

# A Magnetic Pulse Compressor működésének vizsgálata, különös tekintettel a terhelés alatti viselkedésére

készítette: Gaál Botond

konzulens: Dr. Cselkó Richárd

# Tartalom

Tartalom.....	2
Összefoglaló .....	3
Abstract.....	4
1. Bevezetés.....	6
2. Az impulzus előállítása.....	7
3. Az MPC kialakítása.....	8
4. A terhelés hatása.....	14
5. A mágneses kapcsolóegység.....	20
6. A mágneses kapcsolóegység felhasználása az MPC-ben.....	22
7. Hiszterézismentes mágnesezési görbékű vasmag.....	31
8. Hiszterézises mágnesezési görbékű 'valós' vasmag.....	34
9. Laboratóriumi mérések – telítési mérés .....	39
10. Laboratóriumi mérések – Single shot / Alacsony frekvenciás üzem .....	43
11. Laboratóriumi mérések - nagyfrekvenciás üzem .....	47
12. Tervezés a felhasználás oldaláról .....	53
13. Összefoglalás .....	54
14. Kitekintés.....	55
15. Irodalomjegyzék .....	57

# Összefoglaló

Az impulzusgenerátorok az ipar számos olyan területén alkalmazott tápegységek, ahol vagy a jobb hatásfok eléréséhez, vagy technológiai okokból kifolyólag nagyfrekvenciájú, nagy pillanatnyi teljesítményre van szükség. Ezen berendezések kisütési eseményeihez szükséges kapcsolásokat jellemzően félvezető eszközök végzik. Ezeknek az IGBT/MOSFET/stb. kapcsolóknak az áramterhelhetősége korlátozott, általánosan véve a frekvencia növelésével csökken, behatárolva az ilyen tápegységek teljesítményét. A Magnetic Pulse Compressor olyan sorosan kapcsolt rezgőkörökből álló berendezés, mely a ferromágneses anyagok telítődését használja fel a fokozatai közti kapcsolási eseményként. Ezáltal az eszköz terhelhetőségének szempontjából már nem a félvezető elem árama lesz a szűk keresztmetszet, hisz a kapcsolóként használt telítődő vasmagot tartalmazó elem áramának a melegedés szab csak korlátot.

A modern vasmagok relatív permeabilitása több ezres, vagy akár tízezres nagyságrendben mozoghat, így az azt vasmagként felhasználó tekercs reaktanciája a telítés előtt az áramkör szempontjából szakadásnak tekinthető. Ahhoz, hogy a kapcsolat a működés szempontjából megfelelő időpontban történjen, a félvezető elemekkel ellentétben a mágneses kapcsolót nem külsőleg kell vezérelni, hanem a köré épülő áramkört megfelelően méretezni, ugyanis a telítődés pillanatát a vasmagra eső feszültség-idő terület fogja meghatározni.

Dolgozatomban a rezgőkörök és a mágneses telítődés elméleti háttérétől indulva lépésről-lépésre építem fel az MPC-t, majd ismertetem tervezésének lépéseit. Ennek legkritikusabb mozzanata a kapcsolóban használt vasmag hiszterézis görbéjének mérése, annak függvényében pedig a további áramköri elemek megválasztása. Ezen folyamat szerves része a berendezés modellezése, így dolgozatomban hangsúlyt fektet a nemlineáris vasmagú tekercs modellezésének lehetőségeire, annak hatáira, MATLAB Simulink program segítségével.

Bemutatom a BME Nagyfeszültségű Laboratóriumában megépített MPC-t, valamint ismertetem az egyéni, terheléshez igazított MPC áramkörének tervezési folyamatát. Az MPC terhelése nagyban befolyásolja a kapcsoló tekercs feszültségviszonyait, így különös odafigyelést szentelek a frekvencia, a működési feszültség és a terhelés összhangjára. Ezen ismeretek birtokában a kutatásom célja egy nagy teljesítményű MPC elvű tápegység

építése, fertőtlenítésre használt nagy teljesítményű és jó hatásfokú ózongenerátor ellátására.

## Abstract

Pulsed power supplies are widely used in fields where in order to achieve better efficiency, or due to technical causes, high frequency and high peak performance are required. The current rating of such IGBT/MOSFET/etc. switches is limited, and is, generally speaking, negatively affected by an increase in frequency, thereby constraining the potential output of such power systems. The Magnetic Pulse Compressor is a device containing series resonant circuits that utilizes the saturation of ferromagnetic materials as switching events. This way, in terms of the load capacity for such power supplies, the switching device's ampacity will no longer be the bottleneck, since the current rating of the coil containing the saturable core is set by thermal criteria.

The relative permeability of modern magnetic cores can be as high as thousands, or tens of thousands, therefore the reactance of the coil containing them can be viewed as an open circuit for the rest of the MPC before the saturation. For the switching event to occur at the right time, unlike semiconductor switches, the magnetic unit does not need outside control, since its behaviour is determined by the voltage-time product of the coil. For proper operation of the magnetic switch, therefore, the surrounding circuitry must be properly engineered.

In this paper, I will construct, model and build the MPC step by step, starting with the concepts of resonant circuits and magnetic saturation. Critical among these steps is the measurement of the magnetic core's hysteresis loop, and choosing the rest of the electrical elements in accordance. The modeling of the device is a crucial part of this process, therefore, this paper will emphasize the options and limits of the modeling of nonlinear inductors in Matlab Simulink Software.

I will demonstrate building an MPC using materials either found in the High Voltage Laboratory or otherwise easily accessible, and afterward describe the engineering of an MPC circuit specifically designed for an intended load. The load of the MPC greatly influences the voltage conditions of the magnetic switch, which is why I pay special attention to the relation between the load, the voltage level and the operation frequency.

The long-term goal of my research is the construction of a high-power pulsed power supply for a O<sub>3</sub> generator, used for disinfecting laboratory equipment.

# 1. Bevezetés

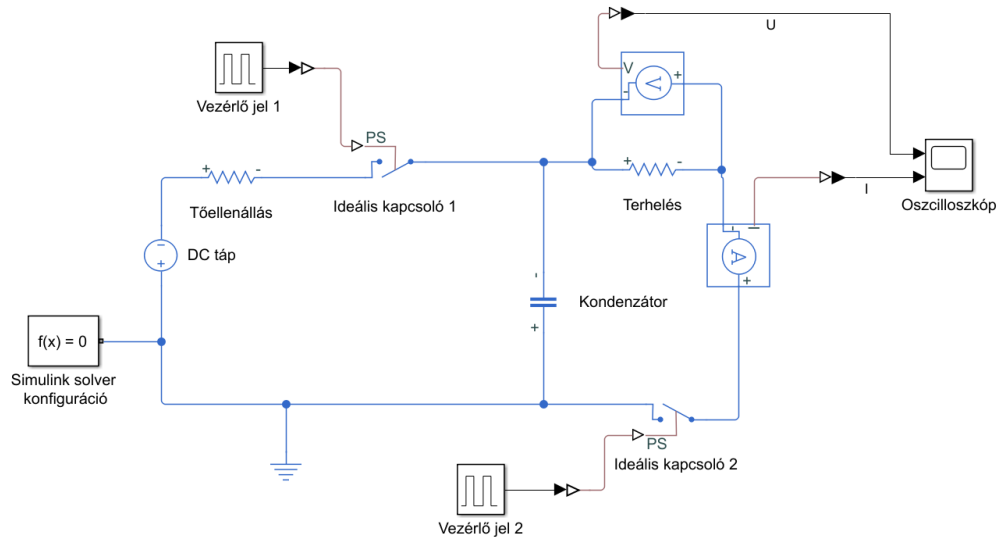
Impulzus üzemű tápegységeket először nukleáris fúziós kísérletekre, valamint hadi védelmi célokra használták fel, tipikusan alacsony frekvenciával (vagy csak egyszeri kisütéssel) és nagy teljesítmény csúccsal [7]. Ennek megfelelően a leggyakoribb kisütő elemként használt kapcsolóeszköz valamiféle szikraköz volt, ami nem képes nagy kapcsolási sebességre. Ahogy az lökítő teljesítményű energiára való igény kezdett terjedni, kisebb csúcsteljesítményű és nagyobb kisütési frekvenciájú impulzusgenerátorokra lett szükség. Ezekben a félvezető elemek terjedtek el kapcsolóként, azonban ezek terhelhetősége limitált, főleg nagy frekvencián.

Az első Magnetic Pulse Compressort (továbbiakban MPC) 1951-ben készítette el W. S. Melville, működési feszültsége 13 kV volt, és 150 kW teljesítményt adott le, 250 ns-os impulzusszélességgel [1]. Azonban a korai ferromágneses anyagok hiányosságai miatt az MPC mágneses kapcsolói megfelelően precíz méretezés mellett túl drágák lettek volna. A ferromágneses magok technológiájának fejlődésével lehetőségünk nyílik a technológia költséghatékony felhasználására. Alkalmazznak ma MPC-eket például ionsugarak előállítására [2] (felületi kezelésre például), gerjesztő energiaforrásként lézerek előállítására [3], nagy energiájú mikrohullámok előállítására. Egy gyakori felhasználása a technológiának ezen kívül a vízfertőtlenítés [4]. A vízben lévő baktériumok elpusztításához viszonylag kicsi energia is elég, megfelelő nagyságú elektromos térerősség esetén. Kísérleti eredmények szerint az E. coli baktérium előfordulásának egy nagyságrenddel való csökkentéséhez például 140 kV/cm térerősség fennállása 60 ns-ig elég, tehát energiatakarékosság szempontjából ilyen alkalmazásra egy olyan generátor szükséges, ami (nagy vízmennyiség esetén) nagy terhelhetőséggel, hosszú élettartammal tud impulzusokat előállítani.

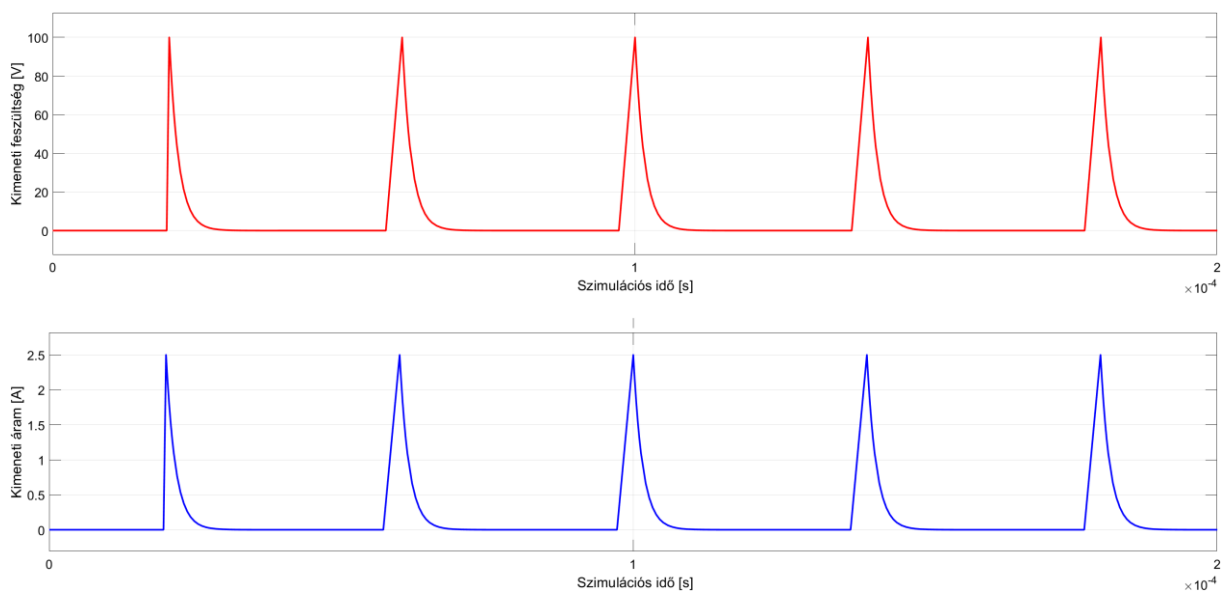
Az MPC egy olyan impulzusgenerátor, amiben telítődő vasmagú mágneses kapcsolóeszközöket használunk. Az elnevezés onnan fakad, hogy az impulzus előidézésének módja az egyre kisebb periódusidejű rezgőkörök közti átkapcsolás, ami során adott energiamentiség egyre nagyobb áramcsúcsot és egyre gyorsabb felfutást eredményez. A nagy áramcsúcsok miatt szükséges olyan kapcsolóeszköz használata, ami a hagyományos félvezető kapcsolóknál nagyobb áramot képes elviselni. Az MPC kialakítása során olyan mágneses kapcsolóeszközt használunk, ami a vasmagok nemlineáris magatartását használja ki. Ilyen eszközökben az áramterhelhetőség határa gyakorlatilag a vezetékek áramterhelhetősége, amit tetszőlegesen nagyra méretezhetünk. Ezen dolgozat témája az MPC működésének részletes ismertetése, majd tervezési és modellezési lépéseinek bemutatása, hangsúlyt helyezve a terhelés hatására.

## 2. Az impulzus előállítás

Az impulzus üzemű tápegységünk kimenete egy periodikus, megkívánt mértékben kicsi felhúási idejű impulzus. A legegyszerűbb ilyen szerkezet egy kondenzátor, amit periodikusan feltöltünk, majd kisütünk.



1. ábra: kondenzátor kisütő áramkör



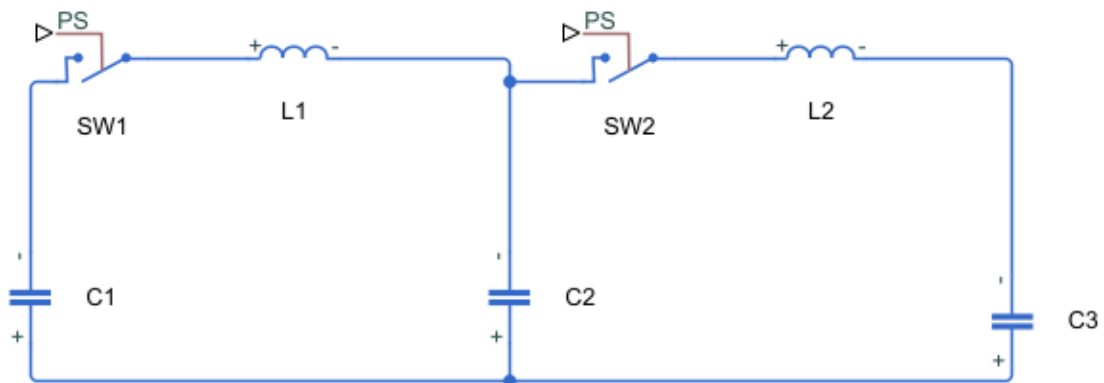
2. ábra: a terhelő ellenállás áram- és feszültsége

Az 1. ábrán egy  $40 \mu\text{s}$  periodusidejű kisülő áramkört láthatunk, aminek első felében feltöltjük a kondenzátort, majd átkapcsoljuk azt a terhelésre. Ezen egyszerű megoldás két problémája a lassú felhúzás, valamint az, hogy a potenciálisan nagy kisülési, valamint töltő áramok teljes egészükben átfolynak a kapcsolóeszközökön, ami félvezető kapcsolóeszköz esetén szigorú

határt szab a terhelhetőségnek. Az MPC-ben a felfutási időt úgy szabjuk megfelelően rövidre, hogy egy rezgőkört alakítunk ki, amiben a kondenzátor(ok) és tekercs(ek) méretezésével alakítjuk ki a gyors feszültség felfutást (a felfutási idő a kialakuló rezgőkör negyedperiódusa lesz, terheléstől függetlenül). A terhelő ellenállást párhuzamosan rákapcsoljuk a megkívánt kondenzátorra, így nyerve ki a körből a teljesítményt. A szabályozhatóságot szem előtt tartva legalább két rezgőkört kaszkadosítunk, a kisebb áramerősségűben a megkívánt kapcsolási frekvencián működtetett félvezető eszközt használva (a jó irányíthatósága miatt, így tetszőleges frekvencián működhet az eszköz), a nagyobb áramerősségűben mágneses kapcsolót alkalmazva. Ez utóbbi nagy áramot szállító körben már nagyobb teljesítményeknél nem használhatnánk a félvezető kapcsolót.

### 3. Az MPC kialakítása

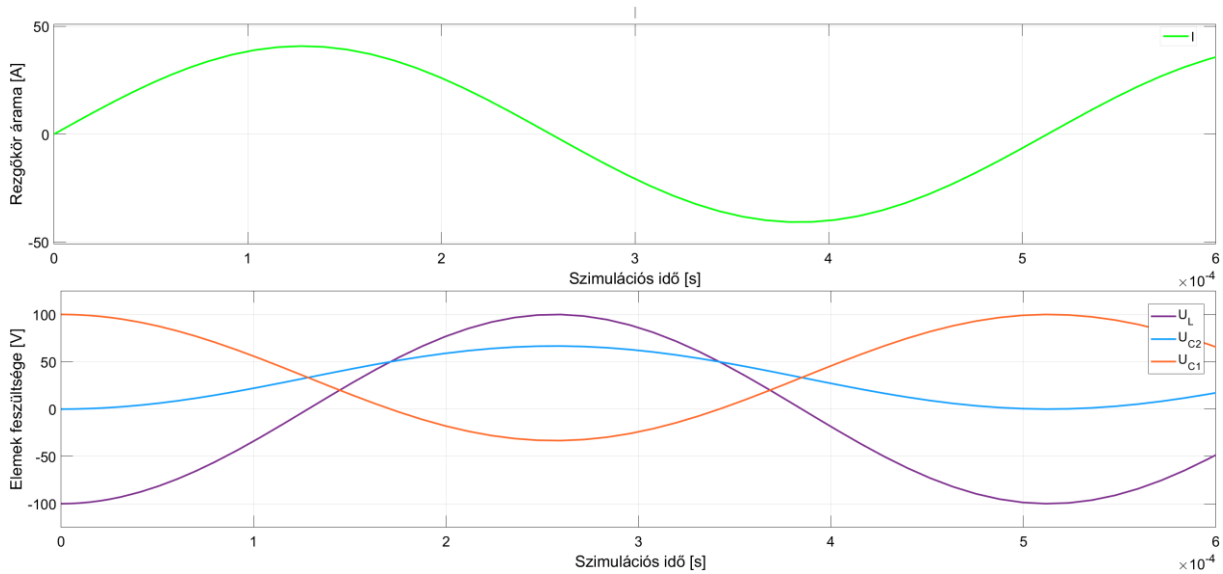
A 3. ábrán látható az alapvető pulzus kompressziós kialakítás, az áttekinthetőség érdekében egyelőre mérőeszközök nélkül, ideális kapcsolókkal.



3. ábra: Pulse Compression Unit

Legyen a C1-L1-C2 rezgőkör periódusideje  $T_1$ , a C2-L2-C3 körnek pedig  $T_2$ . A két kör között a kapcsolók működtetésével tudunk váltani. Az első rezgőkörben lévő kapacitás:  $C_0 = \frac{C1 * C2}{C1 + C2}$ , ezzel  $T_1 = 2 * \pi * \sqrt{L1 \frac{C1 * C2}{C1 + C2}}$ . C1 kondenzátor kisütése esetén az első rezgőkörben az áram és feszültségek lefutását a 4. ábra mutatja,  $U_{C1}=100$  V kezdeti feszültség esetén (C1=50  $\mu$ F, C2=100  $\mu$ F, L1=200  $\mu$ H, nincs csillapítás).





4. ábra: az első rezgőkör jelalakja

Látható, hogy a kondenzátorok feszültségének középértéke nem nulla. Felhasználva, hogy  $U_c = C * \frac{dI_c}{dt}$ , valamint  $I_L = L * \frac{dU_L}{dt}$ , egyenletük levezethető az alábbi módon (bal oldali kör):

$$U_{C1}(-0) = 1/C1 * \int I dt + L \frac{dI}{dt} + 1/C2 * \int I dt \quad (1)$$

Innen az áram

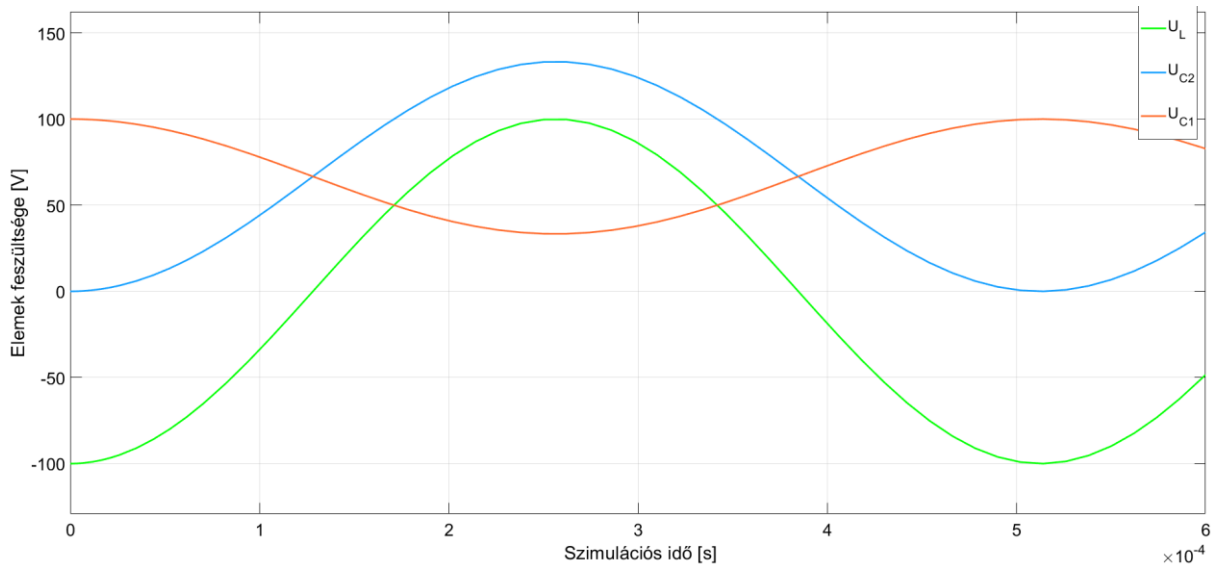
$$I(t) = U_{C1}(-0) * \sqrt{\frac{1}{L} * \frac{C1 * C2}{C1 + C2}} * \sin \frac{t}{\sqrt{L1 \frac{C1 * C2}{C1 + C2}}} \quad (2)$$

Ezt az áramképletet visszahelyettesítve ki lehet számolni a kondenzátorok feszültségét.

$$U_{C2} = 1/C2 \int I dt = U_{C1}(-0) \frac{C1}{C1 + C2} \left( 1 - \cos \frac{t}{\sqrt{L1 \frac{C1 * C2}{C1 + C2}}} \right) \quad (3)$$

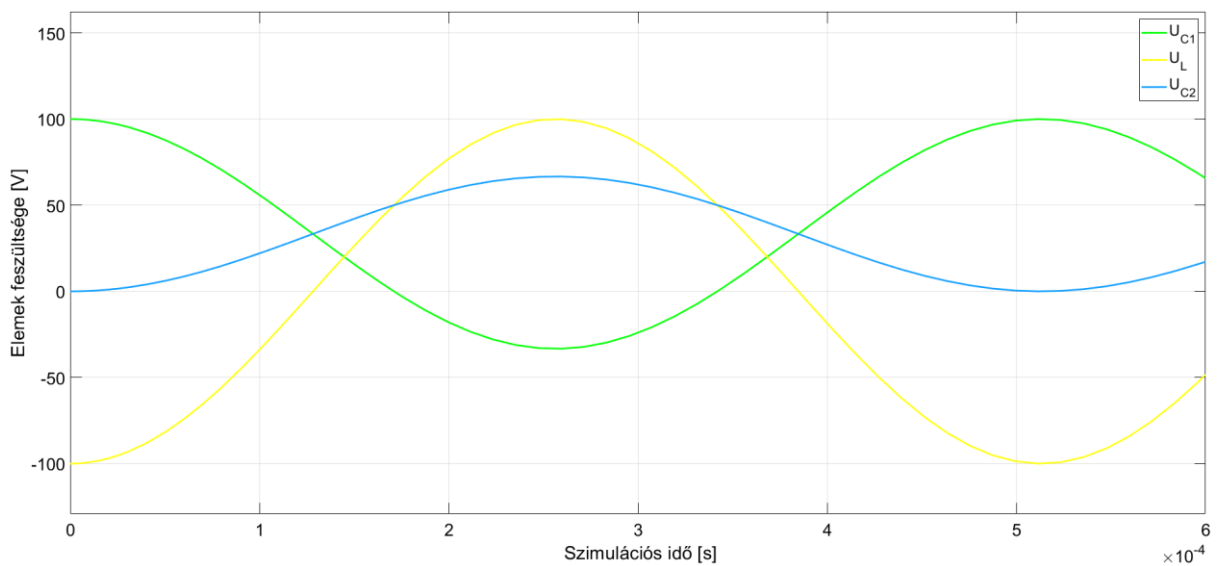
Az eljárás lényege, hogy azon a ponton, amikor a C2 kondenzátor eléri a maximális feszültségét, átkapcsolunk a második rezgőkörbe, amelyben a C3 és L2 paraméterek egy másik  $T_2$  periódusidőt szabnak meg. A váltás akkor ideális, ha annak pillanatában a berendezésben lévő összes energia a C2 kondenzátorban tárolódik, ilyenkor a váltás után, tekintve, hogy SW1 szakadást képvisel, energiamentes marad az első rezgőkör (az energiaátvitel 100%-os).

Vizsgáljuk meg a kondenzátorok feszültségletfutását, különböző C1/C2 arányoknál:



5. ábra:  $C1/C2 > 1$

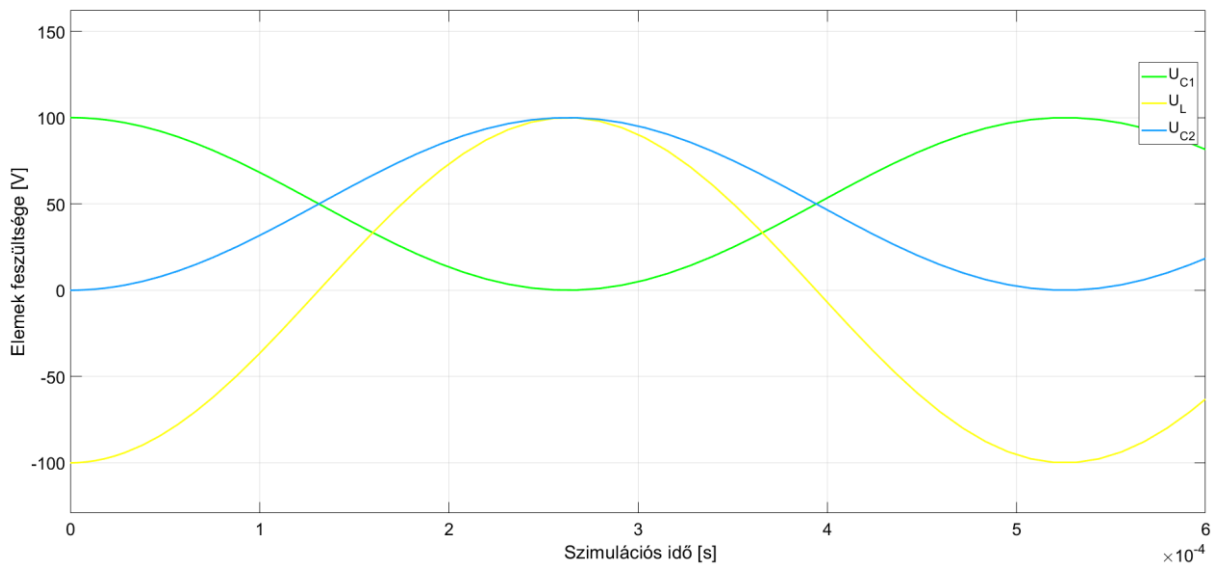
Mikor  $|U_{C2}| = |U_{C2,MAX}|$ ,  $U_{C1} > 0$ , azaz *nem energiamentes az első rezgőkör*, sőt, egy időpontban sem lesz az, mert  $U_{C1}$ -nek ebben az esetben nincs zérushelye.



6. ábra:  $C1/C2 < 1$

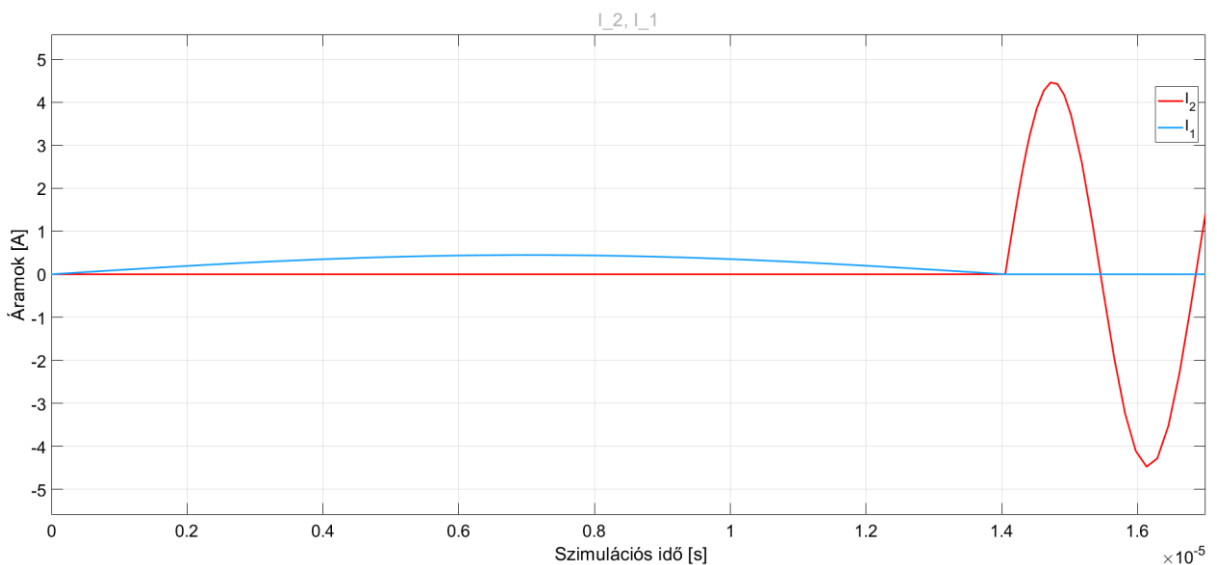
Ebben az esetben amikor energiamentes a  $C1$  kondenzátor, azaz  $U_{C1} = 0$ ,  $\frac{dU_L}{dt} = I_L > 0$ , azaz az  $L1$  tekercs nem energiamentes. A 7. ábra alapján belátható, hogy ideális váltás csakis a  $C1 = C2$  esetben lehetséges, ezért a gyakorlatban ugyanakkorának választják a két kondenzátort (ez alól kivétel, ha az ohmos ellenállása a körnek jelentős [5]). A továbbiakban a megkülönböztetés végett megtartom a  $C1, 2, 3$  jelöléseket annak ellenére, hogy ezek ugyanakkora kapacitásokat takarnak, valamint a  $T_1, T_2$  jelölésekről áttérek  $\tau_1 = T_1/2$ ,  $\tau_2 = T_2/2$

jelölésekre (félperiódus időkre), mint időállandókra (ezen időpontokban történik az ideális váltás).



7. ábra:  $C1=C2$

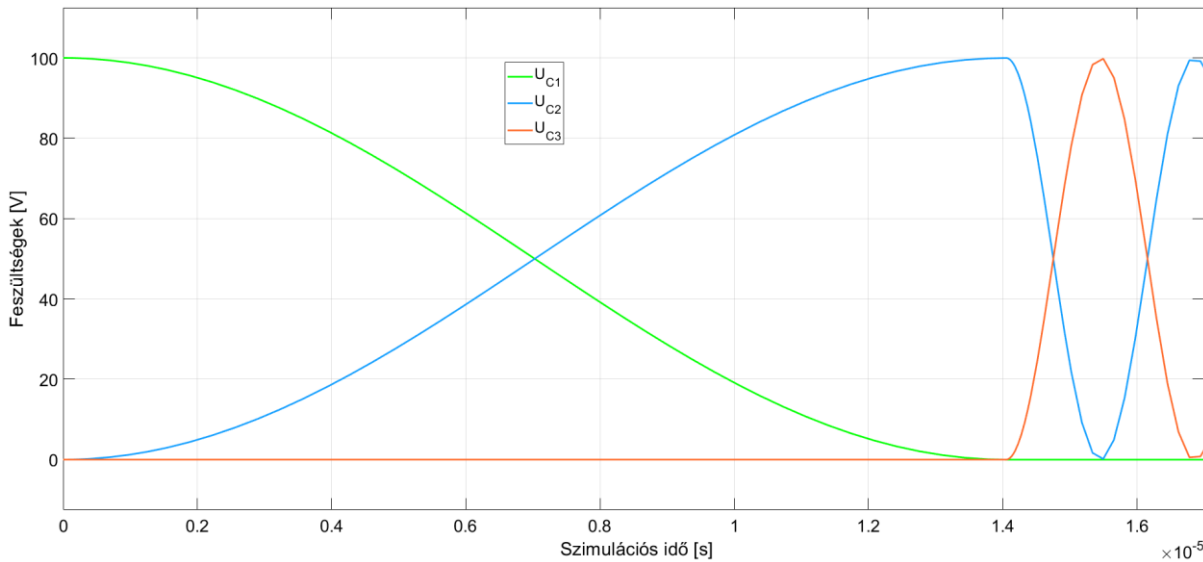
Az ideális váltás tehát a  $\tau_1 = \pi * \sqrt{\frac{L_1 C}{2}}$  félperiódus eltelte utáni időpontban zajlik le. Ilyen kapcsolat esetén a feszültség és az áram jelalakokat a 8 és 9. ábra mutatja. Ezek gyakorlatilag a két rezgőkör természetesen kialakuló (fél)rezgései, melyek között az áram nullátmeneténél kapcsolunk. Az eltérés köztük a kompresszió okozta amplitúdó ugrás és periódusidő csökkenés.



8. ábra:  $I_1$  (kék) és  $I_2$  (piros) ideális váltáskor

Adott  $E_{C1,max} = \frac{1}{2} * C * U_{C1}^2 = E_{L1,max} = \frac{1}{2} * L1 * I_{1,max}^2 = E_{L2,max} = \frac{1}{2} * L2 * I_{2,max}^2$

bevitt energia esetén tehát  $\frac{I_{2,max}}{I_{1,max}} = \sqrt{\frac{L1}{L2}} = \frac{\tau_1}{\tau_2} = G$ . Ezt az arányt hívjuk erősítésnek vagy kompressziós hányadosnak, és G-vel jelöljük, vagy több fokozat esetén  $g_{1,2,3}$ -al. Az ilyen 'soros' MPC hátránya, hogy a feszültséget nem növeli meg, ehhez extra elemek, transzformátorok szükségesek.



9. ábra:  $U_{C1}$  (kék),  $U_{C2}$  (piros) és  $U_{C3}$  (sárga) ideális váltáskor

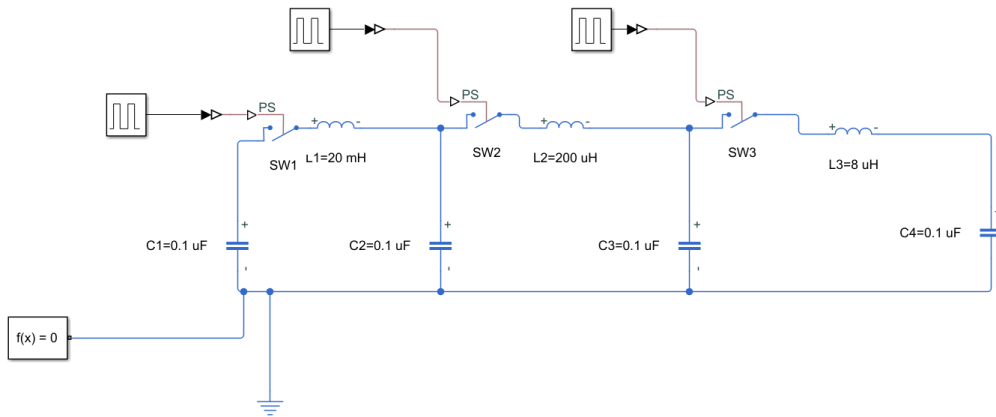
Nézzünk meg a fenti egyenletek felhasználásával, hogyan alakul egy kétlépéses kompresszió. Legyen az elérendő erősítés  $G=50$ , ezt két lépésben valósítjuk meg. A gyakorlatban, ha több fokozatot kapcsolnak sorosan, általában kicsi ohmos ellenállások esetén ugyanakkora  $g_1=g_2$  értéket használnak, a vasmagok osztérfogatának minimalizálása miatt [5], azonban mi most a példában osszuk fel  $g_1=10$ ,  $g_2=5$  arányban az erősítést, mert az első kompresszió során valamely  $\tau_{hiba}$  pontatlanság a váltáskor kisebb erősítésbéli romlást eredményez. Próbáljunk meg  $f=5000\text{Hz}$  frekvenciát elérni, valamint mivel egyelőre még nem vasmagos tekercsel történik a kapcsolás, a feszültség szint nem befolyásolja a működést, legyen az 50 V. Így  $\frac{1}{f} = T = \tau_1 + \frac{\tau_1}{10} + \frac{\tau_1}{50} = 0.2 \text{ ms}$  alatt kell lefolynia a két kompressziónak. Innen  $\tau_{1max}=0,1786 \text{ ms}$ , kiválasztva például egy  $C=0,1 \text{ uF}$  kapacitású kondenzátort, az első fokozatban egy  $L = \frac{\tau_1^2}{\pi^2 * C} = 32 \text{ mH}$  induktivitású tekercsre lesz szükségünk. Hagyjunk a fokozatok között egy kis időt az esetleges kapcsolási tranziensek lecsillapodásának, használjunk az első fokozatban egy  $L=20 \text{ mH}$ -es tekercset, ezzel a többi tekercs  $L_2 = \frac{L_1}{g_1^2} = 200 \text{ uH}$ ,  $L_3 = \frac{L_2}{g_2^2} = 8 \text{ uH}$ , az időállandók pedig

$\tau_1 = \pi * \sqrt{\frac{C}{2} * L_1} = 99,346 \text{ uS}$ ,  $\tau_2 = \frac{\tau_1}{g_1} = 9,9346 \text{ uS}$ ,  $\tau_3 = \frac{\tau_2}{g_2} = 1,987 \text{ uS}$ . A kialakított áramkör a 10. ábrán látható. C1 töltése a -0 időpontban 50 V, a kapcsolókat úgy működtetjük, hogy amikor az első rezgőkörben ezt a feszültséget felveszi C2 ( $\tau_1$  idő alatt), SW1 nyit, SW2 zár.  $\tau_2+\tau_1$  idő elteltével a C2-L2-C3 körben is lefut egy félperiódus, ekkor SW2 nyit, SW3 zár. A feszültség csúcs C1 eredeti feszültsége: 50V, az áramcsúcsok pedig a (2)-es képlet alapján

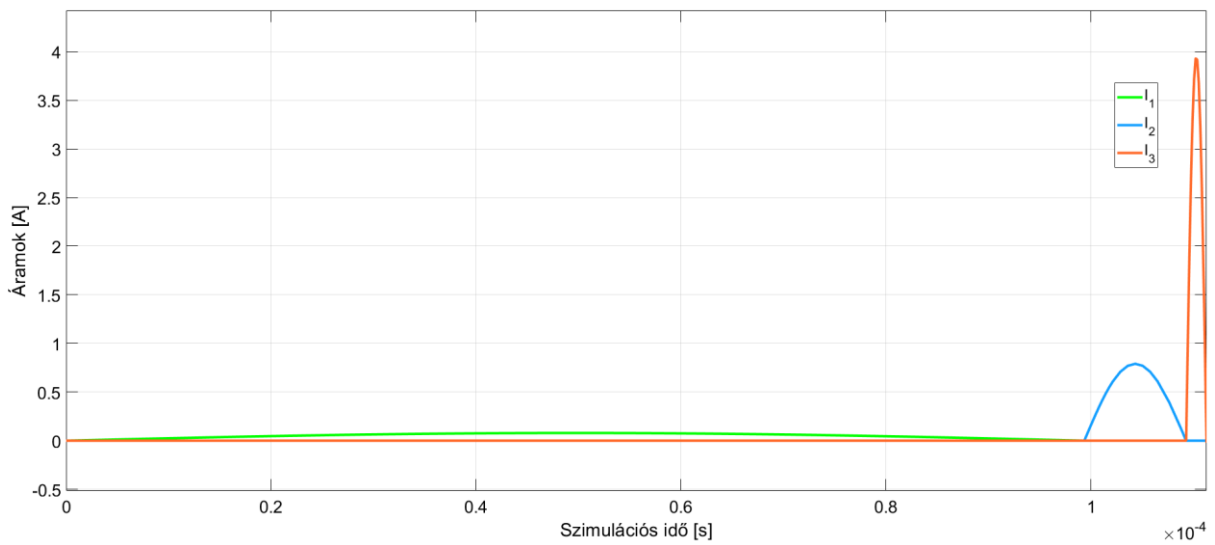
$$I_{csúcs,1} = U_{C1}(-0) * \sqrt{\frac{1}{L_1} * \frac{C}{2}} = 79 \text{ mA}$$

$$I_{csúcs,2} = I_{csúcs,1} * g_1 = 0.79 \text{ A}, \quad I_{csúcs,3} = I_{csúcs,2} * g_2 = 3.953 \text{ A}$$

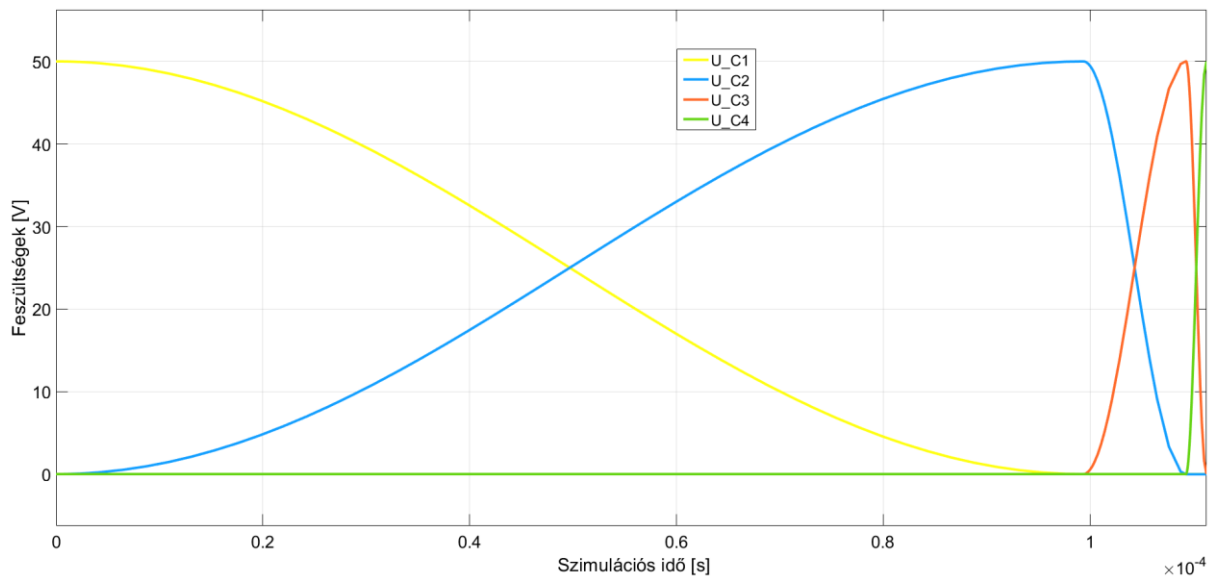
A 11. valamint 12. ábráról is leolvashatjuk ezeket az áramértékeket, valamint megfigyelhetjük a feszültségek lefutását.



10. ábra: két fokozatú MPC ideális kapcsolókkal



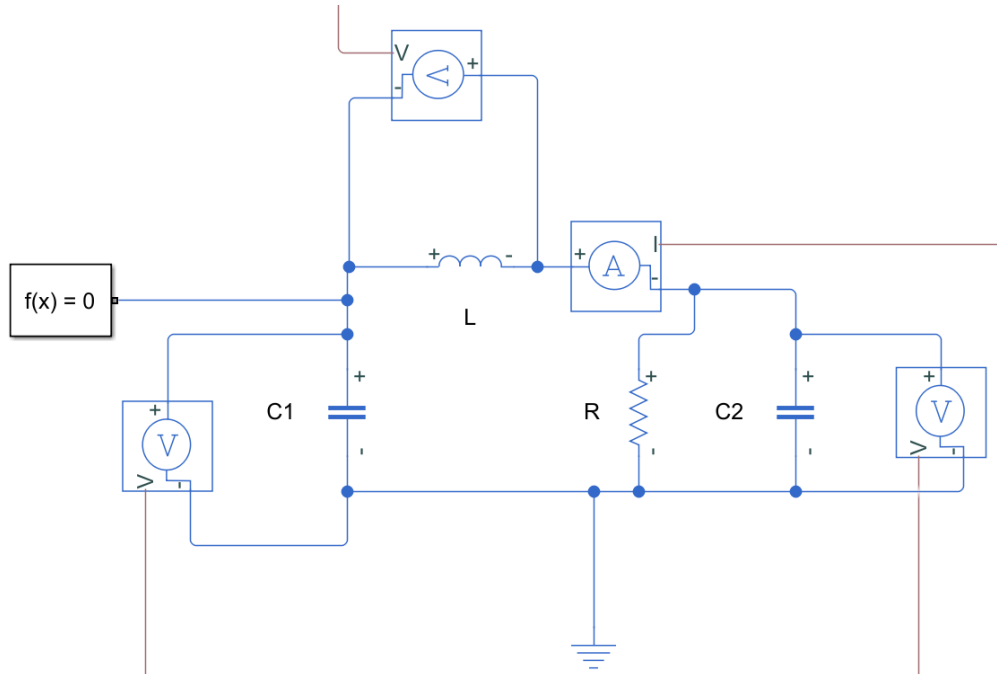
11. ábra: kétfokozatú MPC áramalakok



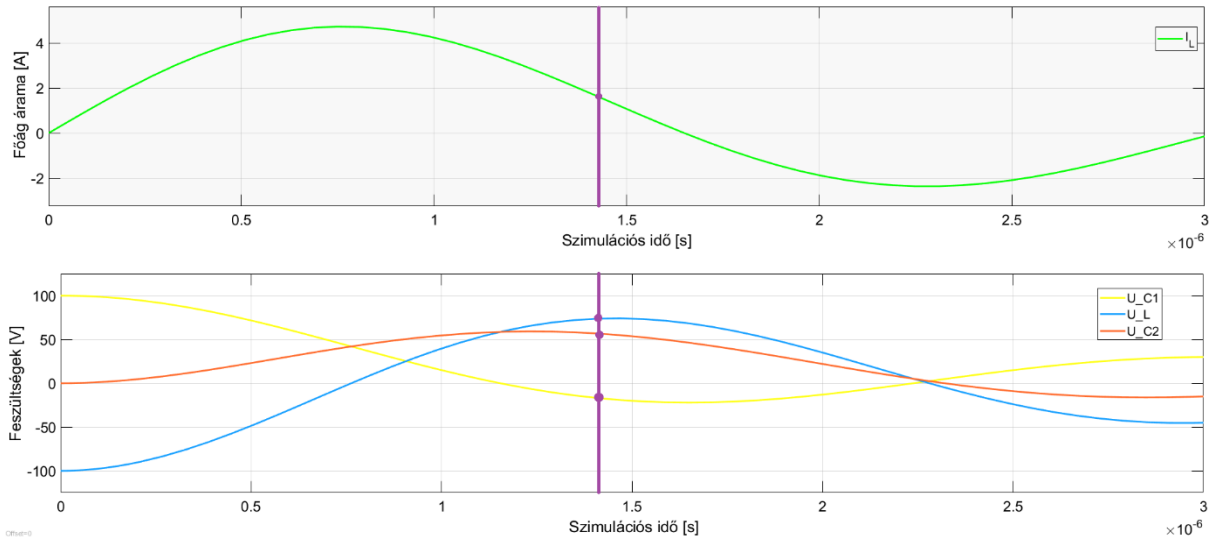
12. ábra: kétfokozatú MPC feszültségalakok

## 4. A terhelés hatása

Ha a rákapcsoljuk a legutolsó kondenzátorra az esetünkben egyszerűség kedvéért ohmosnak vett terhelést, torzulni fog a legkisebb időállandójú rezgőkör jelalakja. A 13. ábrán egy  $L=10\ \mu\text{H}$ ,  $C=40\ \text{nF}$ ,  $R=20\ \Omega$  rezgőkör kialakítását láthatjuk, a 14. ábrán pedig az így kialakuló jelalakot  $U_{C1}(-)=100\ \text{V}$  kezdeti feltétellel.



13. ábra: ellenállással terhelt rezgőkör



14. ábra: ellenállással terhelt rezgőkör

A 14. ábrán be van jelölve a kondenzátorok és a tekercs mérete alapján várt félperiódus idő. Láthatjuk, hogy a csillapítás miatt sem az áram (felül) nullátmenete, sem a feszültségek maximuma nem ekkor, azaz körre jellemző időállandónál, mint időpontban (lila vonal) jelentkezik. A gyakorlatban ez azt jelenti, hogy a terhelés miatt a kisütéskor annak a kondenzátornak, amelyikkel párhuzamos a terhelés, nem lesz maximális a feszültsége, valamint a másik kondenzátornak a negatív tartományban lesz a kisütés pillanatában a feszültsége. A 14. ábrán lévő adatokat leolvasva például a körre jellemző  $\tau_1=1,405 \mu s$  időpontban  $U_{C1}=-16,7 \text{ V}$ ,  $U_{C2}=56,9 \text{ V}$ . Adott  $L$ ,  $C$ ,  $R$  esetén a kondenzátorok feszültségét paraméteresen számszerűsíteni lehetséges, de az adódó egyenlet túl hosszú a praktikus használatra. A  $C2$  jelű kondenzátor feszültségfelfutása az idő függvényében, MATLAB segítségével:

$$\frac{32 C^3 R^5 U \sigma_2}{\sigma_1} + \frac{4 C L^2 R U \sigma_2}{\sigma_1} - \frac{13 C^2 L R^3 U \sigma_2}{\sigma_1}$$

where

$$\sigma_1 = 32 C^2 R^4 - 13 C L R^2 + 4 L^2$$

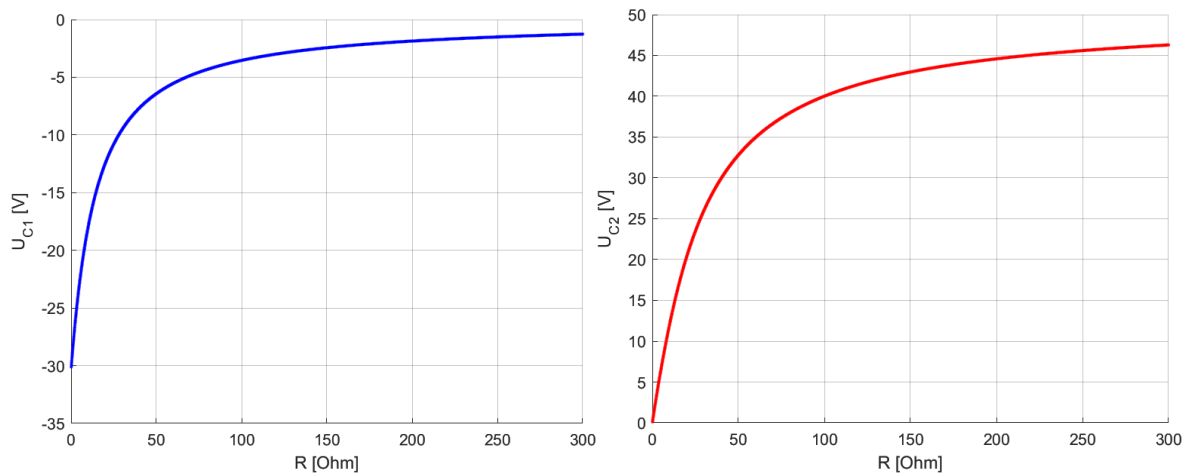
$$\sigma_2 = \sum_{k=1}^3 \frac{e^{t \sigma_3}}{3 L R C^2 \sigma_3^2 + 2 L C \sigma_3 + 2 R C}$$

$$\sigma_3 = \text{root}(C^2 L R s_3^3 + C L s_3^2 + 2 C R s_3 + 1, s_3, k)$$

15. ábra:  $C2(t)$ , MATLAB segítségével

$C1$  feszültsége adott (nagyjából)  $t=\tau_1$  időpontban,  $R$  függvényében az, amit keresünk, mert ez a negatív feszültség a kapcsolás időpontjában fontos lesz a vasmagos kapcsoló méretezésekor. Nyilvánvaló azonban, hogy a fentihez hasonló bonyolultságú képlettel dolgozni roppant nehéz lesz, így a legjobb, amit tehetünk, hogy matematikai programmal kirajzoltatjuk az  $U(R)$

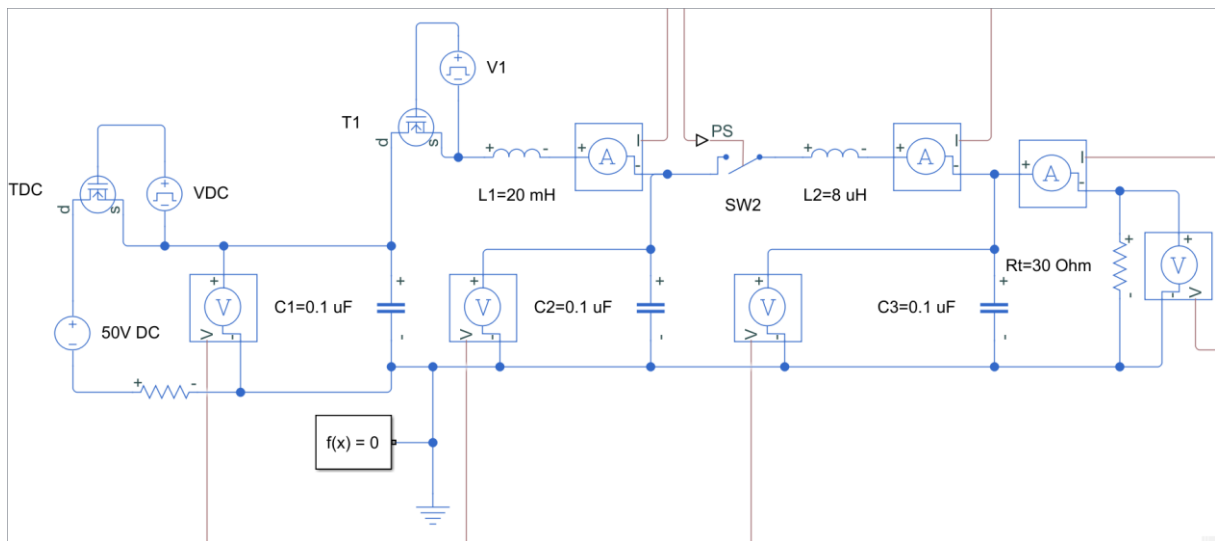
összefüggést, majd méretezéskor vagy kiszámoljuk az adott pontra, vagy leolvassuk a grafikonról. A két kondenzátor  $U(R)$  függvénye látható a következő grafikonon, a 13. ábrán látható MPC-re, 50 V kezdeti feszültség esetén:



16. ábra:  $U(R)$ ,  $t=\tau$  összefüggés ábrázolása MATLAB által,  $C1$ (bal) és  $C2$ (jobb)

Láthatjuk, hogy nagy  $R$  értékeknél  $U_{C1}$  a kapcsolás pillanatában közel 0 V,  $U_{C2}$  pedig közel 50 V, ez megfelel az elvárásoknak, hiszen a terhelés nélküli állapot az  $R_{C2, \text{párhuzamos}} = \infty$  eset.

Ezután tekintsük az alábbi MPC kialakítást:

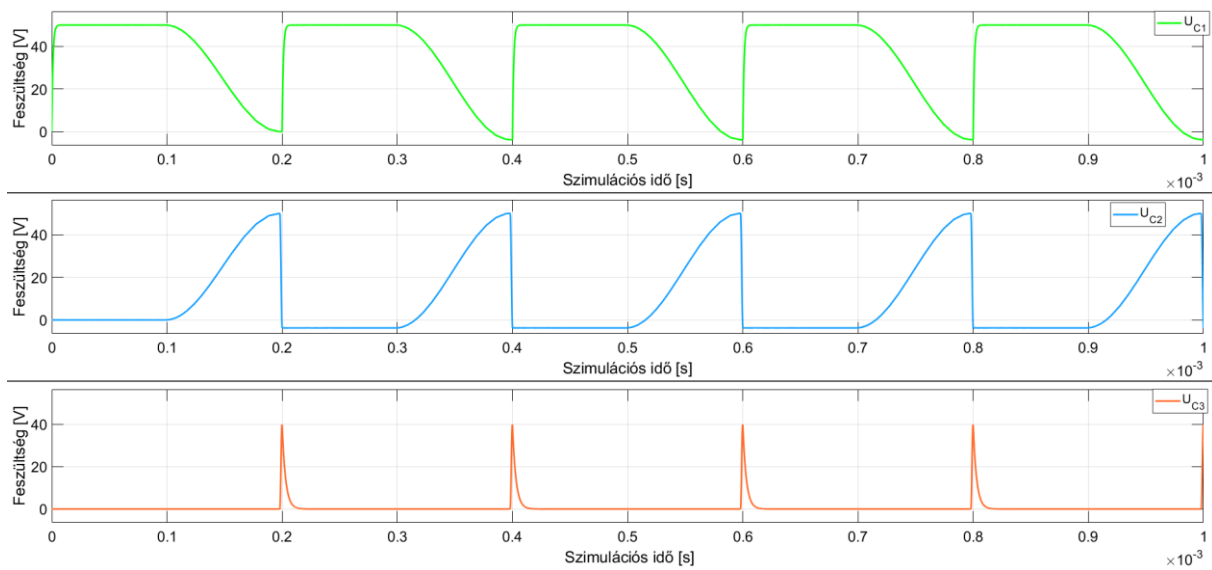


17. ábra: egyfokozatú MPC terheléssel

Az előző eszmefuttatás jegyében a következő esetben megtartottam az 5000 Hz frekvenciát, és az első fokozat elemeit, azonban az egyszerűség kedvéért egy fokozatban hajtom végre a  $G=50$  kompressziót. A terhelő ellenállás ebben az esetben  $30 \Omega$ . A kapcsolás a két fokozat között egyelőre ideális kapcsolóval történik, itt fogjuk használni a mágneses kapcsolót. A többi

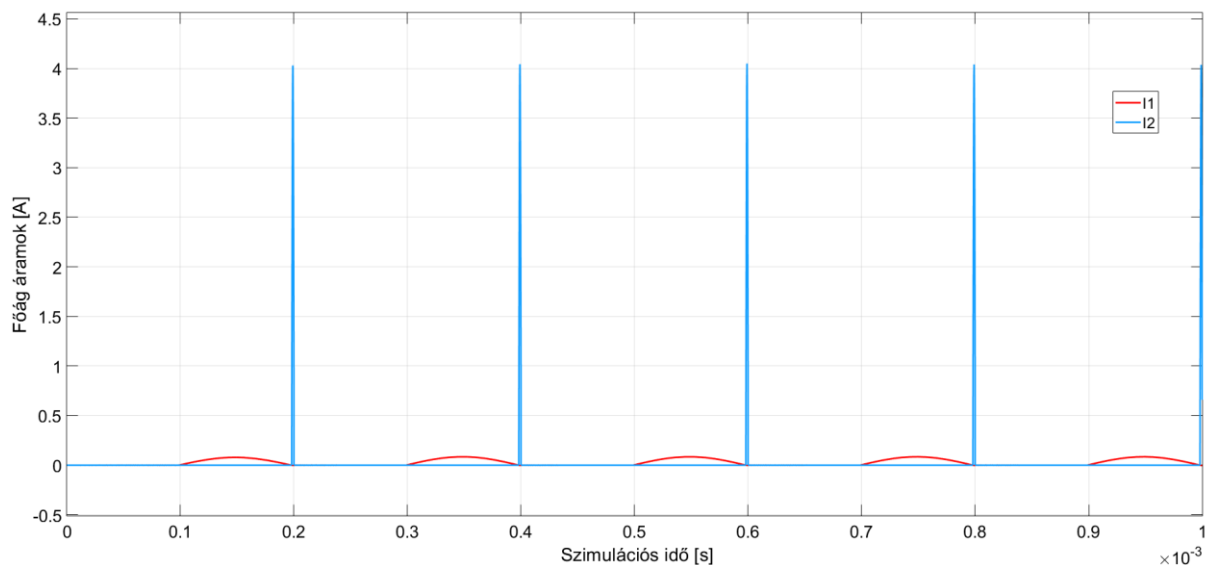


kapcsoló feladatát ebben a modellben már egy-egy n csatornás MOSFET tranzisztor végzi el, amiket VDC és V1 vezérlőjelek irányítanak.



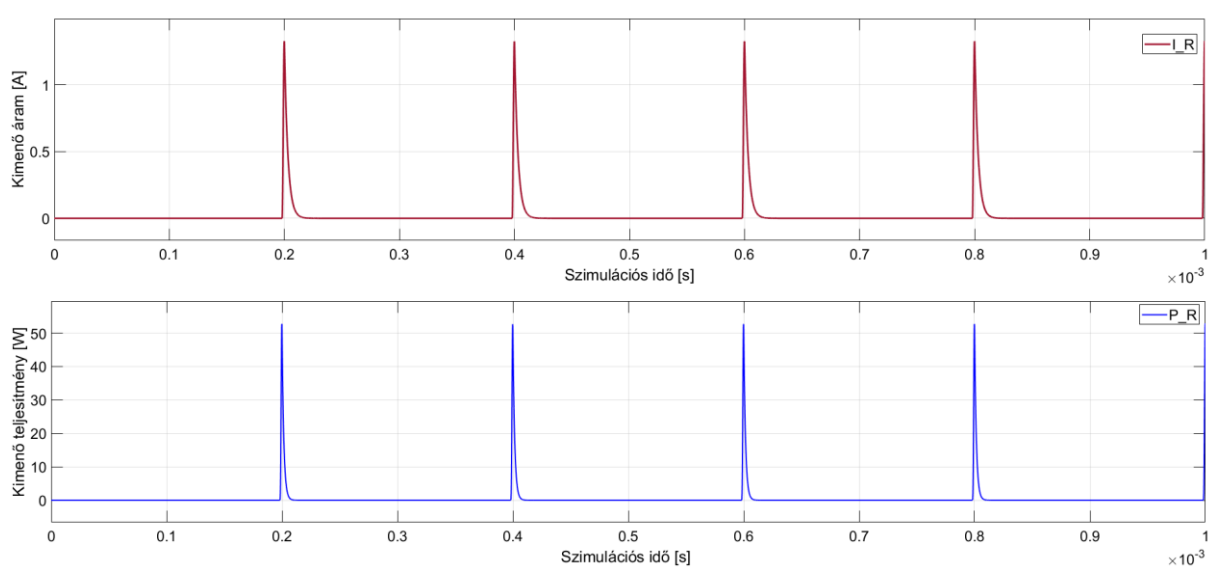
18. ábra: egyfokozatú MPC kondenzátorainak feszültsége  $30 \Omega$  terhelésre

A 18. ábrán láthatjuk, hogy ahogy a csillapított rezgőkörben, itt is negatív lesz  $C2$  feszültsége amikor kapcsol SW2. SW2 kikapcsolása a bekapcsolása után  $\tau_2$  késleltetéssel történik, ez a vastagos kapcsoló esetét csak megközelíti, ahogy később látjuk majd, nem ennyire egyszerű a helyzet.



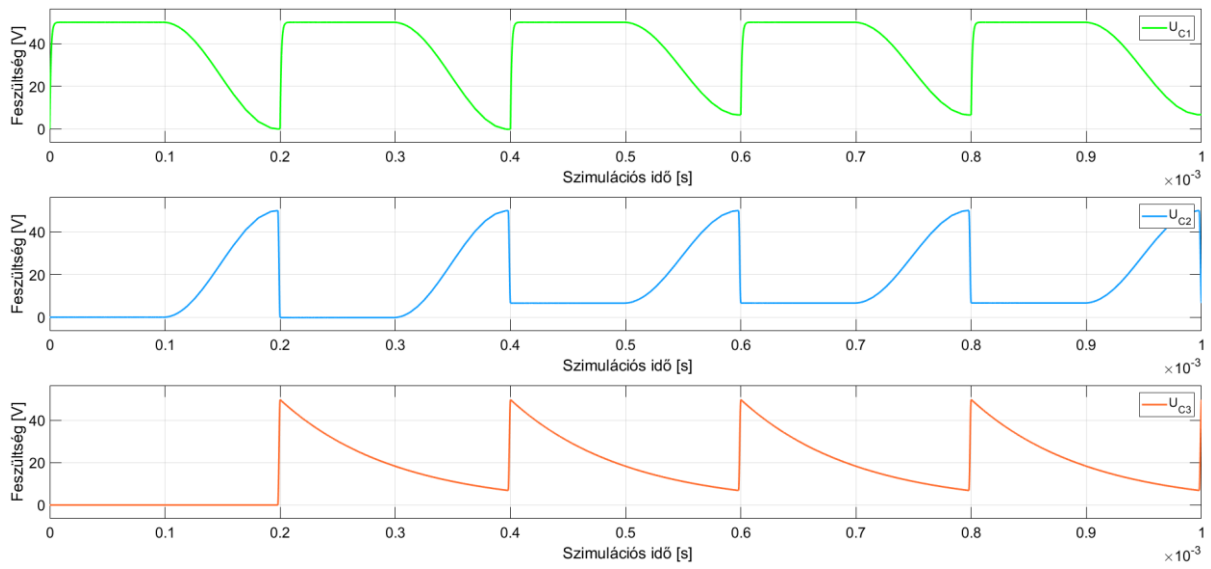
19. ábra: egyfokozatú MPC áramai  $G=50$  erősítéssel

C3 kondenzátor feszültsége természetesen megegyezik a terhelés feszültségével, így a kimenő áram, valamint teljesítmény a következőként alakulnak:

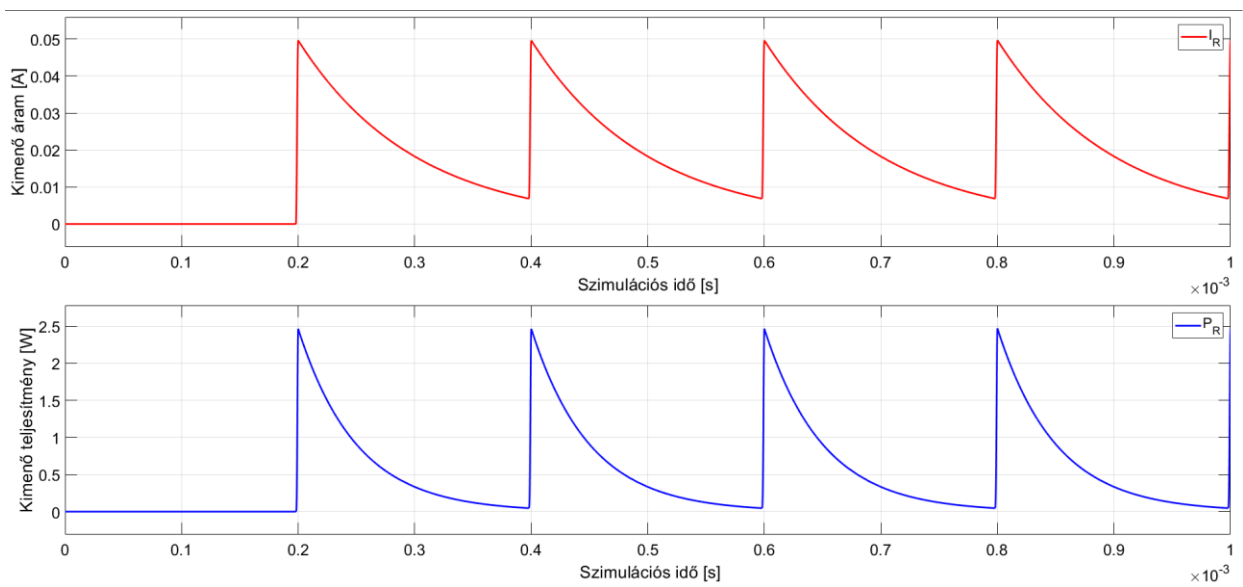


20. ábra: egyfokozatú MPC kimenő árama és leadott teljesítménye  $30 \Omega$  ellenálláson

A terhelő ellenállás méretének határát a vasmag fogja megszabni, ugyanis túl kicsi ellenállás esetén a nagy negatív feszültség-idő terület negatív irányban be fogja telíteni a magot (később a pihentetés kapcsán részletesen szó lesz erről), a túl kicsi negatív feszültség-idő terület (párhuzamos szakadás, azaz nagy terhelő ellenállás esete) pedig a bekapcsolás elmaradását fogja eredményezni. Adott L és C értékekre tehát ki kell számolni, mekkora lesz a negatív feszültségérték, majd ennek megfelelő 'pihentetési időt' adni a vasmagnak két ciklus között. Ezalatt az idő alatt akkora feszültség-idő terület kerül a vasmagra, hogy megfelelő méretezés mellett az visszatér a mágnesezési görbe origójába. Erre részletes példát láthatunk majd később. Itt, vasmag nélküli esetben a terhelő ellenállásnak csak felső határa van. Egy bizonyos  $R_{\text{terhelő}}$  felett oly mértékben megnő a kisülés időállandója, hogy belelóg az előző fokozat kisülése a következő fokozatba. Persze exponenciális jellegű a kisülés, így valamennyi áram mindig marad a kisülő körben, azonban az ebből következő interferenciát a minimumon kell tartani, vagy olyannyira lassú lesz a kisülés, hogy gyakorlatilag elveszti az MPC impulzusgenerátor jellegét. Erre a jelenségre példa a 21. és 22. ábrák, amelyek  $1000 \Omega$  terhelés mellett mutatják a kondenzátorok feszültségét, a kimeneti áramot és teljesítményt. Ennek az állapotnak az elkerülése, valamint a helyes vasmag telítődés elérése végett célszerű a terhelő ellenálláshoz igazítani a működési frekvenciát.



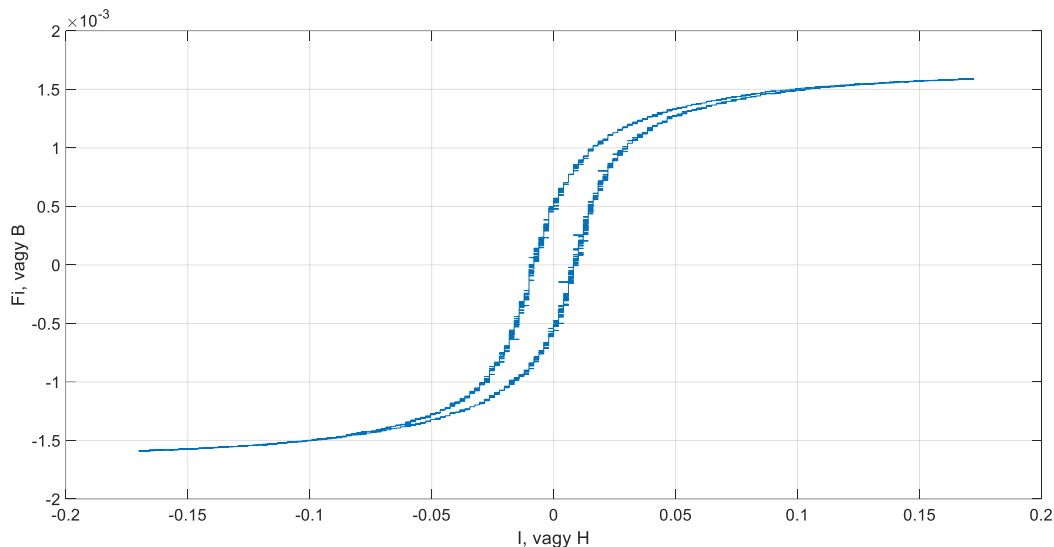
21. ábra: egyfokozatú MPC kondenzátorainak feszültsége 1000  $\Omega$  terhelésre



22. ábra: egyfokozatú MPC kimenő árama és leadott teljesítménye 1000  $\Omega$  ellenálláson

## 5. A mágneses kapcsolóegység

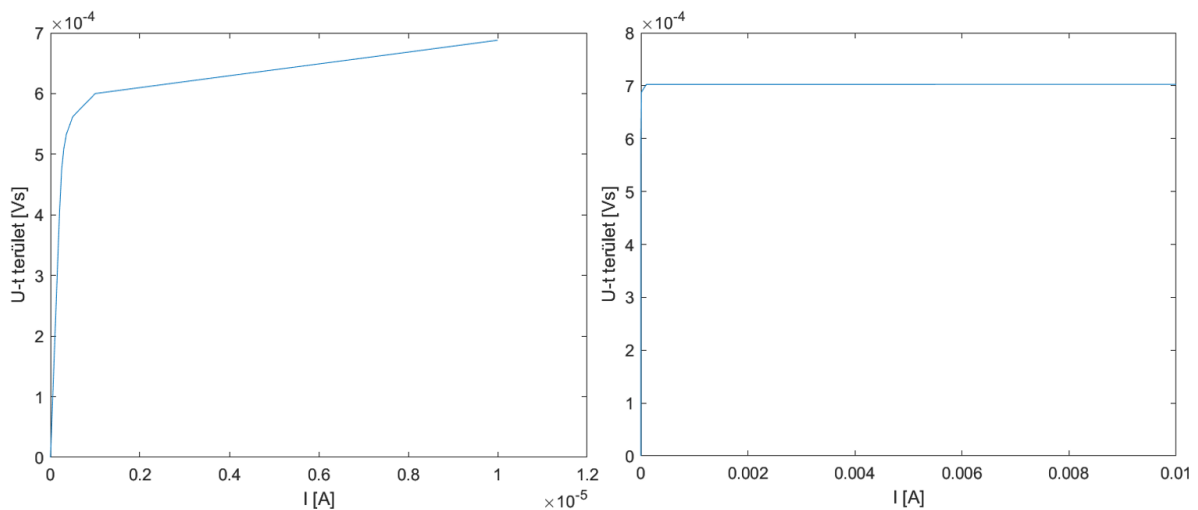
A mágneses kapcsoló olyan áramkörü elem, amelye vasmagja permeabilitásának nemlineáris mivoltját használja ki kapcsoláshoz. A légmagos tekercsek lineáris elemek, rájuk igaz, hogy  $L = \frac{\psi}{I} = \frac{\partial \psi}{\partial I} = konst.$ , ugyanis a 'magjuknak', a levegőnek a permeabilitása állandó. A levegő (vagy a vákuum) permeabilitása  $\mu_0 = 4\pi * 10^{-7} \left[ \frac{Vs}{Am} \right]$ , a többi anyagét ehhez hasonlítjuk az ún. relatív permeabilitással. A ferromágneses magú induktivitásokra mérésel meghatározhatók mágnesezési görbéjük:



23. ábra: ferromágneses anyag hiszterézis görbéje

Az ilyen B(H) görbe tengelyein lévő mennyiségek a mágneses indukció (B: [T]), valamint a mágneses térerősség (H: [A/m]), meredeksége a differenciális permeabilitás, a mi szempontunkból ez a releváns definíciója a permeabilitásnak. A görbe hiszterézises, azaz a fel- és lefutó ágak nem egy nyomvonalon haladnak, valamint telítődéses, azaz  $H \rightarrow \pm\infty$  esetben aszimptotikusan tart egy egyeneshez, melynek meredeksége a vákuum permeabilitása. Számunkra ez utóbbi tulajdonság a fontos, a hiszterézis zavaró tényező lesz. Kihhasználva, hogy a fluxus  $\phi = \int_A \bar{B}d\bar{A} [Wb]$ , valamint, hogy  $\phi = \frac{1}{N} \int Udt$ , adott tekercsgeometria esetén  $\phi = konstans * B$ , így a B tengelyt lecserélhetjük egy feszültség-idő terület (fluxus) tengelyre a görbe alakjának változása nélkül. Az Ampère-féle gerjesztési törvényt kihhasználva:  $\oint \bar{H}d\bar{l} = \int_A \bar{J}d\bar{A} = N * I$ , adott vasmag és tekercs geometria mellett tehát  $I = H * konst$ , vagyis a H tengelyt lecserélhetjük I tengelyre a görbe jellegének megváltozása nélkül. Az így kapott  $\int Udt(I)$  görbe meredeksége az induktivitás, amely arányos a permeabilitással (az arányszám a tekercsgeometriától függ, az előző két tengelyátalakítás során használt konstansok hányadosa). A 22. ábrán egy hiszterézismentes, úgynevezett 'kemény' (utalva itt a nagy kezdeti meredekségre és a hirtelen telítődésre, ezek a megkívánt tulajdonságai egy mágneses kapcsoló vasmagjának) mágnesezési karakterisztikájú vasmag görbéit láthatjuk, a fent említett konstans szorzások után (utóbbin tágabb I tartományban). Ezek nem mérési eredmények, hanem mesterséges adatok, arról nem beszélve, hogy a valóságban nincs

hiszterézismentes mágnesezési görbe, de a grafikonokban nagyságrendileg csak kicsi túlzás van, így megfelelőek számunkra.



24. ábra: hiszterézismentes vasmagos tekercs mágnesezési görbéje két áramtartományban

A telített szakasz meredeksége elvileg nem 0, hanem a tekercsre jellemző, például egy  $A$  [m<sup>2</sup>] keresztmetszetű,  $l$  [m] hosszú  $N$  menetszámú szolenoid tekercs esetén  $L = \frac{\mu_0 * A}{l} N^2$  [H]. A diagramon látszik, hogy a kezdeti és telített meredekség között nagyságrendi különbség van. A ferromágneses anyagok kezdeti permeabilitását tekintve ez nem meglepő. Egy modern permalloy ötvözet relatív permeabilitása a több ezres, vagy akár százezres tartományban mozoghat [6], valamint tudjuk, hogy az induktivitás arányos azzal. Az ábrán látható vasmagos tekercs kezdeti/telítetlen, valamint telített induktivitása rendre 2000 H és 10  $\mu$ H, ilyen arányt a valóságban nem igazán tudunk elérni. Erre a vasmagra valamekkora feszültséget kényszerítve a telítési pont (könyökpont) elérése előtt, azaz a megfelelő rá jellemző nagyságú feszültség-idő terület kitöltése előtt közelítőleg  $I_{tekercs} = \frac{U_{tekercs} * t}{2000 H}$ , 50 V és 99,346  $\mu$ s (a korábbi MPC kör első fokozata) esetén ez a kapcsolóként használt tekercs 2,5  $\mu$ A áramot enged át. Az eszközön folyó pár amperes-pár száz amperes áramokhoz képest beláthatjuk, hogy ez elhanyagolhatóan kicsi: a tekercs szakadásként viselkedik.

A telített állapotban a tekercs a 10  $\mu$ H induktivitásával már egy légmagos tekercsként viselkedik. Ha azt szeretnénk, hogy rövidzárként viselkedjen, úgy kell méreteznünk a tekercset, hogy az induktivitása ennél még nagyságrendekkel kisebb legyen. Erre azért lehet szükség, hogy ne a kapcsoló induktivitása legyen a domináns szekunder rezgőköri induktivitás, így azt mi választhatjuk meg. Például 100 pH telített induktivitás esetén pár száz amperes áram esetén is csak pár tized V a tekercs feszültsége az előző képlettel élve, ez gyakorlatilag tekinthető rövidzárnak. Ennek a határa az, hogy ahogy csökken a telített induktivitás (a tekercsgeometria határozza meg, annak változtatásával befolyásolhatjuk), arányosan csökken a telítetlen is (a tekercsgeometria és a vasmag telítetlen permeabilitása együtt határozza meg), azaz romlik a szakadáskénti viselkedése. Visszafele: ha javítani akarjuk a nyitott kapcsoló létét a tekercsnek, növelnünk kell az induktivitását (menetszám vagy keresztmetszet növeléssel, esetleg hossz csökkentéssel szolenoid esetén), viszont ezzel arányosan nőni fog a telített induktivitás értéke is, a kettő aránya a relatív permeabilitása a vasmagnak. Ez alsó

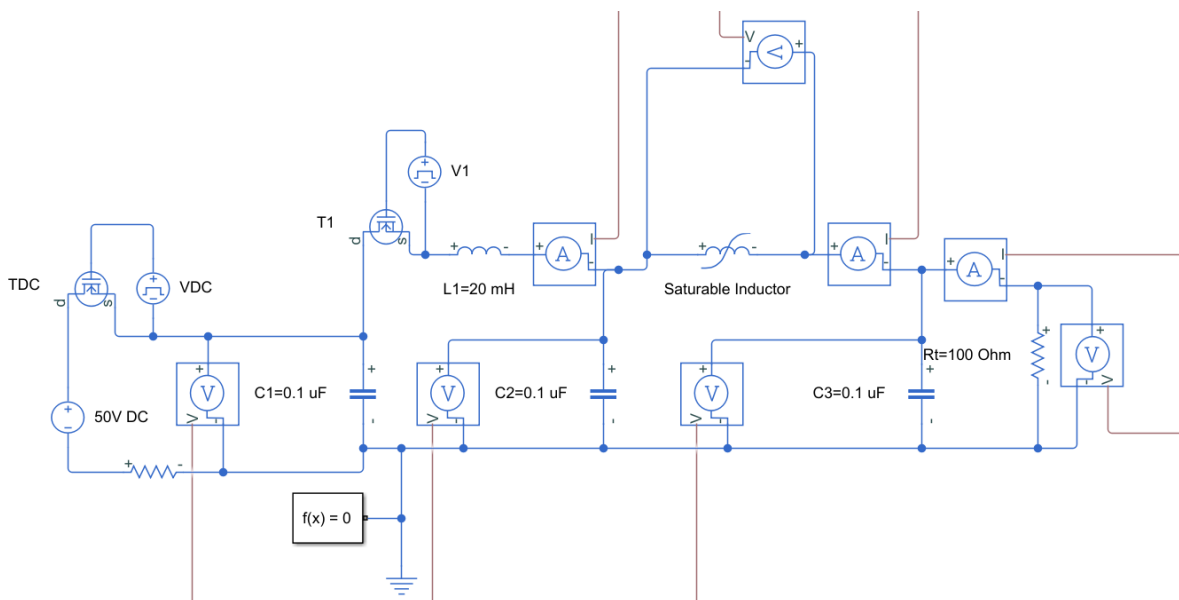
határt szab a kisebb időállandójú kör induktív elemének, és adott kondenzátor méret esetén ezzel felülről korlátozza az elérhető erősítést.

## 6. A mágneses kapcsolóegység felhasználása az MPC-ben

A MATLAB Simulink software simscape fizikai modellépítő programkiegészítőjében található többféle nemlineáris induktivitás modell, a számunkra érdekesek:

- Egy telítési pontú
- Hiszterézismentes B(H) görbájú
- Hiszterézises B(H) görbájú.

Először építsük meg a 17. ábrán látható MPC-t, egy telítési pontú vasmagmodelllel. Ezzel a modellel a tekercs a telítődés előtt és után egy-egy különböző induktivitással jellemezhető.



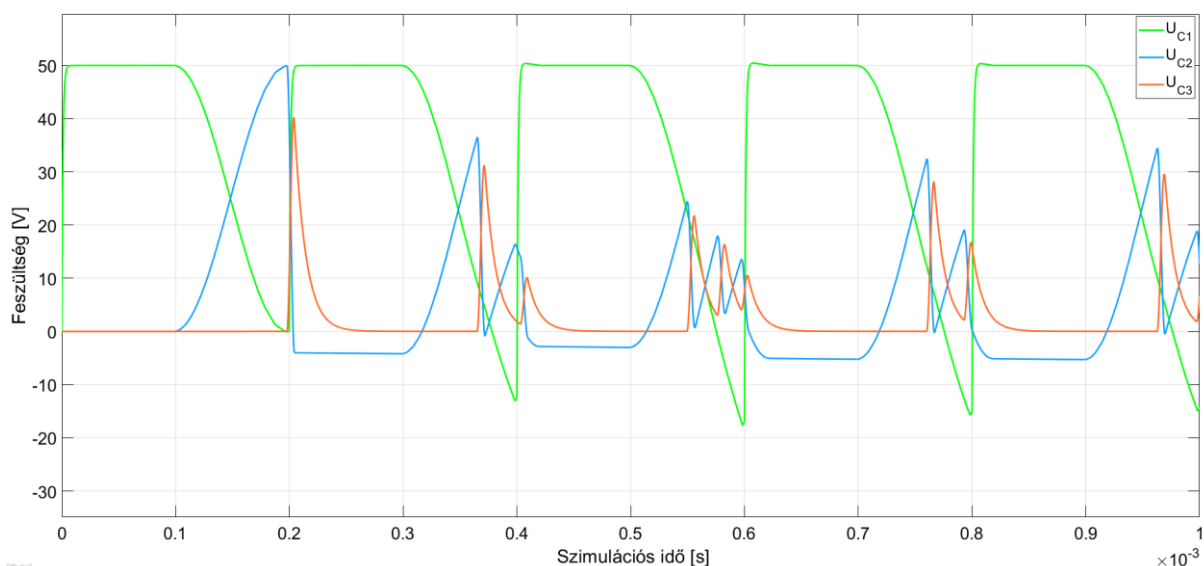
25. ábra: Mágneses kapcsolójú MPC, 100  $\Omega$  terheléssel

Egyelőre 100  $\Omega$  terhelést használva, a kondenzátorok és az L1 tekercs adatait és az 5000 Hz frekvenciát megtartva, próbáljuk meg méretezni a vasmagot. Az egy telítési pontú vasmag modell által bekért adatok:

Parameterized by:	Single saturation point	
Number of turns:	100	
Unsaturated inductance:	10	H
Saturated inductance:	80	$\mu$ H
Saturation magnetic flux:	$2.48365 \cdot 10^{-5}$	Wb
Parasitic parallel conductance:	$1e-7$	1/Ohm

26. ábra: Single Saturation point vasmag modell adattábla

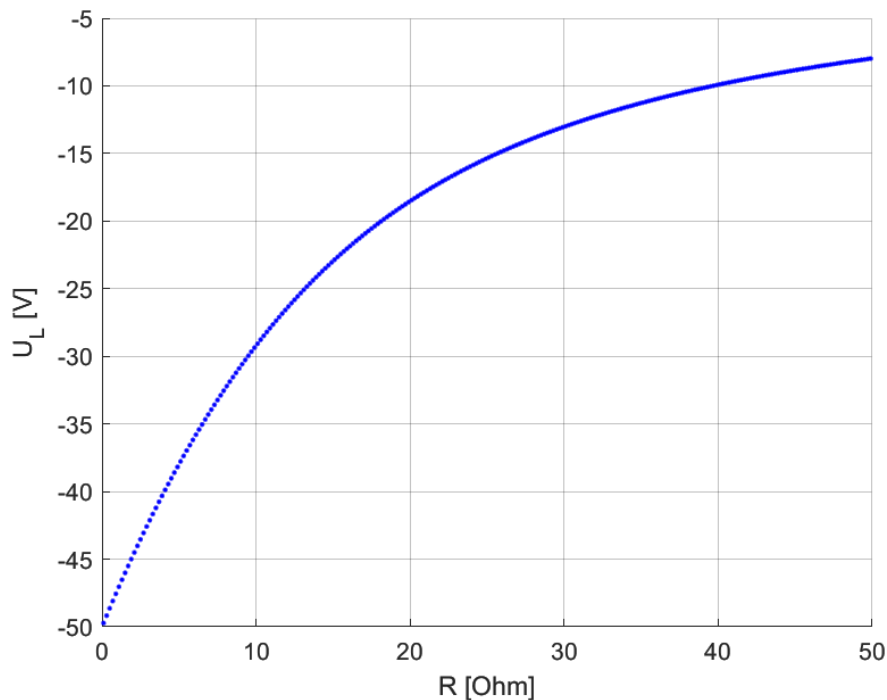
Az előző áramkörrel ellenben még annyi változtatást teszek meg, hogy a szekunder kör inductivitást 80  $\mu\text{H}$ -ra választom. Az oka ennek, hogy szeretném a pár H nagyságrendben tartani a telítetlen inductivitást a megfelelő kapcsolási karakterisztika miatt, azonban a modern vasmagok permeabilitásának maximuma a pár százszáz nagyságrendben van. Ilyen adatok mellett  $\mu_r=10$  H/80  $\mu\text{H}$ =125 000, ez pl. nanoperm ötvözettel elérhető [6]. Az új szekunder inductivitással az erősítés:  $G = \sqrt{\frac{20 \text{ mH}}{80 \mu\text{H}}} = 15,81$ , az új szekunder kör időállandó pedig  $\tau_2 = \frac{\tau_1}{G} = \frac{99,346 \mu\text{s}}{15,81} = 6,283 \mu\text{s}$ . Az N=100 menetet tetszőlegesen választottam meg, a parazitikus párhuzamos vezetőképességet méretezni nehéz, viszonylag kicsire (de valóságosra) vettem, hogy ne zavarjon minket a modellépítés során. A telítési fluxus megválasztásához ismerni kellene a tekercsre eső feszültséget a primer kör kompresszió lefutása alatt. Ha ideális szakadásként modellezzük a telítés előtt a vasmagot, akkor a rá eső feszültség C2 kondenzátor feszültségével megegyező, melynek időfüggvényét a (3)-as képlet adja meg. Mivel a cosinus függvény integrálja egy félperiódus alatt 0, a (3)-as képlet integrálja, és ezzel a tekercsre eső feszültség-idő terület a következők szerint egyszerűsödik:  $\int_0^{\tau_1} U_{\text{sat.Ind.}} = \frac{\tau_1 * U_{C1}(-0)}{2} = \frac{99,346 \mu\text{s} * 50\text{V}}{2} = 2,48365 \text{ mVs}$ , valamint mivel  $\phi = \frac{1}{N} \int U dt$ , a telítési fluxust 24,8365  $\mu\text{Wb}$ -re választom. A szimulációt ilyen beállításokkal lefuttatva a feszültséglefutások:



27. ábra: 100 ohm terhelés mellett a feszültségek

A működés láthatóan hibás, oka az, hogy ilyen terhelés mellett olyan kicsi a kompresszió után a tekercsen megjelenő negatív feszültség-idő terület, hogy az nem tud megfelelő mértékben visszazárni. Ha a teljesen energiamentes állapotba akarjuk visszajuttatni periódusok között a tekercset, akkor a korábban kiszámolt 2,48365 mVs (negatív) feszültség-idő területet kell ráhelyeznünk a két periódus között. A mostani, 0,2 ms periódusidő és  $\tau_1 + \tau_2 = 99,346 \mu\text{s} + 6,283 \mu\text{s} = 0,106 \text{ ms}$  kompresszió lezajlási idő mellett tehát  $0,2 - 0,105629 = 0,094371 \text{ ms}$  'pihentetési idő' áll rendelkezésre, azaz átlagosan  $-U_{\text{lemágnesező}} = \frac{-2,48365 \text{ mVs}}{0,094371} = -26,318 \text{ V}$  negatív UC2 feszültségre van szükségünk, hogy fluxusmentes legyen a tekercs a következő periódus elején.

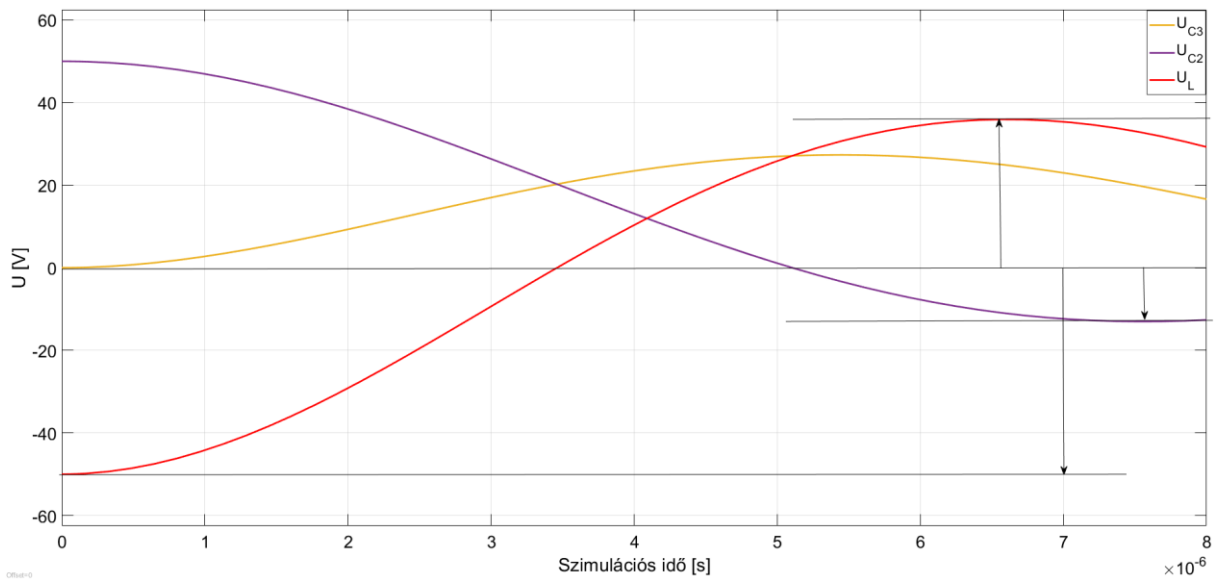
Ezen rezgőkör adatai:  $C=0,1 \mu\text{F}$ ,  $L=80 \mu\text{H}$ ,  $\tau=6,382 \mu\text{s}$ , lefuttatva a korábban a 16. ábrán kirajzolt összefüggéseket ezen adatokkal a tekercs negatív feszültsége ( $0.1$  és  $50 \Omega$  között):



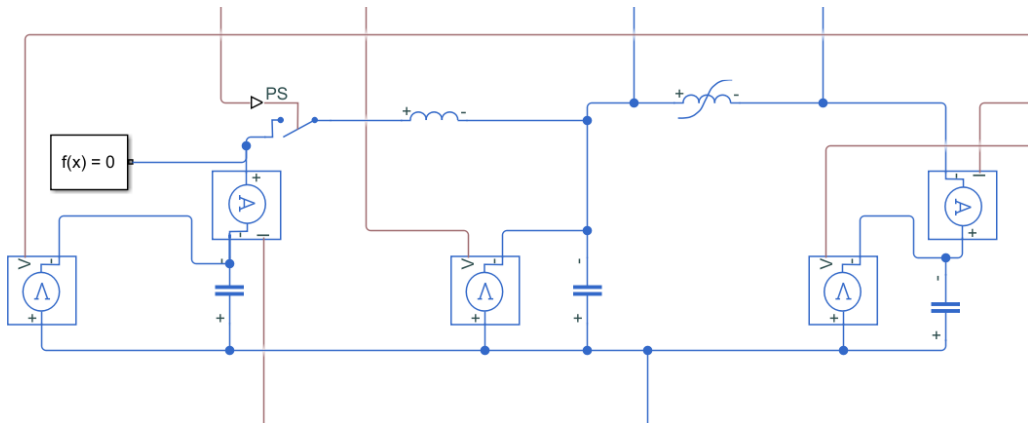
28. ábra: A mágneses kapcsoló felnyitásakor a tekercs feszültsége

A 28. ábra nem egyenértékű a 16. ábrával. A pontos modellezés érdekében abban a pillanatban vagyunk kíváncsi a feszültségre, amikor kikapcsol a mágneses kapcsoló (mert itt 'fagy be' a tekercs feszültsége, amekkora negatív feszültsége lesz ezen időpontban, a következő periódusig nagyjából azon fog maradni, feltéve, hogy elég nagy a tekercs telítetlen induktivitása). Ez közel van a szekunder köri időállandóhoz, azonban nem egyezik meg vele, pl.  $30 \Omega$  ellenállás esetén ez kb.  $7,5 \mu\text{s}$ , míg  $20 \Omega$  ellenállásra  $8 \mu\text{s}$ , míg az időállandó mindkét esetben változatlan  $6,283 \mu\text{s}$ . Ennek az oka az, hogy a terheletlen körrel ellenben  $U_L$  feszültség nem  $-50 \text{ V}$  (vagy bármely működési feszültség) és  $+50 \text{ V}$  között leng terhelt MPC szekunder körében. A második félperiódusának amplitúdója kisebb, mint  $50 \text{ V}$ , ez látszik a 29. ábrán, ahol a tárgyalt szekunder kör adataival felszerelt rezgőkör jelalakját ábrázolom,  $30 \Omega$  terhelés mellett (A lila és piros görbéket figyeljük meg! A lila, C2 kondenzátor feszültsége, lemegy negatív tartományba a szélsőértékénél. A piros görbe a tekercs feszültsége, későbbi szélsőértéke láthatóan közelebb van a nullához, mint a korábbi.). Tehát a tekercsre negatív  $U_t$  területet kényszerítő kondenzátor feszültségét fontos, hogy abban a pillanatban tekintsük, amikor a telítődő vasmag újra a nagy induktivitású állapotba kerül. Ez az állapot *terheletlen körben*  $\tau_2$  idő alatt jön létre, mert a telítődés utáni szekunder körű folyamatok során a tekercs feszültséglefutása, ellenben a 29. ábrával, tükrös az időtengelyre (lásd 32. ábra piros görbe). A 30. ábra egy ilyen terheletlen kör felépítését mutatja (terhelés nélkül nem ismételtető a folyamat, a végtelen hosszú kisülés miatt), a 31. ábra a kialakuló jelalakokat, a 32. ábra pedig a tekercsre eső feszültséget és a fluxusát.

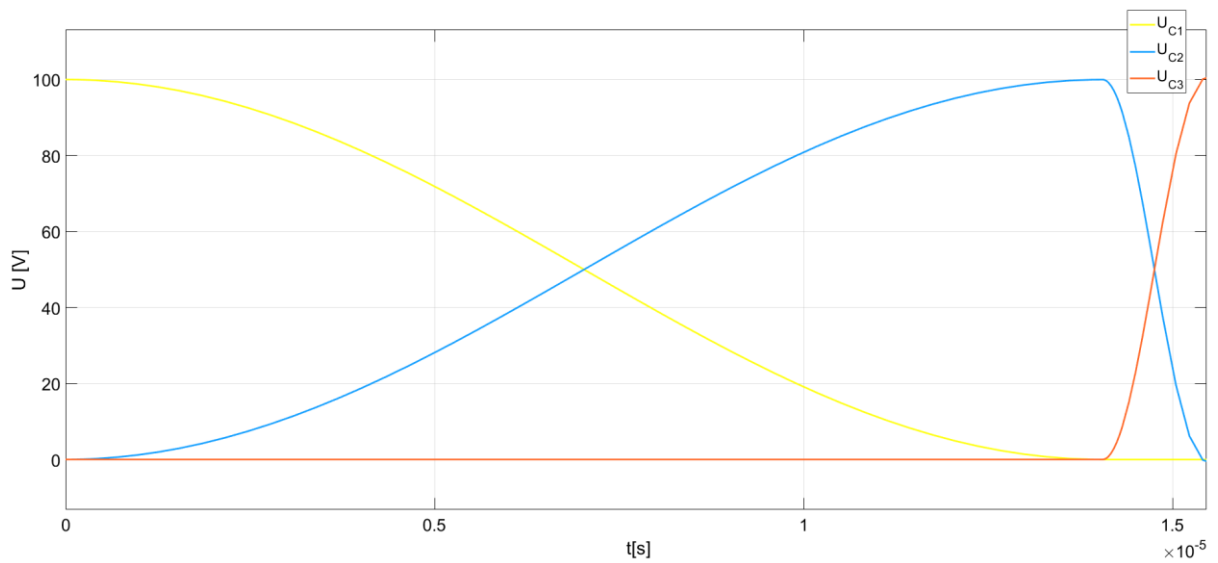




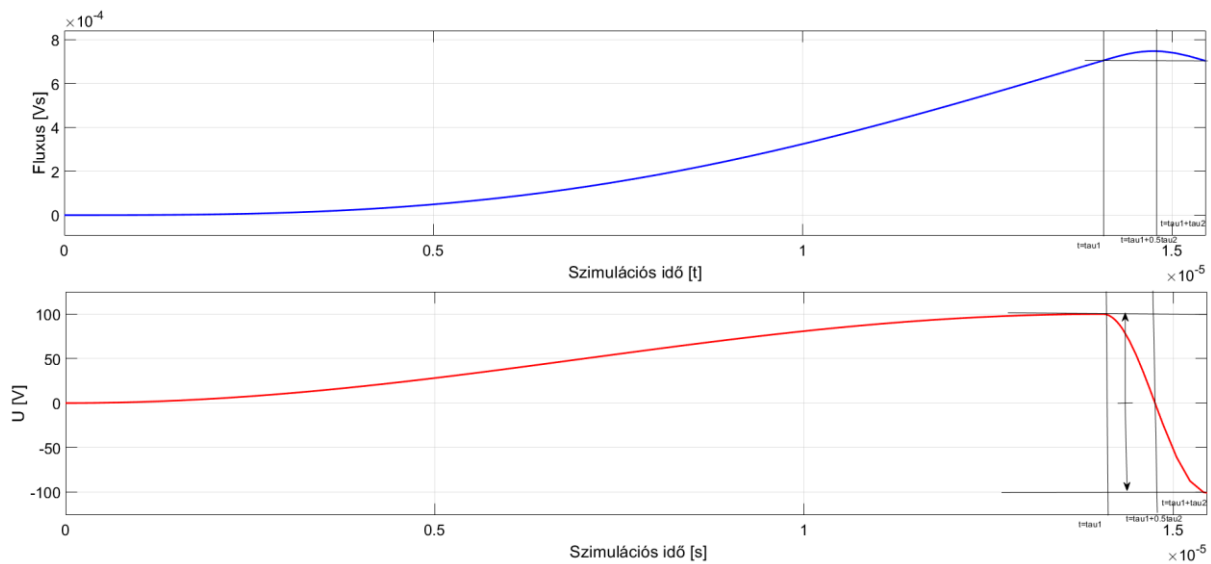
29. ábra:  $U=50\text{V}$ ,  $L=80\ \mu\text{H}$ ,  $C_1=C_2=0,1\ \mu\text{F}$ ,  $R=30\ \Omega$  ellenállással terhelt rezgőkör jelalakja



30. ábra: Terheletlen MPC

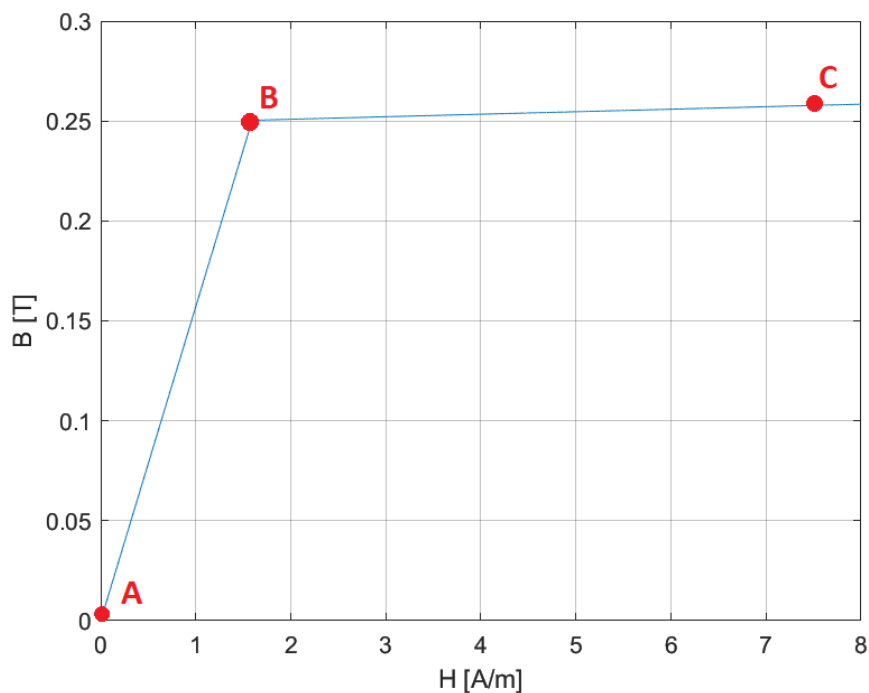


31. ábra: Terheletlen MPC kondenzátorainak feszültsége



32. ábra: Terheletlen MPC mágneses kapcsolóeszközének feszültsége (lent) és fluxusa (fent)

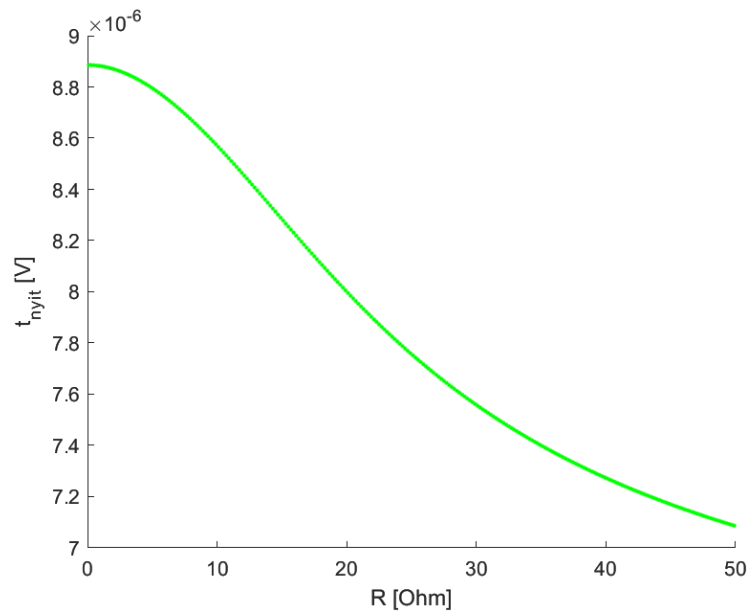
Ez utóbbi ábra fluxus menetén lekövethetjük a mágneses kapcsolóeszköz telítési eseményeit. A  $t=0$  időpillanatban a  $B(H)$  görbe A pontjában vagyunk.  $\tau_1$  idő alatt telítődik a vasmag, és eljutunk a B pontba. A  $t=\tau_1+(\tau_2/2)$  időpontban jelenik meg az áramcsúcs (C pont), majd, mivel ezután már negatív a feszültség, visszajutunk a B pontba. Itt látszik, miért van szükség a negatív feszültség-idő területre: a helyes működés érdekében ezután még A-ba vissza kell jutni, azaz a fluxus görbének vissza kell jutnia a nulla magasságba (32. ábra felső görbe).



33. ábra: Hiszterézis mentes, hirtelen telítődésű vasmag  $\varphi(I)$  görbéje

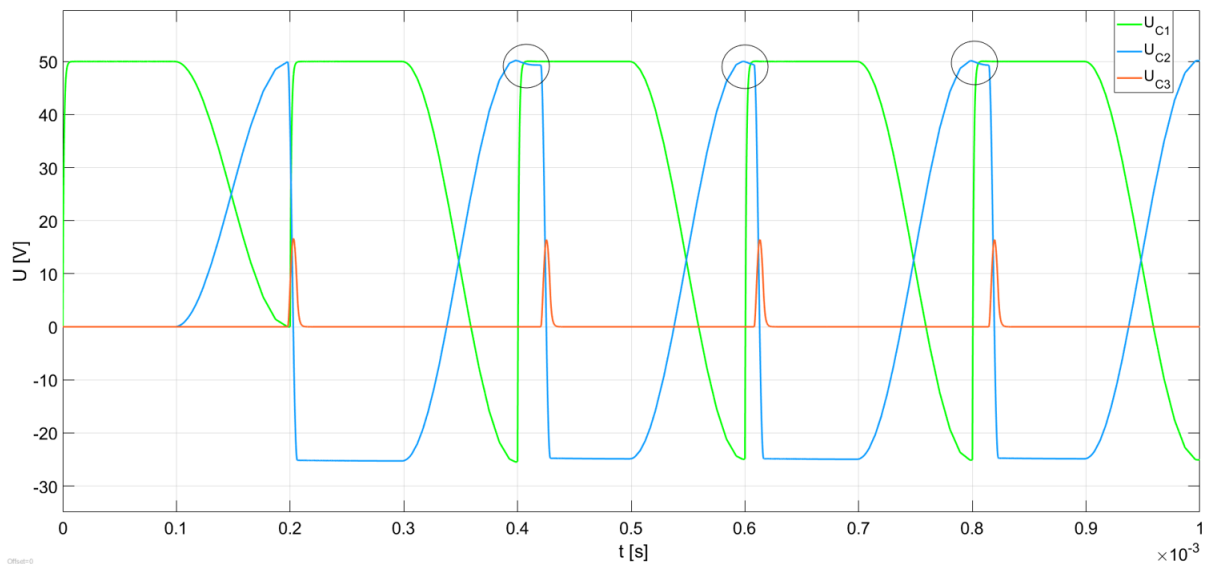
A terhelt állapot ettől abban tér el, hogy a 32. ábra feszültség grafikonján a végpont ( $t=\tau_1+\tau_2$ ) nincs olyan 'mélyen' (29. ábrán látható), emiatt a fluxus görbe végpontja magasabban van, mint a  $t=\tau_1$  pontbeli fluxusérték. A  $B(H)$  görbén ez annyit jelent, hogy a  $t=\tau_1+\tau_2$  időpillanatban még nem térünk vissza a B pontba, nem nyit ki (kerül nagy permeabilitású állapotba) újra a

vasmagos kapcsoló, csak egy későbbi időpontban. A nyitási idő-ellenállás függvénykapcsolat szintűgy, mint a 15. ábra egyenletei, analitikusan nehezen kezelhető, a 34. ábra mutatja azt  $0.1 \Omega$  és  $50 \Omega$  terhelő ellenállás közt grafikusan.

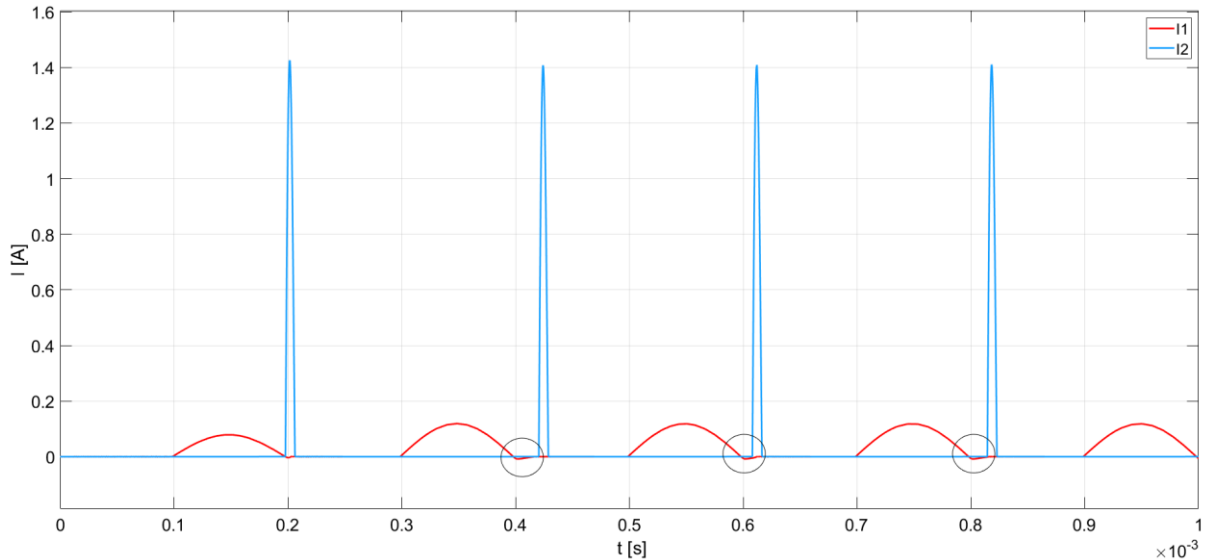


34. ábra: A vasmagos kapcsoló nyitási ideje a telítődés után,  $L=80 \mu H$ ,  $C=0,1 \mu F$

A 28. ábra ennek az időnek a figyelembevételével lett már számítva, így használhatjuk leolvasásra: a becsült ideális terhelés  $13 \Omega$ . Azonban ezzel a terheléssel működtetve az MPC-t még mindig irregularitást tapasztalunk a kapcsolásban, ez látható a 35. és 36. ábrán, ahol a feszültség-és áramlefutásokat ábrázolom.



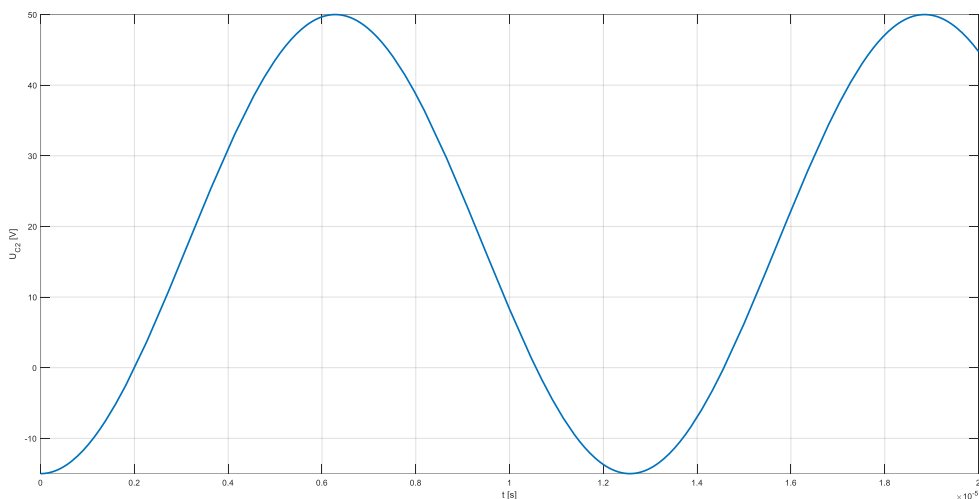
35. ábra: MPC feszültséglefutása  $13 \Omega$  terhelő feszültségnél



36. ábra MPC áramlefutása 13 Ω terhelő feszültségnél

Az ideális működés elérésének utolsó lépése, hogy módosítani kell a (3)-as számú képletet, tekintve, hogy C2 kondenzátor nem nulla feszültségről indul ebben a helyzetben. Ez a feltételezés csak az első kisütéskor volt helytálló, ahol látjuk is, hogy megfelelő volt a működés. Ha szakadásként tekintünk az első kompresszió alatt a mágneses kapcsolóra, és C2 negatív irányú feszültsége  $U_n$ , akkor:

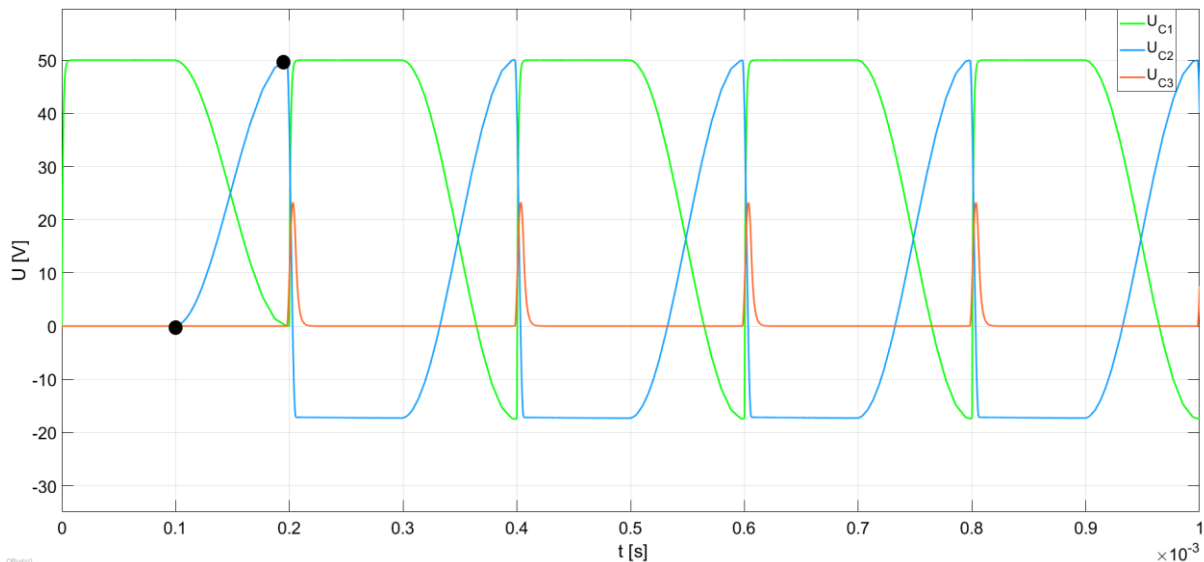
$$U_L = U_{C2} = \frac{1}{2} \left[ (U_{C1}(-0) - U_n) - (U_{C1}(-0) + U_n) * \cos \left( \frac{t}{\sqrt{\frac{C * L}{2}}} \right) \right]$$



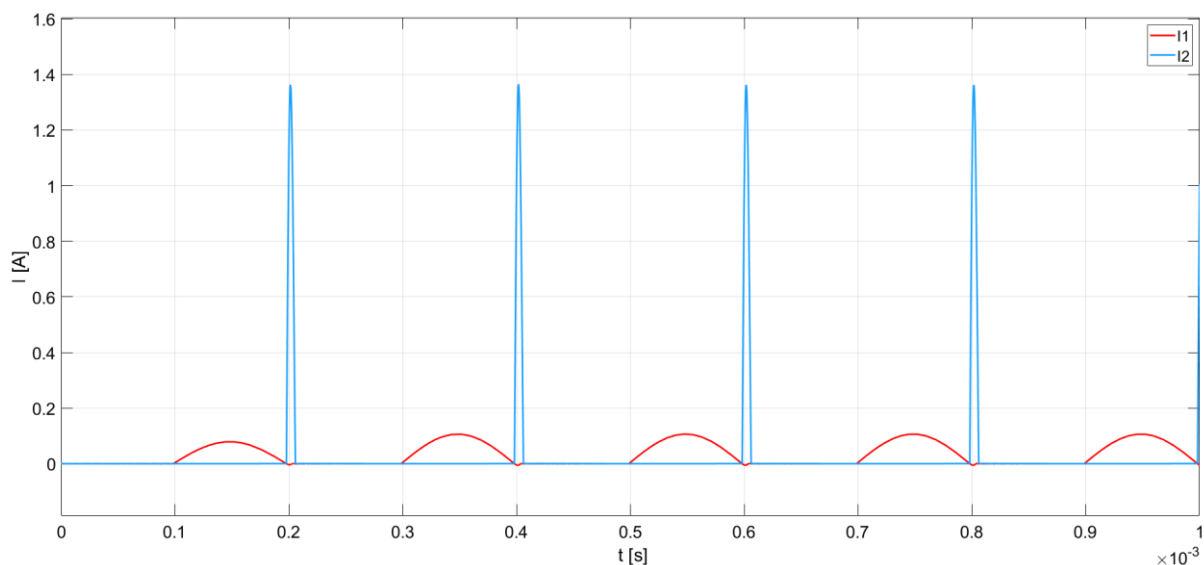
37. ábra: A terhelte MPC 2. fokozatától kezdve a módosult C2 feszültség

Ennek a függvénynek a kezdeti felfutó szakaszát láthatjuk a 38. ábra második fokozatának elején (kék görbe, fekete pontok között). Ennek a  $\tau_1$  időre számolt integrálja  $\frac{\tau_1 * (U_{C1}(-0) - U_N)}{2}$ , ennek kell a megfelelő működés esetén egyenlőnek lenni a pihentetés alatti feszültség-idő

területtel:  $\frac{\tau_1 * (U_{C1}(-0) - U_N)}{2} = \tau_p * U_N$ , ahol  $\tau_p$  a 'pihentetési idő', amely a primer-és szekunder időállandók eltelte után a periódusidőből visszamarad. Érdemes megjegyezni, hogy a pihentetési idő alatt a feszültség csak nagy induktivitások esetén vehető állandónak. Innen  $U_N = U_{C1}(-0) * \frac{\tau_1}{\tau_1 + 2\tau_p}$  esetünkben ez  $U_N = 17,2$  V-ra adódik. Ez a 28. ábra leolvasásával  $22 \Omega$  terhelőellenállást jelent. Az ilyen elvű méretezéssel a kialakuló feszültség-és áramlefutás:



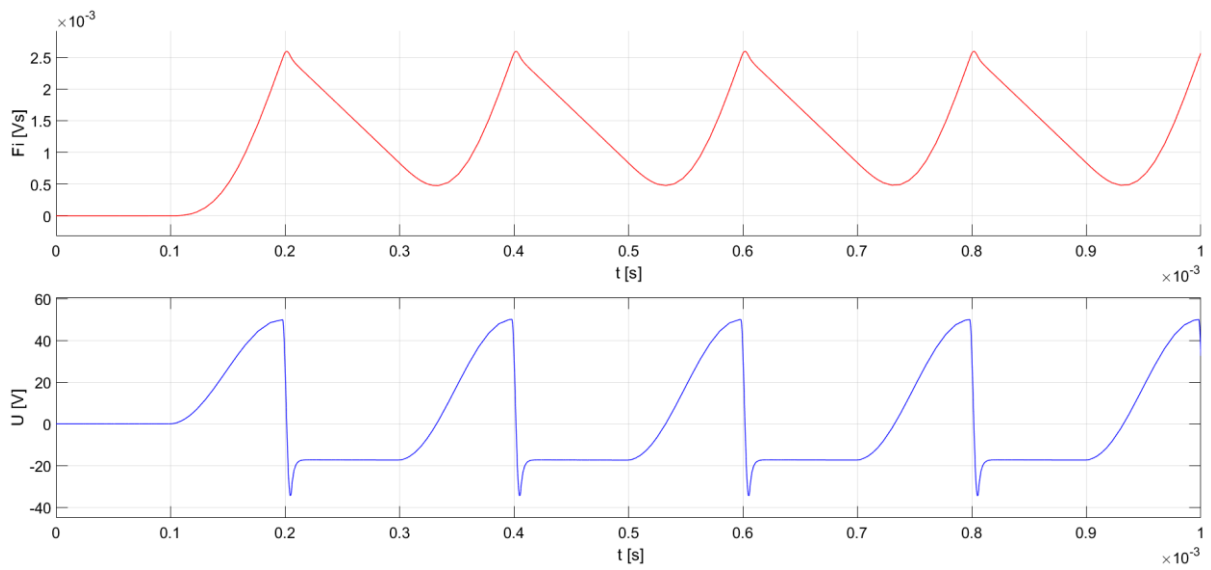
38. ábra: Optimális méretezés esetén kialakuló feszültségek



39. ábra Optimális méretezés esetén kialakuló áramok

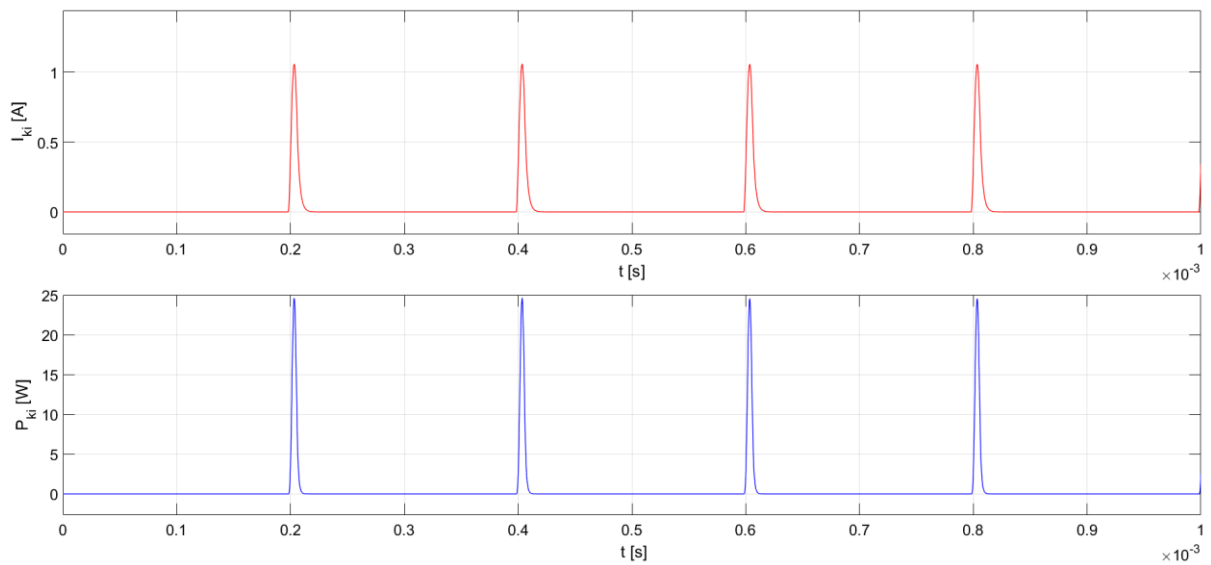
Az egyensúlyi állapot az első ütem után azonnal beáll. Hibás méretezés esetén is beáll egy állandósult állapot, azonban kisebb erősítéssel, valamint a fokozatok vagy egymásba tolódnak, vagy pedig széthúzódnak, mint a 36. ábrán. Ezen kívül említést érdemel, hogy a modellünkben elvileg soha nem fogunk visszajutni a fenti mágnesezési görbe nulla pontjába, nem lesz nulla a kapcsoló fluxusa. Ennek az oka az első fokozatból megmaradó extra fluxus, hiszen az állandósult állapotbeli  $U_L$  képletre méreteztünk, amitől eltér az első kisülés. A valóságban

eldisszipálja veszteség formájában a tekercs ezt az energiát, ezért lesz nulla fluxus. Az elméleti tekercsfluxust és feszültséget a 40. ábra mutatja.



40. ábra:  $R=22 \Omega$  esetén a feszültség (alsó) és fluxus (felső) jelalakok, modellhálózatban

A kimenő áram-és teljesítmény időfüggvényét a 41. ábra mutatja



41. ábra: Megfelelően méretezett egy telítődési pontú MPC kimeneti jelei

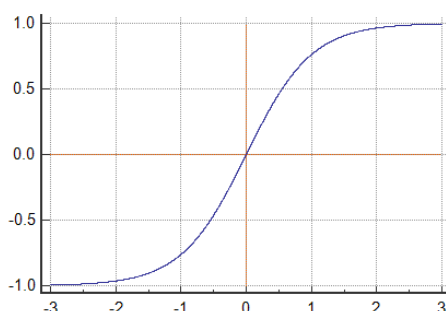
## 7. Hiszterézismentes mágnesezési görbéjű vasmag

A MATLAB Simulink eszköztárban a valós vasmag viselkedéséhez pontosabb közelítést kapunk, ha hiszterézismentes B(H) görbéjű nemlineáris tekercsmódot használunk. A bekért adatok ez esetben a tekercs keresztmetszete, mágneses úthossza, a menetszám, a parazitikus párhuzamos vezetőképesség (utóbbi kettő szerepelt az előző modellben is, így az egyszerűség kedvéért változatlanul hagyom), valamint egy adatpárok által megadott B(H) függvény. A következő eszmefuttatás folyamán az előző fejezetben szereplő vasmagot próbálom meg minél pontosabban utánozni. A mágnesezési görbével szemben támasztott követelmények, hogy az előzőekben kiszámolt 24,8365  $\mu\text{Wb}$  legyen a telítődési fluxusa, a kezdeti induktivitása 10 H, a telített induktivitása pedig 80  $\mu\text{H}$  legyen. Ez alapján tölthető ki a program által bekért adattábla:

Parameterized by:	Magnetic flux density versus field strength characteristic	
Number of turns:	100	
Magnetic field strength vector, H:	H	A/m
Magnetic flux density vector, B:	B	T
Effective length:	$\pi/200$	m
Effective cross-sectional area:	$1\text{e-}4$	$\text{m}^2$
Parasitic parallel conductance:	$1\text{e-}7$	1/Ohm
Interpolation option:	Smooth	

42. ábra: Hiszterézismentes mágnesezési görbéjű nemlineáris induktivitás adattáblája Simscape-ben

Az effektív hossz és keresztmetszet közül az egyik szabadon megválasztható, a másik kiadódik. Legyen a keresztmetszet kerek  $1\text{ cm}^2 = 10^{-4}\text{ m}^2$ . Innen, mivel tudjuk, hogy  $L_{telített} = \frac{\mu_0 \cdot A \cdot N^2}{l} = 80 \cdot 10^{-6} = \frac{4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 10^{-4} \cdot 100^2}{l}$ , a szükséges hossz  $l = 0,0157\text{ m} (= \pi/200\text{ m})$ . A következő lépés egy mágnesezési görbe felvétele. Ezen fejezetben a mágnesezési görbét egy  $\tanh(x)$  függvénnyel fogom közelíteni, ismerve a mágnesezési görbe alakját, a megfelelő transzformációk után belátható, hogy ez egy megfelelő közelítés.



43. ábra: tanh görbe

A  $B(H)$  görbével szemben támasztott követelmények:

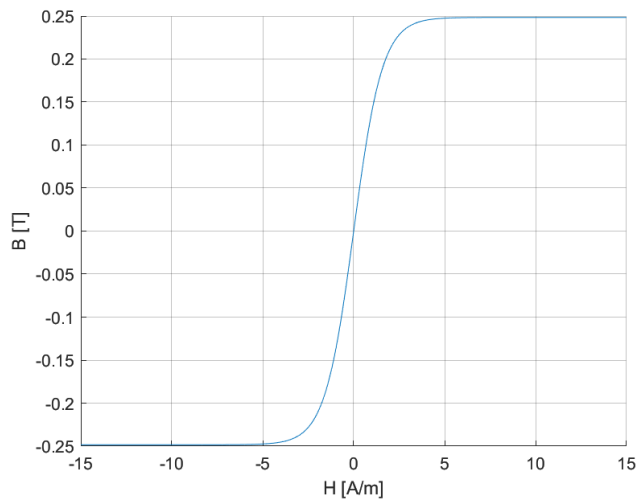
1. Az origóban a meredeksége  $\mu_0 * \mu_r = 125000 \mu_0$
2. A végtelenben a meredeksége  $\mu_0$
3. A telítődés  $B_{sat} = \Phi_{sat} / A = 0,248365 \text{ T}$  indukciónál következzen be

A 'sima'  $\tanh(H)$  függvény helyett  $B_{sat} * \tanh(H)$  függvényt használva a harmadik tulajdonság teljesült, széthúztuk az Y tengelyen a  $\tanh$ -t. A második tulajdonság biztosítására egy lehetséges módosítás (ezzel aszimptotát biztosítunk a függvénynek):

$$B = \mu_0 * H + B_{sat} * \tanh(H)$$

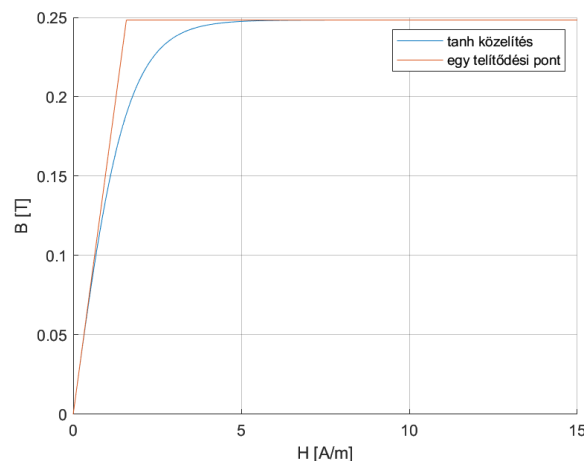
Mivel  $\mu_0 * H \ll B_{sat}$ , ez a változtatás elenyésző hibát okoz csak az első és harmadik tulajdonságot biztosító transzformációkban, ezért megengedhető. Ennek a függvénynek a meredeksége az origóban jelenleg  $B_{sat}$ , az első kritériumot teljesítő végső függvény tehát:

$$B = \mu_0 * H + B_{sat} * \tanh\left(\frac{H * \mu_0 * \mu_r}{B_{sat}}\right)$$



44. ábra: a tanh közelítésű mágnesezési görbe

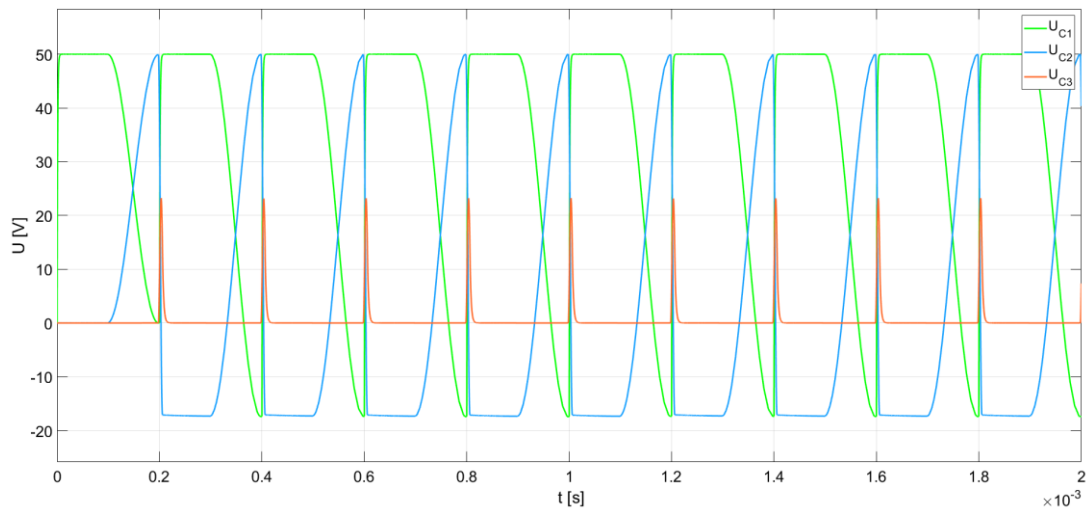
Pozitív térerősségekre ábrázolva az új görbe mellett az egy telítődési pontú görbét, láthatjuk, hogy viszonyulnak egymáshoz:



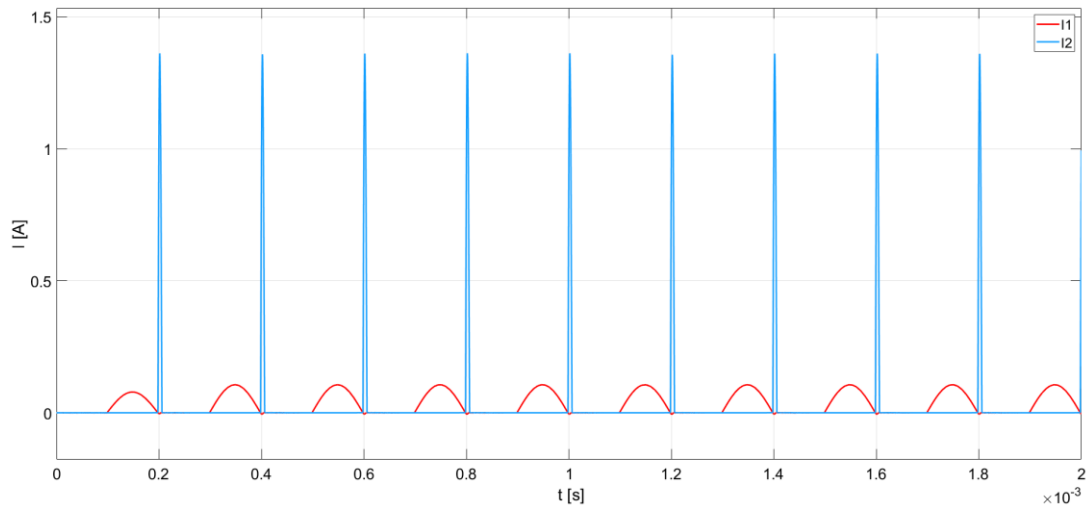
45. ábra: A kétféle vasmag modell összehasonlítása



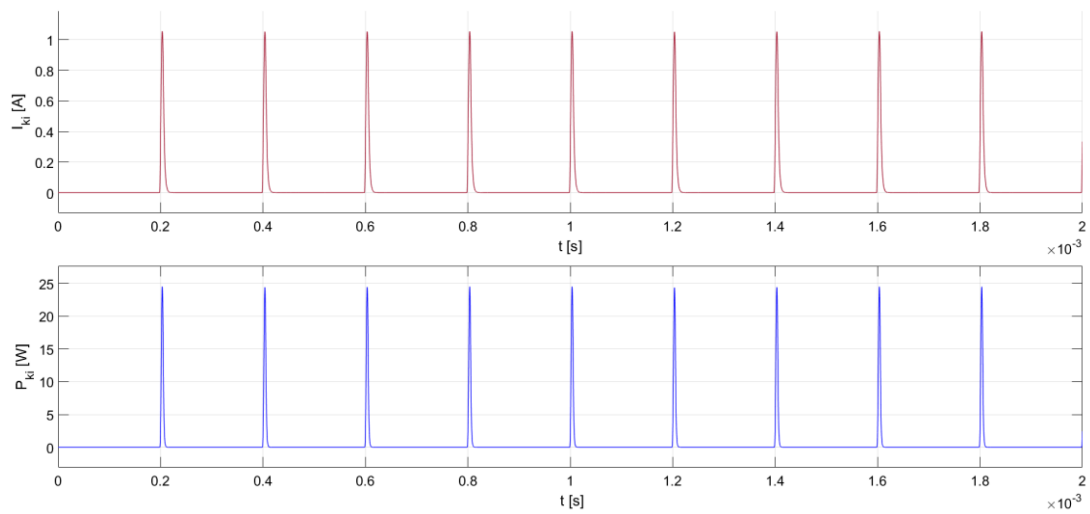
Az így méretezett új vasmag modellel szimulált feszültség-és áramlefutások, valamint a kimeneti áram és teljesítmény az előző fejezetben meghatározott ideális  $R=22\ \Omega$  esetén:



46. ábra: tanh közelítésű mágnesezési kapcsolós MPC feszültségfutása ideális terheléssel

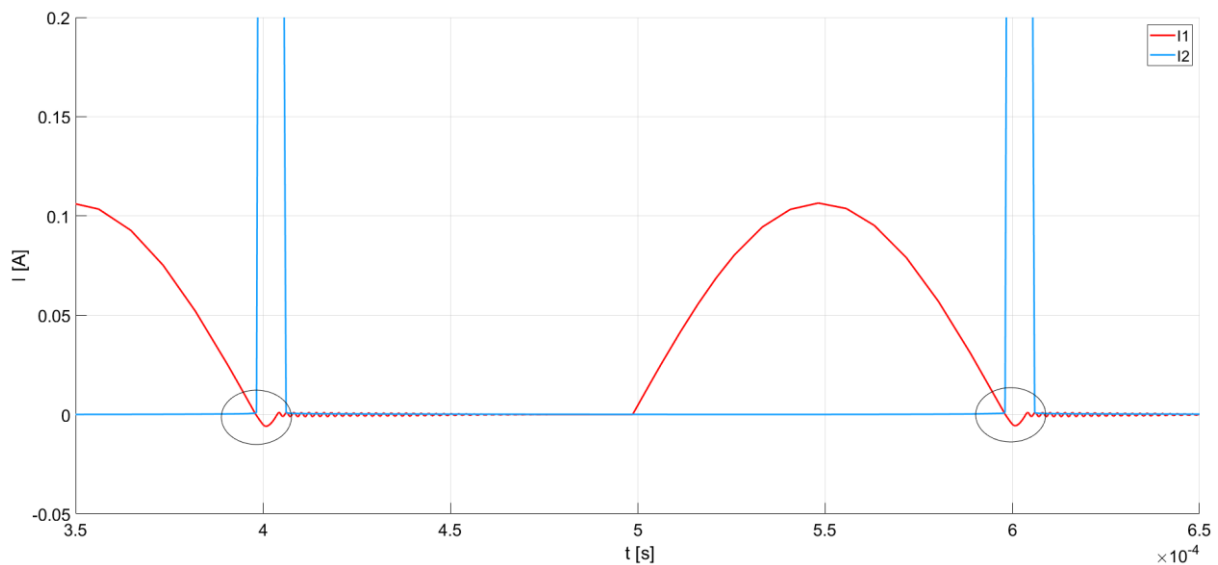


47. ábra: tanh közelítésű mágnesezési kapcsolós MPC áramlefutása ideális terheléssel



48. ábra: tanh közelítésű mágnesezési kapcsolós MPC kimeneti árama és teljesítménye ideális terheléssel

Mivel jól méreteztük a kapcsolót, szemmel megkülönböztethetetlen a különbség ezen grafikonok és a 38. 39. valamint 41. ábrán látható grafikonok között. A helytelen méretezés esetén is ugyanazokba a hibákba futnánk, amiket fentebb láttunk, ezért azt nem részletezem. A különböző vasmag modell okozta eltérés a váltás pillanatában (33. ábra B pontjában a mágnesezési görbén) a kapcsolón folyó szivárgási áram. Mivel a telítést közelítve folytonosan kezd csökkenni az induktivitás, az első rezgőkör periódusideje elkezd csökkenni, és hamarabb történik meg a nullátmenet, sőt, egyes méretezések mellett egy kis energiájú negatív félperiódus is ki tud alakulni. Ez kis nagyítással látszik is az áramlefutásokon, azonban nem okoz akkora működésbeli hibát, hogy a méretezési elveket módosítsuk. Egyébként a valóságban vannak ennél érezhetően hirtelen telítődőbb vasmagok, így ezt a hatást tovább lehet még csökkenteni.



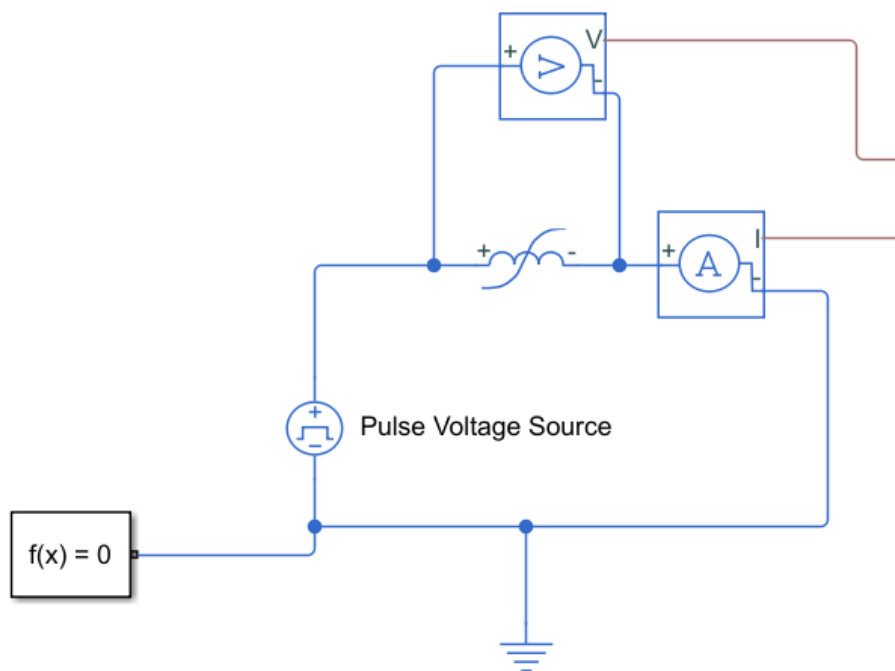
49. ábra: A pillanatszerű telítődés okozta működési pontatlanság

## 8. Hiszterézises mágnesezési görbéjű 'valós' vasmag

A harmadik lehetőségre álló, nemlineáris induktívásmodell adattáblája az 50. ábrán látható. Ezek az adatok a Jiles-Atherton féle közelítéshez szükséges adatok. Ahelyett, hogy a fenti adatokkal rendelkező MPC-hez választanék vasmagot, ezen fejezetben annak a folyamatát mutatom be, adott rendelkezésre álló vasmag anyag esetén hogyan építenék köré működő MPC-t. A nemlineáris karakterisztikájú tekercs telített állapotbeli működésén láthattuk, hogy csak a geometriai adatok befolyásolják, így ezeket ( $N=100$ ,  $l=0,0157$  m,  $A=10^{-4}$  m<sup>2</sup>) változtatlanul hagyom, megtartva az eddigi  $G=15,81$  erősítést. A rendelkezésreálló de ismeretlen anyagú vasmag mágnesezési görbéjét az 51. ábrán látható mérési elrendezéssel tudjuk felvenni. Pontosabban itt a  $\psi(I)$  függvénykapcsolatot kapjuk meg, amely alakra megegyezik a  $B(H)$  görbével, azonban nekünk ez előbbi előnyös, mert így a grafikon meredeksége nem a permeabilitás (mint a  $B(H)$  görbén), hanem az induktivitás, amely a működés szempontjából releváns mennyiség.

Parameterized by:	Magnetic flux density versus field strength characteristic with hysteresis	
Number of turns:	100	
Effective length:	pi/200	m
Effective cross-sectional area:	1e-4	m <sup>2</sup>
Anhysteretic B-H gradient when H is zero:	0.3931	m*T/A
Flux density point on anhysteretic B-H curve:	0.2	T
Corresponding field strength:	2	A/m
Coefficient for reversible magnetization, c:	0.3	
Bulk coupling coefficient, K:	2	A/m
Inter-domain coupling factor, alpha:	1e-6	
Averaging period for power logging:	0	s
Parasitic parallel conductance:	1e-9	1/Ohm

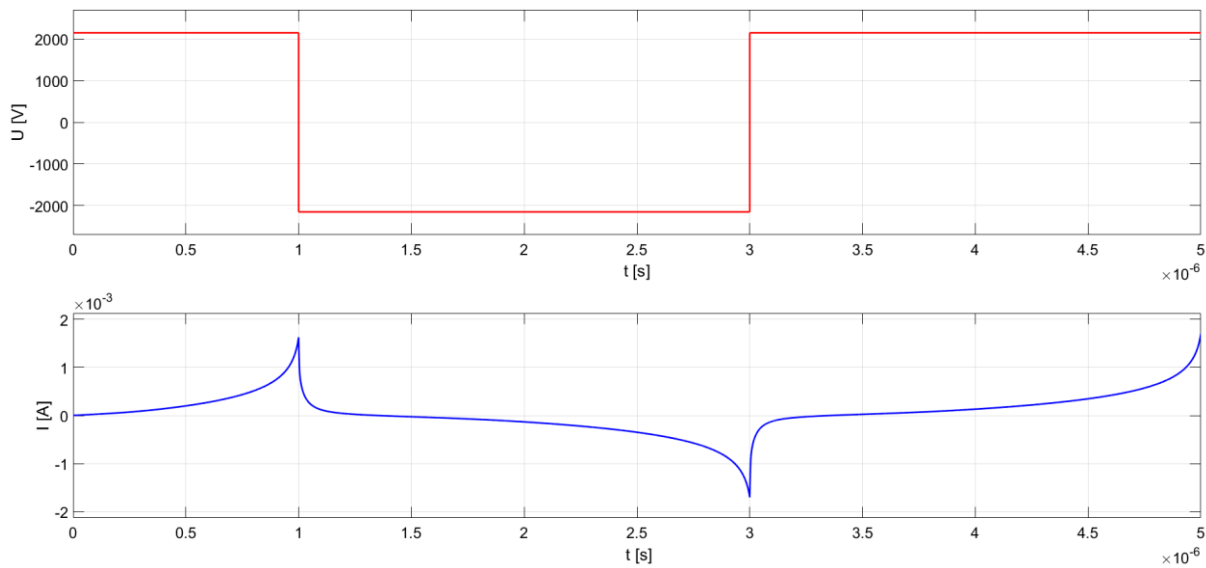
50. ábra: A Jiles-Atherton közelítéshez szükséges adatok



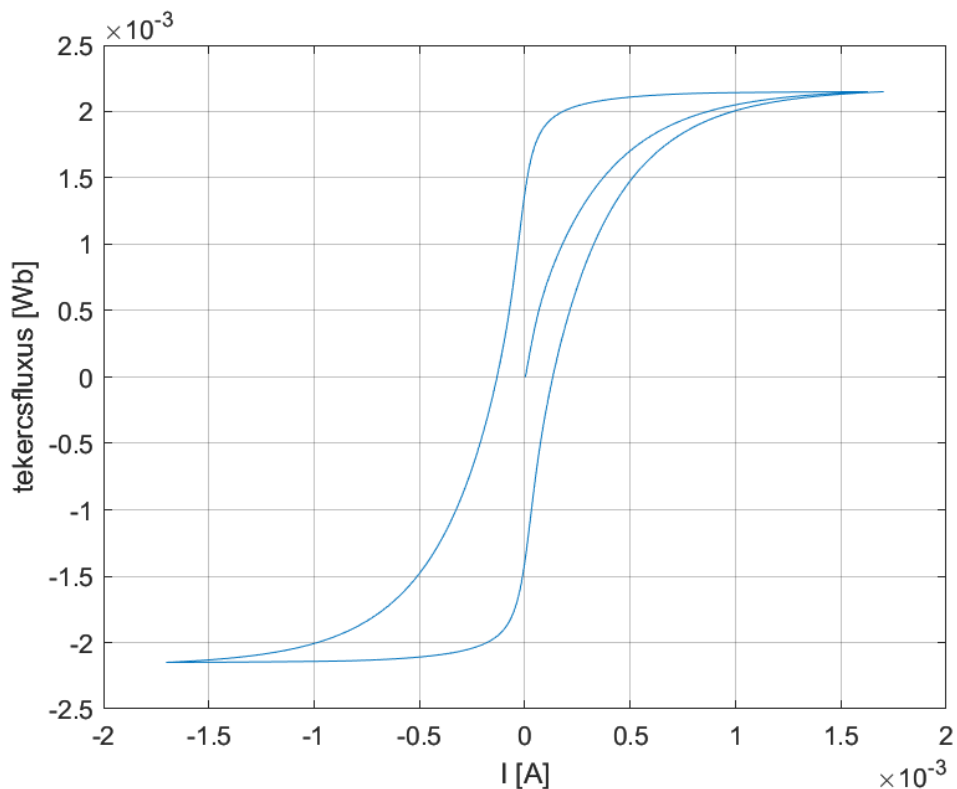
51. ábra: A mágnesezési görbe mérésének kialakítása

Az 52. ábra feszültség függvényét integrálva (hiszen  $\psi = \int U dt$ ), azt az áram függvényében ábrázolva megkapjuk a  $\psi(I)$  mágnesezési görbét, amely az 53. ábrán látható. MATLAB segítségével a rendelkezésre álló adatpontokból kiszámítható a felfutó és lefutó meredekség, melyeknek átlagát használhatjuk telítetlen inuktivitásként. Ez 7,2636 H-re adódik, amely elég közel áll a korábbi telítetlen értékhez, hogy a továbbiakban szakadásként közelíthessük. A telítési szakaszon olyannyira egymásra simulnak a fel- és lefutó görbék, hogy gyakorlatilag

tekinthetők megegyezőnek. Ezen a szakaszon a meredekség nem meglepő módon  $80 \mu\text{H}$ , hiszen erre méreteztük a tekercset.



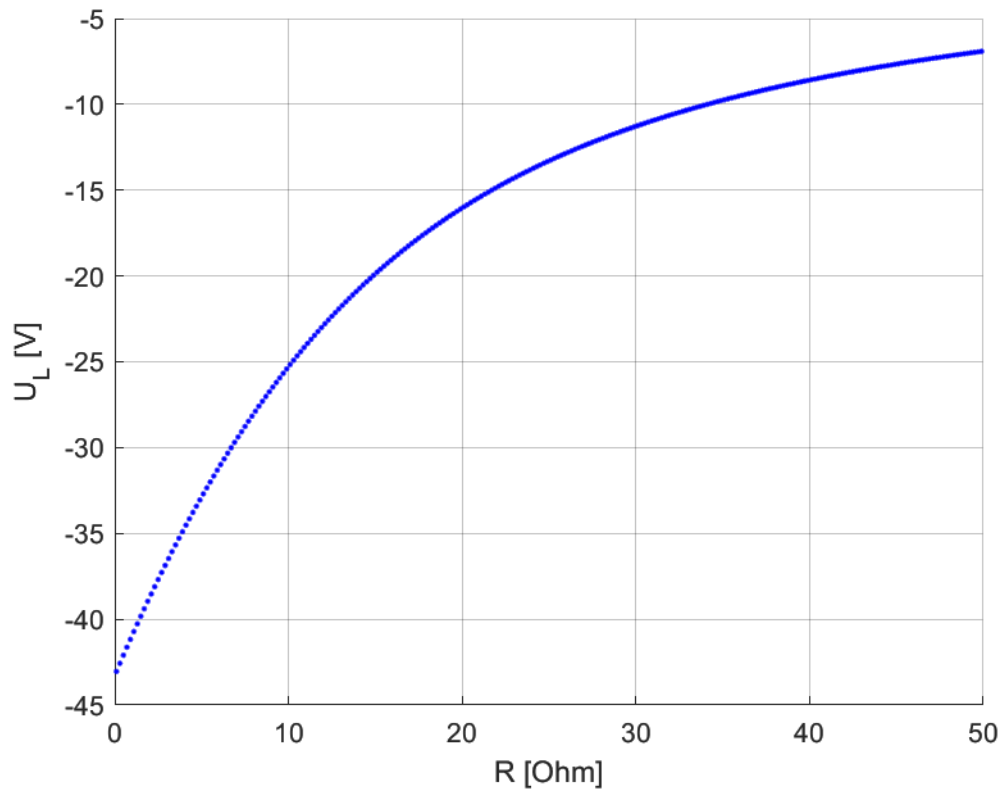
52. ábra: A mágnesezési görbe kiméréséhez használt feszültség-és áramlefutások



53. ábra: A hiszterézises vasmag mágnesezési görbéje

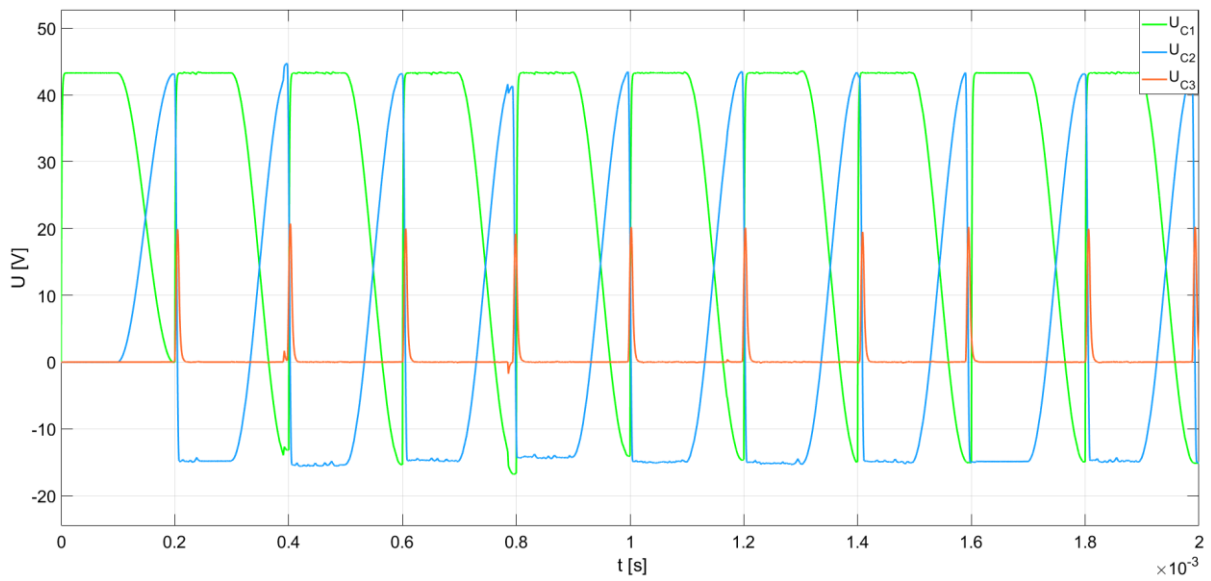
Az ábráról leolvasható, valamint MATLAB segítségével is kiszámolható, hogy a telítési fluxus, azaz az a feszültség-idő terület, aminek elteltével kinyit a vasmag,  $2,15 \text{ mVs}$ . Ha meg akarjuk tartani az  $50 \text{ V}$ -os működési feszültséget, akkor új kapacitásokat és első fokozati tekercset kell választanunk, valamint más frekvencián működtetni a félvezető kapcsolóinkat is. Sokkal egyszerűbb az  $50 \text{ V}$  helyett egy arányosan kisebb  $50 \text{ V} * \frac{2,15 \text{ mVs}}{2,48365 \text{ mVs}} = 43,283 \text{ V}$  feszültségen

működtetni az MPC-t (2,48365 mVs volt az eredeti kapcsoló telítéshez szükséges feszültség-idő területe). Ezzel az új, 43,283 V feszültséggel felrajzolható a 28. ábrán látható görbe módosult változata:

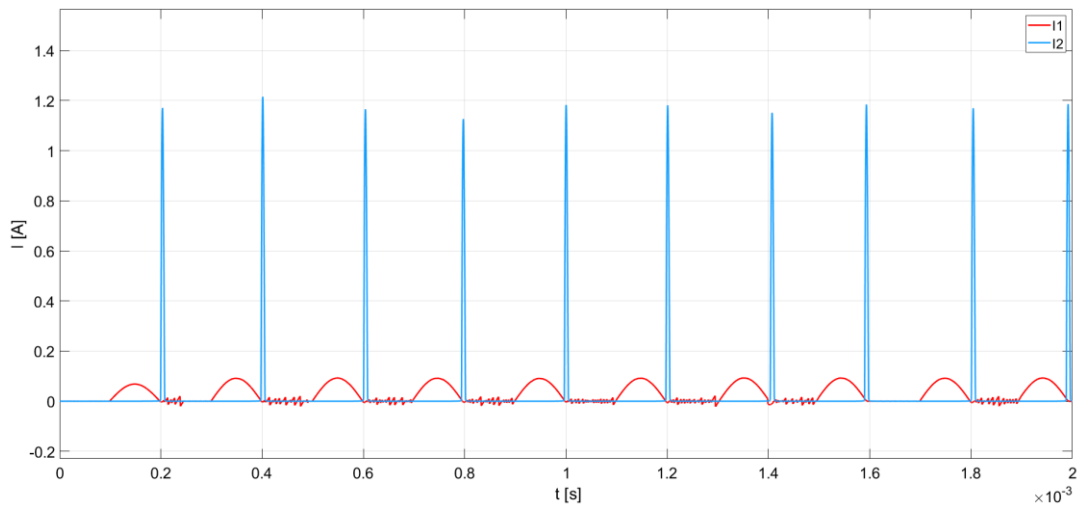


54. ábra: 43,283 V működési feszültségre a tekercs pihentetési feszültsége a terhelőellenállás függvényében

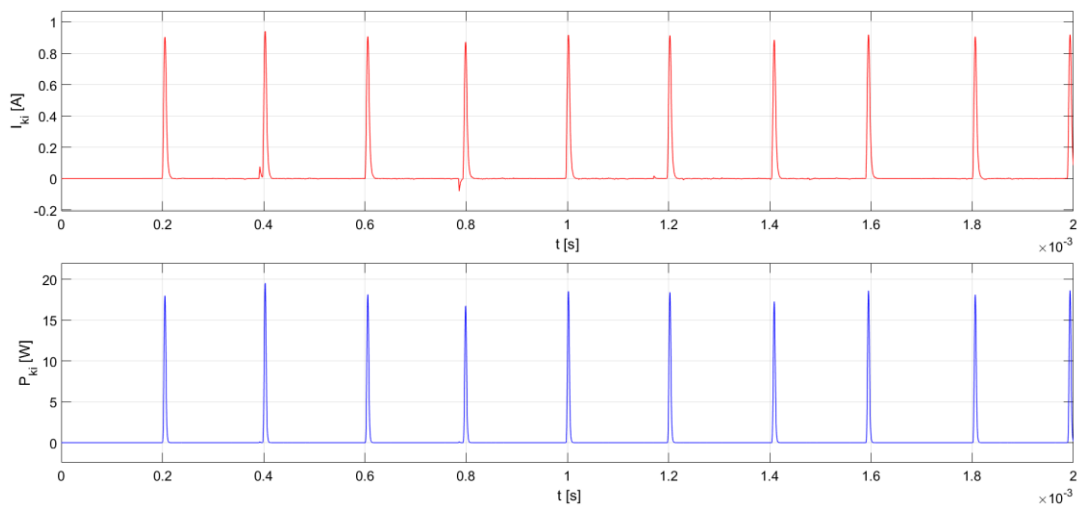
A korábban használt összefüggéssel élve:  $U_N = U_{C1}(-0) * \frac{\tau_1}{\tau_1 + 2\tau_p} = 14,9 \text{ V}$  pihentetési feszültségre van szükség, amely az ábráról leolvastva kb. változatlan  $22 \Omega$  terhelő ellenállást jelent. Ez nem meglepő, hiszen mind a görbén ábrázolt  $U_L$ , mind a kiinduló  $U_N$  arányosak  $U_{C1}(-0)$ -el, azaz amennyire 'összenyomtuk' függőleges irányban a görbét, annyival kisebb  $U_N$  értéknél kell leolvasnunk. Máshogy megfogalmazva: A telítés után a szekunder kör kizárólag lineáris elemeket tartalmaz, tehát a feszültség változtatásával a működésnek nem kell változnia. A feszültség szint kizárólag a vasmag működését vizsgálva szempont tehát. Az 55, 56, és 57-es ábrán látható pontatlanságok oka a hiszterézises viselkedése a vasmagnak, amikor is a remanens indukció miatt késhet vagy siethet a kapcsolás. Azonban az ilyen módon bemutatott, 'átlagos' (hiszterézismentes) görbére méretezés láthatóan jó közelítést ad az optimális beállításra.



55. ábra: Hiszterézises vasmaggörbével kapott feszültségalakok



56. ábra: Hiszterézises vasmaggörbével kapott áramalakok



57. ábra: Hiszterézismentes görbével kapott kimeneti áram és teljesítmény

## 9. Laboratóriumi mérések – telítési mérés

Egy valós MPC megépítéséhez többféleképp foghatunk hozzá, a méretezés és tervezés lépéseit természetesen az szabja meg, mely körülmények tekinthetők adottnak. Ipari felhasználás esetén a vásárló megadja a meghajtandó gép igényeit, melyből a tervezőmérnök számíthat villamos terhelést, az egység megépítése minden szempontból ennek a követelménynek lesz alárendelve. A laboratóriumban folytatott munkám során először is a számomra rendelkezésre álló elemekből gazdálkodva építettem MPC-t, a méretezési elvek összhangjának demonstrálása végett.

Az MPC áramkör legrugalmasabban változtatható elemei a lineárisnak tekintett tekercsek, valamint kondenzátorok. Ezzel ellenben a kapcsolóként használt tekerccsel szembeni követelmények igen szigorúak:

- Kezdeti induktivitásának legalább egy nagyságrenddel a primer körüli induktivitás felett kell lennie, hogy szakadást modellezzon
- A telítése lehetőség szerint legyen minél pillanatszerűbb
- A telített induktivitása legyen minél kisebb
  - Amennyiben pontosan ismert, fel lehet használni szekunder körüli induktivitásként, így lehet a legjobb erősítést elérni
  - Amennyiben pontosan nem ismert, legyen az minél kisebb, hogy a mellé szerelt ismert szekunder induktivitás mellett eltörpüljön, ezt természetesen könnyű elérni nagyobb relatív permeabilitással
- Telítési árama legyen jóval kisebb a szekunder körüli áramnál
  - Amennyiben a vasmag anyaga megegyezik a többi induktivitásával, a legegyszerűbb megoldás jóval nagyobb menetszámot használni a kapcsoló esetében

Az 51. ábra alapján a laborméréshez a BME Nagyfeszültségű Laboratóriumában található jelgenerátorral gerjesztettem a vasmagot, valamint a rajta átfolyó áramot egy vele sorosan kapcsolt sönt  $0,1 \Omega$ -os ellenállás segítségével mértem. A használt jelgenerátor:



58. ábra: A vasmag méréshez használt jelgenerátor

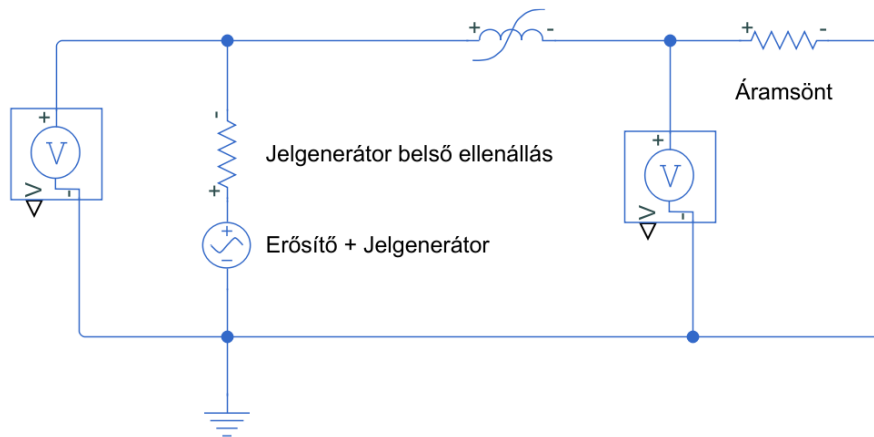
A mérés során gyorsan bebizonyosodott, hogy ez a jelgenerátor nem képes a vasmag telítésére, kimeneti impedanciája túl nagy (50 Ω). Ahhoz, hogy a vasmagot megfelelően telíthessem, és a mágnesezési görbét kimérhessem, a jelgenerátor kimenetét egy hangfrekvenciás erősítőre kötöttem, mely a kimeneti impedanciát 4 Ω-ra csökkentette.



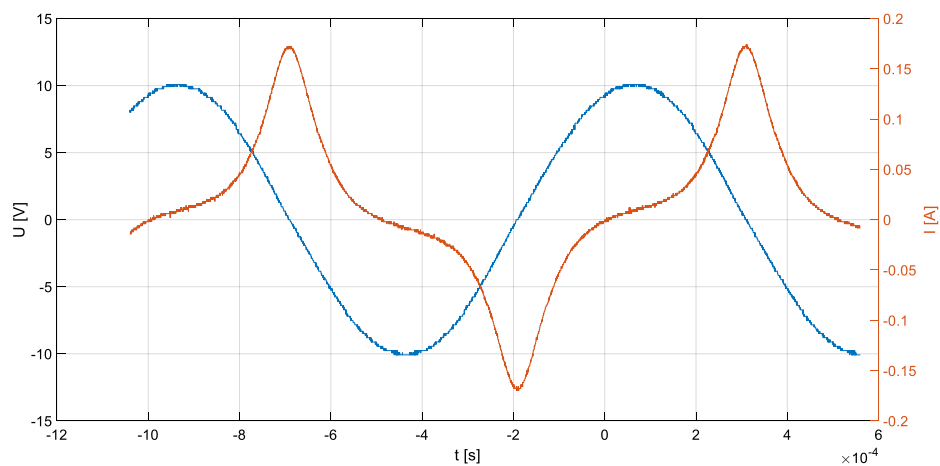
A mérés alapját annyiban befolyásolta a hangfrekvenciás erősítő, hogy az négyszögjelet nem képes átadni, ezért szinuszos feszültséggel mértem a vasmagot. A sönt ellenállás feszültségéből  $I = \frac{U}{0,1\Omega}$  áramot, valamint az erősítő által kiadott feszültséget mértem oszcilloszkópon, majd a tekercsre eső feszültséget az erősítő és a tekercs feszültségének



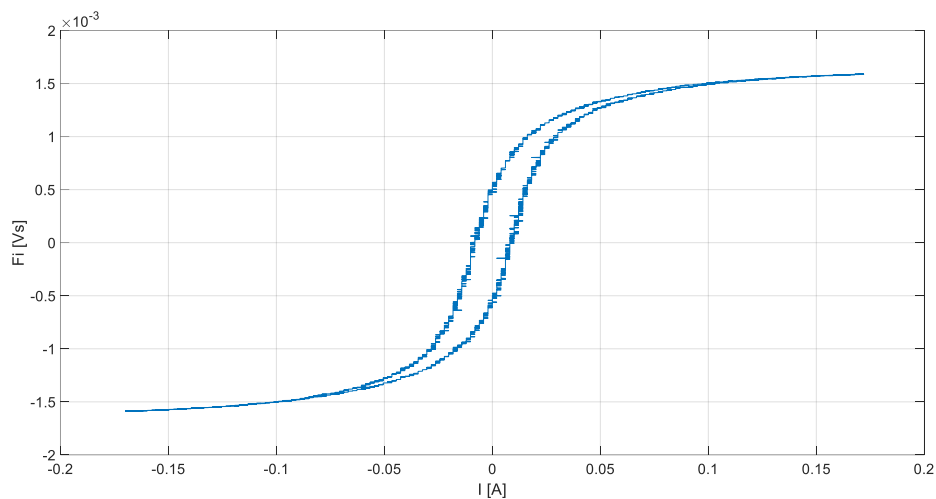
különbségével kapjuk. A körülményes mérés oka az, hogy az oszcilloszkóp mérési csatornáit nem földfüggetlenek, azonban a mérendő tekercs egyik kivezetése sincs földpotenciálon. Mivel az ellenálláson (árammérés céljából) muszáj mérnünk, annak muszáj egyik oldalt földelve lennie, így erre nincs más megoldás. Az oszcilloszkóp által mért adatokat USB-re kimentve, MATLAB segítségével dolgoztam fel azokat. A feszültség-áram értékek a 60. és 61. ábrán láthatók, megfigyelhető rajtuk nemcsak az áram, de a feszültség szinusz alakjában is a telítés okozta torzulás. A  $\Psi(I)$  karakterisztika számunkra a meghatározó a tekercs működése szempontjából, ehhez az áram adott, a fluxust a  $\psi = \int U dt$  átalakítással ábrázolhatjuk az ordináta-tengelyen. Egy periódus alatt a megegyező időponthoz tartozó áram-és fluxusértékeket a 62. ábra mutatja. A fel-és lefutó ágak átlagából alkotott hiszterézismentes görbét fogom felhasználni méretezéshez, ez a 63. ábrán látható. A laborban található vasmagok közül a legnagyobb telítetlen induktivitása egy olyan vasmagnak volt, amelyen két tekercselés van, ezeket sorba kapcsolva, gyakorlatilag megduplázva a menetszámot 28 mH induktivitást mutatott az elem. A kapcsolóként használt tekercsek esetében mindig tanácsos nagyobb menetszámot alkalmazni, hiszen a cél az, hogy kisebb áramon telítsenek, mint a primer körben lévő induktív elem. A mérések ezen a tekercsen történtek.



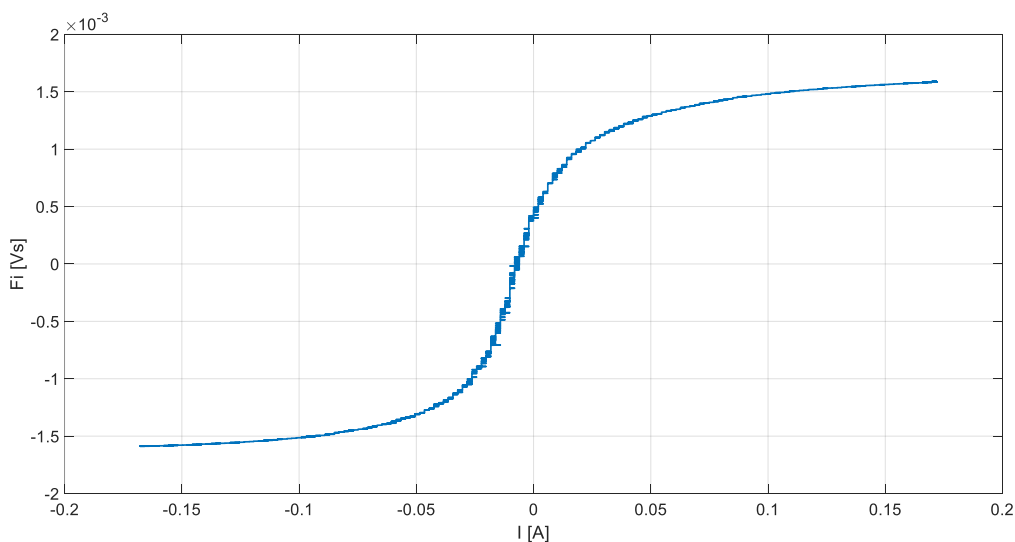
59. ábra: A vasmag mérés kialakítása



60. ábra: A tekercs feszültsége és árama



61. ábra: A vasmag mágnesezési görbéje



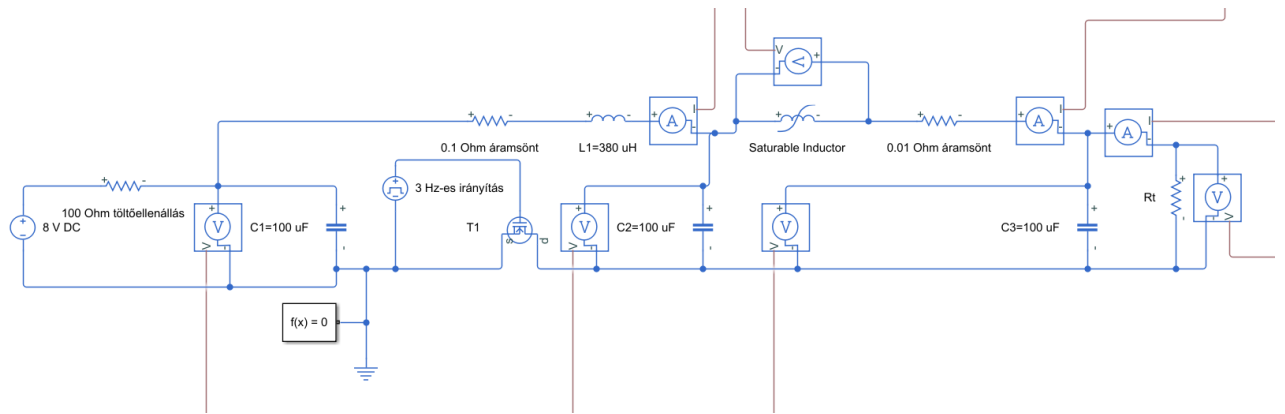
62. ábra: Histerézismentes mágnesezési görbe

A beolvasott adatok alapján a vasmag relatív permeabilitása a tízezres nagyságrendbe esik. Pontosan a telített induktivitást, és ebből a relatív permeabilitást nem állt módunkban kimérni, az erősítő nem volt alkalmas a megfelelő fokú vasmag telítéshez. A görbe utolsó 10-20 pontját kielemezve látható, hogy az induktivitás még ekkor sem állt be a telített értékre (nem egyenesedett ki a görbe), azonban jelentős jeltorzulás nélkül ezzel a jelgenerátor-erősítő összeállítással ennél nagyobb telítés nem volt elérhető. Emiatt a szekunder körben a telített induktivitás csak körültekintéssel lesz használható méretezésre, egyrészt a nemlinearitása miatt, másrészt a pontatlan értéke miatt.

A mérés fő célját azonban elértük: A görbéről leolvasható a telítéshez szükséges feszültség-idő terület. Mivel az átmenet nem pillanatszerű (sőt, teljesen maradéktalanul nem is voltunk képesek előidézni), használjuk a méretezéshez azt a fluxust, amikor a tekercs induktivitása (a 62. ábrán a meredekség) a kezdeti érték 5%-a. Ezt az értéket  $\sim 1,7$  mVs-nál éri el a tekercs, a továbbiakban ezt tekinthetjük a telítési fluxusának.

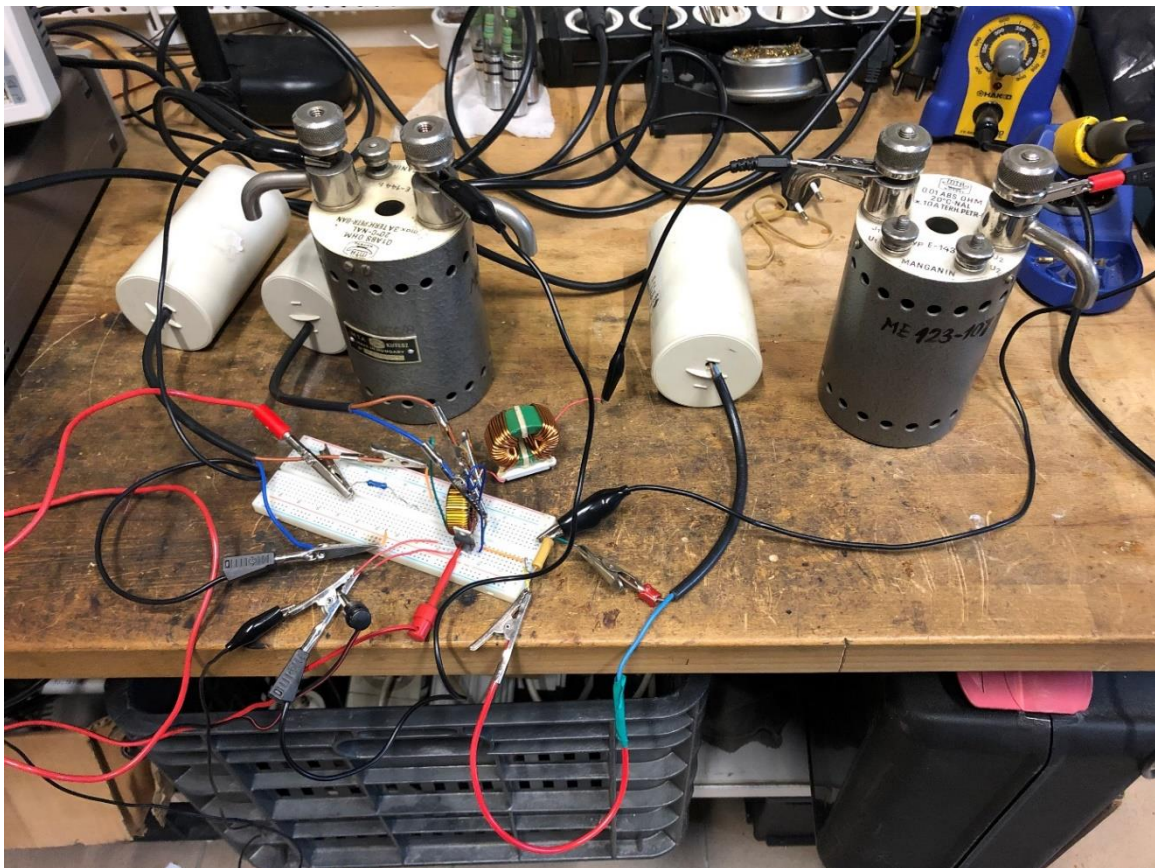
## 10. Laboratóriumi mérések – Single shot / Alacsony frekvenciás üzem

A 'rendes' üzemi frekvenciájú MPC megépítése előtt ellenőriztem a vasmag kapcsolóként való működését, egy kézzel indítható vagy alacsony frekvencián működő kör megépítésével. Ennek az elemei a már később tervek szerint 1200 Hz-en működő kör elemei, melyek  $C=100\ \mu\text{F}$  kondenzátorok,  $H=380\ \mu\text{H}$  primer induktivitás, az előző fejezetben kimért vasmag (kapcsoló), a kisüléseket megindító primerkörben egy MOSFET és 8 V DC feszültség,  $3\ \Omega$  terhelő ellenállás. A szekunder körben felhasznált tekercs ideális esetben pontosan ismert induktivitással rendelkezne, de mivel a frekvencia itt még nagyságrendekkel nagyobb a kompresszió+pihenés időszükségleténél (van ideje a körnek energiamentesedni), a szekunder köri össz-induktivitás pontos ismerete nem szükséges, fel lehet használni erre a telítődő tekercset. Egyébként a kapcsolások ohmos ellenállásának kompresszió rontó hatását ellensúlyozza is az ily módon pontatlanul megnövelt erősítés. A nagyfrekvenciás üzem esetén, amikor számolni kell a pihenés folyamatával, már pontosan ismernünk kell majd a szekunder induktivitást, és a terhelő ellenállást is (amely szintén nem fontos, hogy a pontos érték legyen ebben az esetben). A FET vezérlésére a korábbi jelgenerátort (58. ábra) használtam, amely az első fokozatot (primer kört) az ottani félperiódus lefolyásáig, azaz  $\tau_1 = \pi * \sqrt{\frac{C}{2}} * L_1 = 433\ \mu\text{s}$  ideig tartja bekapcsolva. Ekkora idő alatt a kapcsolótekercsre eső feszültség-idő integrálnak  $\frac{\tau_1 * U_{DC}}{2} = 1.7\text{mVs}$ -nak kell lennie a helyes működéshez, ezt  $\sim 7,7\ \text{V}$  feszültséggel érhetjük el, azaz ilyen csúcsértékű szinusz feszültséggel telít megfelelően a tekercs. Az ohmos ellenállások miatt azonban  $7,7\ \text{V}$  tápfeszültség esetén a tekercs ellenállása ennél kisebb lett, annak a csúcsértéke  $13\ \text{V}$  tápfeszültségnél alakult megfelelően. Ezen felül ebben a primer konstrukcióban az egyszerűbb irányítás érdekében a DC tápot nem választjuk le az általa táplált kondenzátorról a kisütés alatt. Ez azonban azt jelenti, hogy az ő belső impedanciája befolyásolni fogja a primerköri időállandót, így a FET olyan időpontban fog kapcsolni, amikor még nem energiamentes a C1 kondenzátor. Ez egy negatív feszültségcsúcs hoz vezet a primer-szekunder váltáskor, nem is beszélve a hatásfokcsökkenésről. Kiküszöbölésére egy töltőellenállást használhatunk, amit a feszültségforrás és C1 közé kapcsolunk (legyen  $100\ \Omega$ ). Normál esetben ez túl lassú töltéshez vezetne, de ilyen frekvencián nincs szigorú időkorlát a következő kisütéshez való feltöltésre, így megengedhető ez. A megépített MATLAB modell, beleértve a vezetékek ellenállását leképező ellenállásokat a 64. ábra mutatja:



63. ábra: Alacsony frekvenciás modell

Az ezen méretezési elvek alapján megépült MPC:



64. ábra: Megépült kisfrekvenciás MPC

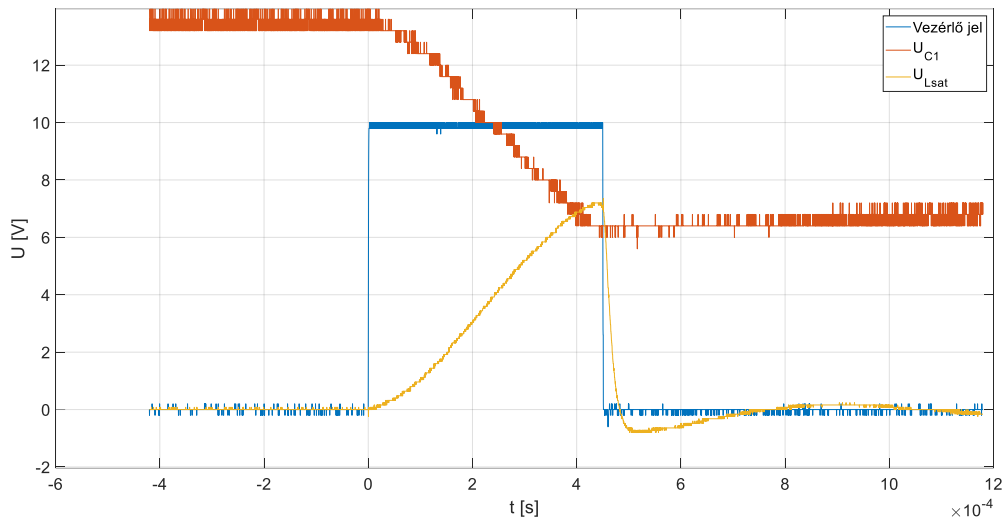
A primer és szekunder áramok érzékelésére egy  $0,1 \Omega$ -os áramsöntöt használtam a primer körben, valamint egy  $0,01 \Omega$ -os áramsöntöt a szekunder körben (utóbbiban  $0,1 \Omega$  impedancia már jelentősen befolyásolná a kompressziót). Az oszcilloszkóp egyes csatornáján a tranzisztor irányító feszültségét mértem, a 2-es csatornán egy differenciális oszcilloszkóp mérőfej segítségével voltam képes földpotenciálú kivezetések nélküli eszközök feszültségét mérni. Az első mérés két dolgot volt hivatott demonstrálni:

1. A vasmag mérés helyes, azaz a kimért fluxusnál telítődik a tekercs

2. Az MPC általános működési elve a gyakorlatban is helytálló, azaz a szekunder köri áramimpulzus nagyobb amplitúdójú és időben gyorsabb lefutású a primernél.

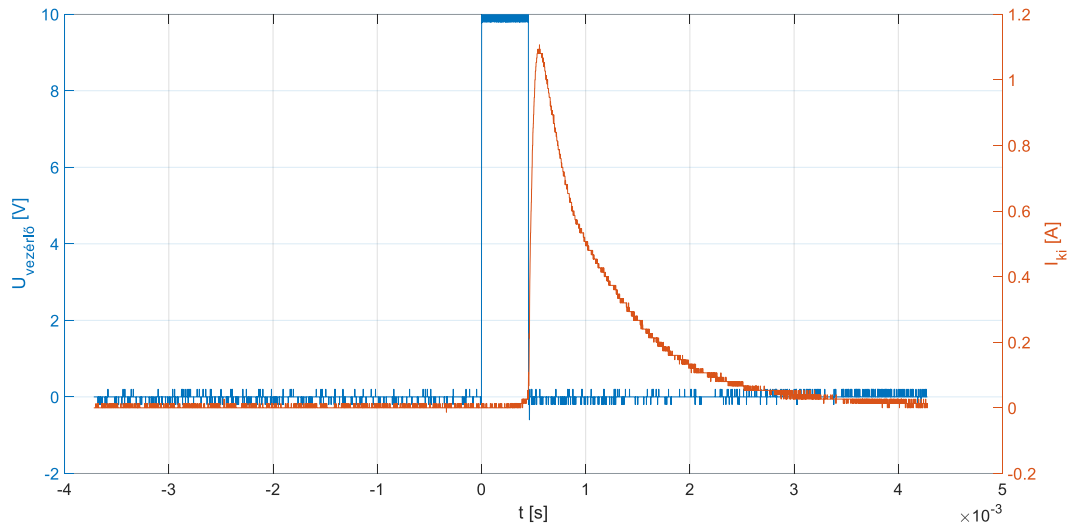
Az oszcilloszkópon mért jelek:

- 1.: C1-re és a kapcsoló tekercsre eső feszültségek, együtt ábrázolva a MOSFET nyitó jelével:



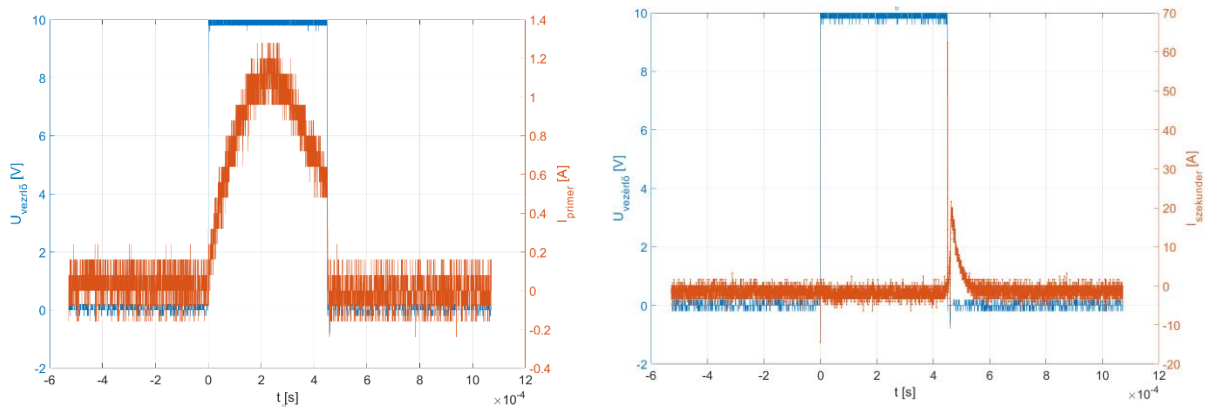
65. ábra:  $U_{C1}$  és  $U_{Lsat}$

Az oka annak, hogy C1 feszültsége nem esik le teljesen nullára az az, hogy ebben az üzemben a kisülés alatt az áramkör nincs lekapcsolva a feszültségforrásról. Ez később a helyes működéshez elengedhetetlen lesz, de egyelőre fölöslegesen bonyolítaná a mérést. Az elegendően látszik így is, hogy C1 feszültsége leesik, ahogy meghajtja az MPC primer körét. A tekercs feszültsége láthatóan a FET zárásának pillanatában zuhan le, azonban ez nem a FET zárásának, hanem a telítésnek következménye. A telítődés előtt szakadást képvisel, ezért a rá eső feszültség közelítőleg egybeesik C2 feszültségével. Ezen szempontból a működés helyes (hasonlítsuk össze a 12. ábrán C2 feszültségével). A telítődés után ő egy nagyfrekvenciájú rezgőkör tekercse, így a feszültségének kis periódus idejű szinuszgömbét kell leírnia a helyes működés esetén, ez is teljesül. Ideális, tökéletesen pillanatszerű telítődésnél a szinuszgörbe nem menne át a negatív tartományba, hiszen belépne újra a nagyimpedanciás esetbe, de itt mivel nem pillanatszerű a kapcsolás, megfigyelhető lesz egy negatív túllövés. Ezután a feszültsége 0 felé tart, ahogy a C3 kondenzátor kisül a terhelő ellenálláson:



66. ábra: Kisülő ellenállás feszültsége

A kisülő ellenállás feszültsége jóval kisebb a potenciálisan elérhető feszültségnél, valamint lassú a leszálló ága, ugyanis ez még nem a szekunder körhöz méretezett, 28. ábra kapcsán részletezett módon választott ellenállás. Mivel itt nincs pihentetés, a 3  $\Omega$ -os placeholder ellenállásnak nagy időállandója van a szekunder kör kapacitással, a mérés könnyebbítése végett használtam ezt (a szélesebb feszültség csúcsot könnyebb észrevenni és mérni az oszcilloszkóppal). A primer-és szekunder áramok a 68. ábrán láthatók, különböző skálán az ábrázolhatóság elérése miatt:



67. ábra: Primer és szekunder áramok

A szekunder impulzus a bal oldali ábrán gyakorlatilag vonalvastagságú, az utána megjelenő második csúcs (pillanatszerűhöz képest) lassú váltás és a nem tökéletes méretezésből fakad. A primer áram nem fut be egy teljes félperiódust, amelynek oka az elemek pár  $\Omega$  nagyságrendű ellenállása. Nagyobb, ipari MPC-k esetében ez a hatás elhanyagolható lenne.

# 11. Laboratóriumi mérések - nagyfrekvenciás üzem

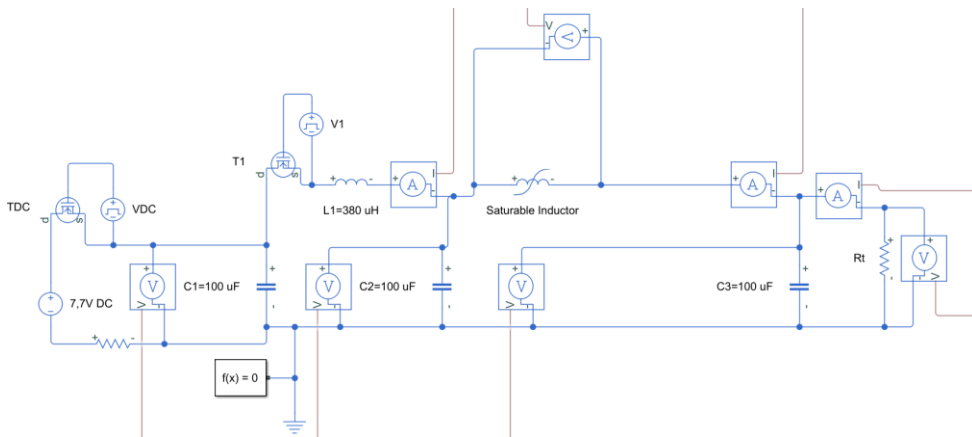
A mérés demonstrálta a vasmag adatok felhasználásával történt méretezés elvi helyességét, látható a kompresszió és a telítődés. A következő lépés egy nagyobb frekvenciájú MPC megépítése, a felhasznált elemekkel. A FET vezérlő feszültségének frekvenciáján kívül más változtatást is meg kell ejtenünk:

- A töltőellenállás lelassítaná a C1 kondenzátor energiautánpótlását, így a lehetőségeink:
  - kisebb kondenzátort használni, újratervezni az áramkört
  - egy másik FET-el a feltöltés alatt rákapcsolni a tápfeszültségre a kondenzátort, azonban a kisütés alatt leválasztani azt
    - ehhez földfüggetlen feszültségforrásra van szükség, a laborban ez rendelkezésre áll, így ezt a lépést fogom megtenni
    - az új FET-et irányíthatjuk a jelgenerátor másik csatornáján, ellenütemben kell működnie az eddig is beszerelttel
- Kicsi töltőellenállást nem szerelhetünk be (pl. a feszültségforrás sajátja), mert az túlságosan elnyújtaná az első fokozat áramát.
- A terhelő ellenállást kisebbre kell vennünk. A pontos méretezéshez ismerni kellene a tekercs szekunder induktivitását, azt a mérés alapján csak nagy bizonytalansággal vagyunk képesek méretezni, ehhez a megfelelő ellenállás a frekvenciától függően a pár tized  $\Omega$  nagyságrendbe fog esni. 1200 Hz és 6  $\mu\text{H}$  telített induktivitást feltételezve 0,2  $\Omega$  terhelésre van szükség.

Ezek alapján, külső lemágnesezés nélkül, nagyfrekvencián kétféle módon működhet az MPC:

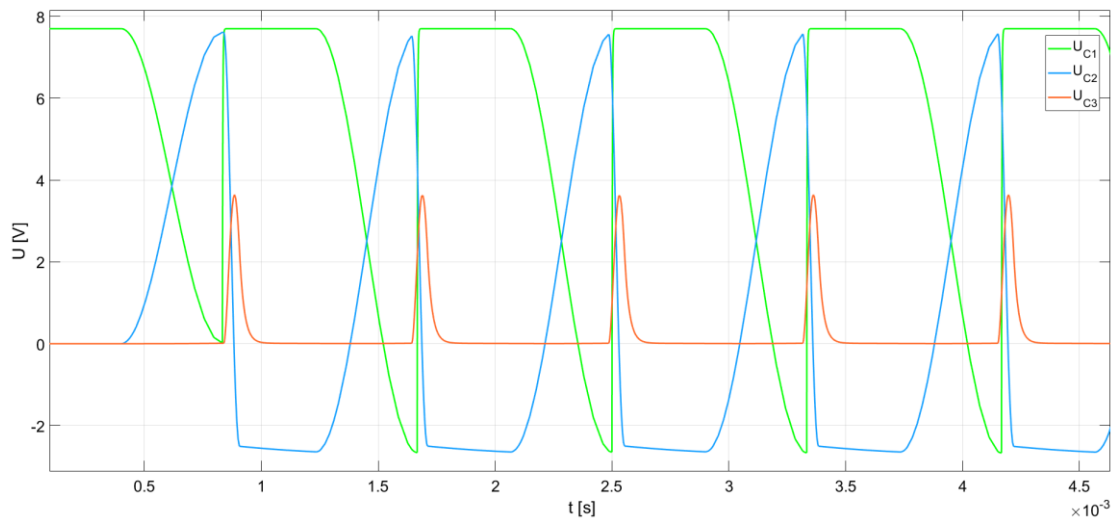
- Hagyva időt az összes felhalmozott energia disszipálására, gyakorlatilag a single-shot üzemmódot modellezve
- Nem hagyva időt az energia eldisszipálására, számolni a vasmag újból telítésbe kerülésekor maradó fluxusával
  - ez utóbbi nagyobb frekvenciát engedhet, főleg kisebb ohmos ellenállások esetén, így erre méretezek

Az új kapcsolás tehát a következőképpen alakul, a működési frekvencia 1200 Hz, a periódusidő 833  $\mu\text{s}$ , ebből a valós telített induktivitástól függően a pihentetési idő 350-400  $\mu\text{s}$ :



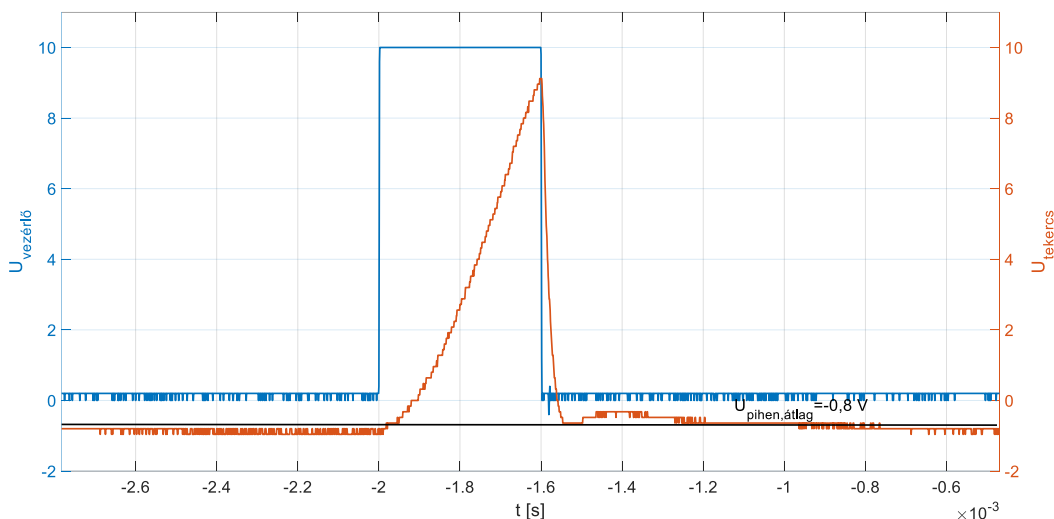
68. ábra: Üzemi frekvenciás MPC MATLAB modellje

A valóságban ilyen elemekkel megépített MPC azonban nem fog működni 1200 Hz-en, ugyanis az elemek, csatlakozások és vezetékek ohmos ellenállásán eső feszültség lecsökkenti a pihentetési feszültség abszolút értékét. A 68. ábrán látható kör szimulációja során a pihentetési feszültség  $-2,6$  V volt (69. ábra kék görbe minimuma), azonban a valóságban megépített körben a kapcsoló vasmagos tekercs ellenállását vizsgálva az maximum  $-0,96$  V. Az eltérés oka az ohmos ellenállása a körnek, valamint hogy nem voltunk képesek pontosan kimérni a telített szekunder ellenállást, az feltételezhetően kisebb lett, mint  $6 \mu\text{H}$ .



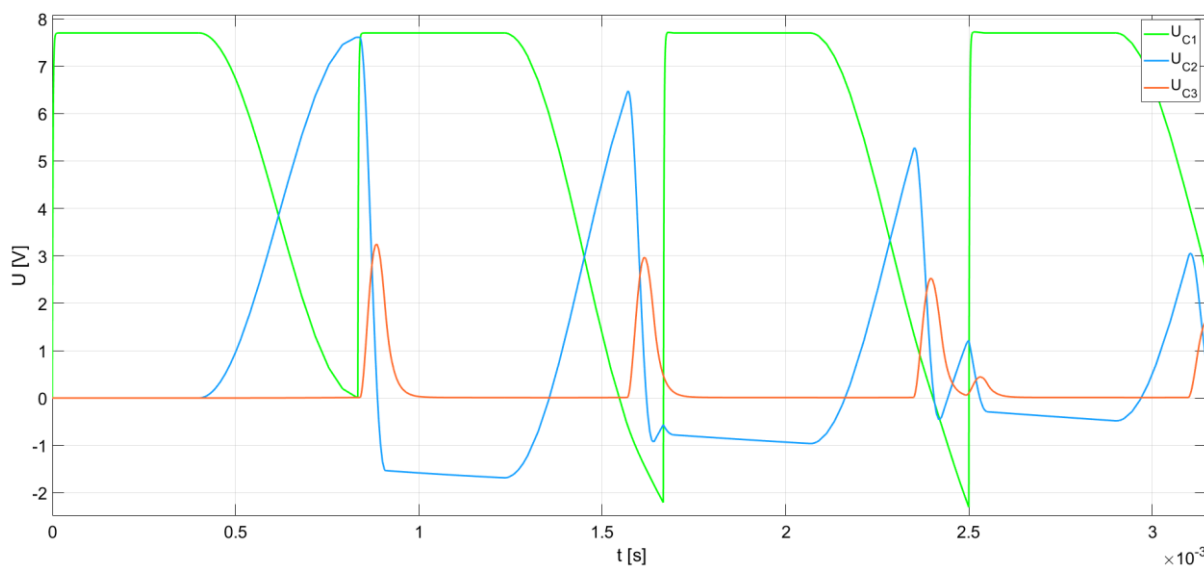
69. ábra: Az 1200 Hz-en működtetett MPC feszültségfuttatása





70. ábra: Valójában megépített MPC feszültségfutasása

Korábban a pihentetés alatt konstansnak vettük a feszültséget, ez a valóságban (ahogy az a 69. és 70. ábrán is látszik) nagyjából lineárisan nő, célszerű a pihentetés idejére vett átlagával számolni, ami esetünkben hozzávetőleg 0,8 V. Emiatt az ilyen terhelés melletti pihentetési idő nem  $400 \mu\text{s}$ , hanem  $\frac{2,6 \text{ V}}{0,8 \text{ V}} * 400 \mu\text{s} \approx 1300 \mu\text{s}$ , ebből a periódusidő  $\tau_p + \tau_1 + \tau_2 = 433 + 1300 + 55 = 1788 \mu\text{s}$  amivel a működési frekvencia  $\sim 550 \text{ Hz}$ -re csökken. A modellünket módosítva, azt tapasztaljuk, hogy már  $R=0,045 \Omega$  szekunder körű soros ellenállás képes ekkora torzításra. Egy ilyen veszteséggel ellátott körben ezt nem figyelembe véve a következő feszültségfutasást tapasztaljuk:



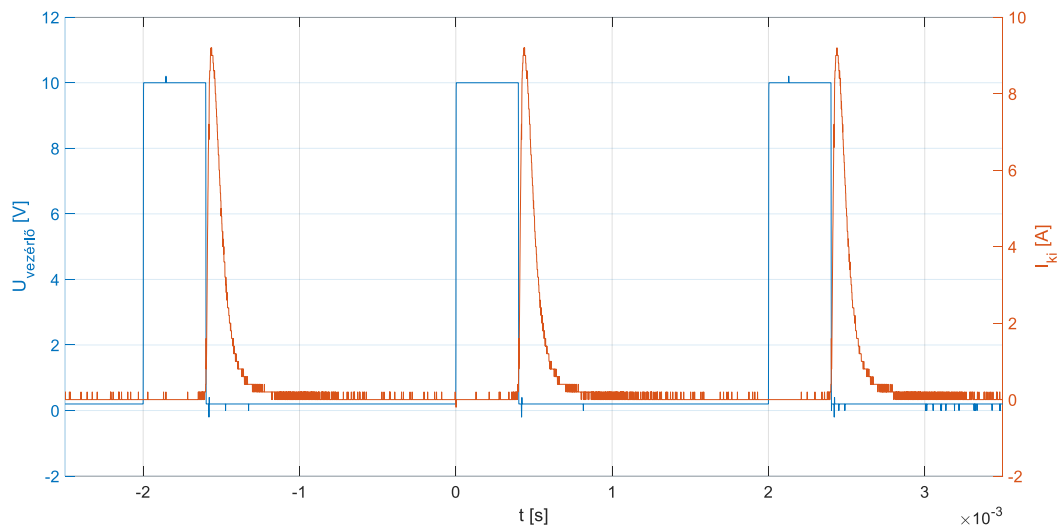
71. ábra: Az ohmos ellenállások figyelmen kívül hagyásával működtetett MPC

Azaz mivel a pihentetés feszültsége nem megfelelő, legalábbis ennyi idő alatt, a vasmag mágnesezési görbéje nem képes visszajutni a nulla pontba és a következő periódusok során egyre hamarabb fog telítődni. Ezzel a hatással tervezve azonban, kimérve a valójában elért

pihentetési feszültséget, azzal a rá szükséges időt kiszámolva már megfelelően fog működni az MPC.

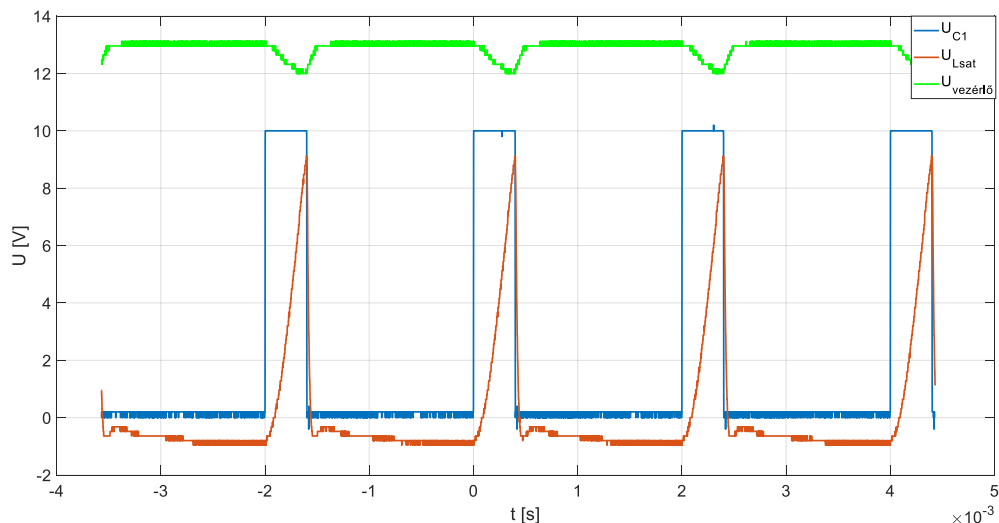
Ezen felül a labortesztek során bebizonyosodott, hogy a primer kört tápláló feszültségforrás belső impedanciája nem volt elég kicsi, hogy befolyásolja a primer időállandót. Általánosan véve az ilyen, elektronikus tápegységekre nem mindig helytálló modell a Thevenin helyettesítés, itt sem volt az. Számunkra ez szerencsés, de másfajta tápellátást, például akkumulátort használva a primer kör elé épített MOSFET nem feltétlen elhagyható! A laborban megépített MPC-t 500 Hz-en üzemelve a következő áram-és feszültségértékeket mérhettük:

- Kimenő áram:



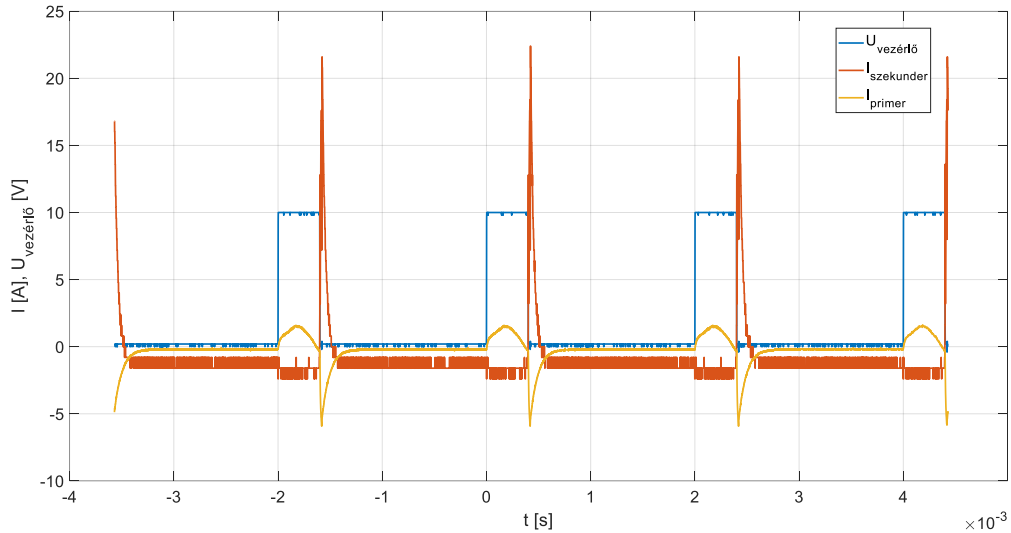
72. ábra: A megépült MPC kimenő árama

- C1 feszültsége és a telítődő tekerecs feszültsége:



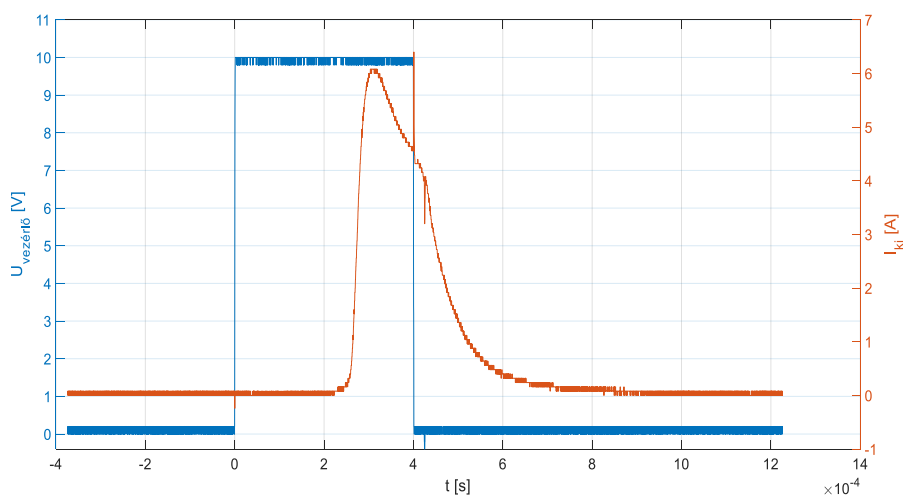
73. ábra: A megépült MPC feszültségfutasai:  $U_{C1}$  és  $U_{Lsat}$

- A primer és szekunder köri áram. A primer körben a váltáskor visszafele folyik valamennyi áram, ugyanis a valóságban a primer kör nem lesz tökéletesen energiamentes állapotban. Amennyiben a kondenzátoraink érzékenyek a visszáramra, a primer körbe sorosan beépítendő egy dióda ennek megelőzésére.

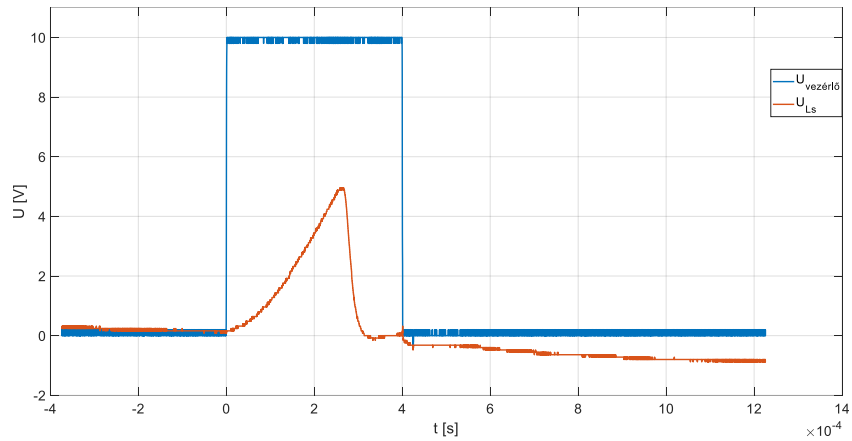


74. ábra: A megépült MPC primer és szekunder áramai

Megállapítható a fenti ábrák alapján, hogy amennyiben az ohmos ellenállásokat is figyelembe vesszük a méretezés során, az elfogadható pontossággal elvégezhető, a berendezés működése az elvártaknak megfelelően alakul. Az előbb bemutatott 'pihentetési' üzem a lehető legnagyobb frekvencián üzemelteti az MPC-t. Amennyiben kisebb frekvencián akarjuk előállítani az impulzusokat a kimenetre, felhasználhatjuk a single-shot üzemet, amely során minden kimeneti áramcsúcs után hagyunk időt az energiamentes állapot előállítására. Azonban a kettő üzemmód közötti átmeneti állapot hibás működéshez fog vezetni. Amennyiben a fenti beállításokkal valamilyen köztes frekvencián, mondjuk 100 Hz-en próbáljuk meg használni az MPC-t, a következő kimenő áramot és kapcsolóelem feszültséget fogjuk tapasztalni:



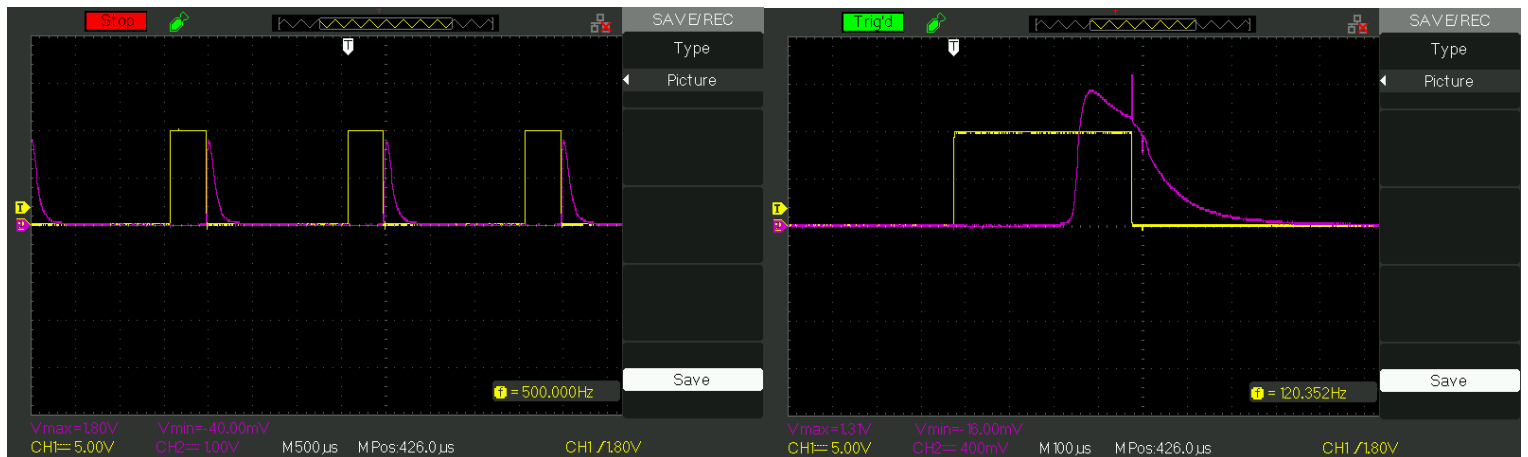
75. ábra: 100 Hz-es üzem esetén a kimenő áram



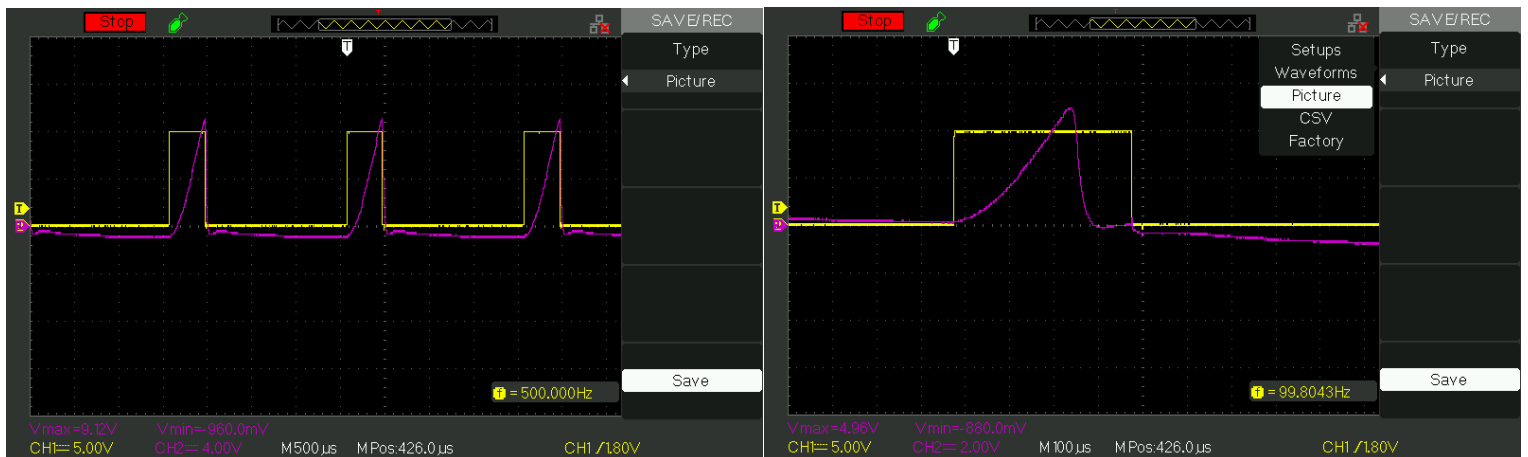
76. ábra: 100 Hz-es üzem esetén a kapcsoló feszültsége

A szemmel láthatóan helytelen működés oka, hogy a rövid pihentetés miatt nem mágneseződik le a vasmag a fent leírt módon. Elindul a rá jellemző, 73. ábrán megfigyelhető görbén, de mivel beáll a telítés, leesik a feszültsége, rövidzárhoz hasonlóan viselkedik. Az, hogy ennél *nagyobb* frekvencián viszont helyesen működik egy nem intuitív sajátossága az MPC-nek.

Az oszcilloszkópon kirajzolódó képek 100 és 500 Hz esetén összehasonlításnak:



777. ábra: Az oszcilloszkópon kirajzolódó kimenő jelek 100 és 500 Hz esetén I.



78. ábra: Az oszcilloszkópon kirajzolódó kimenő jelek 100 és 500 Hz esetén II.: A kapcsoló feszültsége

## 12. Tervezés a felhasználás oldaláról

Az impulzus üzemű tápegységekkel szemben támasztott követelmények, avagy felhasználásuk indokai a nagy frekvencia, nagy pillanatnyi áram és/vagy feszültség igénye. Adott berendezésre ezen frekvenciával kell ráhelyezni az adott pillanatnyi áram/feszültség maximumot, például egy vízfertőtlenítésre használt tartályban lévő vízre egy adott feszültséget. A víztartály példája kifejezetten releváns ezen dolgozat szempontjából, ugyanis az ilyen terhelés vehető ohmosnak [4], azonban ez nem minden esetben lesz igaz. Ezen dolgozat egyelőre elhanyagolja az induktív/kapacitív/nemlineáris terheléseket, ezen területek további munkát igényelnek. Tegyük fel, hogy adottak a következő szempontok, egy vízfertőtlenítő tartály esetében:

- Adott a frekvencia, amelyen működtetni kívánjuk a fertőtlenítő áramkört,  $f$
- Adott a víztartály geometriája, és a vízminőség, ezáltal a terhelő ellenállás,  $R_t$
- Adott a feszültség, amellyel táplálni tudjuk az MPC-t,  $U_e$
- Adott a térerősség, és ez által a feszültség, amely szükséges a bacilusok elpusztításához,  $U_{ki, max}$

A víz hidrolízisét kerülendő a cél, hogy a kimenő feszültségimpulzus megfelelően rövid legyen, annak felfutását a rezgőkörök elemei döntik majd el, lefutása azonban egy RC tag kisülése, amelyre a jellemző időállandó:  $\tau_{RC} = R_t * C$ , adott  $R_t$  esetén tehát megadható egy kondenzátor méret, amely mellett megfelelően gyors a lefutás. Feltéve, hogy  $U_e > U_{ki, max}$  az MPC megvalósítható, a két feszültség arányát a szekunder áramköri elemek egyértelműen meghatározzák. Az analitikus  $U_{ki, max}/U_e(R_t, C, L_{szekunder})$  megoldás ugyanolyan bonyolult, mint azt a 15. ábrán C2 feszültségének meghatározása során láttuk, azonban modern számítógépes, numerikus megoldóprogramokkal azonban megtalálható az összefüggés. Mivel  $R_t$  és  $C$  már határozottak, kiadódik a szekunder körben alkalmazandó induktivitás, valamint az összes szekunder kör elem feszültséglefutása, ezáltal a pihentetésre felhasználható feszültség. Ezen induktivitás és a kapacitás együtt meghatározzák a szekunder köri  $\tau_2 = \pi \sqrt{\frac{C}{2}} L_2$  időállandót is, tehát, mivel a frekvenciából ismert  $T=1/f$  periódusidő is, már tudjuk mennyi időbe kell beleférnie a primerköri félperiódusnak és a pihentetésnek összesen (jobb oldalt az egyenletben a már meghatározott mennyiségek, bal oldalt a keresendők): I):  $\tau_1 + \tau_p = T - \tau_2$ . A primer köri időállandó és a pihentetés idejének arányát pedig a 37.

ábra alapján levezetett  $U_{pihen} = U_e * \frac{\tau_1}{\tau_1 + 2\tau_p}$  egyenletből kapjuk: II):  $\frac{\tau_p}{\tau_1} = \frac{\left(\frac{U_e}{U_{pihen}} - 1\right)}{2}$ , ahol  $U_e$  ismert, hiszen a szekunder köri elemek aránya egyértelműen meghatározza. Az I) és II). által alkotott egyenletrendszer megoldva adódik ki a frekvenciához illeszkedő primer-szekunder-pihentetés ütem, melyben  $\tau_1$  és  $C$  meghatározzák a primer körben alkalmazandó induktivitást:

$\tau_1 = \pi \sqrt{\frac{C}{2}} L_1$ . Azáltal, hogy adott a működési feszültség és a kondenzátor, amelyben a kisütési energia tárolódik, adott az az energiamennyiség, amely egy kisütést jellemez. A primer köri induktivitás nagyságát ismerve eljuthatunk az  $I_{primer}$  áramhoz:  $E_{c1} = 0.5 L_1 * I_{primer}^2$ , az ütemezést biztosító félvezető eszközt úgy kell megválasztani, hogy

ezt az áramot biztosan elbírja. A lineáris áramköri elemeink ezzel határozottak, a hátra maradó lépés a kapcsolóként használt tekercs méretezése. Feltételeztem a levezés során, hogy az alkalmazás, amelyben az MPC fel lesz használva annyira költséges, hogy megengedhető a személyre szabott vasmag gyártás. Amennyiben ez a feltételezés nem helytálló, a korábban használt, ismert vasmaghoz áramkör illesztés módszerét észben tartva, a felhasználás és megvalósíthatóság közt kompromisszumokat kötve kell méretezni. Ha vasmag szempontból nem vonatkozik ránk megkötés, természetesen az elérhető legnagyobb relatív permeabilitású anyagot válasszuk a tekercshez, például permalloy-t. Az anyag másik fontos jellemzője a permeabilitásán kívül a telítési indukciója,  $B_{sat}$ . Ismerve, hogy  $A$  keresztmetszetű  $N$  menetszámú vasmagos tekercsre a szórt indukció elhanyagolásával  $B = \frac{\Psi}{A \cdot N}$ ,  $\Psi$  pedig, mint korábban említettük:  $\psi = \int U dt$ , ezen esetben  $\psi = \frac{U \cdot \tau_1}{2}$ . Azaz ismerve, milyen fluxusnál telít a vasmag, annak keresztmetszetét és menetszámát ehhez kell illeszteni. A kettő aránya már a gyártás könnyedségének alávethető. Miután megválasztottuk  $A$ -t és  $N$ -t, ahhoz, hogy a telítés után a légmagos tekercsként viselkedő kapcsoló induktivitása a szekunder körben megkívánt legyen, a mágneses úthossz ezekhez kell igazítani, hiszen  $L_{szekunder} = \frac{\mu_0 \cdot A}{l} N^2$ . Az ohmos veszteségek okozta esetleges pontatlanságok a nagyobb teljesítményű MPC-k esetén elhanyagolhatónak vehetők, egy ipari vízfertőtlenítő kapcsolásához használt vezetékek feltételezhetően jelentősen nagyobb keresztmetszetűek lesznek, mint az általam használt breadboard kábelek.

## 13. Összefoglalás

A nagyfrekvenciás impulzusgenerátorok kisütéseit ütemező kapcsolóberendezések közül a leggyakoribbak a félvezető elemek. Az ilyen kapcsolók áramterhelhetősége erősen korlátozott, kifejezetten nagy frekvencián. A mágneses kapcsolóeszközre, amely a vasmagok telítődésének az őket körülvevő tekercsre kifejtett impedanciacsökkentő hatását használja kapcsolási eseményként, nem jellemző ez a hátrány. Jelen dolgozat célja az ilyen telítődő vasmagos kapcsolóeszköz MPC-ben történő felhasználásának ismertetése, az MPC modellezésének, méretezési alapelveinek bemutatása, hangsúlyt fektetve a terhelés áramkörre való visszahatására.

Az MPC kapcsolást két, vagy esetleg több párhuzamosan kapcsolt rezgőkör, mint fokozat alkotja, melyek 2 (kicsi ohmos ellenállások esetén az optimális működéshez ugyanakkora kapacitású) kondenzátorból, és egy tekercsből állnak. Egy-egy kondenzátor minden fokozat között közös, a mágneses kapcsolóeszköz határolja el egymástól ezen fokozatokat, melyek tekercseinek aránya megadja majd az azokon belül folyó áram csúcstértékét. Ezt az értéket nevezzük erősítésnek, amely az áramok amplitúdóján kívül a rezgőkörökben lefolyó félrezgések időtartamának arányával is egyenlő. A szekunder (vagy több fokozat esetén tercier, stb.) körben lévő utolsó kondenzátorral párhuzamosan helyezhető el a kisütő ellenállás. Tekintve, hogy a rezgőkörök feszültség-és áramlefutása determinált, pontosan ismerjük az azokat alkotó elemek feszültség-idő területét, amely a telítődő vasmagú, kapcsolóként használt tekercs kapcsolását vezérli. A primer körben lefutó kisáramú rezgés félperiódust egy félvezető kapcsolóval vezérelhetjük, elvégre itt még nem számottevően nagy az áramcsúcs. A primer-szekunder köri váltásért a mágneses kapcsolóeszköz felelős, amelyet

nem szükséges irányítani, a megfelelő méretezés esetén a primer kör energiamentes állapotában automatikusan nyit a tekerecs, a szekunder rezgőkör félperiódusának elteltekor pedig zár, hagyva, hogy a kisülés (ohmos terhelés esetén) egy magára hagyott RC tagra jellemzően megtörténjen.

A modellezés MATLAB Simulink környezetben történt, amely több, valóságot különböző mértékben megközelítő vasmagmodellt biztosít a felhasználó számára a Simscape eszköztáron keresztül. A legkritikusabb elem, a telítődő vasmag modellezésére egytöréspontú, folytonos  $B(I)$  karakterisztikájú és Jiles-Atherton közelítésű, hiszterézises vasmag modelleket használva megállapítható, hogy a  $B(I)$  karakterisztikával történő, hiszterézismentes mágnesezési görbére való modellezés megfelelő pontosságot adott. Az ohmos ellenállásokat is figyelembe véve a modellezésnél, elfogadhatóan közelíthetők voltak a valós folyamatok a szimulációs környezetben.

A terhelés, mint áramkörü elem, eltorzítja az azt tartalmazó rezgőkör időállandóját. Ez a méretezés megfelelő illesztését kívánja, azonban lehetőséget nyit egy egyedi, ún. pihentetési üzemre. Az MPC-ben használt mágneses kapcsolóban a nyitáshoz szükséges fluxust le kell építeni a következő ütem zavartalan lefolyásához. Ennek kézenfekvő módja hagyni, hogy a mágneses tér természetes módon leépüljön, energiamentesítve a kapcsolót, azonban ez szigorú határt von az alkalmazható frekvenciának. Egy gazdaságosabb módja a fluxus leépítésének a terhelés torzítása okozta (eredeti feszültségirányt pozitívnak véve) negatív 'pihentetési feszültséget' kihasználni a folyamat felgyorsítására. Ezzel a működési elvvel nagyságrendi növekedést érünk el az MPC működési frekvenciájában, ahogy azt a méréseim is alátámasztották. A laborban megépült, 13 V bemeneti, (ohmos veszteségek miatt csupán) 8 V hasznos működési feszültségű, 0,2  $\Omega$  terhelésű MPC pihentetési üzemének frekvenciája 500 Hz volt, míg a kisüléseket egyedi, self-contained folyamatként tekintő működés maximális frekvenciája 10 Hz-re adódott. Így a kinyerhető, frekvenciával arányos teljesítmény 15,6 W-ra rugott, 9 A kimeneti áramcsúcs és  $\sim 34 \mu\text{s}$  felfutási idő mellett.

## 14. Kitekintés

A dolgozatom során taglalt ún. 'soros' MPC legnagyobb hátránya, hogy a feszültség szintet nem növeli. Ezt a kimenetre kapcsolt transzformátorral csak részlegesen lehet orvosolni, tekintve, hogy nem szinuszos az impulzusgenerátor kimenő feszültsége. Egy másik megoldás az MPC kapcsolóeszközeként használt vasmagos tekerecs helyett egy *transzformátort* használni, mely vasmagjának telítődésekor megszűnik a mágneses kapcsolat a primer-és szekunder kör között [8]. A témában tervezett további kutatásom egyik aspektusa a soros MPC tanulságait alkalmazva tervezni egy ilyen, feszültség szint növelésére is képes 'párhuzamos' MPC berendezést.

A tervezést nagyban megkönnyítette a terhelést lineáris, ohmos ellenállásnak tekinteni. A gyakorlatban az impulzusgenerátorokat azonban nem ritka, hogy kisülések indítására és/vagy fenntartására használják. Az ilyen terheléseket varisztorral modellezve a már megépült áramkörön könnyen vizsgálható lesz, egy nagy teljesítményű MPC mennyire alkalmas villamos kisülések nagyfrekvenciás előállítására. Ezen eszmefuttatás célja hosszú távon egy a

nagyfeszültségű laboratóriumban használt felszerelések fertőtlenítésére használt ózontermelő DBD kisülést fenntartó impulzusgenerátor építése.



## 15. Irodalomjegyzék

- [1] W. S. Melville, "The use of saturable reactors as discharge devices for pulse generators," in *Proceedings of the IEE - Part III: Radio and Communication Engineering*, vol. 98, no. 53, pp. 185-206, May 1951, doi: 10.1049/pi-3.1951.0038.
- [2] D. M. Barrett *et al.*, "A pulse power modulator system for commercial high power ion beam surface treatment applications," *Digest of Technical Papers. 12th IEEE International Pulsed Power Conference. (Cat. No.99CH36358)*, Monterey, CA, 1999, pp. 173-176 vol.1, doi: 10.1109/PPC.1999.825440.
- [3] H. Hatanaka, H. Tanaka, M. Obara, K. Midorikawa, and H. Tashiro, "A 1- kpps transversely excited atmospheric CO<sub>2</sub> laser excited by an all solid state exciter with a magnetic pulse compressor," *J. Appl. Phys.* 68(4), 1456–1459 (1990).
- [4] R. Narsetti, R. D. Curry, K. F. McDonald, L. M. Nichols and T. Clevenger, "Application of Pulsed Electric Fields and Magnetic Pulse Compressor Technology for Water Sterilization," *2005 IEEE Pulsed Power Conference*, Monterey, CA, 2005, pp. 1282-1285, doi: 10.1109/PPC.2005.300606.
- [5] N. Georgescu, "A new look at the energy efficiency of a series magnetic pulse compressor with resistive losses," *Digest of Technical Papers. Tenth IEEE International Pulsed Power Conference*, Albuquerque, NM, USA, 1995, pp. 1371-1376 vol.2, doi: 10.1109/PPC.1995.599808.
- [6] <https://www.espimetals.com/index.php/technical-data/175-permalloy-80#:~:text=Permalloy%20is%20a%20highly,in%20electrical%20and%20electronic%20equipment.&text=It%20provides%20maximum%20magnetic%20permeabilities,losses%20at%20low%20field%20strengths.> 2020.10.17.
- [7] H. Akiyama, T. Sakugawa, T. Namihira, K. Takaki, Y. Minamitani and N. Shimomura, "Industrial Applications of Pulsed Power Technology," in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 14, no. 5, pp. 1051-1064, October 2007, doi: 10.1109/TDEI.2007.4339465.
- [8] Choi, Jae-Gu. (2010). Introduction of the Magnetic Pulse Compressor (MPC) - Fundamental Review and Practical Application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*. 5. 484-492. 10.5370/JEET.2010.5.3.484.
- [9] D. Zhang, Y. Zhou, J. Wang and P. Yan, "A compact, high repetition-rate, nanosecond pulse generator based on magnetic pulse compression system," in *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, vol. 18, no. 4, pp. 1151-1157, August 2011, doi: 10.1109/TDEI.2011.5976109.
- [10] T. Sakugawa *et al.*, "High repetition rate pulsed power generator using IGBTs and magnetic pulse compression circuit," *2009 IEEE Pulsed Power Conference*, Washington, DC, 2009, pp. 394-398, doi: 10.1109/PPC.2009.5386283.
- [11] Rhee, Jae-Ho & Kim, Se-Hoon & Baek, Ji-Eun & Ko, Kwang-Cheol. (2018). Method for Self-Resetting of Magnetic Switches in a Magnetic Pulse Compressor Without

Additional Reset Circuits. IEEE Transactions on Plasma Science. PP. 1-5.  
10.1109/TPS.2018.2860975.

[12] Kádár I.: Elektrotechnika, IV. A mágneses tér alapfogalmai, alaptörvényei, mágneses körök. Óravázlat. <https://vet.bme.hu/>