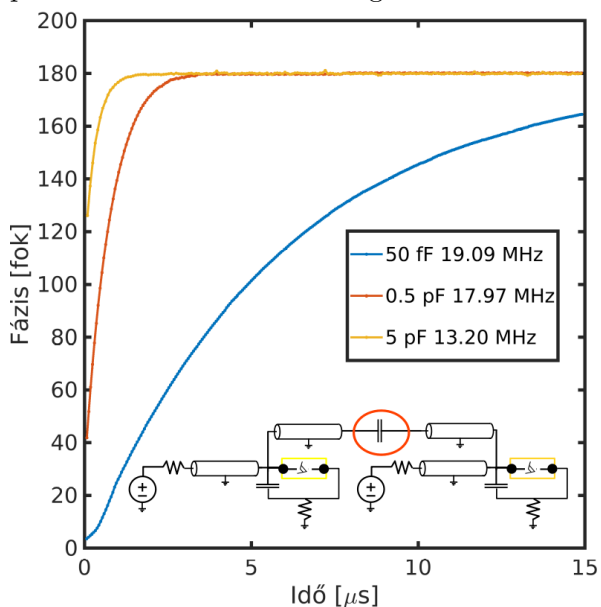
(a) Párhuzamos kapacitás hatása az állandó fázis kialakulásának gyorsaságára és az elérhető frekvenciákra, melyek az ábra jelmagyarázatában láthatók.



(b) A kezdeti fázis hatása a kialakuló végfázisra, az oszcillátorok frekvenciája minden esetben 17.96 MHz volt. Fázistól függetlenül 50 periódus alatt elérhető a megoldás.



(c) A két csatolandó integrált oszcillátor távolságának hatása az állandó fázis kialakulásának gyorsaságára és az elérhető frekvenciákra, melyek az ábra jelmagyarázatában láthatók.

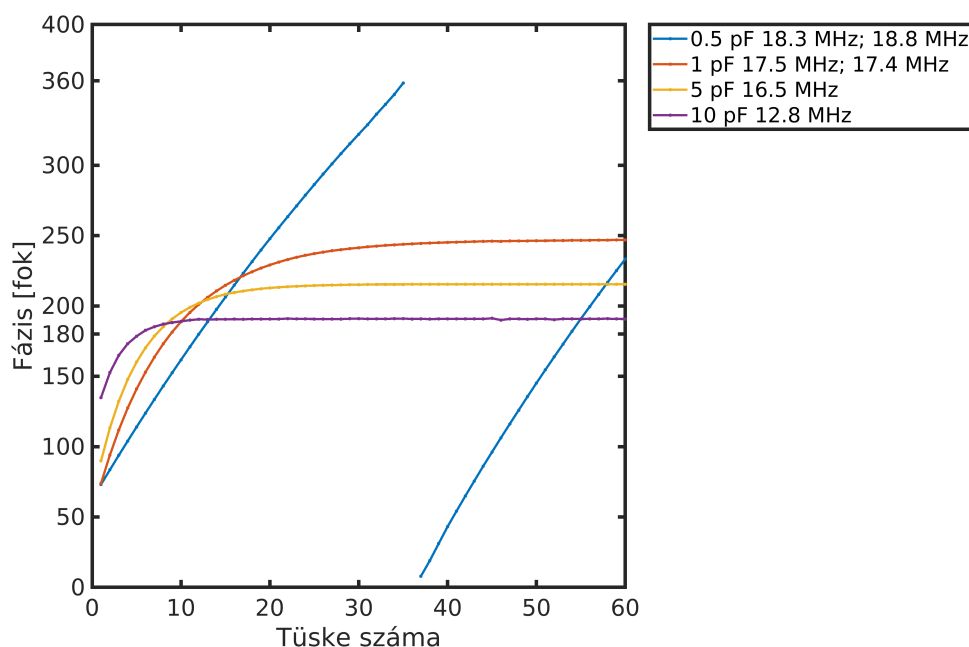


(d) A csatoló kapacitás nagyságának hatása az állandó fázis kialakulásának gyorsaságára és az elérhető frekvenciákra, melyek a jelmagyarázatban láthatók.

20. ábra. Azonos memrisztor-paraméterű csatolt oszcillációk vizsgálata.

4.3. Eltérő tulajdonságú memrisztorok csatolódása

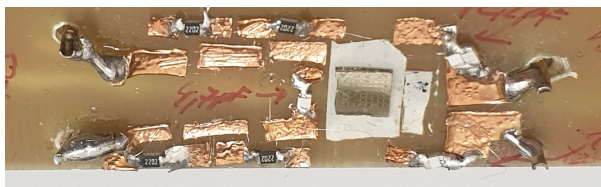
Az előző alfejezetben azonos memrisztor-paraméterű oszcillátorokat vizsgáltam, azonban a valóságban nem lehet két memrisztor tökéletesen azonos a gyártási hibák miatt, ezért megvizsgáltam, hogy lehetséges-e két eltérő memrisztort összekapcsolni melyek paraméterei: $U_{be\text{ küszöb}} = 2.8\text{ V}$ $U_{ki\text{ küszöb}} = 0.66\text{ V}$ valamint $R_{szigetelő} = 14.2\text{ k}\Omega$ $R_{vezető} = 500\text{ }\Omega$ továbbá $U_{be\text{ küszöb}} = 2.6\text{ V}$ $U_{ki\text{ küszöb}} = 0.8\text{ V}$ valamint $R_{szigetelő} = 15.2\text{ k}\Omega$ $R_{vezető} = 500\text{ }\Omega$ voltak. Ezekből a paraméterekből azonos $22\text{ k}\Omega$ soros ellenállást és 5 pF párhuzamos kapacitást használva 16.9 MHz és 21.5 MHz sajátfrekvenciák következtek a további szimulációs paramétereket változtatlanul hagyva. Ilyen sajátfrekvencia különbséggel nem tapasztalható fáziscsatolódás. Ahhoz, hogy a sajátfrekvenciákat közelítsem az $U_{be\text{ küszöb}} = 2.8\text{ V}$ kapcsolófeszültségű memrisztor mellé $18\text{ k}\Omega$ -os ellenállást helyeztem, melytől az oszcillátor sajátfrekvenciája 22.1 MHz -re változott. A másik oszcillátorban változtatlanul $22\text{ k}\Omega$ soros ellenállást használtam. A 21. ábrán ezen oszcillátorok csatolódási tulajdonságait ábrázoltam a csatolókapacitás nagyságának függvényében. Megfigyelhető, hogy túl kicsi (0.5 pF és 1 pF) csatolókapacitások esetén az oszcillátorok frekvenciája eltérő marad és az egymáshoz képesti fázisuk folyamatosan változik. 5 pF -ra növelve a csatolókapacitást a frekvenciák megegyeznek és állandó végfázis alakul ki. 10 pF -ra tovább növelve a csatolókapacitást az Ising modellt jobban közelítő 190° körüli ellenfázis alakul ki. További kapacitásnöveléssel az ellenfázis kialakulásának gyorsasága nő és a 180° -os ellenfázist jobban közelítő állapot alakul ki.



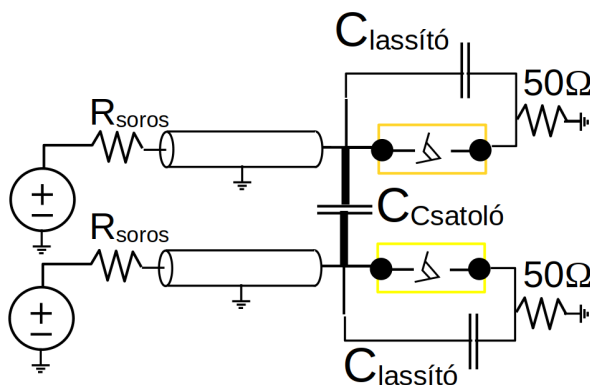
21. ábra. Eltérő memrisztor-paraméterű csatolt oszcillációk vizsgálata, eltérő soros ellenállást használva közelítjük a sajátfrekvenciákat. Az oszcillátorok frekvenciái a jelmagyarázatban láthatók.

4.4. Csatolt oszcillátorok kísérleti vizsgálata

Az előző fejezetekben bemutatott eredmények figyelembevételével megalkottam a 22a ábrán látható mintatartót, illetve a 22b mérési elrendezést. Szükségem volt arra, hogy a meghajtás impedanciaillesztett kimenettel rendelkezzen, valamint legalább 10 V meghajtófeszültséget el tudjon érni. Sajnos nem találtam olyan jelgenerátort ami mindkét feltételnek megfelelt volna, így két eszközt használtam, Agilent 33210A és Siglent SDG1050. Az Agilent kimenő trigger jelét használtam a Siglent jelgenerátor triggerjeleként, így rövid idejű meghajtásokkal is kísérletezhettem. Az áramjeleket Rohde & Schwartz RTO 1014 oszcilloszkóppal rögzítettem. A jelgenerátorok gyors beállításához és a jelalakok mentésének automatizálásához vezérlőprogramot írtam.



(a) Az LTspice szimulációk eredményei alapján megalkotott, csatolt oszcillátorok vizsgálatához készített mintatartó.



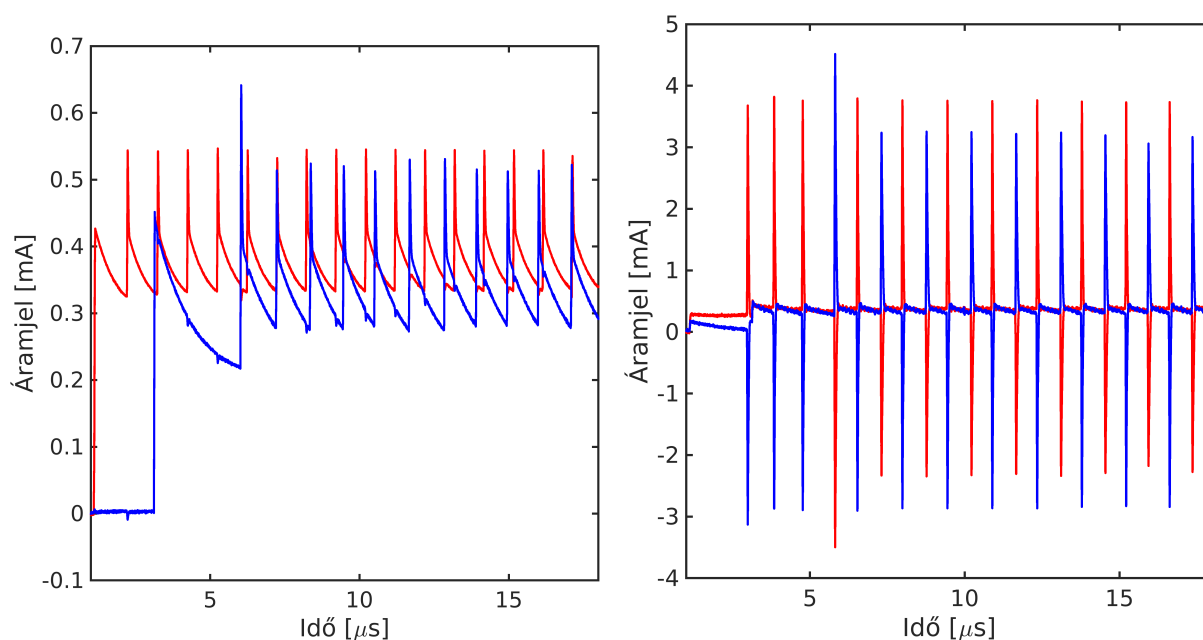
(b) A megvalósított oszcillátorelrendezés sematikus rajza.

22. ábra. Mérési elrendezés csatolt oszcillátorok kísérleti vizsgálatához.

Mérési elrendezésemet először nagy csatoló kapacitással, alacsony frekvenciákon teszteltem. Ahhoz, hogy az alkalmazott 100 pF csatolókapacitás biztosan ne legyen túlságosan nagy a párhuzamos kapacitásokhoz képest és az Ising modell alapján ellenfázist várhassunk, 100 pF párhuzamos kapacitást használtam. A 23a ábrán látható a csatolás nélküli oszcillátorokkal felvett áramjel alakja. Méréskor mindkét oszcillátorban 22 kΩ soros ellenállást és 10 V meghajtófeszültséget használtam, mivel a sajátfrekvenciák így is kellően közel (1,02 MHz a piros, 0,91 MHz a kék jelre vonatkoztatva) estek egymáshoz. A 23a ábra késsel jelölt jelalakján látható, hogy az első oszcilláció periódusideje hosszabb, mint a későbbi stabil oszcillációé. Ennek oka a használt memrisztoreszköz kapcsolási

bizonytalansága lehet. Ugyan ez a jelenség látható a 23b ábrán is (az első áramtüske nagyobb, mint az utána következők).

A 23b ábrán látható a 100 pF csatolás bekapcsolása esetén mért jelalak. Jól megfigyelhető, hogy az oszcillációk közel ellentétes (193° -os) fázisban működnek. Az összecsatolt oszcillátorok frekvenciája 690 kHz. Ez a frekvencia jelentősen nagyobb, mint az elméleti bevezetőben bemutatott maximális vágás probléma megoldásához használt 2 kHz-es frekvencia [1]. Ahhoz, hogy a csatolókapacitás nagyságát csökkenthessem, jobban egyező sajátfrekvenciájú oszcillátorokat kell használnom. Ehhez elengedhetetlen, hogy az oszcillátorokhoz használt memrisztorok paraméterei megegyezzenek.



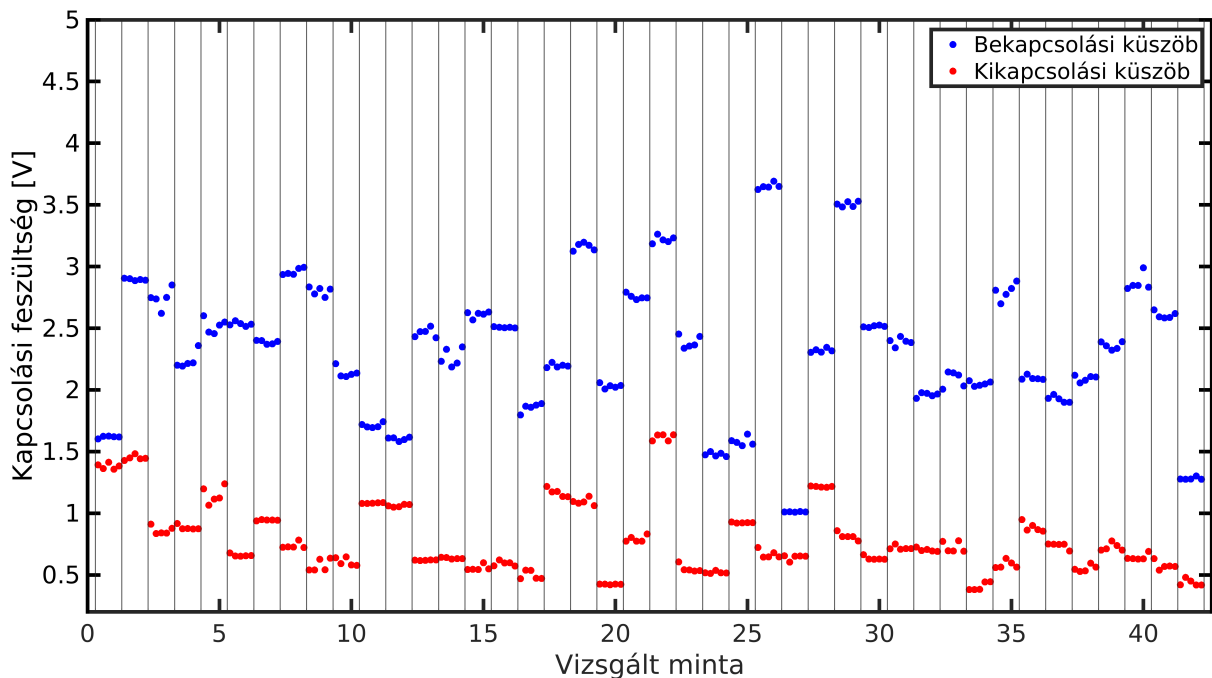
(a) Szétcsatolt integrált oszcillátorok mért jelalakja, nem figyelhető meg fáziscsatolódás. Az ábrázolt jelalakokat a jobb láthatóság kedvéért 100 pontos csúszóátlaggal ábrázoltam.

(b) Csatolt integrált oszcillátorok mért jelalakja, a kezdeti tranzienst követően megfigyelhető a fáziscsatolódás.

23. ábra. Csatolt oszcillátorok kísérleti vizsgálata

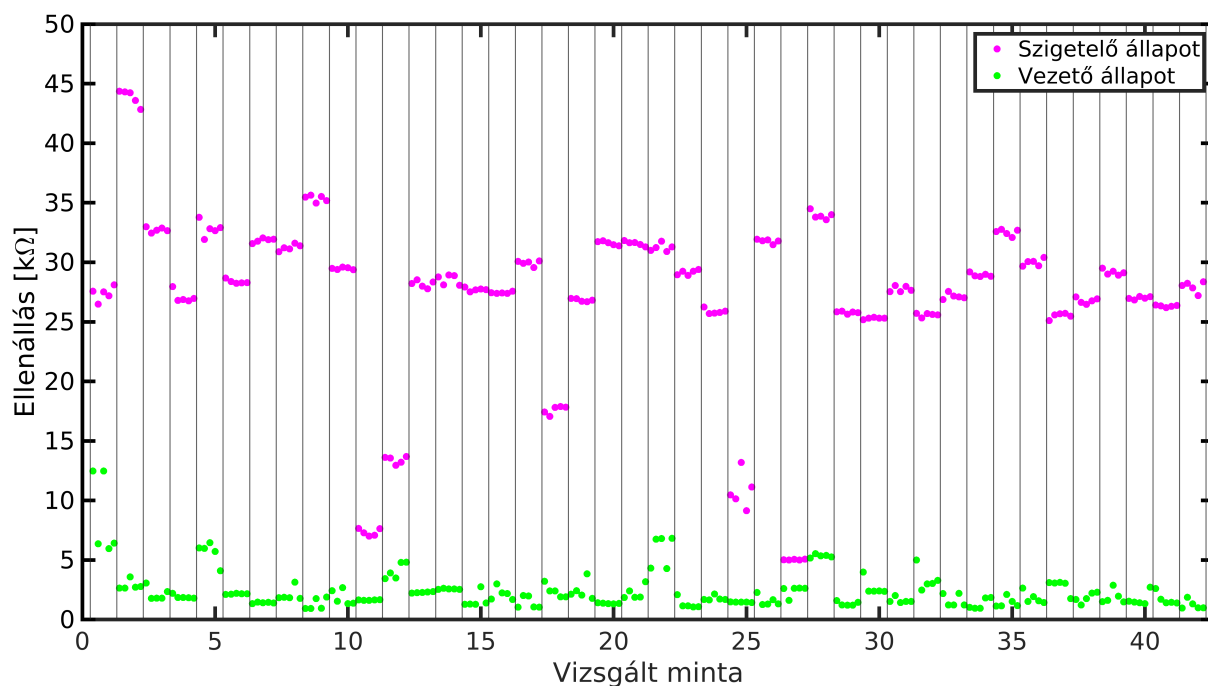
Ahhoz, hogy az elméleti bevezetőben a 4a ábrán bemutatott egyensúlyi állapotokon keresztül mért áram-feszültség karakterisztikákból több mérés esetén is megbízhatóan nyerjem ki a kapcsolási adatokat, mérőprogramot írtam. A bekapcsolási feszültség definíciója a használt programban az a feszültségpont, ahol a vizsgált és az utána következő feszültségpont között az eszköz ellenállása felére csökken. Az ellenállást az eszközön első feszültség és átfolyó áram hányadosaként számolom, így lényegében differenciális ellenállást számolok. A kikapcsolási feszültség definíciója: az a feszültségpont, ahol az eszköz ellenállása először kétszeresére nő két feszültségpont között. Ezekkel a definíciókkal megvizsgáltam a rendelkezésemre álló kb. 100 memrisztoreszközt, melyek két chip-en helyezkedtek el. A nagyobb működési arányú chip adatait a 24. ábrán mutatom

be. Minden memrisztoreszközön az utolsó 5 mérés adatait ábrázoltam, ebből az eszköz stabilitása is látható. A paraméterek rendkívül nagy eszköztől-eszközre történő ingadozása nehezíti két olyan memrisztor kiválasztását, ahol a kapcsolási tulajdonságok megegyeznek. Fontos megjegyezni, hogy nagyfrekvenciás oszcillátorok építéséhez nem elegendő az alacsony frekvenciás kapcsolási tulajdonságok egyezése, szükséges az is, hogy a lokális hővezetési tulajdonságok lehetővé tegyék a gyors ki-be kapcsolást.



24. ábra. Működő memrisztoreszközök stabilitásának és eszköztől-eszközre változó kapcsolófeszültség bizonytalanságának bemutatása. Az adott memrisztor utolsó 5 kapcsolásának adatait ábrázoltam minden esetben, a függőleges szürke vonalak a különböző eszközök adatait választják el. A memrisztoreszközön eső feszültségeket ábrázoltam.

A kapcsolási feszültségek mellett az alacsony és magas ellenállású állapotok ellenállásértékeinek is meg kell egyezniük az azonos sajátfrekvenciákhoz. A 25. ábrán az előbb vizsgált memrisztorok ellenállásait mutatom be. Látható, hogy az alacsony ellenállású állapotok viszonylag kis szórást mutatnak. Ennek egyik oka lehet, hogy az áram-feszültség karakterisztikák felvétele során mindig $380\ \Omega$ áramkorlátozó ellenállást használtam, mely meghatározhatja a VO_2 eszközben kialakuló vezető csatornák nagyságát, így a kialakuló ellenállás állapotot [15]. A szigetelő állapotok ellenállására nincs ilyen korlátozó tényező, az eszköztől-eszközre változás, ott a memrisztoreszközök kialakításából adódóan kicsi.



25. ábra. Működő memrisztoreszközök stabilitásának és eszköztől-eszközre változó ellenállás bizonytalanságának bemutatása. Az adott memrisztor utolsó 5 kapcsolásának adatait ábrázoltam minden esetben, a függőleges szürke vonalak a különböző eszközök adatait választják el.

Kutatócsoportunkban megfigyelték, hogy a használt memrisztoreszközök kapcsolási feszültségei hangolhatók, így a jövőben lehetőség lesz a használt memrisztorok uniformizálására, kisebb csatoló és lassító kapacitások használatára és így nagyobb frekvenciás oszcillátorok építésére. További fejlesztés lesz nagyfrekvenciás tűszondás mérőrendszer építése (melynek tervezésében én is részt vettem), mellyel a memrisztoreszközök gyors működésének vizsgálatára lesz lehetőség szálikötés használata nélkül, így könnyebben találhatók megfelelő kapcsolási paraméterű memrisztorokat.

5. Összefoglalás

TDK dolgozatomban kísérleti úton vizsgáltam, hogy a korábbi eredményeim alapján frekvenciakorlátot jelentő memrisztor-ellenállás távolság további csökkentésével nagyobb frekvenciák érhetőek-e el. Ezen mérésekhez megalkotott integrált oszcillátor-áramkörök vizsgálatával megmutattam, hogy a kutatócsoportunk által használt planáris, nanoskálájú VO₂ memrisztorok belső kapcsolási idejei jelentik már a frekvenciakorlátot. Az általam használt memrisztorok kapcsolási idejeinek vizsgálatához ns-os kapcsolóimpulzusokkal végeztem vizsgálatot. Ennek eredményei szintén megerősítették, hogy a frekvencia limitációt már nem a memrisztor-ellenállás távolság okozza.

A megalkotott integrált áramkörök oszcillációit megfelelő nagyságú párhuzamos kapacitás segítségével tettem stabilá. Ezen rendkívül kis méretű, párhuzamos kapacitással szabályozott frekvenciájú oszcillátorok oszcillációs neurális hálózatok építőelemei lehetnek, így az integrált oszcillátorokkal elért 36,6 MHz-es oszcillációs frekvencia nagyságrendekkel gyorsíthatja a jelenlegi oszcillációs hálózatok megoldási sebességét [1].

LTspice modellem segítségével, realisztikus paramétereket használva, de a két összecsatolt oszcillátor memrisztorainak paramétereit teljesen azonosnak választva szimulációval alátámasztottam, hogy a nagyfrekvenciás, 10 MHz-et érdemben meghaladó tartományban is létrehozhatók csatolt oszcillátorok. Valóságban azonban lehetetlen azonos paraméterű memrisztorokat találni, ezért szimulációval vizsgáltam eltérő saját frekvenciájú oszcillátorok csatolódását is. Tapasztalataim alapján jobban eltérő oszcillátorok csatolásához nagyobb csatolókapacitások kellenek, melyek csökkentik az elérhető frekvenciát.

Ezen eredményeim alapján megépítettem a csatolt oszcillátorok vizsgálatához szükséges áramkört és méréseket végeztem. Méréseim alapján látható, hogy a kutatócsoportunk által használt nagyfrekvenciás oszcillációkra képes planáris nano skálájú VO₂ memrisztorokkal is lehetséges csatolt oszcillátorokat építeni. Kutatásom következő szakaszában több nagyfrekvenciás csatolt oszcillátorral tervezek számítási feladatokat végezni, kihasználva a jelenlegi világrekordnál [17] nagyobb frekvenciájú megalkotott csatolható oszcillátorhálózat-építőelemeket.

6. Köszönetnyilvánítás

Köszönettel tartozom Halbritter Andrásnak a témavezetésért, illetve Török Tímeának a témavezetésért és a minták készítéséért. Szintén köszönettel tartozom Pósa Lászlónak a statikus karakterizáló programért. Scherübl Zoltánnak köszönöm a nagyfrekvenciás jelgenerátor rendelkezésemre bocsátását valamint az egyéb aprónak tűnő, de kulcsfontosságú szívességeket mely dolgozatom megírásához hozzájárult. Volk Jánosnak köszönöm az amerikai kutatócsoporttal kapcsolattartást és a minták alapjául szolgáló rétegek beszerzését. Thanks to Kim Heungsoo for the epitaxial VO₂ layers.

Köszönettel tartozom minden ismerősömnnek a lelkesítésért.

A kutatás az Egyetemi Kutatói Ösztöndíj Program EKÖP-24-2-BME-111 pályázat keretében a Kulturális és Innovációs Minisztérium és a Nemzeti Kutatási, Fejlesztési és Innovációs Alap támogatásával valósult meg.

Hivatkozások

- [1] O. Maher, M. Jiménez, C. Delacour és tsai., „A CMOS-compatible oscillation-based VO2 Ising machine solver”, *Nature Communications*, 15. évf., 1. sz., 3334. old., 2024. ápr., ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/s41467-024-47642-5. cím: <https://doi.org/10.1038/s41467-024-47642-5>.
- [2] N. Mohseni, P. L. McMahon és T. Byrnes, „Ising machines as hardware solvers of combinatorial optimization problems”, *Nature Reviews Physics*, 4. évf., 6. sz., 363–379. old., 2022. jún., ISSN: 2522-5820. DOI: 10.1038/s42254-022-00440-8. cím: <https://doi.org/10.1038/s42254-022-00440-8>.
- [3] E. Corti, J. A. Cornejo Jimenez, K. M. Niang és tsai., „Coupled VO2 Oscillators Circuit as Analog First Layer Filter in Convolutional Neural Networks”, *Frontiers in Neuroscience*, 15. évf., 2021, ISSN: 1662-453X. DOI: 10.3389/fnins.2021.628254. cím: <https://www.frontiersin.org/journals/neuroscience/articles/10.3389/fnins.2021.628254>.
- [4] M. S. Mian, K. Okimura és J. Sakai, „Self-oscillation up to 9 MHz based on voltage triggered switching in VO2/TiN point contact junctions”, *Journal of Applied Physics*, 117. évf., 21. sz., 215305. old., 2015. jún., ISSN: 0021-8979. DOI: 10.1063/1.4922122. eprint: https://pubs.aip.org/aip/jap/article-pdf/doi/10.1063/1.4922122/15166553/215305_1_online.pdf. cím: <https://doi.org/10.1063/1.4922122>.
- [5] F. Cai, S. Kumar, T. Van Vaerenbergh és tsai., „Power-efficient combinatorial optimization using intrinsic noise in memristor Hopfield neural networks”, *Nature Electronics*, 3. évf., 7. sz., 409–418. old., 2020. júl., ISSN: 2520-1131. DOI: 10.1038/s41928-020-0436-6. cím: <https://doi.org/10.1038/s41928-020-0436-6>.
- [6] L. Pósa, P. Hornung, T. N. Török és tsai., „Interplay of Thermal and Electronic Effects in the Mott Transition of Nanosized VO2 Phase Change Memory Devices”, *ACS Applied Nano Materials*, 6. évf., 11. sz., 9137–9147. old., 2023. DOI: 10.1021/acsanm.3c00150. eprint: <https://doi.org/10.1021/acsanm.3c00150>. cím: <https://doi.org/10.1021/acsanm.3c00150>.
- [7] M. Rao, H. Tang, J. Wu és tsai., „Thousands of conductance levels in memristors integrated on CMOS”, *Nature*, 615. évf., 7954. sz., 823–829. old., 2023. márc., ISSN: 1476-4687. DOI: 10.1038/s41586-023-05759-5. cím: <https://doi.org/10.1038/s41586-023-05759-5>.
- [8] W. Yi, K. K. Tsang, S. K. Lam, X. Bai, J. A. Crowell és E. A. Flores, „Biological plausibility and stochasticity in scalable VO2 active memristor neurons”, *Nature Communications*, 9. évf., 1. sz., 4661. old., 2018. nov., ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/s41467-018-07052-w. cím: <https://doi.org/10.1038/s41467-018-07052-w>.

-
- [9] R. Yuan, Q. Duan, P. J. Tiw és tsai., „A calibratable sensory neuron based on epitaxial VO₂ for spike-based neuromorphic multisensory system”, *Nature Communications*, 13. évf., 1. sz., 3973. old., 2022. júl., ISSN: 2041-1723. DOI: 10.1038/s41467-022-31747-w. cím: <https://doi.org/10.1038/s41467-022-31747-w>.
- [10] J. G. Fehérvári, Z. Balogh, T. N. Török és A. Halbritter, „Noise tailoring, noise annealing, and external perturbation injection strategies in memristive Hopfield neural networks”, *APL Machine Learning*, 2. évf., 1. sz., 16107. old., 2024. jan., ISSN: 2770-9019. DOI: 10.1063/5.0173662. eprint: <https://pubs.aip.org/aip/aml/article-pdf/doi/10.1063/5.0173662/18704021/016107\1\5.0173662.pdf>. cím: <https://doi.org/10.1063/5.0173662>.
- [11] N. Shukla, A. Parihar, E. Freeman és tsai., „Synchronized charge oscillations in correlated electron systems”, *Scientific Reports*, 4. évf., 1. sz., 4964. old., 2014. máj., ISSN: 2045-2322. DOI: 10.1038/srep04964. cím: <https://doi.org/10.1038/srep04964>.
- [12] P. Zsigmond, „Ultragyors rezisztív kapcsolási jelenségek VO₂ memrisztorokban”, dissz., Budapest University of Technology és Economics, 2024.
- [13] Y. Wang, K.-M. Kang, M. Kim és tsai., „Mott-transition-based RRAM”, *Materials Today*, 28. évf., 63–80. old., 2019, ISSN: 1369-7021. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.mattod.2019.06.006>. cím: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1369702119303347>.
- [14] J. Duchene, M. Terraillon, P. Pailly és G. Adam, „Filamentary Conduction in VO₂ Coplanar Thin-Film Devices”, *Applied Physics Letters*, 19. évf., 4. sz., 115–117. old., 1971. aug., ISSN: 0003-6951. DOI: 10.1063/1.1653835. eprint: https://pubs.aip.org/aip/apl/article-pdf/19/4/115/18425057/115\1\1_online.pdf. cím: <https://doi.org/10.1063/1.1653835>.
- [15] P. Markov, R. E. Marvel, H. J. Conley, K. J. Miller, R. F. J. Haglund és S. M. Weiss, „Optically Monitored Electrical Switching in VO₂”, *ACS Photonics*, 2. évf., 8. sz., 1175–1182. old., 2015. DOI: 10.1021/acsp Photonics.5b00244. eprint: <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.5b00244>. cím: <https://doi.org/10.1021/acsp Photonics.5b00244>.
- [16] S. W. Schmid, L. Pósa, T. N. Török és tsai., „Picosecond Femtojoule Resistive Switching in Nanoscale VO₂ Memristors”, *ACS Nano*, 18. évf., 33. sz., 21966–21974. old., 2024, PMID: 39115225. DOI: 10.1021/acsnano.4c03840. eprint: <https://doi.org/10.1021/acsnano.4c03840>. cím: <https://doi.org/10.1021/acsnano.4c03840>.
- [17] M. S. Mian, K. Okimura és J. Sakai, „Self-Oscillation up to 9 MHz Based on Voltage Triggered Switching in VO₂/TiN Point Contact Junctions”, *Journal of Applied Physics*, 117. évf., 215305. old., 2015. jún. DOI: 10.1063/1.4922122.

-
- [18] S. Botond, „Rezisztív kapcsoló memóriák dinamikai vizsgálata”, dissz., Budapest University of Technology és Economics, 2021, 24–26. old.