

Teljesítményelektronikai átalakítók harmonikusai és más jellemzői

Badacsonyi Ferenc

Óbudai Egyetem Kandó Kálmán Villamosmérnöki Kar, Automatika Intézet,
Bécsi út. 94-96., H-1034 Budapest, badacsonyi.ferenc@kvk.uni-obuda.hu

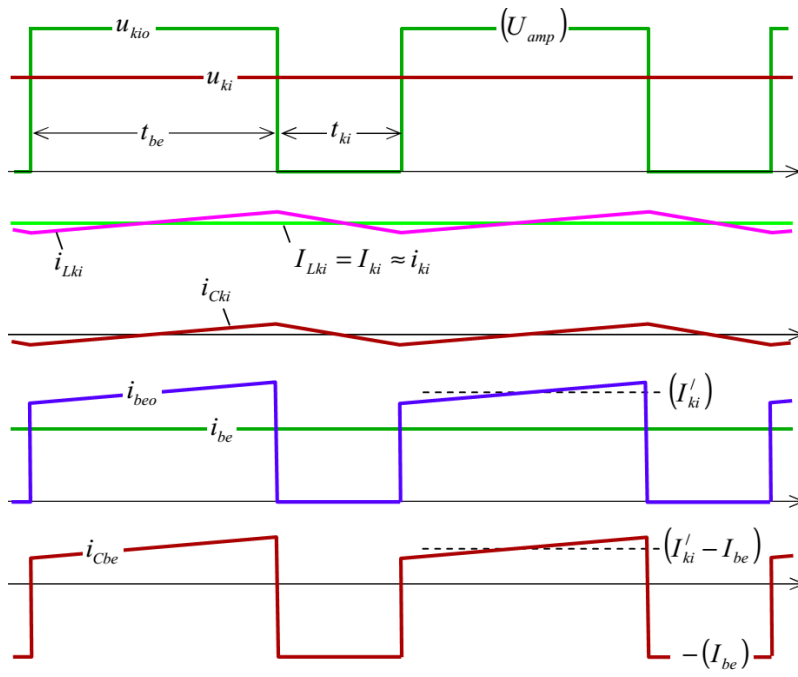
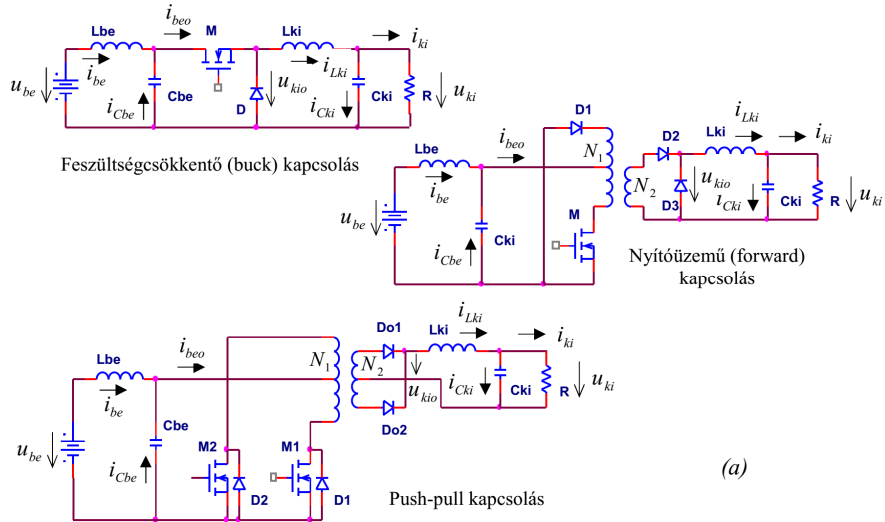
Tartalmi kivonat: A cikk többféle teljesítményelektronikai eszköz harmonikusainak és egyéb származtatott mennyiségeinek, illetve jellemzőinek meghatározásával foglalkozik. A vizsgálatok kiterjednek néhány jellemző szűrő körre is. Fontos kérdés a kondenzátor áramok jellemzőinek meghatározása, ami azok kiválasztásához is szükséges. A vizsgálatok a jelek matematikai analízisén és modellezéseken alapszanak.

Kulcsszavak: teljesítményelektronikai átalakítók; harmonikusok; szűrő rés; kondenzátor áram

1 Bevezetés

A feszültség csökkent (buck), nyitóüzem (forward), push-pull egyen-egyen átalakítók be- és kimeneti jellemzői jó közelítéssel egységesen tárgyalhatók [1, 3]. Működési jellemző a kimeneti feszültség hullámossága, illetve fontos kérdés a be- és kimeneti szűrő kapacitás áramának effektív értéke a kondenzátorok kiválasztáshoz [7]. Itt részben csak a harmonikus analízissel határozhatók meg a kimeneti jellemzők, vagy azzal is [2,5]. Diódás egyenirányításnál az alacsony frekvenciás harmonikusok miatt van jelentősége a pszofometrikus zajfeszültség meghatározásának, szintén harmonikus analízissel [4]. Fáziseltolódás, illetve szinuszos ISZM inverterek szűrő számítása is a harmonikus analízisen alapszik, illetve a kimeneti feszültség THD-jának meghatározása is. A DC-DC hídkapcsolások analízise nem igényel harmonikus analízist. Bipoláris (ellenüzem) és unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérlés mellett kerül vizsgálatra több üzemmód is, különös tekintettel a bemeneti szűrő kapacitás effektív áramára [1, 3]. A vizsgált üzemmódok az első síknegyedek, illetve a második síknegyed fékkörrel, leváló egyenoldali táplálás mellett. Mindössze utalás történik a többfázisú átlapolásos (interleaved) kapcsolások elnevezésére, melyet egy másik tanulmány részletesen taglal [6].

2 Feszültség csökkentő (buck), nyitóüzemű (forward), push-pull egyen-egyén átalakítók jellemzői



1. ábra

(a) Buck, forward, push-pull átalakító modellek és (b) időfüggvényeik

A be- és kimeneti LC sz réssel ellátott buck, forward, push-pull egyen-egyen átalakító modellek és id függvényeik ideális veszteségmentes esetben folytonos i_{Lki} -nél az 1. ábrán láthatók, ha elhanyagoljuk a mágneses áramot is [1, 3]. Az u_{kio} sz retlen kimeneti feszültség U_{amp} amplitúdója buck-nál az U_{be} , a forward és push-pull-nál a menetszám áttétel figyelembe vételével $(N_2/N_1) \cdot U_{be}$. Alkalmasságuk az i_{beo} sz retlen és i_{be} sz rt bemeneti áramok középértékei azonosak $I_{beo} = I_{be} \approx i_{be}$ és i_{be} jó közelítéssel megegyezik a középértékével. Hasonlóan a kimeneti oldalon is $I_{Lki} = I_{ki} \approx i_{ki}$. Az $I'_{Lki} = I'_{ki}$ a kimeneti sz r induktivitás vagy a kimenet áram középértékének primer oldalra redukált értéke (buck-nál nincsen redukálás). Az ábrázolt jelek T periódusideje buck-nál és a forward-nál megegyezik a kapcsolási idővel, de push-pull-nál annak fele. A $b=t_{be}/T$ bekapcsolási arányt az ábrázolt jelek periódusidejéhez mérjük. A forward-nál általában $b < 0.5$ a lemágnesezés miatt!

Az u_{kio} sz retlen kimeneti feszültség id függvényét szimmetrikusan felrajzolva (2a ábra), a harmonikus csúcserőértékek kiszámítására vonatkozó definíciós képlet kifejtése

$$\hat{U}_{kion} = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_{kio} \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{amp} \int_0^{b\pi} \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2}{\pi} U_{amp} \frac{\sin(nb\pi)}{n}, \quad (1)$$

ahol "n" a harmonikus rendszáma. Az u_{kion} harmonikusok relatív effektív értékének kifejezése

$$\frac{U_{kion}}{U_{amp}} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{|\sin(nb\pi)|}{n}, \quad (2)$$

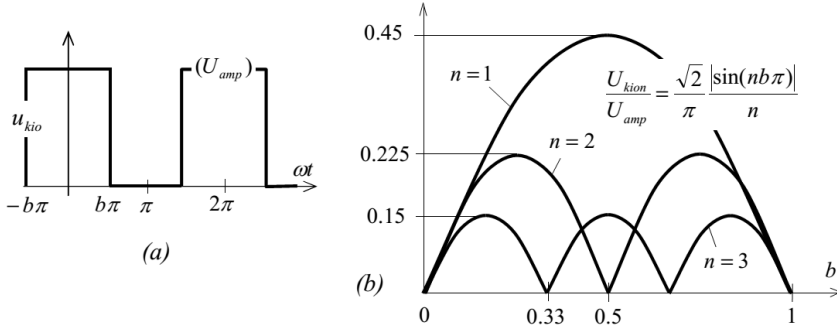
illetve ábrázolása az első három harmonikus vonatkozásában a 2b ábrán látható. A jel középértéke

$$U_{kio} = b \cdot U_{amp}. \quad (3)$$

A u_{kio} jel visszaírása a harmonikusokból

$$u_{kio} = b \cdot U_{amp} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{kion} \cdot \cos(n\omega t). \quad (4)$$

Egy C_{ki} kimeneti kapacitással rendelkező sz r áramkör jó közelítéssel üresjárásban vizsgálható, ha a kapacitás reaktanciája a vizsgált frekvenciákon sokkal kisebb, mint a terhelés impedanciája. A legnagyobb kimeneti feszültség ingadozás ott lép fel, ahol az u_{kio} sz retlen kimeneti feszültségnek az alapharmonikusa (a domináns harmonikus) a legnagyobb. Ez a vizsgált kapcsolásoknál $b=0.5$ bekapcsolási aránynál lép fel. A kimeneti feszültség ingadozást alapvetően az alapharmonikus határozza meg!



2. ábra

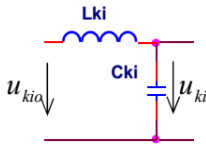
(a) Buck, forward, push-pull u_{kio} sz. retlen kimeneti feszültség időfüggvénye szimmetrikusan felrajzolva és a (b) harmonikusok U_{kion}/U_{be} relatív effektív értékének ábrázolása "b" függvényében

Az egyszeres $L_{ki}C_{ki}$ kimeneti sz. r. (3. ábra) komplex frekvenciaátviteli függvénye üresjárásban

$$Y_{ki} = \frac{1}{1 - \Omega^2}, \quad (5)$$

ahol

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_{ki}C_{ki}}}; \quad \Omega^2 = \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 = (2\pi f)^2 L_{ki}C_{ki}. \quad (6)$$



3. ábra

Egyszeres kimeneti
 $L_{ki}C_{ki}$ sz. r.

Az ω_o az $L_{ki}C_{ki}$ tag sajátrezgési körfrekvenciája, Ω a relatív körfrekvencia. Magasabb frekvenciákon a boode diagram -40dB/dek meredekséggel csökken, tehát tízszeres frekvencián a sz. r. százszoros.

A sz. r. kimeneti feszültség legnagyobb alapharmonikus amplitúdója $b=0.5$ -nél (1)-b 1

$$\hat{U}_{kio1\max} = \frac{2}{\pi} U_{amp} \frac{\sin(0.5\pi)}{1} = \frac{2}{\pi} U_{amp}, \quad (7)$$

illetve az alapharmonikus komplex frekvenciaátviteli függvény ugyanitt

$$\bar{Y}(j\omega_1) = \frac{1}{1 - \Omega_1^2}, \quad (8)$$

ahol $\Omega_1^2 = (2\pi f_1)^2 \cdot L_{ki}C_{ki}$, f_1 az alapharmonikus frekvencia, amely buck- és a forward-nál a kapcsolási, push-pull-nál a kétszerese. A sz. r. kimeneti feszültség legnagyobb alapharmonikus amplitúdója tehát

$$\hat{U}_{ki1\max} = Y(\omega_1) \cdot \hat{U}_{kio1\max} = \left| \frac{1}{1 - \Omega_1^2} \right| \cdot \frac{2}{\pi} U_{amp}. \quad (9)$$

Figyelembe véve, hogy az f_1 alapharmonikus frekvencia általában sokkal nagyobb, mint a kimeneti sz r törési frekvenciája, azaz $1 \ll \Omega_1$,

$$\hat{U}_{ki1\max} \approx \frac{1}{\Omega_1^2} \cdot \frac{2}{\pi} U_{amp}. \quad (10)$$

A kimeneti feszültség legnagyobb ingadozása ennek kb. a duplája

$$2\hat{U}_{ki1\max} \approx \frac{1}{\Omega_1^2} \cdot \frac{4}{\pi} U_{amp}, \quad (11)$$

ami láthatóan -40dB/dek-al csökken a frekvencia függvényében.

A kimeneti feszültség hullámossága definíció szerint a kimeneti feszültség harmonikusok ered effektív értéke per a középérték, azaz

$$\gamma_u = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} U_{kin}^2}}{U_{ki}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} (Y_n \cdot U_{kion})^2}}{U_{ki}}, \quad (12)$$

ahol az U_{kin} , U_{kion} és Y_n az n-edik harmonikus frekvenciához tartozó sz r, sz retlen kimeneti feszültség összetev k effektív értéke, illetve kimeneti sz r frekvenciaátviteli függvény abszolút érték. Sok esetben már az els néhány "domináns" harmonikus, de akár csak az alapharmonikus figyelembe vétele is elég pontos eredményt ad, amely a következ

$$\gamma_{u1} = \frac{U_{ki1}}{U_{ki}} = \frac{Y_1 \cdot U_{kio1}}{U_{ki}}. \quad (13)$$

Az alapharmonikussal számolt hullámosság $1 \ll \Omega_1$ esetben

$$\gamma_{u1} \approx \frac{1}{\Omega_1^2} \cdot \frac{U_{kio1}}{U_{ki}} = \frac{1}{\Omega_1^2} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\pi} \frac{U_{amp}}{U_{ki}} \sin(b\pi) = \frac{\sqrt{2}}{\Omega_1^2} \cdot \frac{\sin(b\pi)}{b\pi}, \quad (14)$$

ami b növelésével egy es függvény. A b csökkenésével a szaggatott i_{Lki} tartományban már nem érvényes a fenti összefüggés.

Az 1. ábra görbealakjai szerinti analízis alapján a ΔU_{ki} kimeneti feszültség ingadozás

$$\Delta U_{ki} = \frac{\Delta I_{Lki}}{8 \cdot f_1 \cdot C_{ki}} = \frac{b(1-b) \cdot \pi^2 \cdot U_{amp}}{2 \cdot \Omega_1^2}, \quad (15)$$

amelynek maximuma b -szerint összhangban a harmonikus számítással szintén $b=0.5$ -nél van,

$$\Delta U_{ki\max} = \frac{\pi^2 \cdot U_{amp}}{8 \cdot \Omega_1^2} = \frac{U_{amp}}{32 \cdot f_1^2 \cdot C_{ki} L_{ki}}. \quad (16)$$

Az alapharmonikus (11) és a jelalakok szerinti (16) számítással kapott legnagyobb kimeneti feszültség ingadozások aránya

$$\frac{32}{\pi^3} \approx 1.032, \quad (17)$$

tehát a különbség elhanyagolható.

A görbealakokból számolható hullámosság, ha úgy tekintjük, hogy csak az alapharmonikus okozza azt

$$\gamma_u \approx \frac{\Delta U_{ki}}{2\sqrt{2} \cdot U_{ki}} = \frac{b \cdot (1-b) \cdot \pi^2 \cdot U_{amp}}{4\sqrt{2} \cdot \Omega_1^2 \cdot U_{ki}} = \frac{(1-b) \cdot \pi^2}{4\sqrt{2} \cdot \Omega_1^2}, \quad (18)$$

Az alapharmonikussal számolt hullámosság (14) és a görbealakok szerinti számítással kapott eredmény (18) aránya pl. $b=0.5$ -nél

$$\frac{32}{\pi^3} \approx 1.032 \quad (19)$$

szintén a (17)-nek megfelel kb. azonosságot ad.

A kimeneti sz r kondenzátor áramának I_{Cki} effektív értékét is jó közelítéssel az alapharmonikus összetevők határozzák meg. Ennek megfelelően (10) felhasználásával ennek legnagyobb értéke szintén $b=0.5$ -nél

$$I_{Cki \max} \approx I_{Cki1 \max} = \frac{\hat{U}_{ki1 \max}}{\sqrt{2}} 2\pi f_1 C_{ki} = \frac{U_{amp}}{\sqrt{2} \cdot \pi^2 f_1 \cdot L_{ki}}. \quad (20)$$

A görbealakok szerinti analízis alapján a ΔI_{Lki} kimeneti induktivitás áram ingadozás

$$\Delta I_{Lki} = \frac{U_{ki} \cdot t_{ki}}{L_{ki}} = \frac{b \cdot U_{amp} \cdot (1-b) \cdot T}{L_{ki}}. \quad (21)$$

A kimeneti sz r kondenzátor jó közelítéssel a kimeneti sz r induktivitás áramának váltakozó összetevőjét viszi

$$\Delta I_{Lki} \approx \Delta I_{Cki}. \quad (22)$$

A kimeneti sz r kondenzátor árama jó közelítéssel egy nulla középpértékű háromszög alakú jel, aminek effektív értéke az amplitúdó $\sqrt{3}$ -ada, tehát

$$I_{Cki} = \frac{\Delta I_{Cki}}{2\sqrt{3}} = \frac{b \cdot U_{amp} \cdot (1-b) \cdot T}{2\sqrt{3} \cdot L_{ki}}. \quad (23)$$

A kifejezés maximuma b -szerint, összhangban a harmonikus számítással szintén $b=0.5$ -nél

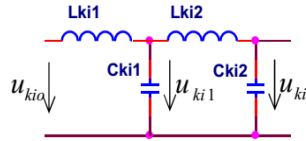
$$I_{C_{ki} \max} = \frac{\Delta I_{C_{ki} \max}}{2\sqrt{3}} = \frac{U_{amp}}{8\sqrt{3} \cdot f_1 \cdot L_{ki}} \quad (24)$$

Az alapharmonikus számítással (20) és a jelalakok szerinti számítással (24) kapott legnagyobb kimeneti sz r kondenzátor áram effektív értékek aránya

$$\frac{I_{C_{1 \max}}}{I_{C_{ki} \max}} = \frac{8\sqrt{3}}{\sqrt{2} \cdot \pi^2} = 0.9927408, \quad (25)$$

tehát a különbség itt is elhanyagolható.

A $2L_{ki}C_{ki}$ azaz kettős $L_{ki}C_{ki}$ kimeneti sz r vel (4. ábra) sokkal hatásosabb sz rés érhet el ugyanannyi induktivitás és kapacitás beépítésével, mint egyszeres $L_{ki}C_{ki}$ -vel. A hátránya viszont, hogy lengésre hajlamos, lassú beállású, statikus be- és kimeneti viszonyok között alkalmazható. A jellemzőit célszerűen harmonikus számítással határozhatjuk meg, amely az előzőek alapján elfogadható pontosságúnak tekinthető. A kimeneti sz r komplex frekvenciaátviteli függvénye üresjárásban



4. ábra

Kétszeres kimeneti $L_{ki}C_{ki}$

A kimeneti sz r komplex frekvenciaátviteli függvénye üresjárásban

$$\bar{Y}(j\omega) = \frac{1}{\Omega^4 - 3\Omega^2 + 1}, \quad (26)$$

ha $L_{ki}=L_{ki1}=L_{ki2}$ és $C_{ki}=C_{ki1}=C_{ki2}$. Az Ω értelmezése az előzőek szerint (lásd (6))! Magasabb frekvenciákon a boode diagram -80dB/dek meredekséggel csökken, tehát tízszeres frekvencián a sz rés tízezerszeres.

A sz rt kimeneti feszültség legnagyobb alapharmonikus amplitúdója $b=0.5$ -nél, ha $L \ll \Omega_1$

$$\hat{U}_{ki1 \max} = Y(\omega_1) \cdot \hat{U}_{kio1 \max} = \left| \frac{1}{\Omega_1^4 - 3\Omega_1^2 + 1} \right| \cdot \frac{2}{\pi} U_{amp} \approx \frac{1}{\Omega_1^4} \cdot \frac{2}{\pi} U_{amp}, \quad (27)$$

illetve az ezzel számolt hullámosság (13, 14)-nek megfelelően

$$\gamma_{u1} \approx \frac{1}{\Omega_1^4} \cdot \frac{U_{kio1}}{U_{ki}} = \frac{1}{\Omega_1^4} \cdot \frac{\sqrt{2} U_{amp}}{\pi U_{ki}} \sin(b\pi) = \frac{\sqrt{2}}{\Omega_1^4} \cdot \frac{\sin(b\pi)}{b\pi}. \quad (28)$$

Az $\hat{U}_{ki1 \max}$ -ok és ennek megfelelően a kimeneti feszültség hullámosságok aránya is $L_{ki}C_{ki}$ és $2L_{ki}C_{ki}$ sz r kkel kb. Ω_1^2 . A C_{ki2} kimeneti kapacitás áramának alapharmonikus effektív értéke $b=0.5$ -nél

$$I_{C_{ki2,1 \max}} = \frac{\hat{U}_{ki1 \max}}{\sqrt{2}} 2\pi f_1 C_{ki} = \frac{U_{amp}}{\sqrt{2} \cdot 4 \cdot \pi^4 \cdot f_1^3 \cdot L_{ki}^2 C_{ki}} \quad (29)$$

ami az egyszeres $L_{ki}C_{ki}$ sz r hasonló értékének Ω_1^2 -ede.

A C_{ki} kapacitás alapharmonikus feszültség kifejezései

$$\bar{U}_{C_{ki}}(j\omega) = \frac{1 - \Omega^2}{\Omega^4 - 3\Omega^2 + 1} \cdot \bar{U}_{kio}(j\omega) \Rightarrow \hat{U}_{C_{ki},1} = \left| \frac{1 - \Omega_1^2}{\Omega_1^4 - 3\Omega_1^2 + 1} \right| \cdot \hat{U}_{kio,1}. \quad (30)$$

Ennek legnagyobb értéke $I \ll \Omega_1$ frekvenciaviszonynál és $b=0.5$ -nél, behelyettesítve (7)-et

$$\hat{U}_{C_{ki},1,\max} \approx \frac{1}{\Omega_1^2} \cdot \frac{2}{\pi} U_{be}, \quad (31)$$

tehát az első $L_{ki}C_{ki}$ tagon a kapacitás feszültsége kb. ugyanaz, mint egyszeres $L_{ki}C_{ki}$ kimeneti sz r nél és ennek megfelel en az árama is az $X_{C_{ki}}$ -el való osztással

$$I_{C_{ki},1,\max} = \frac{\hat{U}_{C_{ki},1,\max}}{\sqrt{2}} = \frac{\hat{U}_{C_{ki},1,\max}}{\sqrt{2}} \cdot 2\pi f_1 C_{ki} = \frac{U_{amp}}{\sqrt{2} \cdot \pi^2 f_1 \cdot L_{ki}}. \quad (32)$$

Összefoglalva, $I \ll \Omega_1$ frekvenciaviszonynál a $2 L_{ki}C_{ki}$ sz r első tagját is gyakorlatilag terheletlen sz r ként tárgyalhatjuk!

Idealizált veszteségmentes buck, forward, push-pull kapcsolásokban folytonos és kis ingadozású $i_{L_{ki}}$ -nél (és elhanyagolható mágneses áramnál a szigetelt verzióknál) a tranzisztor árama jó közelítéssel négyzet alakúnak tekinthet (lásd 1. ábra). A bemeneti $L_{be}C_{be}$ sz r i_{be} árama ennek gyakorlatilag az egyenáramú, illetve az $i_{C_{be}}$ árama (felfelé irányban) a váltakozó összetevő t viszi. Ezen feltételekkel a C_{be} kapacitás áramának effektív érték négyzete jó közelítéssel az idő függvények alapján

$$I_{C_{be}}^2 = \frac{t_{be}(I'_{ki} - I_{be})^2 + t_{ki}I_{be}^2}{T} = b(1-b)I_{ki}'^2, \quad (33)$$

figyelembe véve, hogy folytonos $i_{L_{ki}}$ -nél és ideális kapcsolásnál

$$\frac{I_{be}}{I_{ki}'} = b. \quad (34)$$

Ezen kapcsolásoknál az $I_{C_{be}}$ effektív érték maximuma b -szerint szintén $b=0.5$ -nél

$$I_{C_{be},\max} = \frac{I_{ki}'}{2}. \quad (35)$$

Természetesen a terhelés jellegét l függ en az $I_{C_{be}}$ effektív értékének maximuma máshova esik és más érték. Pl. rezisztív terhelésnél

$$I_{ki}'^2 = \left(\frac{bU'_{amp}}{R'} \right)^2, \quad (36)$$

$$I_{Cbe}^2 = b(1-b)I_{ki}'^2 = b^3(1-b)\left(\frac{U'_{amp}}{R'}\right)^2. \quad (37)$$

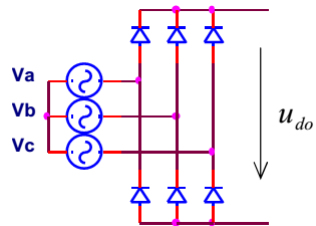
Ennek maximuma b szerint $b=3/4$ -nél van, tehát I_{Cbe} effektív értékének maximuma itt

$$I_{Cbe\max} = \frac{3\sqrt{3}}{16} \cdot \frac{U'_{amp}}{R'} = \frac{3\sqrt{3}}{16} \cdot \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{U_{amp}}{R}. \quad (38)$$

Az [6] tanulmány az átlapolásos (interleaved) vezérlés, vagy többfázisú kapcsolóüzem DC-DC átalakítók üzemét vizsgálja. Ebben a felépítésben általában közegek a be-, illetve kimeneti szűrő kondenzátorok. A felépítés és a vezérlés következtében nagymértékben csökkenthetők a kondenzátorok effektív áramértéke, ezáltal a veszteségük, illetve a feszültség ingadozásuk, javul az EMI szűrés. A feszültség ingadozás csökkenése miatt kisebb lehet a kondenzátorok kapacitása, ezáltal gyorsítható az átalakító dinamikája.

3 Ideális diódás p-ütem egyenirányító kimeneti feszültség harmonikusai

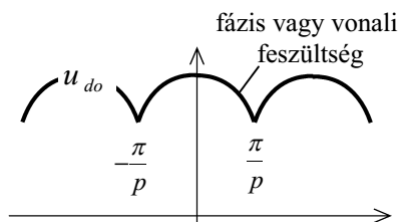
Egy ideális háromfázisú diódás hídkapcsolás az 5. ábrán látható. Ennek kimeneti feszültsége $p=6$ ütemjel, tehát egy hálózati periódus alatt 6-szor ismétlődik, $f_h = 50\text{Hz}$ -es hálózatban 300Hz -es alapharmonikussal rendelkezik és ennek egész számú többszöröse felharmonikusokkal [1, 3].



5. ábra

Háromfázisú diódás hídkapcsolás

Általános esetben egy ideális diódás p -ütem egyenirányító kimeneti feszültség alakja a 6. ábrán látható. Szimmetrikusan felrajzolva a harmonikusai csak koszinuszos összetevőket tartalmaznak. Ezek csúcserkéinek levezetése a definíciós képletekkel és azonosságok figyelembe vételével



6. ábra

P -ütem diódás egyenirányító kimeneti feszültség alakja

$$\begin{aligned}
\hat{U}_{don} &= \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_d \cdot \cos(n\omega t) d\omega t = \frac{2p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sqrt{2}U \cdot \cos(\omega t) \cos(n\omega t) d\omega t = \\
&= \frac{2\sqrt{2}p}{\pi} U \int_0^{\frac{\pi}{p}} \frac{\cos((n-1)\omega t) + \cos((n+1)\omega t)}{2} d\omega t = \\
&= \frac{\sqrt{2}p}{\pi} U \left[\frac{\sin((n-1)\frac{\pi}{p})}{n-1} + \frac{\sin((n+1)\frac{\pi}{p})}{n+1} \right] \quad (39)
\end{aligned}$$

ahol U a fázis vagy vonali feszültség effektív értéke, attól függően, hogy mi jut a kimenetre, illetve a rendszám $n=kp$, ahol $k=1,2,3,4,\dots$

Az u_{do} középértéke

$$U_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_d d\omega t = \frac{p}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sqrt{2}U \cdot \cos(\omega t) d\omega t = \frac{p\sqrt{2}}{\pi} U \cdot \sin\left(\frac{\pi}{p}\right), \quad (40)$$

Az " U " háromfázisú hídkapcsolásnál $\sqrt{3} \cdot U_s$, háromfázisú egyutas, illetve egyfázisú hídkapcsolásnál U_s , ahol U_s a fázisfeszültség effektív értéke.

Behelyettesítve háromfázisú hídkapcsolásnál

$$U_{do} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{\pi} \cdot U_s \approx 2.34 \cdot U_s, \quad (41)$$

háromfázisú egyutas háromütem kapcsolásnál

$$U_{do} = \frac{3 \cdot \sqrt{2} \cdot \sqrt{3}}{2\pi} \cdot U_s \approx 1.17 \cdot U_s, \quad (42)$$

egyfázisú hídkapcsolásnál

$$U_{do} = \frac{2 \cdot \sqrt{2}}{\pi} \cdot U_s \approx 0.9 \cdot U_s. \quad (43)$$

A u_d jel képzése a harmonikusokból

$$u_d = U_{do} + \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{dn} \cdot \cos(n\omega t), \quad n=kp, \text{ ahol } k=1,2,3,4,\dots \quad (44)$$

A harmonikusok kifejtése (39) alapján pl. a háromfázisú diódás hídkapcsolásnál, ahol $n=6k$, azaz 6, 12, 18,...

Ha $n=6$, tehát $f_h=50\text{Hz}$ -es hálózatnál az $nf_h=300\text{Hz}$ -es összetevő csúcserőértéke

$$\hat{U}_{do6} = \frac{\sqrt{2} \cdot 6}{\pi} \cdot \sqrt{3} \cdot U_s \left[\frac{\sin(5 \frac{\pi}{6})}{5} + \frac{\sin(7 \frac{\pi}{6})}{7} \right] = U_{dio} \cdot \left[\frac{1}{5} - \frac{1}{7} \right]. \quad (45)$$

Hasonlóan, ha $n=12$, azaz a $nf_h=600\text{Hz}$ -es összetevő csúcserőértéke

$$\hat{U}_{do12} = U_{do} \cdot \left[-\frac{1}{11} + \frac{1}{13} \right]. \quad (46)$$

Általánosan az u_d kimeneti feszültség harmonikus csúcserőértékek kifejezése

$$\hat{U}_{don} = U_{do} \cdot \left[+\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right], \text{ ha } k \text{ páratlan, illetve} \quad (47)$$

$$\hat{U}_{don} = U_{do} \cdot \left[-\frac{1}{n-1} + \frac{1}{n+1} \right], \text{ ha } k \text{ páros.} \quad (48)$$

ahol U_{do} a vonatkozó kapcsolás kimeneti feszültség középértéke.

A diódás egyenirányítóknál is buck-hoz hasonló egyszeres és kettős $L_{ki}C_{ki}$ kimeneti szűrvel számolhatunk, vagy hasonló aluláteresztő megoldásokkal.

A kisfrekvenciás feszültség összetevőket is tartalmazó tápegységeknél van jelentősége a pszofometrikus zajfeszültségnek, amely az 5kHz-es összetevőig a harmonikus effektív értékek súlyozott eredménye [4]. A diódás egyenirányítók domináns harmonikusai ide tartoznak, tehát itt van jelentősége a képzésének. A definíciós képlet

$$U_{ps} \approx \sqrt{\sum_n (k_{psn} \cdot U_{dn})^2} = \sqrt{\sum_n (k_{psn} \cdot Y_n \cdot U_{don})^2} \quad (49)$$

ahol a képletben n az $n \cdot f_h$ frekvenciára vonatkozó mennyiségekre utal, f_h a hálózati frekvencia, k_{psn} a pszofometrikus súlytényező (1. táblázat, Relative weighting) normál értéke, U_{dn} a szűrlet kimeneti feszültség vonatkozó harmonikusának effektív értéke, az Y_n a kimeneti szűrlet frekvenciaátviteli függvényének abszolút értéke. Sok esetben már az első néhány "domináns" harmonikus figyelembe vétele elég pontos eredményt ad.

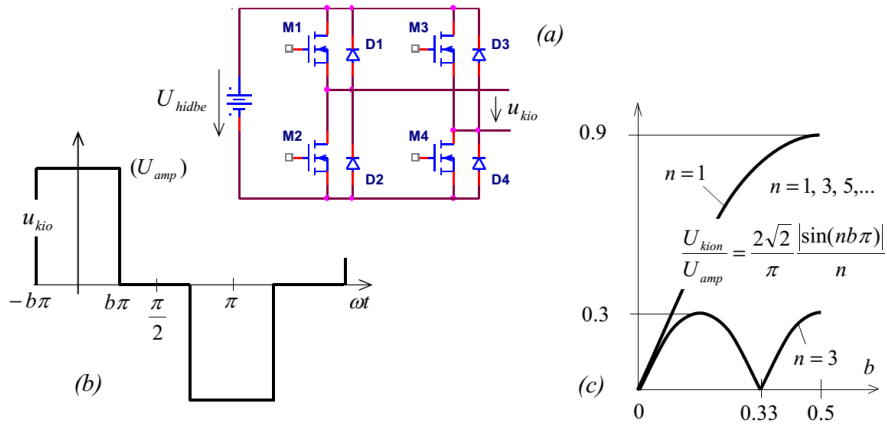
Frequency Hz	Relative weighting dB	Limit dB
16,66	-85,0	-
50	-63,0	2
100	-41,0	2
200	-21,0	2
300	-10,6	1
400	-6,3	1
500	-3,6	1
600	-2,0	1
700	-0,9	1
800	0	0 (reference)
900	+0,6	1
1 000	+1,0	1
1 200	0	1
1 400	-0,9	1
1 600	-1,7	1
1 800	-2,4	1
2 000	-3,0	1
2 500	-4,2	1
3 000	-5,6	1
3 500	-8,5	2
4 000	-15,0	3
4 500	-25,0	3
5 000	-36,0	3
6 000	-43,0	-

1. táblázat
pszofometrikus súlytényező k (relative weighting) [4]

4 Fáziseltolások inverter kapcsolás sz retlen feszültségének harmonikusai és sz résük

A hagyományos egyfázisú (7a ábra) és ZVT lágy kapcsolású fáziseltolások inverterek u_{kio} sz retlen kimeneti feszültség időfüggvénye szimmetrikusan felrajzolva a 7b ábrán látható [1, 3]. A ZVT-nél a tranzisztorokkal párhuzamosan kapacitások vannak beiktatva. Itt a feszültség fel- és lefutások elhanyagolható mértékben lassúbbak, a jel kicsit trapéz alakú. A jelalak pozitív pulzusai ugyanolyan alakúak, mint a buck kapcsolás sz retlen kimeneti feszültsége, azzal a megköveteléssel, hogy a relatív pulzusszélesség felel meg b -nek és ennek tartománya $0 < b < 0.5$. A pozitív u_{kio}^+ pulzusok harmonikusai a buck-kal megegyezően

$$\hat{U}_{kion}^+ = \frac{2}{\pi} U_{amp} \frac{\sin(nb\pi)}{n} . \quad (50)$$



7. ábra

(a) Egyfázisú inverter modell, (b) fáziseltolással u_{kio} sz. retlen kimeneti feszültség id. függvénye és a (c) harmonikusok U_{kio}/U_{be} relatív effektív értékének ábrázolása "b" függvényében

A negatív u_{kio}^- pulzusok harmonikusai analóg módon a pozitívval, szintén $0 < b < 0.5$ -re

$$\hat{U}_{kion}^- = -\hat{U}_{kion}^+ . \quad (51)$$

A u_{kio} jel képzése a harmonikusokból, figyelembe véve a negatív pulzusok π fáziseltolását

$$u_{kio} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{kion}^+ \cdot \cos(n\omega t) - \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{kion}^+ \cdot \cos(n(\omega t - \pi)) = 2 \cdot \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{kion}^+ \cdot \cos(n\omega t) , \quad (52)$$

ha $n =$ páratlan, a páros összetevők kiejtik egymást. Így ered. ben

$$\hat{U}_{kion} = \frac{4}{\pi} U_{amp} \frac{\sin(nb\pi)}{n} , \quad (53)$$

a páratlan harmonikusokra. Az u_{kio} jel képzése a páratlan harmonikusokkal

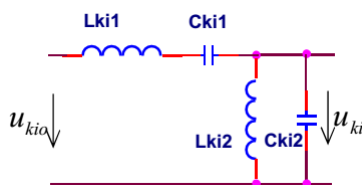
$$u_{kio} = \sum_{n=1}^{\infty} \hat{U}_{kion} \cdot \cos(n\omega t) . \quad (54)$$

A jel középértéke: $U_{kio} = 0V$. Az u_{kion} harmonikusok relatív effektív értékének kifejezése a páratlan harmonikusokra

$$\frac{U_{kion}}{U_{amp}} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \frac{|\sin(nb\pi)|}{n} , \quad (55)$$

illetve ábrázolása az első két harmonikus vonatkozásában "b" függvényében a 7c ábrán látható.

A hagyományos fáziseltolásos inverter kimeneti sz r je a 8. ábra szerinti alapharmonikus frekvenciára hangolt soros-párhuzamos rezgő körből áll. Általában $L_{ki}=L_{ki1}=L_{ki2}$ és $C_{ki}=C_{ki1}=C_{ki2}$. Alapharmonikus frekvencián a soros $L_{ki}C_{ki}$ rövidzár, a párhuzamos $L_{ki}C_{ki}$ szakadás. Itt is, ha a C_{ki} reaktanciája a vizsgált frekvenciákon sokkal kisebb, mint a terhelés impedanciája, a sz r jó közelítéssel üresjárásban vizsgálható. Ekkor a komplex frekvenciaátviteli függvény



8. ábra

Fáziseltolásos inverter sz r

$$\bar{Y}(j\omega) = \frac{-\Omega^2}{\Omega^4 - 3\Omega^2 + 1}. \quad (56)$$

Az ω_0 és Ω értelmezése (6) szerint! Az amplitúdó boode diagram töréspontja az alapharmonikus frekvenciára esik, ahol $\omega_1 = \omega_0$, $\Omega_1 = 1$, és az átviteli függvény is $\bar{Y}(j\omega_1) = 1$, azaz $Y(\omega_1)_{dB} = 0$. Ez alatt az aszimptotikus boode diagram meredeksége 40dB/dek, felette -40dB/dek. Mivel a domináns 3, 5, 7, ... felharmonikusok frekvenciája közel esik a töréspontéhoz, az átviteli függvény nem egyszer síthet.

Mivel az inverter sz r részével a szinuszos jelre törekszünk, a legfontosabb min ségi jellemző a THD (total harmonic distortion), ami a szinuszos alapharmonikustól való eltérés mértékét jellemzi. Definíció szerint a kimeneti feszültségre

$$THD_{u_{ki}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} U_{kin}^2}}{U_{ki1}} = \frac{\sqrt{\sum_{n=3}^{\infty} (Y_n \cdot U_{kion})^2}}{U_{ki1}} \quad (57)$$

azaz a felharmonikusok ered effektív értéke viszonyítva az alapharmonikuséhoz. U_{kin} a sz r, U_{kion} a sz r ten kimeneti feszültség vonatkozó harmonikusának effektív értéke, az Y_n a kimeneti sz r adott harmonikusra vonatkozó frekvenciaátviteli függvényének abszolút értéke. Itt is sok esetben már az els néhány "domináns" harmonikus figyelembe vétele elég pontos eredményt ad. A számítás egyszer síti, hogy a frekvenciaátviteli függvényben figyelembe veendő Ω értékek egész számok, sorrendben az els néhány létező harmonikusra $\Omega_1 = 1$, $\Omega_3 = 3$, $\Omega_5 = 5$, $\Omega_7 = 7 \dots$. Az els néhány frekvenciaátviteli függvény abszolút értékei sorrendben (56) szerint

$$\begin{aligned} Y_1 &= Y(\omega_1 = \omega_0) = 1 \\ Y_3 &= Y(\omega_3 = 3\omega_0) = 0.163636 \\ Y_5 &= Y(\omega_5 = 5\omega_0) = 0.045372 \\ Y_7 &= Y(\omega_7 = 7\omega_0) = 0.021729 \end{aligned} \quad (58)$$

Mivel az alapharmonikus $Y_1 = 1$, sz r t kimeneti feszültség alapharmonikus amplitúdója megegyezik a sz retlennel

$$\hat{U}_{ki1} = \hat{U}_{kio1} = \frac{4}{\pi} U_{amp} \sin(b\pi). \quad (59)$$

A legnagyobb alapharmonikus kimeneti feszültség $b=0.5$ -nél

$$\hat{U}_{ki1\max} = \hat{U}_{kio1\max} = \frac{4}{\pi} U_{amp}. \quad (60)$$

Ennek megfelel en a C_{ki2} kimeneti oldali kapacitás legnagyobb alapharmonikus áram effektív értéke, ami közel van teljes értékhez

$$I_{Cki2\max} \approx I_{Cki2,1\max} = \frac{\hat{U}_{ki1\max}}{\sqrt{2}} 2\pi f_1 C_{ki} = 4\sqrt{2} f_1 C_{ki} U_{amp}.$$

Mivel $\omega_1 L_{ki} = \frac{1}{\omega_1 C_{ki}}$, az L_{ki2} ugyanakkora alapharmonikus áramot visz, mint C_{ki2} .

A soros C_{kil} kapacitásnak viszont vinnie kell a terhel áram teljes alapharmonikusát. Ha elhanyagoljuk a kimeneti felharmonikusokat, akkor egy Z_{r1} terhel impedancia alapharmonikus frekvencián érvényes értéke esetén a C_{kil} kapacitás legnagyobb alapharmonikus áram effektív értéke, ami közel van teljes értékhez

$$I_{Ckil\max} \approx I_{Ckil,1\max} = \frac{U_{ki1\max}}{Z_{r1}} = \frac{2\sqrt{2} U_{amp}}{\pi Z_{r1}}, \quad (61)$$

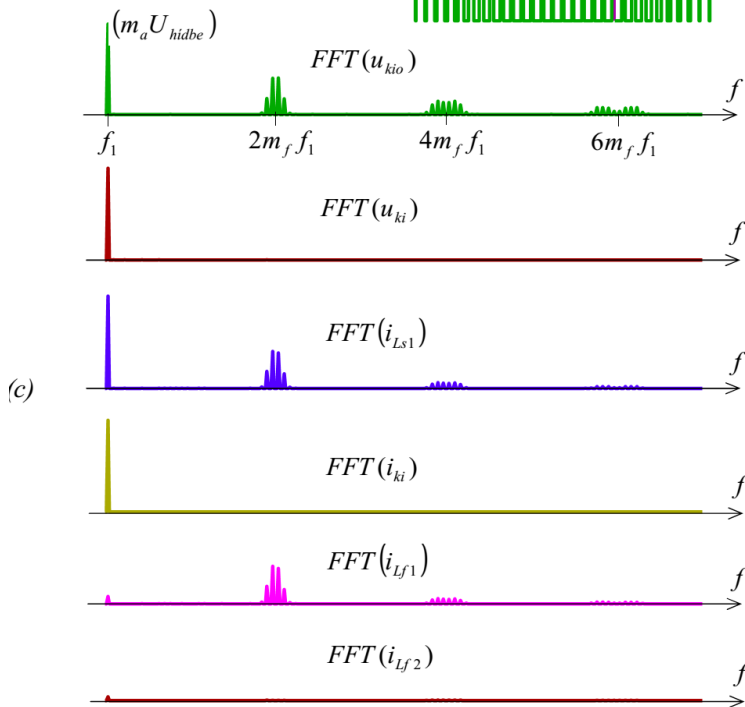
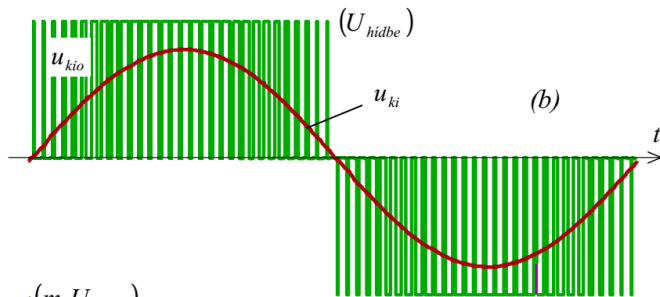
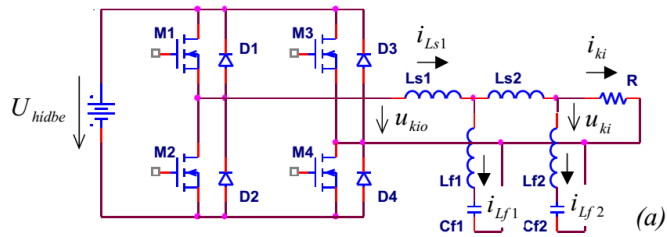
ami nyilván azonos L_{kil} alapharmonikus áramával. Nagy terhel áram esetén a soros sz r elemek mérete nagyon nagy lehet, mivel az alapharmonikusra hangol LC elemek paraméterei is eleve nagyok. A sz r elemekre felírható összefüggés

$$L_{ki} \cdot C_{ki} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2}. \quad (62)$$

Pl. $f_1=50\text{Hz}$ esetén $L_{kil}=31.8\text{mH}$, $C_{kil}=0.318\text{mF}$.

5 Szinuszos ISZM (PWM) unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérlés inverter harmonikusai és sz rése

A szinuszos ISZM (PWM) vezérlés inverterek esetén a sz retlen kimeneti feszültség felharmonikusok ellenütem (bipoláris) vezérlésnél gyakorlatilag a kapcsolási frekvencia és azok egész számú többszörösei körül, illetve unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérlésnél a kapcsolási frekvencia kétszerese és azok egész számú többszörösei körül találhatók [1, 3].



9. ábra

(a) Kétfokozatú szivókörsz réssel ellátott teljes hidas egyfázisú inverter modellje és unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel a (b) u_{kio} sz. retlen és u_{ki} sz. rt kimeneti feszültség id függvényei, illetve (c) harmonikusok a frekvencia függvényében

Egy kétfokozatú szívóköros sz réssel ellátott teljes hidas egyfázisú inverter kapcsolási rajzát láthatjuk a *9a ábrán*. Szinuszos ISZM unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel az u_{ki} sz retlen, illetve u_{ki} sz rt kimeneti feszültségek, illetve azok és a sz r köri áram összetev k harmonikusait láthatjuk $m_f=30$ frekvencia modulációs, illetve $m_a=0.8$ amplitúdó modulációs tényez esetén a *9b* és *c ábrákon*. A szívókörok a kimeneti $2m_f f_1$ pulzusfrekvenciára és a kétszeresére hangoltak. A sz r elemekre felírható összefüggés

$$L_{f1} \cdot C_{f1} = \frac{1}{(2\pi f_1 2m_f)^2}, \quad (63)$$

tehát az m_f frekvencia modulációs tényez vel fordítottan arányosan csökkenthet k a sz r elemek paraméterei a fáziseltolások inverter sz r elemeihez képest. A sz r elemek arányai a modellben $L_s/C_s=4H/F$, $L_{s1}=L_{s2}=5L_{f1}$, illetve a sz rt és sz retlen alapharmonikus kimeneti feszültségek fáziseltolódása a vizsgált terhelésnél

$$\varphi_u = \arctan \frac{\omega_1 2L_s}{R} = 1.909^\circ \quad (64)$$

A szívókörok domináns áramösszetev it a sajátrezgési frekvencia körüli sz retlen kimeneti feszültség összetev k és a soros L_s induktivitások ott érvényes reaktanciáinak hányadosa adja meg. A soros L_s induktivitások a kimeneti áram és a mögöttes szívókörok áramát viszik, relatív nagy terhel áramnál f leg a terhelés határozza meg az effektív értéküket. A fenti paraméterekkel a szimulációs eredmények alapján a kimeneti feszültség torzítása $THD_{u_{ki}} < 1\%$.

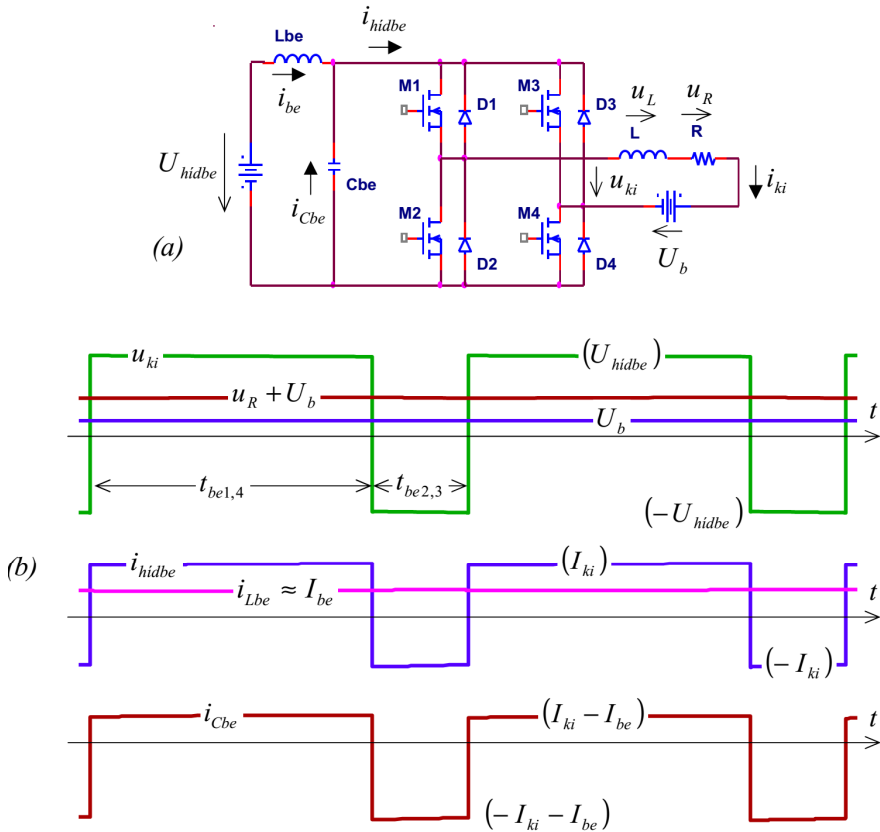
6 Egyen-egyen hídkapcsolás jellemz i

Az egyen-egyen hídkapcsolás modellje bemeneti $L_{be}C_{be}$ sz r vel és soros $R+L+U_b$ terheléssel a *10a ábrán* láthatók [1, 3]. A terhelés közelít leg egy küls gerjesztés egyenáramú motornak tekinthet , U_b bels feszültség az indukált feszültségnek felel meg. A modell id függvényei bipoláris (ellenütem) vezérléssel az els síknegyedben a *10b ábrán* láthatók. Viszonylag nagy L/R id állandónál a kimeneti áram ingadozása elhanyagolható. Ekkor a híd bemeneti árama $\pm i_{ki}$ és jó közelítéssel négyzög alakúnak tekinthet . A bemeneti $L_{be}C_{be}$ sz r i_{be} árama ennek gyakorlatilag az egyenáramú, illetve az i_{Cbe} árama (felfelé irányban) a váltakozó összetev t viszi. Ezen feltételekkel a C_{be} kapacitás áramának effektív érték négyzete jó közelítéssel az id függvények alapján

$$I_{Cbe}^2 = \frac{t_{be1,4}(I_{ki} - I_{be})^2 + t_{be2,3}(I_{ki} + I_{be})^2}{T} = 4b_{1,4}(1 - b_{1,4})I_{ki}^2, \quad (64)$$

figyelembe véve, hogy ideális kapcsolásnál

$$\frac{I_{be}}{I_{ki}} = (2b_{1,4} - 1). \quad (65)$$



10. ábra

(a) Egyen-egyen hídkapcsolás modellje bemeneti $L_{be}C_{be}$ szűrővel és (b) időfüggvényei bipoláris (ellenütem) vezérléssel az első síknegyedben

Ezen kapcsolásoknál az I_{Cbe} effektív értékének maximuma $b_{1,4}$ -szerint szintén $b_{1,4}=0.5$ -nél

$$I_{Cbe \max} = I_{ki} \tag{66}$$

tehát a kimeneti áram középértékével egyezik meg. Természetesen a terhelés jellegétől függően az I_{Cbe} effektív értékének maximuma máshova esik és más érték.

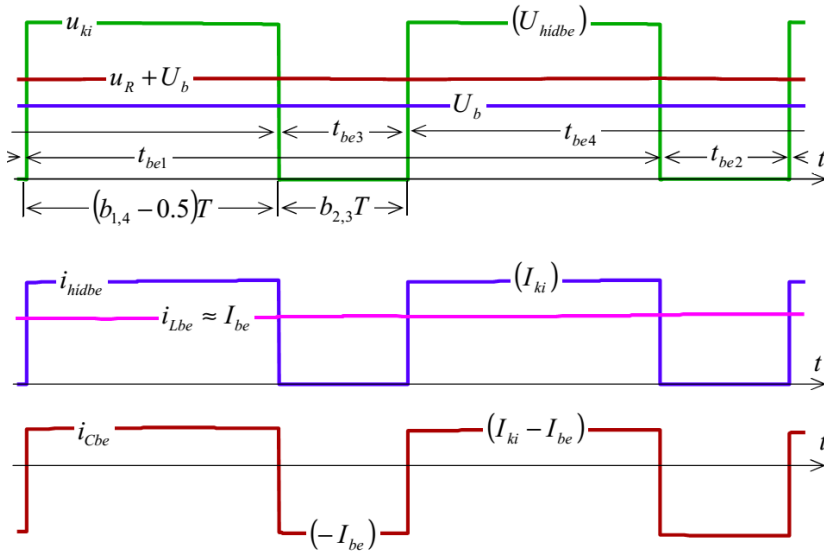
A vizsgált 10a ábra szerinti hídkapcsolás modell időfüggvényei unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel az első síknegyedben a 11. ábrán láthatók szintén nagy L/R időállandónál vizsgálva. Ekkor a híd bemeneti árama i_{ki} vagy nulla és szintén jó közelítéssel négyszög alakúnak tekinthető.

A bemeneti $L_{be}C_{be}$ sz r árameloszlása hasonló az eddigiekhez. A C_{be} kapacitás áramának effektív érték négyzete jó közelítéssel az id függvények alapján

$$I_{C_{be}}^2 = 2(b_{1,4} - 0.5)(I_{ki} - I_{be})^2 + 2b_{2,3}I_{be}^2 = 2b_{2,3}(2b_{1,4} - 1)I_{ki}^2 = 2(1 - b_{1,4})(2b_{1,4} - 1)I_{ki}^2, \quad (67)$$

figyelembe véve, hogy ideális kapcsolásnál itt is

$$\frac{I_{be}}{I_{ki}} = (2b_{1,4} - 1). \quad (68)$$



11. ábra

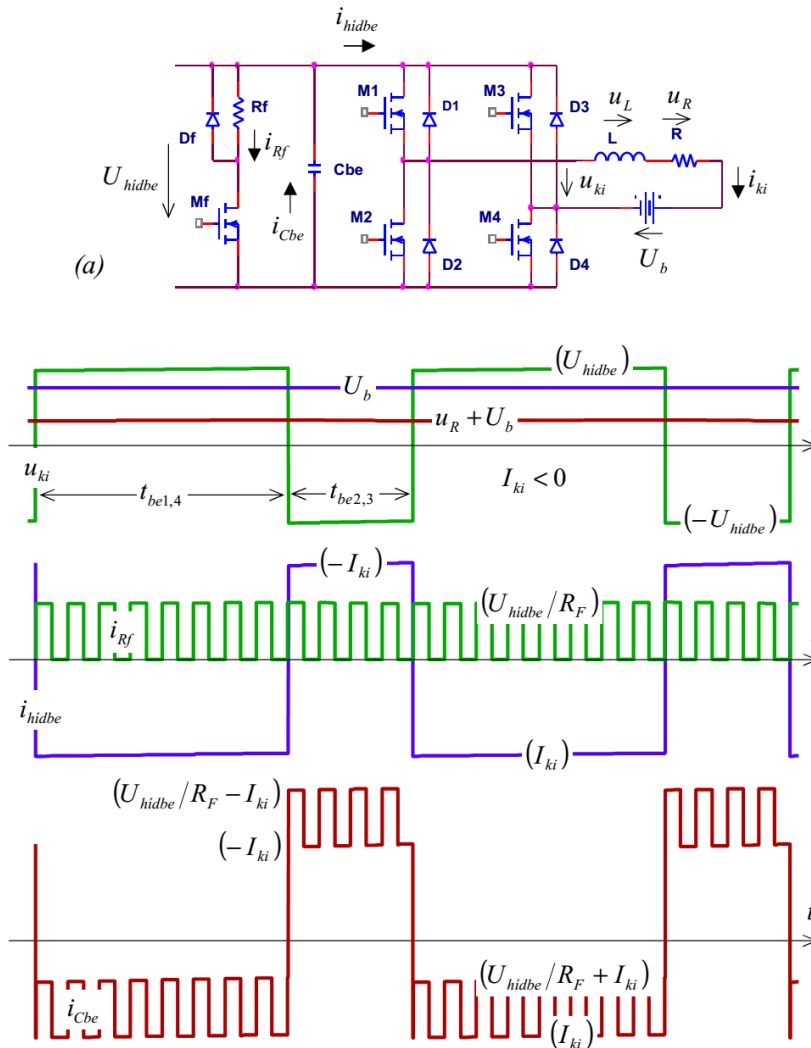
(a) Egyen-egyén hídkapcsolás modellje bemeneti $L_{be}C_{be}$ sz r vel és (b) id függvényei unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel az els síknegyedben

Figyelembe véve, hogy az els síknegyedben az M1, M4 tranzisztorok bekapcsolási aránya a $0.5 < b_{1,4} < 1$ tartományba esik, az $I_{C_{be}}$ effektív értékének maximuma $b_{1,4}$ -szerint $b_{1,4}=0.75$ -nél van

$$I_{Ci\max} = \frac{I_{ki}}{2}. \quad (69)$$

Természetesen a terhelés jellegét l függ en az $I_{C_{be}}$ effektív értékének maximuma máshova esik és más érték. Mind a két egyen-egyén hídkapcsolás vezérlésnél a 2...4 síknegyedek az el z ekhez hasonlóan vizsgálhatók, most nem kerültek részletezésre.

Amennyiben diódás hídon keresztül tápláljuk az egyen-egyén hídkapcsolást és fékkört is alkalmazunk, visszatáplálásnál leválik az egyenáramú táplálás. Megszakad a bemeneti L_{be} induktivitás árama is. Az ehhez az állapothoz tartozó fékkörös egyen-egyén hídkapcsolás modell a 12a ábrán látható. Ebben az esetben a bemeneti C_{be} szűrő kondenzátor a DC híd bemeneti áramának és a fékkör áramának összegét viszi a jelölt irányban.



12. ábra

(a) Egyen-egyén hídkapcsolás modellje visszatáplálásnál leváló egyenáramú táplálással és fékkörrel, illetve (b) a kör időfüggvényei bipoláris (ellenütem) vezérléssel a második síknegyedben

A közbens egyenkör, azaz a híd U_{hidbe} bemeneti feszültsége az egyenáramú hídkapcsolás és a fékkör teljesítményegyensúlya szerint alakul ki. Mind a két vizsgált vezérléssel, ha a fékkör állandó b_f bekapcsolási aránnyal üzemel

$$U_{hidbe} = \frac{2b_{1,4} - 1}{(2b_{1,4} - 1)^2 + \frac{R}{R_f} b_f} U_b, \quad (70)$$

ahol U_b a terhelés belső feszültsége, vagy szabályozott állandó I_f középerék fékkör áramnál

$$U_{hidbe} = \frac{1}{2b_{1,4} - 1} U_b - \frac{R}{(2b_{1,4} - 1)^2} I_f. \quad (71)$$

További meghatározások:

$$U_{ki} = (2b_{1,4} - 1) U_{hidbe}; \quad I_{ki} = \frac{U_{ki} - U_b}{R}; \quad I_{hidbe} = (2b_{1,4} - 1) I_{ki}. \quad (72)$$

Bipoláris (ellenütem) vezérléssel visszatáplálásnál a második síknegyedben vizsgálva ($0.5 < b_{1,4} < 1$) és leváló egyenáramú táplálásnál az id függvények a 12b ábrán láthatók. Tételezzük fel, hogy a fékkör kapcsolási frekvenciája sokkal nagyobb a híd vezérlési frekvenciánál. Ekkor a C_{be} kapacitás áramának effektív érték négyzete jó közelítéssel az id függvények alapján

$$I_{Cbe}^2 = b_{1,4} b_f (\hat{I}_f + I_{ki})^2 + b_{1,4} (1 - b_f) I_{ki}^2 + (1 - b_{1,4}) b_f (\hat{I}_f - I_{ki})^2 + (1 - b_{1,4}) (1 - b_f) I_{ki}^2 = \quad (73)$$

$$= (1 - b_f) I_{ki}^2 + b_f \left[b_{1,4} (\hat{I}_f + I_{ki})^2 + (1 - b_{1,4}) (\hat{I}_f - I_{ki})^2 \right]$$

ahol

$$\hat{I}_f = \frac{U_{hidbe}}{R_f}. \quad (74)$$

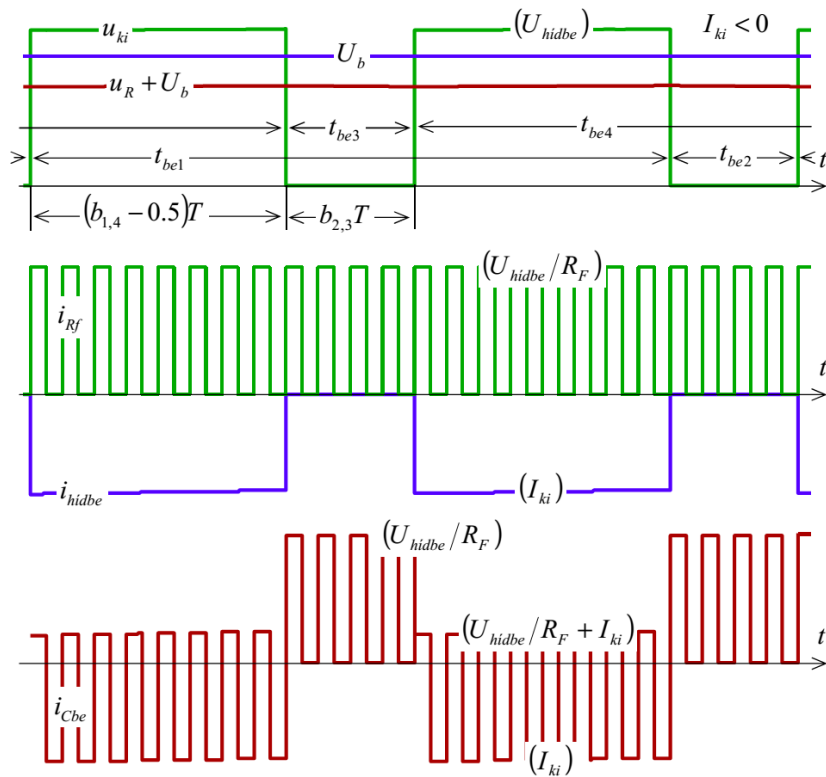
Unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel visszatáplálásnál a második síknegyedben vizsgálva ($0.5 < b_{1,4} < 1$) és leváló egyenáramú táplálásnál az id függvények a 13. ábrán láthatók. Tételezzük fel, hogy a fékkör kapcsolási frekvenciája itt is sokkal nagyobb a híd vezérlési frekvenciánál. Ekkor a C_{be} kapacitás áramának effektív érték négyzete jó közelítéssel az id függvények alapján

$$I_{Cbe}^2 = 2(b_{1,4} - 0.5) b_f (\hat{I}_f + I_{ki})^2 + 2(b_{1,4} - 0.5) (1 - b_f) I_{ki}^2 + 2(1 - b_{1,4}) b_f \hat{I}_f^2 = \quad (75)$$

$$= (2b_{1,4} - 1) I_{ki}^2 + (2b_f - 1) \hat{I}_f^2 + 2(2b_{1,4} b_f - 1) \hat{I}_f I_{ki},$$

ahol

$$\hat{I}_f = \frac{U_{hidbe}}{R_f}. \quad (76)$$



13. ábra

Egyen-egyén hídkapcsolás id függvényei visszatáplálásnál leváló egyenáramú táplálással és fékkörrel unipoláris frekvenciakétszerez (alternatív) vezérléssel a második síknegyedben

Összességében visszatáplálásnál leváló egyenáramú táplálásnál hasonlóan kell elvégezni a negyedik síknegyedben is az analízist.

Következtetések

A tanulmány foglalkozik többféle szigetelt és nem szigetelt, típustól függően be- és kimeneti szűrőkkel kiegészített egyen-egyén átalakító, diódás egyenirányító és inverter harmonikusainak és egyéb származtatott mennyiségeinek, illetve jellemzőinek meghatározásával. A vizsgálatok a jelek matematikai analízisén és modellezéseken alapszanak. Az anyag különös figyelmet szentel a kondenzátor áramok jellemzőinek meghatározására, ami azok kiválasztásához is szükséges. A vizsgálatok inkább csak példa értékűek a lehetőségek szinte végtelen számát

tekintve. Nem fértek bele a tanulmányba az egyenirányítók bemeneti harmonikusai és azok sz rése, a PFC körök, stb. Felmerül a kérdés, hogy miért a közelít levezetések, ha modellezés pontosabb eredményt ad. A válasz annyi, hogy a felírt összefüggések alapján lehet a beavatkozások, paraméterváltozások hatását széles tartományban meghatározni, a várható viselkedéseket felvázolni.

Irodalom

- [1] Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook/ edited by Muhammad H. Rashid. – 3rd ed. Copyrightc 2011, Elsevier Inc.
 - [2] Derek A. Paice, Power Electronics Converter Harmonics : Multipulse Methods for Clean Power, September 1999, Wiley-IEEE Press
 - [3] N. Mohan, Power Electronics, John Wiley, 2003
 - [4] INTERNATIONAL STANDARD IEC 60489-3M, Amendment 1 Methods of measurement for radio equipment used in the mobile services –Part 3: Receivers employing A3E, F3E or G3E emissions
 - [5] Industrial and Commercial Power Systems Analysis, ANSI/IEEE Std. 399-1990. [3] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, Power Electronics: Converter, Applications and Design, Wiley, 3rd edition, 2002.
 - [6] Badacsonyi F.: Átlapolásos vezérlés kapcsolóüzem átalakítók vizsgálata, XXX. Kandó Konferencia 2014. nov., CD
 - [7] Evox Rifa AB Electrolytic Capacitors Application Guide
-