

Doktori (PhD) értekezés

**Teljesítményelektronikai átalakítóknban  
alkalmazott alumínium elektrolit  
kondenzátorok áram igénybevételének és  
öregedésének vizsgálata**

DOI:10.18136/PE.2018.678



Kovács László

Témavezető: Dr. Fodor Dénes

Vegyésmérnöki- és Anyagtudományok

Doktori Iskola

Pannon Egyetem

2018



**Teljesítményelektronikai átalakítóknban alkalmazott alumínium elektrolit  
kondenzátorok áram igénybevételenek és öregedésének vizsgálata**

Az értekezés doktori (PhD) fokozat elnyerése érdekében készült a Pannon Egyetem  
Vegyészmérnöki- és Anyagtudományok Doktori Iskolája keretében  
Anyagtudományok és technológiák tudományágban

Írta: Kovács László

Témavezető: Dr. Fodor Dénes

Elfogadásra javaslom (igen / nem)

.....

(témavezető/k)

A jelölt a doktori szigorlaton..... %-ot ért el,

Veszprém/Keszthely,

.....

(a Szigorlati Bizottság elnöke)

Az értekezést bírálóként elfogadásra javaslom:

Bíráló neve: Dr. Blága Csaba ..... igen /nem

.....

(bíráló)

Bíráló neve: Dr. Szabó István ..... igen /nem

.....

(bíráló)

A jelölt az értekezés nyilvános vitáján .....%-ot ért el.

Veszprém/Keszthely,

.....

(a Bíráló Bizottság elnöke)

A doktori (PhD) oklevél minősítése.....

Veszprém/Keszthely,

.....

(az EDHT elnöke)

# Tartalomjegyzék

<b>Kivonat</b> .....	iii
<b>Abstract</b> .....	iv
<b>Köszönetnyilvánítás</b> .....	v
Jelölések .....	6
1 Bevezetés .....	12
2 Alumínium elektrolit kondenzátorok áramterhelése a modern elektronikai alkalmazásokban .....	16
2.1 DC-link kondenzátor árama egyfázisú ISZM egyenirányítóban .....	16
2.2 Kondenzátor árama Boost Konverterben .....	21
2.3 Kétnegyedes DC Chopper .....	30
2.4 DC link kondenzátor árama PWM inverterekben .....	34
3 Alumínium elektrolit kondenzátorok bemutatása .....	40
3.1 Kondenzátorok működési elvének általános bemutatása .....	40
3.2 Alumínium elektrolit kondenzátor felépítése és gyártása.....	43
3.3 Alumínium elektrolit kondenzátor gyártói modellje és elektromos paraméterei .....	48
3.3.1 Kapacitás .....	48
3.3.2 ESR.....	49
3.3.3 ESL.....	51
3.3.4 Maradékáram.....	51
3.3.5 Dissipation factor ( $\tan\delta$ ).....	53
3.3.6 Impedancia .....	54
3.3.7 Váltakozó áram (Ripple current).....	54
3.4 További modellek .....	56
3.5 Megbízhatóság és az élettartam .....	60
4 Tesztkörnyezet kialakítása .....	68
4.1 Tesztpad hardveres kialakítása .....	68
4.1.1 Áramkörtervezés és méretezés .....	68
4.1. ábra Tesztáramkör sematikus ábrázolása .....	68
4.1.2 Áramkör szimulálása.....	71
4.1.3 Áramkör üzembe helyezése .....	73
4.2 Tesztelési eljárás.....	74

4.3	Mérésautomatizálási rendszer.....	76
4.3.1	Elektrolit vegyi méréseihez kapcsoló mérőrendszer.....	80
4.3.2	Kondenzátorokhoz tartozó mérőrendszer.....	84
4.3.3	Adatmanagement és kiértékelő modulok.....	87
5	Impulzusüzemű alkalmazás hatásának vizsgálata kondenzátor modellek és szimulációk segítségével.....	90
5.1	Kondenzátor modell elemeinek meghatározása genetikus algoritmussal.....	90
5.1.1	Standard modell vizsgálata.....	96
5.1.2	Gasperi modelljének vizsgálata.....	97
5.1.3	Venet standard modelljének vizsgálata.....	98
5.2	Saját modell bemutatás és vizsgálata.....	99
5.3	Elektrolit kondenzátor feszültség szintjének vizsgálata a Chopper áramkörben.....	103
5.4	Elektrolit kondenzátor áram igénybevételeinek vizsgálata a Chopper áramkörben.	112
6	Elvégzett tesztek és mérési eredményeik.....	118
	Hivatkozások.....	138
	Publikációs jegyzék.....	145
	Mellékletek.....	147

## Kivonat

A teljesítményelektronikai alkalmazások és alkatrészek folyamatosan fejlődnek. Az 1990-es években lényeges szemléletváltozás következett be. Az addigi eszköz alapú nézetet felváltotta az alkalmazás irányú megközelítés. A váltás egyik oka az volt, hogy fejlettebb félvezető elemek szinte minden teljesítménytartományban elérhetővé váltak. A második ok, hogy a miniatürizáció, mint igény egyre fontosabb lett a teljesítményelektronikában. Ezzel megnövekedett a különböző felhasználási lehetőségek száma. A fentiek mellett elkezdődött az impulzus szélesség modulációs (ISZM) technológiák és az arra alapuló alkalmazások fejlődése is. Természetesen ez a szemlélet és technológiaváltozás hatással volt az összes elektronikai alkatészre, így a passzív áramköri elemekre is. Az alumínium elektrolit kondenzátorokat gyakran alkalmazzák a teljesítmény átalakító kapcsolásokban, mivel az átalakítás nem végezhető el csak kapcsolóelemekkel. Azonban a kondenzátorokat fejlesztő és gyártó cégek nem analizálták az új áramköri igénybevételeket és nem kutatták annak degradációs hatásait.

A PhD tevékenység célja a degradáció okának meghatározása és információgyűjtés arról, melyik alapanyag, illetve alkatrész szenved el a legnagyobb igénybevételt az új jellegű üzemeltetés során. Ennek eléréséhez tanulmányoznom kellett a modern teljesítményelektronikai alkalmazásokat és az üzemeltetésük során fellépő kondenzátor igénybevételeket. Az eredmények alapján felépítettem egy tesztpadot, amellyel emulálható az ISZM áramkörökben fellépő négyszögű áram igénybevétel. A létrehozott tesztpad segítségével különböző kondenzátor szériákat teszteltem. A kondenzátorok elektromos paramétereinek változása alapján felismerhető volt egy degradációs jelenség, amelyet az alapanyagok fizikai és kémiai analízise után meghatároztam. Ez a degradációs jelenség az anódfólia pórusméret csökkenése. A valós kondenzátor teszteken kívül szimulációkat is elvégeztem. A gyártói és a szakirodalomban alkalmazott kondenzátor modellek segítségével, azok alkotóelemeinek igénybevételét is megvizsgáltam. Mivel ezek a modellek nem teszik lehetővé teljes mértékben az összes alkotóelem analízisét, egy új modell is kidolgozásra került, amely a fizikai felépítésen alapszik. A szimulációk alapja az új tesztáramkör volt. A modellek eleminek identifikációja genetikussal került meghatározásra. A kondenzátor alkotó elemein alapuló modell megerősítette, hogy a kondenzátor anódfóliája szenved el a legnagyobb áram igénybevételt az ISZM alkalmazásokban. A szimulációk és valós tesztek során bebizonyosodott, hogy az ISZM teljesítmény átalakítók az anódfóliát és annak oxidrétegét degradálják.

## Abstract

Power electronics application and components are continuously being improved. During the 1990s a change of attitude occurred: the applied device-based approach has been replaced by an application based one. The two root causes were that more developed semiconductor elements were available in all of power range and the miniaturization became more important in power electronics. Hence, the number of power electronics applications increased. Additionally, the development of Pulse-width modulation (PWM) technology and PWM-based applications started. The change of approach and technology influenced the electronics components development including passive components. The Aluminum electrolytic capacitor is often used in power conversation circuits, because the transformation cannot be performed with switching elements only. However, the degradation of capacitors caused by new circuit topologies was not analyzed by the capacitor developers and manufacturers.

The aim of this PhD research was to identify the root cause of degradation and specify which building component(s) and raw material(s) suffer the highest load during the new power electronics circuit operation. To achieve this, the new application operation and capacitor stress had to be analyzed. A new test bench, which can emulate the square load current caused by PWM circuits, was developed based on this analysis. Different capacitor series were tested exposing degradation. The physical and chemical analyses of raw materials identify a new degradation phenomenon, which is the pore size reduction of anode foil.

In addition to real word capacitor tests, simulation was performed. By using the capacitor model of manufacturers and scientific articles capacitor load was also investigated. Unfortunately these models do not support the detailed analysis of raw materials and building components. Therefore a new model development was required. The new model is based on physical structure of aluminum electrolytic capacitors, making the investigation of elements possible. The simulations were based on novel test bench. The model parameters were identified by genetic algorithm. The component-based model confirmed, that the capacitor anode foil suffer the highest load in PWM application.

The real tests and the simulations confirmed that PWM applications degrade the capacitor anode foil and the oxide layer during the operation.

## **Köszönetnyilvánítás**

Szeretnék köszönetet mondani témavezetőmnek Dr. Fodor Dénesnek a kutatásban és a disszertáció megírásában nyújtott segítségért, valamint a Járműmechanika Intézeti Tanszék kollégáinak és EPCOS Kft. Termékfejlesztési osztályának, akik segítették kutatómunkámat.

Külön köszöntöttel Enisz Krisztiánnak, Kohlusz Gábornak, Speiser Ferencnek, Szalay Istvánnak, Dr. Klug Ottónak, Rauch Dezsőnek, Dobai Lászlónak a szakmai segítségükért. Végül, de nem utolsó sorban szeretném hálásan megköszönni Dr. Marschalko Richard tanár úrnak azt a lelkiismeretes segítségét, amivel segítette a disszertációm írásának előrehaladását.

Szeretném hálámat kifejezni egész családomnak, hogy a tanulmányaim alatt végig kitartóan támogattak, főként feleségemnek, aki a hosszú munka folyamán végig támogatott.

## Jelölések

A	-	Kondenzátor fegyverzetének területe
C	-	Kondenzátor, kapacitás
C <sub>20°C</sub>	-	Kapacitásértés 20 °C-on
C <sub>100Hz</sub>	-	100 Hz-en mért kapacitásérték
C <sub>a</sub>	-	Anód fólia kapacitásértéke
C <sub>B</sub>	-	Kondenzátorteleg kapacitása
C <sub>c</sub>	-	Katód fólia kapacitásértéke
C <sub>f</sub>	-	Adott frekvencián mért kapacitásérték
C <sub>M</sub>	-	Mért kapacitásérték
C <sub>o</sub>	-	Kapacitás vákuum esetén
C <sub>OX</sub>	-	Oxidréteg kapacitása- Anódkapacitás
C <sub>R</sub>	-	Névleges kapacitás
C <sub>T</sub>	-	Kapacitásérték adott T hőmérsékleten
d	-	Fegyverzetek távolsága
d <sub>C</sub>	-	Kondenzátor átmérője
D		Dióda
D <sub>1</sub> -D <sub>6</sub>	-	Kapcsolásban alkalmazott dióda
D <sub>A</sub>	-	Anódfólia szigetelőrétemének átütési feszültségét szimbolizáló dióda
D <sub>C</sub>	-	Katódfólia szigetelőrétemének átütési feszültségét szimbolizáló dióda
D <sub>ox</sub>	-	Szigetelő réteg disszipációs faktora
E	-	Elektromos térerősség
Err <sub>best</sub>	-	Legkisebb hibanégyzettel rendelkező kromoszóma hibaösszege
Err <sub>i</sub>	-	i. kromoszóma eleme
ESL	-	Kondenzátor soros induktivitás értéke
ESR	-	Soros veszteségi ellenállást szimbolizáló ellenállás
ESR(f <sub>n</sub> )	-	Adott frekvencián mért ESR érték
f	-	Frekvencia
F	-	Töltésekre ható erő
F <sub>fn</sub>	-	Adott frekvenciátag korrekciós faktorának értéke
F <sub>i</sub>	-	Fitness függvény i. eleme
F <sub>K</sub>	-	Hőmérsékletemelkedés által okozott öregedést gyorsító faktor
f <sub>s</sub>	-	Kapcsolási frekvencia

$i$	-	AC vonali bementeti áram pillanatnyi értéke
$i^*$	-	Két pont szabályozó áramreferencia értéke
$i_C$	-	Kondenzátor áramának pillanatnyi értéke
$i'_C$	-	Kondenzátor áramának nagyfrekvenciás alkotó elemének pillanatnyi értéke
$\bar{i}_C$	-	Kondenzátor pillanatnyi áramértékeinek átlaga
$i_{Cp}$	-	Kondenzátor áramának csúcsértéke
$i_d$	-	Közbenső egyenáramú szakasz áramának pillanatnyi értéke
$i_i$	-	Inverter oldali bemeneti áram pillanatnyi értéke
$i_{iavg}$	-	Inverter bemeneti áramának egyenáramú tagjának pillanatnyi értéke
$i_{iac}$	-	Inverter bemeneti áramának váltakozó áramú tagjának pillanatnyi értéke
$i_L$	-	Induktivitás áramának pillanatnyi értéke
$i_{Lp}$	-	Induktivitás áramának csúcsértéke
$i_o$	-	Kimeneti áram pillanatnyi értéke
$i_r$	-	Egyenirányított áram pillanatnyi értéke
$i_{ravg}$	-	Egyenirányított oldali áram DC tagjának pillanatnyi értéke
$i_{rac}$	-	Egyenirányított oldali áram AC tagjának pillanatnyi értéke
$I$	-	AC vonali áram effektív értéke
$I^*$	-	Áramszabályozó alapjele
$I_0$	-	Maximálisan megengedett váltakozó áram a kondenzátor maximális hőmérsékletén
$I_A$	-	Alkalmazott váltakozó áram $T_A$ környezeti hőmérséklet esetén
$I_{AC}$	-	Váltakozó áram/Ripple Current
$I_{AC,max}$	-	Maximálisan engedélyezett váltakozó áramú terhelés
$I_{AC,R}$	-	Névleges váltakozó áramú terhelhetőség
$I_C$	-	Kondenzátor áramának effektív értéke
$I_{C,DCH}$	-	Kondenzátor árama kisütés alatt
$I_{C,CH}$	-	Kondenzátor áram feltöltés alatt
$I_{CH}$	-	Kondenzátor áramának nagyfrekvenciás tagjának effektív értéke
$I_{CL}$	-	Kondenzátor áramának alacsonyfrekvenciás tagjának effektív értéke
$I_d$	-	Közbenső egyenáramú szakasz áramának effektív értéke
$I_{fn}$	-	Adott frekvenciátag váltakozó áramának RMS értéke

$I_{iac}$	-	Inverter bemeneti áram AC tagjának effektív értéke
$I_{iavg}$	-	Inverter bemeneti áram DC tagjának effektív értéke
$I_L$	-	Induktivitás áramának effektív értéke
$I_{LC1}$	-	$t_1$ -es időpillanatban mért maradékáram
$I_{LC2}$	-	$t_2$ -es időpillanatban mért maradékáram
$I_{LC(20^\circ C)}$	-	Szivárgási áram értéke 20 °C-on
$I_{LC(T)}$	-	Szivárgási áram értéke adott hőmérsékleten
$I_{min}$	-	Terhelés minimális árama
$I_{max}$	-	Terhelés maximális árama
$I_N$	-	Áram N. felharmonikusának effektív értéke
$I_{N,R}, I_{N,S}, I_{N,T}$	-	Adott fázis áramának N. felharmonikusának effektív értéke
$I_o$	-	Kimeneti áram effektív értéke
$I_{OLC}$	-	Működés közbeni maradékáram értéke
$I_{OP}$	-	Működés közbeni áramterhelés
$I_{rac}$	-	Egyenirányított oldali áram AC tagjának effektív értéke
$I_{ravg}$	-	Egyenirányított oldali áram DC tagjának effektív értéke
$k$	-	Coulomb-féle arányossági tényező, értéke $8,988 \cdot 10^9 \text{ Nm}^2\text{C}^{-2}$
$K_{AC,i}$	-	Váltakozó áram által okozott öregedést gyorsító faktor
$K_i$	-	Feszültség szabályozó integráló tagja
$K_p$	-	Feszültség szabályozó arányossági tagja
$l_c$	-	Kondenzátor magassága
$L$	-	Induktivitás
$L_0$	-	Garantált élettartam
$L_A$	-	Anódfóliát szimbolizáló induktivitás
$L_C$	-	Kondenzátor becsült élettartama
$L_C$	-	Katódfóliát szimbolizáló induktivitás
$L_R, L_S, L_T$	-	Fázisokhoz tartozó veszteségi induktivitás
$LC$	-	Kondenzátor maradékárama
$LL$	-	Long life
$M$	-	Modulációs index
$n$	-	Alkalmazott feszültség által okozott öregedést gyorsító faktor
$OLC$	-	Működés közbeni maradékáram (Operating leakage current)
$P$	-	Teljesítmény
$P_c$	-	Keresztezési művelet valószínűsége

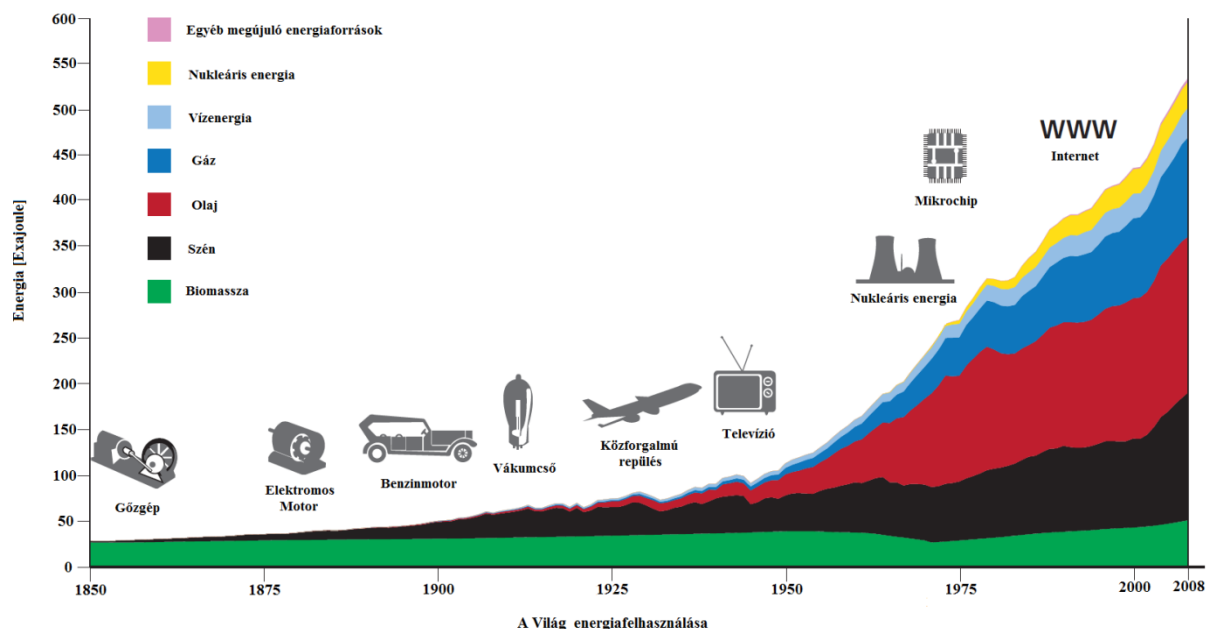
$P_m$	-	Mutációs művelet valószínűsége
$Q$	-	Töltés
$Q_n$	-	Ponttöltés
$r$	-	Ponttöltés köré írt gömb sugara
$R$	-	Ellenállás
$R, S, T$	-	Fázisok megnevezése
$R_A$	-	Anódfólia ellenállása
$R_{AO}$	-	Anódfólia ellenállása
$R_{ALC}$	-	Anódfólia szivárgási árama
$R_C$	-	Katódfólia ellenállása
$R_{CH}$	-	Töltési folyamat alatt alkalmazott áramkorlátozó ellenállás
$R_{CLC}$	-	Katódfólia szivárgási árama
$R_{CO}$	-	Katódfólia ellenállása
$R_{DCH}$	-	Kisütési folyamat alatt alkalmazott áramkorlátozó ellenállás
$R_e$	-	Elektrolit és a határfelületek közti ellenállás
$R_{ESR}, R_{ESR2}$	-	Alapanyagok csatlakozásának és ellenállásának értéke
$R_f$	-	Anód és katód fólia ellenállása
$R_i$	-	Kivezető szalag(ok) és csatlakozások ellenállása
$R_L$	-	Terhelő induktivitás ellenállása
$R_{LC}$	-	Maradékáramot szimbolizáló ellenállás
$R_{LC2}$	-	Venet modellben szereplő kiegészítő eleme
$R_T$	-	Terhelő ellenállás
$R_{ox}$	-	Dielektromos veszteség ellenállása
$t$	-	Idő
$t'$	-	Kapcsolási folyamat alatti idő
$t_1, t_2$	-	Idő, időpillanatok
$t_{OLC}$	-	Működési maradékáram mérésének ideje
$\tan\delta$	-	Veszteségi tényező
$T$	-	Hőmérséklet
$T_0$	-	Névleges áram által okozott maghőmérsékletének változás
$T_1-T_6$	-	Kapcsolásban alkalmazott kapcsolóelem(ek)
$T_{AC}$	-	AC bemenet periódusideje
$T_A$	-	Környezeti hőmérséklet
$T_{base}$	-	Alapmérések hőmérséklete (23 °C)

$T_c$	-	Kapcsolóelem vezetési ideje
$T_C$	-	Maghőmérséklet
$T_C^*$	-	Kitöltési tényező
$T_{c0}$	-	Kitöltési tényező, ha az induktivitás árama nulla
$T_{C,MAX}$	-	Maximálisan megengedhető maghőmérséklet
$T_R$	-	Névleges környezeti hőmérséklet
$T_s$	-	Periódusidő
$u_C$	-	Kondenzátor feszültségének pillanatnyi értéke
$u_d$	-	Közbenső egyenáramú szakasz feszültségének pillanatnyi értéke
$u_d^*$	-	Közbenső egyenáramú szakasz referenciafeszültsége
$u_{LE}$	-	Terhelő induktivitás pillanatnyi feszültsége
$u_{LR}$	-	Terhelő ellenállás pillanatnyi feszültsége
$u_L$	-	Induktivitás feszültségének pillanatnyi értéke
$u_o$	-	Kimeneti feszültség pillanatnyi értéke
$u_s$	-	AC vonali bementeti feszültség pillanatnyi értéke
$U_{\pm}$	-	Fegyverzetek feszültsége
$U_A$	-	Alkalmazott feszültség
$U_{avg}$	-	Kondenzátor feszültség szintjének átlaga
$U_C$	-	Kondenzátor feszültség effektív értéke
$U_d$	-	Közbenső egyenáramú szakasz feszültség effektív értéke
$U_{DC}$	-	DC egyenfeszültség
$U_F$	-	Formálási feszültség
$U_L$	-	Induktivitás feszültség effektív értéke
$U_{LE}$	-	Terhelő induktivitás feszültségének effektív értéke
$U_{LR}$	-	Terhelő ellenállás feszültségének effektív értéke
$U_o$	-	Kimeneti feszültség effektív értéke
$U_R$	-	Kondenzátor névleges feszültsége
$U_s$	-	AC vonali bementeti feszültség effektív értéke
$U_S$	-	Csúcsfeszültség
$U_{test}$	-	Tesztfeszültség
$V_{free}$	-	Kondenzátorban lévő szabad térfogat
$X_C$	-	Kapacitív reaktancia
$X_L$	-	Induktív reaktancia

$y_0, y_1$	-	intervallum határok
$Z$	-	Impedancia
$Z_i$	-	i. frekvencia számított impedancia értéke
$Z_{\text{meas},i}$	-	i. frekvencián mért impedancia érték
$\Delta h$	-	Két pont szabályozó küszöbértéke
$\Delta i$	-	Két pont szabályozó bemeneti áramjele
$\Delta I$	-	Áram változásának maximuma
$\Delta I_{\text{max}}$	-	Áramváltozás maximuma
$\Delta I_{\text{OP}}$	-	Működés közbeni áramterhelés változása
$\Delta T_C$	-	Kondenzátor áram által okozott maghőmérsékletének változása
$\Delta u_d$	-	Közbenső egyenáramú szakasz feszültségkülönbsége
$\Delta U$	-	Feszültségkülönbség/Potenciálkülönbség a fegyverzetek közt
$\alpha$	-	egyenletes eloszlású véletlen szám
$\beta$	-	Laplace-eloszlású véletlen szám
$\epsilon_0$	-	Vákuum permittivitása (dielektromos állandó a D elektromos eltolás és az E elektromos térerősség közötti arányossági tényező)
$\epsilon_r$	-	Relatív permittivitás
$\lambda$	-	hibaarány
$\varphi^*$	-	Áram alapjel fázisa
$\tau$	-	időállandó
$\tau^*$	-	normalizált időállandó
$\omega$	-	Körfrekvencia

# 1 Bevezetés

Társadalmunknak elengedhetetlen szüksége az elektromos áram, illetve az elektromos hálózat jelenlétére, amelynek következtében az energetikai szemlélet jelentősen megváltozott az évszázadok során. Ez a drasztikus változás látható a mindennapokban is, mivel napról napra több elektronikus készülékkel rendelkezik minden egyes háztartás. Ilyen eszközök például mosógép, mosogatógép, TV, számítógép, világítás, stb. Nem csak a háztartások területén alkalmazzuk egyre gyakrabban és egyre nagyobb teljesítményben az elektromosságot, hanem az ipari termelő, gyártó telephelyeken is. A villamos hajtás során szerzett tapasztalatok és kutatások hatására elkezdődött a közúti járművek villamos hajtásának a fejlődése is. Ezen kívül energia felhasználás történik az általunk használt kommunikáció, közvilágítás, mechanikai munka, szórakozás igénybevétele alatt is. Ennek következtében jelentősen megnövekedett a világ energiafelhasználása (1.1. ábra).



1.1. ábra Világ energiafelhasználása [1]

A fenti ábrából látható, hogy két fejlődési fázisa volt ennek a folyamatnak. Az első a tradicionális energiahordozók szénrel történő felváltása (19. század vége, 20. század eleje), míg a második lépésben az olaj és gáz felhasználása (1930 körül). Az elmúlt évtizedekben elkezdődött a vízenergia, biomassza, nukleáris energia, megújuló energiaforrások (szolár és szél) alkalmazása is. Ennek ellenére körülbelül 20 % a világ lakosságának így sem jut villamos energiaellátáshoz. Mivel 2050-ben a lakosság várhatóan eléri a 9 milliárdot, ezért szükséges az energetikai rendszer átalakítása. Természetesen a fentiekén kívül nagy kihívást jelent, hogy az összes nemzet, régió és közösség energiabiztonságának növelni kell, de

ugyanakkor csökkenteni kell a környezetre gyakorolt hatást az üzemanyag felhasználás, valamint energetikai rendszerek gázemissziójának csökkentésével.

A fentiek tükrében a Global Energy Assessment (GEA) azonosított néhány kulcspontot [1] az erőforrások, technológiák és politikai lehetőségek széleskörű vizsgálata alapján, amelyek változtathatnak az energiafelhasználáson. Ezek a következők:

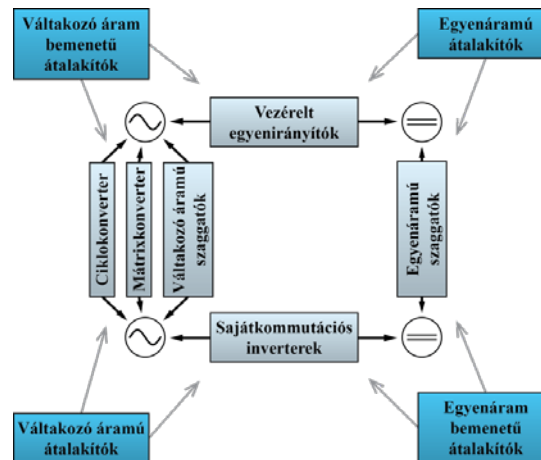
- Energetikai rendszerek átalakítása a fenntartható jövő támogatásáért:
  - Végfelhasználók energiafelhasználásának radikális hatékonyságnövelése
  - Energiaellátó rendszerek infrastrukturális változtatása
  - Felhasznált megújuló energiaforrások arányának növelése
- Energiafelhasználás hatékonyságnövelése:
  - Épületek felújítása a hűtési, fűtési energiaigény csökkentése érdekében
  - Új épületek tervezése és építése során maximális figyelmet szentelni a hűtési, fűtési energiaigény minimalizálására
  - Elektromos hajtású közlekedés a harmadára csökkenti az energiafelhasználást, mint a benzinjárművek.
- Megújuló energiaforrások felhasználása:
  - A megújuló energiaforrások arányának növelése a globális elsődleges energiafelhasználás sor. A jelenlegi 17 %-os felhasználási arányt 2050-re növelni kell 30 %, 75 % egyes régiók esetében 90 %-ra.

A fenti kulcspontok szinte mindegyike kapcsolódik a teljesítményelektronikához. Ez a tudományág magába foglalja az elektromos energia átalakítást, alkalmazását, az elektronikus készülékek tervezését és megvalósítását, illetve az elektromos energia áramlásának szabályozását is. A legtöbb teljesítményelektronikai áramkör feladata az elektromos energia kezelése, illetve szabályozása a forrás és a terhelés közt, tehát energiaátalakítást végeznek. A teljesítményelektronikai átalakítók osztályozását mutatja az 1.2-es ábra.

A villamos energia átalakítás négy alapvető formája látható az 1.2-es energetikai átalakítási struktúrában. Ez a négy átalakítási forma az egyenirányítás (AC/DC), a váltóirányítás (DC/AC), az egyenfeszültség szintjének változtatása (DC/DC) és a váltakozófeszültség átalakítás (AC/AC).

Ezek a teljesítmény átalakító egységek képesek egy lépésben is a bemeneti energia paramétereit átalakítani a felhasználó igényeinek megfelelően. A gyakorlatban azonban nem egy lépcsőben valósul meg, hanem átalakítók, energia átalakítások sorozatával. Egy modern teljesítményelektronikai alkalmazásokban számos esetben megváltozik az áram és feszültség

jellege. Mivel az energia átalakítás nem végezhető el csak kapcsolóelem segítségével, így minden kapcsolás energiatároló (induktivitás és kondenzátor) elemeket is tartalmaz.



1.2. ábra Teljesítményelektronikai átalakítók osztályozása [2]

A teljesítményelektronikai alkalmazások és alkatrészek folyamatosan fejlődnek. Az 1990-es években lényeges szemléletváltozás következett be. Az addigi eszköz alapú nézetet felváltotta az alkalmazás irányú megközelítés. A váltás két fő oka az volt, hogy fejlettebb félvezető elemek szinte minden teljesítménytartományban elérhetőek voltak. A második ok, hogy a miniatürizáció, mint igény egyre fontosabb lett a teljesítményelektronikában is. Ezzel megnövekedett a különböző alkalmazások száma.

Az alumínium elektrolit kondenzátorokat elsősorban AC/DC, DC/DC és DC/AC teljesítményelektronikai átalakítók esetében alkalmaznak. Ezeknek az áramköri elemek a funkciója egyensúlyt teremteni a bemeneti és kimeneti terhelés pillanatnyi teljesítménykülönbsége közt és minimalizálni a feszültség ingadozását az egyenfeszültségű oldalon. A modern áramköri elrendezések esetében a kondenzátoron egy dinamikus négyszögű áramjel (esetenként szinuszos modulációval) jelenik meg, amelynek hatása ismertetlen az elektromos alkatrészeket gyártó és fejlesztő cégek számára.

A dolgozat célja, hogy bemutassa az elektrolit kondenzátort érő áram igénybevételt a különböző teljesítményelektronikai alkalmazásokban. Ez az áramterhelés befolyásolja az alkalmazott elektrolit kondenzátor elektromos paraméter értékeit, belső hőmérsékletét és ez által az élettartamát is. Számos kutató köztük Kolar, Renken, Gasperi, Kurachi, Venet, Marschalko [8, 17, 18, 20, 21, 23, 24, 55-65] vizsgálta a kondenzátor áramát, illetve degradációjának hatásait az alkalmazott áramkörre és az azt vezérlő szabályozókörre. Ennek ellenére nem kutatták a kondenzátorban lejátszódó degradációs folyamatokat és azt az alkotó elemet sem határozták meg, amely kulcsszerepet tölt be az igénybevétel során. Mivel az energiatároló elemek meghatározzák az áramkörök működését és annak használati idejét

szükséges ezek, illetve alkatrészeinek vizsgálata. Természetesen nem csak az öregedő alkotó elemek meghatározása a cél. Analizálva az áramterheléseket, javaslatot tenni egy a gyakorlatban használható tesztelési módszerre. Illetve meghatározni az alkalmazott alumínium elektrolit kondenzátorra gyakorolt hatását az új dinamikusán váltakozó áram igénybevételnek, segítve ezzel a termékfejlesztés folyamatát.

## **2 Alumínium elektrolit kondenzátorok áramterhelése a modern elektronikai alkalmazásokban**

A modern elektronikai alkalmazásokban a feszültség és áram amplitúdója, frekvenciája és jellege számos esetben megváltozik. Elegendő csak egy egyenirányítóra gondolni, amikor a bemeneti hálózati feszültség váltakozó jellegét átalakítjuk egyenfeszültséggé. Minden ilyen jellegű változást energiaátalakításnak nevezzük, amelyhez elengedhetetlen az energiatároló elemek jelenléte. Az elmúlt évtizedekben jelentősen átalakult az elektronikai eszközök és áramkörök felépítése. A kapcsolóelemek megjelenésével megváltozott az energiatároló elemek igénybevétele, amely befolyásolja az élettartamukat is. A legtöbb tudományos értekezés és a kondenzátorokat gyártó, használó cégek is a terhelőáram és feszültség RMS értékét veszik figyelembe. Nem tanulmányozzák és vizsgálják a terhelőáram dinamikus változásának hatását a kondenzátorra vonatkozóan.

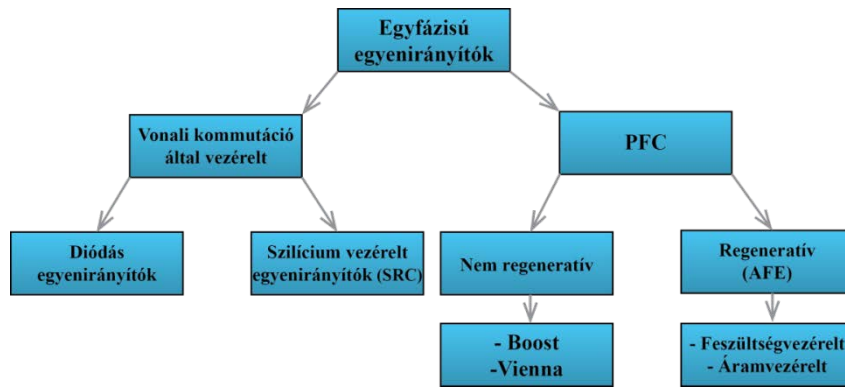
Az alfejezet további részében a modern, napjainkban alkalmazott egyfázisú és többfázisú kapcsolási elrendezések kerülnek bemutatásra, különös hangsúlyt fektetve az alumínium elektrolit kondenzátor feszültségének és terhelőáramának RMS értékére és változásának dinamikájára.

### **2.1 DC-link kondenzátor árama egyfázisú ISZM egyenirányítóban**

Az egyfázisú egyenirányítás a legtöbb teljesítménytartomány esetén alkalmazott eljárás. Általánosan felhasznált a tápellátás előállításához mikroelektronika számára, a háztartási elektromos készülékek esetén, akkumulátortöltőknél, DC- motorvezérléseknél, stb.

Az egyfázisú egyenirányítók osztályozása az alábbi ábrán látható (2.1. ábra) [3, 4, 5]. Ezek két nagy csoportba oszthatóak:

- Alacsony frekvencián működő vonali kommutációs vagy fázisvezérelt egyenirányítók
- Magas kapcsolási frekvenciával működő PFC (Power Factor Correction) egyenirányítók



**2.1. ábra Egyfázisú egyenirányítók osztályozása**

Az első csoportba tartoznak a klasszikus egyenirányítóknak is nevezett, vonali kommutáció által vezérelt egyenirányítók, amelyeknek két fő fajtája létezik. Az első típus a diódás, míg a második a félvezető által vezérelt (SCR) egyenirányító.

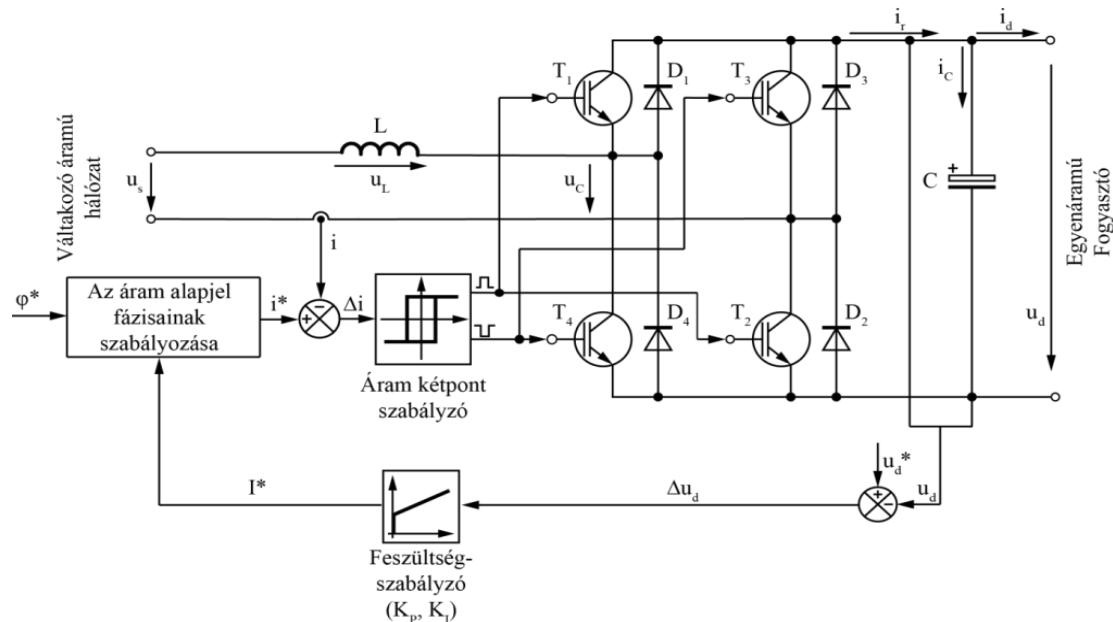
A legegyszerűbb diódás egyenirányító az egyfázisú egy utas egy ütemű, amely a szinusz hullám pozitív félperiódusában működik. A teljes hullámú egyenirányítóknak két megvalósítása létezik. Nevezetesen az egy utas, kétütemű egyenirányító középcsapolású transzformátorral, illetve a leginkább alkalmazott megvalósítás az úgynevezett Greatz-híd, amely négy diódát tartalmaz.

A diódás egyenirányítók nem tették lehetővé a teljesítmény szabályozását váltakozó feszültség egyenirányításakor. Ezért egy vezérelhető áramköri elemmel – pl. tirisztorral - váltották fel a diódákat. Azonban ezek a megoldások rendkívül hálózatszennyezőnek bizonyultak. A hálózatszennyezés alatt kell érteni, hogy a bemeneti oldalon megjelenik számos felharmonikus, amelyek torzítják a bemeneti jelet. Ezek negatívan befolyásolják a teljesítménytényezőt és a hálózat minőségét is.

Kezdetben a leginkább alkalmazott módja a fent említett felharmonikus szám csökkentésének a passzív filterek használata volt, amelyeket aktív szűrők váltottak fel. A másik módja a felharmonikus szám csökkentésére az úgynevezett teljesítménytényező javítású (PFC) konverterek alkalmazása. Ezekben teljesítmény-tranzisztorokat alkalmaznak, amelyekkel meg lehet változtatni a bemeneti áram hullámformáját, így csökkentve a felharmonikus tartalmat. Számos PFC topológia nem regeneratív, azonban jól használható az olyan területeken, ahol az energiaáramlás egyirányú (például tápegységekben). Vannak azonban olyan igénybevételek, ahol az energiaáramlás megfordulhat a működés alatt. Ilyen alkalmazások a mozdonyok, a sífelvonók és a daruk. Ezekben az alkalmazásokban ajánlott alkalmazni az Active Front End (AFE) egyenirányítókat, amelyek két csoportba oszthatók: a

Voltage Source Rectifiers (VSR) és a Current source Rectifier (CSR). Az alumínium elektrolit kondenzátorok alkalmazást tekintve a VSR egyenirányítók relevánsak.

Az egyfázisú PWM jellel vezérelt egyenirányítót vizsgálta számos kutató pl.: Marschalko, Fodor, Stíhi, Wang [6-15]. Ezt a kapcsolást - amely a 2.2. ábrán látható - a közép és nagy teljesítménytartományban használják, ahol elengedhetetlen a kétirányú energiaáramlás.

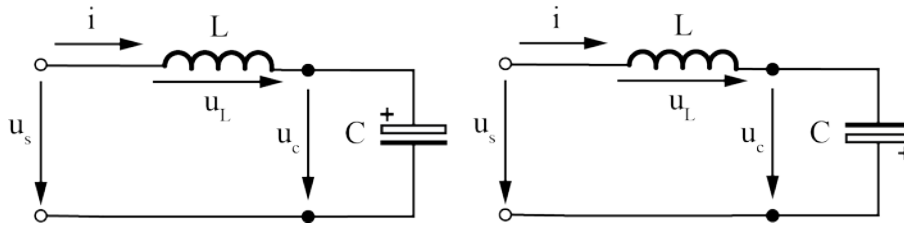


2.2. ábra PWM jellel vezérelt egyenirányító [P-1]

Működésének alapja egy áramszabályozási hurok, amely a váltakozó áramú hálózathoz felvett áram hiszterézises szabályozásán alapszik. Az áram előállításához egy feszültség-invertert alkalmaznak. Az inverter egyenáramú oldalán egy nagykapacitású kondenzátor – általában elektrolit kondenzátor – biztosítja a működéshez szükséges feszültségszintet. A kapcsolóelemek vezérlését egy „két pont” szabályozó vezérli. Az egyenirányító üzemiállapotainak lehetséges esetei:

- $T_1, T_2$  bekapcsolt  $T_3, T_4$  kikapcsolt állapotban üzemel, a váltakozó áramú bemenet pozitív félperiódusában
- $T_3, T_4$  bekapcsolt  $T_1, T_2$  kikapcsolt állapotban üzemel, a váltakozó áramú bemenet negatív félperiódusában

A kapcsolási periódusok alatti áramköri elrendezést a 2.3. ábra szemlélteti (elhanyagolva a kapcsolóelemek veszteségeit). Az első állapotnak megfelelő kapcsolás a 2.3 ábra bal, míg a második vezérlési módnak megfelelő állapot a 2.3 jobb oldalán látható.



**2.3. ábra PWM egyenirányító működési állapotai a kondenzátor szempontjából**

Az egyenirányító bemenet feszültsége felírható a (2.1) képlettel.

$$u_s(t) = U_s \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

Ekkor a hálózathoz felvett áram értéke kiszámítható (2.2) alapján.

$$u_L(t) = L \frac{di(t)}{dt} = u_s(t) - u_C(t) \quad (2.2)$$

Ha elhanyagoljuk az átalakítóban fellépő veszteségeket, akkor az egyenirányított áram:

$$i_r(t) = \frac{u_C(t)}{u_d(t)} i(t) \quad (2.3)$$

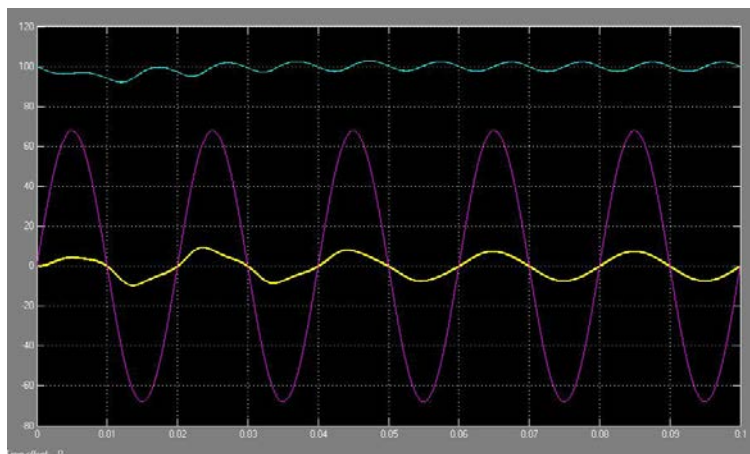
A fenti feltételek figyelembevételkor a kondenzátor árama felírható (2.4) egyenlet segítségével.

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} = i_r(t) - i_d(t) \quad (2.4)$$

Az egyenirányító feszültsége pedig felírható az alábbi módon.

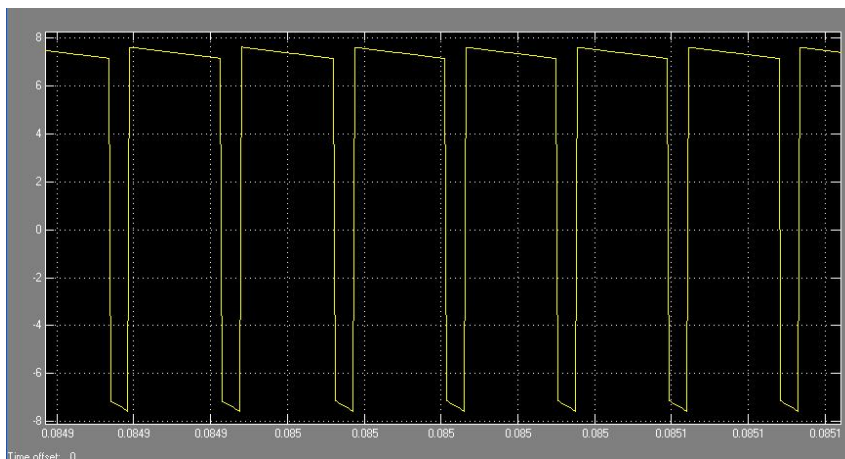
$$u_C(t) = \begin{cases} +u_d(t), \Delta i(t) \geq +\frac{\Delta h}{2} \\ -u_d(t), \Delta i(t) \leq -\frac{\Delta h}{2} \end{cases} \quad (2.5)$$

A Matlab környezetben megvalósított szimulációból látható (2.4-es ábra), hogy a forrás feszültsége és árama fázisban van, így a teljesítménytényező nagyon magas (közel 0,99). A forrás feszültsége a lila, árama pedig sárga görbével lett ábrázolva. A türkiz görbe az egyenirányított feszültség időbeli változását mutatja.



**2.4. ábra Bemeneti feszültség és áram, illetve az egyenirányított feszültség időbeli változása [P-1]**

A 2.5 ábra a DC oldali kondenzátor áramát mutatja, amely dinamikusan változik a konverter kommutációs frekvenciáján. A dinamikus változás oka a töltés és kisütés váltakozása a kapcsolási frekvencián. A kapcsolások közt a kondenzátor árama az induktivitás áramával azonos, ennek köszönhető annak lineáris jellege.



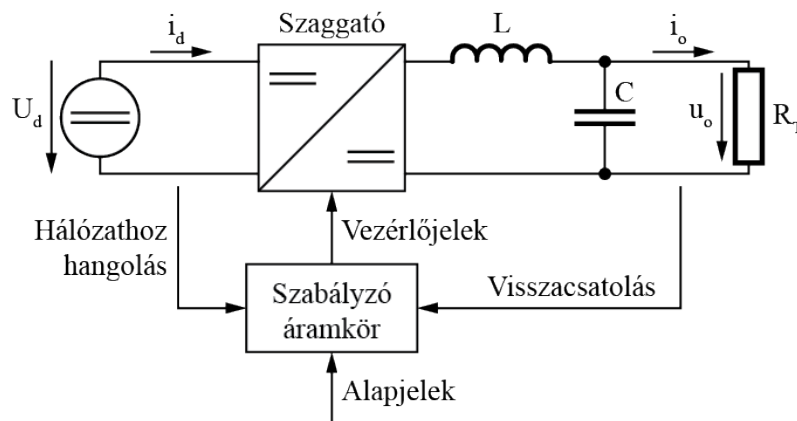
**2.5. ábra DC oldali kondenzátor áramának időbeli változása [P-1]**

Konklúzió egyfázisú ISZM egyenirányítóban alkalmazott kondenzátorra vonatkozóan:

A fentiek alapján elmondható, hogy a PWM jellel vezérelt egyenirányítóban a kapcsolási periódusok alatt a csatoló kondenzátort egyszer töltjük, máskor pedig kisütjük az induktivitás áramával. Mivel az induktivitás árama nem változhat meg ugrásszerűen, ez az áram intenzív töltésáramlást eredményez a kondenzátorban. Ez a nagy áramterhelés meghatározza a kondenzátor belső hőmérsékletét, így élettartamát is.

## 2.2 Kondenzátor árama Boost Konverterben

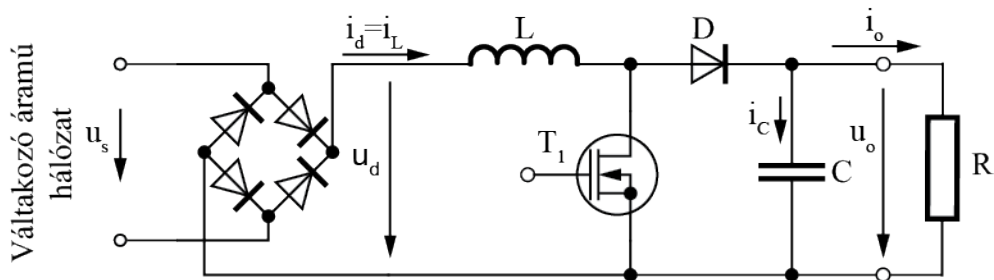
A DC/DC átalakítók egyen-egyen átalakítók, amelyek egyenáramú energiát alakítanak át egyenáramú, de más feszültségű energiává. Alkalmazási területük rendkívül széles, ugyanis a pár tíz wattól a megawattos tartományig terjed. Az átalakító bemenete az állandónak tekintett feszültség  $U_d$  – általában nem vezérelt egyenirányítással és szűréssel van előállítva – kimenete pedig egy  $U_o$  egyenfeszültségű tápforrás, amelyre a fogyasztók csatlakoznak. Funkciójuk a fent említett egyenfeszültség szint megváltoztatása, a vonali és a terhelés közti feszültségének szabályozása, a kimeneti DC feszültség hullámosságának csökkentése. Ezt az általános felépítést mutatja a lenti ábra [2].



2.6. ábra DC/DC átalakítás blokkvázlata [2]

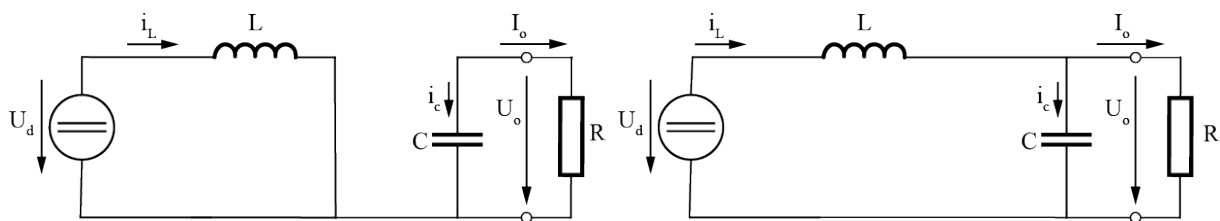
Számos gyakorlati megvalósítás létezik, mint például a többnegyedes egyenáramú szaggatók, a feszültségnövelő vagy feszültségcsökkentő egyenáramú szaggatók, Flyback átalakítók, stb.

Az egyik leggyakrabban alkalmazott, nagy teljesítménytényezővel rendelkező egyenirányító az úgynevezett Boost [17-21, 62] egyenirányító (2.7. ábra). Ezt a megoldást használják például tápegységeknél. Egy fázisvezérelt klasszikus egyenirányítóból és további kiegészítő T, D, L (kapcsolóelem - Tranzisztor, Dióda, Induktivitás) elemekből áll. A kapcsolási frekvencia, amely a kapcsolóelemet vezérli jóval magasabb (10 - 20 kHz), mint a bemeneti 50 Hz. Ennek megfelelően az elektrolit kondenzátor áramát is két részre kell felbontani, egy alacsony és egy magas frekvenciás tagra.



2.7. ábra Boost konverter általános felépítése [17]

Az alap Boost kapcsolás két állapota létezik. Az első állapotban a  $T_1$ -es kapcsolóelem nyitott állapotban, míg a második esetben a  $T_1$  zárva van. A kapcsolás helyettesítő képei láthatóak a 2.8. ábrán.



2.8. ábra Boost konverter helyettesítő képei a kapcsolóelem nyitott és zárt állapotában [17]

Az áramkörnek három működési módja van, nevezetesen:

1. Folytonos vezetés (Continous conduction mode – CCM)
2. Folytonos vezetés határán való működés (Critical mode CRM)
3. Szaggatott vezetés (Discontinuous conduction mode - DCM)

Redl és Kurachi analizálta az elektrolit kondenzátor áramát mind a három üzemmódban [16-18], amelyet Venet és társai használtak fel a kondenzátor veszteségeinek és tulajdonságainak vizsgálatához [20-21, 62]). Redl és Kurachi vizsgálataik során ideálisnak tekintették az áramköri elemeket, illetve feltételezték, hogy minden áramköri elem ideális, a bemeneti oldal teljesítménytényezője egységnyi, kapcsolóelem kapcsolási frekvenciája sokkal magasabb, mint a bemeneti oldal hálózati frekvenciája. További megkötés volt, hogy a kimeneti feszültség hullámmása minimális, így kimeneti feszültség, áram és teljesítmény ( $U_o$ ,  $I_o$ ,  $P_o$ ) konstansnak vehető.

### 2.2.1.1 CCM üzemmód

Folytonos vezetés alatt a kondenzátor és az induktivitás árama a tranzisztor nyitott állapotában (A kapcsolás helyettesítő képét a 2.8-as ábra bal áramköri képe mutatja.) felírható a (2.6) és (2.7) képletekkel [16-18].

$$i_c = -I_o \quad (2.6)$$

$$\frac{di_L}{dt'} = \frac{u_d}{L} \quad (2.7)$$

A képletekben alkalmazott  $t'$  a kapcsolási periódusidő ( $T_s$ ) alatti idő.

Mivel a tranzisztor kikapcsolásakor az  $i_L$  nem szakítható meg hirtelen, így áram folyik a D diódán keresztül és a kondenzátor töltődik a kapcsolóelem kikapcsolt állapotában (2.8-as ábra jobb oldala). Ekkor a kondenzátor és induktivitás árama felírható a (2.8) és (2.9) képletekkel.

$$i_c = i_L - I_o \quad (2.8)$$

$$\frac{di_L}{dt'} = \frac{u_d - U_o}{L} \quad (2.9)$$

A kondenzátor áramának csúcserőve ( $i_{cp}$ ) az induktivitás áramának csúcserővével ( $i_{lp}$ ) meghatározható (2.10).

$$i_{cp} = i_{lp} - I_o \quad (2.10)$$

Mivel az induktivitás áramának átlaga egy periódus alatt megegyezik a konverter bemeneti áramával így:

$$i_{cp} = i_L + \frac{u_d}{2L} T_c T_s - I_o \quad (2.11)$$

A fentiekből meghatározható a kondenzátor árama a bekapcsolási és kikapcsolási időtartamokra. A bekapcsolási időtartamra vonatkozó kondenzátor áram a (2.6) egyenlettel leírt áram, míg a kikapcsolási időtartam árama következőképpen adható meg:

$$i_c = i_{cp} + \frac{u_d - U_o}{L} (t' - T_c T_s) \quad (2.12)$$

A fent definiált pillanatnyi kondenzátor áramérték ( $i_c$ ) az  $\bar{i}_c$  áramértékek átlaga egy kapcsolási periódusra:

$$\bar{i}_c = (1 - T_c) i_L - I_o = -I_o \cos 2\omega t \quad (2.13)$$

Ez az átlagolt kondenzátor érték tekinthető a kondenzátor áramának alacsony frekvenciájú tagjának. Effektív értékének a négyzete:

$$I_{CL}^2 = \frac{2}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}/2} \bar{i}_c^2 dt = \frac{1}{2} I_o^2 \quad (2.14)$$

Ezt az áramértéket használják fel a kondenzátor teljesítményvesztésének kiszámításához.

A magas frekvenciás felharmonikus – aminek frekvenciája a kapcsolóelem kapcsolási frekvenciájának közelében van - kiszámítható a kondenzátor pillanatnyi áramértékek átlagának és a pillanatnyi érték különbségéből:

$$i'_c = i_c - \bar{i}_c \quad (2.15)$$

Ennek a nagyfrekvenciás áramtagnak a négyzetes középértéke:

$$\bar{i}'_c{}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} (i_c - \bar{i}_c)^2 dt' = \frac{u_d i_L^2}{U_o} - \frac{u_d^2 i_L^2}{U_o^2} + \frac{u_d^3 (U_o - u_d)^2 T_s^2}{12L^2 U_o^3} \quad (2.16)$$

$$I_{CH}{}^2 = \frac{2}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}/2} \bar{i}'_c{}^2 dt = \left[ \frac{16U_o}{3\pi U_d} - \frac{3}{2} \right] I_o^2 + \frac{U_d^3 T_s^2}{L^2 U_o} \left[ \frac{1}{9\pi} - \frac{U_d}{16U_o} + \frac{4U_d^2}{45\pi U_o^2} \right] \quad (2.17)$$

### 2.2.1.2 CRM üzemmód

CRM mód a CCM és DCM módok határán van. Ez azt jelenti, hogy a kapcsolóelem akkor kapcsol vezetési állapotba, ha az L induktivitás árama 0 A. A kondenzátor árama az T<sub>1</sub> kapcsolóelem bekapcsolt és kikapcsolt állapotában:

$$i_c = \frac{u_d}{L} t' \quad (2.18)$$

$$i_c = \frac{u_d - U_o}{L} (t' - T_c T_s) + 4i_L - I_o \quad (2.19)$$

Segítségükkel meghatározható a pillanatnyi kondenzátor áramértékének átlaga egy kapcsolási periódusra:

$$\bar{i}_c = \frac{u_d i_L}{U_o} - I_o = -I_o \cos 2\omega t \quad (2.20)$$

Ennek a működési módnak az alacsony frekvenciás tagjának effektív értékének négyzete is leírható (2.14) képlettel. A magas frekvenciás tag a következő:

$$\bar{i}'_c{}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} (i_c - \bar{i}_c)^2 dt' = \frac{4u_d i_L^2}{3U_o} - \frac{u_d^2 i_L^2}{U_o^2} \quad (2.21)$$

$$I_{CH}{}^2 = \frac{2}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}/2} \bar{i}'_c{}^2 dt = \left[ \frac{64U_o}{9\pi U_d} - \frac{3}{2} \right] I_o^2 \quad (2.22)$$

### 2.2.1.3 DCM üzemmód

Az áramkör harmadik üzemmódja a DCM mód. Ekkor a T<sub>1</sub> kapcsolóelem kikapcsol, ha az L induktivitás árama elér egy bizonyos szintet. A kapcsolóelem a kapcsolási periódus

végéig zárva van, így az áram elkezd csökkenni, majd eléri a 0 A-t és ezen a szinten marad. A következő kapcsolási periódusban bekapcsol és az induktivitás áram ismét elkezd növekedni a kapcsolási küszöbszintig.

A kondenzátor árama a T bekapcsolt állapotában leírható a (2.6) képlettel, míg a kikapcsolási idő alatt két részre bontható. Amíg az induktivitás árama csökken, a kondenzátor árama megegyezik (2.12) egyenletben leírttal (természetesen az időtől függő részek időtartama az induktivitás áramának idejével megegyezők). Miután az induktivitás árama megegyezik 0-val a kondenzátor árama ismét egyenlő (2.6) képlettel. Ezek a pillanatnyi kondenzátor áramértékek átlaga egy kapcsolási periódusra:

$$\bar{i}_C = \frac{u_d}{2L} T_{c0} T_c T_s - I_o = -I_o \cos 2\omega t \quad (2.23)$$

Ezek az átlagolt kondenzátor érték tekinthető a kondenzátor áramának alacsony frekvenciájú tagjának. Ennek effektív értékének a négyzete:

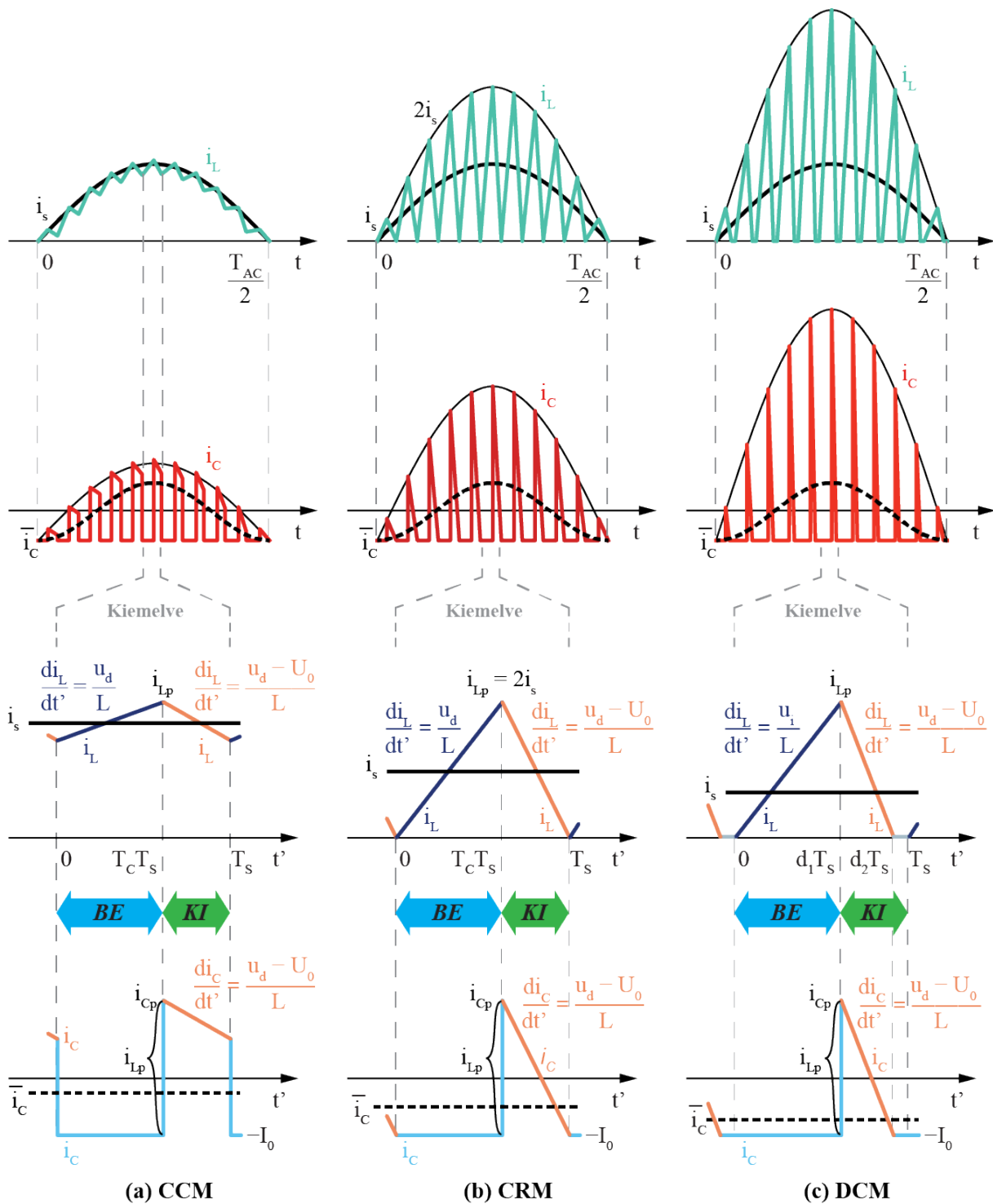
$$I_{CL}^2 = \frac{2}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}/2} \bar{i}_C^2 dt = \frac{1}{2} I_o^2 \quad (2.24)$$

Ennek a nagyfrekvenciás áramtagnak négyzetes középértéke:

$$\bar{i}'_C{}^2 = \frac{2}{T_s} \int_0^{T_s} (i_C - \bar{i}_C)^2 dt' = \frac{8}{3} I_o^{1,5} \sqrt{\frac{(U_o - U_d \sin \omega t) T_s}{L}} \sin^3 \omega t - 4 I_o^2 \sin^4 \omega t \quad (2.25)$$

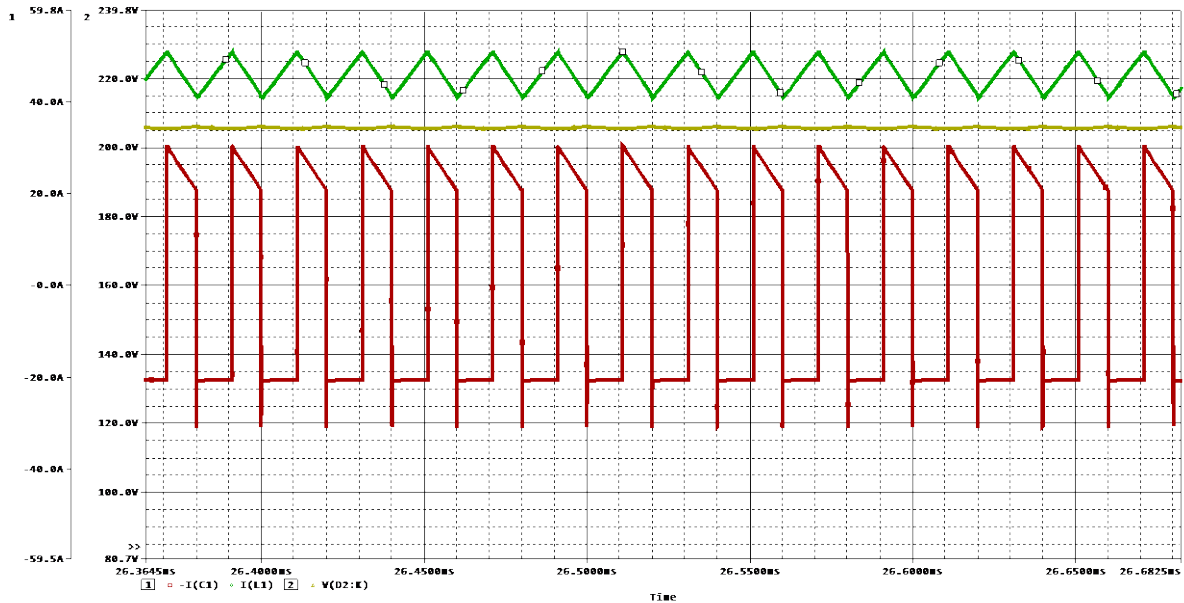
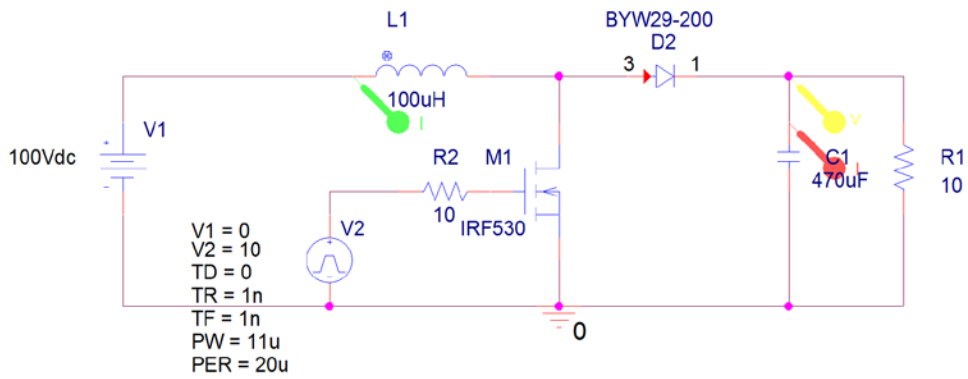
$$I_{CH}^2 = \frac{2}{T_{AC}} \int_0^{T_{AC}/2} \bar{i}'_C{}^2 dt = \frac{8\omega I_o^{1,5}}{3\pi} \int_0^{\pi/\omega} \sqrt{\frac{(U_o - U_d \sin \omega t) T_s}{L}} \sin^3 \omega t dt - \frac{3}{2} I_o^2 \quad (2.26)$$

A 2.9-es ábra mutatja be az energiatároló elemek áram jelalakjait a különböző működési módok alatt.

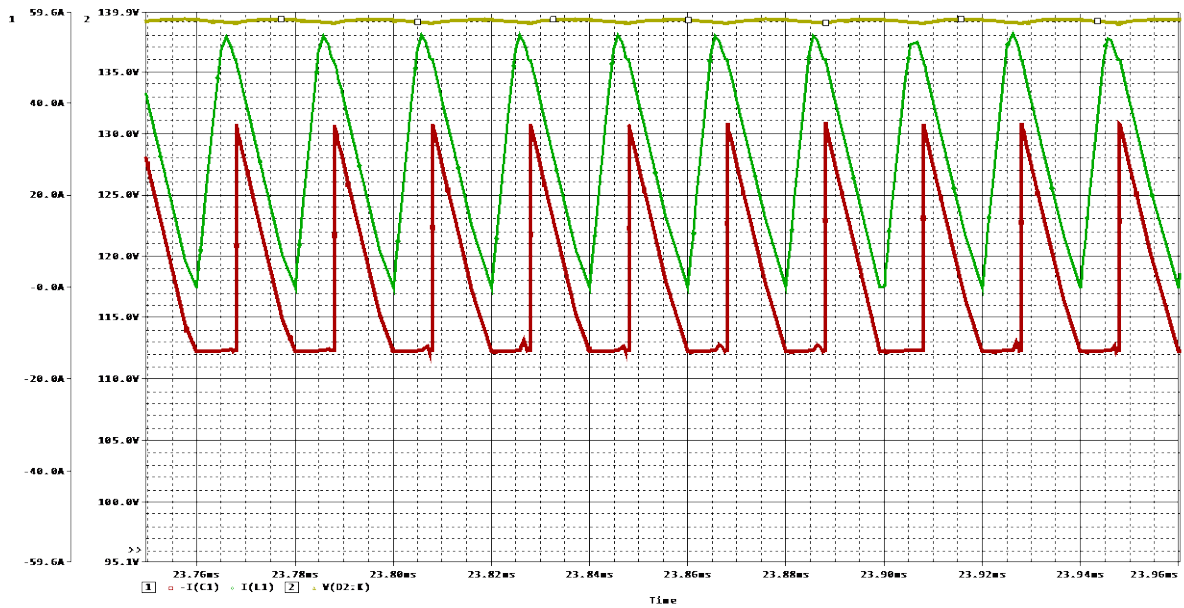
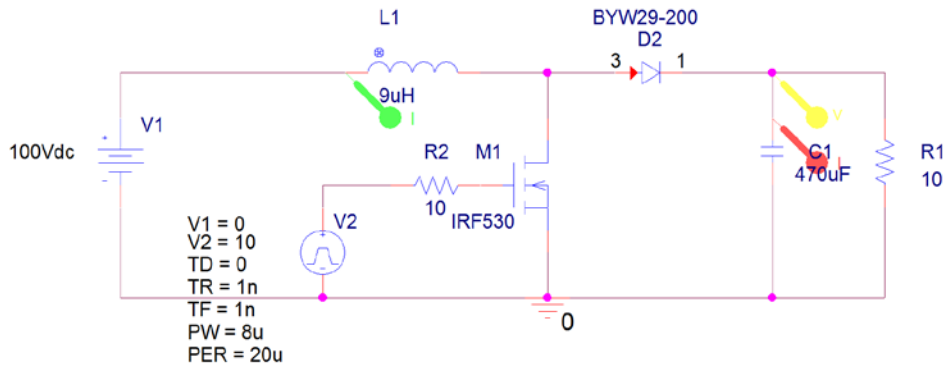


**2.9. ábra Boost konverter működése közbeni kondenzátor és induktivitás áram jelalakok [17]**

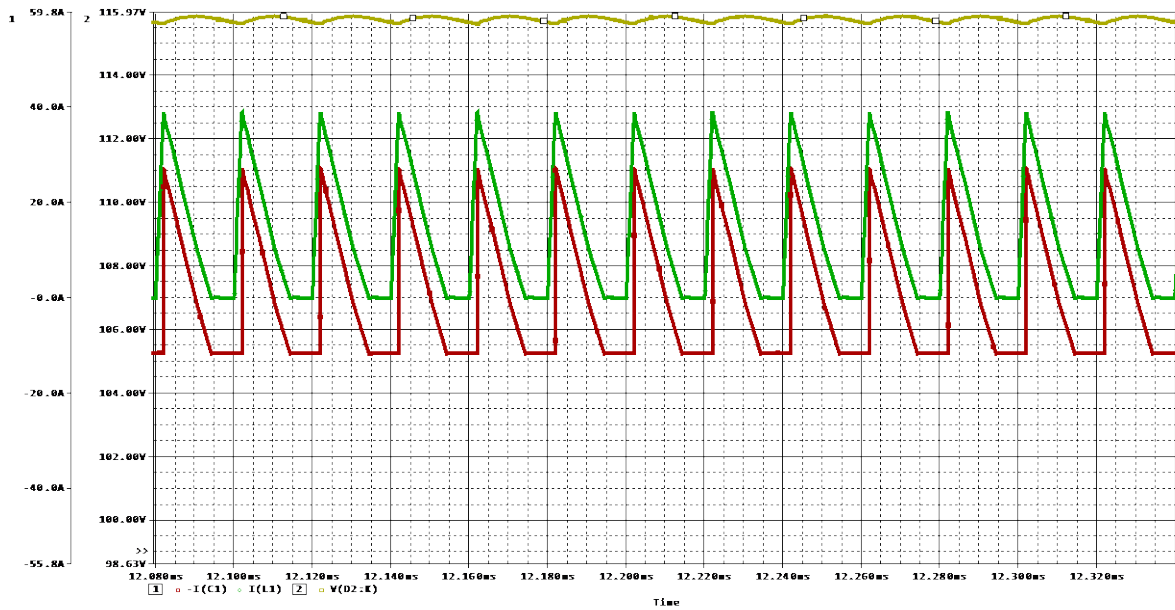
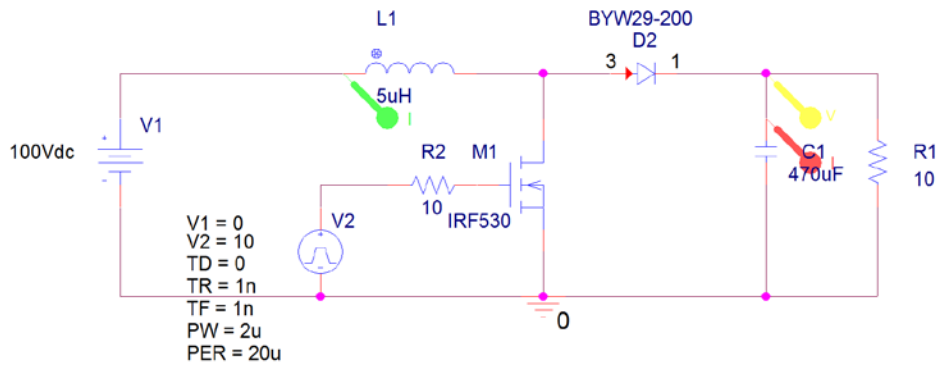
A 2.7-es képen látható Boost kapcsolást felépítettem OrCAD szimulációs környezetben és leszimuláltam a három üzemeltetési mód alatti viselkedést. A 2.10, 2.11 és 2.12-es ábrák a kondenzátor és induktivitás áramát, illetve a konverter kimeneti feszültségét mutatják.



**2.10. ábra Kondenzátor és induktivitás árama, illetve a kapcsolás kimeneti feszültsége CCM üzemmód alatt. A kondenzátor árama piros, az induktivitás árama pedig zöld, míg a kimeneti feszültség sárga színnel van megjelenítve**



**2.11. ábra Kondenzátor és Induktivitás árama, illetve a kapcsolás kimeneti feszültsége CRM üzemmód alatt. A kondenzátor árama piros, az induktivitásé zöld, míg kimeneti feszültség sárga színnel van megjelenítve**



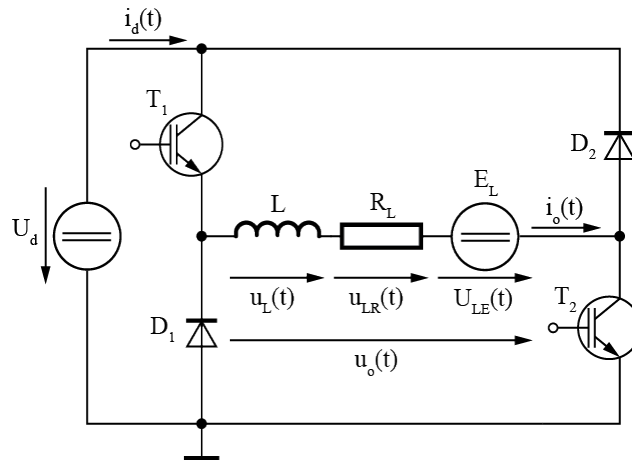
**2.12. ábra Kondenzátor és Induktivitás árama, illetve a kapcsolás kimeneti feszültsége DCM üzemmód alatt. A kondenzátor árama piros, az induktivitásé zöld, míg a kapcsolás kimeneti feszültsége sárga színel van megjelenítve**

Konklúzió a Boost konverterekben alkalmazott kondenzátorra vonatkozóan:

A számításokból és a szimulációkból is látható, hogy a kapcsolásban használt kondenzátort egy nagyfrekvenciás (10-20 kHz nagyságú általában) áramterhelés is öregíti, amely dinamikusan változik a kapcsolási frekvenciának megfelelően. Ez tölti vagy kisüti az egyenfeszültségű oldalon, energiatároló elemként alkalmazott kondenzátort. A gyártók és a szakirodalmi cikkek sem veszik figyelembe a nagyfrekvenciás áramot és annak hatását.

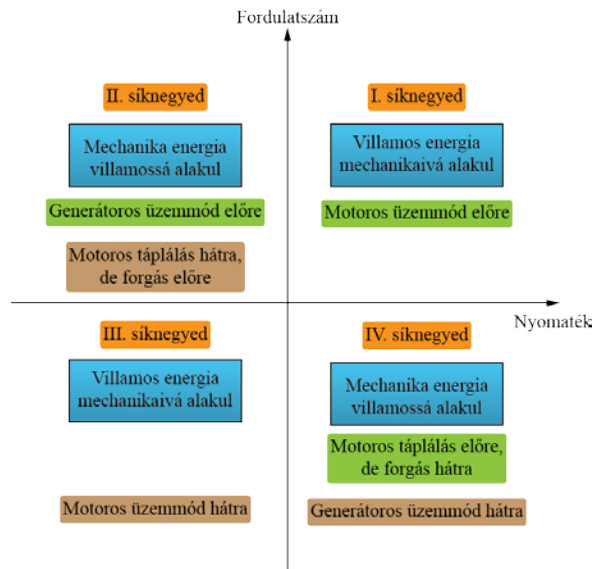
### 2.3 Kétnegyedes DC Chopper

A teljesítményelektronikában alkalmazott gyakorlati DC/DC megvalósítás a DC chopper [2, 22].



2.13. ábra DC chopper áramkör [2]

Elsősorban az egyenáramú hajtásoknál fontos osztályozási szempont, hogy a fordulatszám-nyomaték sík melyik síknegyedében, képes működni az adott áramkör. Ezek osztályozását szemlélteti a 2.14-es ábra.



2.14. ábra Fordulatszám-nyomaték síkok [2]

A vizsgált kapcsolás, amely a 2.13-as ábrán látható az 1. és a 4. síknegyedben működőképes. Az első működési állapot esetén a  $T_1$  és  $T_2$ -es tranzisztorok nyitott állapotban vannak, a második esetben a  $D_1$  és  $D_2$  diódák vezetnek. A kimeneti feszültség pillanatnyi értéke leírható a (2.27) képlet segítségével [2].

$$u_o(t) = \begin{cases} +U_d, & 0 < t \leq T_c \\ -U_d, & T_c < t \leq T_s \end{cases} \quad (2.27)$$

A  $T_c$  a bekapcsolási időtartam,  $T_s$  pedig a kapcsolás periódusideje. Ekkor a kimeneti feszültség középértéke:

$$U_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} u_o(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_c} U_d dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_c}^{T_s} -U_d dt = (2 \frac{T_c}{T_s} - 1) U_d = (2T_c^* - 1) U_d \quad (2.28)$$

A (2.28) képletben szereplő  $T_c^*$  a kitöltési tényező és a (2.29) képlettel definiálható:

$$T_c^* = \frac{T_c}{T_s} \quad (2.29)$$

A terhelésen folyó áram a tranzisztorok vezetése esetén kiszámítható a lentiekből

$$L \frac{di_o}{dt} + R_L i_o = U_d - U_{LE} \quad (2.30)$$

$$i_o(t) = \frac{U_d - U_{LE}}{R_L} (1 - e^{-\frac{t}{\tau}}) + I_{\min} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (2.31)$$

A terhelés árama a tranzisztorok kikapcsolt állapotában:

$$L \frac{di_o}{dt} + R_L i_o = -(U_d - U_{LE}) \quad (2.32)$$

$$i_o(t) = -\frac{U_d - U_{LE}}{R_L} (1 - e^{-\frac{t-T_c}{\tau}}) + I_{\max} e^{-\frac{t-T_c}{\tau}} \quad (2.33)$$

amelynek középértéke

$$I_o = \frac{U_o - U_{LE}}{R_L} = \frac{(2T_c^* - 1)U_d - U_{LE}}{R_L} \quad (2.34)$$

A (2.31) és (2.33) képletben szereplő  $I_{\min}$  és  $I_{\max}$  a terhelésen keresztülfolyó minimális és maximális áram értéke, amely a (2.35) és (2.36) képletekkel kiszámíthatóak:

$$I_{\min} = \frac{U_d}{R_L} \frac{1 - 2e^{-\frac{T_c}{\tau}} + e^{-\frac{T_s}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}} - \frac{U_{LE}}{R_L} \quad (2.35)$$

$$I_{\max} = \frac{2U_d}{R_L} \frac{1 - 2e^{-\frac{T_c}{\tau}} + e^{-\frac{T_s}{\tau}}}{1 - e^{-\frac{T_s}{\tau}}} - \frac{U_{LE}}{R_L} \quad (2.36)$$

a (2.31) és (2.33) képletekben megadott  $\tau$  a terhelési oldalon lévő induktivitás időállandója, amely a lenti képlettel definiálható:

$$\tau = \frac{L}{R_L} \quad (2.37)$$

A (2.31) és (2.33) képlettel definiált terhelőáram exponenciálisan nő és csökken. Az áram pulzálásának nagysága megállapítható a (2.38) és (2.39) képletekkel.

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min} \quad (2.38)$$

$$\Delta I = \frac{2U_d}{R_L} \frac{e^{\frac{T_s}{\tau}} - e^{-\frac{T_c}{\tau}} - e^{\frac{T_s - T_c}{\tau}} + 1}{e^{\frac{T_s}{\tau}} - 1} \quad (2.39)$$

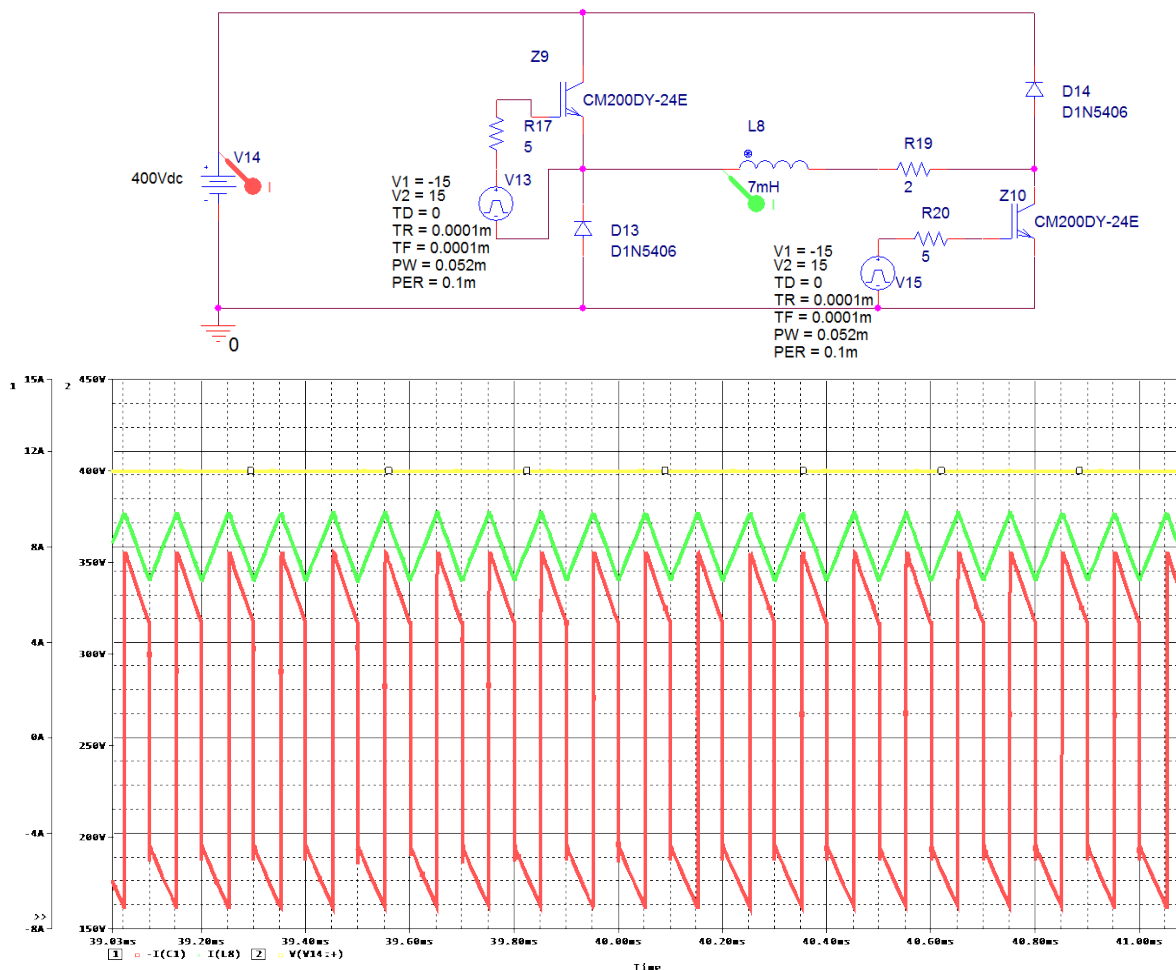
A (2.39) képlettel definiált áramhullámzás függvénye  $U_d$ ,  $L$ ,  $R_L$ ,  $T$  és  $T_c$  értékeknek. A függvényt a bekapcsolási idő szerint deriválva, információt kapunk az áram hullámosságáról (2.40).

$$\Delta I_{\max} = \frac{2U_d}{R_L} \frac{e^{\frac{T_s}{2\tau}} - 1}{e^{\frac{T_s}{2\tau}} + 1} \quad (2.40)$$

Megoldva az egyenletet a kitevőre nézve, kiszámítható a normalizált időállandó (2.41-es képlet). Az  $U_d$  feszültség, a terhelő ellenállás értéke ( $R_L$ ) és az átalakító (szaggató)  $f$  működési frekvenciája ismeretében a (2.41) képlet segítségével meghatározható az  $L$  simító-fojtó tekercs induktivitása.

$$\tau^* = \frac{Lf}{R_L} = \left[ 2 \ln \frac{2U_d + R_L \Delta I_{\max}}{2U_d - R_L \Delta I_{\max}} \right]^{-1} \quad (2.41)$$

A (2.39) képlettel definiált áram folyik keresztül az  $U_d$  tápforráson. Az áramkör szimulációját szintén OrCAD környezetben valósítottam meg (2.15 ábra).



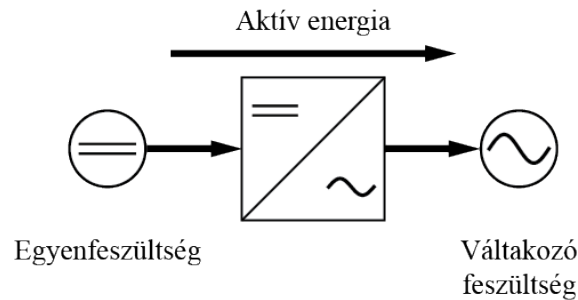
**2.15. ábra Szaggató áramkör működése közbeni feszültség és áram jelleggörbék. A piros görbe a kondenzátor, a zöld pedig a terhelő induktivitás áramát mutatja. Sárga színnel a feszültségforrás feszültsége látható**

Konklúzió a Chopper áramkörben alkalmazott kondenzátorra vonatkozóan:

Mivel az áramirány megváltozik az üzemmódok váltásakor az  $I_d$  áram dinamikusan váltakozó, négyszögű áramterhelést jelent a tápforrás szempontjából. Abban az esetben, ha a stabil feszültségforrás helyett, egy kondenzátor vagy kondenzátor telep van alkalmazva az alkalmazásban –például közbenső egyenfeszültség biztosítására -, ez a négyszögű terhelőáram a kondenzátoron jelenik meg. A fent bemutatott áram hatását szintén nem vizsgálják a kondenzátort gyártó és felhasználó cégek.

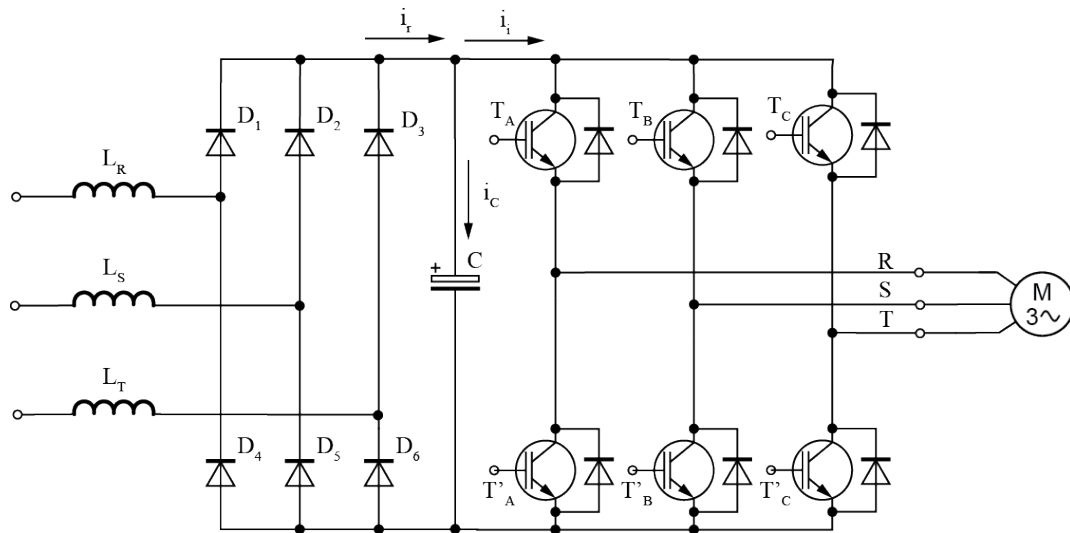
## 2.4 DC link kondenzátor árama PWM inverterekben

Egyenfeszültséget vagy áramot váltakozó feszültséggé vagy árammá alakító eszközöket invertereknek nevezzük [2]. Számos gyakorlati megvalósításban alkalmazzák a váltóirányítókat, pl.: aszinkron gépek fordulatszám szabályozása, speciális szervomotor vezérlések, indukciós hevítések, villamos vontatások, stb. Az inverterek általános felépítését a 2.16-os ábra mutatja.



2.16. ábra Inverter általános felépítése [2]

A modern teljesítményelektronikai PWM inverterekre (gondoljunk egy vagy három) két felépítés jellemző. Az első, amely egy diódás egyenirányítóból, egy DC csatolású kondenzátorból vagy kondenzátor telepből és egy teljesen vezérelt váltóirányítóból áll. Ez látható a 2.17-es ábrán. A DC oldali kondenzátor(ok) áramát számos tudományos cikk és kutató elemezte és vizsgálta, többek közt Kolar, Parler, Enjeti és Renken [23-33].



2.17. ábra diódás egyenirányítással megvalósított háromfázisú inverter [24]

A kondenzátor árama kiszámítható az inverter bemeneti áramának és a konverter kimeneti áramának különbségéből.

$$i_c = i_r - i_i \quad (2.42)$$

Mivel az inverter bemeneti árama és a konverter kimeneti árama is felbontható DC és AC tagokra, a (2.42) képlet elemei átírhatóak a következőkre

$$i_r = I_{ravg} + i_{rac} \quad (2.43)$$

$$i_i = I_{iavg} + i_{iac} \quad (2.44)$$

A DC-link kondenzátor igénybevételét a fenti két áram AC tagja határozza meg, így (2.42) lecserélhető (2.45) képlettel, amely csak az AC felharmonikusokat tartalmazza.

$$i_c = i_{rac} - i_{iac} \quad (2.45)$$

A kondenzátor áramának effektív értéke leírható (2.46) képlettel.

$$I_C^2 = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_c^2 d\phi_U \quad (2.46)$$

A (2.43), (2.44) és (2.46) képletek alapján a kondenzátor áramterhelésének effektív értéke felírható (2.47) képlettel [2401].

$$I_C^2 = I_{iac}^2 + \frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{iac} i_{rac} d\phi_U + I_{rac}^2 \quad (2.47)$$

A (2.47) képletben szereplő integrál értéke  $i_{iac}$  és  $i_{rac}$ -tól függ. Mivel a két elem nem tartalmaz azonos frekvenciájú felharmonikusokat az értéke felírható (2.48) képlettel.

$$\frac{6}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_{iac} i_{rac} d\phi_U = 0 \quad (2.48)$$

Ebből következik, hogy a DC oldali kondenzátor árama meghatározható (2.49) egyenlettel, az áram felosztható a bemeneti oldali egyenirányító és a kimeneti oldali PWM inverter okozta áramterhelésre.

$$I_C^2 = I_{iac}^2 + I_{rac}^2 \quad (2.49)$$

A DC csatolású kondenzátor áramának 1. felharmonikus RMS értéke kiszámítható a (2.50) és (2.53) képletekkel.

$$I_C^2 = I_{iac}^2 - I_{iavg}^2 \quad (2.50)$$

Az  $I_{iavg}$  inverter bemeneti áramának abszolút középértékét, míg az  $I_{iac,rms}$  az inverter bementeti áramának effektív értékét jelenti, amelyek felírhatóak a (2.51) és (2.52) képletekkel.

$$i_{iavg} = I_{avg} = \frac{3}{4} \hat{I}_N M \cos \phi \quad (2.51)$$

$$I_i = I_N \sqrt{\left\{ \frac{2\sqrt{3}}{\pi} M \left( \frac{1}{4} + \cos^2 \phi \right) \right\}} \quad (2.52)$$

(2.50) képletbe behelyettesítve a 2.51 és 2.52 kapjuk:

$$I_{C,1}^2 = I_N^2 \sqrt{\left[ 2M \left\{ \frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \cos 2\phi \left( \frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} M \right) \right\} \right]} \quad (2.53)$$

A (2.53) képletben alkalmazott  $I_N$  és  $M$  mutatja, hogy az inverter működési paraméterei befolyásolják a kondenzátor áramát. Az  $I_{N,rms}$  az inverter kimeneti áramának értékét jelenti. Ez az áramérték fázisonként:

$$i_{N,R,(1)} = \hat{I}_N \cos(\phi_U - \phi) \quad (2.54)$$

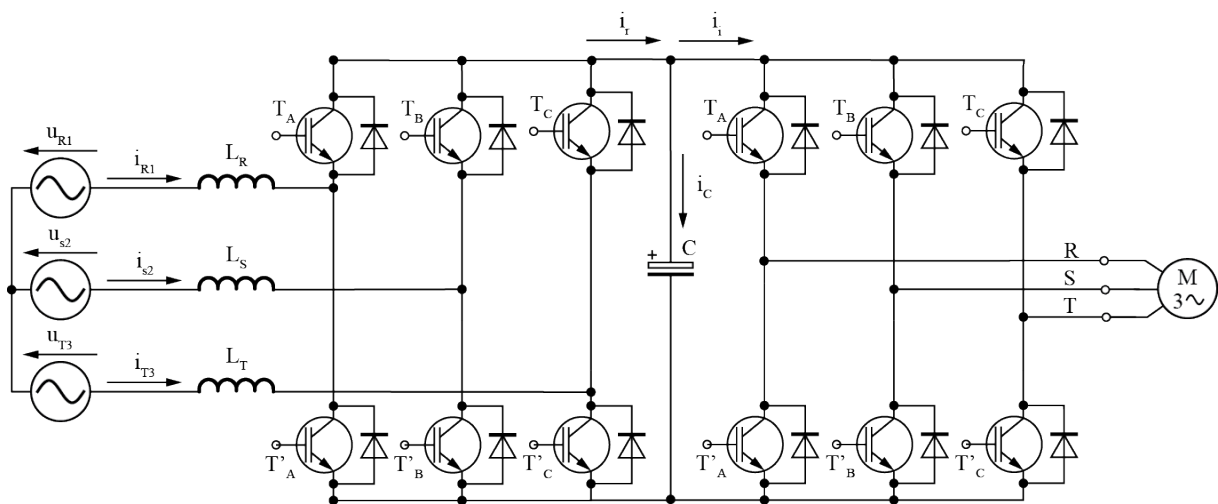
$$i_{N,S,(1)} = \hat{I}_N \cos\left(\phi_U - \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \quad (2.55)$$

$$i_{N,T,(1)} = \hat{I}_N \cos\left(\phi_U + \frac{2\pi}{3} - \phi\right) \quad (2.56)$$

Az  $M$  modulációs indexet jelenti és a (2.57) képlettel van definiálva.

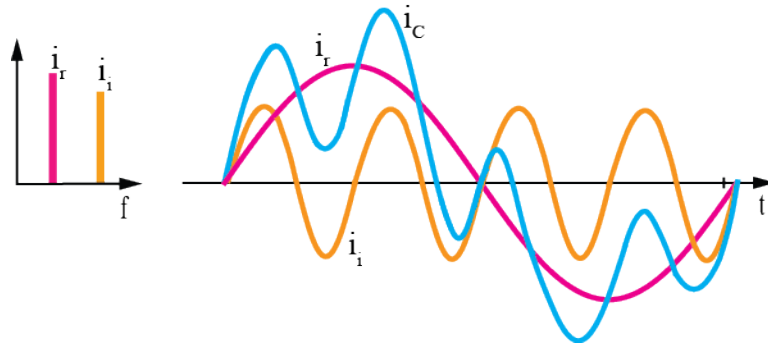
$$M = \frac{\hat{U}_U}{\frac{1}{2}U_o} \hat{I}_N M \cos \phi \quad (2.57)$$

A második teljesítményelektronikai megvalósítás esetén a diódás egyenirányító helyett egy PWM jellel vezérelt egyenirányítót alkalmaznak. Ez a felépítés látható a lenti ábrán [34-39].

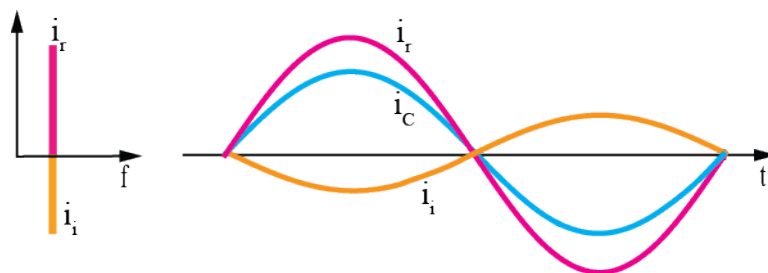


2.18. ábra Vezérelt egyenirányítós háromfázisú inverter [37]

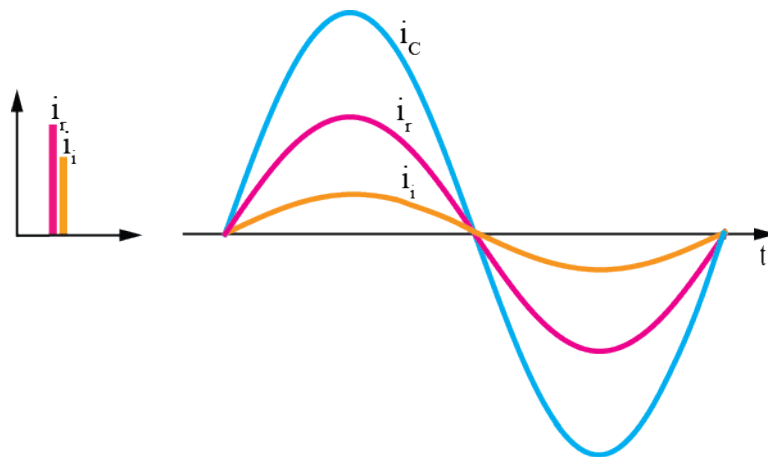
A vezérlésnek megfelelően változnak az áram irányok, illetve az áram vektorok. A DC csatolású kondenzátor áramterhelése akkor a legnagyobb, ha a bemeneti és kimeneti oldali áram összegződik. A 2.19-es ábra mutatja azt az esetet, amikor  $i_r$  és  $i_i$  áramjelek fázisa korrelálatlanok, 2.20-as ábrán egy fázisban különböző, de azonos frekvenciájú, míg a 2.21-es ábrán egy fázisban is megegyező eset látható.



**2.19. ábra Inverter bemeneti áramának és a konverter kimeneti áramjeleinek korrelálatlan esete [24]**



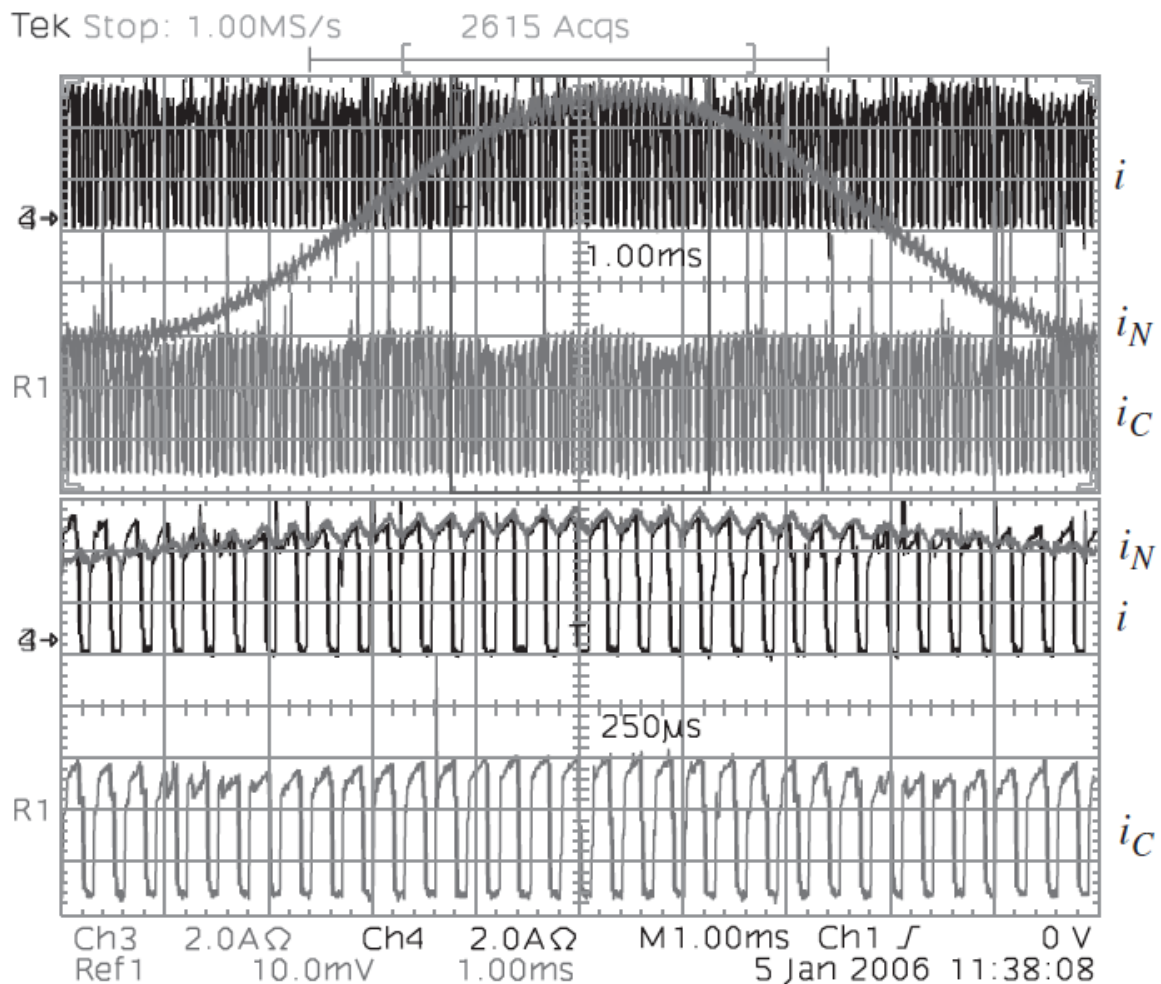
**2.20. ábra Inverter bemeneti és a konverter kimeneti áramának eltérő fázisú esete [24]**



**2.21. ábra Inverter bemeneti és a konverter kimeneti áramának fázisban lévő esete [24]**

A fenti esetek az 1. áram felharmonikus fázisainak és frekvenciáinak eseteit ábrázolja.

A teljes áramspektrum jellegének részletese bemutatása 2.22-es ábrán látható. Kolar tesztje [24] alapján látható, hogy a kondenzátor árama nagy dinamikával váltakozik. A képen látható  $i$  áram az inverter bemeneti áramát, az  $i_{N,R}$  a kimeneti fázisáramot, míg az  $i_C$  a kondenzátor áramát mutatja.



**2.22. ábra** Oszilloszkópos ábra a kondenzátor áramáról Kolar tesztje alapján [24]

Konklúzió a PWM inverterben alkalmazott kondenzátorra vonatkozóan:

A háromfázisú PWM jellel vezérelt inverterek esetében is dinamikusan váltakozó áram terheli meg a kondenzátort. Ez a váltakozás, illetve dinamika függ a  $\cos\varphi$ -tól, M modulációs indextől - (2.57) képlettel lett definiálva – és az  $I_{N,rms}$ . az inverter kimeneti áramának értékétől.

Az 2.1-2.4 fejezetben bemutatásra kerültek a modern teljesítményelektronikai áramkörök tipikus elrendezései, mint például a PWM jellel vezérelt egyenirányító, Boost konverter, DC-DC chopper és háromfázisú PWM inverter. Az energiaátalakítások során alkalmazott alumínium elektrolit kondenzátor(ok) az egyenfeszültség oldalon a feszültség szint stabilizálására van(nak) alkalmazva. Az új PWM kapcsolási technikák miatt a kondenzátor árama a konverter kommutációs frekvenciáján – amely minimum 10 - 20 kHz vagy ennek többszöröse - váltakozik. Ez a dinamikusán váltakozó áram egy négyszög alakú áram igénybevételt eredményez. Ezek az áram jelalakok láthatóak a 2.5, 2.9, 2.15 és 2.22 ábrákon. A bemutatott áram igénybevétel egy új jellegű terhelést okoz a passzív áramköri elemeken (kondenzátor, induktivitás), amelyet sem a tudományos cikkekben, sem a gyártó és fejlesztő cégek nem vizsgálnak és tanulmányoznak. Ennek megfelelően kevés információ van az elektrolit kondenzátor degradációjáról és öregedéséről. Mivel a passzív elemek széles körben alkalmazottak, szükséges megvizsgálni és kutatni a degradációs folyamatot, ezzel segítve a jelenleg alkalmazott diagnosztikai módszereket a hibák előrejelzéséhez, illetve információt szolgáltatni a termékfejlesztéshez a jobb, megbízhatóbb és terhelhetőbb passzív elemek gyártásához.

### 3 Alumínium elektrolit kondenzátorok bemutatása

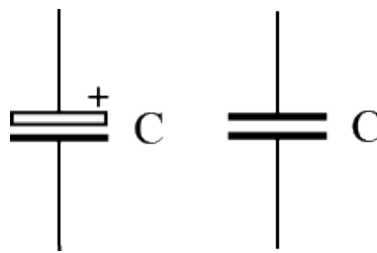
#### 3.1 Kondenzátorok működési elvének általános bemutatása

A kondenzátor elektromos töltéseket tároló alkatrész. Legegyszerűbb kialakítása két párhuzamos fegyverzetből áll, amelyek mérete  $A$  és  $d$  távolságra helyezkednek el. Ezt a szakirodalomban síkkondenzátornak nevezik.

Töltetlen állapotban a fegyverzeteken nem tárolódik töltés. Ez a töltés folyamat alatt megváltozik, ugyanis töltések áramolnak mindkét fegyverzethez, így ezek egyike a  $+Q$ , míg a másikon  $-Q$  töltésmennyiség lesz. (Természetesen ez egy  $\Delta U$  feszültségkülönbséget is eredményez a fegyverzetek közt.). A tárolt töltésmennyiség ( $Q$ ) egyenesen arányos a fegyverzetek közötti potenciálkülönbséggel [40, 41].

$$Q = C|\Delta U| \quad (3.1)$$

$C$  egy pozitív konstans és kapacitásnak hívjuk. Fizikailag, a kapacitás olyan mérőszám, amely megadja az elektromos töltések tárolható mennyiségét egy adott potenciálkülönbség esetén. Kondenzátor rajzjelei a 3.1-es ábrán láthatóak.



3.1. ábra kondenzátor villamos rajzjelei

Mértékegysége: Farad ( $F$ ), amely a töltéstároló képességet mutatja. Az ideális kondenzátor általában csak ezzel a paraméterrel jellemzik. Egy kondenzátor kapacitásértékének kiszámításához szükséges tudnunk a fegyverzetek közti villamos térerősség nagyságát. Ha feltételezzük, hogy a fegyverzetek nagysága  $A$ , távolsága  $d$  és a  $+Q$  és  $-Q$  töltésű lemezek közti elektromos térerősség homogén (a fegyverzetek véges nagyságúak így a térerősség vonalak nem egyenesek - fegyverzetek végén görbültek - a teljes fegyverzet esetén, azonban ezt az él hatást figyelmen kívül hagyjuk), akkor a kondenzátor kapacitásának számításához a Gauss-törvény szükséges. A Gauss-törvényt a síkkondenzátor fegyverzeteire alkalmazva az  $E$  térerősség és a  $Q$  töltés közötti összefüggést kapjuk:

$$\oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{1}{\epsilon_0} \sum Q_n \Rightarrow E = \frac{Q}{\epsilon_0 A} \quad (3.2)$$

A fegyverzetek közötti potenciálkülönbség vagy feszültség az  $E$  térerősség vonalintegráljaként számolható, a síkkondenzátor esetén ennek értéke a térerősség és a fegyverzetek távolságának szorzatával egyenlő:

$$\Delta U = U_+ - U_- = \int_+^- \vec{E} \cdot d\vec{r} = Ed \quad (3.3)$$

A kapacitás definíciója a kondenzátor fegyverzetein tárolt töltés és a rajta eső feszültség hányadosa. Vákuum esetén az alábbi kapacitás értéket kapjuk:

$$C = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{Q}{Ed} = \frac{Q}{\frac{Qd}{\varepsilon_0 A}} = \frac{\varepsilon_0 A}{d} \quad (3.4)$$

A (3.4) képletből kiolvasható, hogy a kapacitás a geometriai tényezőktől,  $A$ -tól és  $d$ -től függ. A kapacitás egyenesen arányos az  $A$  felület nagyságával, illetve fordítottan arányos a  $d$  távolsággal.

A (3.2) képletben szereplő  $\varepsilon_0$  érték a vákuum dielektromos állandója, amelynek értéke a Coulomb-törvény arányossági tényezőből következik:

$$k = 9 \cdot 10^9 \frac{Nm^2}{C^2} \Rightarrow \varepsilon_0 = \frac{1}{4\pi \cdot 9 \cdot 10^9} \frac{As}{Vm} = 8,854 \cdot 10^{-12} \frac{As}{Vm} \quad (3.5)$$

Abban az esetben, ha a fegyverzetek közt szigetelőrétegnek egyéb anyagot (pl.: papír, műanyag, stb.) alkalmaznak a vákuum helyett, a kapacitás érték megváltozik a (3.6) képletnek megfelelően.

$$C = \varepsilon_r C_0 \quad (3.6)$$

Ebben az esetben a vákuum esetén alkalmazott Gauss-törvény a (3.7) és (3.8) egyenleteknek megfelelően módosul:

$$\oint_A \vec{E} \cdot d\vec{A} = \frac{1}{\varepsilon_r \varepsilon_0} \sum Q_n \Rightarrow E = \frac{Q}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{Q}{\Delta U} = \frac{Q}{Ed} = \frac{Q}{\frac{Qd}{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}} = \frac{\varepsilon_r \varepsilon_0 A}{d} \quad (3.8)$$

Az  $\varepsilon_r$  az anyagra jellemző dielektromos állandó vagy permittivitás. Ezeket az úgynevezett szigetelőket a fegyverzetek fizikai elkülönítésre alkalmazzák. Mivel ezeknek a szigetelőknak az átütése nehezebb, mint a levegőé, a töltések szivárgása minimalizálható. A 3.1 táblázatban néhány anyag dielektromos állandója látható.

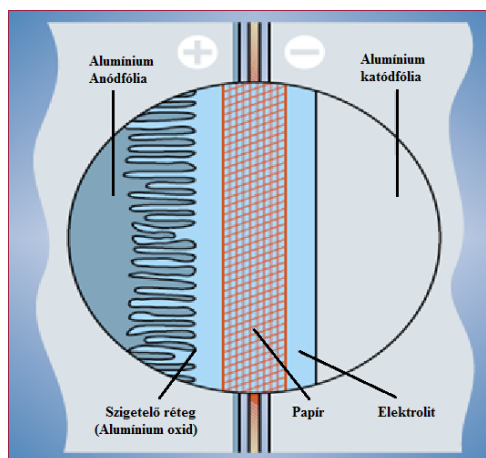
### 3.1. táblázat Anyagok dielektromos állandója

Anyag	$\epsilon_r$
Vákuum	1
Levegő	1,00059
Paraffin	1,9-2,2
Borostyán	2,8
Papír	3,7
Üveg	5-16
Porcelán	6
Víz	80

A kísérletek kimutatták, hogy a szigetelők dielektromos állandója nagyobb, mint 1. Minden szigetelőnek van egy dielektromos erősség elnevezésű paramétere, amely a maximális térerősség értéket mutatja. Ennél nagyobb térerősség hatására a szigetelő vezetővé válik és megindul a töltések áramlása az anyagban.

### 3.2 Alumínium elektrolit kondenzátor felépítése és gyártása

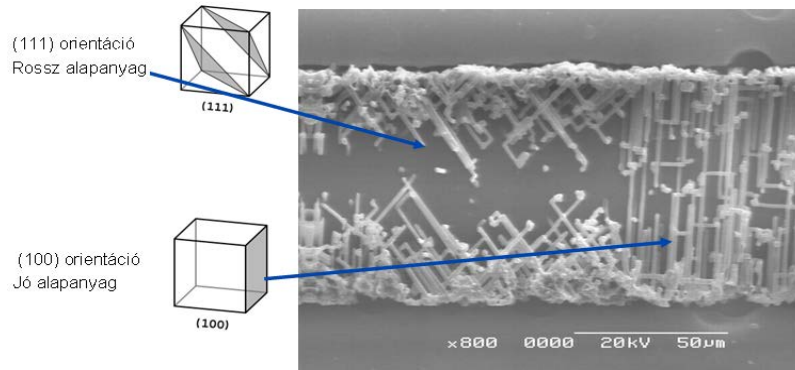
A valóságban legyártott alumínium elektrolit kondenzátor természetesen eltér az elméletben bemutatott leírástól. Az alapfelépítése hasonló, a két fegyverzete között található egy szigetelőréteg. A pozitív fegyverzet szerepét egy magas tisztaságú (99,99 %) alumínium fólia látja el, amely 70 - 120  $\mu\text{m}$  vastagságú. Az alumínium felületét elektrokémiai maratással megnövelték (pórusok kialakításával közel 200-szorosára), ugyanis a kapacitás érték arányos a fegyverzet nagyságával. Ezt szemléltették a (3.3) és (3.8) képletek. A fegyverzetek közti szigetelőréteget, anódos oxidációval (úgynevezett formálással) létrehozott oxidréteg ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) alkotja. az anód fólián lévő dielektrikum vastagsága (1,2 nm/V) a feszültség növekedésével változik. Mivel a negatív fegyverzetnek a maratott struktúrát kell követnie - a maximális kapacitásérték elérése érdekében - egy vezető folyadékot alkalmaznak, amely képes behatolni a pórusokba. Ezt a vezető folyadékot hívják elektrolitnak, amely a kondenzátor elnevezésében is szerepel. A negatív fegyverzet és a külső érintkezők közt az elektromos csatlakozást egy második alumínium fóliával valósítják meg. Ezt nevezik katód fóliának, amely csupán egy vezető felületként szolgál. A struktúra tartalmaz egy papírréteget is, amely távolságtartóként, illetve elektrolit tárolóként funkcionál. Ezt a felépítést mutatja az 3.2 ábra [42, 43, 48-50, 52, 58].



3.2. ábra Alumínium elektrolit kondenzátor felépítése [43]

A kondenzátor gyártás első és legfontosabb lépése az anódfólia gyártása. Olyan gyártó cégek végzik, amelyek erre specializálódtak (Becromal, KDK, Hitachi, stb.). Az alumínium fólia – amelyet az anódfólia gyártásához használnak - legfontosabb tulajdonsága a kristályszerkezet orientációja. A kondenzátor anód fóliájához olyan alapanyag használható fel, amely min. 90 %-os (100) Miller indexű orientációval rendelkezik. Az alumínium fólia (amelyet felhasználnak az anód fóliákhoz) kristályszerkezete azért fontos, mert a maratási folyamat (célja a felület megnövelése, ezzel a kapacitásérték maximalizálása) során a

kialakuló csatornák a kristálysíkok, kristályrácok irányában maratódnak ki. A fenti (100) irányultság merőleges a felületre, így a maratott csatornastruktúra a lehető legnagyobb, maximalizálva így a felület nagyságát. Abban az esetben, ha a csatornák az (111) irányban alakulnak ki, keresztezhetik egymás, így romlik a felület kihasználtsága és a mechanikai stabilitás is. Ezen kristályszerkezetet a 3.3 ábra mutatja be.



### 3.3. ábra Anódfólia rácsszerkezetének orientációi [43]

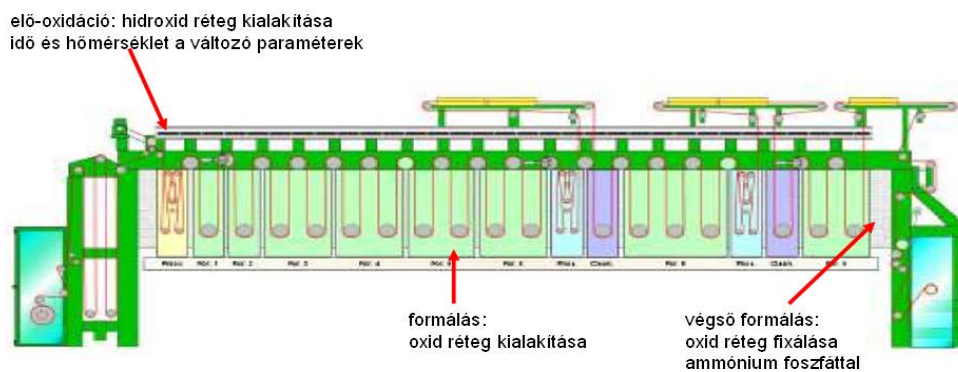
A fóliagyártás három fő lépésből áll, amelyek az elő-termégyártás, fóliahengerlés és fóliánemesítés. A fenti folyamat során fontos szerepe van hengerlésnek és a hevítésnek [44-47]. Az elkészült fólia felületét meg kell növelni, ugyanis a (3.3) és (3.8) egyenletekből látszik, hogy a maximális kapacitás eléréséhez a lehető legnagyobb töltéshordozó felület kialakítása szükséges. A manapság gyártott nedves elektrolit kondenzátorok többségét maratott felületű anód fóliával készítik. Többféle módszert dolgoztak ki az idők során az anód felület érdesítésére, mint például a homokfújás, mechanikai préselés, forgó kefékkel való karcolás, dörzsölő anyagok használata, kémiai maratás savakkal, illetve savak sóival. A legtöbb mechanikai érdesítő módszer nehézségekkel és hátrányokkal jár. Ezek közül az egyik legjelentősebb, hogy relatív kicsi felületnövekedést érhetünk el vele. A fenti módszerek közül a kémiai maratás a leginkább megfelelő és ezért a legáltalánosabban elterjedt. A maratás során kioldjuk a fém egy részét ezzel megnövelve a felületet (mikroszkopikus méretű csatornák sűrű hálózata lesz kialakítva). A maratás főbb lépései [45]:

1. előkezelés – felület előkészítése
2. előmaratás – csatornák kialakítása
3. maratás – csatornák tágítása
4. utókezelés – klorid maradványok eltávolítása és szárítás

A levegővel érintkezve az alumínium felületén mindig kialakul egy vékony oxid réteg. Hő hatására az oxidréteg megvastagodhat, ez különösen megfigyelhető a hőkezeléssel

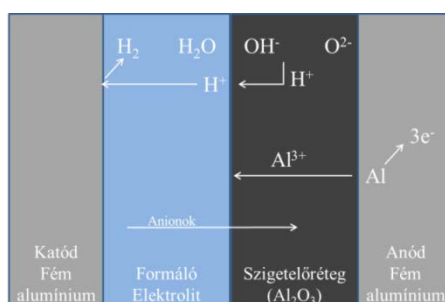
előállított anód fóliáknál. A felületnövelés addig nem lehet hatékony, amíg ez a réteg át nincs lyukasztva vagy el nincs távolítva. A leghatékonyabb maratást úgy érhetjük el, ha ezt az oxid réteget lúgos oldattal (pl.: 4 - 10 %-os NaOH oldat) eltávolítjuk. A NaOH-os oldattal való maratás és ezt követő mosás után különböző sósavas oldatba meríthetjük az anódot. Ezen folyamat lényeges paraméterei az oldat koncentrációja, hőmérséklete és a merítés időtartama. Ezt nevezik felület előkészítésnek. Ezt követi a maratás. Az egyes maratószerekre jellemző, hogy az alumínium felületet hogyan marják meg. A lúgok általában egyenetlenül marják meg a felszínt, míg bizonyos savak jellemző mintázattal látják el a felületet. A lúgokkal történő maratás során a fólia vastagsága nem egyenlő mértékben csökken, kis effektív felületnövekedés mellett. Sósavval vagy sósav fémsókkal alkotott elegyével történő maratás már jelentősen nagyobb mértékű felületnövekedést eredményez. A maratás során kialakuló szomszédos lyukak közti távolság, valamint a lyukátmérő a galvanizált potenciál és a kémiai feloldás kölcsönhatásával szabályozható. A maratás során az alumínium fólia folyamatosan halad egy sósavas fürdőben, ahol váltóáramot és/vagy egyenáramot kapcsolnak a marató oldat és az alumínium fólia közé. Az alacsony feszültségű fóliák esetén akár 100-szor nagyobb felületet is kaphatunk a folyamat végére, míg a magas feszültségű fóliák esetén ez az arány kb. 20 - 25-szörös. A gyártáshoz felhasználható anódfólia gyártásának utolsó lépése a szigetelő réteg kialakítása. Ezt az alumínium fóliák felületén kialakított oxidréteg valósítja meg. Ezt az oxid kialakítást hívják formálásnak. A nagy tisztaságú, maratott alumínium fóliákat általában bórsavas – ammóniás vizes oldatban formálják és alakítják ki az alumínium-oxid réteget azok felületén. Lehetséges formáló anyagok még a dikarbonsavak, citromsav és a foszforsav.

Az anód fólia oxidálása során alkalmazott egyenfeszültséget nevezzük a formálási feszültségnek. A szigetelő réteg vastagsága közel arányos a formálási feszültséggel, ennek mértéke 0,0013 ~ 0,0015 mm/V, míg az átütési szilárdsága pedig 107 V/cm. A formálás folyamatát az 3.4. ábra mutatja, amelyen egy formáló berendezés sematikus ábrája látható.



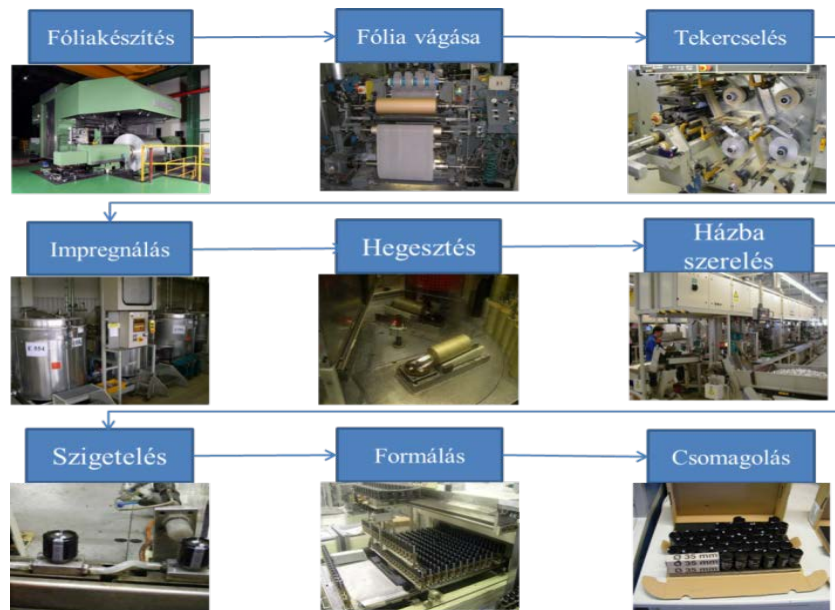
**3.4. ábra Formáló berendezés sematikus ábrája [43]**

A reakciók során az alábbi katód-és anódfolyamat (3.9 és 3.10 képlet), valamint alumínium oxidáció (3.11) történik, amelyet a 3.5 ábra mutat be.



### 3.5. ábra Anódfólia maratása során lezajló elektrokémiai reakciók

Kondenzátorok gyártásának következő lépése, hogy az anód fóliát megfelelő szélességűre vágják, amelyet a többi alapanyag (katód és papír) méretre vágása követ. A vágott szélesség a kondenzátor konstrukciójától függ. A jelenleg gyártott alumínium elektrolit kondenzátorok házában egy tekercs található. Ennek készítését automata tekercselőgépekkel valósítják meg, amelyek összetekercselik a méretre vágott alapanyagokat. A folyamat alatt hideghegesztéssel felhegesztik a fóliákra a kivezető szalagokat, amelyek elektromos összeköttetést biztosítanak a tekercsben lévő alapanyagok és a fedél közt. A tekercselés után a tekercset elektrolitba áztatják – ezt impregnálásnak hívják - be. Ennek az elektrolit fürdőnek az időtartama konstrukció és elektrolit függő. Nem csak az időtartam szabályozott, hanem az elektrolit hőmérséklete és az impregnáló kamra nyomása is. Az elektrolittal átítatott tekercsekre lézerhegesztéssel felhegesztik a fedelet, majd a tekercset egy alumínium házba rakják. Ennek az alumínium háznak a végét visszagörbítik – ezt a gyártási lépést peremezésnek hívják -, így biztosítva a belső tekercs hermetikus lezárását. Ezt követően leszigetelik a kondenzátor külsejét egy szigetelő fóliával. A légmentesen lezárt és szigetelt kondenzátorra feszültséget kapcsolnak, illetve a külső hőmérsékletet is megváltoztatják. A kezelés célja, hogy a vágás során keletkezett oxidréteg sérüléseket kijavítsák. Hasonló folyamat megy vége ekkor, mint az anód fólia gyártása folyamán. A folyamat végén a kondenzátor általános paramétereit megméri és lecsomagolják az elkészült termékeket. Ezt a folyamatot mutatja be a 3.6. ábra.

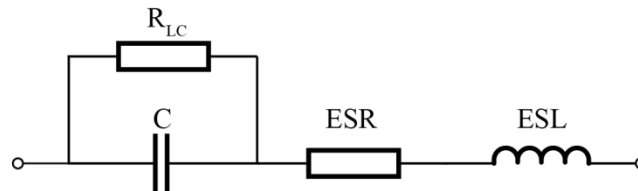


**3.6. ábra Alumínium elektrolit kondenzátor gyártási folyamata**

A gyártási lépések bemutatásából is látható, hogy a valós megvalósítás komplex és összetett. Így az is belátható, hogy a valós kondenzátort nem lehet egy egyszerű áramköri elemmel – csak egy kapacitással - helyettesíteni. Ezek miatt az alumínium elektrolit kondenzátorokat gyártó cégek az általános termékspecifikációkban egy modellt alkalmaznak termékeik bemutatásához, amelyek a fenti technológiából adódó jellegzetességeket is megmutatják.

### 3.3 Alumínium elektrolit kondenzátor gyártói modellje és elektromos paraméterei

Leggyakoribb és legegyszerűbb áramköri modell egy soros RLC kör, illetve annak egy ellenállással kibővített változata (3.7. ábra), amelyet számos gyártó cég (Epcos, Jianghai, Nichicon, Vishay, stb.) alkalmaz a technikai leírásában [43, 48-53] és amelyre tudományos cikkekben is hivatkoznak [22, 54, 60-62].



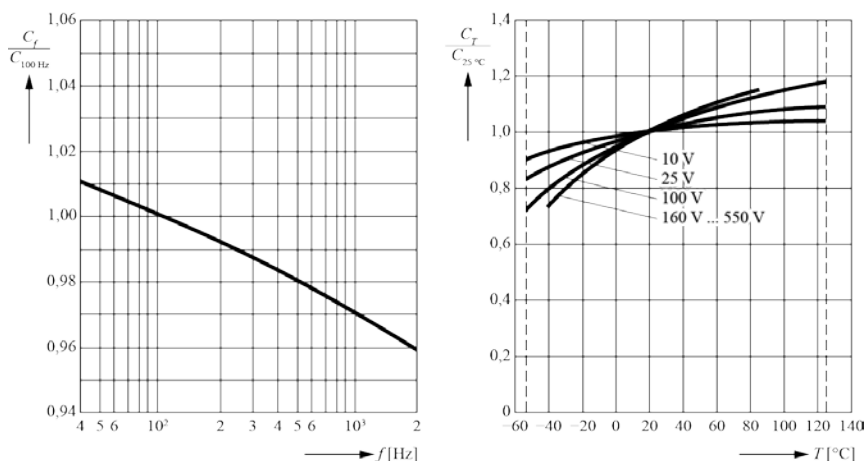
3.7. ábra Gyártók által alkalmazott kondenzátor modell

A helyettesítő kapcsolás elemei:

- C: Kapacitásérték
- ESR: Soros veszteségi ellenállás
- ESL: Öninduktivitás
- $R_{LC}$ : A dielektrikum hibahelyeiből adódó szivárgási áramot szimbolizálja.

#### 3.3.1 Kapacitás

A kondenzátor talán legfontosabb paramétere, ugyanis ez a tulajdonság mutatja meg azt, hogy az áramköri elem mennyi elektromos töltést képes eltárolni egy adott potenciálon. A kapacitásértéket általánosságban a (3.8) képlettel definiálják. A képletből látható, hogy a kapacitás a fegyverzet(ek) és a szigetelőréteg tulajdonságaitól függ. A fegyverzetek nagysága ( $A$ ) egyenesen arányos a kapacitás növekedésével, ugyanis nagyobb felületen több töltést lehet eltárolni. Ezzel szemben a fegyverzetek távolsága fordítottan arányos a kapacitással. A kondenzátoron a névleges kapacitását ( $C_R$ ) tüntetik fel, amely az AC kapacitásérték mérés eredménye. A mérést 100 vagy 120 Hz-en 20 °C-on végzik. Mivel a paraméter frekvencia és hőmérsékletfüggő, fontos meghatározni a mérési paramétereket. A hőmérséklet csökkenésével növekszik az elektrolit viszkozitása, amely a vezetőképesség csökkenéséhez vezet, amely kapacitásvesztést okoz. A kapacitás változása a hőmérséklet és frekvencia függvényében a 3.8 ábrán látható. Általánosan elmondható, hogy a görbék meredekségét befolyásolja a névleges feszültség és az anódfólia maratottsága. Magas hőmérséklet esetén a kapacitásnövekedés kb. 5 %, addig az alacsony hőmérsékleten a kapacitás értékének csökkenése akár 20 %-ot elérheti.



**3.8. ábra Kapacitásérték változás a hőmérséklet és a frekvencia függvényében [43]**

A konstrukcióból adódóan – két alumínium fóliát tartalmaz a belső tekercs – a C kapacitásértéket az anód és katód fólia kapacitásából ajánlott meghatározni, mivel a katód fólia is rendelkezik kapacitásértékkel. Ez a két kapacitás sorban helyezkedik el, ezért az eredő érték a (3.12) képlettel számolható.

$$C = \frac{C_a \cdot C_c}{C_a + C_c} \quad (3.12)$$

Magasfeszültségű kondenzátorok esetén a katód fólia kapacitása jóval nagyobb, mint az anód fóliáé. A katód fólia nagy kapacitásértéke a nem maratott felület és az azon található vékony oxidrétegből származtatható. A katód fólia esetén az oxid réteg ténylegesen vékonyabb, mint az anód esetében. Azonban ez meghatározza az átütési feszültségét is. A szigetelő réteg vastagsága közel arányos a formálási feszültséggel, ennek mértéke 0,0013 ~ 0,0015 mm/V. Az eredő kapacitást így a  $C_a$  anód kapacitás határozza meg. Számos helyen elhanyagolják emiatt a katód kapacitást.

### 3.3.2 ESR

Az ESR vagy soros veszteségi ellenállás a kondenzátor rezisztív alkotó elemeinek az összefoglaló neve, amely a Z komplex impedancia valós része. Hőmérséklet és frekvenciafüggő. Ez a "valós" ellenállás, illetve az alkalmazott áramterhelés okozza a kondenzátor belső hő fejlődését, így ez a paraméter kiemelten fontos az alkalmazások szempontjából. A 3.7. ábrán bemutatott helyettesítő kapcsolás ESR elemét, illetve annak hatásait számos gyártó cég és kutatás során vizsgálták (Gasperini, Mirsky, Hayatee, Venet, Parler, Albertsen [42-43, 50-58]). A modell komplex impedanciája felírható:

$$Z = \frac{1}{\frac{1}{R_{LC}} + j2\pi fC} + ESR + j2\pi fESL \quad (3.13)$$

(3.13) képlet valós tagja, amely az ESR értékét fejezi ki a (3.14) képlettel írható fel. Két részből áll, az első egy frekvenciafüggő tag, amely a szigetelőréteg veszteségi ellenállásától függ, míg a második egy hőmérsékletfüggő elem.

$$ESR = \text{Re}al(Z) = \frac{R_{LC}}{1 + (2\pi f)^2 C^2 R_{LC}} + R_{ESR} \quad (3.14)$$

A fenti képlet első tagja jelenti a frekvenciától függő alkotó elemet, amelyet Gasperi [55] a (3.15), míg Parler és Hayatee a (3.16) képlettel definiált [56, 57].

$$R_{ox}(f) = \frac{R_{LC}}{1 + (2\pi f)^2 C^2 R_{LC}} \quad (3.15)$$

$$R_{ox}(f) = \frac{D_{ox}}{2\pi f C} \quad (3.16)$$

Ahol az  $R_{LC}$  és a  $D_{ox}$  is a fent említett szigetelőréteg veszteségi ellenállását jelenti.

A (3.14) képlet második tagja a főként hőmérséklettől függő alkotóelemet jelöli, amely az anyagok és a csatlakozások, illetve a határfelületek kapcsolódásának (elektrolit papír, elektrolit fóliák) ellenállását foglalja magába.

$$R_{ESR} = R_i(T) + R_f(T) + R_e(T) \quad (3.17)$$

A fenti képletben az  $R_i(T)$  kivezető szalag(ok) és csatlakozások ellenállását (pl.: hegesztés) szimbolizálja amely, a kivezető szalagok vastagságától, szélességétől, számától, valamint a hosszúságától függő érték. Az anód- és katód fólia ellenállását az  $R_f(T)$  reprezentálja. Értékét befolyásolja a fólia mérete, tisztasága ( $1,6 \cdot 10^{-3}$  Ohm/m<sup>2</sup>). Az  $R_i(T)$  és  $R_f(T)$  ellenállás összege konstrukciófüggő, egy Snap-In kondenzátor esetén az érték megközelítőleg 10 mΩ. A képlet harmadik tagja az  $R_e(T)$ , mely az elektrolit és a papír közti ellenállásból (impregnált papír ellenállás), valamint az elektrolit és az anód közti ellenállásból (elektrolit és a csövecskék közti ellenállás) adódik. Az elektrolit és papír alkotta ellenállásérték megközelítőleg tízszer nagyobb, mint az elektrolit ellenállása, amelynek értéke a (3.18) képletnek megfelelően változik.

$$R_e(T) = R_e(25^\circ C) \cdot 2 \left[ \frac{T-25}{A} \right]^B \quad (3.18)$$

Hayatee mérései alapján elmondható, hogy ez a paraméter az elektrolittól függ. Etilénglikol alapú elektrolit esetén  $A=40$  és  $B=0,6$  [55, 56]

A fentiekből következik, hogy az ESR felírható a (3.19) képlettel.

$$ESR = R_{ox}(f) + R_i(T) + R_f(T) + R_e(T) \quad (3.19)$$

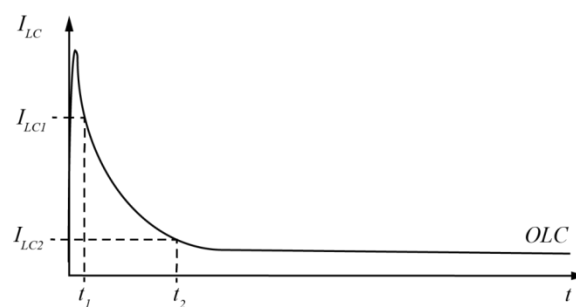
### 3.3.3 ESL

AZ ESL érték jelenti a kondenzátor induktivitás értékét. Ez az érték a csatlakozások elhelyezésétől és a belső tekercs konstrukciójától függ. Tipikus értéke körülbelül 10 - 30 nH radiális konstrukció esetében, 20 - 50 nH csavaros kivezetésű kondenzátornál, míg axiális típusok esetén 200 nH nagyságot is elérheti. Ez az érték rendkívül jelentős, mivel a magas induktivitás érték feszültségtűskéket okozhat [42-43, 48-53].

### 3.3.4 Maradékáram

A kondenzátor maradékárama vagy szivárgó árama (Leakage Current,  $I_{LC}$ ) alatt, a kondenzátoron átfolyó vagy szivárgó áram értékét értjük, amely DC feszültség alkalmazásakor folyik a szigetelőrétegek hibahelyein [42-43, 48-53, 58-59]. Okai a dielektrikum torz polarizációja, a kristályszerkezet hibái és repedései, nedvesség (víz, pára) megkötése a dielektrikum felületén, a szigetelőréteg átütése klór és vas részecskék miatt. Ezek a hibahelyeken az oxidréteg nem homogén, amely gyenge kötést, hibahelyet eredményez. Az áram nagyságának mértéke a megfelelő alapanyaggal és gyártási eljárással csökkenthető, azonban nem lehetséges teljes egészében kiküszöbölni.

Nagyságát befolyásolja az idő, hőmérséklet és a DC feszültség szintje és alkalmazott anódfólia. Ez a paraméter, illetve nagysága megfelelő indikátor az oxidréteg és a kondenzátor jószágára. A 3.7. ábrán bemutatott modellben a maradékáram ellenállással van szimbolizálva. Tipikus értéke  $100/C$  [ $M\Omega$ ], ha  $C$  mértékegysége  $\mu F$ . A szabványok által definiált mérési környezet esetén, a szivárgási áram, amelyet katalógusértékként a gyártók publikálnak, a szobahőmérsékleten 5 perc után mért érték. Az áram értékének időbeli változását a 3.9 ábra mutatja.



**3.9. ábra Kondenzátor maradékáramának időbeli változása [52]**

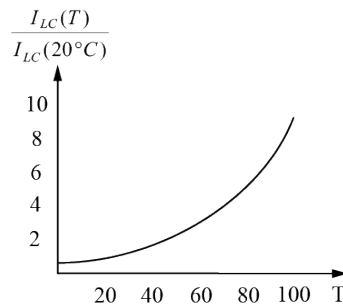
Látható, hogy idővel lecsökken egy alacsony, konstans értékre. A maradékáram felírható a lenti összefüggésekkel [52]:

$$I_{LC2} = I_{LC1} \left( \frac{t_1}{t_2} \right)^a \quad \text{vagy} \quad I_{LC1} = I_{LC2} \left( \frac{t_2}{t_1} \right)^a \quad (3.20)$$

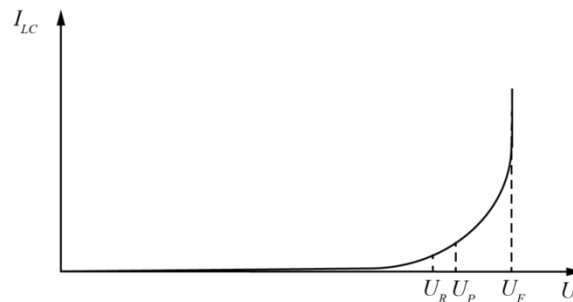
Egy jól működő kondenzátor esetén az 'a' értéke 0,5. Ekkor a fenti képlet a következőképp írható fel:

$$I_{LC2} = I_{LC1} \sqrt{\frac{t_1}{t_2}} \text{ vagy } I_{LC1} = I_{LC2} \sqrt{\frac{t_2}{t_1}} \quad (3.21)$$

A hőmérsékletfüggés a 3.10. ábrán, míg az áram feszültségfüggése a 3.11. ábrán látható. Különböző gyártó, különböző jellegű változást prognosztizálnak a hőmérsékletfüggésre. Ennek oka, hogy különböző elektrolitokat használnak.



**3.10. ábra Kondenzátor szivárgó áramának hőmérsékletfüggése [52]**



**3.11. ábra Kondenzátor szivárgó áramának feszültségfüggése [52]**

A folyamatos működés alatt folyó áramot működési szivárgási áramnak hívják (OLC – operating leakage current). Ennek értéke függ a kondenzátor osztályozásától is. Például egy LL (long life) minősítéssel ellátott kondenzátor esetében kisebb áramérték megengedett [42].

$$I_{OLC} = \frac{0,00025 \mu A}{\mu F \cdot V} \cdot C_R \cdot U_R + 1 \mu A \quad (3.22)$$

$$I_{OLC} = \frac{0,0005 \mu A}{\mu F \cdot V} \cdot C_R \cdot U_R + 3 \mu A \quad (3.23)$$

A (3.22) képlet egy LL minősítésű (Long Life – hosszú élettartamú), míg a (3.23) képlet egy szabványos elektrolit kondenzátor OLC értékére ad becslést. A fenti képletek 20 °C-os maghőmérsékletre vonatkoznak, abban az esetben, ha figyelembe vesszük a maradékáram feszültség és hőmérsékletfüggését, belátjuk, hogy az különböző hőmérséklet és feszültségek esetén a képletben kiszámolt áramértékhez egy módosító szorzótényezőt kell alkalmazni, amelyek a 3.2. és 3.3. táblázatokban láthatóak.

### 3.2. táblázat Kondenzátor szivárgó áramának hőmérsékletfüggése [43]

Hőmérséklet (°C)	0	20	40	60	85	105	125
GP típus faktorja (tipikus érték)	0,5	1	3	5	10	11	12,5
LL típus faktorja (tipikus érték)	0,7	1	1,6	2,2	4	5	8

### 3.3. táblázat Kondenzátor szivárgó áramának feszültségfüggése [43]

Működési feszültség (viszonyítva a névleges feszültséghez %-ban)	20	30	40	50	60	70	80	90	100
Tipikus érték (OLC százalék)	3	6	9	14	18	25	40	50	100
Tipikus érték (OLC százalék LL minősítés)	8	14	17	23	30	40	50	70	100

Az áram értéke Venet kutatása alapján [60] a (3.24) képlettel írható le, amely egy feszültségfüggő, és hőmérsékletfüggő ellenállást mutat.

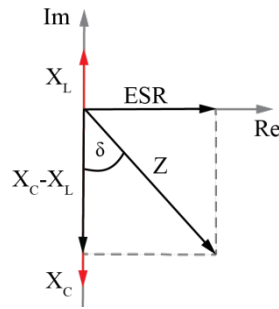
$$R_{OLC}(U) = \frac{U_A}{\frac{U_A}{R_{OX}} + I_{OLC} \exp((U_A - U_R)k_c) - I_{OLC} \exp(-U_R k_c)} \quad (3.24)$$

A fenti paramétereken kívül fontos paraméternek minősülnek a következő pontokban ismertetésre kerülő tulajdonságok.

#### 3.3.5 Dissipation factor (tanδ)

Az ideális kondenzátor esetében az ESR érték nulla, így a veszteségi szög is zérussal egyenlő. A veszteségi ellenállások jelenléte miatt azonban ez a szög nagyobb 0-nál. Veszteségi tényező az ESR és a kapacitív reaktancia ( $X_c$ ) arányaként van definiálva.

$$\tan \delta = \frac{ESR}{X_c} = \frac{ESR}{\frac{1}{\omega C}} = ESR \omega C \quad (3.25)$$



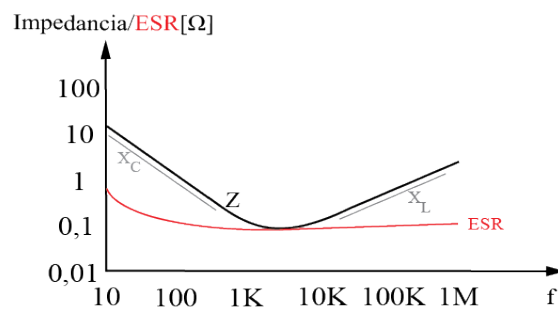
**3.12. ábra ESR,  $\tan\delta$  és a komplex impedancia viszonya**

### 3.3.6 Impedancia

A kondenzátor impedancia értéke a 3.7. ábra alapján látható, hogy a C, ESR és L alkotó elemek összegéből tevődik össze, amely a (3.13) képlettel lehet leírni és a 3.12-es ábra mutatja a vektoros ábrázolását. Az impedancia érték három összetevőből áll össze:

1. Kapacitív reaktancia ( $X_C$ )
2. ESR vagy valós ellenállás
3. Induktív reaktancia ( $X_L$ )

Ennek a három paraméternek az együttes értéke határozza meg az impedanciát. Alacsony frekvenciatartományban a kapacitív reaktancia a domináns, amely növekvő frekvenciával elkezdi lecsökkenni, addig, ameddig értéke megegyező nem lesz az induktív reaktanciával. Ezen a frekvencián az impedancia értéke egyenlő az ESR értékkel. Ezt a frekvenciát nevezik rezonanciafrekvenciának. A rezonanciafrekvencia felett az induktív reaktancia lesz domináns. Impedancia jelleggörbe a 3.13-es ábrán látható.



**3.13. ábra Impedancia változása a frekvencia függvényében**

### 3.3.7 Váltakozó áram (Ripple current)

A váltakozó áramú terhelés a kondenzátoron átfolyó effektív áramértéket jelenti. A maximum megengedhető áram értéke függ a környezeti hőmérséklettől, az ESR értékétől és az áram frekvenciájától. A kondenzátor adatlapok a felső hőmérséklettartomány maximális értékén és 100 Hz-en adják meg alkalmazható váltakozó árama maximumát. A legfontosabb szempont, hogy a kondenzátor maghőmérséklete nem haladhat meg egy adott határértéket (konstrukciótól és gyártótól függő ez az érték). A legtöbb alkalmazásban a kondenzátor

váltakozó feszültsége egy váltakozó áramot generál, amely a melegedését is okozza. Figyelembe kell venni az összes frekvenciátág által generált áramterhelést, ugyanis ezek hozzájárulnak a kondenzátor felmelegedéséhez. A gyártók a (3.26) képletet alkalmazzák [42, 49] az áramterhelés kiszámításához.

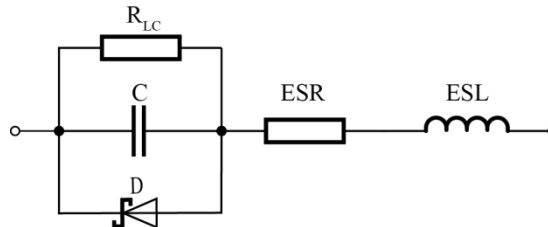
$$I_{AC} = \sqrt{\left(\frac{I_{f1}}{F_{f1}}\right)^2 + \left(\frac{I_{f2}}{F_{f2}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_{fn}}{F_{fn}}\right)^2} \quad (3.26)$$

A (3.26) képletben  $I_A$  a váltakozó áram effektív értéke,  $I_{f1} \dots I_{fn}$  az adott frekvencia felharmonikus váltakozó áramának effektív értéke,  $F_{f1} \dots F_{fn}$  az adott frekvenciátág korrekciós faktorának értéke, amely a (3.27) képlettel definiálható.

$$F_{fi} = \sqrt{\left(\frac{ESR(f_0)}{ESR(f_i)}\right)} \quad (3.27)$$

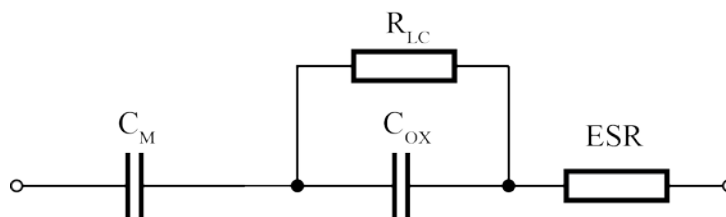
### 3.4 További modellek

Természetesen az 3.7. ábrán látható modell nem az egyetlen, amely a szakirodalomban megtalálható. A különböző gyártó cégek különböző modellt alkalmaznak, illetve a kondenzátorral kapcsolatos kutatások is további modelleket eredményeztek. A 3.14. ábrán látható modell tartalmaz egy további D zener-diódát, amelyet a Cornell Dubilier gyártó alkalmaz [58].



3.14. ábra Cornell Dubilier által alkalmazott modell [58]

Ez a dióda szimbolizálja a túlfeszültség, illetve fordított polaritású viselkedést. Abban az esetben, ha a túlfeszültség meghaladja 50 V-tal a kondenzátor csúcsfeszültségét jelentős maradékáramot idéz elő. Ez az üzemmód, hasonlít a dióda záró irányú használatához. Abban az esetben, ha a fordított polaritás nagyobb, mint 1,5 V hasonló jelenség játszódik le a kondenzátorban, vagyis nagy maradékáram folyik át a kondenzátoron, amely nagy gázfejlődést eredményez. A fordított polaritású üzemmód megfelel a dióda nyitóirányú üzemeltetésének. A fenti modelleken kívül a gyakorlati alkalmazások szükségessé tették a komplexebb modellek kutatását és kidolgozását. A legáltalánosabban elfogadott modell 3.15. ábrán látható, amelyet Gasperi dolgozott ki és számos tudományos cikkben [33, 37, 55, 63-65] hivatkoznak rá.



3.15. ábra Gasperi által kidolgozott kondenzátor modell [55]

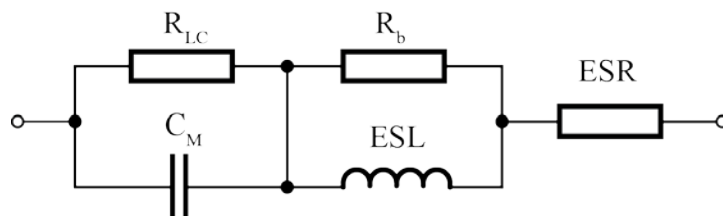
A modellben szereplő ESR ellenállás jelenti a fóliák, kivezető szalagok, csatlakozások és az elektrolit ellenállását. Az  $R_{LC}$  és  $C_{OX}$ -es tagok a dielektrikum veszteségét és kapacitását, míg a  $C_M$  tag a külső érintkezők közti, mérhető kapacitásértéket szimbolizálják. Az ESR hőmérsékletfüggését befolyásolja az elektrolit hőmérsékletfüggése, amelyet Gasperi a (3.28) képlettel definiálta

$$R_e = R_{e,base} e^{(T_{base} - T_c)/E} \quad (3.28)$$

ahol az  $R_{e,base}$  a szobahőmérsékleten meghatározott ellenállás, míg  $E$  az elektrolit hőmérséklet érzékenysége faktorját jelenti. Egy 400 V-os 470  $\mu\text{F}$  Snap-In kondenzátor átlagértékei [53]:

- $ESR = 0,035 \Omega$
- $R_{e,base} = 0,12 \Omega$
- $E = 21 \text{ }^\circ\text{K}^{-1}$
- $R_{LC} = 0,038 \Omega$
- $C_M = 470 \mu\text{F}$
- $C_{OX} = 11000 \mu\text{F}$

Venet és társai impedancia görbék paraméter identifikációja során modelleket ismertettek [21-22, 60-62], amelyek nagy pontossággal megközelítették a mért görbéket. Ezek a helyettesítő áramkörök a 3.16. és 3.17. ábrán láthatóak.

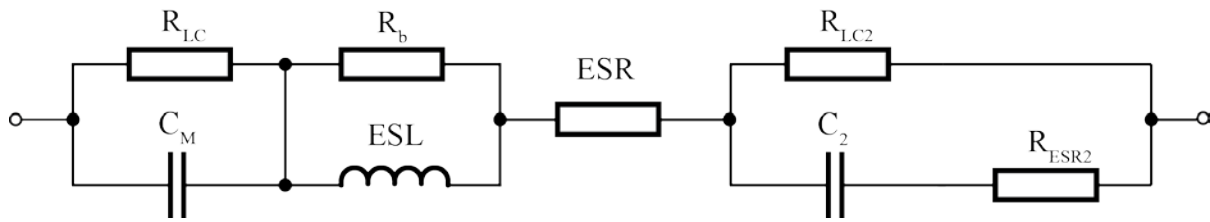


**3.16. ábra Venet által kidolgozott, 1. bővített modell [60]**

$C_M$  teljes kapacitás az anód és katód közt, ESR szimbolizálja a csatlakozók, kivezetők, anód és katód fólia, impregnált papír, dielektromos veszteség az elektrolit és a maratott struktúra ellenállását.  $R_{LC}$  mutatja a maradékáramot, amely a dielektrikum minőségétől függ. ESL mutatja a kivezetések, kivezető szalagok és a tekercs által kialakított kör inuktivitását. A kutatás során Venet genetikussal határozta meg a paraméterek értékét, amely a következők voltak, egy 4700  $\mu\text{F}$ -os csavarkivezető kondenzátor esetében:

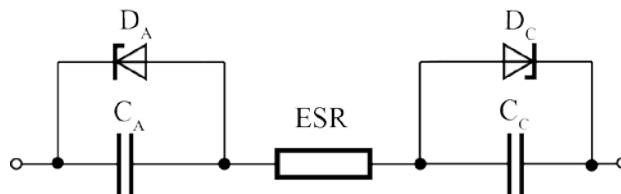
- $C_M = 4,44 \text{ mF}$
- $L = 18,9 \text{ pH}$
- $R_a = 10,7 \text{ m}\Omega$
- $R_c = 377 \text{ k}\Omega$
- $R_b = 75,4 \text{ m}\Omega$

Mivel szimulációjuk során nem tudtak kellő pontosságú becslést adni a mért  $Z$  görbékhez negatív hőmérséklettartományban, kiegészítették modelljüket a  $C_2$ ,  $R_{2a}$  és  $R_{2c}$  elemekkel. Ez látható a 3.17-es ábrán.



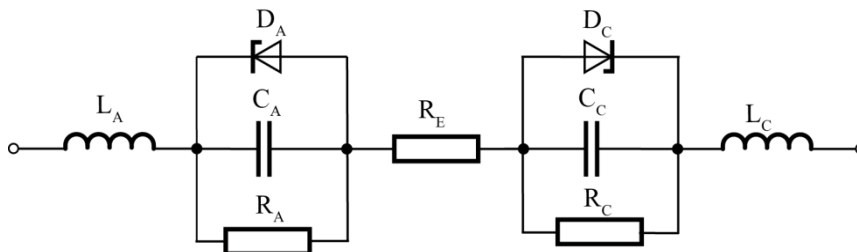
**3.17. ábra Venet által kidolgozott, 2. bővített modell [60]**

A fenti modellek nem vették figyelembe a kondenzátor katód fóliáját, illetve a formálási folyamatból adódó korlátokat. A 3.18 ábrán látható modell már megjeleníti a formálási jelenségeket és a katód fóliát. Ettől függetlenül elhanyagolja az  $R_{LC}$  ellenállást - amely az oxidréteget, illetve annak minőségét szimbolizálja - és a kondenzátor belső tekercsért, amely az induktivitást [59].



**3.18. ábra Anód és katód fólia viselkedésén alapuló kondenzátormodell [59]**

Az egyik legrészletesebb és a fizikai felépítéshez a legközelebb álló modell a NCC (Nippon Chemi-Con) mutatja be technikai leírásában [48]. Ez a modell a 3.19-es ábrán látható.



**3.19. ábra NCC által kidolgozott kondenzátormodell [48]**

Ez a modell a 3.18-as ábrán látható modellre hasonlít. Mind a két modell a kondenzátor fóliáinak hibáit próbálja meg kiemelni. Természetesen létezik részletesebb modell is [56, 57] azonban ennek hátránya, hogy részletessége miatt nehezen kezelhető szimulációkhoz és számításokhoz. Ezen felül a konstrukcióalapú termékfejlesztést sem segíti elő, mivel a bonyolult ellenállás és kapacitás hálózatot használ, amely megnehezíti a különböző konstrukciós paraméterek kombinálhatóságát.

A lenti táblázat az irodalomkutatás során összegyűjtött és bemutatott modelleket tartalmazza, azok előnyeivel és hátrányaival.

### 3.4. táblázat Kondenzátor modellek összefoglaló táblázata

Modell	Előny	Hátrány
<b>Szabványos - modell</b>	Egyszerű és könnyen használható	Csak általánosan használható, nem használható termékfejlesztésre.
<b>Cornell Dubilier - modell</b>	Anód fólia átütési feszültségét modellezi	Csak az anód fólia vizsgálataihoz használható
<b>Gasperi – modell</b>	Anód fólia és annak oxidrétegét modellezi	Csak az anód fólia vizsgálataihoz használható
<b>Venet – modell</b>	Egyszerű és könnyen használható	Csak általánosan használható, nem használható termékfejlesztésre.
<b>Kibővített Venet – modell</b>	Hőmérsékletfüggő szimulációkhoz lett kidolgozva	Túl sok áramköri elemet tartalmaz, nehéz szimulációba beilleszteni
<b>NCC gyártói - modell</b>	Kellően részletes	Túl sok induktív elemet tartalmaz, ami nem jellemző a kondenzátorra

A hátrányokból látható, hogy ezek nem használhatóak az alapanyag és felépítés alapú kondenzátorfejlesztéshez, mert nem tartalmazzák a kondenzátor összes konstrukciós elemét. Erre a célra egy saját modellt dolgoztam ki, amely a kondenzátor fizikai felépítésén alapszik. A dolgozatban a gyártók által használt standard, illetve Gasperi és Venet által kidolgozott modelleket fogom felhasználni további vizsgálatokhoz és elemzésekhez, ugyanis ezek a modellek használata gyakori a tudományos életben és a gyártók körében.

### 3.5 Megbízhatóság és az élettartam

Az alumínium elektrolit kondenzátor megbízhatóságát és élettartamát az úgynevezett kádgörbével szokás jellemezni [42-43, 48-51, 53, 58]. Ez látható 3.20. ábrán.



3.20. ábra Meghibásodások fázisai az élettartam során [43]

A görbe a hibaarányt mutatja az idő függvényében. A hibaarány egy meghatározott működési időegység alatt meghibásodott termékek arányaként van definiálva, amely fit-ben ( $\text{fit } \lambda$ ) vagy az 1000 óra alatt meghibásodott termékek arányával van kifejezve. Három szakaszra bonthatóak az élettartam alatti meghibásodások:

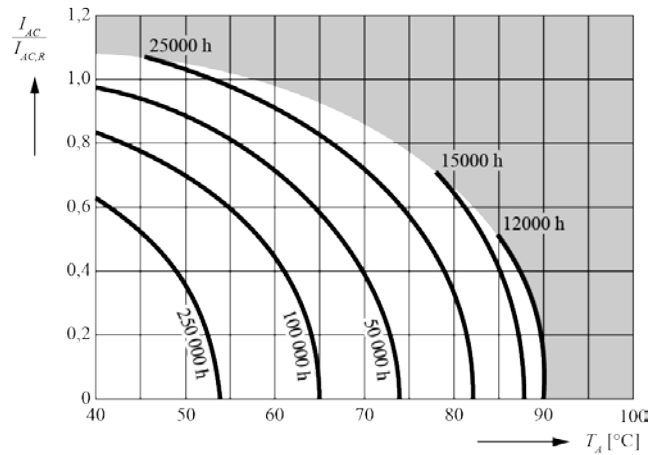
1. Korai meghibásodási fázis
2. Véletlenszerű meghibásodási szakasz
3. Kiszáradási hibafázis

Az alumínium elektrolit kondenzátor korai meghibásodása a gyártási szakasz formálási lépése alatt generált selejtet mutatja. Ekkor a megsérült oxidréteg van újraépítve. A regeneráció ideje során gázképződés történik, amely néhány esetben a kondenzátor felrobbanását okozhatja. Ez a szakasz csökkenő hibaaránnal jellemezhető. Az alkalmazásokban a korai meghibásodások száma emiatt rendkívül alacsony.

A második periódus a normál működési üzemeltetés alatti meghibásodásokat mutatja. Ezek száma nagyon alacsony. Ebbe a szakaszba a meghibásodásokat és az élettartamot a feszültség, váltakozó áramú terhelés és a hőmérsékletérték határozza meg.

Az élettartam végén a kondenzátor paraméterei elkezdenek romlani. Számos esetben átlépik az előre meghatározott határértékeket (ESR, Z limit). Természetesen ezek az eltérések, nem jelentik azt, hogy a kondenzátor elveszti a funkcióját, hanem az alkalmazások tervezése során alkalmazott funkciót nem képes teljes mértékben ellátni. Itt a 3. szakaszban ismételten elkezd megnőni a hibaszázalék.

A legtöbb gyártó egy élettartam diagram és/vagy modell alapján határozza meg az élettartamot. Az általánosan elfogadott szabály, hogy minden 10 °C hőmérsékletemelkedés megfelel a várható élettartamot. Ezt a szabályt 40 °C és 100 °C közt alkalmazzák. Élettartam diagram látható a 3.21. ábrán [43].



**3.21. ábra Élettartam meghatározáshoz megadott gyártói diagram [43]**

Az élettartam kiszámításához meg kell határozni az adott frekvencia felharmonikus váltakozó áramának effektív értékének és az adott frekvenciatag korrekciós faktorának ((3.27) képlet tagjait) hányadosait, majd ezek felhasználásával a (3.26) képlet szerint meghatározható a váltakozó áram arányszáma, vagyis az élettartam y tengely értéke ( $I_{AC}/I_{AC,R}$ ). Majd a környezeti hőmérséklet alapján kiolvasható a becsült élettartamhoz használható szorzótényező. A szürkével megjelölt terület mutatja azokat az áramterhelés és hőmérséklet kombinációkat, amelyek túl közel vagy az elektrolit forráspontja fölé melegítik a kondenzátort, így ezeket a beállításokat nem ajánlott alkalmazni.

A második élettartam meghatározási módszer az élettartam kiszámítása modell alapján. Több élettartam modell is létezik. A Panasonic [42] alkalmazza a (3.29) megadott számítási módszert.

$$L_C = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \quad (3.29)$$

A fenti képlet a legegyszerűbb a létező modellek közül, ugyanis a várható élettartam szempontjából legfontosabb paraméterrel, a hőmérséklettel csak részben számol. A képletben a  $T_R$  a kondenzátor névleges környezeti hőmérsékletét,  $T_A$  pedig a környezeti hőmérséklet jelenti. A pontos számoláshoz elengedhetetlen a kondenzátor belső hőmérséklet értéke. A Cornell Dubilier által alkalmazott [58] élettartam becslő képlet (3.30) figyelembe veszi az alkalmazott feszültséget és a környezeti hőmérsékletek helyett a maghőmérséklettel számol. A maghőmérsékletet a környezeti hőmérséklet, a váltakozó áramú terhelés, az ESR és az alkalmazott feszültség együttese határozza meg.

$$L_C = \left( 4,3 - 3,3 \frac{U_A}{U_R} \right) \cdot L_0 \cdot 2^{\frac{T_{C,MAX} - T_A}{10}} \quad (3.30)$$

Részletesebb modell alkalmaz a Nichicon gyártó [50], amely figyelembe veszi a kondenzátor váltakozó árama által okozott maghőmérséklet emelkedését.

$$L_C = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \cdot 2^{1 - \frac{\Delta T_C}{F_k}} \quad (3.31)$$

Ahol  $\Delta T_C$  az aktuális környezeti hőmérsékleten az alkalmazott áramterhelés által okozott belső hőmérsékletemelkedés.

$$\Delta T_C = T_R \left( \frac{I_{AC}}{I_{AC,max}} \right)^2 \quad (3.32)$$

A legalaposabban kidolgozott élettartam becslő képletek a Jiaghay [49] és NCC [48] által megalkotott egyenletek (3.33 és 3.36), amely figyelembe veszi az összes fent említett (hőmérséklet, feszültség és áramterhelés) paramétert.

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \cdot K_{AC,i} \left( 1 - \left( \frac{I_{AC}}{I_{AC,max}} \right)^2 \right)^{\frac{\Delta T_C}{10}} \cdot \left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} \quad (3.33)$$

$K_{AC,i}$  egy empirikus biztonsági szorzótényező, amely a kondenzátor áramterhelésétől függ. Ha  $T_R=105$  °C és az áramterhelés nagyobb, mint a névleges váltakozó áram,  $K_{AC}=4$  ellenkező esetben  $K_{AC}=2$ . A képlet n tagja egy kitevő, amely az alkalmazott feszültség által okozott élettartam változást szimbolizálja. A gyártó az  $U_A/U_R$  arányában definiálja ennek értékét

$$0,5 \leq \frac{U_A}{U_R} \leq 0,8 \Rightarrow n = 3 \quad (3.34)$$

$$0,8 \leq \frac{U_A}{U_R} \leq 1 \Rightarrow n = 5 \quad (3.35)$$

Az NCC által [3300] (3.36) javasolt élettartam számolási eljárás:

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R + 5 - T_A - 25}{10}} \cdot 2^{\frac{25 - \Delta T_c}{A}} \cdot K_v \quad (3.36)$$

A fenti számításokat a validációs tesztek eredményeiből határozták meg. Ezek a vizsgálatok biztosítják, hogy a sorozatgyártásban elkészíthető termékek megfelelően működnek a különböző környezeti igénybevételek hatása alatt is.

### 3.5.1 Validációs tesztek

Az alumínium elektrolit kondenzátorok validációjához szükséges vizsgálatokat szabványok határozzák meg. A gyakorlatban alkalmazott vizsgálati metódusokat a lenti szabványok [66-69] definiálják:

1. MSZ EN 60384-1: *Állandó kapacitású kondenzátorok elektronikus berendezésekhez. 1. rész: Termékcsoport-előírás*
2. IEC 60384-4: *Elektronikus berendezésekben használatos, állandó értékű kondenzátorok. 4. rész: Termékcsoport-előírás. Alumínium elektrolit kondenzátorok szilárd (MnO<sub>2</sub>) és nem szilárd elektrolittal*
3. IEC 60384-4-1: *Elektronikus berendezésekben használatos, állandó értékű kondenzátorok. 4-1. rész: Termékelőírás-űrlap. Állandó értékű alumínium elektrolit kondenzátorok nem szilárd elektrolittal.*
4. AEC-Q200: *Stress Test Qualification For Passive Components*

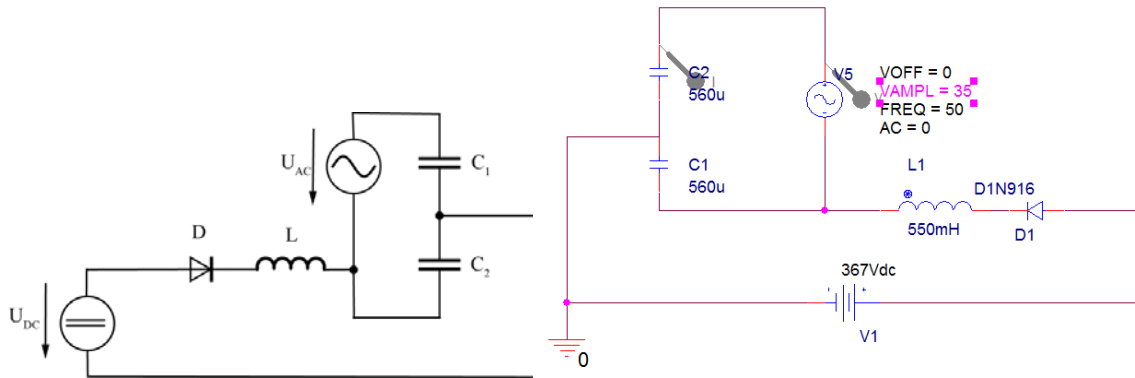
Ezek a szabványok tartalmazzák az összes általános eljárást, vizsgálati paramétert és határértéket. Abban az esetben, ha a kondenzátor autóipari alkalmazásokban kerül felhasználásra a 4. szabvány a releváns és ezt kell alkalmazni a validáláshoz. A környezeti vizsgálatok közül az élettartam, váltakozó áramú, csúcshőfeszültség, túlfeszültség és töltés kisütés teszt alatt van feszültség és áramterhelésnek kitéve a kondenzátor.

#### 1. Élettartam teszt (Endurance d.c. test)

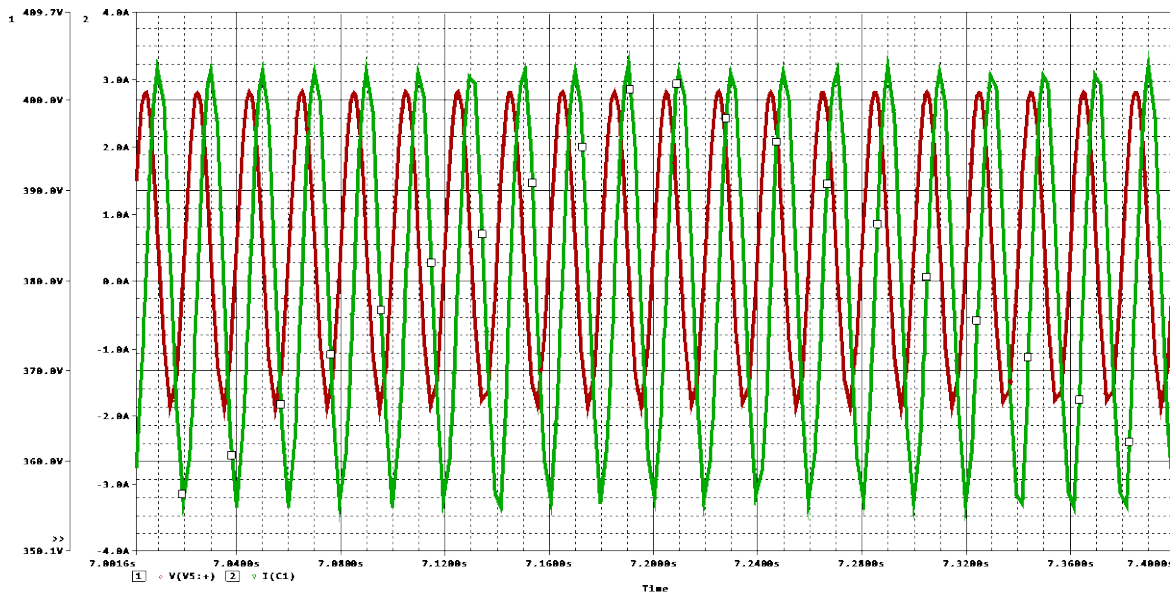
Az élettartam teszt a legegyszerűbb vizsgálati módszer, ugyanis itt a kondenzátor a hőmérséklettartományának felső hőmérsékletén, névleges DC feszültségen üzemel. Az üzemi órák száma függ a kondenzátor konstrukciótól. Snap-In (SI) típus esetén átl. 2-3 ezer óra, csavarkivezetős kondenzátor (ST) esetében min. 5 ezer óra az élettartam. A kondenzátor feszültsége konstans, áram pedig idővel egy stabilizálódott szintre beáll (3.9 ábra), amely a (3.20)-(3.22) képletekkel számítható.

#### 2. Váltakozó áramú teszt (Endurance a.c. test – sinusoidal current)

Váltakozó áramú teszt alatt a kondenzátor árama szinuszosan váltakozik, a változás frekvenciája 50 Hz, környezeti hőmérséklet a kapacitás hőmérséklettartományának felső hőmérséklete. Az terhelőáram nagysága konstrukciófüggő, SI típus esetén 0,5-től néhány amperig, ST típus esetén néhány ampertól több 10 A-ig terjed. Az alkalmazott kapcsolás áramköri rajza a 3.22, míg a kondenzátor szimulált feszültség és áramgörbéje a 3.23 ábrán látható.



3.22. ábra Váltakozó áramú tesztek kapcsolási elrendezése és szimulációs áramköre



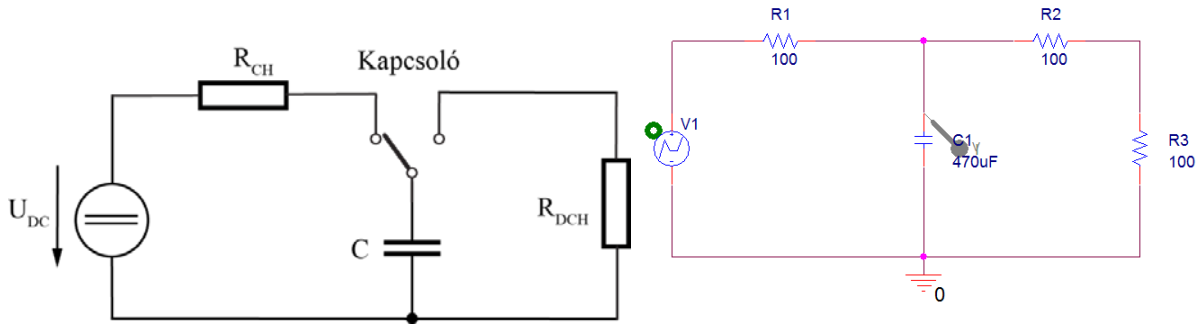
3.23. ábra Váltakozó áramú teszt alatti feszültség és áramgörbék. A kondenzátor árama zöld, míg feszültsége piros színnel van jelölve.

### 3. Töltés kisütés teszt (Charge and discharge)

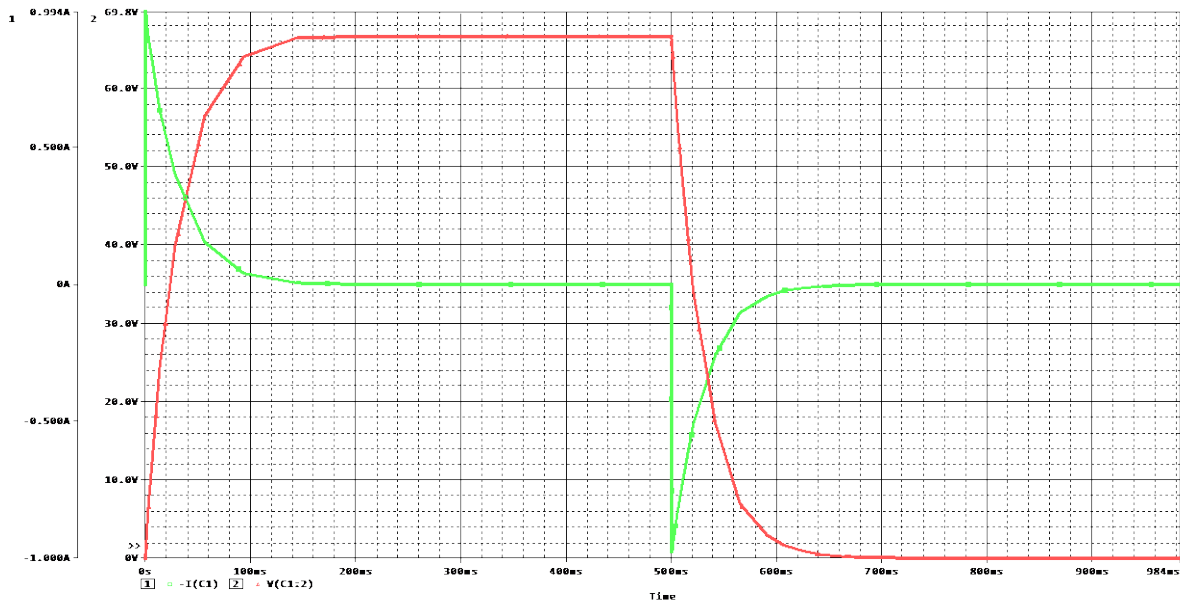
A teszt alatt a kondenzátort egy milliószor fel van töltve névleges feszültségre 0,5 másodperc alatt ( $f = 2 \text{ Hz}$ ). A környezeti hőmérséklet általában  $20 \text{ }^\circ\text{C}$ . A kondenzátor  $\tau_C$  töltési és  $\tau_D$  kisütési idővel rendelkezik. A tesztelő eljárás a 3.24-es ábrán, míg a feszültség és áramgörbék a 3.25-ös ábrán láthatóak. A kondenzátor árama a feltöltés és a kisütés alatt a (3.37) és (3.38) definiálhatóak.

$$I_{C,CH} = \frac{U_d}{R_{CH}} e^{-t/R_{CH}C} \quad (3.37)$$

$$I_{C,DCH} = \frac{U_d}{R_{DCH}} e^{-t/R_{DCH}C} \quad (3.38)$$



3.24. ábra Töltés kisütés és Csúcsfeszültség teszt kapcsolási elrendezése és szimulációs ábrája



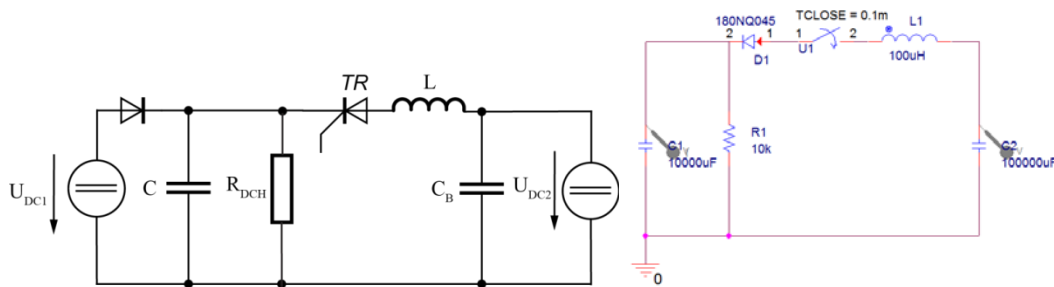
3.25. ábra Kondenzátor feszültség és áramgörbéje a töltés kisütés teszt alatt. A kondenzátor árama zöld, míg feszültsége pirossal van jelölve.

#### 4. Csúcsfeszültség teszt (Surge voltage)

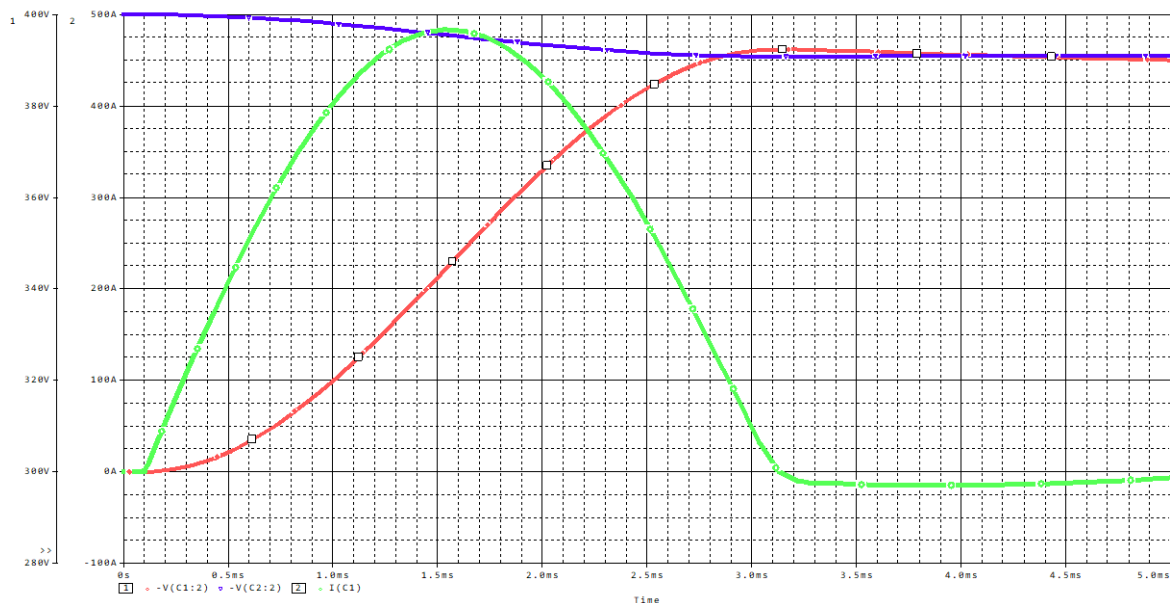
Csúcsfeszültség teszt alatt a kondenzátorokat 1000-szer feltöltjük a névleges feszültség 1,1 vagy 1,15 szerezére. A feltöltési idő 0,1 szekundum, a feszültség 30 másodpercig van a kondenzátorra rákapcsolva. A feszültség szint a kondenzátor névleges feszültségétől függ, ugyanis ha az 315 V felett van, a tesztfeszültség  $1,1 \cdot U_R$ . A vizsgálatot a kondenzátor hőmérséklettartományának felső hőmérsékletén kell elvégezni. A vizsgálati áramkör, illetve a kondenzátor feszültség és áramgörbéje hasonló, mint a töltés kisütés teszt alatt (3.24. és 3.25. ábrák). Különbség a két eljárás közt, hogy a kisütés ideje alatt a kondenzátort nem külső kisütő ellenállással sűjtjük, hanem egy önkisülés megy végbe. A kisütési áram a belső szivárgási áramával egyenlő.

## 5. Túlfeszültség teszt (Voltage transient overload)

A vizsgálat alatt a vizsgált C kondenzátor fel van töltve egy  $U_{DC1}$  megadott szintre (néhány szabvány 0 V-os feszültséget követel meg), illetve a  $C_B$  kondenzátor telep egy másik, magasabb  $U_{DC2}$  feszültségre. A TR kapcsolóelem nyitásakor a kondenzátor telep kisül az L induktivitáson keresztül, így töltve a vizsgált kondenzátort. A TR kapcsolóelem lezárásakor a teszt-kondenzátor kisül az  $R_{DCH}$  ellenálláson keresztül. A kapcsolási rajz, illetve a feszültség és áramgörbék a 3.26 és 3.27-es ábrán láthatóak.



3.26. ábra Túlfeszültség teszt kapcsolási elrendezése és a szimulációs áramköre



3.27. ábra Teszt alatti feszültség és áramgörbék. A kondenzátor árama zöld, míg feszültsége piros színnel van jelölve. Kék szín a kondenzátor telep feszültségét mutatja

Ezek a standardizált validációs eljárások nem alkalmaznak nagyfrekvenciás áramterhelést. A 2.1, 2.2, és 2.3-as részben bemutatott gyakorlati alkalmazások esetén a kondenzátort érő áram jellege nem csak nagyfrekvenciás, hanem négyszög alakú is. Mivel ezt a jellegű igénybevételt nem vizsgálja sem a szabvány szerint működő validáló labor, sem a gyártó cégek, nincs tapasztalat arra vonatkozóan, hogy milyen jellegű változások történnek a kondenzátor paraméterekkel és alapanyagokkal.

## **1. Tézispont [P- 6, 9, 10, 16]**

*A kondenzátorfejlesztés utolsó lépéseként végzendő validációs (környezetállósági) szabványos tesztelési eljárások során a kondenzátorok csak egyen, exponenciális, illetve alacsony frekvenciás szinuszos jellegű áramterheléseknek vannak kitéve.*

*Ezzel szemben a modern teljesítményelektronikai energiaátalakítók esetében - mint például az egy és háromfázisú impulzusszélesség-modulációs (ISZM) egyenirányítók, stabilizált kapcsolóüzemű tápegységek (Buck és Boost konverter), egyenáramú szaggatók és impulzus szélesség modulációs váltóirányítók - ahol nagy (10kHz-30kHz) kapcsolási frekvenciával működő félvezető kapcsolóelemeket alkalmaznak, a közbenső egyenfeszültségű körben az alumínium elektrolit kondenzátor az ISZM frekvenciával megegyező, bipoláris négyszög alakú áramterhelésnek van kitéve.*

*Az alumínium elektrolit kondenzátorok jelenleg szabványosított környezetállósági tesztmetódusai nem megfelelőek a modern teljesítményelektronikai alkalmazások által okozott bipoláris négyszög alakú áramterhelés hatásainak vizsgálatára.*

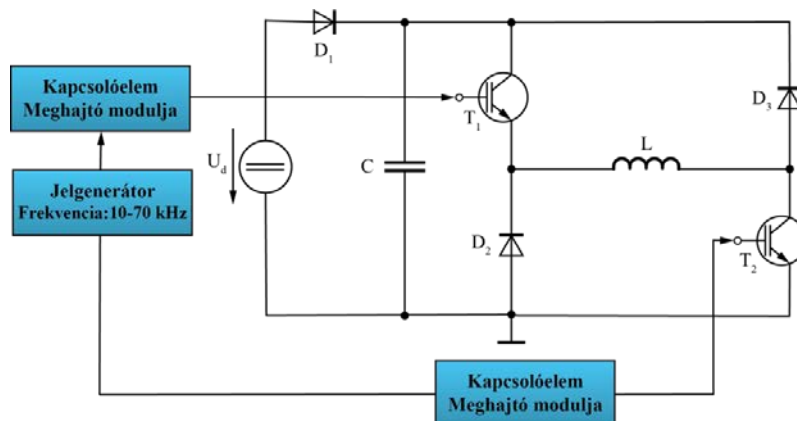
## 4 Tesztkörnyezet kialakítása

A korábbiakban bemutatott tesztelési metódusok nem alkalmaznak nagyfrekvenciás áramterhelést. Az „Alumínium elektrolit kondenzátorok áramterhelése a modern elektronikai alkalmazásokban” c. részben ismertetett, gyakorlatban alkalmazott áramkörök esetén a kondenzátort érő áram jellege nagyfrekvenciás és négyzet alakú. Mivel ezt a jellegű igénybevételt nem vizsgálja sem a szabvány szerint működő validáló labor, sem a gyártó cégek, nincs tapasztalat arra vonatkozóan, hogy milyen jellegű változások történnek a kondenzátor paraméterekkel és alapanyagokkal. Ezt orvosolandóan megterveztem és megépítettem egy újszerű vizsgálati rendszer és kialakítottam egy tesztelési eljárást.

### 4.1 Tesztpad hardveres kialakítása

#### 4.1.1 Áramkörtervezés és méretezés

A gyakorlati alkalmazások ismertetése során bemutatott áramterheléshez hasonló áramforma előállítható egy szaggató áramkörrel. Az áramkör működése és a méretezéshez szükséges képletek be lettek mutatva az 2.3-as bekezdésben (Kétnegyedes DC Chopper), amelyet felhasználtam a kapcsolás elemeinek méretezéséhez. A kondenzátor maximális igénybevételéhez a tesztáramkör által generált áramnak dinamikusan változnia kell, szinuszos moduláció nélkül. Ekkor az energia leng a terhelő induktivitás és a vizsgált kondenzátor, illetve kondenzátor telep közt. A veszteségek által okozott energiát egy külső tápforrásból pótoljuk. A tervezett kapcsolás blokkvázlata az 4.1-es ábrán látható.



4.1. ábra Tesztáramkör sematikus ábrázolása

Az áramkört három részre lehet felbontani:

- Teljesítményelektronikai modul
- Jelgenerátor modul
- IGBT driver modul

A fejlesztés első lépése az áramköri elemek méretezése volt. A tervezés kezdetén a következő paraméterek és tulajdonságok álltak rendelkezésre:

1. Kondenzátor paraméterek (a számoláshoz a B43564A9478M típusú kondenzátor tulajdonságai lettek figyelembe véve)

- $C_R = 4700 \mu\text{F}$
- $U_R = 400 \text{ V}$
- $\text{ESR} (100 \text{ Hz}, 20 \text{ }^\circ\text{C}) = 23 \text{ m}\Omega$
- $Z (10 \text{ kHz}, 20 \text{ }^\circ\text{C}) = 28 \text{ m}\Omega$
- $d_C \times l_C = 76,9 \times 105,7 \text{ mm}$
- $I_{\text{AC,R}} (100 \text{ Hz}, 85 \text{ }^\circ\text{C}) = 13,8 \text{ A}$
- $I_{\text{AC,R}} (10 \text{ kHz}, 85 \text{ }^\circ\text{C}) = 13,8\text{A} \cdot 1,4 \cdot \sqrt{2} = 27,3\text{A}$

A 10 kHz-es áram a kondenzátor adatlápján alapján lett kiszámítva. Az 1,4-es szorzótényező a 100 Hz és a 10 kHz közti váltószám szinuszos áram igénybevétel esetén. A  $\sqrt{2}$  szorzótényező pedig a szinuszos és négyzög áram effektív értékek közti váltás miatt szükséges.

2. Az áramkör működési paraméterei:

- $U_{\text{test}} = 400 \text{ V}$
- $f_s = 10 \text{ kHz}$
- $T = 10 \mu\text{sec}$ ,
- $I_{\text{op}} (10 \text{ kHz}, 85 \text{ }^\circ\text{C}) = 27,3 \text{ A}$
- $\Delta I_{\text{op}} = 2,73 \text{ A}$

A veszteség minimalizálása érdekében az RL kör ellenállását is minimalizálni kellett. A számolás megkönnyítése érdekében ez az értéket  $1 \Omega$ -ra választottam kezdetben. Így a veszteség, amely az áramkörben fellép:

$$P = R \cdot I_{\text{op}}^2 = 1 \cdot 27,3^2 = 745,3\text{W} \quad (4.1)$$

Mivel négyzög alakú áramprofil esetén az effektív érték megegyezik a csúcserővel, az  $I_{\text{op}}$  használható a számításokhoz. A kitöltési tényező kiszámításához szükséges tudnunk a feszültség effektív értékét:

$$U_{\text{avg}} = R \cdot I_{\text{op}} = 1\Omega \cdot 27,3\text{A} = 27,3\text{V} \quad (4.2)$$

Amely segítségével kiszámítható a kitöltési tényező (4.3) és a simító/fojtótekercs induktivitása (4.5)

$$T_c = \frac{T}{2} \left( \frac{U_{avg}}{U} + 1 \right) = 10^{-4} \cdot 0,5 \cdot \left( \frac{27,3}{400} + 1 \right) = 0,5341 \cdot 10^{-4} \quad (4.3)$$

$$T_c^* = \frac{T_c}{T} = \frac{0,53 \cdot 10^{-4}}{10^{-4}} = 0,5341 \quad (4.4)$$

$$L \geq \frac{R}{f_s} \cdot \left[ 2 \ln \frac{2U + R\Delta_{op}}{2U - R\Delta_{op}} \right]^{-1} \quad (4.5)$$

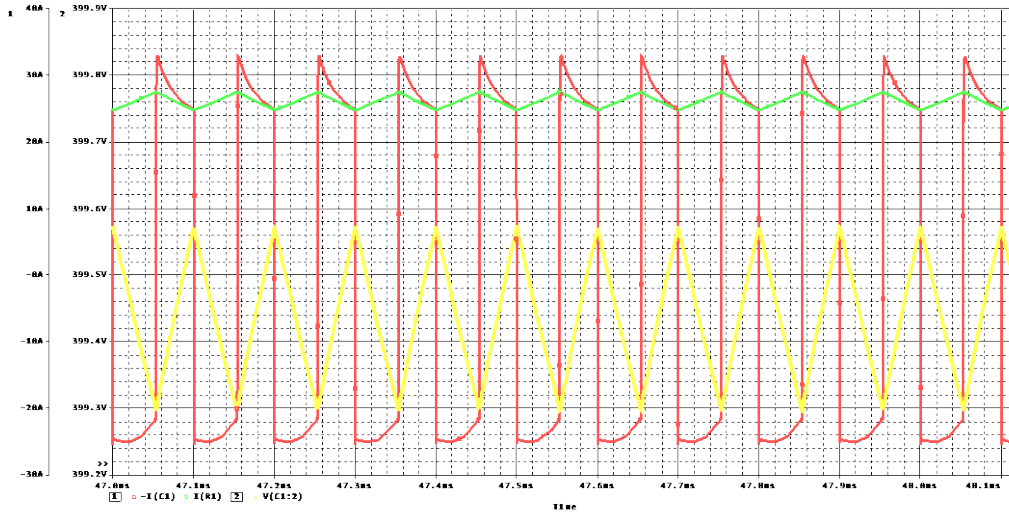
$$L \geq \frac{1}{10^4} \cdot \left[ 2 \ln \frac{800 + 2,73}{800 - 2,73} \right]^{-1} = 7,272 \text{mH} \quad (4.6)$$

A számítás alapján 53,41 %-os kitöltési tényező és 7,272 mH induktivitás kell a kívánt áramforma előállításához.

A teljesítményelektronikai rész esetén alkalmazott SKM 600GB126D IGBT modulok meghajtó áramkörének és a jelgenerátornak a kialakítása volt a következő lépcső. A jelgenerátor modulhoz egy SG3524-es nyomtatott áramkört alkalmaztam, amely tartalmaz egy beépített szabályozót, hibaerősítőt, programozható oszcillátort, flip-flop digitális elemet, kimeneti oldali tranzisztorokat, nagy erősítésű komparátort és áramkorlátozó és tiltó áramkört. Az áramkör által előállított jelalakot egy HCPL-3120 optikailag szigetelt, meghajtó modul erősít fel. A kondenzátoron megjelenő áram jelalak egy áram átalakítóval (LA 100-P) van mérve.

### 4.1.2 Áramkör szimulálása

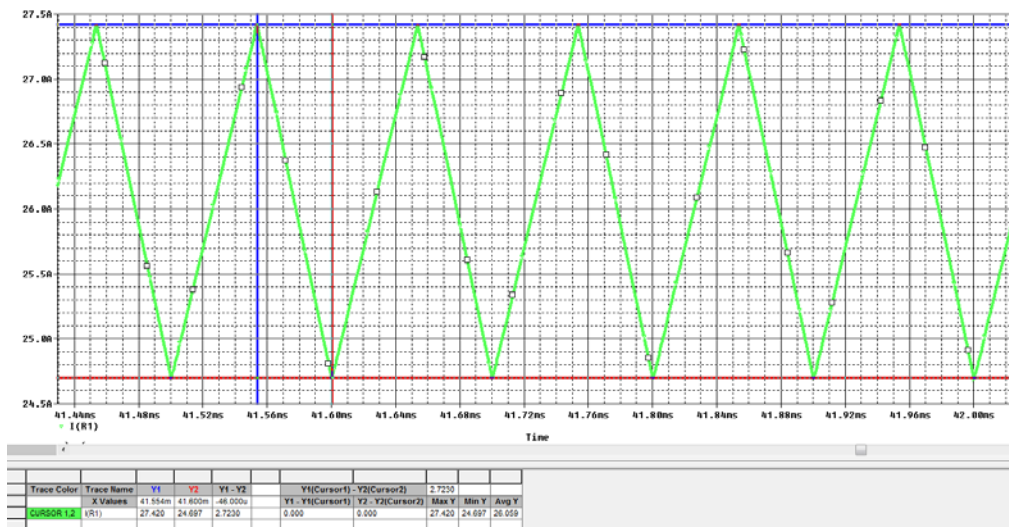
A méretezés után OrCAD szimulációk lettek elvégezve, annak érdekében, hogy a fizikai építés előtt megtudjuk, milyen áram és feszültség jelleggörbék várhatóak a kondenzátor tesztelése során. Az első szimuláció a méretezéskor kiszámított értékekkel lett lefuttatva.



4.2. ábra Méretezéskor kiszámított paraméterekkel elvégzett szimuláció

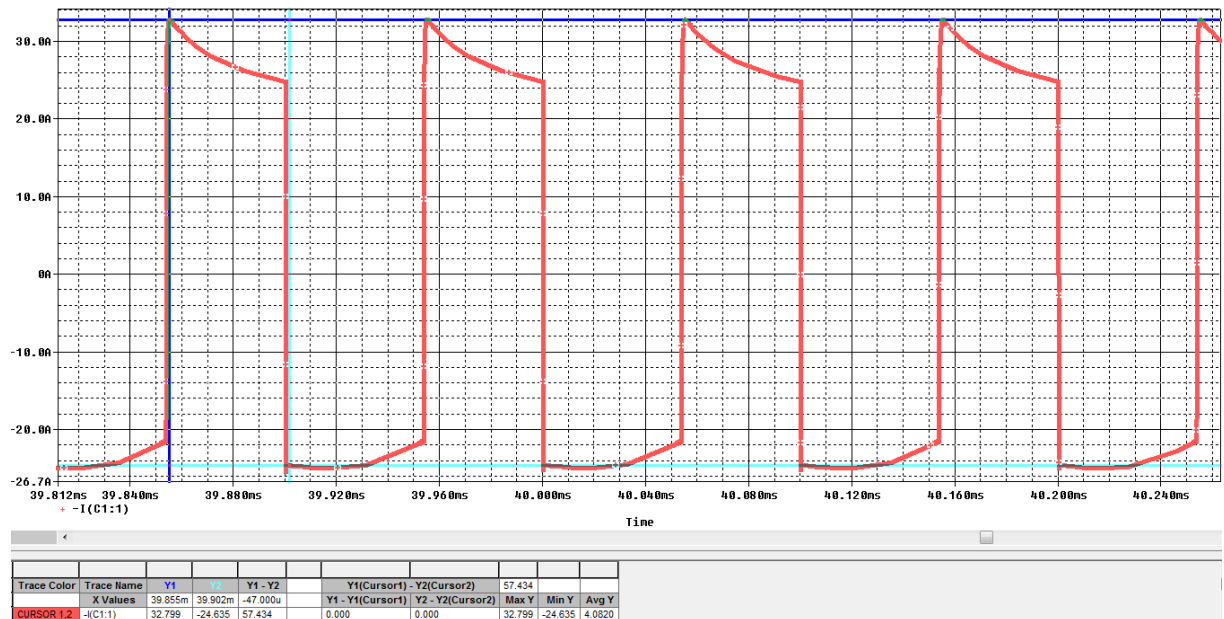
A 4.2-es ábrán a sárga színnel a kapcsolás, illetve a kondenzátor feszültségének változása látható. A 400 V helyett a feszültség a 399,3 V körül váltakozik. Ez a 0,7 V feszültség csökkenés a szimulációkban alkalmazott dióda miatt van.

A zöld szín mutatja az induktivitás áramát. Ez az áram az  $I_{op}$ -nek megfeleltethető. A méretezéskor 27,3 A volt az értéke,  $\Delta I_{op} = 2,73$  A-es váltakozással. A göbe hasonló értékeket mutat, ugyanis a maximum értéke 27,42 A, míg a minimum értéke 24,697 A. A kettő érték közti különbség 2,723 A. Ez megfelel az elvártaknak a méretezés alapján. Az elemzés látható a 4.3 ábrán.



4.3. ábra Induktivitás áramának váltakozása

A 4.2 ábra piros görbéje a kondenzátor áramát mutatja. Abban az esetben, ha az áramkört a méretezett értékeknek megfelelő értékekkel futtatjuk a kondenzátort érő áramterhelés a 4.4 ábrán látható.



#### 4.4. ábra Kondenzátor árama a méretezett áramkör alkatrészeivel

Az áramgörbe kiértékeléséből látható, hogy a kondenzátor árama 32,799 A és -24,635 A közt váltakozik. A kondenzátor árama az alkalmazott paraméterek alapján hasonló nagyságú kellene legyen, mint az induktivitásé. Az eltérések az alkalmazott feszültség forrásból, illetve trigger alkalmazásokból származtatható. Méretezéskor ideális alkatrészekkel lettek kiszámítva az áramkör működésének elemei, azonban a szimuláció veszteségeket is figyelembe vesz.

A váltakozás jellege megfelel az elvártaknak, hiszen megjelenik az a dinamikus négyszög áram, ami a kísérleti teszt pad kiépítésének célja volt.

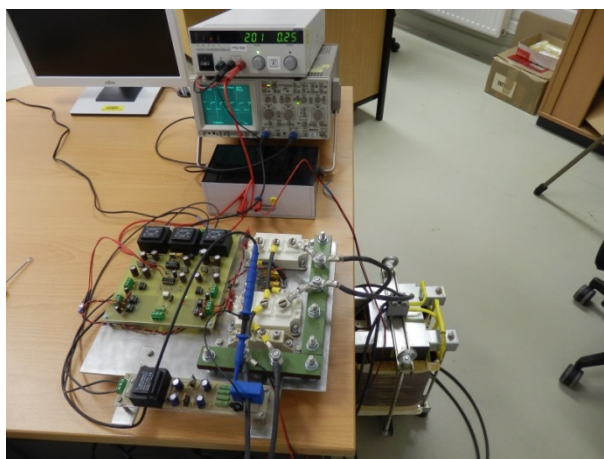
A fenti szimuláció során egy ideális kondenzátor volt a chopper áramkörbe beépítve. A 3. fejezetben bemutatásra került az elektrolit kondenzátor, illetve az is, hogy nem lehet ideális elemként tekinteni azt. Ezek miatt ajánlott volt lefuttatni a fenti szimulációt a helyettesítő modellekkel is. Első lépésben ehhez identifikálni kell a modellben lévő áramköri elemek értékét. A paraméter identifikáció és az áramköri elemek feszültség és áram szimulációs jelleggörbéi az 5. fejezetben kerülnek bemutatásra.

### 4.1.3 Áramkör üzembe helyezése

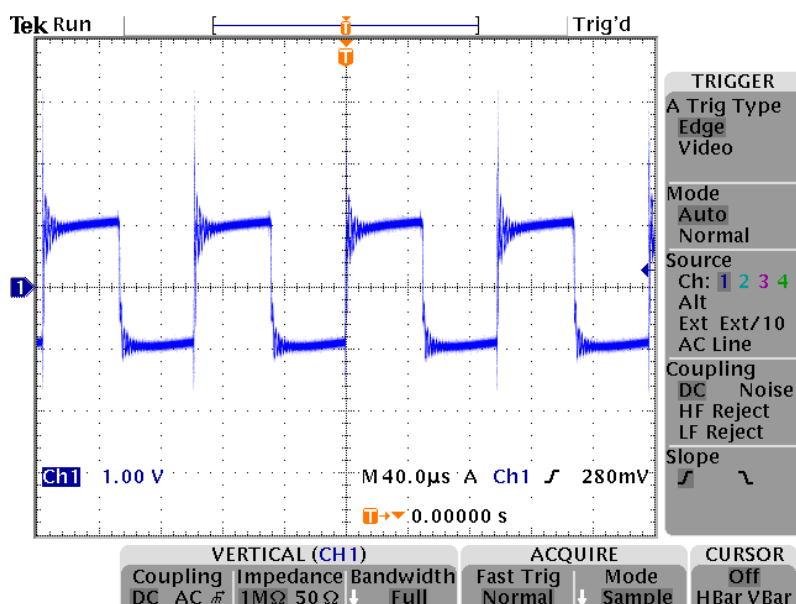
Az áramkör megvalósításához az Altium DXP környezetet alkalmaztam, amely alkalmas volt a kapcsolási rajz összeállítására és a nyomtatott áramkör megtervezésére is. A kapcsolási rajz és a nyomtatott áramköri rajzok a mellékletben találhatóak. Az áramkörök üzembe helyezésekor és tesztelése során a következő javításokat kellett alkalmazni, annak érdekében, hogy a tesztpad megfelelően és stabilan működjön:

- I. Az IGBT meghajtó modul (HCPL-3120) nem tudott megfelelő nagyságú áramot szolgáltatni a kapcsolóelem megfelelően gyors nyitásához. Az áramkör ki lett egészítve egy nagyobb áramú meghajtó modullal. A módosított driver modulban két, párhuzamosan kötött IXDD414PI meghajtó IC segítette az IGBT nyitást.
- II. Mivel az áramköri elemek melegek (külső hőmérsékletváltozás, áramterhelés miatt) a frekvencia és a kitöltési tényező is megváltozott az üzemeltetés ideje alatt. Ezért két módosítást kellett végrehajtani a kapcsoláson.
  1. Jelgenerátor kapcsolási frekvenciáját beállító RC körben alkalmazott kondenzátort egy rétegekondenzátorral lett lecserélve.
  2. Jelgenerátor IN bemeneti értéke – amivel a kitöltési tényező szabályozható – az L induktivitás feszültségéből lett meghatározva. Ehhez szükség volt még egy árammérő modul kialakítására, amely hasonló, mint a kondenzátor árammérésénél alkalmazott.

Az első próbapad képe a 4.5-ös, míg a kondenzátor árama a 4.6-os ábrán látható.



4.5. ábra Az elkészített tesztáramkör



**4.6. ábra Kondenzátor áramgörbéje a tesztelés alatt**

A kondenzátor terhelőárama egy LA 100-P típusú áramátalakító alkalmazásával lett megmérve. Az átalakításhoz alkalmazott mérőáramkör a mellékeltben található. A könnyű felhasználás miatt az áram átváltási tényezője 10-re lett megválasztva, így a fenti képen látható tesztüzem során, a kondenzátoron folyó áram  $\sim 10\text{A}$ . Mivel a tesztüzem során az áramkör 200 V feszültség szinten működött, nem lehetséges a fenti áramgörbe és a kalkulált, szimulált értékek mennyiségi analízisét elvégezni.

A fenti jelleggörbén látható, hogy mennyire fontos a tesztáramkör parazita induktivitásainak kezelése. A felfutás utáni oszcilláció az LC kör miatt van, amelyek a parazita induktivitásból és a tesztelt kondenzátor kapacitásértékéből alakultak ki. Az induktivitás a terhelő induktivitás, a vezetékvezés és a kondenzátor, illetve kondenzátor telep induktivitásból tevődik össze.

## 4.2 Tesztelési eljárás

A tesztelési eljárás kidolgozásának első lépése a jelenleg érvényben lévő tesztelési metódusok megismerése és összefoglalása. A 3.5.1 fejezetben bemutatásra kerültek a validációs vizsgálati eljárások. Az elektrolit kondenzátor elektromos paraméterei – C, ESR, Z, szivárgó áram - a vizsgálat kezdetekor, 1000 óránként és/vagy a tesztelés befejezése után vannak megmérve. A szabványok nem minden teszt esetében követelik meg a paraméterek folyamatos regisztrálását és kiértékelését. A 4.1 táblázat összefoglalja az általános tesztek és azok időbeli lefutásának mérföldköveit.

#### 4.1. Táblázat Kondenzátor paramétereit [66-69]

Teszt típus	Hőmérséklet [°C]	Mérési időpontok
Tartóssági teszt	85/105/125	0, 1000 óránként élettartam alatt
Tartóssági teszt szinuszos árammal	85/105/125	0, 1000 óránként élettartam alatt
Töltés kisütés teszt	20	0, teszt vége (1 millió ciklus)
Csúcsfeszültség teszt	85/105/125	0, teszt vége (1000 ciklus)
Tranziens teszt	20	0, teszt vége
Magas hőmérsékletű tárolás	85/105/125	0, teszt vége (96 óra)
Gyors hőmérsékletváltás	-55/-40/-25- 85/105/125	0, teszt vége

Az üzemszerű igénybevétel és a tartóssági tesztmetódusok hasonlósága miatt a mérési időpontok strukturáltsága ajánlott, hogy megegyezzen. A teszt hosszúsága, élettartam vizsgálat alatt a kondenzátor ajánlott élettartama, amely konstrukciófüggő. Snap-In típus esetén 2000-5000 óra, csavarkivezetős konstrukció esetén 5000-15000 óra. A fent bemutatott új eljárás ajánlott időtartama minimum 1000 óra. Természetesen lehetőség van a hosszú távú vizsgálatok kivitelezésére is, de a fenti időtartamokhoz képest egy gyors teszt kialakítása a cél.

Egy bevált tesztmetódus esetén elegendő az 1000 óránkénti paraméter ellenőrzés. Az új teszteljárás azonban megköveteli a paraméterek gyakoribb mérését. Ezért az ajánlott mérési intervallumok közti eltelt idő 250 óra.

A fenti, két időbeli tulajdonságon kívül még a mért paraméterek is jelentősek. Az általánosan mért elektromos paraméterek nem nyújtanak elegendő információt egy termékfejlesztéshez. Ezért tulajdonság regisztrálása is. Ilyen paraméter a kondenzátor tömege, amely megfelelő indikátor az elektrolit mennyiségének, illetve időbeli változásának regisztrálására.

A fentiek alapján az általam ajánlott tesztelési metódus időtartama 1000 óra, amely során minden 250. órában meg van mérve a kondenzátor kapacitása, ESR-je, impedanciája, szivárgási árama és tömege a szabványok által definiált mérési beállításoknak megfelelően. 1000 óra elégséges ahhoz, hogy a fenti paraméterek változásaiból meg lehessen állapítani a konstrukció robusztusságát és ellenálló képességét az áram igénybevétellel szemben.

### 4.3 Mérésautomatizálási rendszer

A fent bemutatott mérési környezet és az ahhoz tartozó szoftverek a legújabb elemei egy az Epcos Kft.-nél kondenzátorfejlesztéshez használt mérésautomatizálási rendszernek (MAS) [P-10]. A rendszer tervezésében és kialakításában kezdetektől fogva rész vettem. Először, mint egyetemi hallgató – részt vállalva egy együttműködésben az egyetem és a cég közt - később, mint a rendszerért felelős termékfejlesztő mérnök. Munkám a rendszer (Adatbázis, mérőszoftverek, kiértékelő rendszerek) karbantartása, bővítése és modernizálása volt. A fenti mérési környezethez tartozó mérőmodulokat elkészítettem és integráltam a rendszerbe.

A szakirodalom és a kondenzátorgyártók csak a vevők által legfontosabbnak számító paramétereket mutatják be a felhasználói leírásokban. Azonban az alumínium elektrolit kondenzátor fejlesztése sokkal összetettebb feladat. A fejlesztőmérnöknek számos (anyagi, vegyi, technikai és technológiai) paramétert figyelembe kell vennie. Ezek közül a legfontosabb már meg lett említve a kondenzátor bemutatásakor, de néhány kiemelten fontos paraméter fel lett tüntetve a lenti táblázatban is.

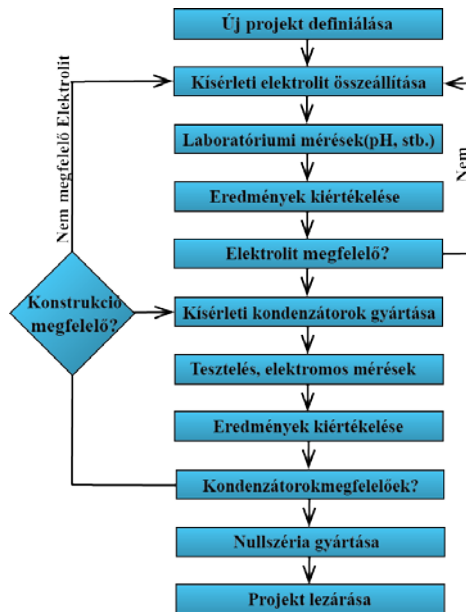
### 4.2. Táblázat Kondenzátor paraméterei

Paraméter	Definíció	Mértékegység	Tipikus érték
<b>Alumínium Fólia</b>			
Névleges/felületi Kapacitás	A fólia egységnyi területének felületi kapacitása	$\mu\text{F}/\text{cm}^2$	0,3-1,5
Formálási feszültség	A fólia szigetelőrétegének ( $\text{Al}_2\text{O}_3$ ) névleges feszültségértéke	V	200-750
Fólia vastagság	A fólia két legtávolabbi pontjának távolsága	$\mu\text{m}$	70-120
Szakítószilárdság	A fólia szakítószilárdsága	N/cm	$\geq 20$
Hajlítási erősség	A szakadás előtti hajlítások száma	hajlítások száma	$\geq 90$
<b>Szeparátor (papír)</b>			
Vastagság	A papír két oldala közti legnagyobb távolság	$\mu\text{m}$	15-80
Tömeg	Egységnyi területű papír tömege	$\text{g}/\text{m}^2$	7-30
Sűrűség	A tömeg és a vastagság arányaként definiált együttható, amely számított érték	$\text{g}/\text{cm}^3$	

Szakítószilárdság	Papír szakítószilárdsága	N/15 mm	$\geq 15$
Átütési feszültség	Az az U feszültség, ahol a két vizsgáló elektróda közötti kisülés következik be. A feszültség emelkedés a vizsgálat alatt 200 DCV/sec	V/ $\mu$ m	$\geq 35$
Víz felszívódás	10 percig, vízbe merített papír minta (15 x 200 mm) abszorbeált víz mennyisége, amely a víz szintemelkedésével van meghatározva	mm/10 min	2 - 30
<b>Elektrolit</b>			
pH	A savasság vagy lúgosság mértéke		4,5-9,5
Vezetőképesség	az anyag áramvezetési képességének mértéke	$\mu$ S/cm	500-10000
Dinamikai Viszkozitás	Folyadék belső ellenállásának mértéke a csúsztató feszültséggel szemben	Pas	5-600
Total savtartalom	Savak koncentrációja mmol-ban	mmol/kg	
Víz tartalom	Víz koncentrációja W/W %-ban, amelyet Karl Fischer eljárással határoznak meg	W/W%	0,5-30
<b>Kondenzátor általános paraméterei</b>			
Kapacitás	Kapacitás az elektromos töltések tárolásának mértéke	Farad (F, $\mu$ F)	47- 33000
Kapacitív reaktancia	A reaktancia az impedancia képzetes része, amely a feszültség és áram közt fáziseltolódást eredményez. Jele: $X_c$	Ohm ( $\Omega$ )	
Soros veszteségi ellenállás (ESR)	A kondenzátor veszteségének összege, amely a határrétegek, alapanyagok ellenállását foglalja magába	Ohm (m $\Omega$ )	$\geq 5$
Veszteségi tényező	Az ideális kondenzátor esetében az ESR érték nulla, így a veszteségi szög is zérussal egyenlő. A veszteségi ellenállások jelenléte miatt azonban ez a szög nagyobb 0-nál. Veszteségi tényező az ESR és a kapacitív reaktancia ( $X_c$ ) arányaként van		$\geq 4$

	definiálva		
Induktivitás	A kondenzátor belső tekercsének induktivitása	Henry (nH)	$\geq 15$
Impedancia	A kondenzátor váltakozó áramú ellenállásának mértéke	Ohm (m $\Omega$ )	$\geq 4$
Szivárgó áram	Ha a kondenzátoron DC feszültséget alkalmazunk, áram folyik keresztül az alkatrészen. Ennek nagysága függ az oxidréteg minőségétől, környezeti hőmérséklettől, feszültség nagyságától és a mérés idejétől.	Amper (A)	$\geq 0,05$
Névleges feszültség	A kondenzátor üzemi feszültsége, amelyet élettartamának végéig el kell viselnie	Volt (V)	$\geq 100$
Csúcsfeszültség	A maximálisan alkalmazható feszültség, amelyet a kondenzátornak el kell tudnia viselnie rövid ideig (szabvány szerint 30 sec.)	Volt (V)	$\geq 100$
Maghőmérséklet	A kondenzátor tekercsének belső hőmérséklete	Celsius ( $^{\circ}\text{C}$ )	
Tömeg	Kondenzátor tömege	g	$\geq 15$

A fenti táblázat sem tudja teljes mértékben bemutatni azokat a paramétereket, amelyeket figyelembe kell venni a kondenzátor tervezés és fejlesztés folyamán. Az idealizált termékfejlesztés folyamatábrája a 4.7-es ábrán látható. A gyakorlatban megvalósul fejlesztési munka, általában egy projekten alapul, amely lehet egy új elektrolit kifejlesztése, illetve csak egy konstrukció felülvizsgálata. Az implementált mérésadatgyűjtő rendszer is két részből áll, követi a folyamatára felépítését. Ha a fejlesztési munka célja elektrolit fejlesztés, akkor a teljes folyamatára érvényes a munkafolyamatra. Az ilyen jellegű projektek nagyon időigényesek, mert az elektrolit fejlesztést a kondenzátor tesztek követik, vagyis számos méréssel és teszttel jár a termék kialakítása. Konstruktív felülvizsgálat esetén csak a kísérleti kondenzátorok legyártása és a validációs tesztek elvégzése kötelező.

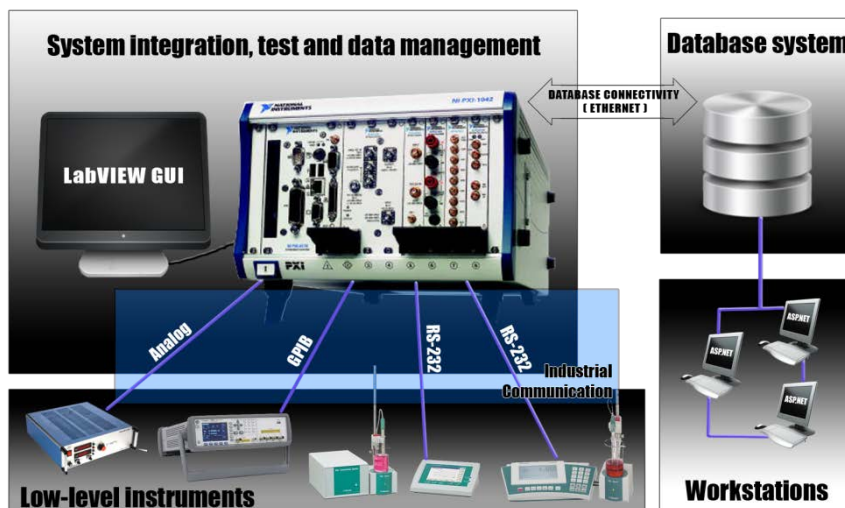


**4.7. ábra Fejlesztési folyamat idealizált folyamatábrája**

A megvalósított MAS a folyamatábrának megfelelően lett kialakítva. A teljes rendszer három keretprogramon alapszik, az első egy NI-PXI által vezérelt rendszer, amely az elektrolit fejlesztéséhez tartozó méréseket automatizálja. A második rész, egy a kész kondenzátoron elvégzett mérések és szabványosított tesztek kezelését segítő rendszer. A harmadik rendszer a kondenzátor vizsgálatok, mérések adatregisztrációját és kiértékelését teszi lehetővé. Mind a két keretrendszer, amelyek a mérőeszközöket vezérlő szoftvereket foglalják magukba LabVIEW-ban készültek és egy központi adatbázisba menti el a mérések során megmért és a fejlesztők által jóváhagyott értékeket. Az adatkiértékelés ebből a központi adatbázisból dolgozik és egy web szerveren (ASP.NET rendszerben lett fejlesztve) keresztül érhető el.

### 4.3.1 Elektrolit vegyi méréseihez kapcsoló mérőrendszer

A folyamatábra első része az elektrolit fejlesztést és az ahhoz tartozó vegyszeti méréseket foglalja magába. Az ehhez tartozó keretrendszer egy ipari számítógépen, egy NI-PXI-on fut és LabVIEW-ban lett kifejlesztve. A PXI egy speciálisan kialakított PCI buszrendszer, kifejezetten mérésadatgyűjtő és vezérlő rendszerekhez. A számítógéphez csatlakoznak a különböző készülékek, amelyek eltérő ipari kommunikációs szabványt használnak és csatlakozókkal (soros, GPIB, analóg, stb.) vannak felszerelve.

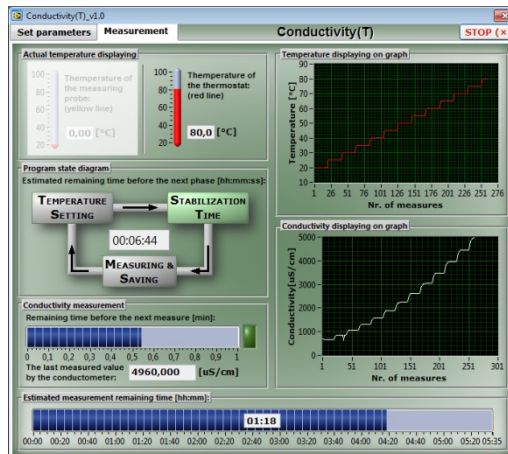


### 4.8. ábra Elektrolit mérések automatizálási rendszerének blokksémája

A mérés típusától függően egy vagy több műszerrel kommunikál(nak) a vezérlőszoftverek, amelyek hasonló elven alapuló grafikus felülettel rendelkeznek. Az első oldalon a mérés paramétereit lehet beállítani. Ilyenek például a használt kommunikációs portok nevei, a mérés lépései és azok hosszúsága, az alkalmazott készülékek paramétereit, stb. A második oldalon találhatóak meg a felhasználónak kijelzett, méréssel kapcsolatos státuszok (milyen fázisban tart a mérés, mennyi a hátralévő idő, stb.) és eredmények. Az eredményeket a rendszer nem csak numerikusan, hanem grafikusan is megjeleníti. A mérés végeztével a felhasználó exportálhatja az eredményeket fájlba, illetve tárolhatja ezeket a központi adatbázisban. A legfontosabb elektrolit mérések a következők:

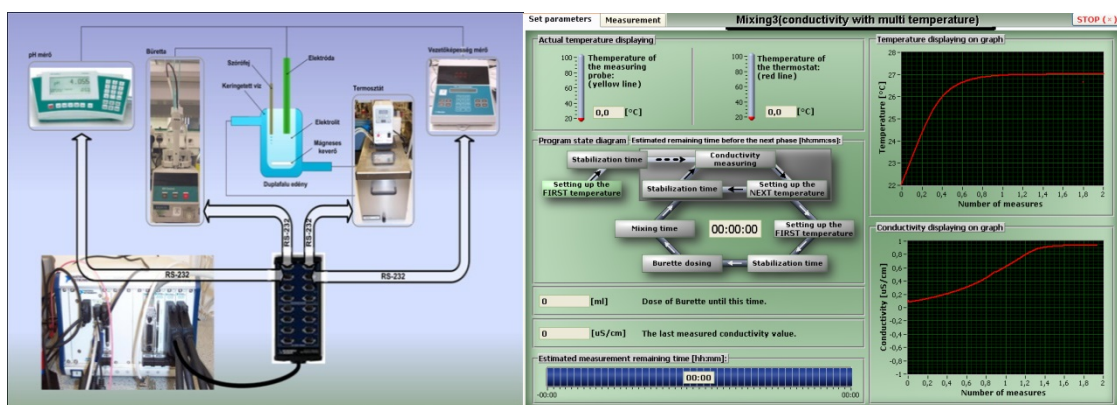
- **Conductivity(T) mérés:** Az elektrolit vezetőképességét mérjük a hőmérséklet függvényében. A kísérlet alatt az elektrolit hőmérsékletét stabilizáljuk egy termosztát segítségével, majd egy konduktométerrel megmérjük az oldat vezetőképességét. A mérés során a vezérlő szoftver soros portokon keresztül kommunikál az eszközökkel, amelynek végén az eredményeket eltárolja a központi adatbázisban, illetve egy lokális fájlban. Az elektrolit vezetőképessége és az alkalmazható feszültségtartománya közt

fordított arányosság van. Ez a paraméter befolyásolja az ESR értékét is. A vezetőképesség csökkenése ESR értéknövekedést okoz.



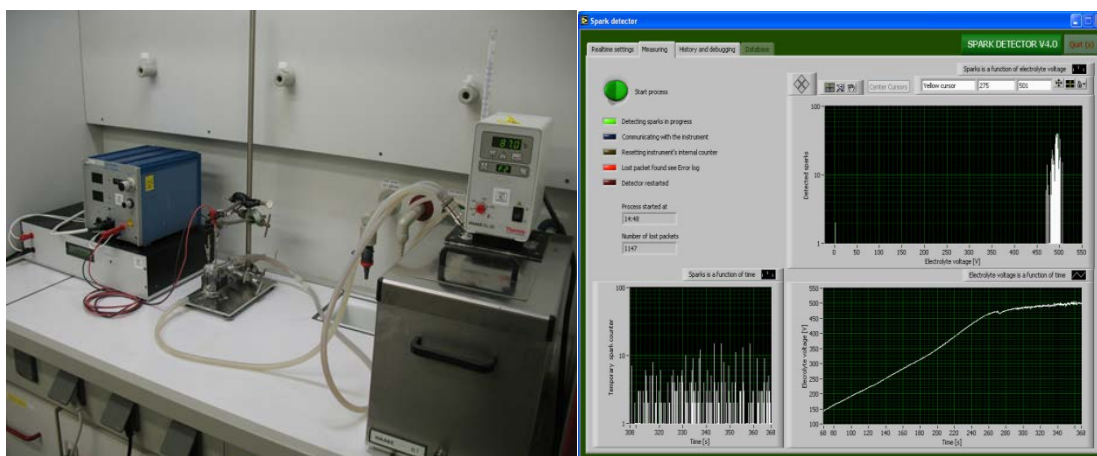
4.9. ábra Elektrolit vezetőképességének mérése a hőmérséklet függvényében

- **pH(T) mérés:** Az elektrolit pH értéket mérjük a hőmérséklet függvényében. A mérés időbeli lefolyása hasonló a fent bemutatottal, annyi különbséggel, hogy pH mérőkészüléket alkalmazunk a konduktométer helyett. A mérés jelentős, ugyanis az elektrolit pH-ja egy meghatározott tartományba kell legyen. A nem megfelelő pH-értéke korróziós folyamatokat indíthat el a kondenzátoron belül, ami korai meghibásodást eredményezheti. A vezérlőszoftver felhasználói felülete hasonló, mint a 4.9-es ábrán látható grafikus felhasználói felület.
- **Mixing (pH stabil hőmérsékleten) mérés:** Elektrolit pH érték stabilitásának mérése egy meghatározott hőmérsékleten egy hozzáadott vegyület függvényében. Az adagolás egy automata buretta szabályozásával van elvégezve. A mérésben alkalmazott eszközökkel soros porton keresztül kommunikálnak a vezérlő szoftver. A mérési értékeket a szoftver lokálisan és a központi adatbázisban is eltárolja. A mérési struktúra és a vezérlő szoftver az 4.10-as ábrán látható.



4.10. ábra pH mixing méréshez elkészített automatizált mérési rendszer

- **Spark mérés:** A mérés alatt egy elektrolit, illetve az általa kialakított oxidréteg átütési feszültsége mérhető meg.



**4.11. ábra Spark mérés és a vezérlőszoftverjének felhasználói felülete**

A mérési összeállítás és a kezelő szoftver felülete az 4.11-es ábrán látható. A mérés során két, vágott éllel rendelkező alumínium minta (általában kivezető szalag) a tesztelt elektrolitba bele van merítve. Az elektroliton át, a vágott éleken (nincs oxid réteg, amely ellátná a szigetelő funkciót) keresztül áram folyik. Az áram hatására elkezd kialakulni a vágott éleken az oxidréteg. A frissen vágott éleken az elektrolit a korlátozott áramerősségnek köszönhetően megfelelő minőségű szigetelőréteget képes felépíteni. A folyamat alatt lejátszódó elektrokémiai folyamatok, hasonlóak, mint az anódfólia oxidréteg képzésekor végbemenőek. Az oxidréteg vastagságának növekedésével az ellenállása is megnövekszik, amely a tápforrás kimeneti feszültségemelkedését is eredményezi. Az oxidréteg képződés, illetve ez által a feszültség emelkedés is csak egy kritikus szintig növekszik, ugyanis ekkor a fegyverzetek közti térerősség olyan nagy lesz, amely a szigetelőréteg folyamatos átütését eredményezi. Ekkor egy lokális kisülés, átütés történik, amely fény és hanghatással jár. Az elkészített mérőműszer figyelemmel kíséri a feszültség és áram megváltozásnak mértékét. Abban az esetben, ha a feszültségesés, illetve áram ugrás meghalad egy előre megadott szintet a rendszer érzékeli ezt és regisztrálja, mint egy átütést. A jelenséget befolyásolja a páratartalom, hőmérséklet és az anyagok tisztasága is. A hőmérséklet stabilitást egy termosztát segítségével állítjuk be egy meghatározott (általában 85 °C) hőfokra.

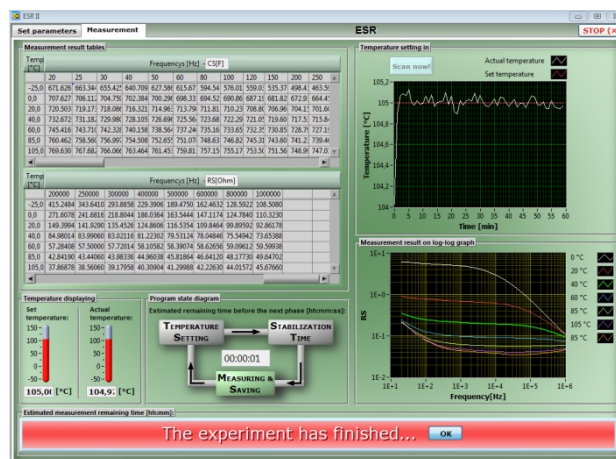
Korábban a kondenzátoron alkalmazható maximális feszültség egy „*Ramp* *teszt*” elnevezésű kondenzátor méréssel volt meghatározva. A teszt alatt folyamatosan emelik a kondenzátorra kapcsolt feszültséget, addig a feszültségszintig, ami a kondenzátor át nem üt.

A „Spark mérés” lehetővé tette, hogy az elektrolit átütési feszültségének mérése alapján meghatározható legyen a kondenzátoron maximálisan alkalmazható feszültség. Természetesen ehhez szükség van még a kondenzátorban alkalmazott papír konstrukcióra is.

### 4.3.2 Kondenzátorokhoz tartozó mérőrendszer

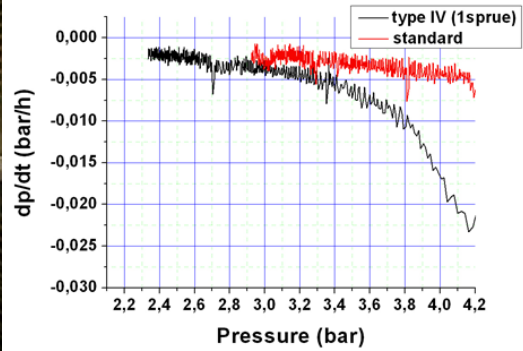
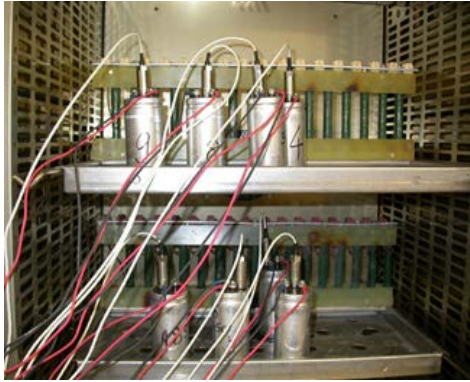
A folyamatábra második részéhez tartozó mérési modulok az új, kísérleti kondenzátorok elektromos méréseit automatizálja. Ez a mérőrendszer nem egy központi számítógépen fut, hanem több mérőállomás lett kialakítva, ugyanis ajánlott az alacsony- és magas-feszültségű méréseket szétválasztani. Számos validációs teszthez tartozó vizsgálati eljárást be lehetne mutatni ebben az alfejezetben, azonban csak a fontosabb, kondenzátorokhoz tartozó mérések vannak ismertetve a következők:

- **ESR-Mátrix mérés:** Ez a mérés az egyik legfontosabb az felhasználók szempontjából. Célja, hogy megmérjük a kondenzátor ESR és Z paramétereit különböző hőmérsékleteken és frekvenciákon. Ezzel az ellenállásértékkel kiszámolható a kondenzátor váltakozó áramú terhelhetősége (3.26), (3.27). A mérés programjának felhasználói felülete a 4.12. ábrán látható.



4.12. ábra ESR mátrix mérőszoftver felhasználói felülete

- **Belső gáznyomás mérése:** A mérés folyamata alatt különböző működési környezetben megmérjük a kondenzátor belső gáznyomását. A működési körülmények (alkalmazott hőmérséklet, feszültség és áramterhelés) befolyásolják a belső gázfejlődést. Ezen felül befolyásoló tényezők kondenzátor alkatrész elemei, mint például az anódfólia és annak formálási feszültsége, elektrolit víztartalma, ház kitöltési tényezője és az alkalmazott papír. A belső gáznyomás, a kondenzátor biztonsági szelepének nyitási nyomásából és annak diffúziójából megállapítható. A mérés az egyenáramú tesztek alatti nyomásváltozást regisztrálja.

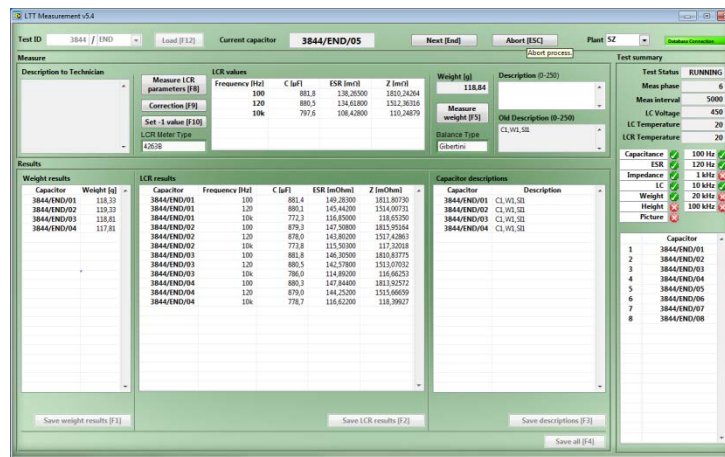


#### 4.13. ábra Kondenzátor belső gáznomásának mérése

A mérések segítségével felállítható egy olyan modell, amely a fent megnevezett paramétereiktől függ és vele meghatározható a keletkezett gáz mennyisége az idő függvényében. A szelep nyitási nyomásának ismeretében jó közelítéssel megállapítható a kondenzátor élettartama. Ez a becslő algoritmus 4.7 képlettel definiálható [70, 71, 72].

$$\frac{\partial p}{\partial t} = \frac{T \cdot k}{V_{free}} \cdot [A \cdot g_{prod} + (a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3 + a_4 p^4)] \quad (4.7)$$

- **Elektromos paraméterek mérése:** Ez a mérés a legáltalánosabb a hosszú távú tesztek alatt, amely során az általános paraméterek (C, Z, ESR) egy LCR mérőkészülékkel. Szabvány szerint a paraméterek szobahőmérsékleten és 100 Hz-en vannak megmérve. (mérési módszer)



#### 4.14. ábra Elektromos paraméterek mérésére használt vezérlőszoftver felülete

- **Maradékáram mérés:** A kondenzátor oxidrétege a gyártási folyamat alatt megsérül. Feszültség alkalmazása esetén áram folyik a hibahelyeken. Ennek a nagysága információt ad a kondenzátor állapotáról. Értékét befolyásolja az idő, feszültség és

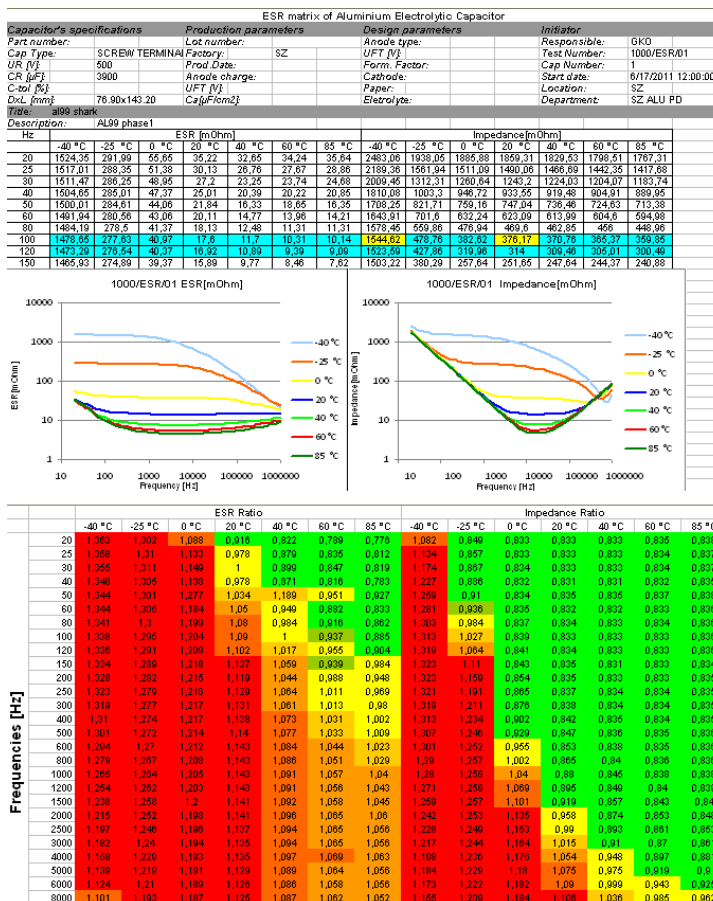
a hőmérséklet (3.3.4 fejezet). A szabvány által definiált mérés névleges feszültségen, szobahőmérsékleten 5 percnél mért érték regisztrálását írja elő.

- **Működési maradékáram mérés (OLC):** A valós kondenzátor mivel nem ideális elem, működése közben is szivárog áram az oxidrétegen keresztül. Ennek nagysága hőmérséklet és feszültségfüggő. Általában a mérés hossza 48 óra, ugyanis ennyi idő elegendő arra, hogy egy adott környezeti beállítás mellett a maradékáram elérje az általános üzemi szintet. Természetesen ez az érték függ a kondenzátor állapotától is.
- **Ramp teszt:** A teszt alatt a kondenzátor feszültsége egyenletes ütemben emelkedik, eközben a maradékáram folyamatosan mérve van. Egy bizonyos feszültség szint felett a kondenzátor anódfóliáján lévő oxidréteg – elektrolit és papír kombináció átüt. A teszt segítségével mérhető a kondenzátor csúcsfeszültsége, amely egy kritikus, szabványok által definiált feszültségparaméter.

### 4.3.3 Adatmanagement és kiértékelő modulok

A rendszer harmadik része tartalmazza az adatmenedzsmenttel kapcsolatos szoftvereket. Ezek a webes modulok az adatok kezelését segíti, illetve felgyorsítja és automatizálja az adatok rendszerezett adatmentését és kiértékelését. A rendszer fontosabb moduljai a következők:

- **„Capacitor Registration” modul:** Ez a szoftvermodul segít a kondenzátor paramétereinek pl.: névleges kapacitás, feszültség, anód és katód fólia típusának, stb. regisztrálásában. A regisztráció végén minden egyes kondenzátor egy egyedi azonosítót kap, amelynek formája: 100,001. Az azonosító első része a kondenzátor csoportot mutatja, míg a második a csoporton belüli sorozatszámot.
- **„LTT Inicializálás” modul:** A validációs tesztek szabvány által definiált paramétereinek regisztrálásában segít a modul. Minden, a gyakorlatban alkalmazott teszt paramétereit tartalmazza a modul. Lehetőség van 25 különböző teszt típus inicializálására. A regisztrálás végén a rendszer egy egyedi azonosítót generál, amelynek formája a következő: 1000/END/01. Az azonosító első része a teszt azonosítója, a / jelek közti rész a teszt típus rövidítését mutatja (END -> Endurance), míg a harmadik rész a tesztben szereplő kondenzátor sorszámát mutatja.
- **“Report Generate” modul:** A szoftver képes az adatbázisban eltárolt értékekről egy szabványosított formátumú kiértékelést készíteni. A felhasználó személyre tudja szabni a kiértékelést. Ez azt jelenti, hogy szelektálni tud a kondenzátorok száma, a kiértékelendő paraméterek (C. ESR. Z) és frekvenciák közt. A modul nem csak egy önálló kiértékelést képes elkészíteni, hanem összehasonlító riportot is. Az elkészített riportok láthatóak a 4.15. ábrán.



#### 4.15. ábra Kiértékelőszoftver által készített mérési riport

- **“Search” modul:** A program képes az SQL lekérdező nyelv segítségével bármilyen ad-hoc adatlekérdezést végrehajtani, amelynek kimenete fájlba is eltárolható.
- **“Documentation Library” modul:** Fejlesztés folyamata során készített technikai riportokat kezel. Lehetőség van a rendszerben kulcsszavak keresésére.

A mérőrendszer hatékonyságnövelését a tesztkiértékelő modul verifikációjával lehet jó bemutatni [73]. Szabványos tesztek lettek futtatva ötezer órán keresztül. Minden ötszáz óra után az eredmények ki lettek értékelve. A manuális adatkeresés 2 órát vett igénybe két tesztípus (általában a DC és AC tartosság iteszték párhuzamosan futnak) esetében, míg a kiértékelő szoftver percek alatt (átlagban 3 perc) elkészítette a kiértékelést. Ötezer óra alatt egy fejlesztőmérnök általában (abban az esetben, ha a teszt nem sikeres nem biztos, hogy 5000 órát fut egy teszt) 10 kiértékelés végez, vagyis minden 500 órában az adatok összeszedésével foglalkozik. Látható, hogy egy mérnök esetében, egy tesztípusnál a két különböző tesztmetódus kiértékelése 20 munkaórát vett igénybe. Ezzel szemben az automatikus eredménykiértékelés összesen 1,5 órát vett igénybe. Ez a másfél óra 7,5 % a manuális munkavégzésnek.

## **2. Tézispont [P- 1, 2, 3, 5, 7, 11, 12, 15]**

*Az 1. Tézisben megállapított áramterhelés vizsgálatára megterveztem, szimulációs környezetben ellenőriztem, megépítettem egy alumínium elektrolit kondenzátorok tesztelésére alkalmas tesztpadot.*

*Erre a tesztpadra kidolgoztam egy újszerű tesztelési eljárást a kondenzátorok öregedésére vonatkozóan. A könnyebb összehasonlítás érdekében a jelenleg alkalmazott szabványok által definiált mérési beállításoknak megfelelően az általam ajánlott tesztelési metódus időtartama is 1000 óra, amely során minden 250. órában mérési mintákat veszünk a kondenzátorok kapacitására, ESR-jére, impedanciájára és szivárgási áramára vonatkozóan. Ezeken túlmenően bevezettem a kondenzátor tömegének mérését is, hogy információt kapjunk az elektrolit elhasználódásáról vagy elpárologásáról.*

*Ezt a mérési eljárást integráltam az Epcos Kft.-nél alkalmazott kondenzátorfejlesztéshez használt mérésautomatizálási rendszerbe. A rendszer lehetővé teszi az automatizált adatregisztrációt és eredménykiértékelést az új teszt, illetve a szabványosított tesztmetódusok között. Az így kialakuló integrált mérésadatgyűjtő rendszer előnye, hogy minimalizálni lehetett a hibás mérések számát és jelentősen csökkenteni a mérések és kiértékelések idejét. A rendszeresen, strukturálisan tárolt értékek, az irányított és „ad-hoc” keresési lehetőségek beépítésével felgyorsult a kondenzátor fejlesztési folyamata. Az általam készített riportkészítő modul segítségével a teszteredmények kiértékelési ideje is jelentősen (7,5 %-ra) lecsökkent.*

*Az ajánlott mérési elrendezéssel és tesztelési módszertannal az ISZM áramirányítóban alkalmazott alumínium elektrolit kondenzátorok öregedési folyamata vizsgálható és összehasonlítható a környezetállósági teszteken kapott eredményekkel.*

## **5 Impulzusüzemű alkalmazás hatásának vizsgálata kondenzátor modellek és szimulációk segítségével**

Az új, chopper áramkör segítségével lehetőség nyílik az alumínium elektrolit kondenzátor impulzusüzemű – gondolok itt a dinamikus változó négyszögletes áram igénybevételre – analízisére. A tesztáramkör szimulációi során ideális kondenzátor modellt használtam fel. Azonban látható volt az alumínium elektrolit kondenzátor bemutatása során, hogy nem beszélhetünk ideális elemről. Az alap modell a 3.7-es ábrán látható, azonban ismertetésre kerültek részletesebb áramköri helyettesítő kapcsolások is. A standard modellen kívül Gasperi és Venet modelljét használom fel további szimulációkhoz, mert ezek a modellek a leggyakrabban alkalmazottak a tudományos értekezésekben.

A Chopper áramköri szimulációk kivitelezéséhez első lépésben ESR spektroszkópia mérést végeztem egy kondenzátoron. A mérési értékek alapján genetikus algoritmus segítségével azonosításra kerültek a modellekben szereplő áramköri elemek értékei. Ezt követően a chopper áramkörön szimulációkat futattam, amelyekben a különböző modellek identifikált értékeit használtam fel.

A fejezet célja, hogy megvizsgáljuk, milyen feszültség és áram igénybevétel, hullámforma lép fel az áramköri elem fontosabb alkatrészein, főként az anód és katód fóliákon. Mivel a jelenleg alkalmazott modellek nem megfelelőek a konstrukciós megközelítésből származó termékfejlesztésnek, egy új kondenzátormodellt javaslom, amelynek alapja a fizikai felépítés és kivitelezés.

### **5.1 Kondenzátor modell elemeinek meghatározása genetikus algoritmussal**

Az 3.4 fejezetben bemutatott, fontosabb modellekben szereplő passzív áramköri elemek értékének meghatározásához paraméter identifikációt végeztem. Az alumínium elektrolit kondenzátorokat váltakozó áramú hálózatban is használják, így a modellek alkotóelemeinek meghatározását a mért impedancia spektroszkópia érték alapján határoztam meg.

Az impedancia vektormennyiség, így hossza mellett fázisa is jellemzi azt. A jelen munka során feldolgozott adatsor csupán az impedancia vektor(ok) hosszát tartalmazza. Ebből következően a kiválasztott modell komplex impedancia átviteli függvényéhez történő illesztés nem lehetséges. Ezért az áramköri kapcsolat eredő impedanciájának, mint valós számsíkra képező függvénynek a megállapításával nyílik lehetőség a függvényben szereplő paraméterek meghatározására.

Az eredő impedanciát a frekvencia függvényében leíró összefüggés olyan modell, amelyhez lineáris regresszióval történő illesztés nem valósítható meg, hiszen nem írható fel modell, amely a független változó – a mely jelen esetben az  $\omega$  körfrekvencia – által

meghatározott különböző függvények lineáris kombinációja. Ebben az esetben nemlineáris regresszió alkalmazása az egyik járható út, ugyanakkor a probléma megoldására egyszerű megoldást kínálnak az evolúciós stratégiák.

A genetikus algoritmus a biológiai evolúcióhoz hasonlóan a természetes kiválasztódás alapján működik, így az egyes megoldások – melyek jobbak, mint másiak – túlélnek, míg a rosszabb eredményt szolgáltató megoldások az evolúció – algoritmikus szempontból: iterációk – során kihalnak. Az egyedfejlődés során létrejövő populációkban a különböző megoldásokat a kromoszómák képviselik, amelyeknek jóságát az úgynevezett fitness értékük jelzi. Az algoritmus konvergenciáját biztosítja a minden iterációban egyre nagyobb fitness értékű kromoszómákkal rendelkező populációk kifejlődése.

Implementálás lépései:

1. Kezdeti populáció előállítás

Ciklikus végrehajtási szekvencia

2. Populáció kromoszómáinak kiértékelése fitness értékeik meghatározásával
3. Elitizmus: a legjobb kromoszómák új populációba történő áthelyezése
4. Új populáció kitenyésztése a maradék kromoszómákon végrehajtott műveletekkel

Ciklikus végrehajtási szekvencia vége

A kezdeti populáció előállítása a populáció egyedeit reprezentáló  $n$  számú kromoszóma véletlenszerű generálásával történik. A kromoszóma elemei a gének, amik jelen esetben a helyettesítő áramköri kapcsolás paraméterei (pl.: ESR,  $R_{LC}$ , ESL, stb.). Az algoritmus megkívánja, hogy a véletlen számok generálása bizonyos határok között történjen, azaz ún. keresési tereket kell megadni az egyes paraméterekre vonatkozóan.

Az algoritmus keresési tereit fizikai mérések alapján és tapasztalati úton határoztam meg a saját modell esetén. Ilyen fizikai mérés és számítás eredménye például az anód és a katód fólia kapacitásának intervalluma. Ismert az anód fólia mérete (pl.: 46 mm x 3100 mm) és felületi kapacitása (pl.: 0,41  $\mu\text{F}/\text{cm}^2$ ), amelyből kiszámítható a kapacitás közelítő értéke (gyártó 5-10 %-os felületi kapacitás szórással gyártja a fóliát). Hasonlóan számolható a katód fólia kapacitás is.

A fentiek miatt a szimulációkban használt keresési terek valós tartományban vannak, ezért a genetikus algoritmussal meghatározott értékek kvantitatív analízisre is használhatóak.

Standard, Gasperi és Venet modell esetében a tudományos publikációkban megadott keresési tereket, intervallumokat alkalmaztam [43, 48 – 51, 55, 60 - 64].

A véletlen számok generálása a kezdeti populáció számára akkor kielégítő, ha az egyes nagyságrendek szerint felosztott tartomány minden intervallumába azonos valószínűséggel generálódik véletlen szám. Ehhez az egyenletes eloszlással rendelkező generált számok eloszlását transzformálni kell logaritmikus egyenletes eloszlásúvá. A transzformációt az (5.1) függvényel lehet elvégezni.

$$x_{\log} = Ae^{bx} \quad (5.1)$$

A képletben szereplő  $A$  és  $b$  paraméterek a megadott keresési tartományok alsó és felső határának ismeretében számíthatók, amelyek az (5.2) és (5.3) képletekkel vannak definiálva.

$$A = y_0 \quad (5.2)$$

$$b = \ln\left(\frac{y_1}{y_0}\right) \quad (5.3)$$

$y_0$  és  $y_1$  sorrendben a logaritmikus egyenletes eloszlású véletlen számok generálási intervallumának alsó és felső határa.

A létrehozott populáció egyedeinek a rátermettségének kiértékelése a következő lépés. A rátermettsége az egyes egyedeknek vagy kromoszómáknak a fitness értékük kiszámításával végezhető el. A fitness értékek meghatározásához egy fitness függvényt kell definiálni, amit mindig az adott problémára vonatkozóan kell megtenni. A fitness függvényt úgy kell meghatározni, hogy a legkisebb hibát szolgáltató megoldás esetén legyen a legnagyobb, míg a nagyobb hibát jelentő megoldások esetén kicsi értéke legyen. A meghatározáshoz alkalmazott képlet az (5.4) egyenlettel van definiálva.

$$F_i = 100 \left( \frac{1 + Err_{best}}{1 + Err_i} \right) \quad (5.4)$$

A  $F_i$  fitness függvény számlálójában a legkisebb hibanégyzet összeggel rendelkező kromoszóma hibaösszege található ( $Err_{best}$ ), míg a nevezőben az  $n$  kromoszóma közül az  $i$ -edik kromoszóma hibaösszege található. A függvény a legkisebb hibanégyzet összeggel rendelkező kromoszóma (azaz  $best=i$ ) esetén a maximális, 100 értéket adja, míg az ettől eltérő esetekben ennél kisebb értéket, még hozzá a hibanégyzet összeg nagyságával fordított arányban egyre kisebb fitness értékeket.

A hiba számítása az egyes kromoszómákra (5.5), a kromoszóma génjeinek az impedancia függvénybe történő behelyettesítésével történik minden egyes frekvenciára vonatkozóan, az egyes frekvenciákon kapott hibák négyzeteinek összege pedig a teljes becslés hibanégyzet összegét adják (5.6).

$$Err_i = \sqrt{\left(Z_{meas,i} - \hat{Z}_i\right)^2} \quad (5.5)$$

$$Err = \sum_{i=1}^n Err_i \quad (5.6)$$

Az új populáció előállítása az előző populációból történik. Az implementálási lépéseknél bemutatott felosztás szerint a 3. és 4. pontok az új populáció generálásának lépései. Ez alapján, az elitizmus során az n darab kromoszómából kiválasztott legjobb m darab kromoszóma az új populáció első m eleme. Ez a művelet egyszerűen a fitness értékek sorba rendezését követően végezhető el a kromoszómáknak az m darab legnagyobb értékig történő, változtatás nélküli áthelyezésével, másképpen másolásával.

A maradék kromoszómákon ezt követően a keresztezés és a mutáció műveletének végrehajtása történhet meg. A műveletek végrehajtáshoz a kromoszómák kiválasztása úgynevezett szelekcióval történik. A szelekció ebben az esetben a „*tournament-selection*” nevű eljárás alapján kerül megvalósításra. A kiválasztás során általunk meghatározott mennyiségű véletlen szám kerül generálásra a populáció méretében maximalizálva a generált szám értékét. Ezt követően a véletlen szám által megadott sorszámú kromoszómák kerülnek kiválasztásra és ezek közül a megoldások közül a legjobb fitness értékű lesz az, amelyen a keresztezés és mutáció művelete végrehajtható. A keresztezéshez két kromoszóma kell, így a szelekció mindig két kromoszóma kiválasztásáig tart.

A keresztezés és a mutáció is csak egy bizonyos  $P_c$  és  $P_m$  valószínűséggel következik be az adott kromoszómákon. Ha egy kromoszómákon nem következett be kereszteződés, akkor a mutáció sem fog, azaz a kromoszómákon változtatás nélkül átmásolásra kerül az új populációba, akárcsak az elitizmussal kiválasztott kromoszómák. A kiválasztott kromoszómák között a keresztezés művelete valós értékű algoritmus esetén (5.7) egyenlet szerint tehető meg.

$$y_i = \alpha(x_i^{(2)} - x_i^{(1)}) + x_i^{(2)} \quad (5.7)$$

A (5.7) az úgynevezett heurisztikus keresztezés operátor, amelyben az  $x_i$  a kromoszóma  $i$ . génjét jelöli, a felső indexben található szám pedig a keresztezendő kromoszómákat azonosítja, az  $\alpha$  pedig egy egyenletes eloszlású véletlen szám. A műveletet elvégezve egy utód jön létre, azonban az is előfordulhat, hogy a keresztezés során valamely gén értéke a keresési intervallumon kívülre esik. Ebben az esetben újra el kell végezni az eredeti két kromoszómán a keresztezést úgy, hogy az  $\alpha$  helyett a  $\beta$  Laplace-eloszlású szám kerül meghatározásra. Ekkor a művelet (5.8) szerint végzendő el.

$$y_i = \beta(x_i^{(1)} - x_i^{(2)}) + x_i^{(2)} \quad (5.8)$$

$\beta$  értéke korábban generált  $\alpha$  felhasználásával:

$$\beta = \begin{cases} a - b \cdot \ln(\alpha), & \alpha \leq \frac{1}{2} \\ a + b \cdot \ln(\alpha), & \alpha > \frac{1}{2} \end{cases} \quad (5.9)$$

Az utódon a mutáció műveletének elvégzése  $P_m$  valószínűséggel következik be, viszont ha nem kerül sor mutációra, akkor az utód kromoszóma az új populációba kerül. A mutáció a keresztezéshez hasonlóan minden  $x_i$  génre megtörténik (5.10) képlet alapján.

$$z_i = x_i \pm range_i \cdot \delta \quad (5.10)$$

amelyben a  $\delta$  értéke felírható a (5.11) képlet alapján, amelynek keresési intervalluma (5.12) definiált.

$$\delta = \sum_{i=0}^{15} \alpha_i \cdot 2^{-i} \quad (5.11)$$

$$\alpha_i \in 0,1 \quad (5.12)$$

A művelet elvégzése után az utód az új populációba kerül. A populáció tenyésztése iteratív módon addig történik a fent leírt módon, míg az előző populáció méretével megegyező nem lesz. Minden egyes újonnan létrejött populáció kiértékelhető több szempontból. Az iterációk általában vagy egy  $n$  számú populációig tartanak, vagy a kiértékelést követően valamilyen szempont szerint tekinthető a populáció megfelelőnek. Ilyen szempont lehet például a populáció legjobb egyedének a hibaértéke, amely egy adott korláttal elfogadásra kerülhet.

A genetikus algoritmus futási beállításai a következők voltak:

- az algoritmus  $n = 2000$  populációig futott
- a végeredményként elfogadott kromoszóma hibaösszege - azaz minden frekvencián az eltérés összesítve - 0,75  $\Omega$ .
- a „*tournament-selection*” 3 véletlenszerűen kiválasztott kromoszóma közül választotta ki a legjobbat a keresztezés és mutáció műveletre
- az elitizmus során minden populációból a 2 legjobb került átmásolásra az új populációba
- a keresztezés  $P_c=0,8$ , míg a mutáció  $P_m=0,25$  valószínűséggel került elvégzésre

A fenti leírásnak megfelelően első lépésben az adott modell génjeinek keresési tereit kell meghatározni. Ehhez vagy a fizikai rendszer viselkedésének, működésének ismeretében lehet megállapításokat tenni és/vagy a meglévő adatsor alapján számításokat végezni. A paraméter identifikáció alapja egy 400 V, 4700  $\mu\text{F}$ -os (B43564-es széria) kondenzátor impedancia spektroszkópia mérés. A munkám során megvizsgáltam a 3.7, 3.18, 3.19, 3.20 és 3.22-es modelleket a paraméterillesztés és a feszültség és áram igénybevétel szempontjából.

A kondenzátor esetében névleges kapacitás ismert, de az impedancia értékeiből szintén meg lehet állapítani az (5.13) képlet alapján a kapacitás megközelítő értékét, hiszen a kis frekvenciákon (pl.: 20 Hz) mért impedanciák esetében a kapacitív impedancia meghatározó.

$$C = \sqrt{\frac{1}{\omega^2(Z^2 - ESR^2)}} \quad (5.13)$$

A kondenzátor induktivitás értékéről intuitív módon feltételezhető, hogy viszonylag kicsi értékről van szó. A kapacitásérték meghatározásához hasonlóan megközelítő induktivitás érték számítható a nagy frekvencián mért impedanciák felhasználásával. A magas frekvenciás tartományban az induktív impedancia releváns, így az induktivitás megbecsülhető a (5.14) képlet alapján.

$$L = \sqrt{\frac{Z^2 - ESR^2}{\omega^2}} \quad (5.14)$$

Az ellenállások értékére a kondenzátor rezonancia frekvenciájának értékéből lehet következtetni. A mérési értékek görbéjének minimumpontja mutatja valós ellenállás értékét. Ez az érték felbontató két részre. A két ellenállás közül a soros ellenállás érték Ohm alatti tartományba kell, hogy essen, míg az L-C tagokkal párhuzamos ellenállás nagy Ohm értékű tartományban várható értékkel rendelkezik. Ez a párhuzamos ellenállás jelképezi a kondenzátor belső kisülését, értéke kb.  $100/C$  [ $\text{M}\Omega$ ].

### 5.1.1 Standard modell vizsgálata

A fentiek alapján a következők lettek a kiszámított keresési intervallumok, standard modell (3.7-es ábra) esetében:

- ESR: 0,01 – 0,1  $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $10^4 - 10^6 \Omega$
- C: 0,004 – 0,005 F
- ESL:  $5 \cdot 10^{-9} - 10^{-8}$  H

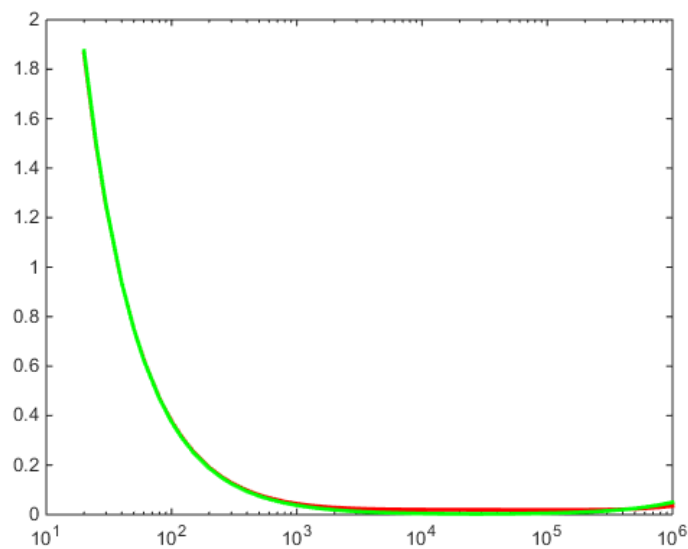
A standard modell eredő impedanciája az (5.15) képlettel írható fel.

$$Z = ESR + \omega ESL + \frac{R_{LC}}{1 + R_{LC} \omega C} \quad (5.15)$$

Az algoritmus futtatása után a paraméterek értékei a következők lettek:

- ESR: 17,1 m $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $3,0147 \cdot 10^5 \Omega$
- C: 4436  $\mu$ F
- ESL:  $5,9 \cdot 10^{-9}$  H

A fenti paraméterekkel kapott, illetve a mért Z görbe látható az 5.1-es ábrán.



**5.1. ábra Mért (piros színű, 20 °C-os környezeti hőmérséklet esetén) és kiszámított (zöld színű) Z értékek görbéje a frekvencia függvényében**

A görbék összehasonlításához ki lett számítva a korrelációs érték is, amely a standard modell esetében 0,9997 (Az érték 10 futtatás átlagértéke).

### 5.1.2 Gasperi modelljének vizsgálata

A 3.19-es ábrán bemutatott modell a leginkább alkalmazott a tudományos cikkekben. A modell eredő impedanciája felírható az (5.16) képlettel.

$$Z = ESR + \frac{1}{\omega C_M} + \frac{R_{LC}}{1 + C_{OX} R_{LC} \omega} \quad (5.16)$$

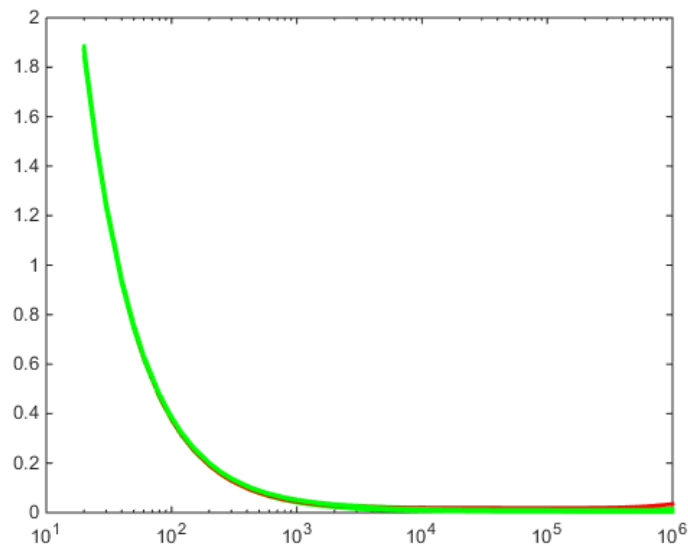
Keresési intervallumok a modell paramétereire vonatkozóan:

- ESR: 0,01 – 0,1  $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $10^7 - 10^{10} \Omega$
- $C_M$ : 0,004 – 0,005 F
- $C_{OX}$ : 0,01 – 0,1 F

Az algoritmus futás alatti beállításai megegyeztek a standard modell esetén bemutatott feltételekkel. Futtatás után a paraméterek értékei a következők lettek:

- ESR: 11,9 m $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $1,03 \cdot 10^8 \Omega$
- $C_M$ : 4878  $\mu$ F
- $C_{OX}$ : 36277  $\mu$ F

A fenti paraméterekkel kapott görbe, illetve a mért Z görbe látható az 5.2-es ábrán.



**5.2. ábra Mért (piros színű, 20 °C-os környezeti hőmérséklet esetén) és kiszámított (zöld színű) Z értékek görbéje a frekvencia függvényében**

A görbék összehasonlításához ki lett számítva a korrelációs érték is, amely a Gasperi modell esetében 0,9999 (Az érték 10 futtatás átlagértéke).

### 5.1.3 Venet standard modelljének vizsgálata

A 3.20-as ábrán bemutatott modellt Venet dolgozta ki. A modell eredő impedanciája felírható az (5.17) képlettel.

$$Z = ESR + \frac{R_b \omega ESL}{R_b + \omega ESL} + \frac{R_{LC}}{1 + C_M R_{LC} \omega} \quad (5.17)$$

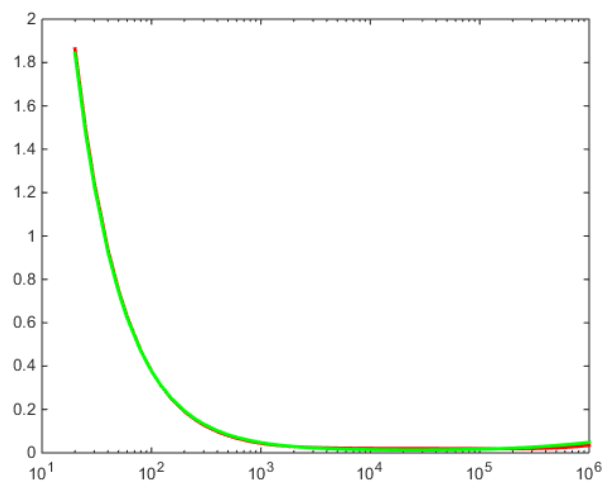
Keresési intervallumok a modell paramétereire vonatkozóan:

- ESR: 0,01 – 0,1  $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $10^4$  –  $10^6$   $\Omega$
- $C_M$ : 0,004 – 0,005 F
- $R_b$ : 0,01 – 0,1  $\Omega$
- ESL:  $5 \cdot 10^{-9}$  –  $10^{-8}$  H

Az algoritmus futás alatti beállításai megegyeztek a standard modell esetén bemutatott feltételekkel. Futtatása után a paraméterek értékei a következők lettek:

- ESR: 12,5 m $\Omega$
- $R_{LC}$ :  $9,053 \cdot 10^4$   $\Omega$
- $C_M$ : 4277  $\mu$ F
- $R_b$ : 14,5 m $\Omega$
- ESL:  $16,26 \cdot 10^{-9}$  H

A fenti paraméterekkel kapott görbe, illetve a mért Z görbe látható az 5.3-as ábrán.

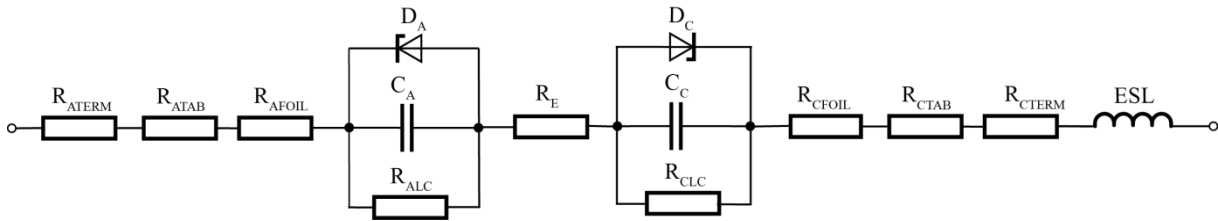


**5.3. ábra Mért (piros színű, 20 °C-os környezeti hőmérséklet esetén) és kiszámított (zöld színű) Z értékek görbéje a frekvencia függvényében**

A görbék összehasonlításához ki lett számítva a korrelációs érték is, amely a Venet standard modell esetében 0,9999 (Az érték 10 futtatás átlagértéke).

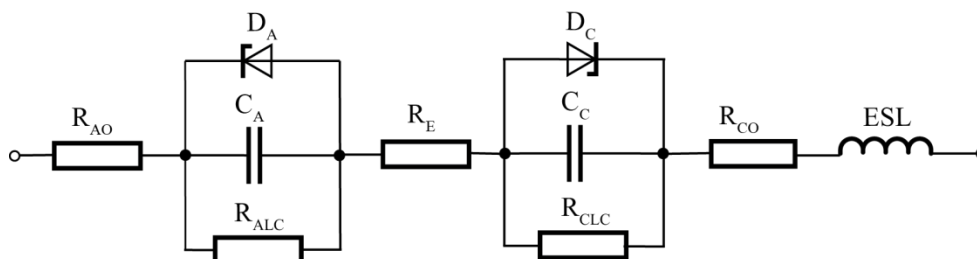
## 5.2 Saját modell bemutatás és vizsgálata

A fent bemutatott modellek szinte mindegyikéből hiányzik egy vagy több alkotó elem, amely(ek) tökéletesen visszaadják a kondenzátor fizikai felépítését. A hiányos modellek nem használhatóak a konstrukció alapú termékfejlesztéshez és a kondenzátor állapotának és degradációjának vizsgálatához. A fentiek miatt szükséges egy, a jelenlegiektől eltérő, a fizikai felépítésen alapuló kondenzátor modell kialakítása. Az általam javasolt áramköri modell lent látható.



5.4. ábra Fizikai felépítésen alapuló kondenzátor modell

Az A indexszel kezdődő elemek az anód fóliához és kivezetésekhez, míg az C a katód oldali elemeket szimbolizálja. Az anód és katód oldalon a csatlakozók ( $R_{ATERM}$ ,  $R_{CTERM}$ ), kivezetők ( $R_{ATAB}$ ,  $R_{CTAB}$ ) és a fóliák ( $R_{AFOIL}$ ,  $R_{CFOIL}$ ) ellenállása összevonható egy ellenállássá. Ennek oka, hogy ezeknek az elemeknek az értéke kissé változik csak a hőmérséklet függvényében. Az érték számítható az alumínium anyagi állandóiból (Fajlagos ellenállás  $0,0286 \Omega\text{mm}^2/\text{m}$ ; Hőmérsékleti együttható:  $0,0045 \text{ K}^{-1}$ ) és a geometriából. Az egyszerűsített modell az 5.5. ábrán látható.



5.5. ábra Egyszerűsített áramköri modell

$R_{AO}$  és  $R_{CO}$  az anód és katód oldali csatlakozók, kivezető szalagok és fóliák ellenállása, értéke néhány  $10 \text{ m}\Omega$ .  $R_{ALC}$  és  $R_{CLC}$  ellenállások értéke  $100/C \text{ [M}\Omega\text{]}$ . Az  $R_E$  szimbolizálja az elektrolitot, amely egy hőmérsékletfüggő ellenállás, értéke Gasperi cikkje alapján szintén néhány  $10 \text{ m}\Omega$   $20 \text{ }^\circ\text{C}$ -on. közelítő értéke a (3.25) képlettel számítható.  $C_A$  anód kapacitásának értéke vehető a névleges kapacitásnak.  $C_C$  katód fólia kapacitása értéke lényegesen nagyobb, mint az anódé. Értéke körülbelül  $10000 \mu\text{F}$ - $100000 \mu\text{F}$ . Az 5.5-ös ábrán bemutatott modell eredő impedanciája felírható az (5.18) képlettel.

$$Z = R_{AO} + \frac{R_{ALC}}{1 + C_A R_{ALC} \omega} + R_E + R_{CO} + \frac{R_{CLC}}{1 + C_C R_{CLC} \omega} + \omega ESL \quad (5.18)$$

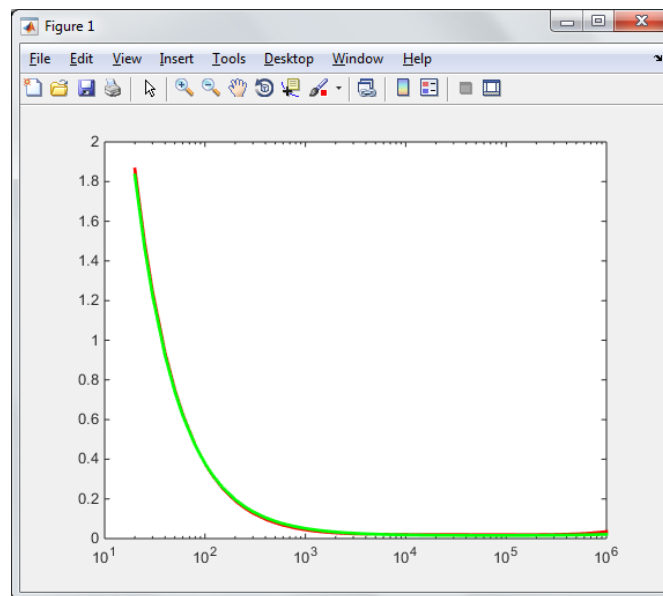
Keresési intervallumok a modell paramétereire vonatkozóan:

- $R_{AO}$ : 0,001 – 0,03  $\Omega$
- $C_A$ : 0,004 – 0,005 F
- $R_{ALC}$ :  $10^6$  –  $10^{10}$   $\Omega$
- $R_E$ : 0,003 – 0,05  $\Omega$
- $R_{CO}$ : 0,001 – 0,03  $\Omega$
- $C_C$ : 0,01 – 0,1 F
- $R_{CLC}$ :  $10^3$  –  $10^6$   $\Omega$
- $ESL$ :  $10^{-9}$  –  $10^{-8}$  H

Az algoritmus futás alatti beállításai megegyeztek a standard modell esetén bemutatott feltételekkel. Futtatása után a paraméterek értékei a következők lettek:

- $R_{AO}$ : 10,2 m $\Omega$
- $C_A$ : 4791  $\mu$ F
- $R_{ALC}$ : 5,13 M $\Omega$
- $R_E$ : 3,5 m $\Omega$
- $R_{CO}$ : 8,8 m $\Omega$
- $C_C$ : 430000  $\mu$ F
- $R_{CLC}$ : 2,036 K $\Omega$
- $ESL$ : 26,4 nH

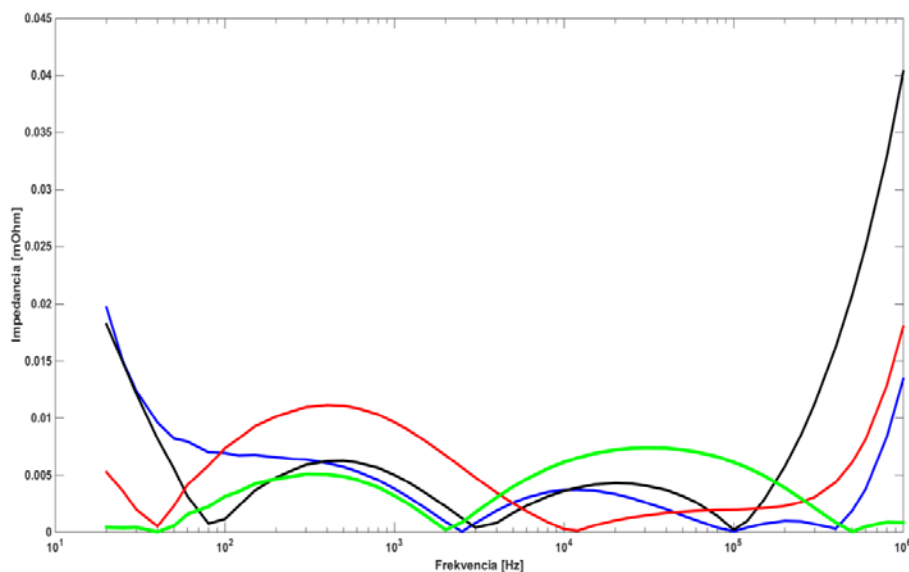
A fenti paraméterekkel kapott görbe, illetve a mért Z görbe látható az 5.6-os ábrán.



**5.6. ábra Mért (piros színű, 20 °C-os környezeti hőmérséklet esetén) és kiszámított (zöld színű) Z értékek görbéje a frekvencia függvényében**

A görbék összehasonlításához ki lett számítva a korrelációs érték is, amely a saját modell esetében 0,9999 (Az érték 10 futtatás átlagértéke).

Mivel az 5.1, 5.2, 5.3 és 5.6 ábrákon nem látható teljesen az illesztett és mért impedancia görbék különbsége az 5.7-es ábrán ábrázoltam az értékek különbségét. A szabványos modell értékeinek eltérése feketével, Gasperi modelljének különbsége piros, Venet modell estében kék, míg a saját modellem különbségei zöld színnel vannak ábrázolva.

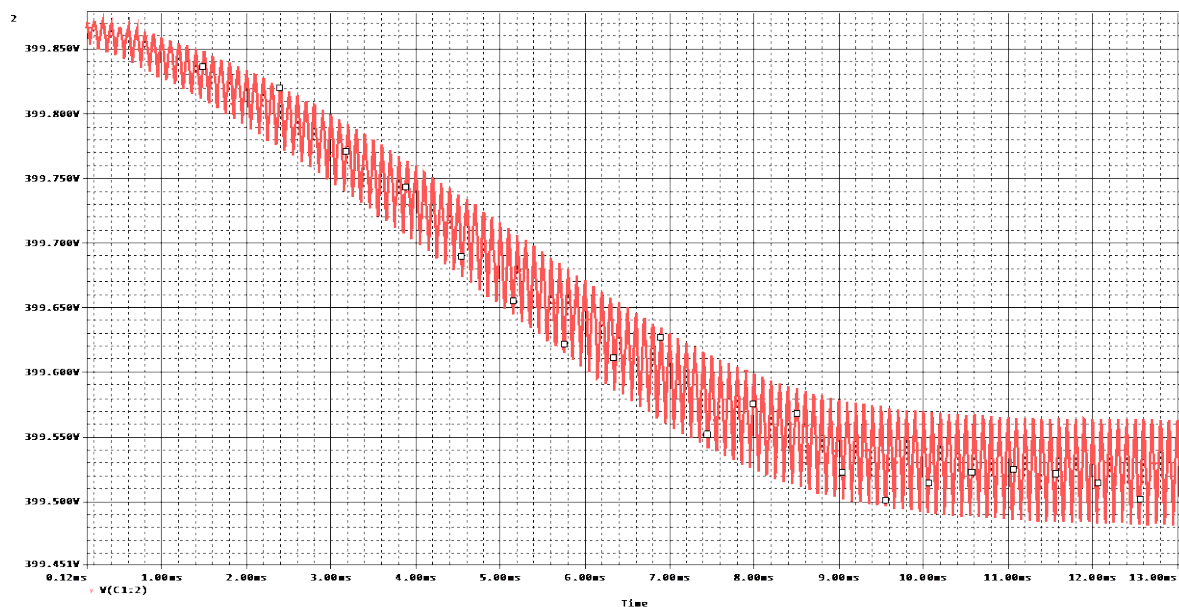
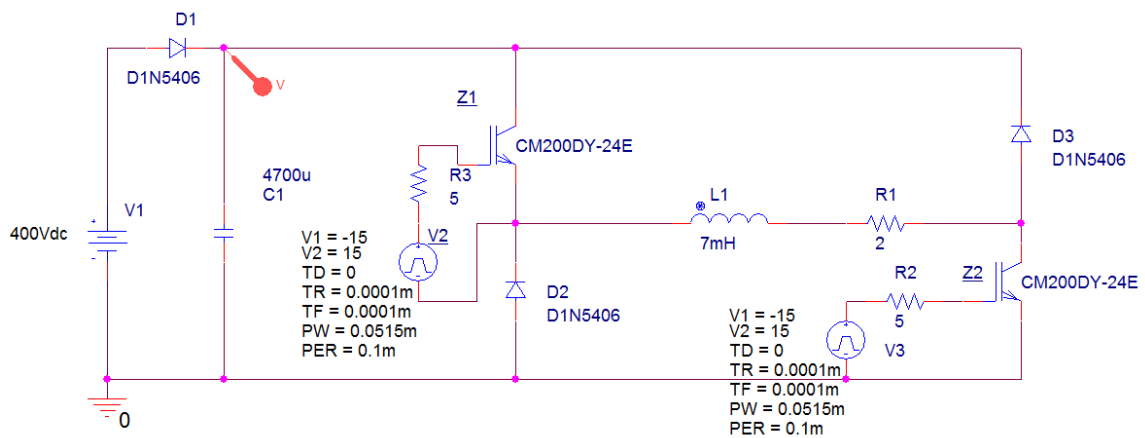


**5.7. ábra Mért és illesztett impedancia görbék különbsége**

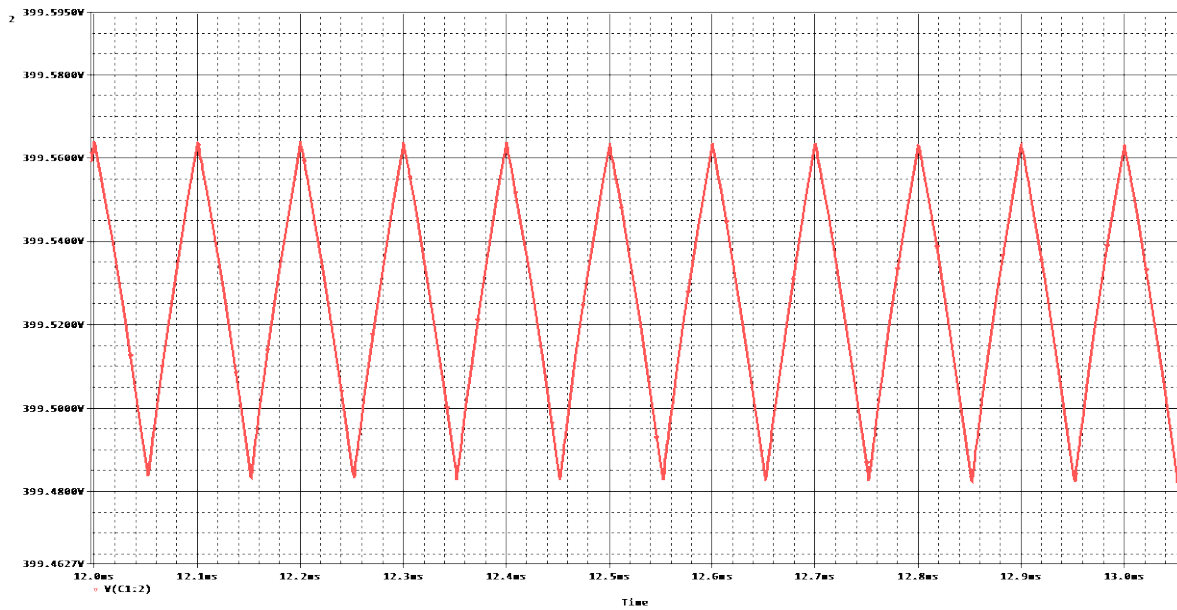
A szabványos, Gasperi és Venet modelljének hibaértéke a magas frekvenciatartományokban nagy, tehát ezek a modellek nem használhatóak  $10^5$  Hz frekvencia felett. A korrelációs számítás és a fenti görbék alapján kijelenthető, hogy az általam kialakított modell rendelkezik a legkisebb hibaeltéssel a mért értékekhez képest, különösen a  $10^4$  Hz-ig terjedő intervallumban.

### 5.3 Elektrolit kondenzátor feszültség szintjének vizsgálata a Chopper áramkörben

Az 5-ös fejezet korábbi bekezdéseiben a létező modellek és egy általam javasolt modell passzív elemeinek értékeit határoztam meg genetikus algoritmus segítségével. Ezt követően szimulációkat futtattam, hogy analizálni lehessen az alkalmazott elektrolit kondenzátor, illetve a modellekben lévő alkotó elemek feszültség és áram igénybevételeit. Első lépésben a feszültség jelleggörbék kerülnek bemutatásra és analizálásra. Az 5.8-as ábrán látható, hogy ideális kondenzátor esetében a feszültség szint középértéke a tranziens folyamatok lejátszódása után beáll egy konstans szintre, amely csak kismértékben váltakozik a kapcsolások időtartama alatt. A feszültség háromszög alakú, amelyet az 5.9 ábra szemléltet.

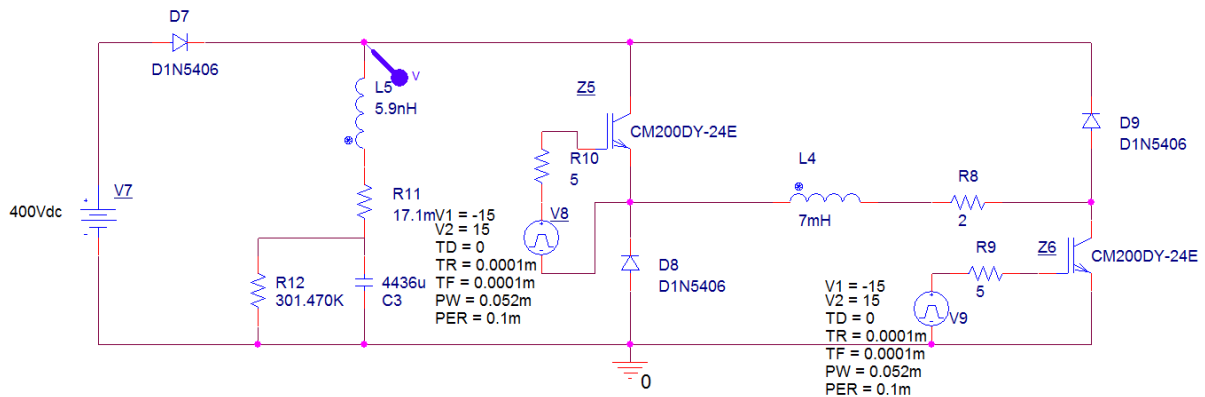


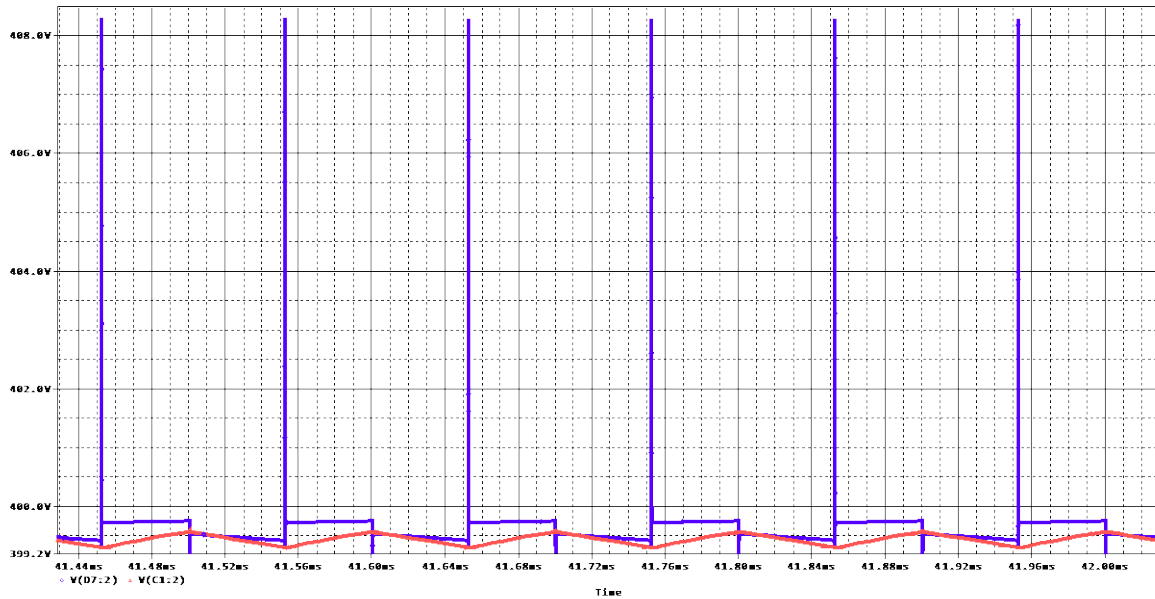
5.8. ábra Ideális kondenzátorral felépített szaggató áramkör és a tesztelt alumínium elektrolit kondenzátor feszültség görbéje



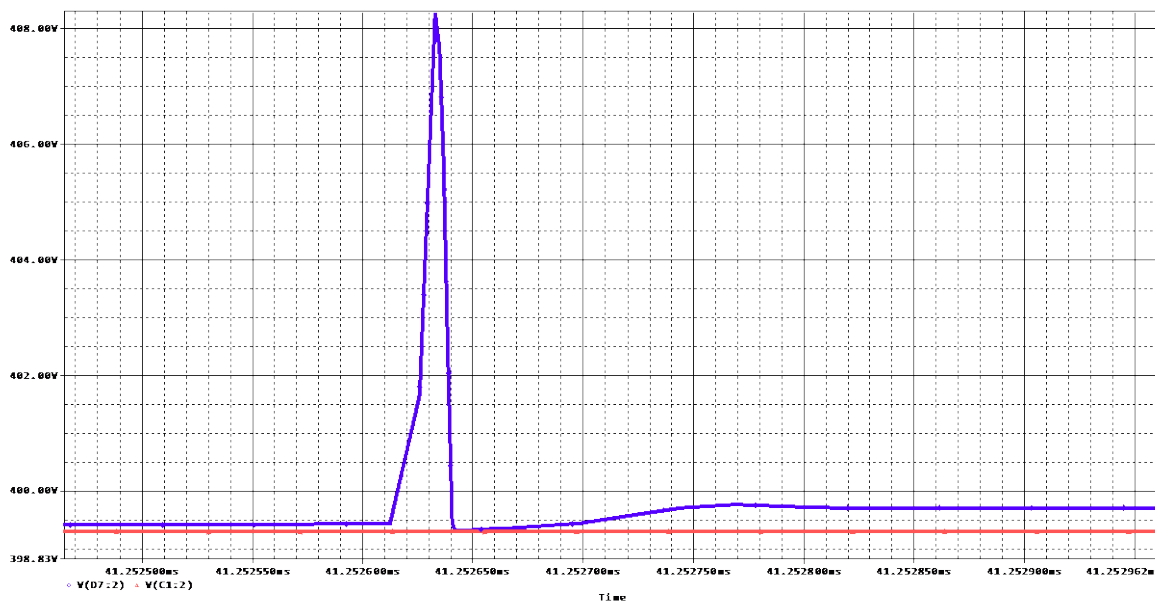
### 5.9. ábra Ideális kondenzátor feszültséggörbéje a Chopper áramkörben

Abban az esetben, ha gyártók által használt modell feszültséggörbéjét is megjelenítjük (5.10-as ábra), látható, hogy az elektrolit kondenzátor feszültségintje nem stabil. A kapcsolóüzemű működés következtében feszültségimpulzusok jelennek meg az áramköri elemen, amelynek nagysága a szimulációk alapján megközelítőleg 2%-kal meghaladja az üzemi feszültségintet – abban az esetben, ha kondenzátor a névleges feszültséginten üzemel.





**5.10. ábra Standard kondenzátormodellel felépített szaggató áramkörben lévő és az ideális kondenzátor feszültséggörbéjének összehasonlítása**

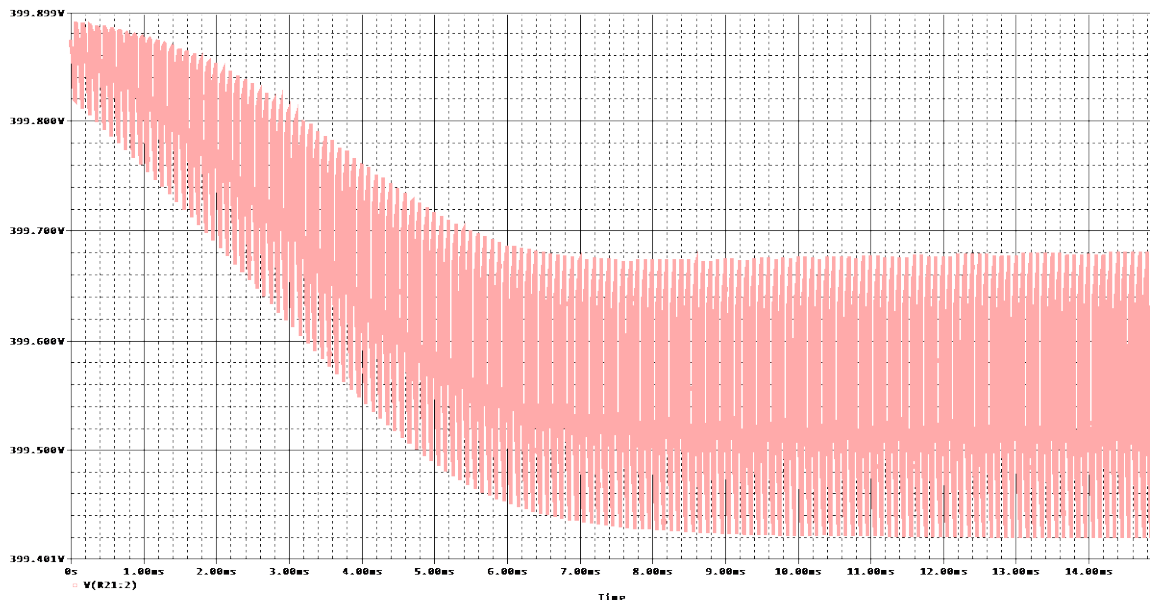
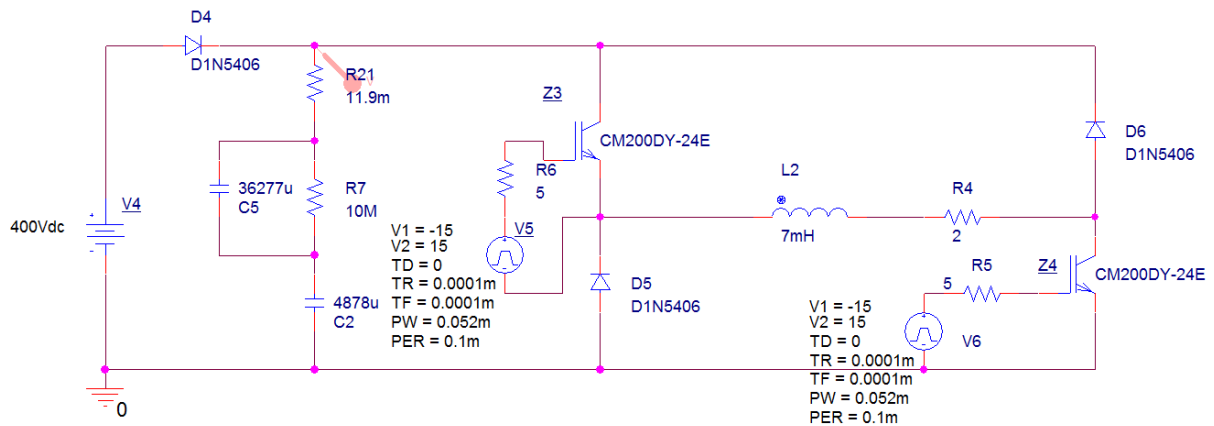


**5.11. ábra Az ideális kondenzátor és a standard modell feszültséggörbéje (kék színű jelalak) chopper áramkörben**

Ennek oka, hogy a gyártók által elfogadott modellben megjelenik egy induktivitás, amely a belső tekercs és a kivezetésekből adódó induktivitást szimbolizálja. A kapcsoláskor megjelenő feszültségimpulzus az 5.11-es ábrán látható.

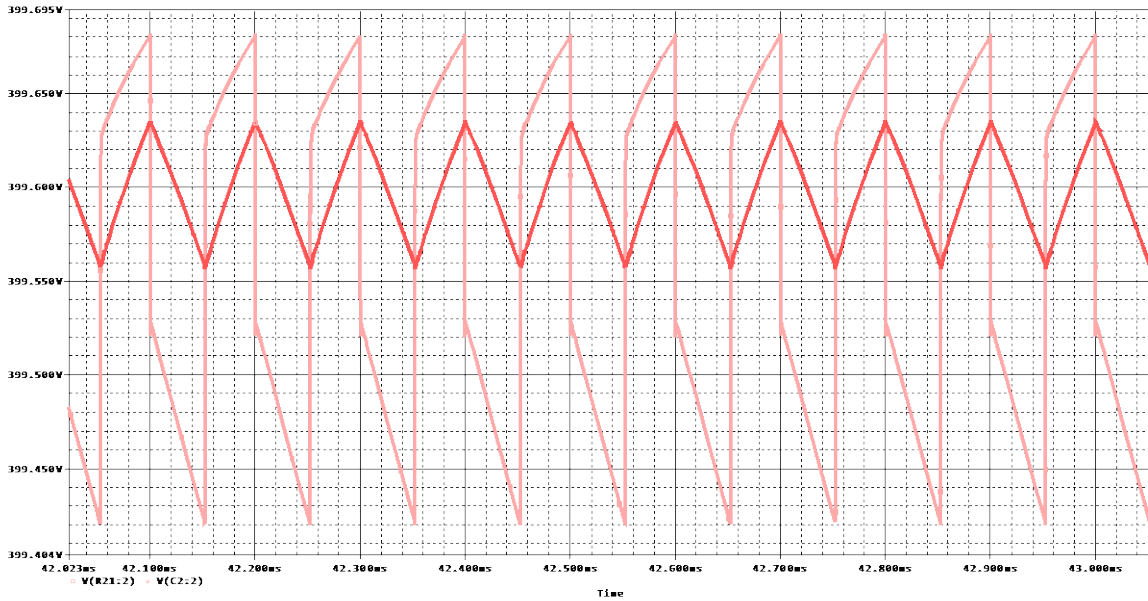
A 3.19-es ábrán bemutatott, Gasperi által kidolgozott modell esetében a kondenzátor feszültségintje hasonlóan váltakozik (tranzien folyamatok után egy konstans feszültség

lesz a kondenzátoron), mint az ideális kondenzátor esetében látott feszültség szint. Ez látható az 5.12-es és 5.13 ábrákon.



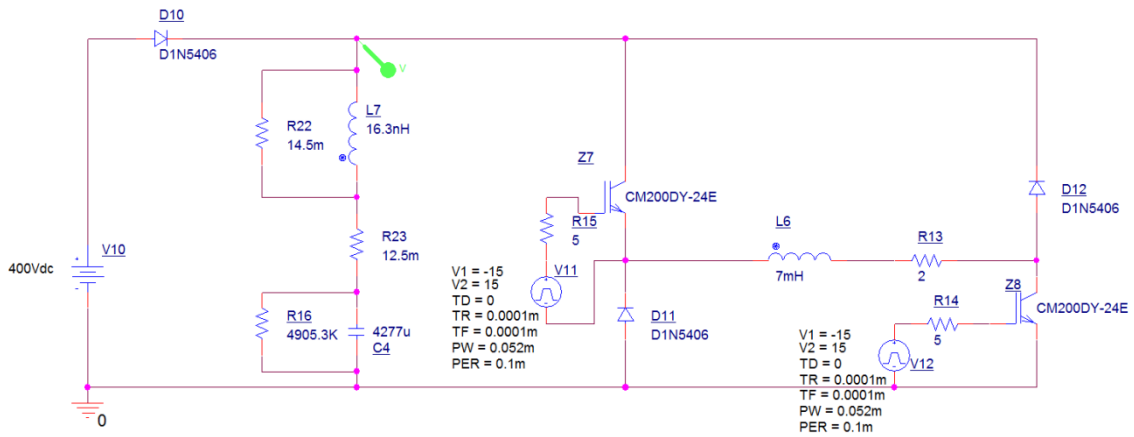
**5.12. ábra Gasperi által kidolgozott kondenzátormodellel felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor feszültséggörbéje**

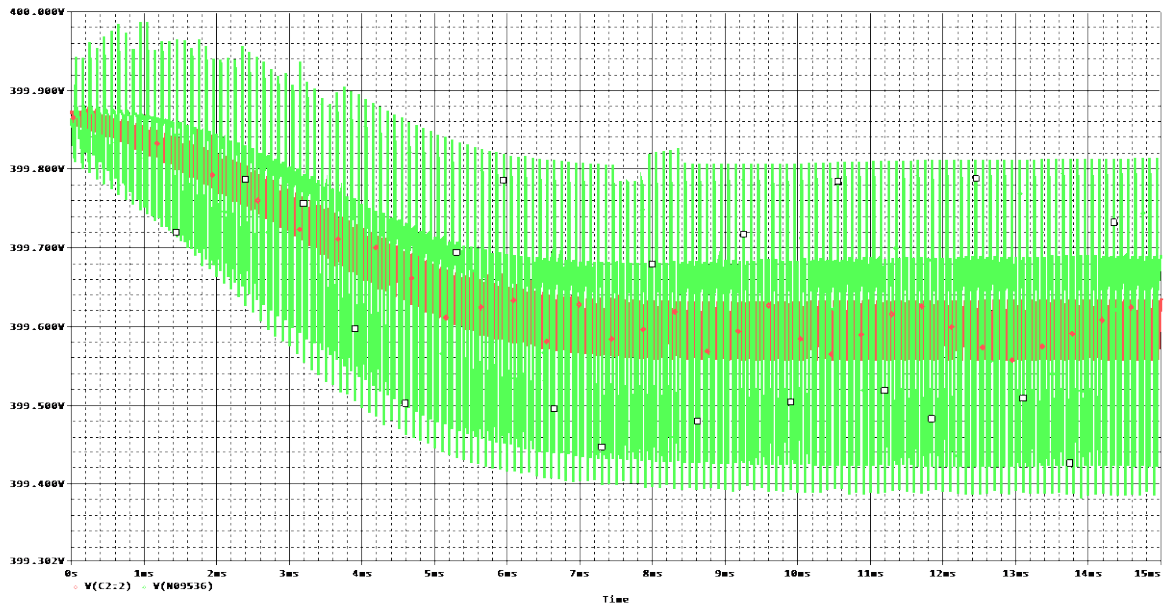
Az 5.13-es ábrán - amely az 5.12-es ábra kinagyítása - látható, hogy a feszültség szint csak jellegében hasonló. Kinagyítva a kapcsolásokkor megjelenő feszültséget, látható, hogy feszültségugrások vannak kondenzátor kapcsain. Ennek ok, hogy a modellben alkalmazott katód kapacitás és ellenállások befolyásolják az anódfólia feszültség szintjét, így a kondenzátor töltődési/kisülési viselkedését.



**5.13. ábra** Gasperi által kidolgozott kondenzátormodellel felépített szaggató áramkör és a tesztelt alumínium elektrolit kondenzátor feszültséggörbéje (rózsaszín színű jelalak) összehasonlítva az ideális esettel

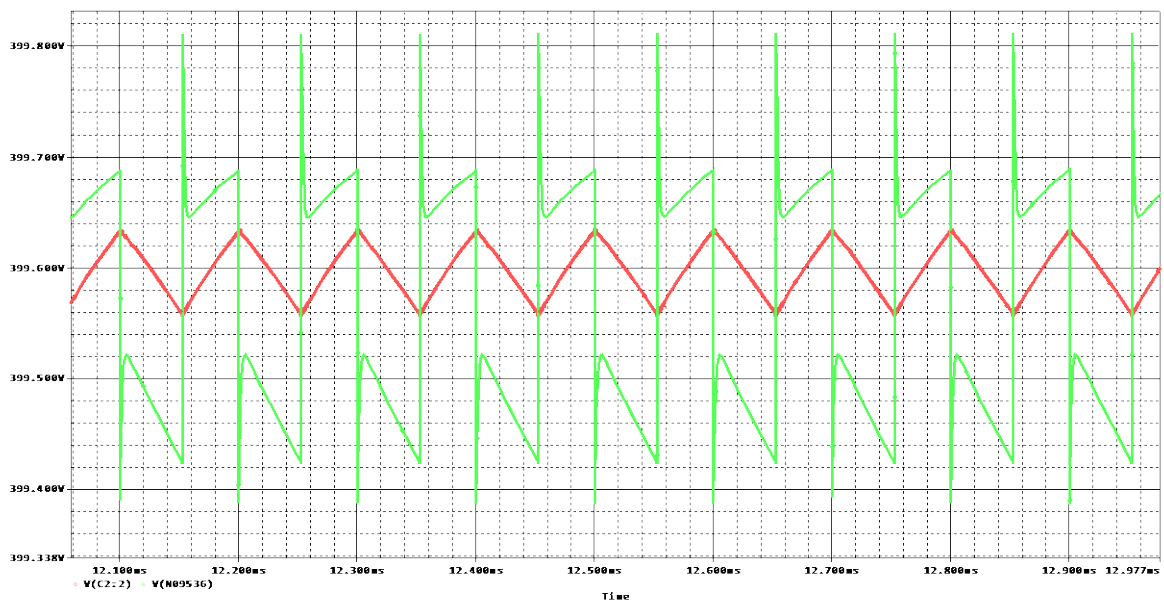
A Venet által kidolgozott modell (3.20-as ábra) esetén fellépő feszültséggörbe látható az 5.14-as ábrán.





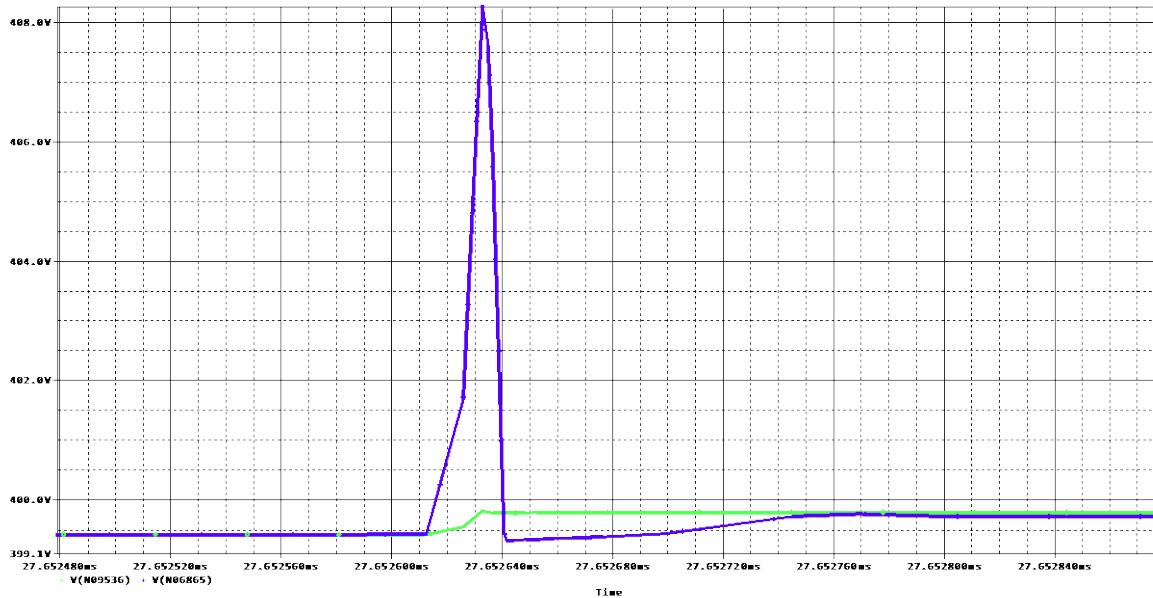
**5.14. ábra Venet által kidolgozott kondenzátormodellel felépített szaggató áramkör és a tesztelt alumínium elektrolit kondenzátor feszültséggörbéje (zöld színű jelalak) összehasonlítva az ideális esettel**

A zöld színnel megjelenített feszültséggörbe szintén hasonló viselkedést mutat, mint a Gasperi modell, abban a tekintetben, hogy a tranziens folyamatok után a feszültség szint középértéke beáll egy stabil szintre. Természetesen a feszültség szint itt is a kapcsolási frekvencia frekvenciájával billeg. A kapcsolási folyamat alatti feszültséggörbe elemzésekor, azonban látható, hogy a feszültség szint egy csúcsértékkel, vagy túllövéssel rendelkezik (5.15 ábra).



**5.15. ábra Kapcsolóüzemű működés során fellépő feszültséggörbék összehasonlítása**

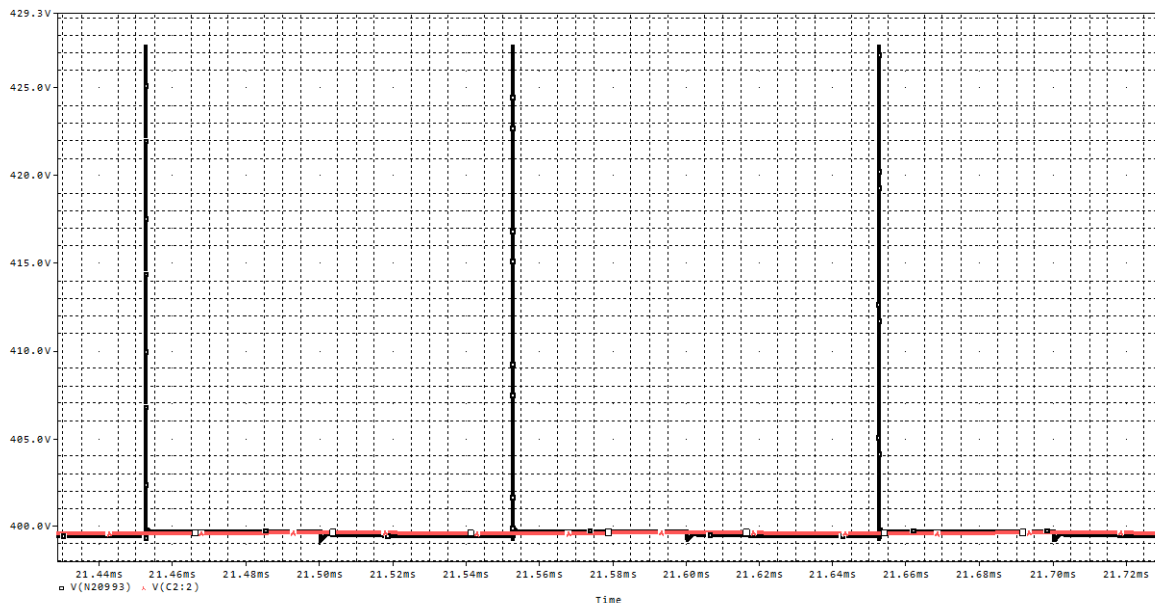
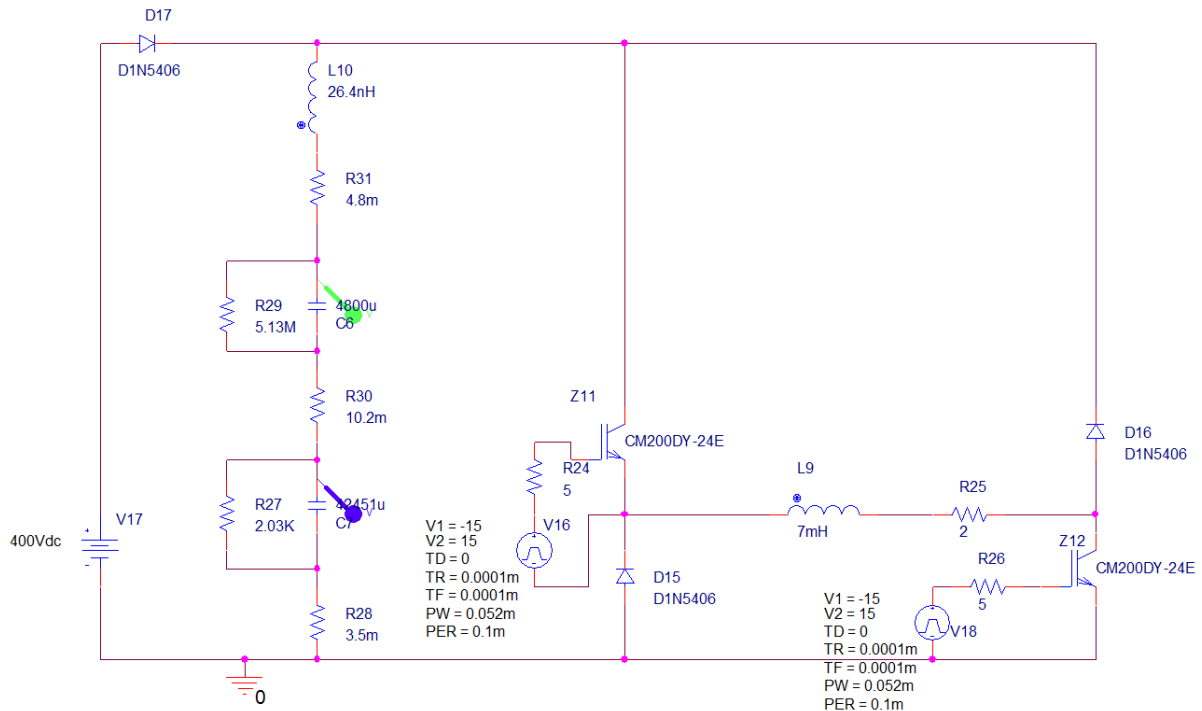
A feszültségtúllövés a modellben lévő induktivitás, míg a feszültségugrások a modellben megjelenő ellenállások miatt van. Hasonló jelenség volt látható a standard vagy gyártói modellel elvégzett szimuláció alatt is.



**5.16. ábra Az induktivitással rendelkező modellek feszültségtúllövésének összehasonlítása**

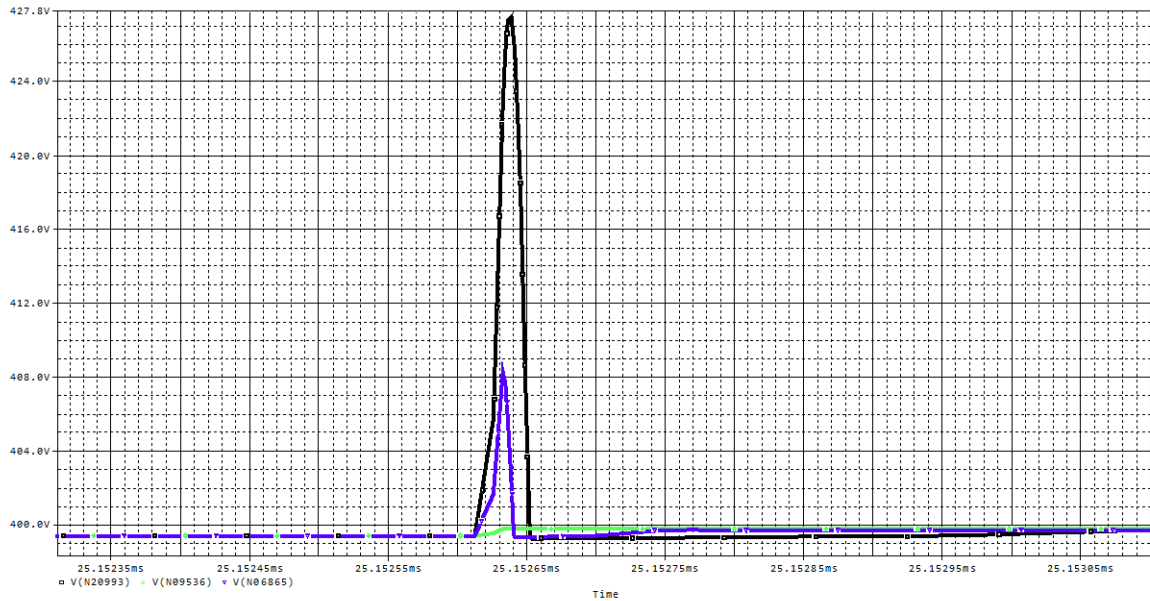
Az 5.16-ös ábrán látható a két induktivitással rendelkező modell esetén fellépő feszültség túllövés összehasonlítása. A feszültségtúllövés nagysága az induktivitás nagyságával változik. Az impulzus nagyságát befolyásolja a Venet modell esetében az induktivitással párhuzamosan kapcsolt ellenállás.

A saját modellel készített szimuláció feszültséggörbéje látható az 5.17-es ábrán.



**5.17. ábra Saját kondenzátormodellel felépített szaggató áramkör feszültséggörbéje (fekete színű jelalak) összehasonlítva az ideális esettel**

A saját modell szintén tartalmaz egy induktivitást, amelynek hatása megfigyelhető a feszültségtúllövésekben. A szimulációs értékek alapján a modell esetében 6-7%-os a feszültségtúllövés nagysága. Abban az esetben, ha összehasonlítjuk a 3 modellt (5.18 ábra), amely induktivitást tartalmaznak, látható, hogy az általam készített modell esetén a legnagyobb a feszültségtúllövés mértéke.

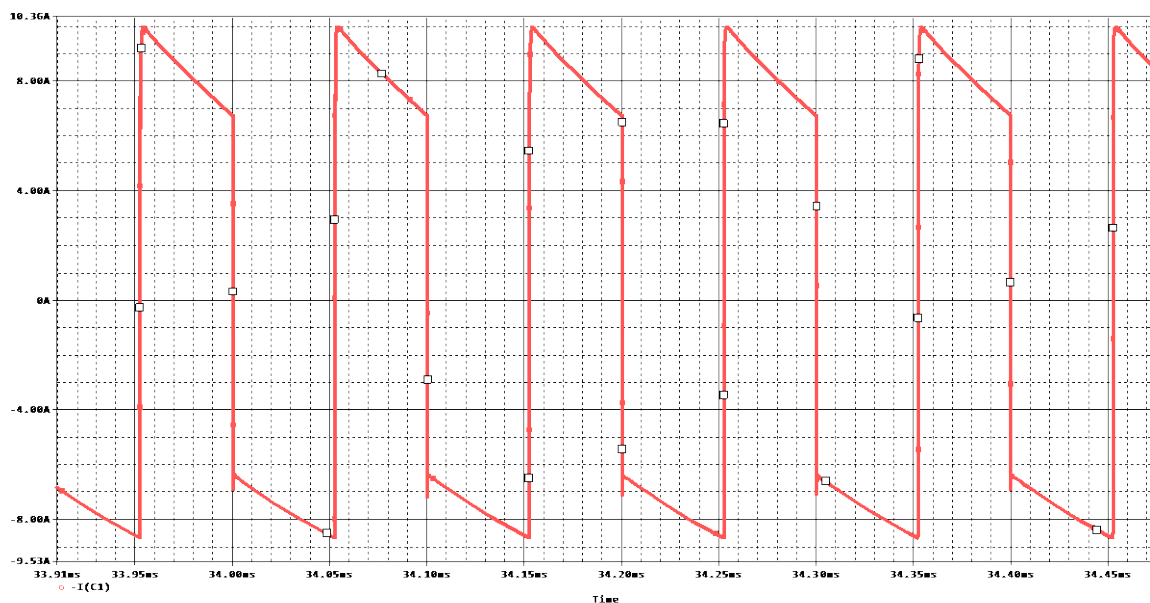


**5.18. ábra Az induktivitással rendelkező modellek és a saját modell feszültségtúllövésének összehasonlítása. Standard modell – kék, Venet modellje – zöld, míg a saját modellem feszültséggörbéje fekete színnel látható**

Természetesen a túllövés mértékét meghatározza a kondenzátor induktivitása, illetve az egyéb kiegészítő passzív áramköri elemek jelenléte.

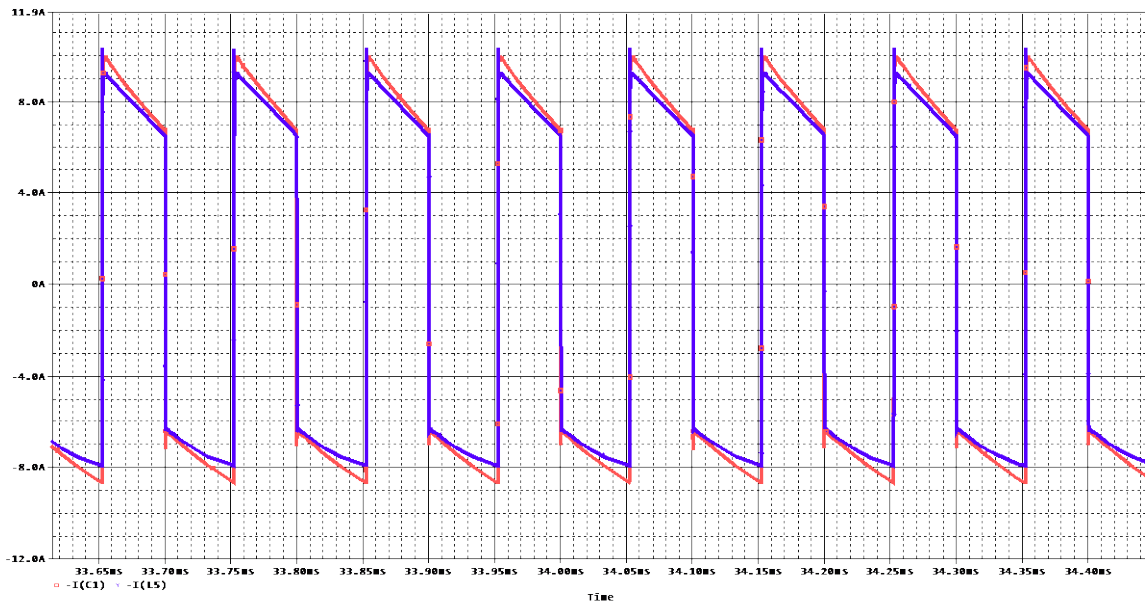
## 5.4 Elektrolit kondenzátor áram igénybevételének vizsgálata a Chopper áramkörben

A kondenzátor élettartama szempontjából a terhelőáram kritikusabb, mint a feszültség. A belső hőfejlődést a terhelőáram nagysága és az ESR érték és a környezet irányába mutató termikus ellenállása befolyásolja, amely meghatározza az élettartamot is. Ennek megfelelően célszerű megvizsgálni a kondenzátor és alkotó elemeinek áramát kapcsolóüzemű igénybevétel alatt. Az ideális kondenzátor esetén a terhelőáram dinamikusan a kapcsolási frekvencián váltakozik. A csúcsok utáni meredeken csökkenő, illetve növekvő áramváltozás a kondenzátor töltődését és kisütését mutatja az induktivitás áramával. Ez a jellegző görbe látható az 5.18 ábrán.

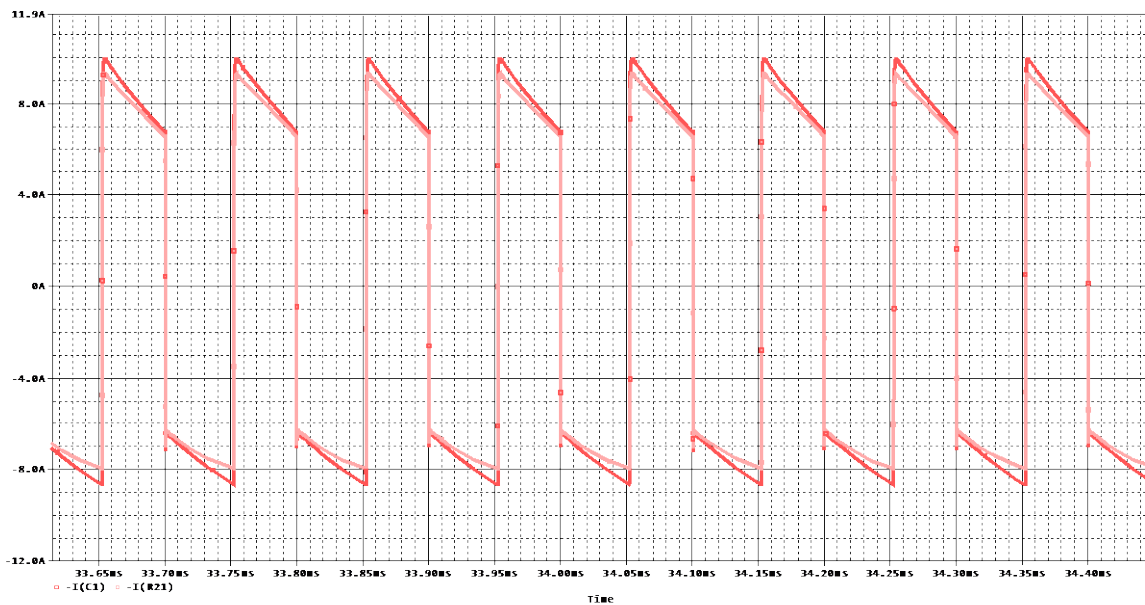


5.19. ábra Ideális kondenzátorral felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor áramgörbéje

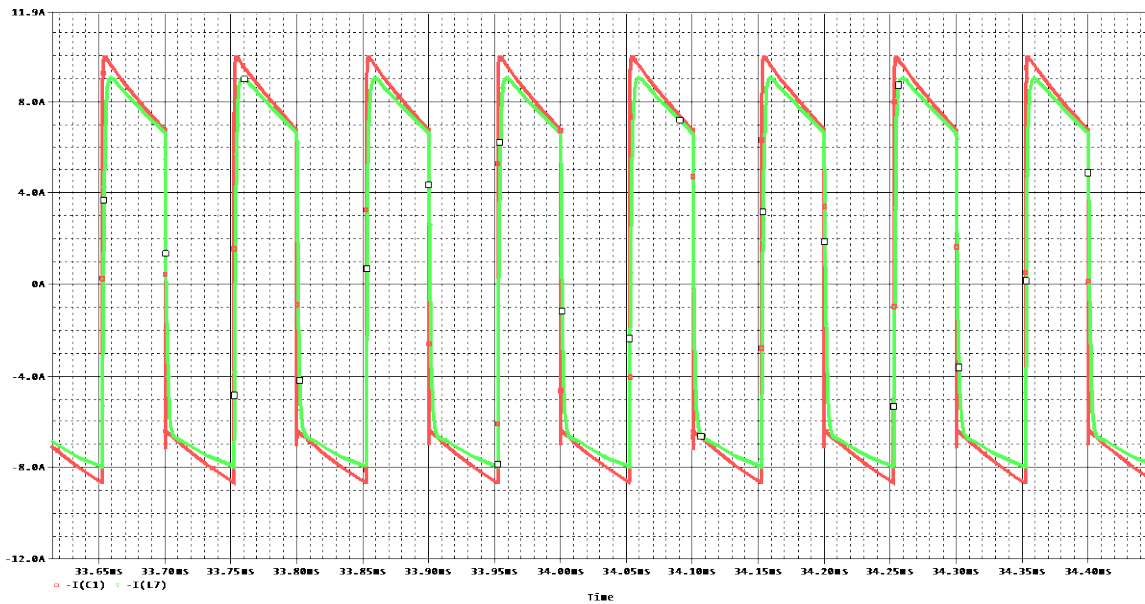
Hasonló az áram jellegző görbéje standard, Gasperi, Venet és a saját modellek esetében. Ezek az áram jellegző görbék láthatóak az 5.20-5.23 ábrán.



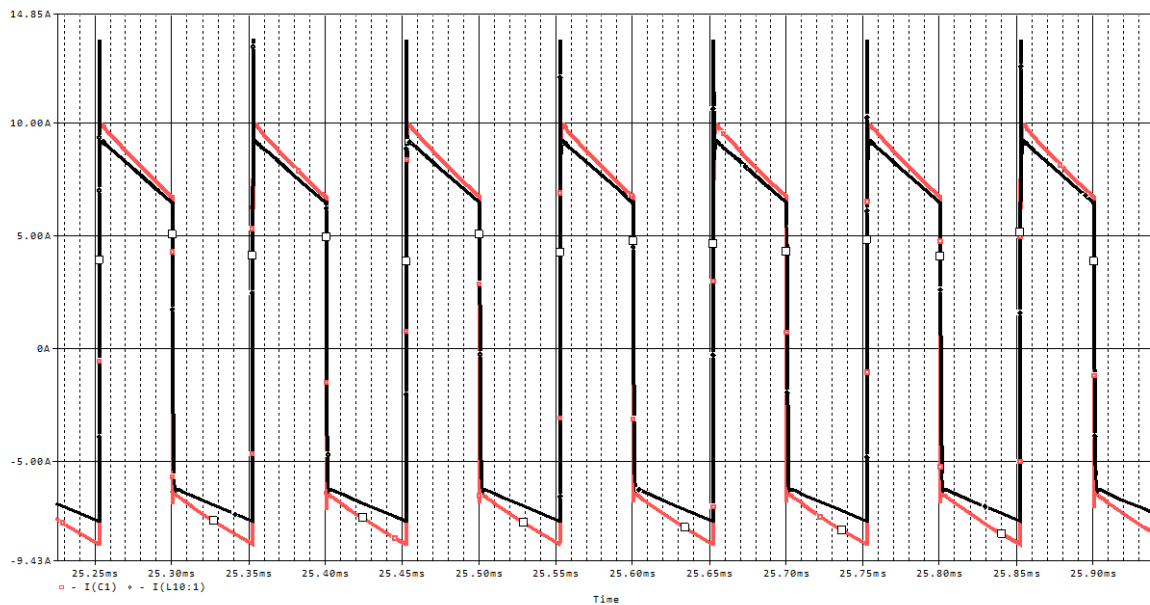
**5.20. ábra Standard kondenzátor modellel felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor áramgörbéje (kék színű görbe) összehasonlítva az ideális kondenzátor árammal**



**5.21. ábra Gasperi által kidolgozott kondenzátor modellel felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor áramgörbéje (rózsaszínű görbe) összehasonlítva az ideális kondenzátor árammal**



**5.22. ábra** Venet által kidolgozott kondenzátor modellel felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor áramgörbéje (zöld színű görbe) összehasonlítva az ideális kondenzátor árammal

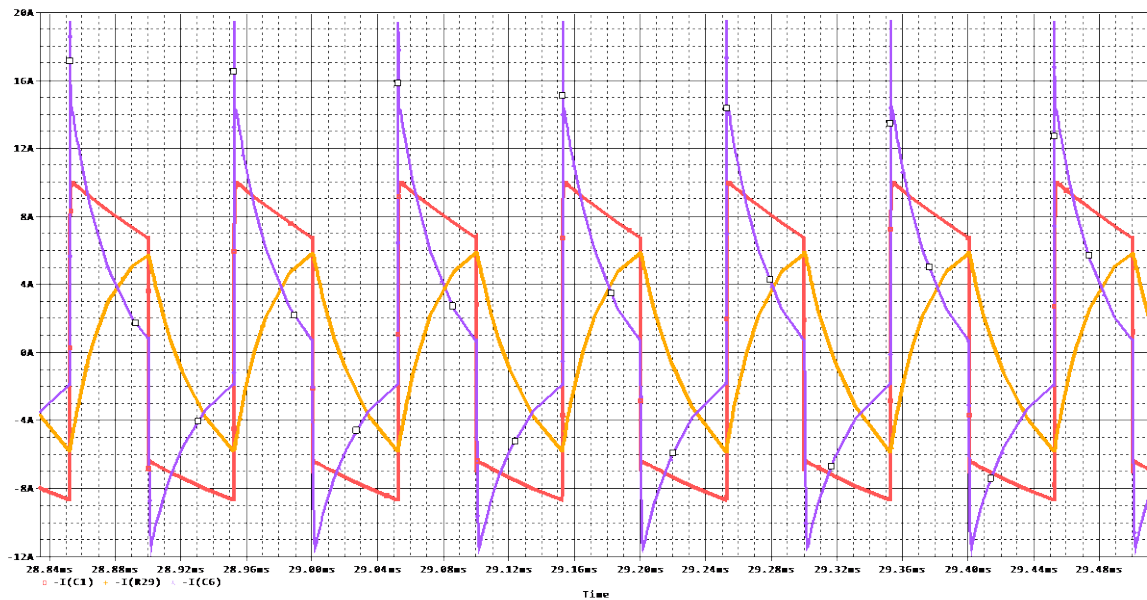


**5.23. ábra** Saját kondenzátor modellel felépített szaggató áramkörben lévő kondenzátor áramgörbéje (fekete színű görbe) összehasonlítva az ideális kondenzátor árammal

A legjelentősebb különbség, hogy a saját modell alkalmazása esetében áramcsúcsok láthatóak a kapcsolásokkor. Ezek az áram csúcsok megfigyelhetőek voltak az oszcilloszkópos mérés képén is (4.6 ábra).

A saját modell legnagyobb előnye, hogy lehetőség van az alkotó elemeket érő terhelések elemzésére. A kapcsolásokkor fellépő áramváltozások töltések áramlását jelentik. Mivel az alumínium elektrolit kondenzátor legfontosabb paramétere az anódfólia, amely tárolja a

töltéseket, ennek az alapanyagnak a vizsgálata a legfontosabb. Az anódfólia és a vele párhuzamos ellenállás – amely szimbolizálja az oxidréteget – árama meghatározza a kondenzátor töltődését, kisütését és öregedését. A modellben szereplő anódfólia és a vele párhuzamosan szereplő ellenállás árama az 5.24 ábrán látható.

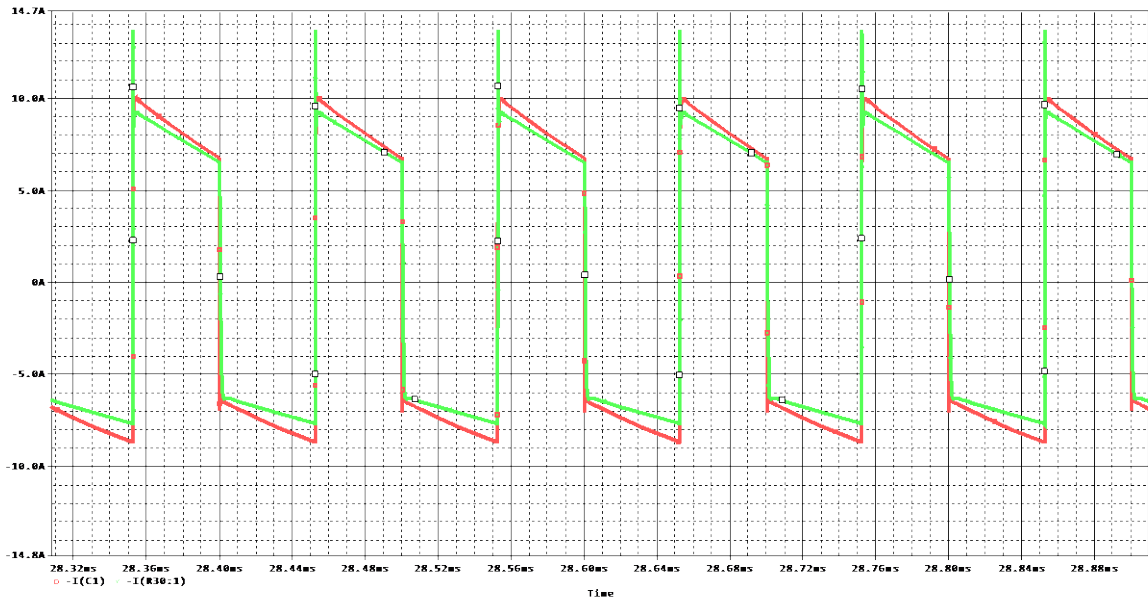


**5.24. ábra Saját modellben lévő anódfólia (lila) és szigetelőréteg (narancssárga) elemek áram igénybevételének szimulációs görbéi, összehasonlítva az ideális kondenzátor áramával (piros)**

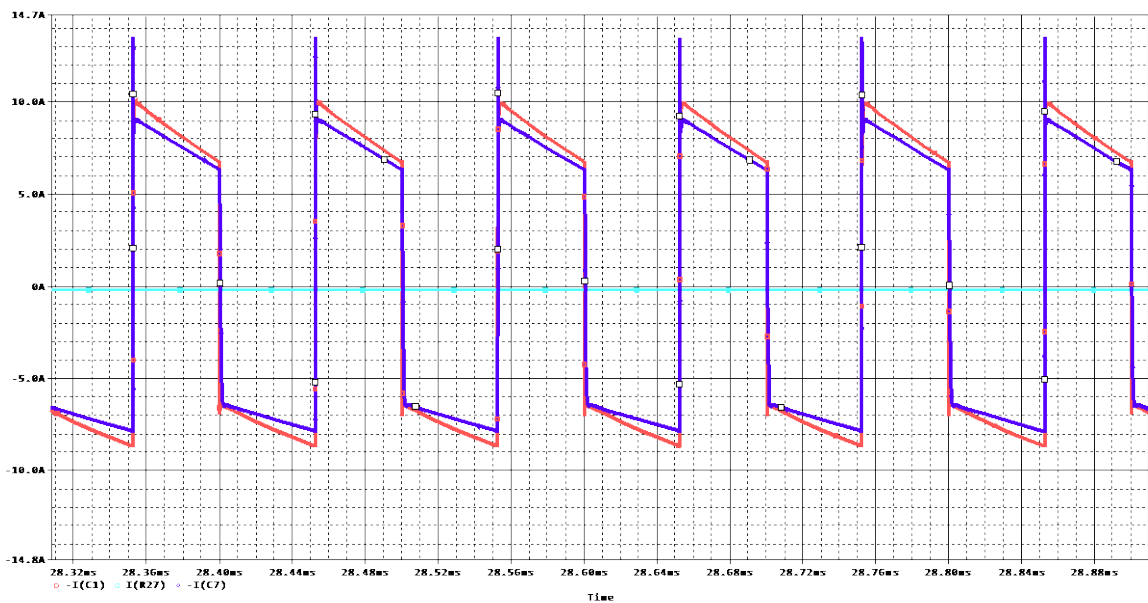
A piros szín az ideális kondenzátor áramát, a lila az anód kapacitás, míg a narancssárga az oxidréteg áramát mutatja. Látható, hogy az anód kapacitás és oxidréteg is dinamikusan változó áramterhelésnek van kitéve az üzemeltetés során.

A két áram közül az ellenálláson, vagyis az oxidrétegen folyó áram a kritikusabb, mivel ez hat a dipólus momentumok irányultságára, illetve az elektrokémiai folyamatokra (3.5 ábra), amelyek végbemennek az üzemeltetés során. Az áram az oxidréteg képződéshez szükséges. A szimulációk alapján az áram impulzusok oxidréteg képződéshez szükséges folyamatokat indítanak meg. Ez a töltés-kisütéses igénybevétel természetesen azt is jelenti, hogy az öregedés üteme is felgyorsul, mert az üzemeltetés alatti oxidképződéshez elektrolitra van szükség. Ezt a folyamatot csak a kondenzátorban eltárolt elektrolit tudja elősegíteni. Mivel ennek mennyisége csökken az idő folyamán, a kapcsolóüzemű használat felgyorsíthatja a kiszáradási folyamatot.

A modell segítségével az elektrolit és katód fólia áram jelleggörbéje is megjeleníthető. Ezek az áram görbék láthatóak az 5.2 és 5.26 ábrákon összehasonlítva az ideális kondenzátor áramával.



**5.25. ábra Ideális kondenzátor (piros görbe) és modellben lévő elektrolitot szimbolizáló ellenállás árama (zöld görbe)**



**5.26. ábra Az Ideális kondenzátor (piros görbe), a katód fólia és annak ellenállásának árama (kék görbe)**

Fontos kiemelni az 5.24 és 5.26 ábrák alapján, a két fólia oxidrétegének árama eltérő. Az anód fólia oxidjének árama dinamikusan változik a kapcsolási frekvencián, míg a katód fóliáé stabil.

### **3. tézispont [P-13]**

*Az alumínium elektrolit kondenzátorok modellezésre felállítottam egy a konstrukciós szempontokat is figyelembe vevő új kondenzátor modellt, mely az eddig ismert elméleti modelleknél jobban képes támogatni a kondenzátorfejlesztés folyamatát. Az új modell figyelembe veszi az anód és katód fólia kapacitását és anyagi ellenállását, a fóliák oxid rétegének, kivezető szalagjainak, kivezetéseinek, a felhasznált papír és elektrolit anyagi és átmeneti ellenállását és eredő soros induktivitását.*

*A modellben szereplő villamos paraméterek keresési intervallumát impedancia spektroszkópiás mérés útján határoztam meg. A paraméterek pontos becslését a keresési intervallumokon belül genetikus algoritmus segítségével végeztem. Az illesztett és mért jelleggörbék korrelációs együtthatója 0,9999 (az érték 10 futtatás átlagértéke), amelyek alátámasztják az illesztés pontosságát. Ezzel szimulációs lehetőség nyílt komponens szinten vizsgálni az elváltozásokat az általam javasolt impulzusüzemű tesztek szerint.*

*A kapott szimulációs eredmények alapján kijelenthető, hogy a kondenzátor soros eredő induktivitása (ESL) a meghatározó a kapcsoló üzemű használat során fellépő feszültségúllövések szempontjából. Ezért konstrukciós szempontból különös hangsúlyt kell szentelni a kondenzátor belső tekercsének geometriájára, a kivezető szalagok hosszúságára és a külső csatlakozások elhelyezésére.*

*Az áram igénybevétel szempontjából a saját modell kimutatta, hogy az anód fóliát és a vele párhuzamosan kapcsolt alumínium oxidot szimbolizáló ellenállást éri a legnagyobb terhelések, ami az oxidréteg képződésre és az elektrolit elhasználódásra is hatással lehet. Ez alapján javasolt az anódfólia alapos vizsgálata a kondenzátor degradációs mértékének meghatározásához.*

## **6 Elvégzett tesztek és mérési eredményeik**

A 2. fejezetben bemutatott alkalmazásokban általában nagyobb kapacitásértékkel ( $> 2200 \mu\text{F}$ ) rendelkező kondenzátorokat alkalmaznak. Így a készülék méretezésekor egy  $4700 \mu\text{F}$ -os kondenzátor adatai lettek figyelembe véve. A tesztelés folyamata alatt azonban kisebb kapacitásértékű, telepben szerelt kondenzátorok lettek tesztelve. Ezzel a megoldással egy időben több kondenzátor kapta meg a nagyfrekvenciás áramterhelést, így több kondenzátor és mérési eredmény állt rendelkezésre az öregedés előrehaladásának vizsgálatához. Gyártási folyamatuk alatt az alapanyagok azonos beszállítói tételből (természetesen a különböző típusok, különböző tételből származnak, de a csoporton belüli egyedek azonosak) kerültek legyártásra, így minimalizálva a kondenzátor paramétereinek szórásait. A 6.1-es táblázat tartalmazza a különböző tételeket és tulajdonságait, illetve a váltakozó áramú tesztek beállításait és futási időben mért paramétereit. A könnyebb nyomon követhetőség érdekében különböző színekkel vannak jelölve a különböző gyártási tételek.

## 6.1. táblázat kondenzátor szériák általános adatai

Test number:	502/ENR	503/ENR	508/ENR	509/ENR	551/ENR	552/ENR	573/ENR	574/ENR
AC Voltage of test [V]	35	2,5	35	2,5	38	3,5	38	3,5
DC Voltage of test [V]	365	397,5	365	397,5	362	396,5	362	396,5
Test temperature [°C]	105	105	105	105	105	105	105	105
Current of test:	50 Hz	10 kHz	50 Hz	10 kHz	50 Hz	10 kHz	50 Hz	10 kHz
Cap Number:	6	6	8	8	6	6	6	6
Start date:	06/12/2013	06/12/2013	19/02/2014	25/02/2014	17/09/2014	17/09/2014	30/10/2014	11/11/2014
Manufacturer:	epcos	epcos	epcos	epcos	epcos	epcos	epcos	epcos
Part number:	B43504A9567M	B43504A9567M	B43504A9567M	B43504A9567M	B43504A9567M	B43504A9567M	B43505S9567M 1	B43505S9567M 1
Cap. Type:	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN	SNAP-IN
UR [V]:	400	400	400	400	400	400	400	400
CR [µF]:	560	560	560	560	560	560	560	560
DxL [mm]:	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00	35.00x50.00
Lot Number:	112037716	112037716	905240507	905240507	905240506	905240506	113093564	113093564
Factory:	SZ	SZ	SZ	SZ	SZ	SZ	SZ	SZ
Anode charge:	C801/794-25	C801/794-25	C437/794-27	C437/794-27	C437/794-27	C437/794-27	C799/794-29	C799/794-29
Ca [µF/cm <sup>2</sup> ]:			0,4645	0,4645	0,4645	0,4645	0,4671	0,4671
Anode type:	ALPHA 994	ALPHA 994	ALPHA 958	ALPHA 958	ALPHA 958	ALPHA 958	ALPHA 994	ALPHA 994
Anode distributor:	becromal	becromal	becromal	becromal	becromal	becromal	becromal	becromal
UFT [V]:	580	580	580	580	580	580	620	620
Cathode:	KAPPA 204	KAPPA 204	KAPPA 204	KAPPA 204	20CF1F-3.0VF	20CF1F-3.0VF	20CF1F-3.0VF	20CF1F-3.0VF
Cathode distributor:	becromal	becromal	becromal	becromal	jcc	jcc	jcc	jcc
Paper1 name:	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35
Paper1 distributor:	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK
Paper2 name:	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA EL ESH 25	COPA EL ESH 25
Paper2 distributor:	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO
Paper1A name:	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35	PEDH 35
Paper1A distributor:	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK	NKK
Paper2A name:	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA ESH 25	COPA EL ESH 25	COPA EL ESH 25
Paper2A distributor:	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO	SPO
Electrolyte:	E 592	E 592	E 592	E 592	E 592	E 592	E 592	E 592

Minden egyes tételen a következő tesztek lettek végrehajtva:

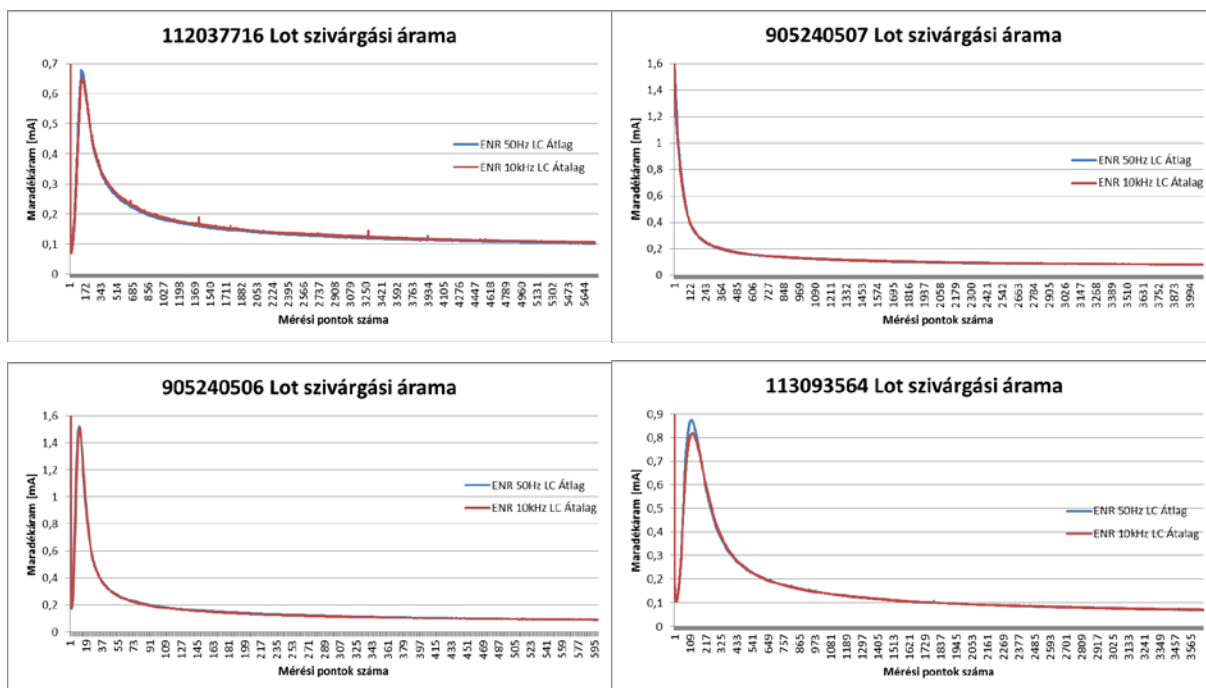
1. OLC (működés közbeni maradékáram) mérés.
2. Adott tétel csoportokra lett felbontva, amelyeken a következő tesztek lettek elvégezve:
  - a. ESR mátrix mérés (A mérés segítségével kiszámítható, illetve becsülhető a belső hőfejlődés alapját képező ellenállásérték)
  - b. Tartóssági teszt (END) 105 °C, 400 V-on
  - c. Váltakozó áramú (ENR) tesztek 50 Hz és 10 kHz-en 105 °C-os környezeti hőmérséklet mellett
  - d. Tárolási tesztek (HTS), 105, 110, 115 °C-on
3. OLC mérés a váltakozó áramú tesztek után.

A tesztek sorszámát és a 6.2-es táblázat tartalmazza.

## 6.2. táblázat Elvégzett tesztek összefoglaló táblázata

Lot Nr.	112037716	905240507	905240506	113093564
Part Nr.	B43504A9567M	B43504A9567M	B43504A9567M	B43505S9567M
OLC mérés test előtt	373/OLC	393/OLC	474/OLC	505/OLC
Tesztek	1886/ESR	1941/ESR	1824/ESR	2204/ESR
	1136/HTS	1148/HTS	1169/HTS	1184/HTS
	1137/HTS	1149/HTS	1170/HTS	1185/HTS
	1138/HTS	1150/HTS	1171/HTS	1186/HTS
	3361/END	3412/END	3564/END	3627/END
	502/ENR	508/ENR	551/ENR	573/ENR
	503/ENR	509/ENR	552/ENR	574/ENR
OLC mérések teszt után	385/OLC		508/OLC	
	378/OLC			

Mivel a váltakozó áramú tesztek (Endurance test with sinusoidal current) áram igénybevétele hasonlít leginkább a bemutatott alkalmazásokéhoz, így ezeknek a teszteknek az eredményei lettek részletesen elemezve. A vizsgálat előtt meg lett mérve a kondenzátorok működési szivárgási árama 105 °C-on 48 óra elteltével (tesztlista lista első eleme). Ennyi idő elegendő ahhoz, hogy a kondenzátor szivárgó áram értéke stabilizálódjon. Látható a 6.1-es ábrán, hogy a kezdeti (váltakozó áramú tesztek előtti) áramértékek azonosak, illetve minimális különbség van köztük. Ez azt jelenti, hogy a kondenzátorok anódfóliájának oxidrétege hasonló állapotban van.



**6.1. ábra Különböző kondenzátor tételek OLC értéke**

Minden egyes tételből min. 6 darab (egy teszt esetében 8 darab kondenzátor lett tesztelve) kondenzátor lett 50 Hz-es és 10 kHz-es váltakozó árammal terhelve. Az 50 Hz-es vizsgálatok a validációs tesztekhez használt készülékekkel, míg a 10 kHz-es tesztek az 4. fejezetben bemutatott, saját fejlesztésű chopper áramkörrel lettek elvégezve. A váltakozó áramú tesztek sajátosságaitól függött a tesztelési paraméterek meghatározása és az összeszerelések módszere is. Mind a két esetben a környezeti hőmérséklet az üzemeltetési tartomány felső határértékére, 105 °C-ra volt beállítva egy BINDER FED 240-es szárítószekrény segítségével. A működés közbeni áramterhelés mértéke az adatlapok által megadott értékek és görbék alapján lettek meghatározva. A néveleges váltakozó árama 100 Hz-en és 105 °C-on van definiálva a katalógusokban. Abban az esetben, ha ettől eltérőek a környezeti paraméterek ki kell számolni a beállításoknak megfelelő áramértékeket. Ehhez egy szorzótényezőt kell alkalmazni, amelyet az adatlapok definiáltak. A paraméterek a 6.3-as táblázatban vannak feltüntetve.

### 6.3. táblázat Alkalmazandó áramok összefoglaló táblázata

Kondenzátor anyagszám	Alk. frekvencia [Hz]	Névleges áram (100 Hz, 105 °C) [A]	Szorzó	Számolt váltakozó áram [A]
B43504A9567M	50	2,23	0,88	1,962
B43504A9567M	10k	2,23	1,37	3,055
B43505S9567M1	50	2,39	0,88	2,10
B43505S9567M1	10k	2,39	1,41	3,37

Az áram értékek által okozott teljesítmény kiszámítható (6.1-es képlet) az áram négyzetének és a kondenzátor soros veszteségi ellenállás értékének szorzataként. A kondenzátor ellenállása egy frekvenciafüggő érték, ezért a számítások során a megfelelő frekvenciájú ellenállásértéket kell alkalmazni.

$$P = I^2 \cdot R(f) \quad (6.1)$$

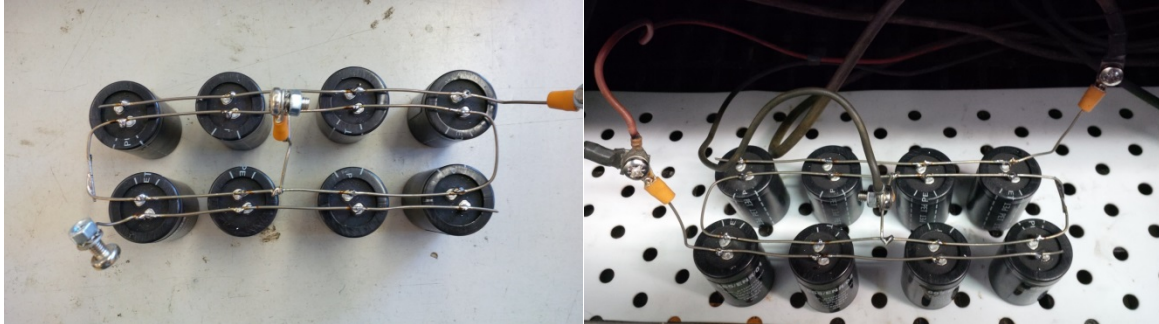
A kondenzátorok teljesítménye a 6.4-as táblázatban látható.

### 6.4. táblázat Tesztelés alatti kondenzátor teljesítmények

ESR Test ID	I[A] Görbe alapján	Frekvencia [Hz]	ESR [mOhm, 105 °C]	P [W]
1886	1,962	50	136,17	0,524
1886	3,055	10k	25,92	0,242
1824	1,962	50	130,79	0,503
1824	3,055	10k	25,92	0,242
1941	1,962	50	133,53	0,514
1941	3,055	10k	25,36	0,237
2204	2,1	50	135,94	0,599
2204	3,37	10k	26,38	0,299

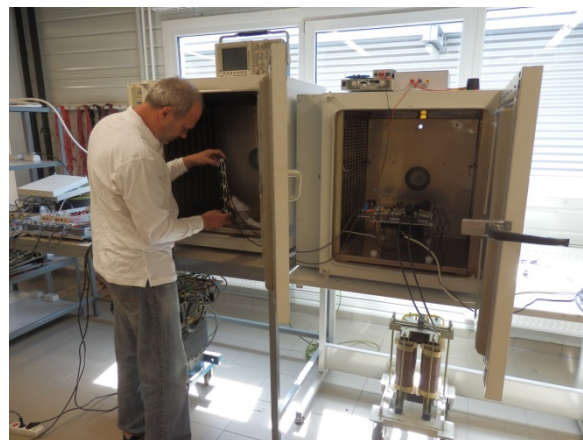
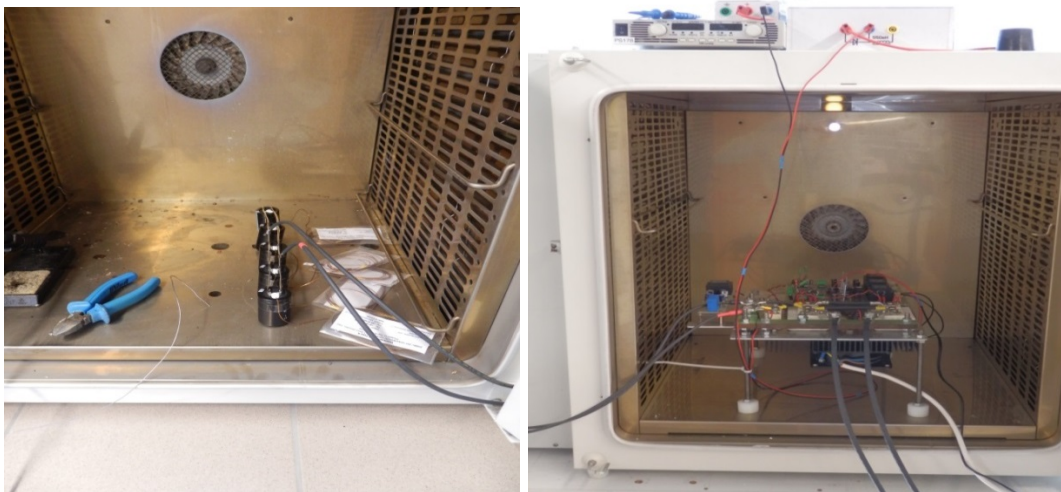
Látható, hogy a katalógusban megadott görbék, illetve szorzótényezők alapján a kondenzátorokon kisebb teljesítmény alakul hővé 10 kHz-en, mint alacsony frekvencián. Ebből következően a gyártók különbséget tesznek az alacsony és magas frekvenciás üzemeltetés közt. A fentiek alapján a gyártók kisebb terhelést javasolnak, illetve engednek meg a 10 kHz-es tartományban, mint 50 Hz-en.

Az összeszerelési módszer szintén különböző volt a váltakozó áramú tesztek esetében. Az 50 Hz-es tesztelési eljárás alatt párhuzamosan voltak kötve sorba kapcsolt két kondenzátor. Ez a felépítés a tesztelési módszerekből következett, amely a 3.2 fejezetben lett bemutatva, míg a megvalósítása a 6.2-es képen látható.



**6.2. ábra Standard tesztmetódus során tesztelt kondenzátor telep**

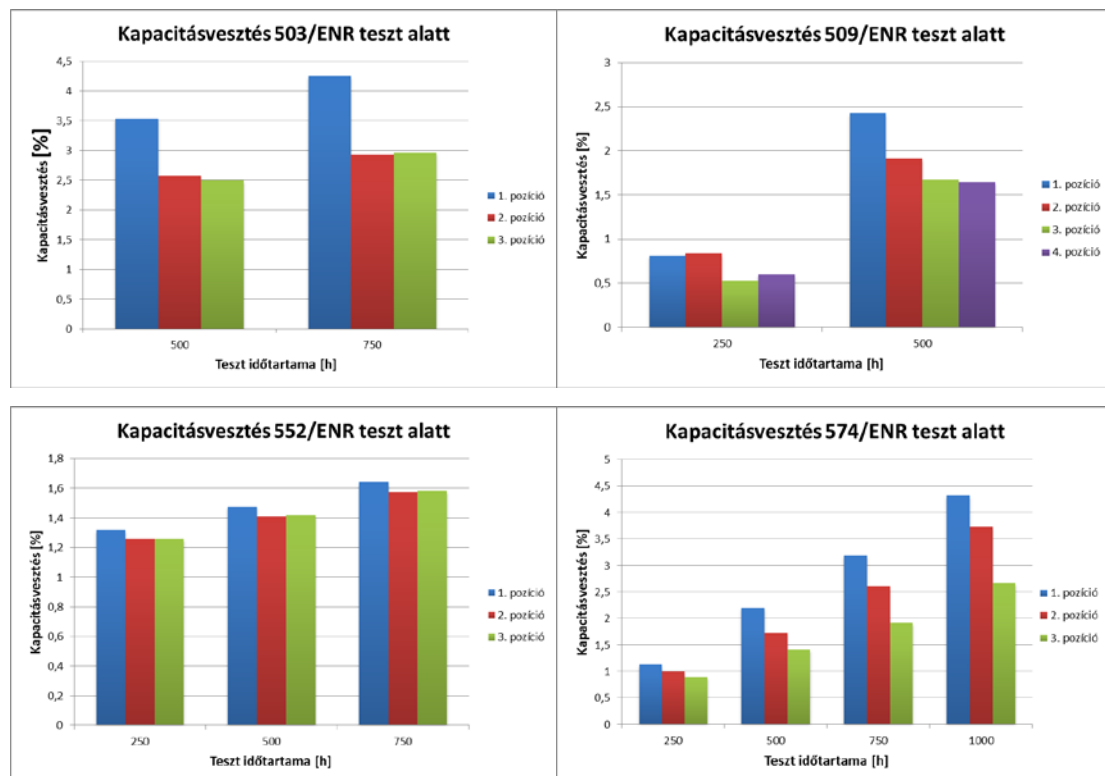
A 10 kHz-es teszt esetében a kondenzátorok párhuzamosan lettek összekötve. A tesztelési eljárásról készült képek a 6.3-es ábrán láthatóak.



**6.3. ábra Chopper áramkörrel tesztelt kondenzátor telep**

A váltakozó áramú tesztek a fent kiszámított beállításokkal lettek elindítva. A tesztelés folyamata alatt minden nap mérve volt a kondenzátorok maghőmérséklete. Az 50 Hz-es tesztek esetében a kondenzátorok belső hőmérséklete 109 °C volt. A 10 kHz-es tesztek során megfigyelhető volt az, amit a számítás is előrejelített. A katalógusértékek által alkalmazott áram által okozott maghőmérséklet emelkedés kisebb lett. A kondenzátorok belső maghőmérsékletének átlaga 107 °C volt.

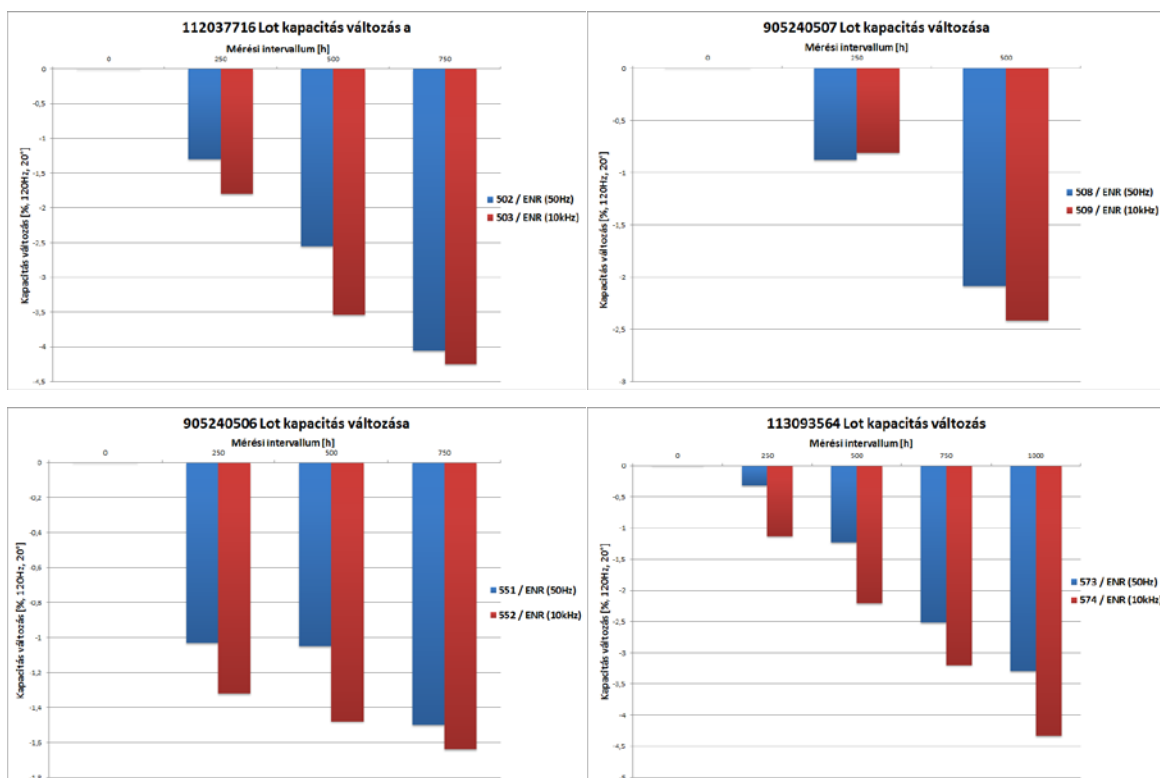
Ahhoz, hogy hasonló öregedést érjünk el a két teszt alatt, a maghőmérsékleteket azonos hőmérsékletre lettek beállítva. Ehhez meg kellett növelni a chopper teszt áramának értékét, akkora áramszinttel, hogy a belső hőmérsékletek elérjék a 109 °C-ot. Az áram növelésével elkezdtek a maghőmérsékletek is emelkedni. Azonban a maghőmérsékletek nem voltak azonosak a párhuzamosan kapcsolt kondenzátoroknál a 10 kHz-es teszt alatt. A megtápláláshoz közelebb eső kondenzátorok maghőmérséklete magasabb volt, mint a megtáplálástól távolabbiaké. Ez a hőmérséklet különbség megfigyelhető a kondenzátorok öregedésében is. Látható a 6.4 ábrán, hogy a kapacitásvesztés annál nagyobb, minél közelebb helyezkedik el a kondenzátor a megtápláláshoz az általam alkalmazott tesztelési módszerben. A pozíció szám növekedés mutatja a megtáplálástól való távolság növekedését.



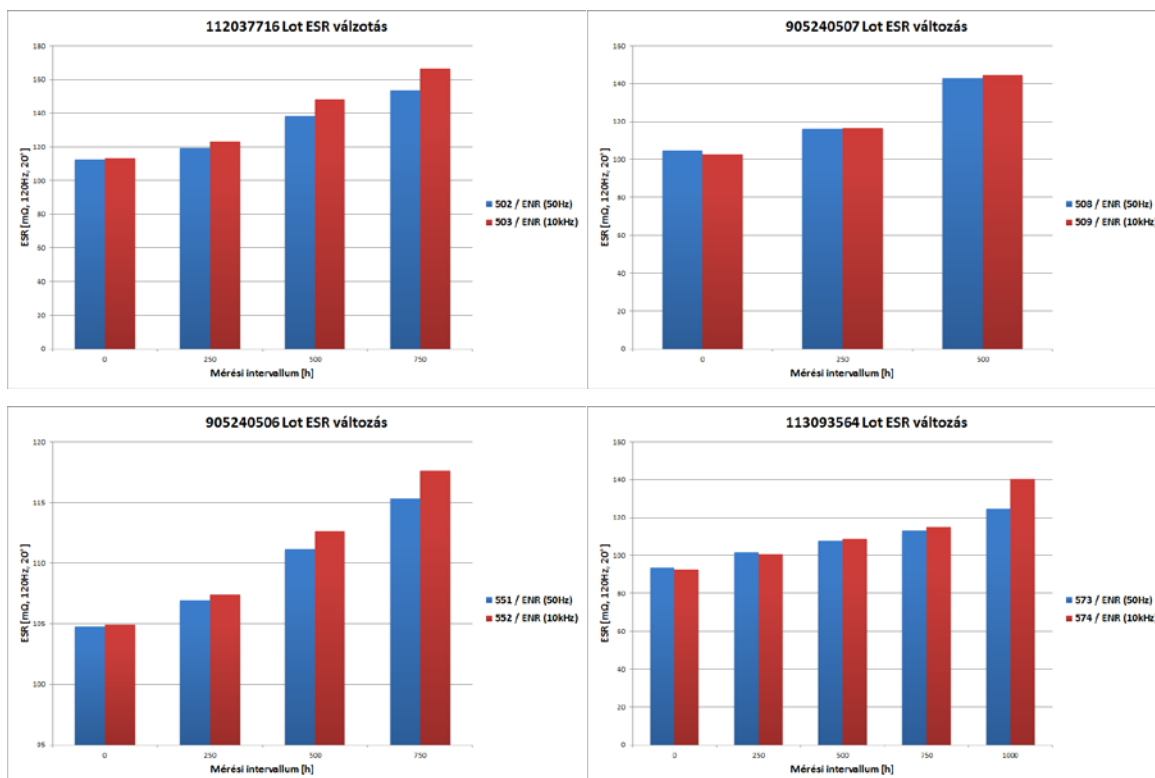
6.4. ábra Kondenzátorok kapacitásvesztés értéke a megtáplálás és idő függvényében

A tesztelés alatt a megtápláláshoz közelebb elhelyezkedő kondenzátorok maghőmérséklete volt az, amelyik megegyezett az 50 Hz-es kondenzátorok maghőmérsékletével. Ezért a kiértékelés folyamán ezek az értékek lettek figyelembe véve. A kondenzátorokon a tesztek előtt és minden 250. órában elektromos paraméter és tömegmérés lett elvégezve. Elektromos paraméterek alatt a kondenzátor legfontosabb paramétereit, a kapacitását, ESR-jét és impedanciáját értjük. A kapacitás érték mutatja a töltéstároló képességet, míg az ESR az áramkörü elem valós ellenállásának összességét mutatja, amelyen hő fejlődik áram alkalmazása esetén. A tömegmérés célja, hogy lássuk mennyi elektrolit vesztés történt a teszt alatt. Ezek alapján meghatározható a kondenzátor öregedésének állapota.

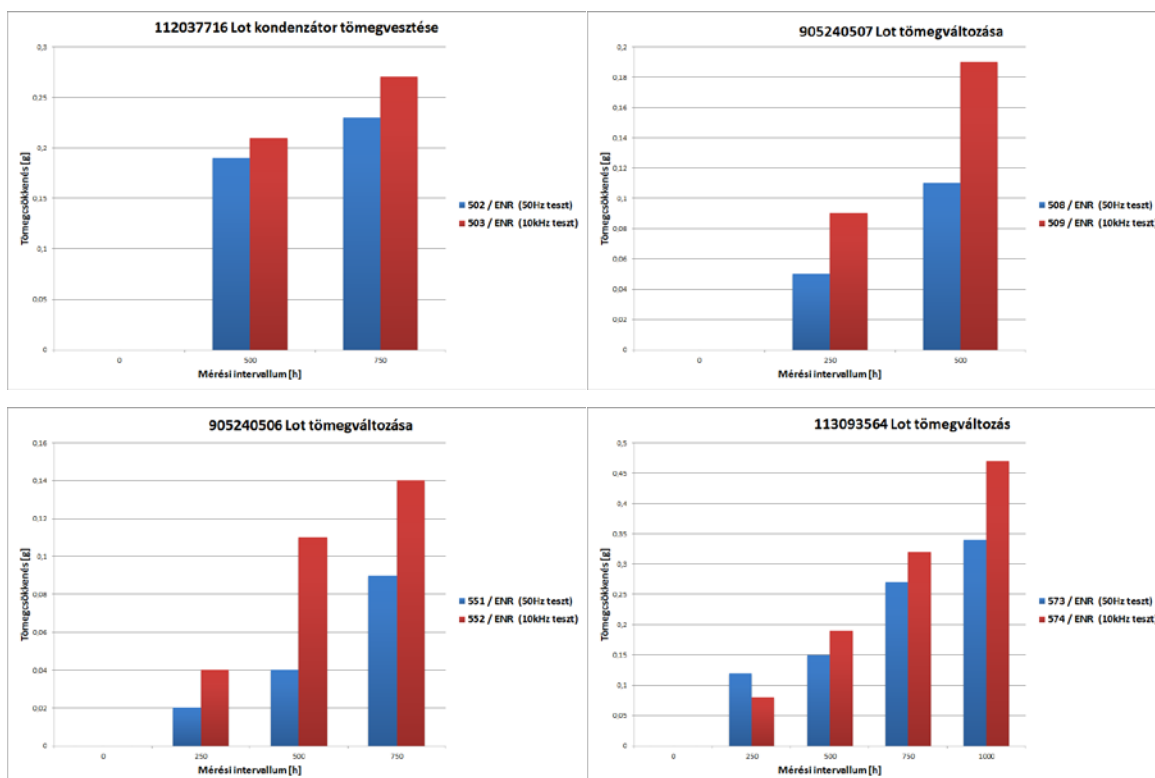
A 6.5-ös ábra a kondenzátorok kapacitásának csökkenését mutatja százalékos osztásban. minnél nagyobb a csökkenés mértéke, annál nagyobb negatív számot kaptunk a kiértékelés során. A 6.6-os az ESR növekedését, míg a 6.7-es ábra a tömegcsökkenést mutatja. A kék oszlop a standard, míg a piros az új tesztmetódus hatását mutatja a különböző elektromos paraméterek változására.



6.5. ábra Kondenzátor kapacitáscsökkenésének mértéke az idő függvényében



6.6. ábra Kondenzátor veszteségi ellenállásának növekedése az idő függvényében



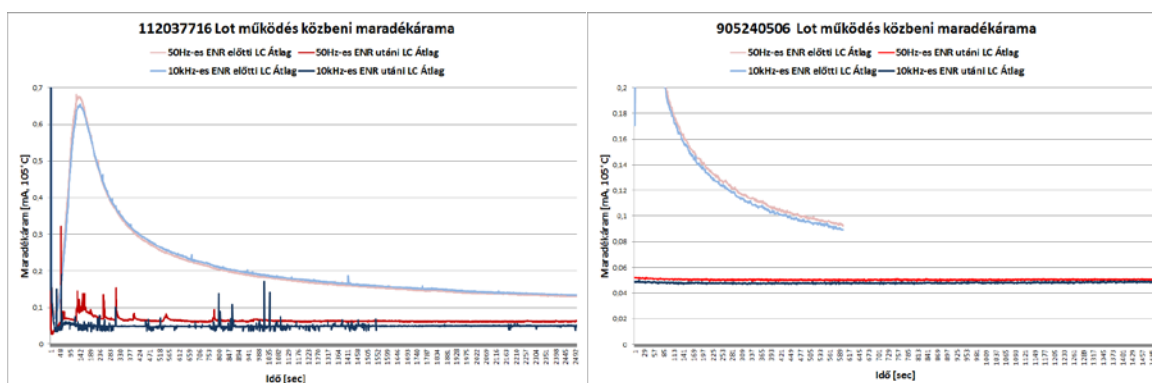
6.7. ábra Kondenzátor tömegcsökkenésének növekedése az idő függvényében

A grafikonokból látható, hogy a 10 kHz-es tesztelési módszer során jobban öregedtek a kondenzátorok. Ezt támasztja alá az, hogy:

- Kapacitásértéke minden esetben jobban csökkent a 10 kHz-es teszt alatt.

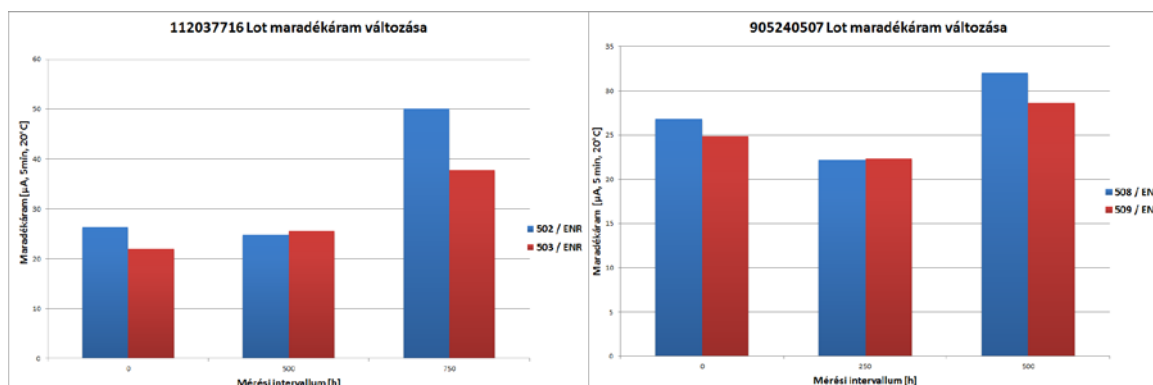
- Nagyobb ESR érték növekedés történt a chopper teszter alkalmazása esetén.
- Nagyobb tömegcsökkenés történt a nagyfrekvenciás üzemeltetés alatt.

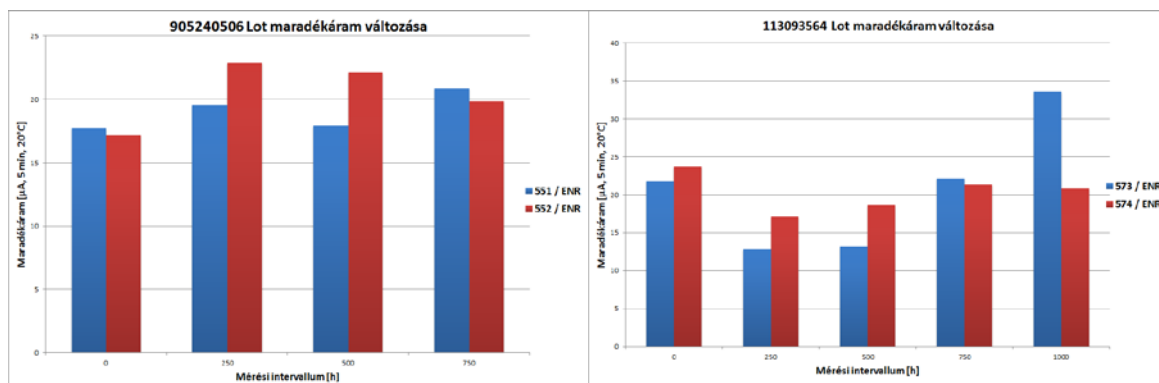
A váltakozó áramú tesztek után ismételt üzemi maradékáram mérés következett. A teszt beállításai hasonlóak voltak, mint a váltakozó áramú tesztek előtt elvégzett méréskor. Az áramértékek összehasonlítása az elvégzett tesztek esetében a 6.8-as ábrán látható.



**6.8. ábra váltakozó áramú tesztek utáni OLC mérés**

A fenti üzemi maradékáramok közti különbség megfigyelhető a szabványok által definiált 5 perces Lot árammérés esetén is a legutolsó méréskor (6.9 ábra). A grafikonokból látható, hogy a nagyfrekvenciás váltakozó áramú tesztek hatása nem jelentkezik rövidtávú üzemeltetés esetén, mivel az áram értékek hasonlóak vagy csak minimális különbség van köztük 500 óráig.

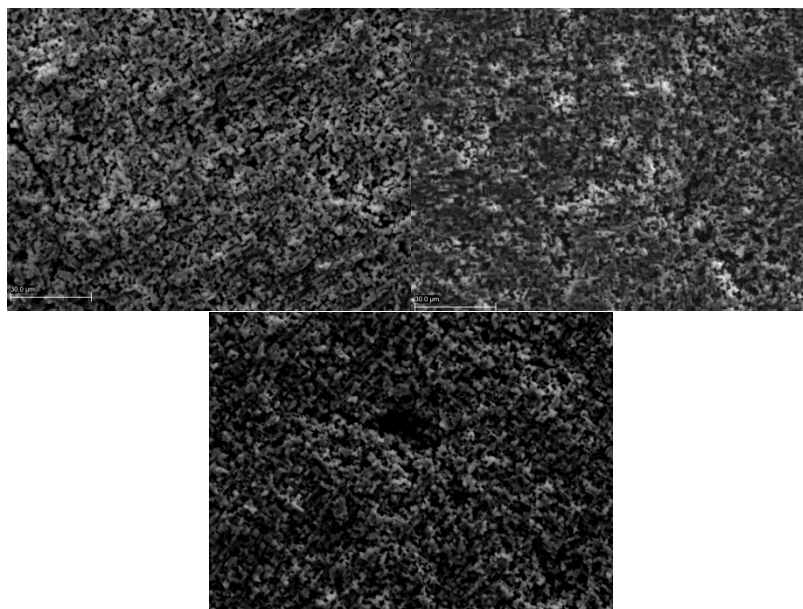




**6.9. ábra Kondenzátorok maradékáramváltozásának értéke**

A kapacitás érték csökkenése a fegyverzetek felületének csökkenésével és a távolságuk növekedésével, míg a maradékáram érték változása az oxidréteg változásával magyarázható. Mind a két tényező leginkább az anódfólia tulajdonságainak változásával magyarázható. Így ez az alapanyag lett részletesebb vizsgálatnak alávetve.

Az anódfólia felületéről Philips XL30-ESEM típusú pásztázó elektronmikroszkóppal felvételek készültek. Különböző minták lettek előkészítve: az 50 Hz-es készülékkel tesztelt minták anódfóliája (a), 10 kHz-es váltakozó árammal tesztelt kondenzátorok fóliájából (b), illetve egy nem tesztelt – referencia – kondenzátorok fóliájából (c). A felületekről készült felvételek az 6.10. ábrán láthatóak.



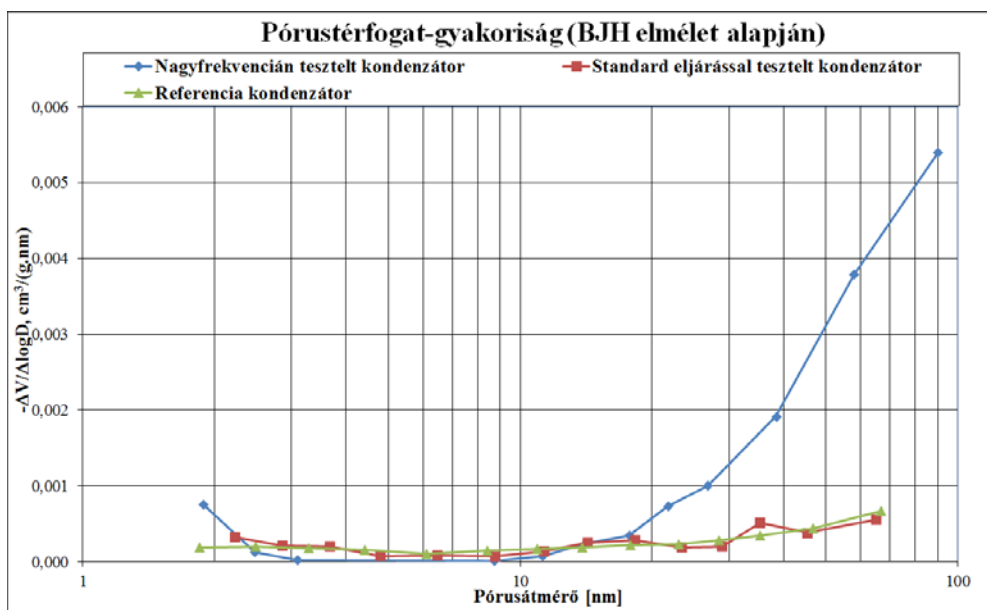
**6.10. ábra Anódfóliák felületéről készített elektronmikroszkópok felvételek. Bal felső a standard, jobb felső a 10 kHz-es teszten tesztel kondenzátor fóliáját, míg az alsó a referencia kondenzátor fóliáját mutatja**

A felvételeken ugyan láthatóak kisebb változások, ugyanakkor ezekből nem lehet egyértelmű következtetéseket levonni. Ezért egy másik vizsgálati eljárás, a

higanyporozimetria és nitrogéngáz adszorpció segítségével porozimetriás méréseket végeztem, Carlo Erba poroziméterrel. A kísérletek alatt számos minta-előkészítési metódus kipróbálásra került (különböző hosszúságú, idejű melegítés és vákuumkezelés, forralás, stb.). A legoptimálisabbnak a 125 °C-on 8 órás vákuumkezelés bizonyult. Ez megfelelő hosszúságú és kellően magas hőmérsékletű, ahhoz, hogy a szennyezőanyagok elpárologjanak a felületről, illetve a felületi oxidréteg nem roncsolódik.

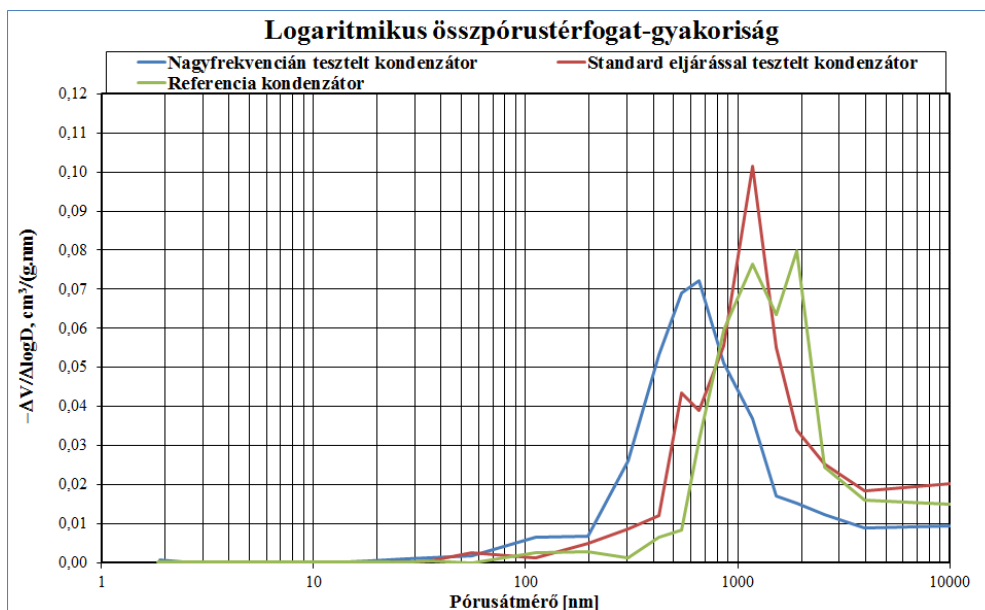
A mérések során a teljes fajlagos felületet, valamint a pórusméret eloszlást vizsgáltuk. Ezek a vizsgálatok már jelentősebb változásokra engedtek következtetni az anód fólia felületével és tulajdonságaival kapcsolatban, mint az elektronmikroszkópi mérések.

A logaritmikus pórustérfogat-gyakoriság görbéken (az 1-100 nm-es tartományt vizsgálva) – 6.11-es ábra - jól látható, hogy a 3-10 nm átmérőjű pórusok szinte teljesen eltűntek, míg 20-100 nm átmérőjű pórusok száma jelentősen megnövekedett a nagyfrekvenciás terheléseknek kitett kondenzátorok anódfóliájánál.



**6.11. ábra Pórustérfogat gyakoriság a 1-100nm-es tartományban**

A logaritmikus pórustérfogat gyakoriság görbék esetében is (a 10-10000 nm-es tartományt vizsgálva) jelentős változások figyelhetők meg. Látható, hogy a nagy frekvenciás terhelésnek kitett kondenzátorok esetében a pórustérfogat-gyakoriság görbe maximuma eltolódott az 1000-2000 nm-es tartományból a 600-700 nm-es tartományba. Ez látható a 6.12-es ábrán.



**6.12. ábra Logaritmusos összpórusátméret-eloszlás a 1-10000nm-es tartományban**

Összességben elmondható, hogy a nagy frekvenciás négyzetáram terhelésnek kitett kondenzátorok anódfóliájának pórusátmérei lecsökkentek.

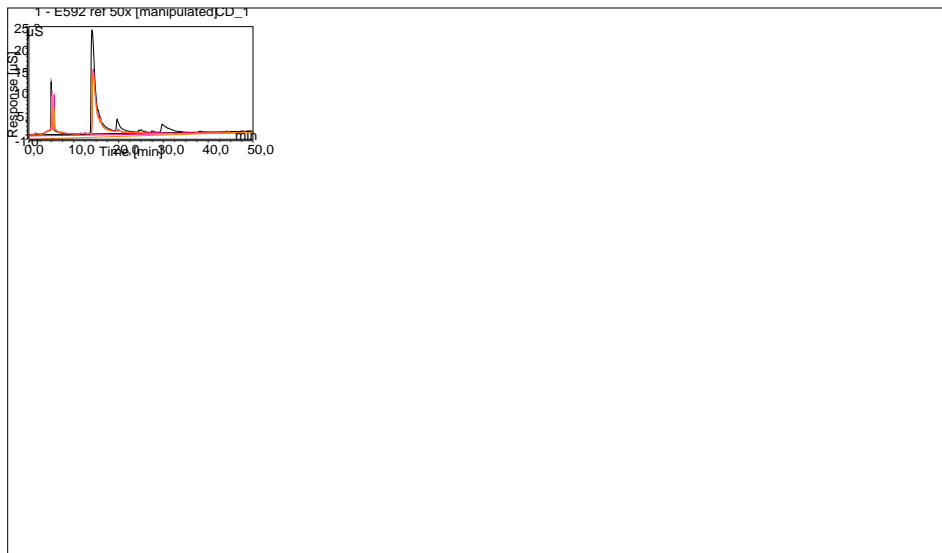
A mérési eredmények kiértékelése során felmerül az elektrolit mennyiségének csökkenése és változása is. Ezért meg lett vizsgálva a referencia, a standard és a nagyfrekvencián tesztelt kondenzátor elektrolitjának víztartalma, vezetőképessége és ionkromatográfus mérésével az összetétele. Az elektrolit víztartalma és vezetőképessége a 6.5-ös táblázatban látható.

**6.5. táblázat Használt elektrolit mért paraméterei**

Mérés	50 Hz	10 kHz	Ref.
Víztartalom	9,66 %	9,71 %	10,5 %
Vezetőképesség	1635 uS/cm	1783 uS/cm	2150 uS/cm

Látható, hogy a tesztelt kondenzátorok vezetőképessége lecsökkent, amely szinkronban van az ESR mérés eredményével, ugyanis vezetőképesség csökkenés ESR növekedést okoz.

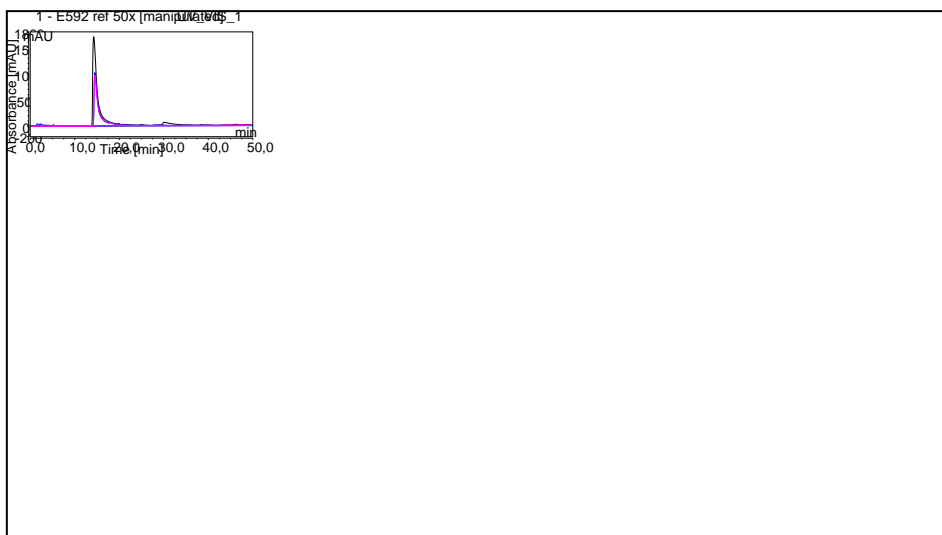
Az anion ionkromatográf mérés során ioncserélt vízzel 50x hígított oldat lett megvizsgálva Dionex ICS 5000 műszerrel. Az elektrolitokról készült görbék a 6.13-es ábrán láthatóak. A referencia elektrolit fekete, az 50 Hz-en tesztelt kondenzátor elektrolitja narancs, míg a chopper áramkörrel tesztelt kondenzátor elektrolitja rózsaszínnel színnel látható a lenti ábrán.



**6.13. ábra Ionkromatográfus mérés jelleggörbéi**

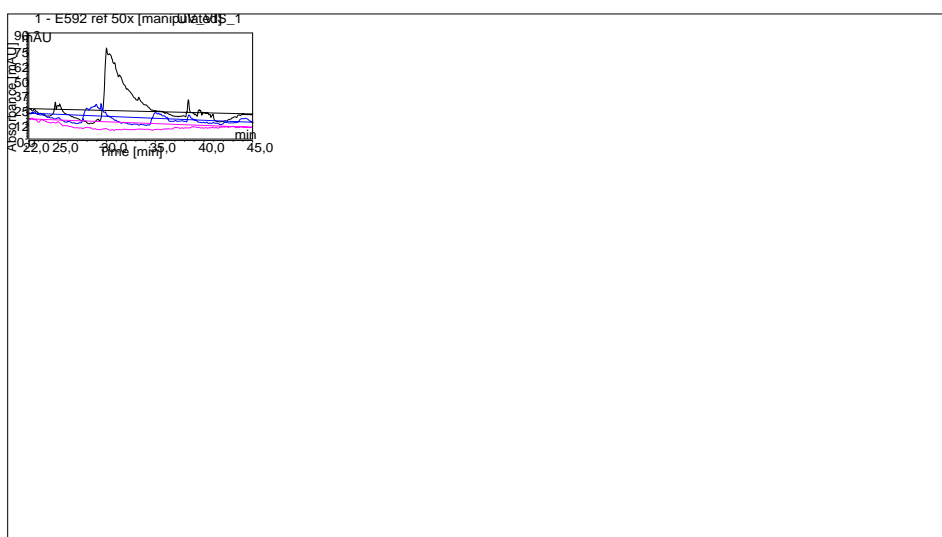
Megfigyelhető, hogy a felületi inhibitor (csúcsa 5 percnél látható) mennyisége kis mértékben csökkent mind a két teszt alatt. 6. percnél új csúcs keletkezett, amely egy oldószer – amely általában Etilén glikol - degradációs termikus terméke. Ennek nagy mennyisége kivezető szalag korrózióhoz vezethet. A korróziós jelenséghez kapcsolódó kutatások jelenleg is folynak. 15 percnél a vezető só csúcsa látható, amely befolyásolja az elektrolit vezetőképességét. Csökkenése az ESR érték növekedéséhez vezet. Hasonló eredmény figyelhető meg a 6.5 táblázatban mért értékek esetében is. 20, 25, 27,5 perces csúcsok dikarbonsav csúcsok, amelyek a vezetőképességet és az elektrolit formálóképességet (oxidréteg képző képesség) befolyásolják. 30 percnél a gázmegkötő anyag csúcsa látható, amely teljesen eltűnt. Ennek értelmében a kondenzátor további használata során a korábbinál is nagyobb mennyiségű gáz keletkezhet, amely felgyorsíthatja az öregedést.

UV detektor jele látható a 6.14-es ábrán. A vezető só és a gázmegkötő anyag a kromofór csoportok miatt ad jelet UV alatt. UV tartományban elnyelő anyag nem keletkezik a tesztek alatt.



**6.14. ábra Ionkromatográf UV jele**

A 6.15-ös ábrán, amely a 6.14-es ábra kinagyított része, látható, hogy nagyon kis mennyiségben kimutatható különbség van az elektrolitok degradációja között. A csúcsok alakja és mérete azonban nem alkalmas mennyiségi és minőségi analízisre ezen mérések alapján.



**6.15. ábra Ionkromatográf UV jelének 22-45 perces jele**

Az alapanyagok vizsgálatán kívül élettartam kalkulációkat is végeztem. Nagyon nehéz egy konkrét étréssel definiálni a degradáció fokát, ugyanis nem csak az alkalmazott hőmérséklet, feszültség és áramterhelés határozza meg a tényleges élettartamot, hanem az alkalmazott alapanyagok és konstrukció is. Egy nagyon egyszerű példa erre az anód formálási feszültsége. Ha ez a feszültség szint közel van a névleges és csúcshőmérséklet értékéhez, több gáz fejlődik az üzemeltetés során (Magasabb szivárgó áram és ESR érték miatt), így több

elektrolit is párolog el. A konstrukciót egyetlen egy élettartam becslő képlet sem veszi figyelembe.

A legmegfelelőbb modell a Jiaghay [49] és NCC [48] által megalkotott egyenlet (6.1), amely figyelembe veszi a hőmérséklet, feszültség és áramterhelést.

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \cdot K_{AC,i} \left( 1 - \left( \frac{I_{AC}}{I_{AC,max}} \right)^2 \right)^{\frac{\Delta T_C}{10}} \cdot \left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} \quad (6.1)$$

A hőmérséklet és feszültségterhelés állandónak tekinthető a tesztelés alatt. A fenti képlet két eleme kiszámítható a (6.2), (6.3) és (6.4) egyenletekkel.

$$2^{\frac{T_R - T_A}{10}} = 2^{\frac{105 - 109}{10}} = 0,7578 \quad (6.2)$$

$$\left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} = \left( \frac{390}{400} \right)^{-5} = 1,1349 \quad (6.3)$$

$$\left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} = \left( \frac{399}{400} \right)^{-5} = 1,0159 \quad (6.4)$$

A (6.2) képlet a hőmérsékletfüggést illetve az ahhoz tartozó élettartam szorzótényezőt határozza meg. A 105 °C a maximálisan megengedett, míg a 109 °C az üzemei hőmérsékletet jelenti.

A (6.3) és (6.4) képlet a feszültséghez tartozó szorzótényezőket definiálja. A szabványos, 50 Hz-es teszt esetében a feszültség szint 390 V, ugyanis az 50 Hz-es szinuszos feszültség csúcsa, illetve az egyenfeszültségű komponens (mérések alapján 367 V) összege a 400 V. Ennek effektív értéke a fenti 390 V. A 10 kHz-es teszteknel a váltakozó feszültség jóval kisebb, mert a terhelőáram az adott frekvenciájú ESR tagból számolható. A kalkulációhoz használható ellenállás értékek a 6.4-es táblázatban vannak feltüntetve. A két szorzótényező és a kondenzátor adatlapján definiált értékből kiszámítható az a tag, amelyet változatlanul használhatunk az élettartam kalkulációhoz.

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \cdot \left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} = 3000 \cdot 0,7578 \cdot 1,1349 = 2580 \quad (6.5)$$

$$L = L_0 \cdot 2^{\frac{T_R - T_A}{10}} \cdot \left( \frac{U_A}{U_R} \right)^{-n} = 3000 \cdot 0,7578 \cdot 1,0125 = 2302 \quad (6.6)$$

A (6.5) képlet a szabványos tesztekhez tartozó élettartamot mutatja, amely 2580 óra lett. A (6.6) képlet az új tesztappal kiszámított élettartamot definiálja, amely 2302 óra.

$$K_{AC,i} \left( 1 - \left( \frac{I_{AC}}{I_{AC,max}} \right)^2 \right) \frac{\Delta T_C}{10} \quad (6.7)$$

A (6.7) képlettel definiált rész határozza meg a tényleges élettartamot, mert ennek értéke függ a terhelőáramtól. A fenti képlet az áramterhelés által okozott belső hőmérsékletemelkedést mutatja. Ennek egy ESR-re átalakított alakja látható a (6.8) képletben [48].

$$K_{AC,i} \frac{-\Delta T}{10} = K_{AC,i} \frac{(I^2 * ESR)}{(A * H)} \quad (6.8)$$

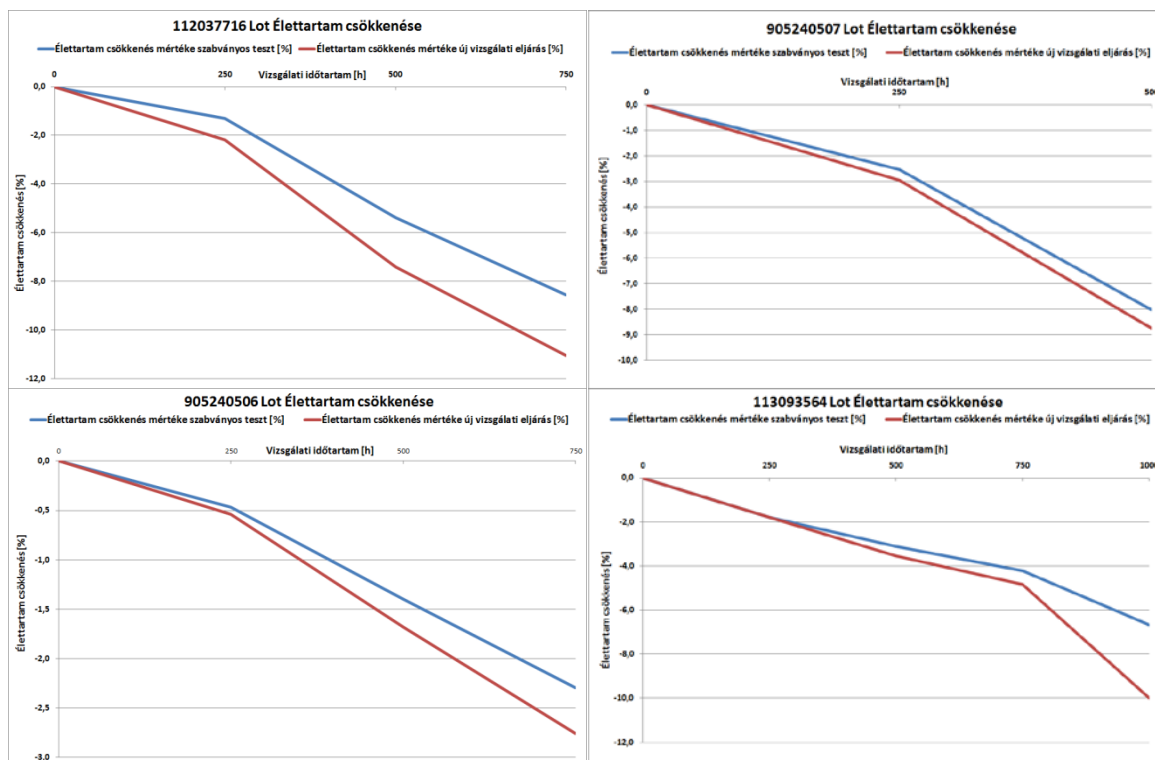
A (6.8) képlet elemei a következők:

- K: Váltakozó áramú terhelés gyorsító tényezője. Érték 2 vagy 4. 4, ha az áram meghaladja a maximálisan megengedett értéket.
- I: Váltakozó áram effektív értéke Amperben.
- ESR: Soros veszteségi ellenállás Ohmban.
- A: Kondenzátor felülete cm<sup>2</sup>-ben.
- H: Hősugárzási együttható, átlagos értéke 1,5 ~ 2,5 · 10<sup>-3</sup> W/cm<sup>2</sup> · °C.

A fenti képletben lévő össze érték adott az élettartam kalkuláció elvégzéséhez. A számításokat illetve a fenti elemek kalkulációi a 6.6 táblázatban találhatóak.

6.6. táblázat Élettartam kalkuláció eredménye

Teszt időtartam [h]	ESR Standard vizsgálat alatt [mΩ]	ESR 10 kHz-es vizsgálat alatt [mΩ]	A [cm <sup>2</sup> ]	H [W/cm <sup>2</sup> ·°C]	ΔT szabványos vizsgálat [°C]	ΔT (új vizsgálati módszernél [°C]	Élettartam módosító szorzótényező (szabványos)	Élettartam módosító szorzótényező (új módszer)	Élettartam szabványos vizsgálatkor [h]	Élettartam új vizsgálati módszerrel [h]	Élettartam csökkenés mértéke [%]	Élettartam csökkenés mértéke [%]
0	113	113	1,484	0,002	3,582	3,582	0,780	0,780	2013,081	1796,056	0,000	0,000
250	119	123	1,484	0,002	3,772	3,899	0,770	0,763	1986,717	1757,024	-1,310	-2,173
500	138	148	1,484	0,002	4,381	4,694	0,738	0,722	1904,651	1662,861	-5,386	-7,416
750	154	166	1,484	0,002	4,874	5,271	0,713	0,694	1840,677	1597,609	-8,564	-11,049
0	105	103	1,484	0,002	3,320	3,263	0,794	0,798	2049,949	1836,156	0,000	0,000
250	116	117	1,484	0,002	3,690	3,697	0,774	0,774	1998,011	1781,827	-2,534	-2,959
500	143	145	1,484	0,002	4,526	4,583	0,731	0,728	1885,498	1675,698	-8,022	-8,739
0	105	105	1,484	0,002	3,321	3,325	0,794	0,794	2049,814	1828,266	0,000	0,000
250	107	107	1,484	0,002	3,389	3,404	0,791	0,790	2040,243	1818,371	-0,467	-0,541
500	111	113	1,484	0,002	3,524	3,570	0,783	0,781	2021,147	1797,556	-1,398	-1,680
750	115	118	1,484	0,002	3,656	3,729	0,776	0,772	2002,758	1777,839	-2,296	-2,758
0	93	92	1,484	0,002	2,962	2,930	0,814	0,816	2101,481	1879,132	0,000	0,000
250	102	101	1,484	0,002	3,223	3,188	0,800	0,802	2063,777	1845,702	-1,794	-1,779
500	108	109	1,484	0,002	3,417	3,452	0,789	0,787	2036,213	1812,348	-3,106	-3,554
750	113	115	1,484	0,002	3,582	3,643	0,780	0,777	2013,081	1788,456	-4,207	-4,825
1000	125	140	1,484	0,002	3,958	4,448	0,760	0,735	1961,302	1691,344	-6,670	-9,993



**6.16. ábra Élettartam csökkenés mértéke**

A 6.16-os grafikonok a táblázatban kiszámított élettartam csökkenéseket mutatják. Látható, hogy az új vizsgálati módszerrel tesztelt kondenzátorok gyorsabban öregedtek, mint a szabványos tesztmetódussal tesztelt kondenzátorok. Az új nagyfrekvenciás áram igénybevétel hatására az alumínium elektrolit kondenzátorok öregedése felgyorsult. Ennek mértéke 0,5 % – 3,3 % közt van. A változások nagysága a konstrukciótól függ. Ennek további analizálása és vizsgálata egy újabb kihívás a kondenzátort gyártó és fejlesztő cégek és kutatók számára.

#### **4. Tézispont [P-14]**

*A kialakításra került újszerű tesztpad segítségével 10 kHz-es, négyszög alakú áramterheléses tesztekert hajtottam végre különböző kondenzátor szériák gyorsított öregítésére. Ezzel párhuzamosan, a validációs szabványok által előírt 50 Hz-es váltakozó áramú tesztekert is futtattam összehasonlítás képpen. A tesztelés után a mérési eredmények kiértékelése alapján a következő megállapítások tehetők:*

- 4.1 Az alkalmazott nagyfrekvenciás (10 kHz) négyszögű terhelőáram hatására a kondenzátor soros veszteségi ellenállás (ESR) értéke növekedett, a kapacitásértéke csökkent maga után vonva a kondenzátor gyorsabb öregedését.*
- 4.2 Másodlagos effektusként megállapítható, hogy a kondenzátor kiszáradása felgyorsul, amit a kondenzátor tömegének csökkenése is igazol. Ez azzal magyarázható, hogy az elektrolit elhasználdik az anódfólia oxidrétegének képződésére, mely jelenséget a maradékáram értékek csökkenése is megerősít.*
- 4.3 A fólia, illetve az oxidréteg vizsgálata alapján kijelenthető, hogy a négyszögáramú üzemeltetés olyan elektrokémiai folyamatokat indít el, mely során megváltozik az anód fólia gyártásakor kialakított pórusátmérő eloszlás. Porozimetriás mérések alapján megállapítható, hogy csökken a pórusok átmérője, ami az oxidréteg képződéssel magyarázható és alátámasztja a 4.1-es és a 4.2-es altézisek megállapításait.*

## Hivatkozások

- [1] Global Energy Assessment: „Toward a Sustainable Future”, 2012 (<http://www.iiasa.ac.at/web/home/research/Flagship-Projects/Global-Energy-Assessment/GEA-Summary-web.pdf>)
- [2] D. Fodor, R. Marschalkó: „Korszerű teljesítményelektronika”, Pannon Egyetem, 2014 ([http://moodle.autolab.uni-pannon.hu/Mecha\\_tananyag/korszeru\\_teljesitmeny\\_elektronika/index.html](http://moodle.autolab.uni-pannon.hu/Mecha_tananyag/korszeru_teljesitmeny_elektronika/index.html))
- [3] M. H. Rashid: „Power Electronics Handbook Devices, Circuits and Applications”, Elsevier, Third edition, 2011
- [4] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinosa, P. Lezana: „PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art” IEEE Transaction of Industrial Electronics, Volume 52, Issue 1, pp. 5-22, 2005
- [5] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, D. P. Kothari: „A Review of Single-Phase Improved Power Quality AC–DC Converters”, IEEE Transaction on Industrial Electronics, Volume 50, Issue 5, pp. 962-981, 2003
- [6] O. Stihl, B. Ooi: „A single-Phase Controlled-Current PWM Rectifier”, IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 3, Issue 4, pp. 453-459, 1988
- [7] R. Wang, F. Wang, D. Boroyevich, R. Burgos, R. Lai, P. Ning K. Rajashekara: „A High Power Density Single-Phase PWM Rectifier With Active Ripple Energy Storage” IEEE Transaction on Power Electronics, Volume 26, Issue 5, pp. 1430-1443, 2011
- [8] E. Csatlós, R. Marschalkó: „Torzított feszültséggel táplált egyfázisú ISZM egyenirányító”, Műszaki szemle, 5. Évfolyam, 20. szám, pp. 15-22, 2002
- [9] R. Paku, C. Popa, M. Bojan, R. Marschalkó: „Appropriate Control Methods for PWM AC-to-DC Conversion Applied in Active Line-Conditioning”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC Conference Proceedings pp. 573-579, Portoroz, Slovenia, 2006
- [10] R. Paku, R. Marschalkó: „Operating Space of a Bidirectional PWM AC-to-DC Converter Applied in Active Line-Conditioning” IEEE International Conference on Automation, Quality and Testing, Robotics, AQTR Conference Proceedings pp. 489-494, Cluj-Napoca, Romania, 2008
- [11] R. Paku, P. Balogh, M. Bojan, R. Marschalkó: „Investigation of a new Matlab/Simulink/Sim-Power-Systems toolbox for a PWM AC-to-DC converter applied in active line conditioning” IEEE International Conference on Automation, Quality and

- Testing, Robotics, Proc. AQTR Conference Proceedings pp. 1-6, Cluj-Napoca, Romania, 2010
- [12] R. Marschalko, E. Csatlós: „PWM AC-to-DC Converter Performances Improvement with the Help of Hysteresis Control” *Acta Electrotechnica*, Volume 45, Issue 5, pp. 561-567, 2004
- [13] R. Paku, M. Bojan, P. Teodosescu, R. Marschalko: „Performances of PWM AC-to-DC converters provided with active line conditioning control strategy unde non-sinusoidal mains voltage conditions” *Acta Electrotechnica*, Volume 54, Issue 3-4, pp. 230-237, 2013
- [14] R. Paku, R. Marschalko: „Matlab/Simulink/Sim-Power-System modell for a PWM AC-to-DC converter with line conditioning capabilities” *Acta Electrotechnica*, Volume 51, Issue 2, pp. 2152-159, 2010
- [15] T. Shimizu, Y. Jin, G. Kimura: „DC Ripple Current Reduction on a Single-Phase PWM Voltage-Source Rectifier” *IEEE Transaction on Industriay Applications* Volume 36, Issue 5, pp 1419-1429, 2000
- [16] R. Redl, L. Balogh: „RMS, DC, Peak, and Harmonic Currents in High-Frequency Power-Factor Correctors with Capacitive Energy Storage” *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '92. Conference Proceedings* pp. 533-540, Boston, 1992
- [17] M. Shoyama, T. Kurachi and T. Ninomiya: „Ripple current analysis of an electrolytic capacitor in power factor correctors”, *Electronics and Communications in Japan*, Volume 79, Issue 4, pp. 93-101, 1996
- [18] T. Kurachi, M. Shoyama, T. Ninomiya: „Analysis of Ripple Current of an Electrolytic Capacitor in Power Factor Controller” *Proceedings of International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, 1995,
- [19] D. Kübrich, M. Schmid, T. Dürbaum: „A fast calculation tool for the design of PFC converters – Method and application”, *Industrial Conference of IEEE Electronics Society on IECON*, 2005
- [20] A. Braham, A. Lahyani, P. Venet, N. Rejeb: „Recent Developments in Fault Detection and Power Loss Estimation of Electrolytic Capacitors”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Volume 25, Issue 1, pp. 33-43, 2010
- [21] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.-M. Retif, C. Rosset: „A Real-Time Predictive-Maintenance System of Aluminum Electrolytic Capacitors Used in Uninterrupted

- Power Supplies”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 46, Issue 4, pp. 1644-1652, 2010
- [22] R.Marschalko: „Convertoare de CS/CC cu modulare in durită a impulsurilor”, 1997
- [23] J. W. Kolar, T. M. Wolbank, M. Schrod: „Analytical Calculation of the RMS Current Stress on the DC Link Capacitor of Voltage DC Link PWM Converter Systems”, Ninth International Conference on (Conf. Publ. No. 468) Electrical Machines and Drives, 1999
- [24] J. W. Kolar, S. D. Round: „Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems” IEE Proceedings - Electric Power Applications, Volume: 153, Issue: 4, pp. 535-543, 2006
- [25] J. W. Kolar, H. Ertl, F. C. Zach: „A Comprehensive Design Approach for a Three-phase High-Frequency Single-Switch Discontinuous-Mode Boost Power Factor Corrector Based on Analytically Derived Normalized Converter Component Ratings”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 31, Issue 3, pp. 569-582, 1995
- [26] Sam G. Parler, Jr: „Selecting and Applying Aluminum Electrolytic Capacitors for Inverter Applications”, Cornell Dubilier
- [27] F. Renken: „Analytic Calculation of the DC-Link Capacitor Current for Pulsed Three-Phase Inverters”, IEE Proceedings - Electric Power Applications, Volume 153, Issue: 4, pp. 535–543, 2006
- [28] P. A. Dahono, Y. Sato, T. Kataoka: „Analysis and Minimization of Ripple Components of Input Current and Voltage of PWM Inverters”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 32, Issue 4, pp. 945-950, 1996
- [29] C.H. Lee, G-M Lee, K-D Lee: “DC-Bus Voltage Control of Three-Phase AC/DC PWM Converters Using Feedback Linearization”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 36, Issue 3, pp. 826-833, 2000
- [30] M. N. Anwar, M, Teimor: „An Analytical Method for Selecting Dc-Link-Capacitor of a Voltage Stiff Inverter”, 37th IAS Annual Meeting. Conference Record of the Industry Applications Conference, 2002
- [31] T. D. Nguyen, N. Patin, G. Friedrich: „Extended Double Carrier PWM Strategy Dedicated to RMS Current Reduction in DC Link Capacitors of Three-Phase Inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 29, Issue 1, pp. 396-406, 2014
- [32] S. Haghbin, T. Thiringer: „Impact of Line Current Harmonics on the DC Bus Quality of a Three-Phase PWM Inverter”, International Journal of Electrical Energy, Volume 2, Issue 3, pp. 184-188 September 2014

- [33] D. Rendusara, E. Cengelci, P. Enjeti, D. C. Lee: „An Evaluation of the DC-Link Capacitor Heating in Adjustable Speed Drive Systems with Different Utility Interface Options”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, 1999
- [34] B. Gu, K. Nam: „A DC Link Capacitor Minimization Method through Direct Capacitor Current Control”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 42, Issue 2, pp. 811-817, 2006
- [35] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins: „Power Electronics: Converters, Applications and Design”, Second Edition, John Wiley & Sons. Inc. 1989
- [36] S. Xu, C. Chen, S. Xu: „Random PWM Technique Based Induction Motor Phase Current Reconstruction from DC-link Current of Inverters”, 5th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2010
- [37] F. D. Kieferndorf, M. Förster, T. A. Lipo: „Reduction of DC Bus Capacitor Ripple Current with PAM/PWM Converter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 40, Issue 2, pp. 607-614, 2004
- [38] D. C. Lee, K. J. Lee, J. K. Seok, J. W. Choi: „Online capacitance estimation of DC-link electrolytic capacitors for three-phase AC/DC/AC PWM converters using recursive least squares method”, IEE Proceedings of Electric Power Applications, Volume 152, Issue 6, pp. 1503-1508, 2005
- [39] Y. Park D. Lee J. Seok: „Spectral Analysis of DC Link Ripple Currents in Three-Phase AC/DC/AC PWM Converters Feeding AC Machines”, 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2001
- [40] Massachusetts Institute of Technology, Course Notes, Chapter 5: Capacitance and Dielectrics (<http://web.mit.edu/viz/EM/visualizations/coursenotes/modules/guide05.pdf>)
- [41] Budo Á.: Kísérleti fizika II. kötet: Elektromosság- és mágnesség- tan, Tankönyvkiadó, Budapest 1968
- [42] Panasonic: Technical Guide of Aluminium Electrolytic Capacitors, 2013
- [43] TDK Epcos: Data book of Aluminium Electrolytic Capacitors, 2013
- [44] H. P. Kneynsberg, C. A. Verbraak, M.J. Ten Bouwhuijs: „The Influence of Inhomogeneous Rolling on the Capacity of Aluminium Anode Foil Material” Materials Science and Engineering, Volume 72, Issue 1, pp. 171-176, 1985
- [45] N. Takata, K. Ikeda, F. Yoshida, H. Nakashima and H. Abe: „Influence of Purity on the Formation of Cube Texture in Aluminum Foils for Electrolytic Capacitors”, Materials Transactions, Volume 45, Issue 5, pp. 1687-1692, 2004

- [46] D. Park and H. Kim: „Electrochemical Etching of Aluminum through Porous Alumina”, Analytical Sciences, Volume 17, Issue 1, pp. a73-a76, 2001
- [47] H. C. Chen, B. L. Ou: „Effects of trace lead on the etching of aluminium foils for high voltage electrolytic capacitors”, Journal of material science: Materials in electronics, Vol:15, pp. 819-823, 2004
- [48] Nippon Chemi.Con: Judicious Use of Aluminum Electrolytic Capacitors,
- [49] A. Albertsen: „Electrolytic Capacitor Lifetime Estimation”, JIANGHAI EUROPE GmbH, 2010
- [50] Nichicon: „General Descriptions of Aluminum Electrolytic Capacitors”,
- [51] Vishay: „Aluminum Capacitors”, 2014
- [52] K.H.Thiesburger: „Der Elektrolyt-Kondensator”, Frako Kondensatoren – und Apparatebau GmbH, 1965
- [53] Vishay: „Aluminum Capacitors in Power Supplies”
- [54] S. Siami, C. Joubert, C. Glaize: „High Frequency Model for Power Electronics Capacitors”, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume 16, Issue 2, pp. 157-166, 2001
- [55] M. L. Gasperi: „A Method for Predicting the Expected Life of Bus Capacitors”, IEEE Industry Applications Conference, IAS Conference Proceedings pp.1042-1047, New Orleans, 1997
- [56] F. G. Hayate: „The Equivalent Series Resistance in Electrolytic Capacitors”, Electrocomponent Science and Technology, Volume 2, Issue 1, pp.67-72, 1975
- [57] S. G. Parlet: " Improved Spice Models of Aluminum Electrolytic Capacitors for Inverter Applications”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 39, Issue 4, pp 929-935, 2003
- [58] Cornell Dubilier: Aluminum Electrolytic Capacitor Application Guide
- [59] J. Both: „Leakage Current Properties of Modern Electrolytic Capacitors”, BC Components, 2001
- [60] F. Perisse, P. Venet, G. Rojat, M. Rétif: „Simple Model of an electrolytic capacitor taking into account the temperature and aging”, Electrical Engineering, Volume 88, Issue 2, pp. 89-95, 2006
- [61] F. Perisse, P. Venet, G. Rojat, M. Rétif: „Study of an Electrolytic Capacitor Model as a Function of Temperature”, EPE Journal, Conference Proceedings, Vol. 16 Issue: 2, pp. 16-22, 2006

- [62] K. Abdennadher, P. Venet, G. Rojat, J.-M. Retif, C. Rosset: Online Monitoring Methode and Electrical Parameter Ageing Laws of Aluminium Electrolytic Capacitor used in UPS, 13th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE Conference Proceedings pp. 1-9, Barcelona, 2009
- [63] A. H. Wijenayake, D. H. Braun, M. L. Gasperi, T. P. Gilmore, D. C. Pixler: „Modeling and Analysis of DC Link Bus Capacitor and Inductor Heating Effect on AC Drives (Part I)”, IEEE Industry Applications Conference, IEEE Industry Applications Conference, IAS Conference Proceedings pp.1052-1057, New Orleans, 1997
- [64] E. C. Aeloiza, J. H. Kim, P. N. Enjeti, P. Ruminot: „A Real Time Method to Estimate Electrolytic Capacitor Condition in PWM Adjustable Speed Drives and Uninterruptible Power Supplies” IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC Conference Proceedings pp. 2867-2872, Recife, 2005
- [65] F. D. Kieferndorf, M. Forester, T. A. Lipo: „Reduction of DC-bus capacitor ripple current with PAM/PWM converter”, IEEE Transactions on Industry Applications, Volume 40, Issue 2, pp. 607-614, 2004
- [66] IEC 60384-1: „Fixed capacitors for use in electronic equipment - Part 1: Generic specification”, 2008
- [67] IEC 60384-4: „Fixed capacitors for use in electronic equipment – Part 4: Sectional specification – Aluminium electrolytic capacitors with solid (MnO<sub>2</sub>) and non-solid electrolyte”, 2007
- [68] IEC 60384-4-1: „Fixed capacitors for use in electronic equipment – Part 4-1: Blank detail specification. Fixed Aluminium electrolytic capacitors with non-solid electrolyte”, 2007
- [69] Automotive Electronics Council: AEC-Q200 Rev D: Stress Test Qualification for Passive Components, 2010
- [70] D. Fodor, O. Klug, I. Bálint, A. Horváth, A. Ríz: „Electrolyte Measurements Automation for Capacitor Research and Development”, 12th International Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2006
- [71] A. Ríz, D. Fodor, O. Klug, Z. Karaffy: „Inner gas pressure measurement based life-span estimation of electrolytic capacitors”, 13th Power Electronics and Motion Control Conference, EPE-PEMC 2008
- [72] L. Kovács: “Speciális mérési folyamatok automatizálása LabVIEW-s alapokon alumínium elektrolit kondenzátorok fejlesztéséhez”, Szakdolgozat, Veszprémi egyetem Műszaki Informatikai Kar, Automatizálás tanszék, 2005

- [73] L.Kovács: „Alumínium elektrolit kondenzátorok paramétereinek optimalizálását segítő LabVIEW-s szoftver fejlesztése”, Diplomadolgozat, Veszprémi egyetem Műszaki Informatikai Kar, Automatizálás tanszék, 2010

## Publikációs jegyzék

### Megjelent közlemények

- [P-1] L. Kovacs and D. Fodor: „Estimation of the maximum applicable voltage level of aluminium electrolytic capacitors by automated spark detection measurement”, Hungarian Journal of Industrial Chemistry, Volume 39, Issue 1, pp. 73-78, 2011
- [P-2] L. Kovacs, L. Gal and D. Fodor: „Influence of can flatness on heat dissipation of aluminum electrolytic capacitor”, Hungarian Journal of Industry and Chemistry Volume 41, Issue 1, pp. 41-46, 2013.
- [P-3] L. Kovacs, D. Fodor, O. Klug and K. Enisz: „Measurement automation system for aluminium electrolytic capacitor development”, IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Volume 16, Issue 3, pp. 38-43, 2013.
- [P-4] K Enisz, D. Fodor, I. Szalay and L. Kovacs, „Reconfigurable real-time hardware-in-the-loop environment for automotive electronic control unit testing and verification”, IEEE Instrumentation & Measurement Magazine, Volume 17, Issue 4, pp. 31-36, 2014.

### Előadások teljes szövegű megjelenéssel

- [P-5] D. Fodor, L. Kovács: „Aluminium Electrolytic Capacitor Research and Development Time Optimisation Based on a Measurement Automation System”, Factory Automation conference, pp. 77-83, Kecskemét, 2010
- [P-6] D. Fodor, R. Marschalko, L. Kovács: „Analyzing the Influence of DC-Link Capacitor Aging on the PWM Converters Operation”, 17<sup>th</sup> International Conference on Electrical Drives and Power Electronics, Proc. EDPE Conference Proceedings pp. 200-205, The High Tatras, Slovakia, 2011
- [P-7] L. Kovacs, O. Klug, D. Fodor: „Accelerating aluminium electrolyte capacitor research and development via measurement automation system”, Factory automation conference, pp. 70-77, Veszprém, 2012
- [P-8] L. Kovács, Cs. Kádi: “Aluminium Electrolytic Capacitor Production Planning by Preactor APS”, Factory automation conference, pp. 156-160, Veszprém, 2012
- [P-9] L. Kovács, D. Fodor, R. Marschalko: „Power Converter Based Test Bench Design for Aluminum Electrolytic Capacitor Development”, IEEE 4th International Youth Conference on Energy (IYCE), Siófok, 2013
- [P-10] R. Marschalko, D. Fodor, L. Kovács: „Cooperation in the danube region for improvement of energy storage elements in the low and medium power processors”,

Resources of Danubian Region: the Possibility of Cooperation and Utilization, pp. 233-245, Humboldt-Kollegen, Belgrad, 2013

- [P-11] L. Kovacs, L. Gal and D. Fodor: „Influence of Aluminum can flatness on heat dissipation of Aluminum electrolytic capacitor”, Factory Automation conference, pp. 63-68, Veszprém, 2013
- [P-12] L. Kovacs and D. Fodor: „New Flatness Measurement Method of Aluminum Electrolytic Capacitor Can for heat stabilization to PWM Converter”, SPEEDAM 2018, pp. 1-7, Amalfi Coast – Italy. 2018
- [P-13] L. Kovács, G. Kohlrusz, K. Enisz and D. Fodor: „Aluminium electrolytic capacitor model for capacitor materials structure transformation analysis in PWM applications”, 18<sup>th</sup> IEEE International Conference on Power Electronics and Motion Control conference, IEEE-PEMC 2018, pp. 1-6, Budapest, 2018
- [P-14] L. Kovacs, D. Fodor, R. Marschalko, K. Enisz, G. Kohlrusz: „Degradation analysis of DC-link aluminium electrolytic capacitors”, 18<sup>th</sup> IEEE International Conference on Power Electronics and Motion Control conference, IEEE-PEMC 2018, pp. 1-5, Budapest, 2018

### **Előadások kivonatos megjelenéssel**

- [P-15] L. Kovács and D. Fodor: „Alumínium elektrolit kondenzátor maximális alkalmazási feszültségének becslése Spark-detektor méréssel”, Mobilitás és Környezet Konferencia, Veszprém, 2011.

### **Poszterek**

- [P-16] L. Kovács: „Behavior of Aluminum electrolytic capacitors in power electronic circuits”, European PhD School, Gaeta, Italy, 2013

# Mellékletek

