

2 Alapkapcsolások a teljesítményelektronikában

A teljesítményelektronikában használatos átalakító egységek rendszerint egy fajta átalakítást képesek elvégezni az 1.2 fejezetben említett felosztás értelmében. Összetettebb feladatok megoldására több fokozatot kell alkalmazni. Az egyes fokozatok megvalósítására különböző alapkapcsolásokat fejlesztettek ki. A következő fejezetekben (2.1 – 2.5) ezekkel az alapkapcsolásokkal ismerkedünk meg. Tekintettel a téma terjedelmére mindenhol csak rövid leírásra szorítkozunk.

2.1 Egyenirányítók

A villamosenergia-fogyasztók többségénél az elsődleges energiaforrás az 50Hz-es váltóáramú hálózat. Ha a fogyasztó egyenfeszültségű táplálást igényel, szükséges egy egyenirányító berendezés közbeiktatása. Az egyenirányító állhat önmagában, de sok többfokozatú átalakítóban mint kimeneti vagy bemeneti egység jelenik meg. Régi berendezésekben az egyenirányítót rendszerint hálózati transzformátor előzte meg. Ma a hálózati feszültség közvetlen egyenirányítása a jellemző, a transzformátor nagy méretei és magas ára miatt. Amennyiben szükséges a feszültségszintek változtatása, azt az egyenirányítót követő fokozatokban oldják meg, hálózati frekvencián működő transzformátor nélkül.

A közönséges egyenirányító kapcsolásokat diódákkal építik. Ha szükséges az egyenirányított feszültség változtatása, azt tirisztoros kapcsolásokkal oldják meg.

Az egyenirányítók általában megközelítőleg sem szinuszos árammal terhelik a váltóáramú forrást. Kisebb teljesítményeknél ez nem gond, nagyobb teljesítményekre vonatkozóan viszont az előírások egyre szigorúbbak.

Kisebb teljesítmények esetén rendszerint egy fázisról táplálják az egyenirányítót, nagyobb teljesítményeknél háromfázisú táplálás szükséges.

2.1.1 Közönséges egyenirányítók

A 2-1a ábrán látható egy egyszerű egyenirányító (félhullámú egyenirányító), amely egy szinuszos áramforrást, egy, az áramkörrel sorba kötött diódát és egy terhelőellenállást (fogyasztót) tartalmaz. A diódán (az egyenirányító tulajdonsága miatt) az áram csak a pozitív félperiódusában folyik (2-1a ábra).

Ha az említett kapcsolást egy tekercsel bővítjük (2-1b ábra), az a fogyasztón megjelenő áram és feszültség jeldiagramokat a következőképpen befolyásolja: a tekercsben tárolt energia miatt az áram a bemeneti feszültség negatív félperiódusában is folyik, fog mindaddig, amíg nem érvényesül a szabály, miszerint a tekercs feszültségének időintegrálja egy perióduson belül nulla kell, hogy legyen:

$$\int_0^T v_L dt = 0 \quad (2-1)$$

Az egyenlet értelme, hogy periódikus működés esetén a tekercs egy teljes periódus alatt ugyanannyi energiát ad le, amennyit felvesz. Egyébként nem periódikus az

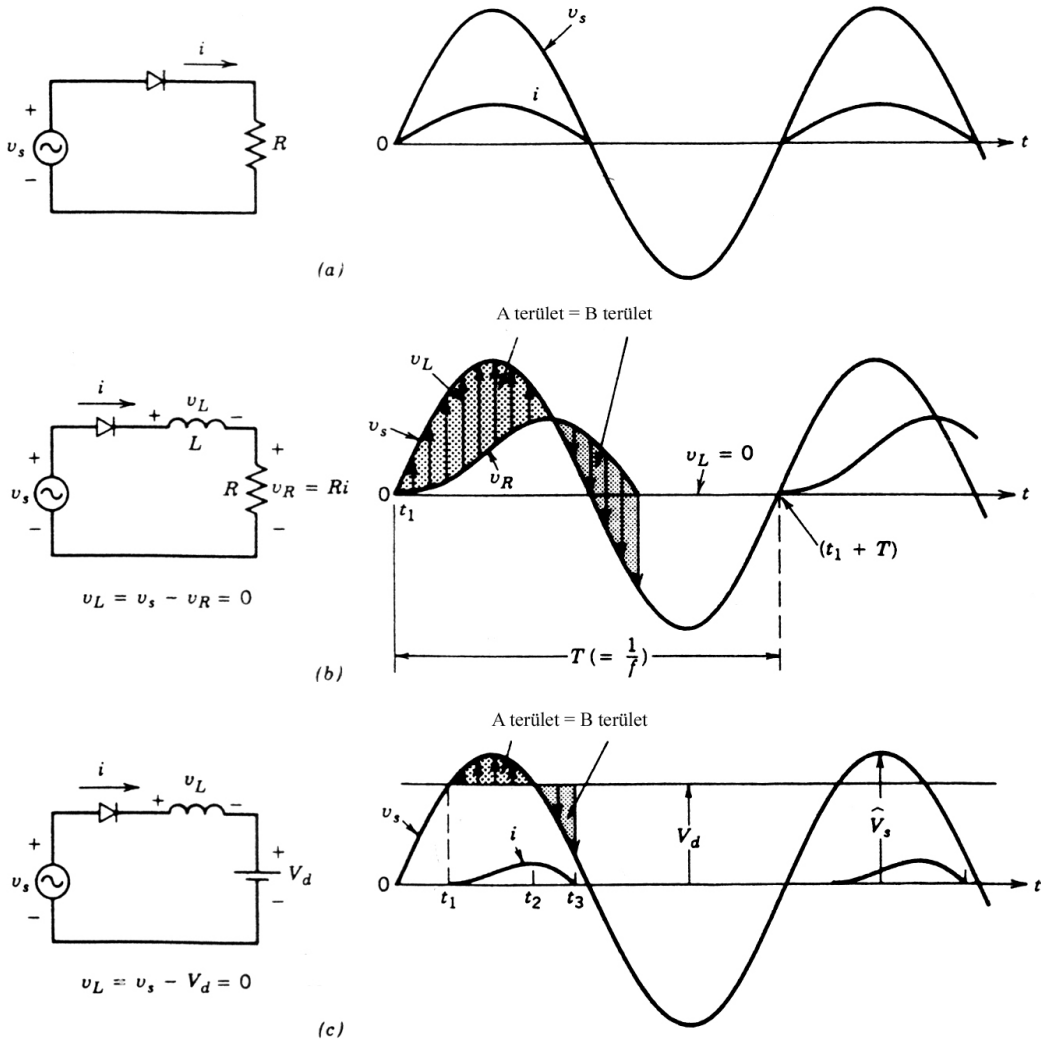
áramkör viselkedése, illetve hosszú távon, sok perióduson keresztül, az energia korlátlanul nőne vagy csökkenne.

A tekercsen fellépő feszültségesés értéke a Faraday-törvény szerint a:

$$v_L = L \frac{di_L(t)}{dt} \quad (2-2)$$

képlettel számítható.

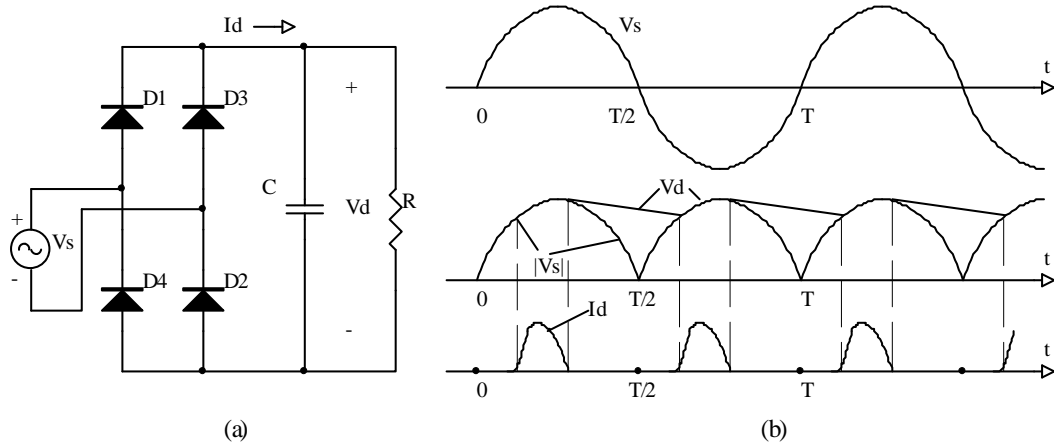
Amennyiben a fogyasztót egy vegyi áramforrás (akkumulátor) képezi, ahol $V_d = const$ (2-1c ábra) a diódán csak abban a t_1 időpillanatban kezd el folyni az i áram, amikor az anódja pozitívabbá válik a katódnál. Az áram csúcserékét t_2 -ben éri el, t_3 -ban pedig nullára csökken.



2-1 ábra: Félhullámú egyenirányító kapcsolások.

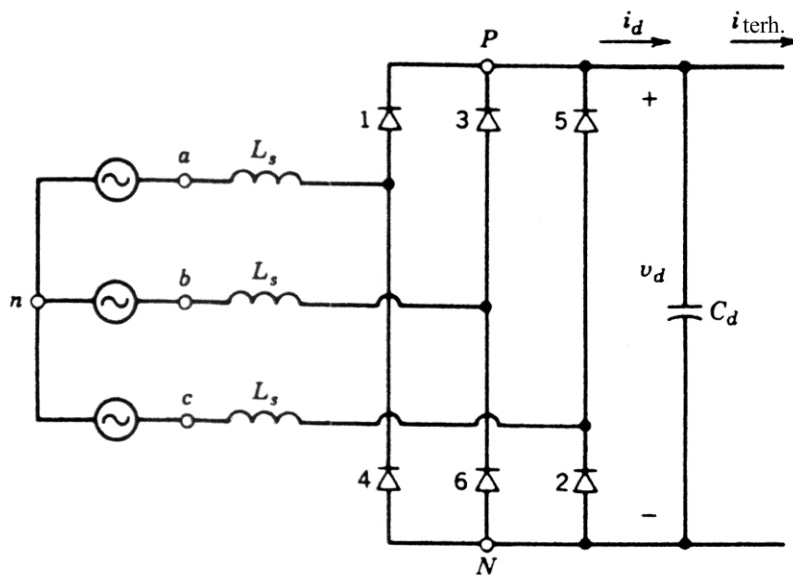
Az egyfázisú teljeshullámú egyenirányítónál (2-2 ábra) a pozitív félperiódusban az D_1 -es és D_2 -es dióda vezet, a negatívban pedig a D_3 -as és D_4 -es dióda. A kimeneti feszültség szűrését a C_d kondenzátor végzi. Nagy kapacitású kondenzátorral a kimeneti

feszültség hullámossága csökken, ugyanakkor a hálózat mind erősebben torzított árammal terhelődik.



2-2 ábra: Egyfázisú diódahidas egyenirányító (a) a megfelelő jelalakokkal (b).

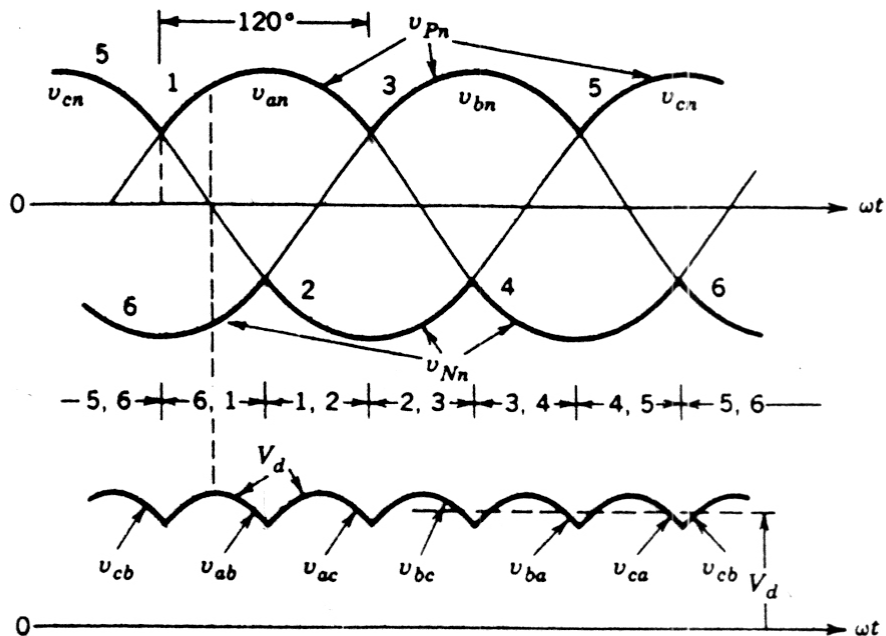
Ipari alkalmazásoknál a fent említettek helyett előnyösebb a háromfázisú egyenirányító használata a kimenő feszültség kisebb hullámzása és a nagyobb terhelhetőség miatt (2-3 ábra).



2-3 ábra: Háromfázisú diódahidas egyenirányító.

Ha feltételezünk egy állandó i_d terhelést a kapcsolás kimenetén, akkor az 1,3,5-ös diódák a megfelelő bemeneti feszültségek pozitív félperiódusaiban, a 2,4,6-os diódák pedig a feszültségek negatív félperiódusaiban vezetnek.

A 2-4 ábráról leolvasható, hogy minden időpillanatban egy pár dióda vezet, vagyis (6,1), (1,2), (2,3), (3,4), (4,5), (5,6)... Ebből következik, hogy a kimeneti feszültség hat szinuszos impulzusból tevődik össze egy perióduson belül. Az egyenáramú komponens nagyobb, a feszültség ingadozása pedig elhanyagolhatóan kicsi az előző, egyfázisú megoldásokhoz képest (szűrőkondenzátor nélkül is).



2-4 ábra: Háromfázisú diódahidas egyenirányító jelalakjai.

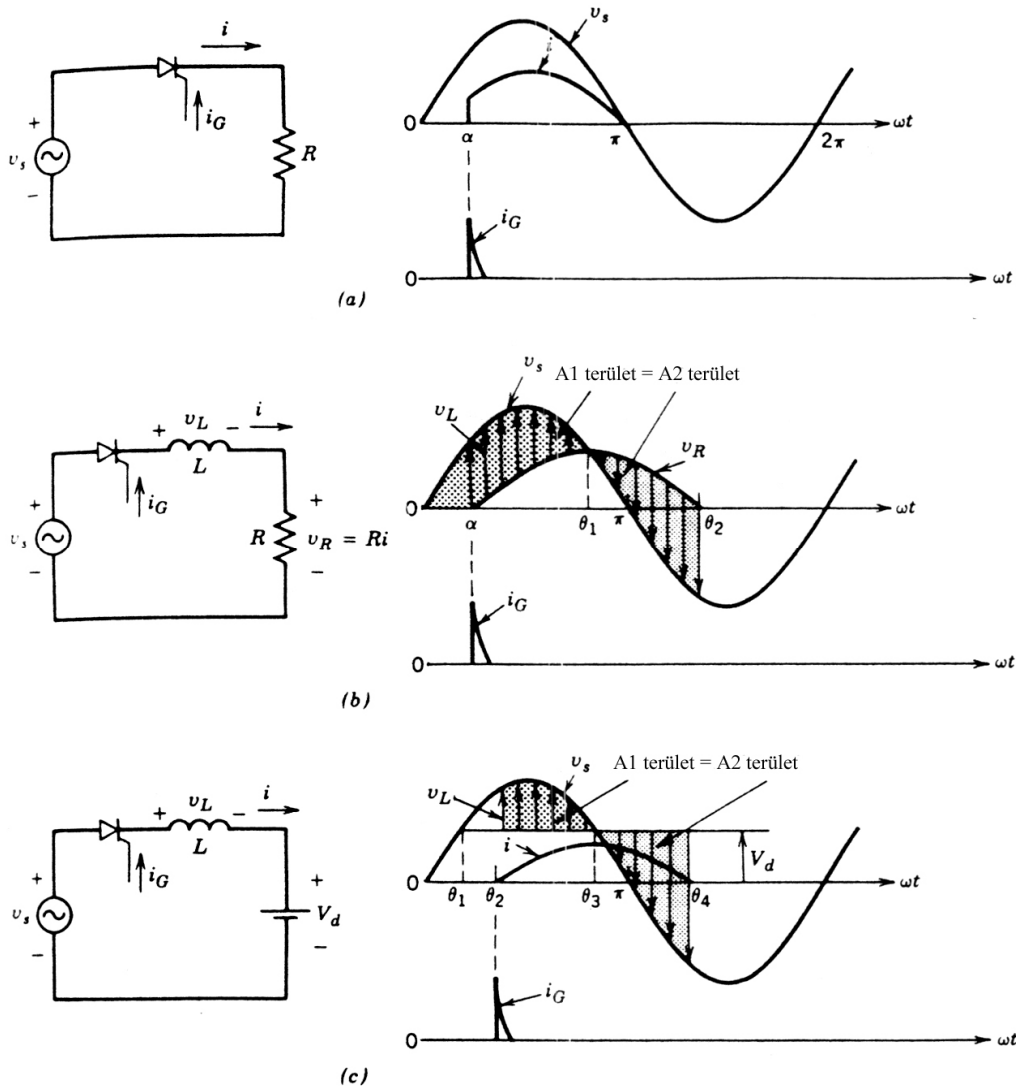
2.1.2 Félig vezérelt- és teljesen vezérelt egyenirányítók

Adott bemenő feszültség mellett a kimeneti feszültség nagysága a diódás egyenirányítókhoz hasonló felépítésű tirisztoros kapcsolásokkal szabályozhatóvá válik. A szabályzás a tirisztor gyújtásszögének változtatásával érhető el (fázishasításos szabályzás).

A 2-5a ábrán bemutatott kapcsolásban a v_s bemeneti feszültség pozitív félperiódusában az áram értéke nulla az $\omega t = \alpha$ szögig, ezt követően egy i_G gyújtóimpulzus segítségével a tirisztort vezetésbe hozzuk. A vezetés $\omega t = \pi$ -ig tart, amikor a tirisztor lezár a negatív előfeszítés miatt. Az áram ezután $\omega t = 2\pi + \alpha$ -ig nulla marad.

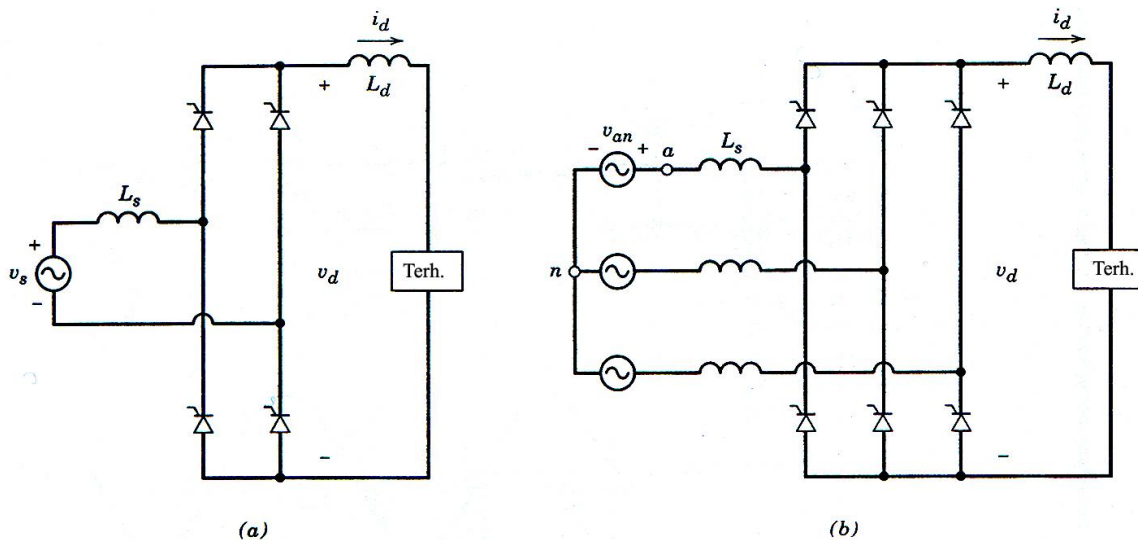
A 2-5a ábrán lévő kapcsolást egy tekercsel bővítjük (2-5b ábra). Sok fogyasztó jelentős soros induktivitást tartalmaz, vagy szándékosan építünk be tekercset az áram simítása érdekében. Továbbra is a tirisztor vezetését $\omega t = \alpha$ -ig késleltetjük. Ekkor áram indul meg a tekercsen keresztül, ami kiépíti a tekercs mágneses terét. A bemenő feszültség csökkenésével a tekercsáram $\omega t = \theta_1$ után csökkenni kezd, de nem szűnik meg amikor v_s negatívvá válik. Amikor a tárolt energia nullára csökken a kimeneti áram megszűnik $\omega t = \theta_2$ pillanatban.

Amennyiben a fogyasztót egy $v_d = \text{const}$ feszültségű akkumulátor képezi (2-5c ábra), a működés csak abban fog eltérni a fent leírtaktól, hogy függetlenül a gyújtóimpulzus megjelenésétől az áram csak akkor indulhat meg a félvezető elemen keresztül, ha $v_s > v_d$, vagyis ha a tirisztor nyitóirányban van előfeszítve. Erre a kapcsolásra is hasonló összefüggés érvényes, mint a megfelelő diódás egyenirányítóra: a v_L feszültség integrálja az egész periódusra számítva nullát kell, hogy adjon.



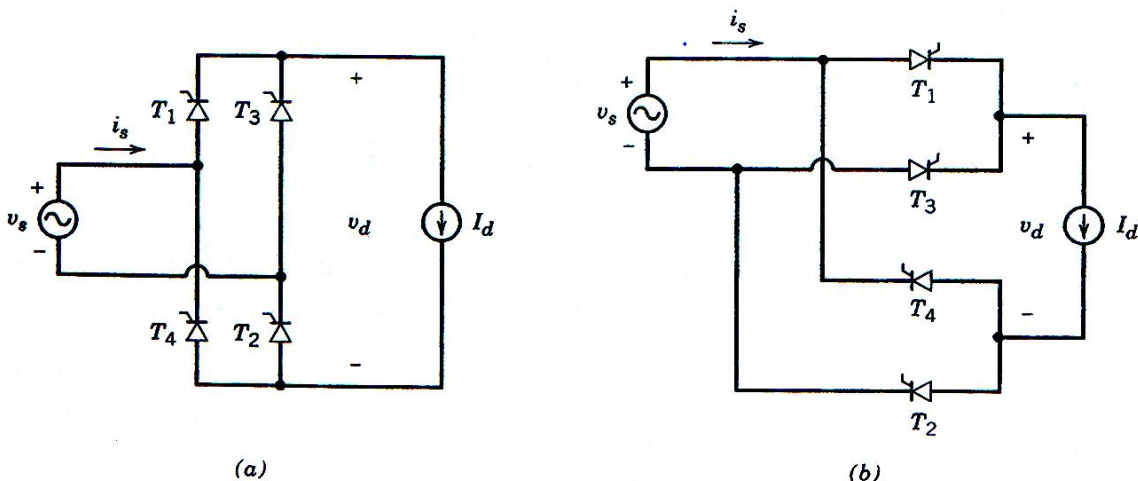
2-5 ábra: Félhullámú fázishasításos egyenirányító kapcsolások: tirisztoros egyenirányító ellenállás terheléssel (a), tirisztoros egyenirányító tekerccsel bővítve (b), tirisztoros egyenirányító akkumulátorral terhelve (c).

A félhullámú (egyfázisú és háromfázisú) kapcsolások esetleg kis teljesítményeknél jöhetnek számításba. A gyakorlatban a 2-6 ábrán bemutatott hídkapcsolású (teljeshullámú) egyenirányítók a jellemzők, egy és háromfázisú bemenettel. Az L_d induktivitás a terhelés induktivitását helyettesíti, ami az egyenáramú motorhajtásoknál mindig jelen van, de más esetekben is jellemző. A 2-6 ábrán bemutatott kapcsolás elemzésénél bizonyos egyszerűsítéseket vezetünk be, mint: a váltóáramú oldal induktivitása nulla valamint, hogy a terhelés oldali áram konstans egyenáram. A következőkben megfigyeljük az L_s induktitás hatását az átalakító jelalakjaira, valamint az i_d áram hullámzásainak következményeit (i_d diszkontinuális). Ezen átalakítókat váltóirányító (inverter) üzemben is analizáljuk.



2-6 ábra: Gyakorlati tirisztoros egyenirányító kapcsolások.

A 2-6a ábrán bemutatott kapcsolat módosított változatát a 2-7a ábra mutatja, figyelembe véve a fent említett feltételeket. A 2-7b ábra ugyanezt a kapcsolást mutatja, de jobban látható, hogy a fogyasztó áramát a felső ágban felváltva vezeti a $T1$ illetve a $T3$ tirisztor, míg az alsó ágban a $T2$ és $T4$ tirisztorok váltják egymást. Másrészt az I_d áram egy alsó és egy felső tirisztoron keresztül folyik egyidőben (1 és 2 vagy 3 és 4).

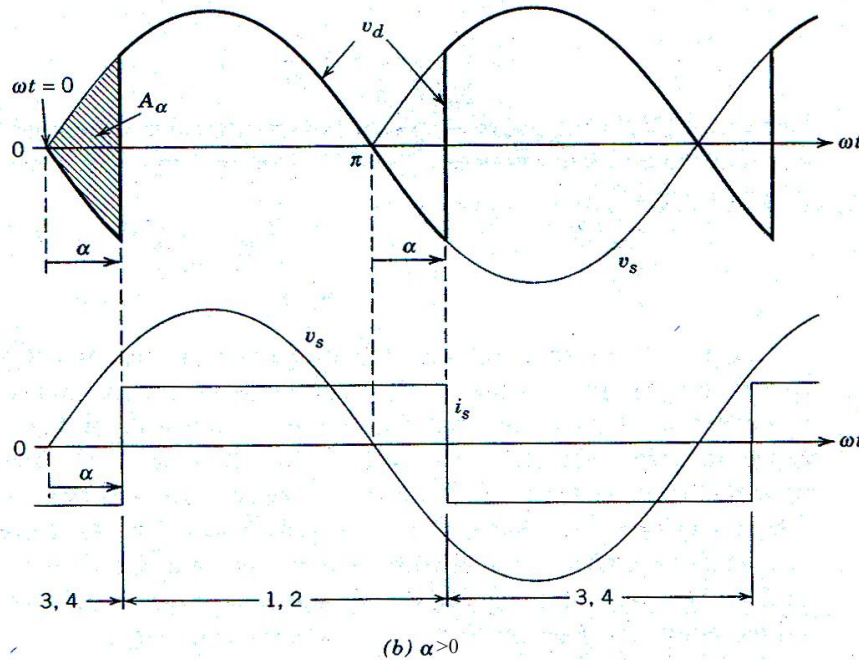
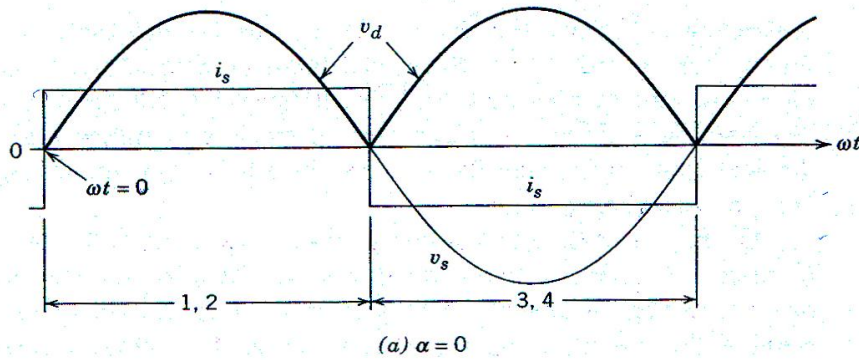


2-7 ábra: Egyfázisú tirisztoros (fázishasításos) egyenirányító $L_s=0$ mellett és konstans egyenáramú terhelésnél.

Ezen feltételeknek eleget tevő kapcsolat jelldiagramjait a 2-8 ábra szemlélteti. Állandó $gate$ áram jelenlétében a tirisztor gyújtása ill. a vezetés kezdete $\omega t=0$ illetve $\omega t=\pi$ szögnél történik (2-8a ábra), mint a diódahidas egyenirányítónál (a 2-2 ábrán adott kapcsolat).

Figyeljük meg mi történik, ha a $gate$ re vezetett állandó áram helyett áramimpulzust használunk, mely α késleltetési szöggel jelenik meg a tirisztoron. Az $\omega t=0$ időpont előtt az áram a 3-as és 4-es tirisztorokon keresztül folyik és $v_d=-v_s$. Vegyük észre, hogy habár $\omega t=0$ után az 1-es 2-es tirisztorokon nyitóirányú feszültség lesz jelen,

azok nem jönnek vezetésbe egészen az $\omega t = \alpha$ időpillanatig, amikor is áramimpulzust juttatunk a *gate*-jeikre. Időközben az áram tovább folyik a 3-as és 4-es tirisztorokon keresztül és továbbra is érvényes a $v_d = -v_s$ egyenlőség. Levonható tehát a következtetés, miszerint véges α gyújtásszögét feltételezve, v_d negatív lesz egészen $0 \div \alpha$ szögig.



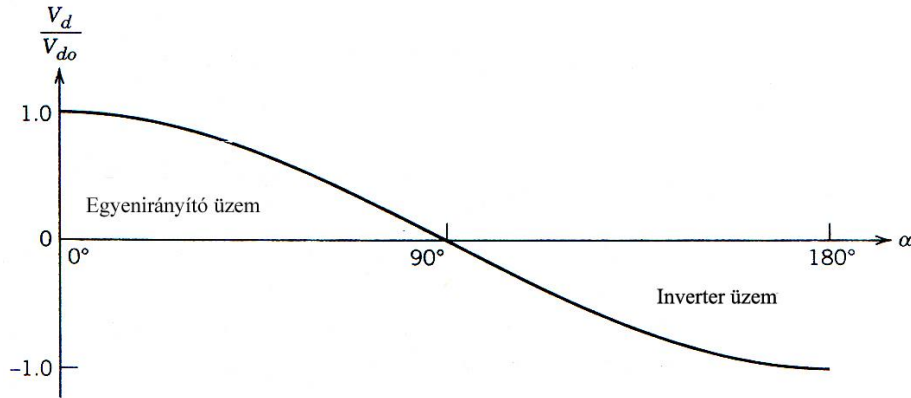
2-8 ábra: A 2-7 ábrán megadott egyenirányító jelldiagramjai.

Az $\omega t = \alpha$ szögnél az áram kommutációja a 3-as és 4-es valamint az 1-es és 2-es tirisztorok között pillanatszerű, amennyiben $L_s = 0$. Amikor az 1-es és 2-es számú tirisztorok vezetnek $v_d = v_s$. Ezek $\pi + \alpha$ -ig vezetnek, amikor is a 3-as és 4-es tirisztorok gyújtanak. Ezt követően $v_d = -v_s$ egészen $2\pi + \alpha$ szögig, majd a folyamat periódikusan ismétlődik.

Összehasonlítva a késleltetési szög nélküli esetet azzal, amikor α késleltetési szöggel gyújtanak a tirisztorok, megállapíthatjuk, hogy V_d értékét változtathatjuk az α szög változtatásával (2-9 ábra):

$$V_{d\alpha} = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos \alpha \approx 0,9V_s \cos \alpha$$

(2-3)



2-9 ábra: V_d normalizált értékei az α gyújtási szög függvényében.

Legyen V_{do} az egyenirányított feszültség középértéke $\alpha=0$ -ra és $L_s=0$ -ra (2-8a ábra). Ez esetben felírható:

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} V_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \approx 0,9V_s$$

(2-4)

Tehát V_{do} változása α -tól függően:

$$\Delta V_{d\varepsilon} = V_{do} - V_{d\alpha} = 0,9V_s (1 - \cos \alpha)$$

(2-5)

A 2-8b ábrán látható, hogy V_d az α függvénye, valamint, hogy $\alpha=90^\circ$ felett V_d negatív lesz. Ezt váltóirányító (inverter) üzemmek nevezzük, mert megváltozik az energiaáramlás iránya: az energia az egyenáramú körből a váltóáramú körbe áramlik.

Az egyenirányítón keresztül haladó átlagteljesítmény a:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T v_d i_d dt$$

(2-6)

egyenlettel számítható. Feltételezve, hogy $i_d = I_d = \text{const.}$, kapjuk:

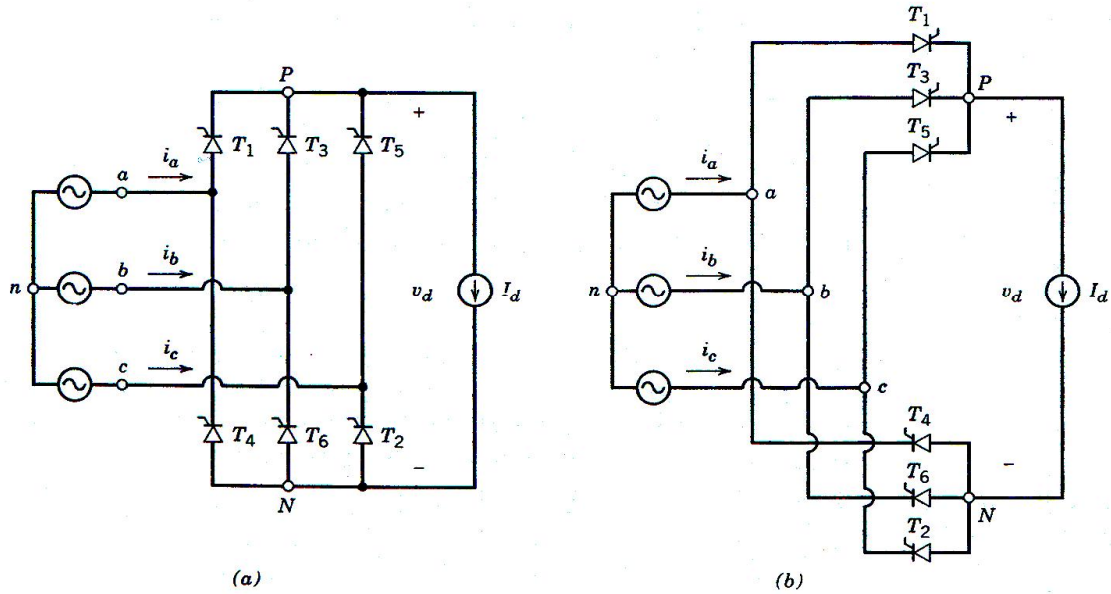
$$P = I_d \left(\frac{1}{T} \int_0^T v_d dt \right) = I_d V_d = 0,9V_s I_d \cos \alpha$$

(2-7)

Az egyenlet szerint $\alpha=90^\circ$ felett negatív teljesítményt kapunk, ami a váltóirányító üzemet jelzi.

Ha a 2-6b ábrán látható háromfázisú egyenirányítónál bevezetjük az $L_s=0$ egyszerűsítést, valamint a kimeneten tiszta egyenáramú terhelést feltételezünk, a 2-10a ábrán adott kapcsoláshoz jutunk. A 2-10b ábrán ugyanez a kapcsolat szerepel, de

világosabban követhető, hogy a T_1, T_2, T_3 illetve a T_2, T_4, T_6 tirisztorcsoportok egyes tirisztorai a periódus egyharmad-egyharmad részében vezetik a terhelés által meghatározott I_d egyenáramot. Bármely időpontot választva, az I_d áram egy felső és egy alsó tirisztoron keresztül folyik.



2-10 ábra: Háromfázisú hídkapcsolású (teljeshullámú) tirisztoros egyenirányító $L_s=0$ és konstans egyenáramú terhelés mellett.

Amennyiben a félvezetők *gate* kapcsaira állandó áramot juttatunk (2-10 ábra), akkor a tirisztorok úgy fognak viselkedni, mint a diódák. Ezen feltételeknek eleget téve ($L_s=0$ és $\alpha=0$) kapjuk a kimeneti egyenfeszültség középértékére a következő kifejezést kapjuk:

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \approx 1,35V_{LL} \quad (2-8)$$

ahol V_{LL} a vonalfeszültség effektív értéke.

A 2-11a ábrán a feszültségdiagramok melletti számok az egyes tirisztorok vezetési idejének kezdetét jelzik az $\alpha=0$, $L_s=0$ esetben.

Amennyiben az α gyújtásszöget nullától különbözőnek vesszük ($0 < \alpha < 180^\circ$) (2-11 b,c,d ábra) megfigyelhető: az 5-ös tirisztor vezet egészen az $\omega t = \alpha$ szögig, amikor is az 1-es tirisztor veszi át tőle az áramvezetést pillanatszerűen, $L_s=0$ -nak köszönhetően. Az *a* fázis áramdiagramjai a 2-11c ábrán követhetők. Hasonlóképpen a vonalfeszültségek és a kimeneti egyenfeszültség ($v_d = v_{Pn} - v_{Nn}$) a 2-11d ábrán.

A kimeneti egyenfeszültség középértéke a 2-11b és 2-11d ábra szerint :

$$V_{d\alpha} = V_{do} - \frac{A_\alpha}{\pi/3} \quad (2-9)$$

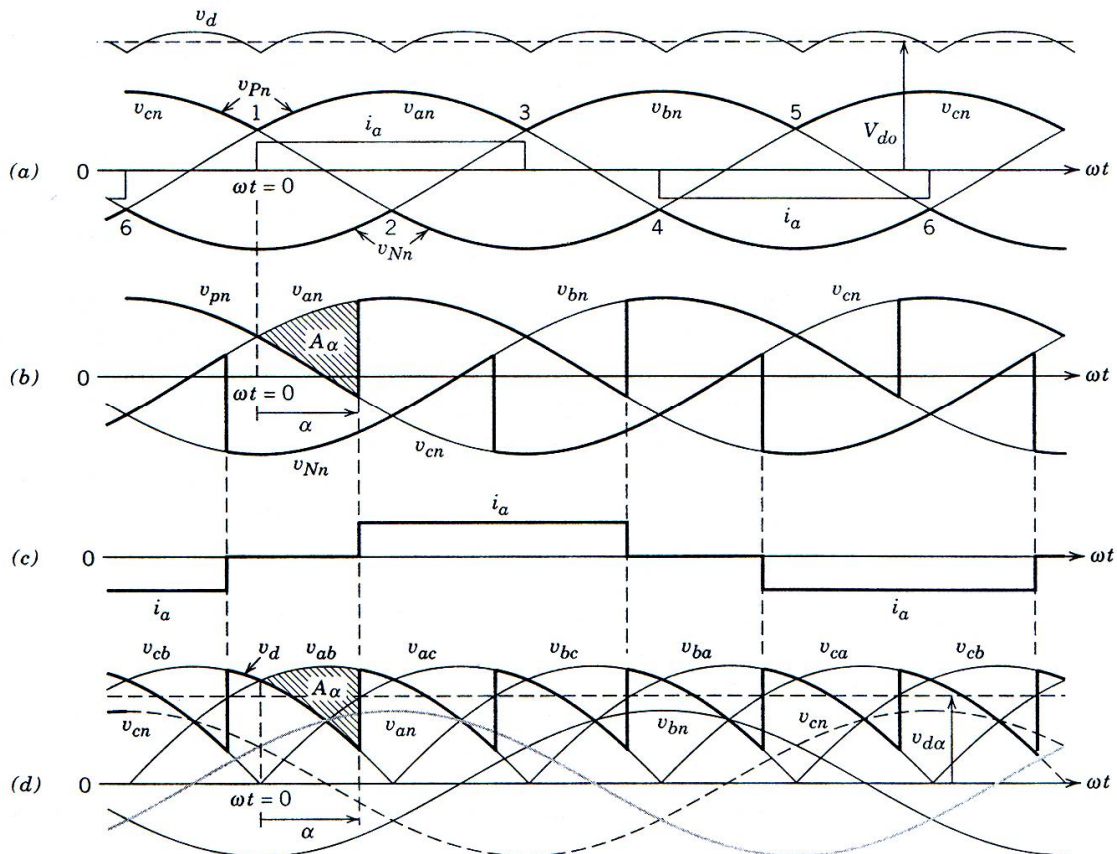
egyenlettel számítható, ahol A_α a feszültség időintegráljának megfelelő terület. Itt is hasonló eredményre jutunk, mint az egyfázisú egyenirányítónál:

$$V_{d\alpha} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha \approx 1,35V_{LL} \cos \alpha \quad (2-10)$$

Az átlagteljesítmény értéke:

$$P = V_{d\alpha} I_d \approx 1,35V_{LL} I_d \cos \alpha \quad (2-11)$$

Az α szög 90° alatti értékeinél a teljesítmény pozitív, az energia a váltóáramú hálózatról az egyenáramú fogyasztó felé áramlik (egyenirányító üzem), ellenkező esetben váltóirányító üzem lép fel. Természetesen a váltóirányító üzem csak akkor állhat fenn, ha a kimeneten megfelelő egyenfeszültség forrás áll rendelkezésre (akkumulátor, napelem, szélérőmű stb).

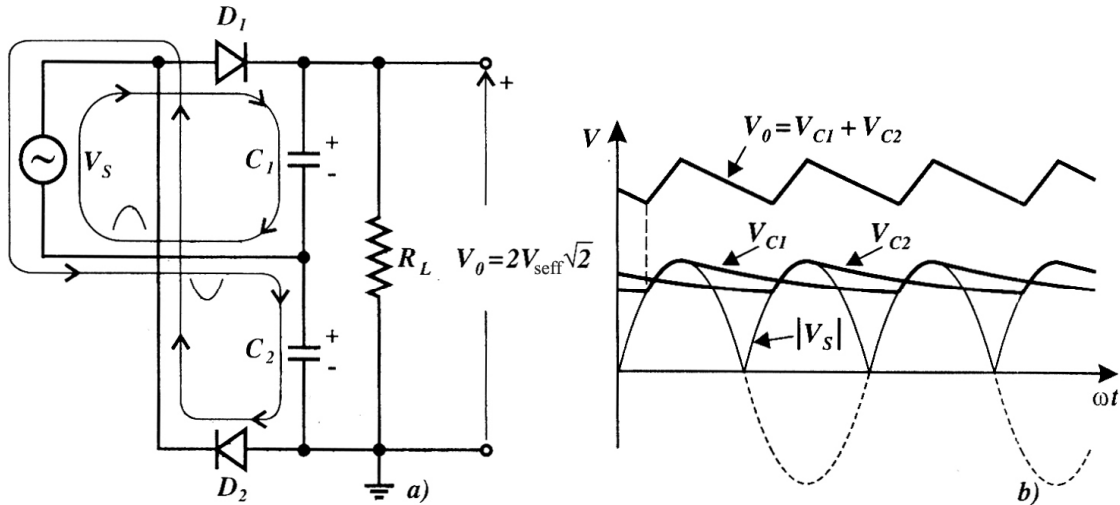


2-11 ábra: A 2-10 ábrán látható egyenirányító jelldiagramjai.

2.1.3 Feszültség kétszerező és többszöröző kapcsolások

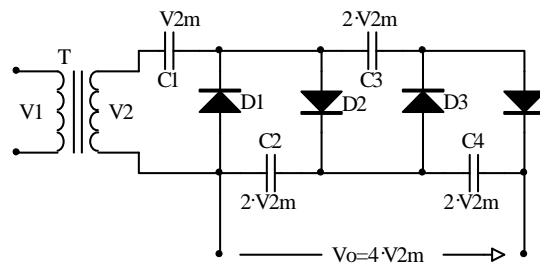
A 2-12a ábrán bemutatott kapcsolás két darab félhullámú egyenirányítóból áll, ugyanazon szinuszos feszültségforrásra kapcsolva. A feszültségforrás egyazon oldalára a D_1 dióda anódjával, a D_2 pedig katódjával kapcsolódik.

A pozitív félperiódusban D_1 -en keresztül töltődik a C_1 kondenzátor, a negatív félperiódusban pedig D_2 -n keresztül a C_2 kondenzátor. A kimenő feszültség így módon a $V_{OM} = 2(V_{seff} \sqrt{2})$ csúcserőértékét éri el, vagyis a bemeneti feszültségforrás feszültségének a kétszerese lesz. Terhelés esetén a kimeneti feszültség hullámossága jelentős (2-12b ábra), de a kondenzátorok kapacitásának növelésével csökkenthető.



2-12 ábra: Feszültségkétszerező kapcsolás (a), és a feszültségek jelldiagramjai (b).

Az 2-13 ábra egy feszültségtöbbszöröző kapcsolást (kaszád) mutat. Ilyen áramköröket akkor alkalmaznak, ha kis áramok mellett nagy feszültségre van szükség (pl. elektronsugárcsövek gyorsítófeszültsége). A bemeneti váltakozófeszültség (V_2) vagy közvetlenül a hálózatról, vagy pedig (ha a kimeneti egyenfeszültséget egy bizonyos helyen földelni kell) transzformátorról nyerhető.



2-13 ábra: A feszültségtöbbszöröző kapcsolás.

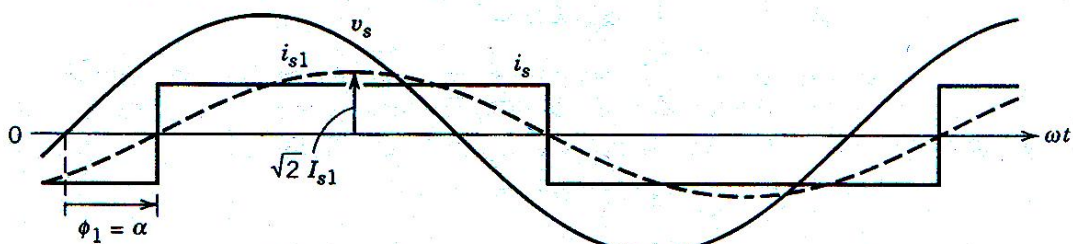
Az első félperiódus alatt a C_1 kondenzátor a D_1 diódán keresztül a V_2 feszültség csúcserőkére töltődik fel. A második félperiódus alatt a C_2 kondenzátor a D_2 diódán át már a bemenetre adott feszültség és C_1 kondenzátoron levő feszültség összegére töltődik. Az első kondenzátor kivételével a kondenzátorok néhány periódus alatt a bemeneti feszültség kétszeres csúcserőkére töltődnek fel.

A kimeneti oldalon (terhelésen) a feszültség a C_2 , C_4 kondenzátorok részfeszültségeiből tevődik össze. Adott esetben a bemeneti csúcserőfeszültség négyszeresét kapjuk, de a dióda-kondenzátor fokozatok számának növelésével nagyobb feszültség is előállítható. A fokozatok számának növelésével sajnos a kapcsolás terhelhetősége rohamosan csökken. Lehetőség szerint a bemeneti váltakozófeszültség frekvenciájának emelésével vagy a kondenzátorok kapacitásának növelésével javítható a terhelhetőség. Rendszerint előnyös a feszültségtöbbszörözést részben transzformátorral, részben kaszáddal végezni.

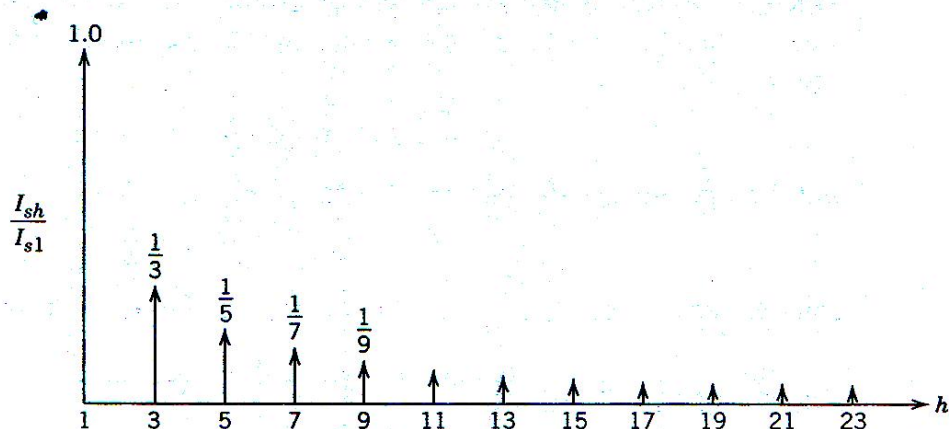
2.1.4 Az egyenirányítók tápoldali jellemzői

Eddig csak az egyenirányító kapcsolások kimeneti jellemzőivel foglalkoztunk. Szinuszos tápfeszültség mellett az egyenirányító bemeneti árama rendszerint lényegesen eltér a szinuszos alaktól, aminek különböző káros következményei vannak a táphálózatra.

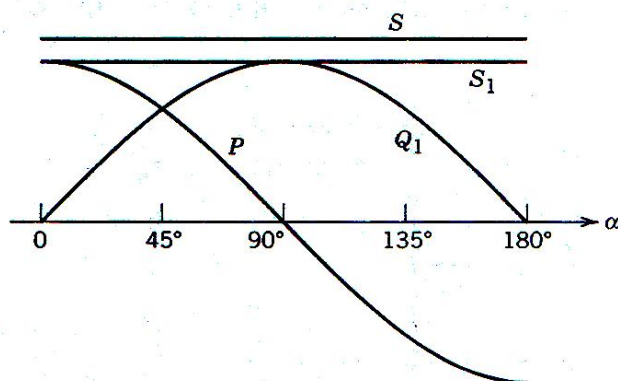
Az egyfázisú egyenirányító kapcsolat idealizált bemeneti árama (konstans terhelési áramot feltételezve) periódikus négyszögáram I_d amplitúdóval (a 2-14a ábrán megismételtük a 2-8 ábrán korábban megadott diagramokat). Az áramot Fourier sorba fejtve a 2-14b ábrán megadott spektrumot kapjuk.



(a)



(b)



(c)

2-14 ábra: A 2-7ábrán látható egyenirányító bemenetét jellemző értékek.

A *Fourier* sor alakja a következő:

$$i_s(\omega t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \alpha) + \sqrt{2}I_{s3} \sin[3(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s5} \sin[5(\omega t - \alpha)] + \dots \quad (2-12)$$

ahol csak a páratlan komponensek szerepelnek. Az alapharmónikus effektív értéke a következő kifejezéssel számítható:

$$I_{s1} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \approx 0,9I_d \quad (2-13)$$

Az egyes felharmónikusok effektív értéke a következő módon viszonyul az alapharmónikushoz (2-14b ábra):

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (2-14)$$

Alkalmazva az $I_s = I_d$ egyenlőséget, a harmónikus torzításra a következő kifejezést kapjuk:

$$\%THD = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} = 48,43\% \quad (2-15)$$

A hálózathoz felvett aktív teljesítmény az α szög függvénye:

$$P = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s I_d \cos \alpha \quad (2-16)$$

Az alapharmónikus meddőteljesítménye szintén függvénye az α szögnek:

$$Q_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s I_d \sin \alpha \quad (2-17)$$

Az alapharmónikus látszólagos teljesítménye állandó értékű:

$$S_1 = \sqrt{(P^2 + Q_1^2)} = V_s I_{s1} \quad (2-18)$$

Az egyes hálózati jellemzők közötti viszonyokat a 2-14c ábrán szemléltettük.

A hálózat felharmónikusokkal és meddőteljesítménnyel történő terhelését illetően hasonló a helyzet a háromfázisú egyenirányítóknál is. A bemenő áramok (i_a , i_b és i_c) négyszögjel alakúak I_d amplitúdóval. Az i_a jeldiagramját, α fázisszöggel való eltolást feltételezve a 2-20a ábra mutatja. Bizonyos különbséget jelent az egyfázisú egyenirányítóhoz képest, hogy az áram a periódus egyharmad részében nullával egyenlő.

Fourier sorba fejtést alkalmazva (a v_{an} és v_{cn} feszültségek metszéspontját $\omega t = 0$ -nak vettük) kapjuk:

$$i_a(\omega t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega t - \alpha) - \sqrt{2}I_{s5} \sin[5(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s7} \sin[7(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s11} \sin[11(\omega t - \alpha)] + \sqrt{2}I_{s13} \sin[13(\omega t - \alpha)] - \sqrt{2}I_{s17} \sin[17(\omega t - \alpha)] - \dots \quad (2-19)$$

ahol csak a páratlan és hárommal nem osztható sorszámú komponensek különböznek nullától. Az így kapott spektrumot a 2-15b ábrán láthatjuk.

Az alapharmónikus amplitúdója:

$$I_{s1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \approx 0,78I_d \quad (2-20)$$

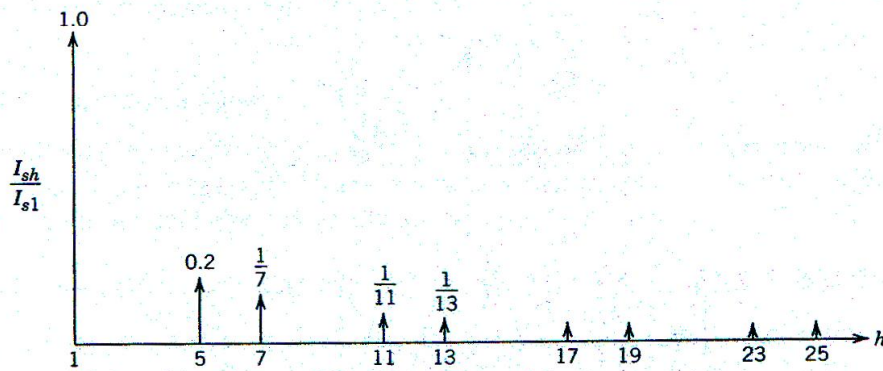
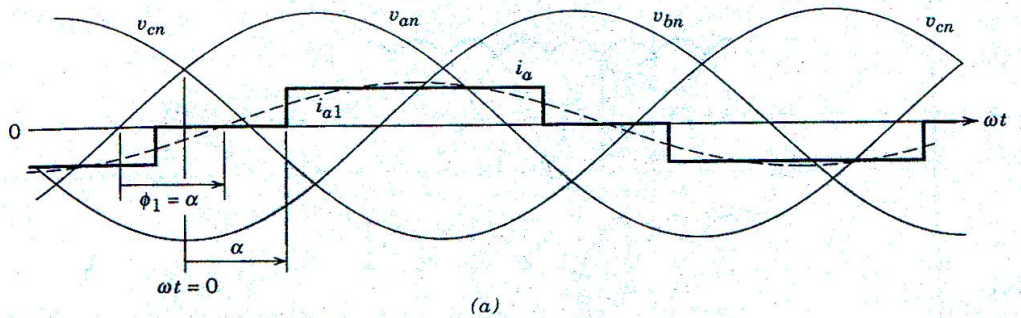
a felharmónikusoké pedig rendre:

$$I_{sh} = \frac{I_{s1}}{h} \quad (2-21)$$

A vonaláramok harmónikus torzítására a:

$$THD = 31,08\% \quad (2-22)$$

értéket kapjuk, ami kedvezőbb, mint az egyfázisú egyenirányítóknál kapott érték.



2-15 ábra: A vonaláram jelldiagramja (a) és a vonaláram spektruma (b) a 2-10 ábrán megadott háromfázisú tirisztoros egyenirányítónál.

2.2 Egyenfeszültség átalakítók

Ezek a kapcsolások a bemeneti egyenfeszültségből szükség szerinti másik egyenfeszültséget állítanak elő. Az egyenfeszültség átalakítókat (DC-DC átalakítók) széles körben alkalmazzák a kapcsolóüzemű tápegységeknél és az egyenáramú motorhajtásoknál. Ezen átalakítók bemenetén rendszerint egy hálózati váltófeszültségből nyert szabályozatlan egyenfeszültség van, tehát ez a feszültség ingadozik. Megfelelő szabályzás mellett ezek a kapcsolások a kimeneti terhelés változása- és a bemeneti feszültség-ingadozások mellett is állandó szinten tartják a kimenő feszültséget.

2.2.1 A kapcsolások felosztása

A forgalomban lévő nagyszámú DC-DC átalakító megoldás a következő néhány kapcsolásra vezethető vissza:

- feszültségcsökkentő (*buck*) átalakító;
- feszültségnövelő (*boost*) átalakító;

- feszültségnövelő-csökkentő (*buck-boost*) átalakító;
- Čuk-féle átalakító;
- teljes-hidas átalakító.

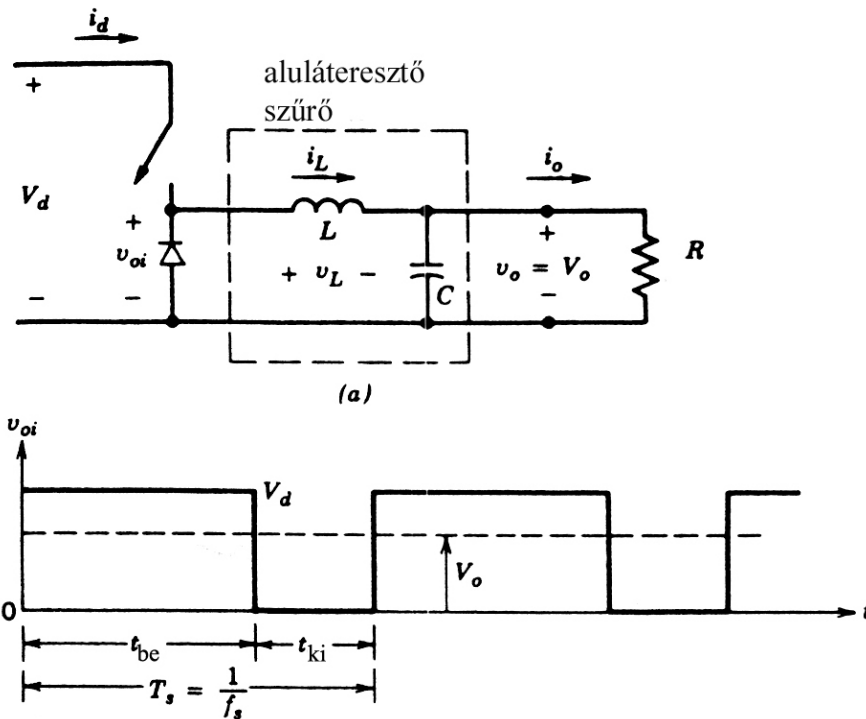
Ezen kapcsolások közül az alapkapsolások a feszültségnövelő és a feszültségcsökkentő kapcsolás. A többi ezekből származtatható.

Transzformátor beiktatásával az egyes átalakítók továbbfejleszthetők: megszüntethető a galvanikus csatolás a kimenet és a bemenet között, egy átalakítóval több kimeneti feszültséget is nyerhetünk, tetszőlegesen beállíthatók a feszültség szintek. A transzformátoros átalakítókról a 2.2.10-es szakaszban lesz szó.

A kapcsolások alábbi vizsgálatainál a következő egyszerűsítő körülményeket vesszük alapul: az áramkör állandósult állapotban van, az induktív és kapacitív elemek veszteségei elhanyagolhatóak, a kapcsolók idealizáltak (nincsenek veszteségek, az átkapcsolás nem igényel időt). Egyszerűsítés nélkül az átalakítók elemzése bonyolult, sokszor csak a számítógépes módszerek célravezetőek.

2.2.2 Feszültségcsökkentő (*buck*) átalakító

Ezt a kapcsolást (2-16a ábra) akkor alkalmazzák, ha a bemeneti feszültségtől kisebb kimeneti feszültségre van szükség, pl. egyenáramú motorok fordulatszám-szabályzásánál. A jelen esetben a terhelés egyszerű ellenállás terhelés.



2-16 ábra: Feszültség csökkentő DC-DC átalakító: az alapkapsolás (a), a dióda v_{oi} feszültségének jelalakja (b).

Amíg a kapcsoló bekapcsolt állapotban van, a dióda záróirányban van előfeszítve. Ily módon a bemeneti feszültség változatlanul megjelenik a kapcsoló utáni ponton. A feszültségnek köszönhetően a tekercsen áram indul meg, mely tölti a kondenzátort és táplálja a fogyasztót.

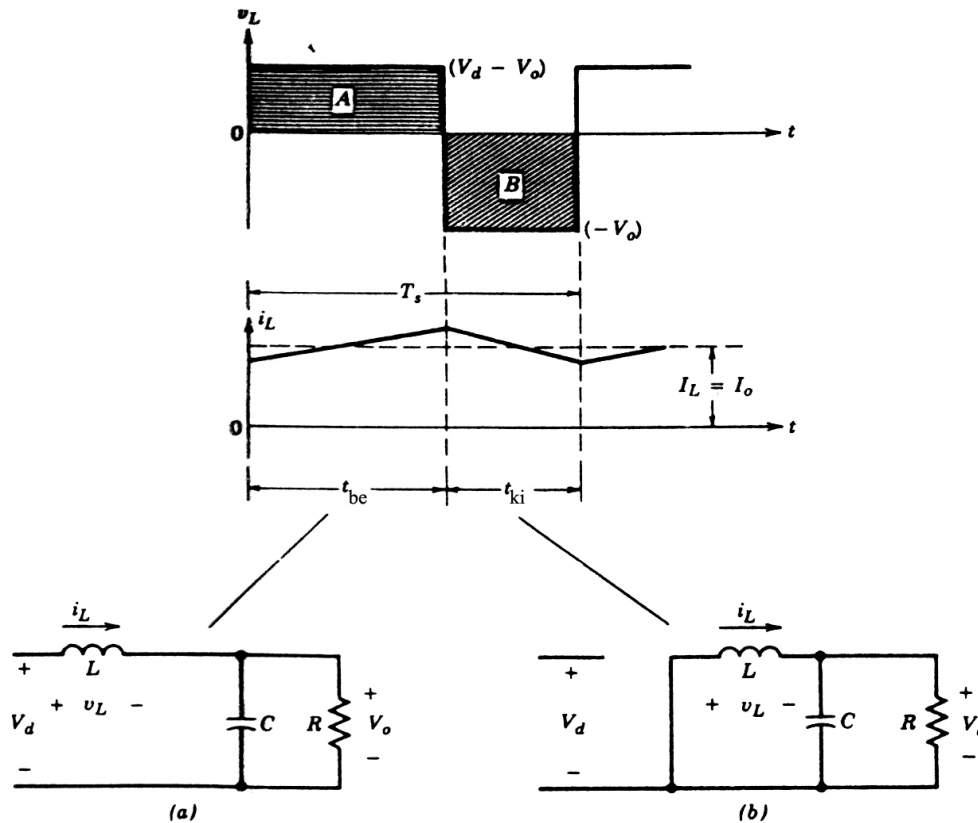
A kapcsoló nyitásakor a tekercs árama, a felhalmozott energiából kifolyólag, nem szűnhet meg pillanatszerűen, indukált feszültség jelentkezik a tekercsen, aminek következtében a dióda nyit, az áramkör pedig a tekercs-ellenállás-dióda (illetve tekercs-kondenzátor-dióda) útvonalon záródik. A dióda feszültségének változása az 2-16b ábra szerint alakul.

Aszerint, hogy a tekercs árama a kapcsoló kikapcsolt állapotában eléri-e a nulla értéket vagy sem, megkülönböztetünk kontinuális (folyamatos) és diszkontinuális (szakadós) üzemmódot.

A kontinuális üzemmódra a tekercs áram- és feszültségdiagramja a 2-17 ábra szerint követhető. A kapcsoló zárásakor a tekercsen megjelenő feszültség értéke:

$$v_L = V_d - V_o \quad (2-23)$$

lesz a t_{be} időintervallumban (2-17a ábra).



2-17 ábra: Feszültségcsökkentő átalakító jelldiagramjai és helyettesítő rajzai a kapcsoló bekapcsolt állapotában (a), és kikapcsolt állapotában (b).

A tekercs árama közben növekszik és elér egy I_{max} értéket. Ekkor nyitjuk a kapcsolót, aminek következtében a tekercsen a korábbi feszültséggel ellentétes irányú feszültség indukálódik. Az indukált feszültség hatására a dióda nyit, a tekercsen megjelenő feszültség értéke pedig:

$$v_L = -V_o \quad (2-24)$$

lesz (2-17b ábra). A tekercs árama folyamatosan csökken, a periódusidő (T_s) végén elér egy bizonyos I_{min} értéket. Ekkor a folyamat előlről kezdődik. A kontinuális üzemmód

jellemzője, hogy a tekercs árama $I_{max} \div I_{min}$ érték között ingadozik, tehát nem esik le nulla értékre.

Alkalmazva a 2-1 összefüggést, miszerint a tekercsen fellépő feszültség időintegráljának értéke egy kapcsolási periódus alatt nullával egyenlő, kapjuk:

$$(V_d - V_o)t_{be} = V_o(T_s - t_{be}) \quad (2-25)$$

ebből:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{be}}{T_s} = D \quad (2-26)$$

ahol D a kitöltési tényező. Láthatjuk, hogy a kitöltési tényező változtatásával tetszés szerint (reális határok között) változtathatjuk a V_o feszültséget adott V_d értéknél.

A kitöltési tényező változtatását, állandó kapcsolási frekvencia mellett, impulzus-szélesség modulációnak (*pulse-width modulation – PWM*) nevezik. Az impulzus-szélesség moduláció a teljesítményelektronikai átalakítók többségében alapját képezi a kapcsolók vezérlésének. Léteznek más modulációs eljárások is, de azok ritkábban használatosak.

A *DC-DC* átalakítóknál impulzus-szélesség modulációval a kimeneti egyenfeszültség középértékét tetszés szerint változtathatjuk illetve a kívánt értéken tarthatjuk, miközben a bemeneti feszültség és a terhelés ingadozhat.

A konstans kapcsolási frekvenciával működő *PWM* átalakítók kapcsolóvezérlő impulzusát, a $v_{vezérlő}$ feszültség és egy fűrészelő összehasonlításával kapjuk (2-18 ábra). A komparátor $v_{vezérlő}$ bemeneti feszültsége tulajdonképpen egy hibaerősítő kimeneti feszültsége, ez az erősítő a kívánt és az aktuális feszültség szint különbségét (hibáját) dolgozza fel.

A fűrészelő amplitúdója állandó értékű, frekvenciája pedig a kapcsolási frekvenciát (f_s) határozza meg. A kapcsolási frekvencia a ma rendelkezésre álló kapcsolóelemeknél rendszerint néhány *kHz*-től pár száz *kHz*-ig terjedhet.

Amikor az erősített hibajel (melynek változása jóval lassúbb kell, hogy legyen mint a kapcsolási frekvencia) nagyobb, mint a háromszögjel, a kapcsolóvezérlő jel magas lesz, azaz a kapcsolót bekapcsolásra vezérli. Ellenkező esetben a kapcsoló kikapcsol. A $v_{vezérlő}$ feszültségből és a fűrészelő csúcsertékéből számítva a kapcsoló kitöltési tényezője:

$$D = \frac{t_{be}}{T_s} = \frac{v_{vezérlő}}{\hat{v}_{st}} \quad (2-27)$$

Elvileg D értéke $0 \div 1$ között változhat. Az egyes egyenfeszültség átalakítók működési módja megkövetelheti a kitöltési tényező szűkebb határok közé szorítását.

Visszatérve a feszültségcsökkentő átalakító elemzésére elmondható, hogy, a veszteségeket elhanyagolva, kiegyenlíthető a kimeneti teljesítmény a bemenetivel:

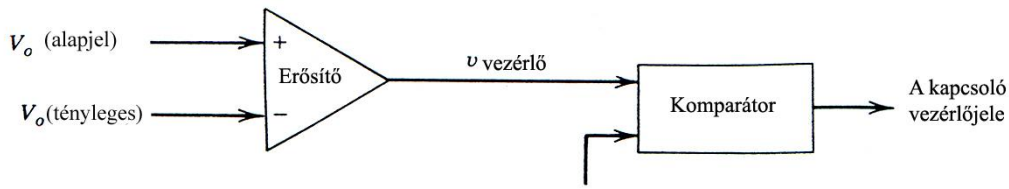
$$P_d = P_o \quad (2-28)$$

ebből:

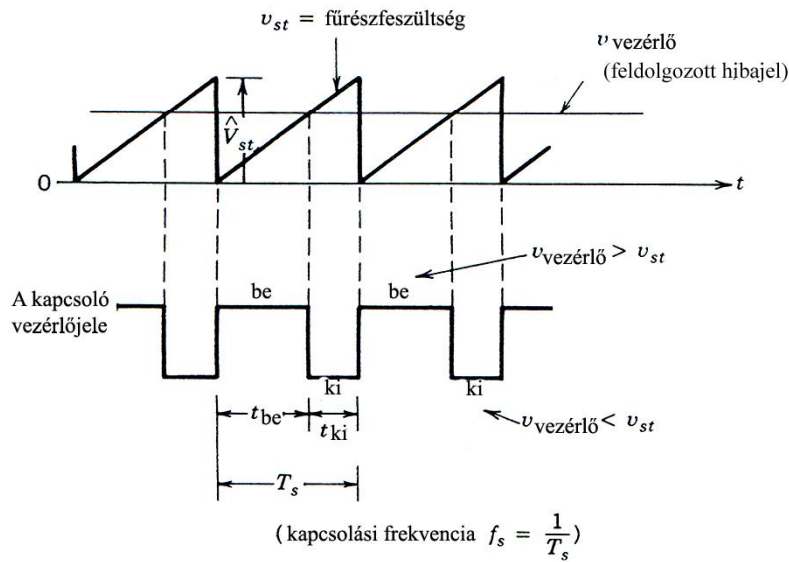
$$V_d \cdot I_d = V_o \cdot I_o \quad (2-29)$$

illetve:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1}{D} \quad (2-30)$$



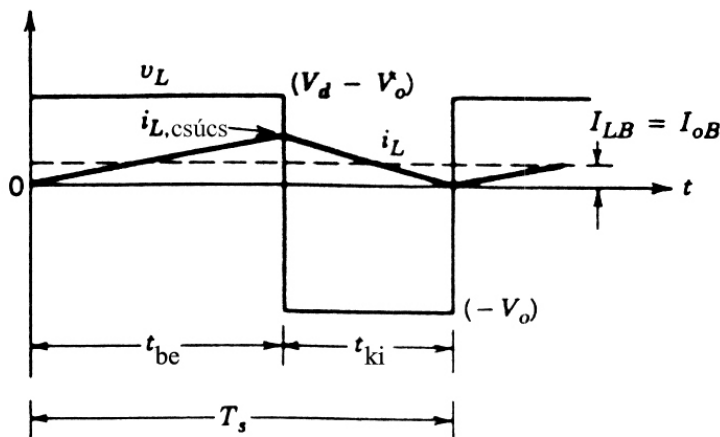
(a)



(b)

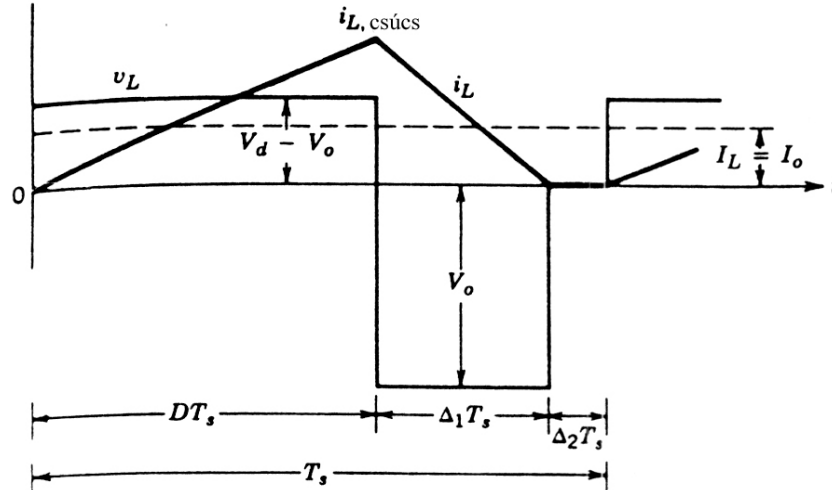
2-18 ábra: Impulzus-szélesség modulátor: (a) tömbvázlat (b) a PWM komparátor jelei.

A feszültségcsökkentő átalakító és általában minden más egyenfeszültség átalakító működhet kontinuális és diszkontinuális üzemmódban. A kontinuális és diszkontinuális üzemmód határát az az eset képezi, amikor is a periódusidő végére a tekercs árama nullára csökken (2-19 ábra).



2-19 ábra: Feszültség és áramdiagramok a kontinuális és diszkontinuális üzem határán.

Diszkontinuális (szakadós) üzemben a tekercs árama még a következő kapcsolási periódus kezdete előtt (T_s letelte előtt) nullára csökken. Ezzel együtt a tekercs feszültsége is nulla lesz, mivel a tekercs energiája tulajdonképpen idő előtt elfogy (2-20 ábra).



2-20 ábra: Jeldiagramok diszkontinuális üzemben.

A tekercs feszültségintegrálját nullával kiegyenlítve szakadós üzemben a következő egyenletet kapjuk:

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (2-31)$$

ebből:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (2-32)$$

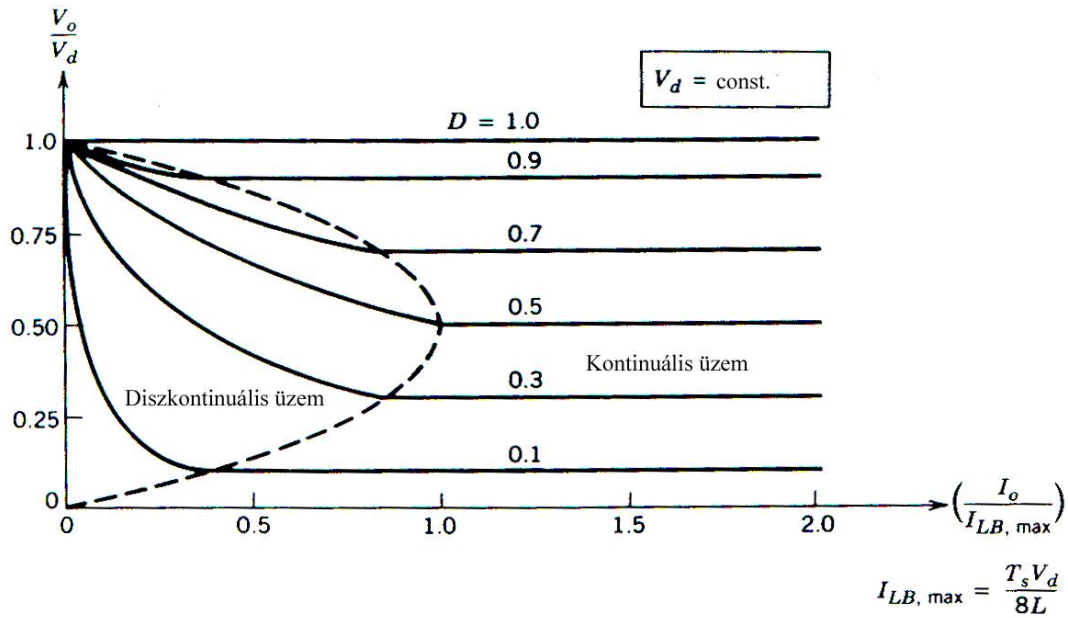
ahol $D + \Delta_1 < 1$.

A 2-21 ábra a feszültség-csökkentő átalakító V_o/V_d normalizált kimeneti jelleggörbéit mutatja $I_o/I_{LB,max}$ függvényében a D kitöltési tényező különböző értékeire, V_d -t konstansnak választva. $I_{LB,max}$ a kimeneti áram maximális értéke a kontinuális és a diszkontinuális üzem határán, $D=0,5$ kitöltési tényező mellett. Folytonos üzemben a kimeneti feszültség a terheléstől függetlenül állandó. Szakadós üzemben a feszültség nagyobb, mint folytonos üzemben. Üresjáratban minden diagram a $V_o/V_d=1$ értékhez tart.

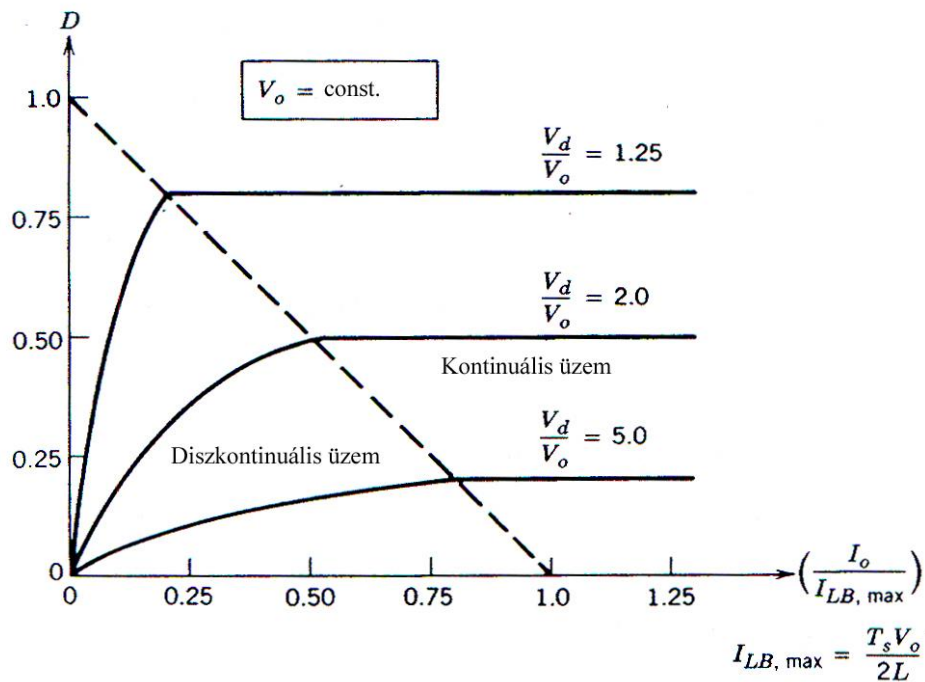
A szabályozható DC tápegységekben a cél a kimeneti feszültség (V_o) állandó szinten tartása, miközben a bemeneti V_d feszültség változhat. A szükséges kitöltési tényező eközben a következő képlettel számítható:

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left(\frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2} \quad (2-33)$$

A 2-22 ábra a D kitöltési tényező értékének változását mutatja $I_o/I_{LB,max}$ függvényében, V_o -t konstansnak véve, V_d/V_o különböző értékeinél.



2-21 ábra: A feszültségcsökkentő átalakító kimeneti jelleggörbéi $V_d = \text{const.}$ és változó kitöltési tényező mellett.



2-22 ábra: A feszültségcsökkentő átalakító kitöltési tényezőjének változása $V_o = \text{const.}$ esetére, változó V_d és változó terhelés mellett.

Az előző számításokban feltételeztük, hogy a kimeneti kondenzátor kapacitása elég nagy ahhoz, hogy a $v_o(t) = V_o = \text{const.}$ egyenlőség teljesüljön. A valóságban a véges kapacitás miatt a kimeneti feszültség jelldiagramja a 2-23 ábrán megrajzolthoz hasonló hullámzást tartalmaz (kontinuális üzem).

Feltételezve, hogy az ábrán látható (árnyékolt terület) áramhullámzás a kondenzátoron folyik keresztül, írható:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q_c}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{\Delta I_L T_s}{2} \quad (2-34)$$

A 2-17-es ábra alapján:

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (2-35)$$

A ΔI_L -t az előző egyenletbe helyettesítve kapjuk:

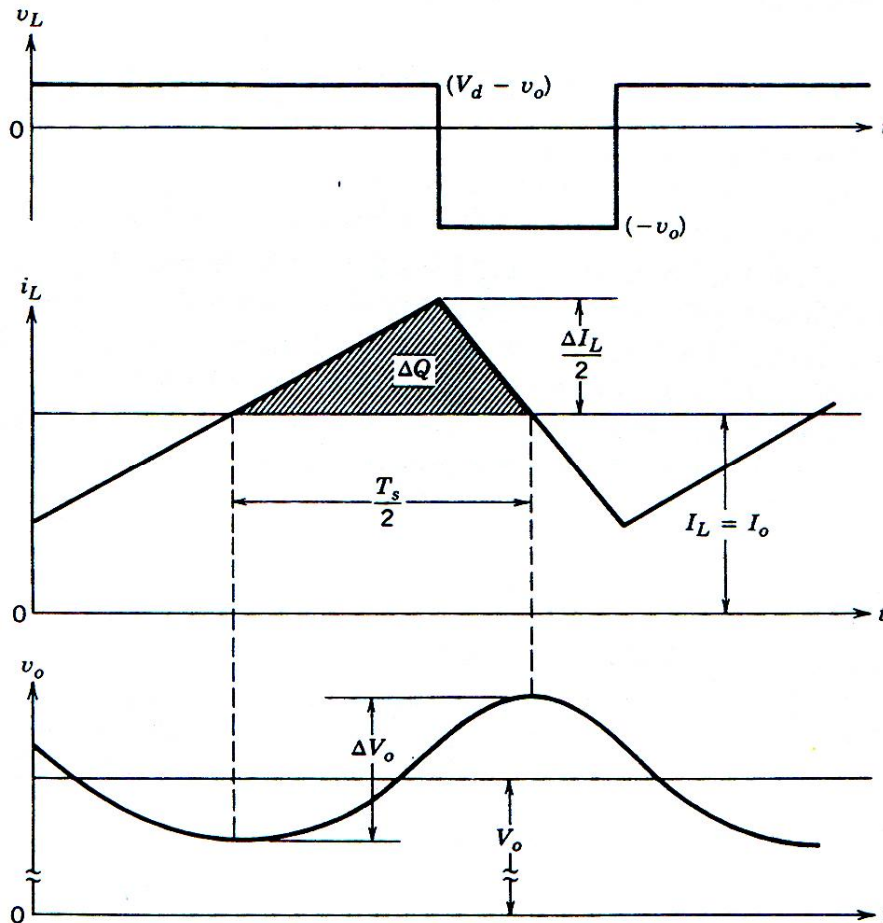
$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (2-36)$$

$$\therefore \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2$$

ahol az $f_s = 1/T_s$ a kapcsolási frekvencia, f_c pedig az:

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2-37)$$

összefüggéssel számítható.



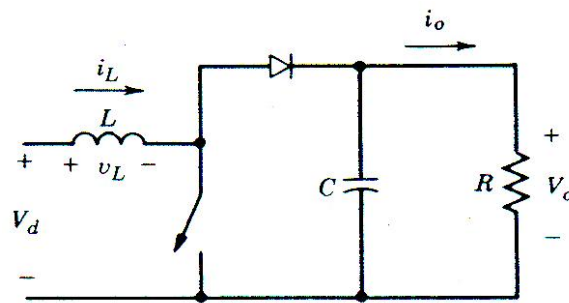
2-23 ábra: A feszültségcsökkentő átalakító kimeneti feszültségének hullámzása.

A 2-36-es egyenletből látható, hogy a feszültség hullámszámát minimalizálhatjuk ha a feszültségcsökkentő átalakító kimenetét képező aluláteresztő LC szűrővel az $f_c \ll f_s$ feltételnek eleget teszünk. A számítás szerint a kimeneti feszültség hullámszámát független a terheléstől, amíg az átalakító kontinuális üzemben dolgozik.

A kapcsolóüzemű tápoknál a kimeneti feszültség hullámszámát rendszerint 1% alatt kell, hogy legyen. Így az előzőekben említett $v_o(t) = V_o = const.$ feltételezés a számítások többségében helyénvaló.

2.2.3 Feszültségnövelő (boost) átalakító

Gyakran a különböző készülékeknél, vagy azok bizonyos áramköreinél a bemeneti feszültségnél nagyobb, vagy jóval nagyobb feszültségre van szükség. Ha a különbség nem nagy ($1 < \frac{V_o}{V_i} < 5$), feszültségnövelő (boost) kapcsolást alkalmaznak (2-24 ábra).



2-24 ábra: Feszültségnövelő (boost) átalakító.

Ha ennél jóval nagyobb feszültségnövelésre van szükség (akár néhány százszoros is lehetséges), azt olyan $DC-DC$ átalakítóval érik el, amelyben transzformátor is van és elsősorban ez végzi a feszültség növelését (2.2.10. szakasz).

A kapcsolás működését a 2-25 ábrán megadott jellegendák segítségével érthetjük meg. A tranzisztor vezetési ideje alatt a tekercsre jutó feszültség $v_L = V_d$ lesz, miközben az áram folyamatosan növekszik.

A dióda ebben az esetben zárt állapotban van, azaz leválasztja a kapcsolás kimenetét a bemenettől. A $t = t_{be}$ időpillanatban a kapcsoló kikapcsol (2-25b ábra), a tekercs árama csökkenni kezd, az indukált elektromotoros erő iránya pedig ellentétes lesz. Ez a feszültség nyitja a diódát. A tekercs feszültsége ekkor $v_L = V_d - V_o$ -val lesz egyenlő. Az i_L áram egy minimális értékig csökken, amikor is újra bekapcsoljuk a kapcsolót. Aszerint, hogy a tekercs árama mely értékek között mozog egy periódus alatt, a buck átalakítóhoz hasonlóan itt is megkülönböztetünk két üzemmódot.

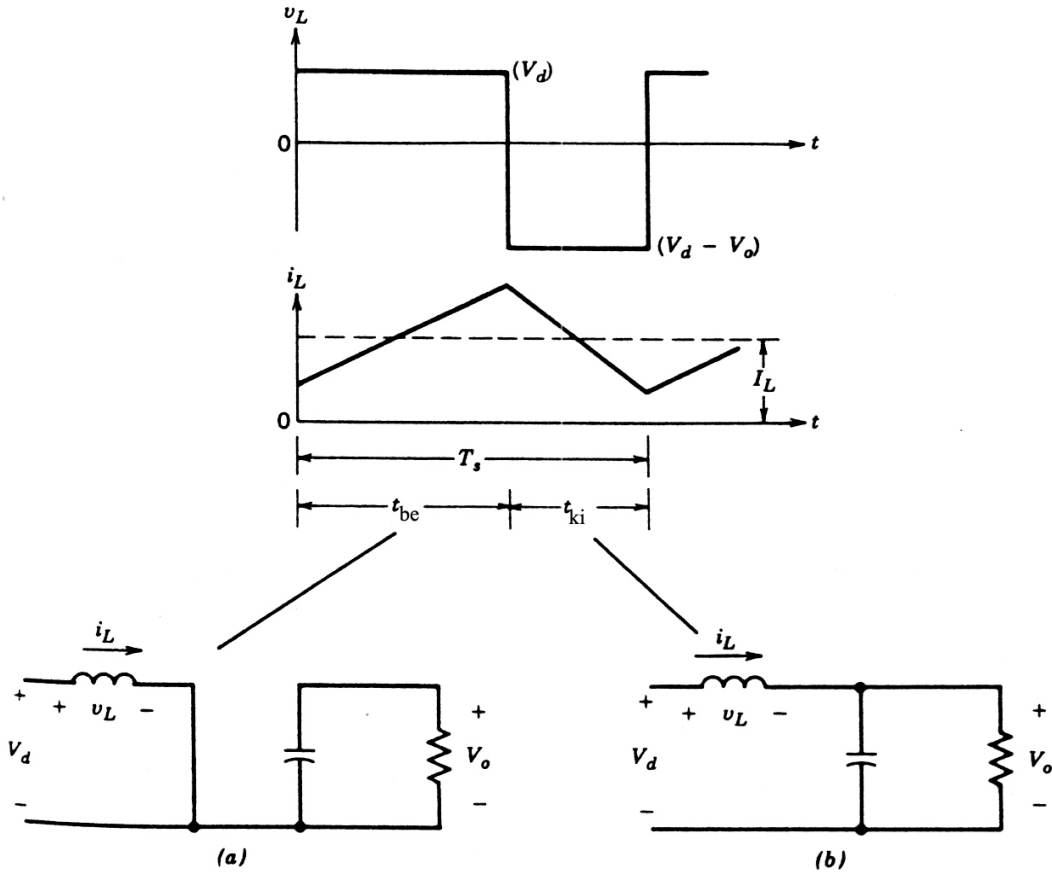
Kontinuális üzemben a tekercs árama, állandósult állapotot feltételezve, I_{min} és I_{max} értékek között ingadozik egy perióduson belül. A tekercsen fellépő feszültség időintegrálja itt is egy perióduson belül egyenlő kell, hogy legyen nullával, azaz

$$V_d \cdot t_{be} + (V_d - V_o)t_{ki} = 0 \quad (2-38)$$

azaz,

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{1}{1-D} \quad (2-39)$$

ahol D a kitöltési tényező (2-27).



2-25 ábra: A feszültségnövelő (boost) átalakító jelldiagramjai és helyettesítő rajzai a kapcsoló bekapcsolt állapotában (a), és kikapcsolt állapotában (b), kontinuális üzemben.

A veszteségeket elhanyagolva kiegyenlíthetjük a bemeneti teljesítményt a kimenetivel: $P_d = P_o$.

Ebből:

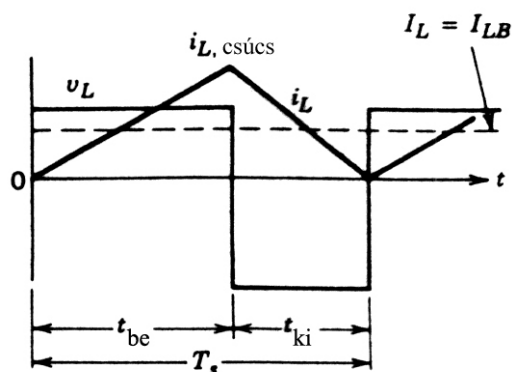
$$V_d \cdot I_d = V_o \cdot I_o \quad (2-40)$$

illetve:

$$\frac{I_o}{I_d} = 1 - D \quad (2-41)$$

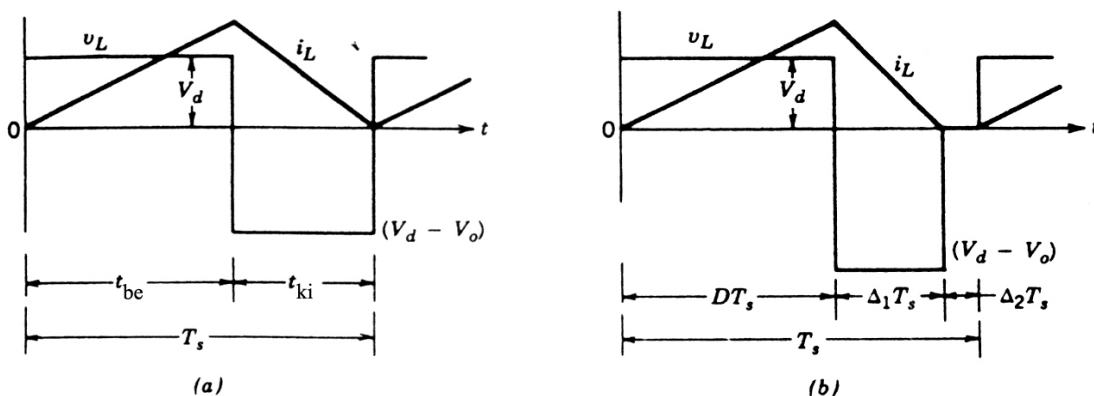
A kontinuális és diszkontinuális üzemmód határán (2-26 ábra) a tekercs áramának minimális értéke nullával lesz egyenlő a $t = T_s$ pillanatban. A kimeneti áram értéke a határesetben:

$$I_{oB} = \frac{V_o T}{2L} D(1 - D^2) \quad (2-42)$$



2-26 ábra: Jeldiagramok a kontinuális és diszkontinuális üzemmód határán.

Amennyiben a fogyasztó ellenállása tovább nő, vagyis a terhelőáram lecsökken és egy bizonyos határ alá esik, akkor az átalakító diszkontinuális üzembe megy át (2-27 ábra).



2-27 ábra: Feszültségnövelő átalakító jeldiagramjai: kontinuális (a), és diszkontinuális üzemben (b).

Ebben az esetben már nem érvényesek a fenti egyenletek (2-38 – 2-42), mivel a tekercs árama még a T_s periódus előtt nullára csökken. A v_L időintegráljának megoldása egy periódus alatt:

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad (2-41)$$

innen:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (2-42)$$

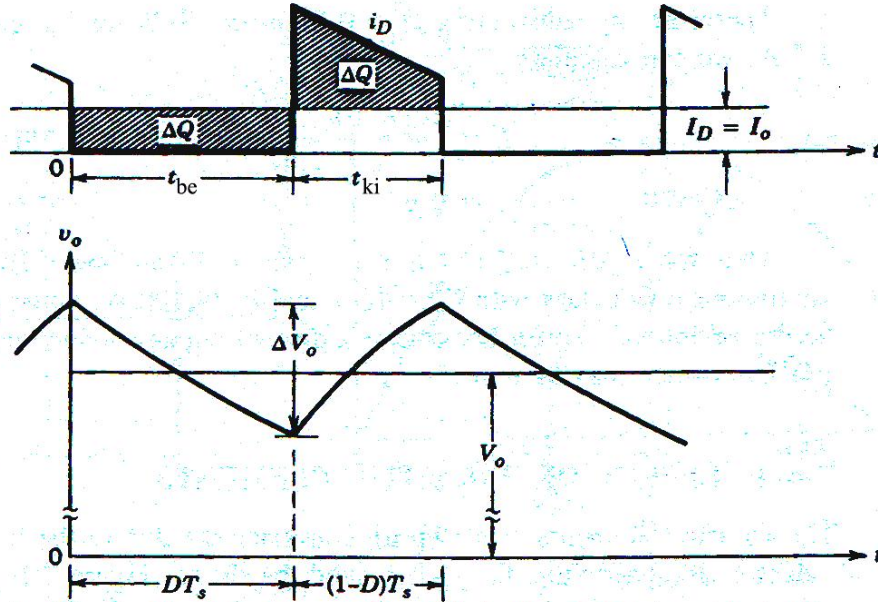
Feltételezve:

$$P_d = P_o, \quad (2-43)$$

következik:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (2-44)$$

Kontinuális üzemben a kimeneti feszültség hullámmása a 2-28 ábrán figyelhető meg. Feltételezve, hogy a dióda trapéz alakú áramának teljes váltakozó komponense keresztülfolyik a kimeneti kondenzátoron, a kimeneti ellenálláson ennek az áramnak a középértéke folyik (lásd 2-29 ábra, az árnyékolt terület a kondenzátor ΔQ töltésváltozását mutatja).



2-28 ábra: A feszültségnövelő átalakító kimeneti feszültségének hullámmása.

Az elmondottak alapján a kimeneti feszültség hullámmásának mértéke (csúcstól csúcsig mérve):

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o DT_s}{RC} \quad (2-47)$$

Az egyenletet tovább rendezve kapjuk:

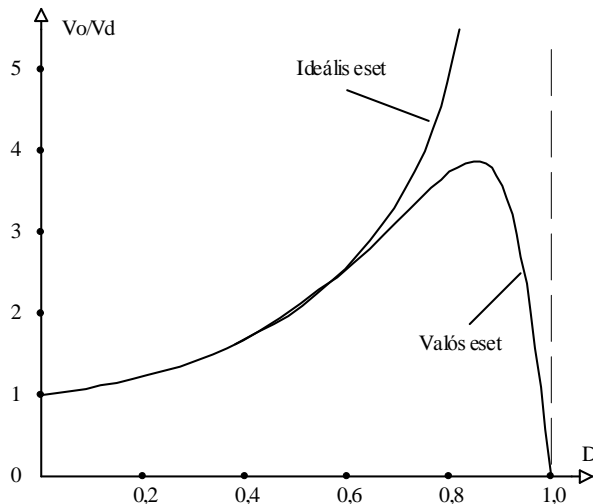
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (2-48)$$

ahol $\tau=RC$ az időállandó. Hasonló LC értékek esetén a feszültségnövelő átalakító kimeneti feszültségének hullámmása lényegesen nagyobb, mint a feszültségcsökkentő átalakítónál, mivel a kondenzátoron átfolyó váltóáram a kimeneti árammal azonos nagyságrendű impulzusokból áll. A szokásos 1%-os határ alá a hullámmást kellő nagy kapacitású kimeneti kondenzátorral szoríthatjuk. A nagy kapacitás mellett fontos, hogy a kondenzátor parazita soros ellenállása minél kisebb legyen. Szükség szerint a hullámmás egy hozzáadandó szűrőfokozattal tovább csökkenthető. A hullámmás számításának menete hasonló diszkontinuális üzem esetén is.

A (2-39) egyenletből kiindulva feltételezhetnénk, hogy a *boost* átalakítóval tetszőleges arányú feszültség növelést érhetünk el. A valóságban az egyes alkatrészek veszteségei miatt a feszültségátviteli tényező nem tart végtelenhez, amikor a kitöltési tényező egyhez tart. A valós helyzetet a 2-29 ábra mutatja.

A gyakorlatban nem is igyekszünk túl nagy feszültség emelést elérni (legfeljebb 5-6 szorosot) *boost* átalakítóval, viszont megtörténhet, hogy szabályzó kör tévedésből az átalakítót nagy kitöltési tényezővel próbálja vezérelni. Ilyenkor a feszültség nem éri el a

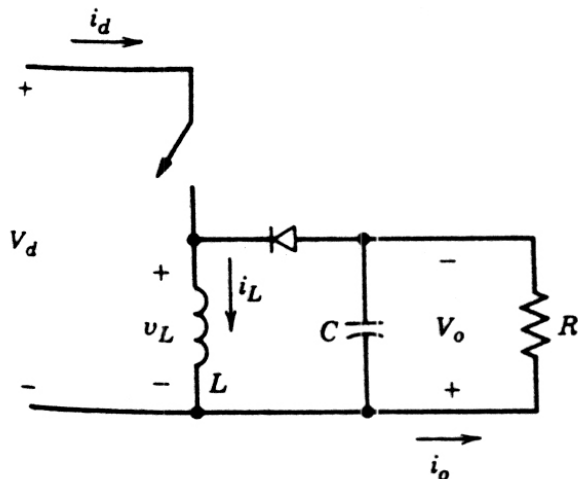
kívánt értéket, aminek következtében a szabályzó kör tovább növeli a kitöltési tényezőt, de ez sem hozza meg a várt eredményt. A végén a kitöltési tényező eléri az egyes értéket, a kapcsolótranszisztor állandóan be lesz kapcsolva, az árama olyan értéket ér el, hogy a kapcsoló tönkremegy. A gond megoldható a kitöltési tényező korlátozásával.



2-29 ábra: A boost átalakító feszültségátviteli tényezőjének függése a kitöltési tényezőtől.

2.2.4 Feszültség csökkentő-növelő (*buck-boost*) átalakító

A *buck-boost* kapcsolásnál (2-30 ábra) attól függően, hogy a kitöltési tényezőt milyen értékre választjuk, megvalósíthatunk $V_o > V_d$ illetve $V_o < V_d$ értéket. A feszültségnövelést $D > 0,5$ feltétel mellett kapjuk, a feszültségcsökkentést pedig $D < 0,5$ mellett. Az átalakító bemenő és kimenő feszültsége ellentétes előjelű (ennek megfelelően vettük fel az ábrán a kimenő feszültség referens irányát), tehát a kapcsolás inverterként viselkedik.



2-30 ábra: A buck-boost átalakító kapcsolási rajza.

Amikor a kapcsoló bekapcsolt állapotban van (2-31a ábra) a tekercsben akumulálódik az energia. Ilyenkor a dióda nem vezet, a kimeneti áramot pedig a C kondenzátor biztosítja. A periódus fennmaradt részében a kapcsoló kikapcsol (2-31b

ábra). Mivel a tekercsben az előző intervallumhoz képest megfordul a feszültség iránya, ez a dióda nyitóirányú előfeszítését eredményezi. Ettől kezdve a tekercs árama tölti a C kondenzátort és táplálja a fogyasztót.

A 2-1 feltételt alkalmazva a tekercsre:

$$V_d t_{be} - V_o (T_s - T_{be}) = 0 \quad (2-49)$$

ebből:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (2-50)$$

A kapcsolás veszteségeit elhanyagolva felírhatjuk:

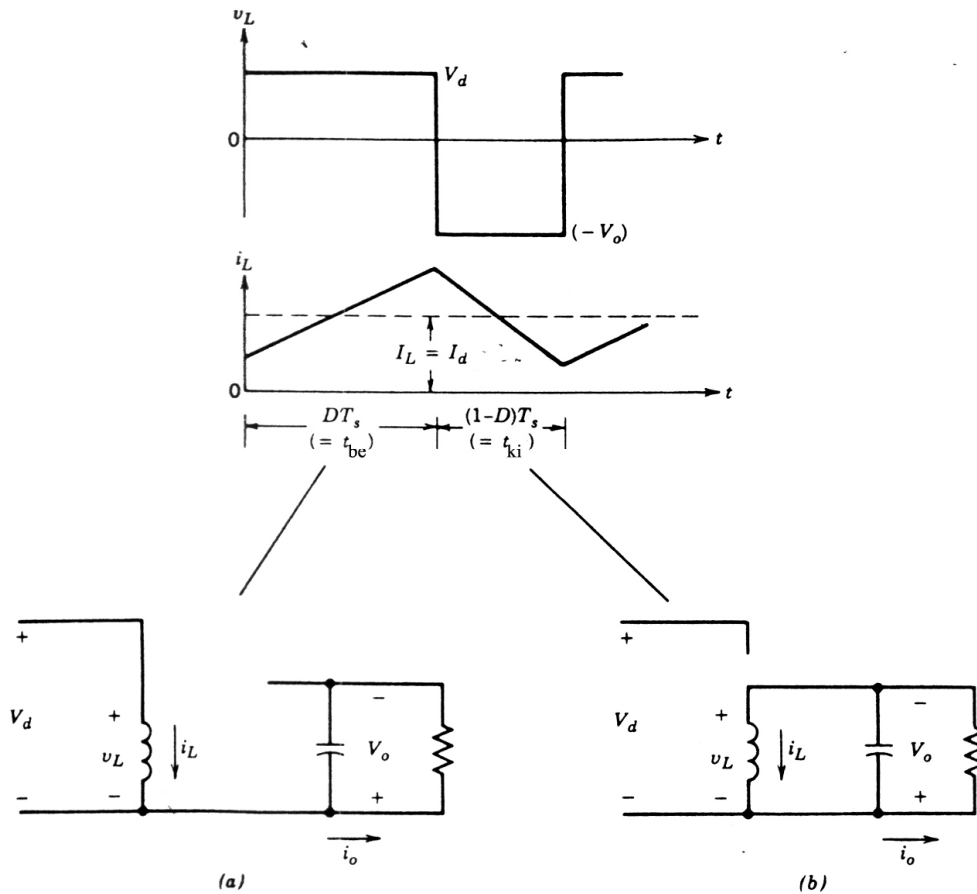
$$P_d = P_o \quad (2-51)$$

ebből:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (2-52)$$

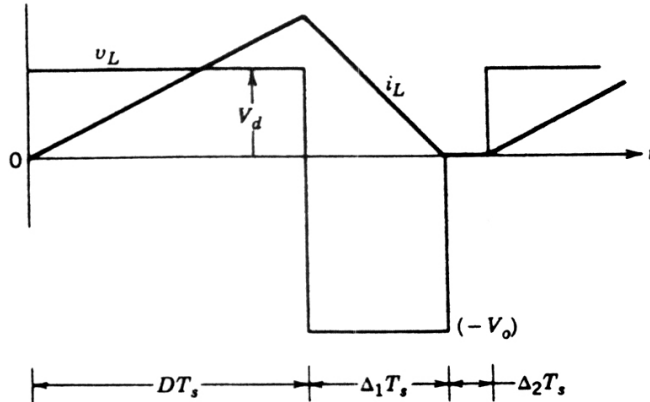
A kontinuális és diszkontinuális üzemmód határán a $t = T_s$ pillanatban a tekercs árama nulla. Az ennek megfelelő kimeneti áram:

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1-D)^2 \quad (2-53)$$



2-31 ábra: A buck-boost átalakító jelldiagramjai és helyettesítő rajzai t_{be} (a), és t_{ki} időintervallumban (b).

Diszkontinuális üzemben (2-32 ábra) a tekercs árama még a $t = T_s$ időpillanat előtt nullára csökken.



2-32 ábra: Jeldiagramok diszkontinuális üzemben.

Alkalmazva a 2-1 feltételt a következő egyenletet kapjuk:

$$V_d DT_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0 \quad (2-54)$$

ebből:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (2-55)$$

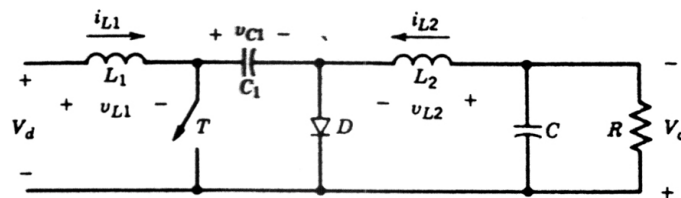
Feltételezve, hogy $P_d = P_o$, a kimeneti és bemeneti áram aránya:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (2-56)$$

2.2.5 Čuk-féle átalakító

Az eddig ismertetett átalakítók nem fűződnek egy feltaláló nevéhez sem, mert világszerte több helyen, nagyjából egy időben kezdték el őket alkalmazni a tervezők. A Čuk-féle átalakító feltalálója, Slobodan Čuk viszont ismert, így ezt a kapcsolást róla nevezték el.

A Čuk-féle átalakító (2-33 ábra) abban különbözik az eddig ismertetett kapcsolásoktól, hogy két tekercset és két kondenzátort tartalmaz. Az energia tárolására és továbbítására elsősorban kondenzátort (C_1), nem pedig tekercset használ.



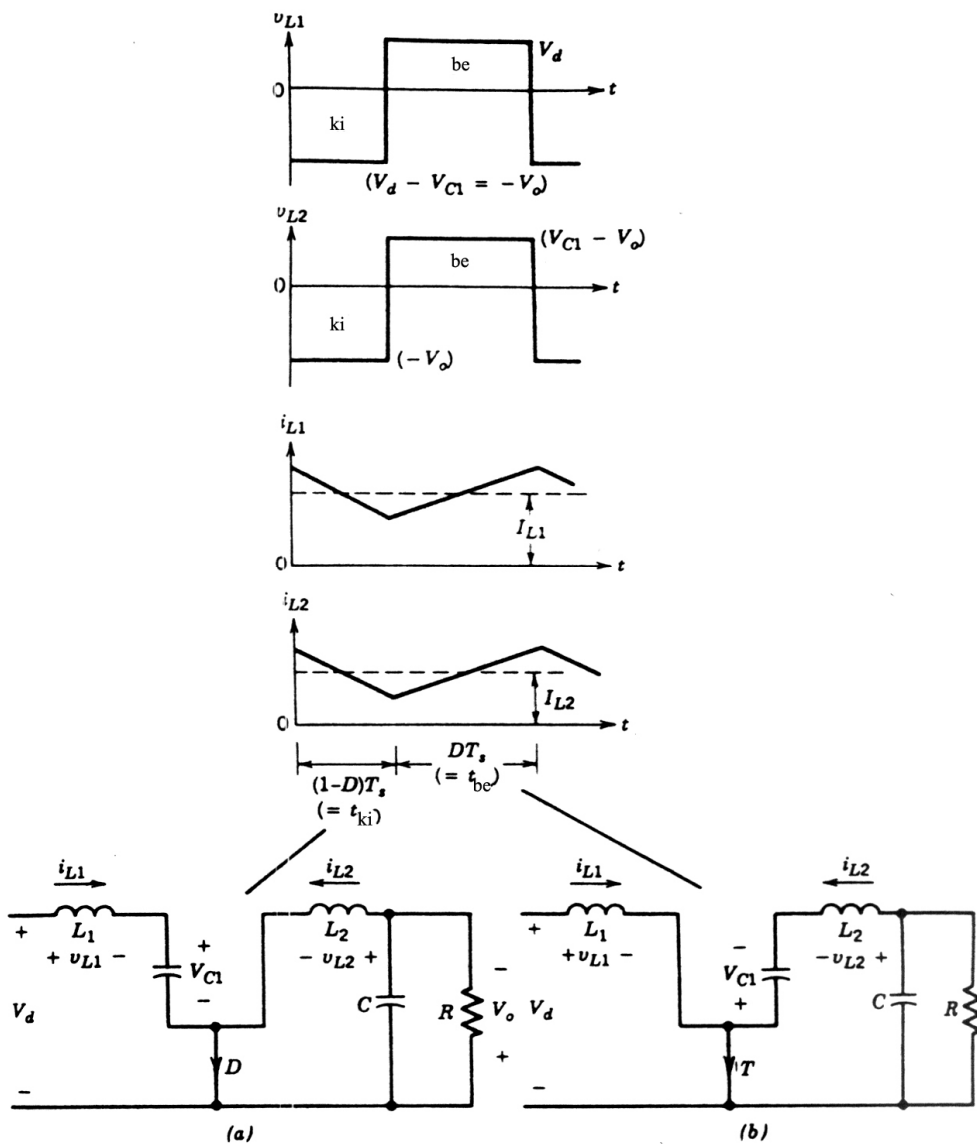
2-33 ábra: Čuk-féle kapcsolás.

A nagyobb számú LC alkatrész használata nem tekinthető felesleges bonyolításnak: az eddig ismertetett kapcsolások szabályos alkalmazásánál is szükséges még egy LC tag, vagy a bemeneten (*buck* átalakító), vagy a kimeneten (*boost* átalakító), vagy mindkét helyen (*buck-boost* átalakító) a feszültség hullámzás megfelelő alacsony szinten tartása végett.

A Čuk-féle átalakító építhető mágnesesen csatolt ki és bemeneti tekercsekkel (L_1 , L_2). A méretek csökkentése mellett a tekercsek egy magra történő építése még egy (váratlan) pozitív eredményt ad: megfelelő csatolási tényező mellett elvileg teljesen ki lehet küszöbölni a bemeneti és a kimeneti áram hullámzását, ami a feszültségjelek nagyon jó simítását eredményezi.

A Čuk-féle átalakítónál a bemenő és a kimenő feszültség ellentétes előjelű. A kimenő feszültség abszolút értéke lehet kisebb, nagyobb, vagy megegyező a bemenővel. A továbbiakban ismertetjük a kapcsolás működési elvét.

Amikor a T kapcsoló bekapcsolt állapotban van (t_{be}), a dióda ki van kapcsolva (2-34a ábra). A bemenő (L_1) tekercsen a feszültség konstans, folyamatban van az energia halmozódása. A C_1 kondenzátorban tárolt energia ilyenkor az L_2 tekercsen keresztül a terhelés felé ürül.



2-34 ábra: Čuk-féle átalakító jelldiagramjai és helyettesítő rajzai a kapcsoló (a) kikapcsolt és (b) bekapcsolt állapotában.

A periódus hátralévő részében ($t_{ki} = (1 - D)T_s$) a tranzisztor ki van kapcsolva a dióda pedig vezet (2-34b ábra). Ebben az intervallumban az L_1 és L_2 tekercsek árama lineárisan esik egy minimális értékig (amely kontinuális üzemben nagyobb, mint nulla).

A 2-1 kifejezést alkalmazva L_1 és L_2 tekercsekre:

L_1 :

$$V_d DT_s + (V_d - V_{c1})(1 - D)T_s = 0 \quad (2-57)$$

$$V_{c1} = \frac{1}{1 - D} V_d \quad (2-58)$$

L_2 :

$$(V_{c1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1 - D)T_s = 0 \quad (2-59)$$

$$V_{c1} = \frac{1}{D} V_o \quad (2-60)$$

A 2-58 és a 2-60 egyenleteket megoldva kapjuk:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (2-61)$$

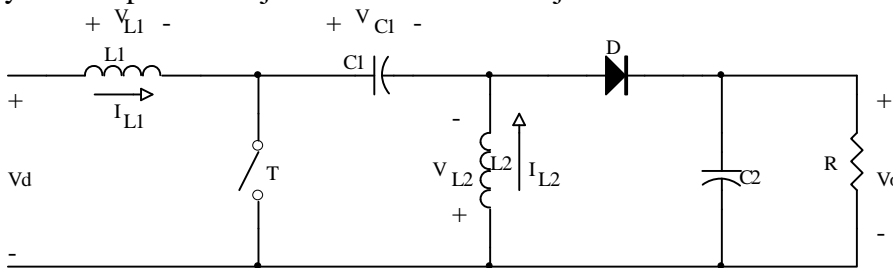
Feltételezve, hogy $P_d = P_o$:

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (2-62)$$

A feszültségátviteli tényező (2-59 kifejezés) ideális esetben végtelenbe tart, amikor a kitöltési tényező egyhez közelít. A valóságban a feszültségátviteli tényező értékét az átalakítóban jelentkező veszteségek és az esetleges letörések korlátozzák. A *boost* átalakítónál már kitértünk erre a jelenségre (2-30 ábra), hasonló a helyzet a *buck-boost* átalakítónál is (2.2.4 szakasz). A várható káros következmények elkerülése végett a kitöltési tényező maximális értékét korlátozni szokták ezeknél az átalakítóknál.

2.2.6 SEPIC átalakító

Csak röviden említjük meg, hogy létezik olyan feszültség csökkentő-növelő kapcsolás, amely nem fordítja meg a bemeneti feszültség előjelét. Ez a *SEPIC* átalakító, amelynek a kapcsolási rajzát a 2-35 ábrán láthatjuk.



2-35 ábra: A SEPIC átalakító.

A *SEPIC* átalakító feszültségátviteli tényezője azonos a *buck-boost* illetve a *Ćuk*-féle átalakítóéval (2-50 és 2-61 egyenletek), de pozitív előjellel. A bemeneti feszültség hullámzás hasonlóan kicsi, mint a *boost* vagy a *Ćuk*-féle átalakítónál az L_1 soros tekercs szűrőhatásának köszönhetően. A kimeneti feszültség hullámzás lényegesen

nagyobb (hasonlóan a *boost* és *buck-boost* átalakítóhoz) mivel a C_2 kondenzátor megközelítőleg négyszögárammal van terhelve.

2.2.7 Félhíd kapcsolás

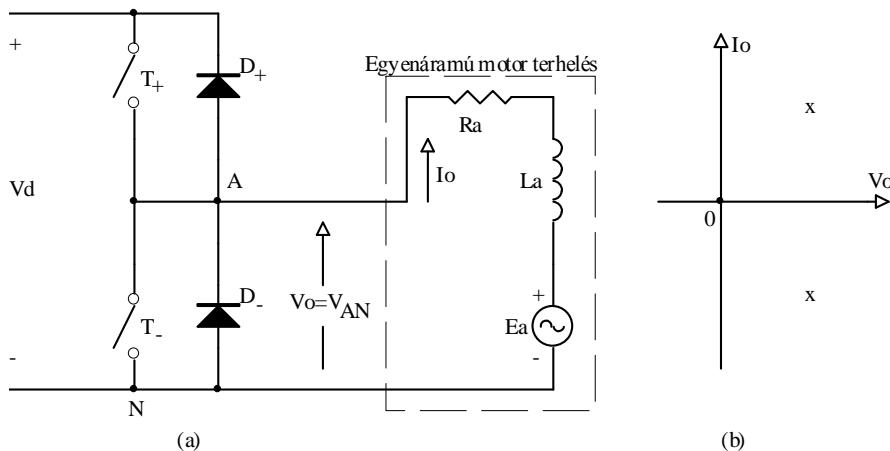
A félhíd- és hídkapcsolásoknak (2-36 és 2-37 ábrák) három fő alkalmazási területük van:

- DC motorhajtások
- DC-AC átalakítás a monofázisú invertereknél
- DC-AC átalakítás a transzformátoros kapcsolóüzemű tápoknál.

Habár a félhíd- és hídkapcsolás topológiája ugyanaz mindhárom esetben, a vezérlésben különbségek mutatkoznak. A DC motorhajtásokhoz használt átalakító megértése fontos és alapkőként szolgál az egyéb hídkapcsolások megértéséhez.

A félhidas átalakító ugyanazt a feladatot tudja ellátni, mint a *buck* átalakító: feszültséget csökkent a $0 < V_o < V_d$ tartományban. A különbség egyrészt az, hogy a kimeneti áram iránya megfordulhat (ezzel az energiaáramlás iránya is megfordul, ezért ezt kétnegyedes üzemmek nevezik), másrészt az, hogy nem lép fel diszkontinuális üzem, függetlenül a terhelés nagyságától. Az áram megfordulása motorhajtásoknál a nyomaték irányát fordítja meg, ami fékezést eredményez.

Az átalakító kapcsolási rajzát a 2-36 ábrán láthatjuk. A félhíd kapcsolású átalakító két vezérelhető kapcsolót tartalmaz és velük ellenpárhuzamosan kötött diódákat. A kapcsolók vezérlését illetően érvényes, hogy ameddig az egyik kapcsoló be van kapcsolva, addig a másik ki van kapcsolva. Ellenkező esetben rövidzár lép fel az energiaforrás és a kapcsolók alkotta áramkörben, ami a kapcsolók tönkremenetelét okozza. A gyakorlatban a két kapcsoló kapcsolása között kis szünetet tartanak (holtidő), hogy az esetleges késések mellett is a rövidzár bekövetkezését kizárják. Az elkövetkező elemzésekkel ezt a holtidőt figyelmen kívül hagyjuk és feltételezzük, hogy a kapcsolók ideálisak, azaz pillanatszerűen játszódik le a ki- és bekapcsolási folyamat.



2-36 ábra: Félhíd kapcsolású DC-DC átalakító rajza (a) és a kétnegyedes üzem ábrázolása (b).

Ha nem kapcsoljuk ki egyidőben mindkét kapcsolót, akkor a kimeneti i_o áram kontinuális lesz, sohasem jelentkezik diszkontinuális üzem, mint az eddig ismertetett

egykapcsolós átalakítóknál, még terhelés nélkül sem. A kontinuális üzemre jellemző, hogy a kimeneti feszültség értékét kizárólag a kapcsolók állapota határozza meg, illetve az, hogy melyik kapcsoló vezet, a kimeneti áram iránya nincs rá jelentős kihatással.

Példaként tekintsük azt az esetet, amikor a T_+ kapcsoló van bekapcsolva. Ha az i_o áram pozitív, az áramot ténylegesen a tranzisztor vezeti és a kimeneti feszültség

$$v_{AN} = V_d \quad (T_+ \text{ zárt}, T_- \text{ nyitott}) \quad (2-63)$$

értéket vesz fel. Negatív kimeneti áram esetén a bekapcsolt állapot ellenére az áramot nem a T_+ kapcsolótranzisztor vezeti, hanem a D_+ ellenpárhuzamos dióda, de a 2-63 egyenlet továbbra is érvényben marad. Természetesen ennél az egyszerűsített analízisnél a kapcsolók feszültségeit elhanyagoltuk.

Hasonlóképpen, ha T_- van bekapcsolva, a negatív i_o áram rajta keresztül folyik, a pozitív i_o áram pedig D_- -on keresztül, de a félhíd kimeneti feszültsége mindkét esetben:

$$v_{AN} = 0 \quad (T_- \text{ zárt}, T_+ \text{ nyitott}) \quad (2-64)$$

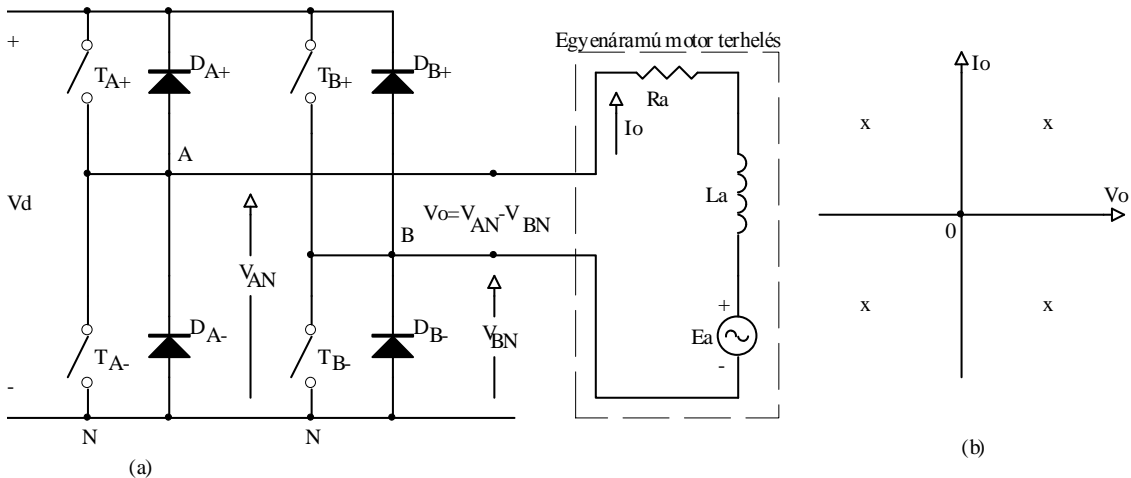
Tehát v_{AN} csak a kapcsolók állásától függ, nem pedig i_o irányától is. Ezért a félhíd kimeneti feszültségének átlagértéke, a kapcsolás egy periódusára (T_s) átlagolva, a bemeneti feszültségtől (V_d) és a T_+ kitöltési tényezőjétől függ:

$$V_o = V_{AN} = \frac{V_d t_{be} + 0 \cdot t_{ki}}{T_s} = V_d \cdot (T_+ \text{ kitöltési tényezője}) \quad (2-65)$$

Mivel a kitöltési tényező elvileg 0 és 1 között változhat, a kimeneti feszültségre érvényes a *buck* átalakítóra jellemző $0 < V_o < V_d$ korlátozás.

2.2.8 Hídkapcsolás

A 2-37 ábrán látható hídkapcsolású átalakító bemenetére állandó nagyságú V_d feszültséget kapcsolunk, a kimeneti v_o feszültségnek és i_o áramnak viszont, megfelelő modulációval, mind a nagyságát, mind az irányát meg tudjuk változtatni. Láthatjuk tehát, hogy a hídkapcsolású átalakító működhet az i_o - v_o sík valamennyi (négy) negyedében, melyből értelem szerint következik, hogy a teljesítmény az átalakítón keresztül mindkét irányban áramolhat.



2-37 ábra: Hídkapcsolású DC-DC átalakító rajza (a) és a négynegyedes üzem ábrázolása (b)

A hídkapcsolású átalakító két ágból tevődik (A és B félhidak). Mindkét ág két vezérelhető kapcsolót tartalmaz és velük ellenpárhuzamosan kötött diódákat. Mindkét ágra (félhídra) érvényes, hogy ameddig az egyik kapcsoló vezet, addig a másik nyitott. Szigorúan eleget kell tenni azon követelményeknek, miszerint egy ágba egyszerre csak egy kapcsoló (bipoláris tranzisztor, *MOSFET*...) vezethet, ellenkező esetben rövidzár lép fel. Amint azt már a félhíd kapcsolásnál (2.2.7 szakasz) említettük, a gyakorlatban a két kapcsoló kapcsolása között kis szünetet tartanak (holtidő).

Ha egyik félhídiban sem kapcsoljuk ki egyidőben mindkét kapcsolót, akkor a kimeneti i_o áram kontinuális lesz, sohasem jelentkezik diszkontinuális üzem, mint az eddig ismertett egykapcsolós átalakítóknál, még terhelés nélkül sem. Ugyanakkor a kimeneti feszültséget kizárólag a kapcsolók állapota határozza meg, illetve az, hogy mely kapcsolópárok vezetnek, függetlenül a kimeneti áram irányától.

Példaként tekintsük azt az esetet, amikor az A félhíd T_{A+} kapcsolója be van kapcsolva. Ha az i_o áram pozitív, az áramot ténylegesen a tranzisztor vezeti és a kimeneti feszültség

$$v_{AN} = V_d \quad (T_{A+} \text{ zárt}, T_{A-} \text{ nyitott}) \quad (2-66)$$

értéket vesz fel. Negatív kimeneti áram esetén a bekapcsolt állapot ellenére az áramot nem a T_{A+} kapcsolótranzisztor vezeti, hanem a D_{A+} ellenpárhuzamos dióda, de a 2-66 egyenlet továbbra is érvényben marad. Természetesen ennél az egyszerűsített analízisnél a kapcsolók feszültségeséseit elhanyagoltuk.

Hasonlóképpen, ha T_{A-} van bekapcsolva, a negatív i_o áram rajta keresztül folyik, a pozitív i_o áram pedig D_{A-} -on keresztül, de a félhíd kimeneti feszültsége mindkét esetben:

$$v_{AN} = 0 \quad (T_{A-} \text{ zárt}, T_{A+} \text{ nyitott}) \quad (2-67)$$

Tehát v_{AN} csak a kapcsolók állásától függ, nem pedig i_o irányától is. Ezért az A félhíd kimeneti feszültségének átlagértéke, a kapcsolás egy periódusára (T_s) átlagolva, a bemeneti feszültségtől (V_d) és a T_{A+} kitöltési tényezőjétől függ:

$$V_{AN} = \frac{V_d t_{be} + 0 \cdot t_{ki}}{T_s} = V_d \cdot (T_{A+} \text{ kitöltési tényezője}) \quad (2-68)$$

Ugyanez érvényes a B ágra is, úgyszintén függetlenül i_o irányától:

$$V_{BN} = V_d \cdot (T_{B+} \text{ kitöltési tényezője}) \quad (2-69)$$

Összegezve a eddigieket írható:

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} \quad (2-70)$$

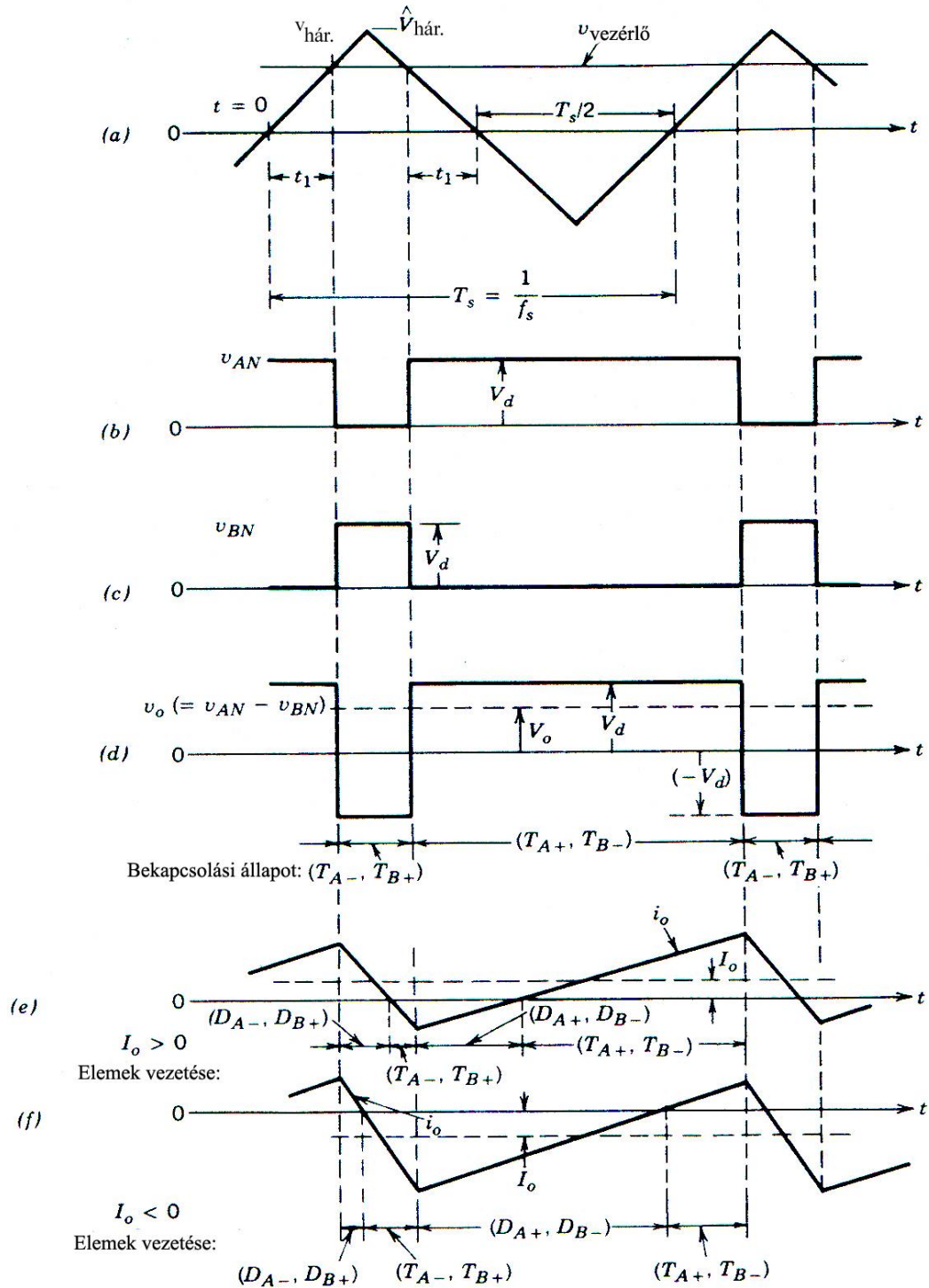
ahol V_o független i_o nagyságától és irányától.

Amíg az egykapcsolós egyenfeszültség átalakítóknál a kimenő feszültség polaritása nem változtatható, addig a hídkapcsolásnál ez megtehető: az egyes félhidakra alkalmazott kitöltési tényezőktől függően a 2-70 egyenletben szereplő különbség lehet pozitív is és negatív is.

A hídkapcsolásnál az impulzus-szélesség modulációnak két fajtája honosodott meg:

- bipoláris *PWM*, ahol az átlósan elhelyezett (T_{A+}, T_{B-}) és (T_{A-}, T_{B+}) kapcsolókat pároknak tekintjük, a párokon belüli kapcsolókat egyidőben nyitjuk illetve zárjuk,
- unipoláris *PWM*, ahol az egyik félhíd kapcsolóit függetlenül vezéreljük a másik félhíd kapcsolóitól.

A bipoláris PWM-nél a kapcsolási periódus (T_s) egy részében a (T_{A+}, T_{B-}) kapcsolópárt kapcsoljuk be, a periódus fennmaradt részében viszont a (T_{B+}, T_A) kapcsolópárt. Természetesen, amikor az egyik kapcsolópár be van kapcsolva, a másikat ki kell kapcsolni, egyébként rövidzár jön létre az egyes félhidak kapcsolóin keresztül.



2-38 ábra: A bipoláris PWM jelldiagramjai.

A kapcsolók vezérlőjeleit a kapcsolási frekvenciájú háromszögjel ($v_{hár.}$) és a vezérlő feszültség ($v_{vezérlő}$) összehasonlításával kapjuk (2-38 ábra). Amikor $v_{vezérlő} > v_{hár.}$ a T_{A+} és T_{B-} vezet. Ellenkező esetben a T_{A-} és T_{B+} vezet.

A kapcsolók kitöltési tényezője a 2-38a ábrán látható jeldiagramok alapján számítható. Először is, a háromszögfeszültség a következő képlettel definiálható:

$$v_{hár.} = \hat{V}_{hár.} \frac{t}{T_s / 4} \quad 0 < t < T_s / 4 \quad (2-71)$$

A $t = t_1$ -ben érvényes: $v_{hár.} = v_{vezérlő}$. Ezért a 2-71 egyenletet használva kapjuk:

$$t_1 = \frac{v_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} \frac{T_s}{4} \quad (2-72)$$

A 2-38b ábrát megfigyelve az (T_{A+} , T_{B-}) kapcsolópár t_{be} bekapcsolási ideje:

$$t_{be} = 2t_1 + \frac{T_s}{2} \quad (2-73)$$

Ebből a kitöltési tényező:

$$D_1 = \frac{t_{be}}{T_s} = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{v_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} \right) \quad (T_{A+}, T_{B-}) \quad (2-74)$$

A (T_{B+} , T_{A-}) kapcsolópár kitöltési tényezője:

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (T_{B+}, T_{A-}) \quad (2-75)$$

A kitöltési tényezőkből kiszámítható a félhidak v_{AN} és v_{BN} kimeneti feszültségeinek (2-38b és c ábra) középtértéke a 2-68 és 2-69 egyenletek felhasználásával majd a híd kimeneti feszültségére a 2-70 egyenletet alkalmazva kapjuk:

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1) V_d \quad (2-76)$$

A 2-74 egyenletből D_1 -et a 2-76 egyenletbe helyettesítve:

$$V_o = \frac{V_d}{\hat{V}_{hár.}} v_{vezérlő} = k v_{vezérlő} \quad (2-77)$$

ahol $k = V_d / \hat{V}_{hár.} = const.$

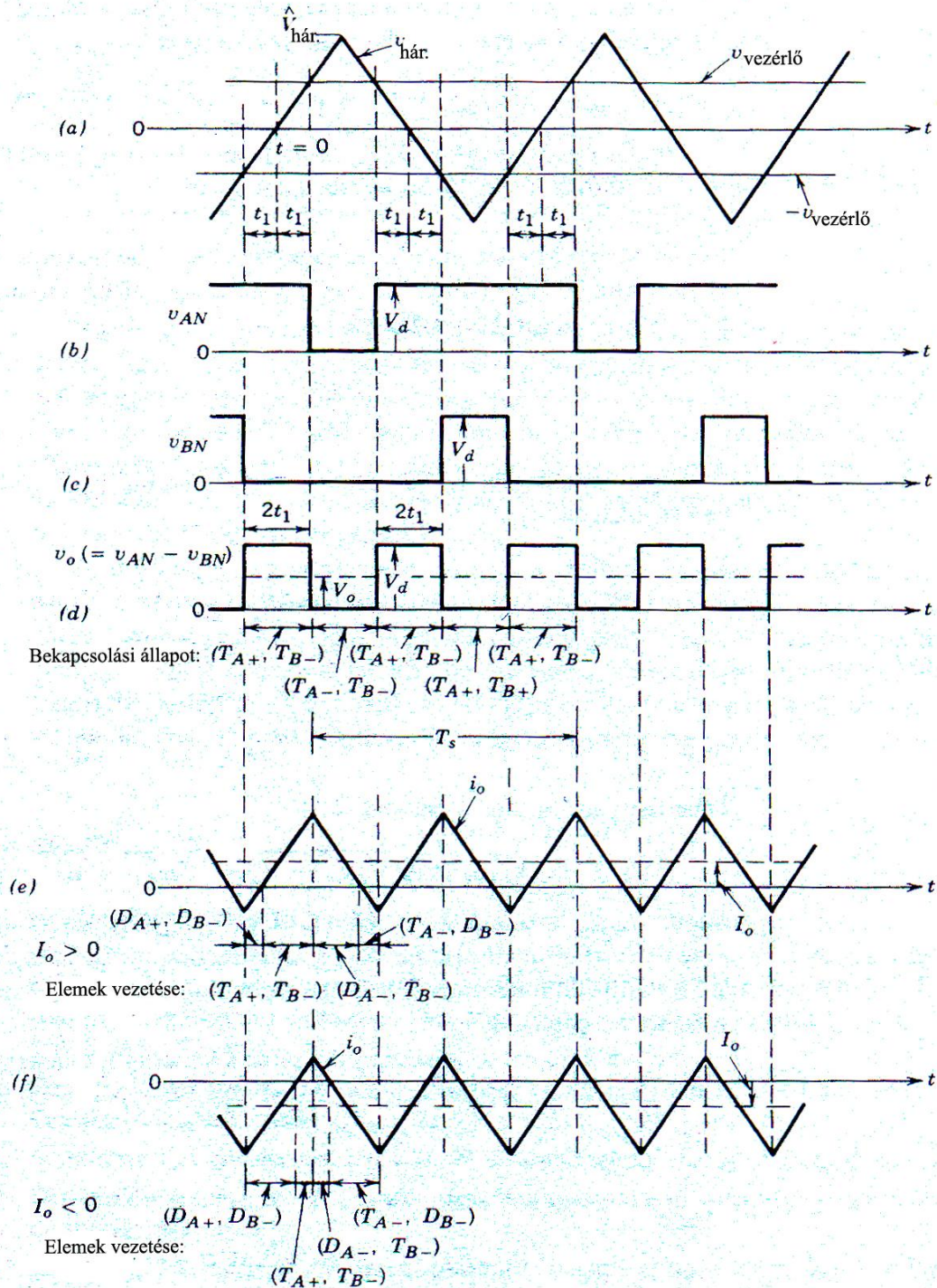
A v_o kimenő feszültség jeldiagramján (2-38d ábra) látható, hogy a feszültség pillanatértéke $-V_d$ és $+V_d$ értéket vesz fel egy kapcsolási perióduson belül (innen a bipoláris PWM elnevezés).

A 2-77 egyenletből látható, hogy a kimenő feszültség középtértéke lineárisan függ a vezérlőjeltől. A 2.4 fejezetben látni fogjuk, hogy a kapcsolópárok állapotváltozásai között a valóságban egy holtidő van, mely egy enyhe nemlinearitást visz be a $v_{vezérlő}$ és V_o összefüggésébe.

Fontos még megjegyezni, hogy a D_1 kitöltési tényező (2-74 egyenlet) 0 és 1 között változhat, a $v_{vezérlő}$ értékétől függően. Ebből következik, hogy V_o -t tetszőlegesen változtathatjuk $-V_d$ és $+V_d$ között (2-74 egyenlet).

A kimeneti áram I_o középtértéke lehet negatív is és pozitív is a terheléstől függően. Az I_o kis értékeinél, i_o pillanatértéke egy kapcsolási perióduson belül is irányt válthat. A 2-38e ábrán $I_o > 0$ -ra az átlagteljesítmény V_d -től V_o felé folyik, viszont a 2-38f ábrán $I_o < 0$ -ra az átlagteljesítmény V_o -tól V_d felé folyik.

A 2-37 ábráról leolvasható, hogy az i_o irányától függetlenül $v_o=0$ ha T_{A+} és T_{B+} egyidőben vezetnek. Hasonlóképpen $v_o=0$ lesz ha T_{A-} és T_{B-} vezet egyidőben. Ezeket a kapcsoló kombinációkat kihasználva jutunk az unipoláris *PWM*-hez. Az unipoláris modulációnál a szükséges kimeneti feszültséget adott polaritású feszültségimpulzusok és szünetek kiátlagolásával kapjuk, míg a bipoláris modulációnál ezt váltakozó polaritású impulzusok átlagolásával kapjuk.



2-39 ábra: Az unipoláris *PWM* jeldiagramjai.

A 2-39 ábrán a háromszögjelet ($v_{hár.}$) a $v_{vezérlő}$ jellel összehasonlítva kapjuk az A félhíd kapcsolóinak a vezérlő jelét, míg ugyanazt a háromszögjelet a $-v_{vezérlő}$ jellel összehasonlítva kapjuk a B félhíd vezérlőjeleit.

A félhidak felső kapcsolóira a következő kapcsolási szabályok érvényesek:

$$T_{A+} \text{ zárt : } \quad v_{vezérlő} > v_{hár.} \quad (2-78)$$

és

$$T_{B+} \text{ zárt : } \quad -v_{vezérlő} > v_{hár.} \quad (2-79)$$

Az alsó kapcsolók a periódus fennmaradt részében vezetnek. Az egyes félhidak feszültségét, valamint a v_o kimenő feszültség jeldiagramjait a 2-38b, c és d ábrán láthatjuk. A 2-39 ábrát vizsgálva és összehasonlítva a 2-38 ábrával látható, hogy a T_{A+} kapcsoló D_1 kitöltési tényezőjét a 2-74 egyenletből kapjuk. Hasonlóképpen a T_{B+} kapcsoló D_2 kitöltési tényezőjét a 2-75 egyenletből:

$$D_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{v_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} + 1 \right) \quad T_{A+} \quad (2-80)$$

és

$$D_2 = 1 - D_1 \quad T_{B+} \quad (2-81)$$

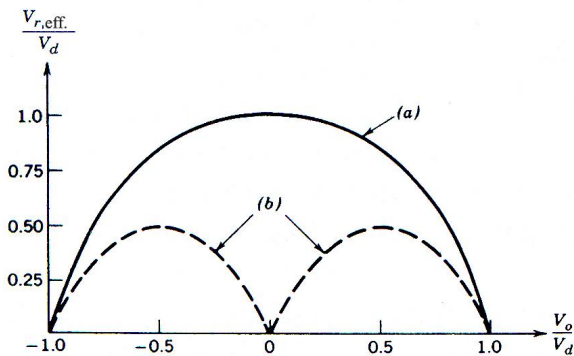
A 2-76 egyenlet ebben az esetben is érvényes:

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{hár.}} v_{vezérlő} \quad (2-82)$$

A kimeneti feszültség középértéke (V_o) tehát ugyanazzal a képlettel számítható, mint a bipoláris PWM-nél és lineárisan függ a $v_{vezérlő}$ -től.

A 2-39e és 2-39f ábrákon láthatók az áramdiagramok és a kapcsolótranszisztorok illetve diódák vezetési sorrendje $I_o > 0$ és $I_o < 0$ esetre, V_o pozitív mindkét esetben.

Ugyanazon kapcsolási frekvenciát feltételezve mindkét modulációnál, az unipoláris PWM jobb kimeneti feszültség spektrumot eredményez, mivel a tulajdonképpeni kapcsolási frekvencia a kimenő feszültségben kétszerese a tranzisztorok kapcsolási frekvenciájának, az áramhullámzás amplitúdója pedig feleakkora, mint bipoláris PWM-nél. A 2-40 ábrán a kimeneti feszültség váltakozó komponensének effektív értékét viszonyítjuk az átlagértékhez, mindkét modulációs eljárás esetére.



2-40 ábra: PWM-mel vezérelt hídkapcsolású DC-DC átalakító kimeneti feszültség váltakozó komponensének normalizált értéke: (a) bipoláris PWM és (b) unipoláris PWM esetén.

2.2.9 A DC-DC átalakítók összehasonlítása

A különböző átalakító kapcsolások összehasonlítására számos kritériumot vezethetünk be, mint pl. az alkatrészek száma, a szűrőelemek nagysága vagy a hatásfok. Az összehasonlítás célja, hogy adott alkalmazásra optimálisan válasszuk meg az átalakító típusát.

Egy jó összehasonlítási alapnak bizonyul a kapcsoló kihasználási tényezője. A kihasználási tényező a következő módon határozható meg:

Az átalakító állandósult állapotában, névleges feltételek mellett, meghatározzuk a kapcsolón jelentkező csúcsfeszültség (V_T) és csúcáram (I_T) értékét. Ezek alapján definiálható a kapcsoló látszólagos teljesítménye a:

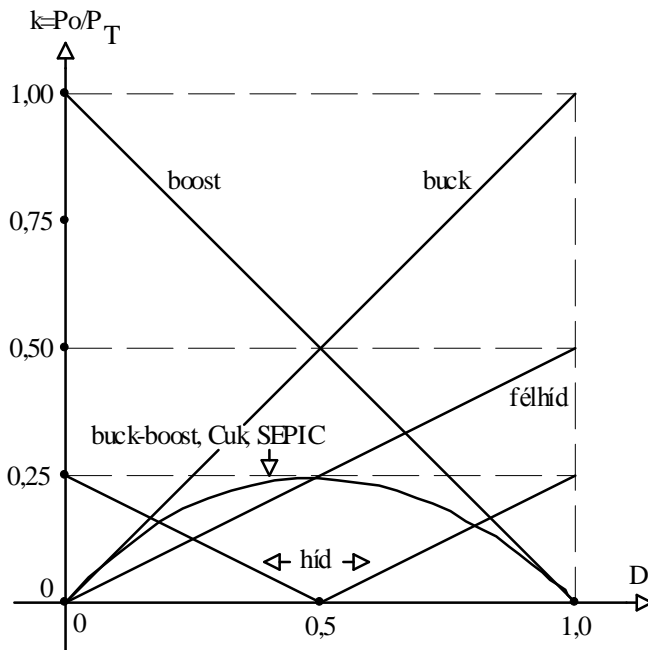
$$P_T = V_T I_T \quad (2-83)$$

kifejezéssel. Meg kell jegyezni, hogy a látszólagos teljesítmény nem azonos, és nem is hozható közvetlen kapcsolatba a kapcsoló veszteségi teljesítményével.

A kapcsoló kihasználási tényezőjét az átalakító kimeneti teljesítményének és a kapcsoló látszólagos teljesítményének arányaként definiáljuk:

$$k = \frac{P_o}{P_T} \quad (2-84)$$

Az 2-41 ábrán látható a kapcsoló kihasználási tényezőjének változása különböző átalakító típusoknál a kitöltési tényező függvényében. Megfigyelhető, hogy a feszültségcsökkentő (*buck*) és a feszültségnövelő (*boost*) átalakítónál, amikor a bemeneti és kimeneti feszültségek közel azonos nagyságúak, akkor a kapcsoló kihasználási tényezője igen jó (közel egységnyi). Két kapcsoló alkalmazásával (félhíd kapcsolás) a kihasználási tényező megfelelődik, egyébként a viselkedés hasonló.



2-41 ábra: A kapcsolók kihasználási tényezőjének függése a kitöltési tényezőtől különböző átalakítókra.

A feszültség csökkentő/növelő és a *Ćuk*-féle átalakító esetében a kapcsoló kihasználási tényezője igen kis értékű. A maximális kihasználási tényező ($P_O/P_T=0,25$) $D=0,5$ kitöltési tényező esetén valósul meg, ilyenkor $V_O \approx V_d$.

A hídkapcsolású átalakító esetében is igen kicsi a kapcsoló kihasználási tényezője. A maximális ($P_O/P_T=0,25$) értéket $V_O=-V_d$ és $V_O=V_d$ esetében veszi fel. A kis érték abból adódik, hogy a 2-83 egyenletben a látszólagos teljesítmény számításánál számításba kell venni, hogy négy kapcsolót alkalmaztunk.

Figyelembe véve a fent leírtakat, a kapcsoló kihasználási tényezőjét illetően a legmegfelelőbb átalakító típusok a feszültségcsökkentő (*buck*) és a feszültségnövelő (*boost*) kapcsolások ($V_O \approx V_d$ -t feltételezve). Ha a bemeneti feszültségtől nagyobb és kisebb kimenő feszültségre is szükség van, vagy pedig polaritásváltás szükséges, akkor szükség szerű a feszültség csökkentő/növelő (*buck-boost*) vagy *Ćuk*-féle átalakító alkalmazása. A *SEPIC* átalakító úgyszintén akkor alkalmazható, ha a bemeneti feszültségtől nagyobb és kisebb kimenő feszültségre is szükség van, de nem engedhető meg a polaritásváltás. Kétnegyed-es működési követelményeket a félhíd kapcsolás elégíthet ki. Négyegyed-es működési követelmények esetén csak a hídkapcsolás felel meg.

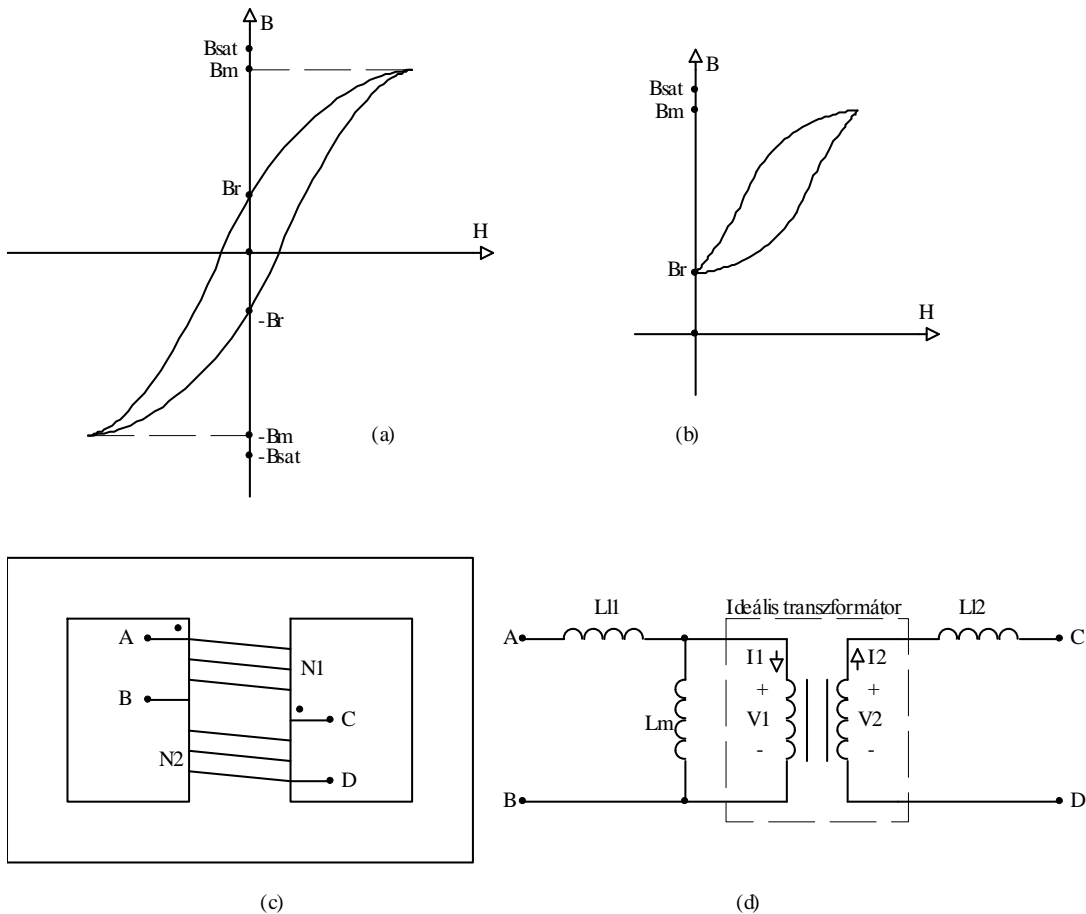
2.2.10 Transzformátor beiktatása az átalakító kapcsolásokba

Az eddig ismertetett átalakító kapcsolásoknál galvanikus csatolás áll fenn a bemenet és a kimenet között. Biztonsági okokból gyakran szükséges a galvanikus csatolás megszüntetése, ami transzformátorral érhető el.

A transzformátor bevezetésének más okai és következményei is vannak. Ha nagy arányban kell változtatni a kimeneti feszültséget a bemenetihez képest, a transzformátor nélküli átalakítóknál a kapcsoló kihasználási tényezője nagyon kedvezőtlenül alakul (2-41 ábra), transzformátorral viszont lényeges javulás érhető el. Egy másik lehetséges nyereség, hogy transzformátor alkalmazásával egy átalakítóval több, különböző feszültségű és teljesítményű, kimenet valósítható meg.

A DC-DC átalakítóknál galvanikus elválasztást biztosító transzformátor nem hálózati frekvencián üzemel, hanem, a méretek csökkentése végett, megfelelő magas frekvencián (rendszerint 20kHz-1MHz között). A tipikus maggerjesztés diagramja (2-42a ábra) az indukcióváltozást mutatja a mágneses térerősség függvényében (*B-H* görbe, hiszterézisgörbe), ahol B_m a maximális indukció, B_r pedig a visszamaradt (remanens) indukció. A transzformátorok tervezésénél ügyelni kell, hogy a maximális üzemi indukció alatta legyen a telítési indukciónak (B_{sat}). Az átalakítóknál olyan maganyagokat használnak, amelyeknél a telítés minél nagyobb indukciónál következik be, ugyanakkor célszerű, hogy a hiszterézisgörbe minél kisebb területet zárjon körül, mert a mag veszteségei ezzel a területtel arányosak.

A transzformátor egy lehetséges megvalósítását (*E* mag esetére) a 2-42c ábra mutatja, a 2-42d ábra viszont a transzformátor áramköri helyettesítő rajzát adja. A helyettesítő rajz központi eleme egy ideális transzformátor, amely a menetszámok arányában képezi át a feszültséget és fordított arányban az áramot. A mag mágnesezésére felhasznált áramot az L_m mágnesezési induktivitás segítségével vesszük figyelembe. A tekercsek mágneses terének szóródása következtében, különösen terhelés esetén, a valós transzformátor feszültségáttételi száma eltér a menetszámok arányától. Ezt a jelenséget a szórt induktivitásokkal (L_{11} , L_{12}) vesszük figyelembe a számításoknál.



2-42 ábra: Transzformátor jellemzése: (a) hiszterézisgörbe (B - H diagram) szimmetrikus mágnesezés esetén, (b) hiszterézisgörbe aszimmetrikus (egyirányú) mágnesezés esetén, (c) kéttetekercses transzformátor fizikai elrendezése, (d) helyettesítő kapcsolás.

A kapcsolóüzemű DC - DC átalakítóknál arra törekednek, hogy a szórt inductivitás (L_{11} , L_{12}) minimalizálásával minél szorosabb csatolást érjenek el a két tekercs között. A szórt inductivitásokban tárolt energia a kapcsolóelemeken, valamint a kapcsolók védőáramkörein veszik el, nyilvánvaló tehát, hogy a szórt inductivitást kis értékre kell szorítani. Hasonlóképpen szükséges a mágnesezési inductivitás optimalizálása is annak érdekében, hogy a minimálisra csökkentsék a mágnesezési i_m áramot, ily módon növelve a kapcsolók hasznos árammal való terhelhetőségét. A mágnesezési inductivitás esetében tehát a minél nagyobb érték a kívánatos.

A különböző transzformátoros DC - DC átalakítókat feloszthatjuk aszerint, hogy a transzformátor magot szimmetrikusan, két irányban (2-42a ábra) vagy aszimmetrikusan, egy irányban (2-42b ábra) gerjesztve működtetjük.

Egyirányú gerjesztésű transzformátor beiktatásával, a korábban leírt DC - DC átalakítók egyes fajtáiból kapjuk a:

- *flyback* átalakítót (*buck-boost* átalakítóból származtatva)
- *forward* átalakítót (*buck* átalakítóból származtatva).

A feszültségcsökkentő átalakítóból, kétirányú (szimmetrikus) gerjesztésű transzformátor beiktatásával, kapjuk a következő kapcsolásokat:

- *push-pull* átalakító
- félhíd kapcsolású transzformátoros átalakító
- hídkapcsolású transzformátoros átalakító.

Mint ahogy azt eddig is tettük, a kapcsolókat a transzformátoros átalakítóknál is ideálisnak feltételezzük, valamint a transzformátoron, fojtótekerceken és a kondenzátorokon fellépő teljesítményvesztéseket elhanyagoljuk.

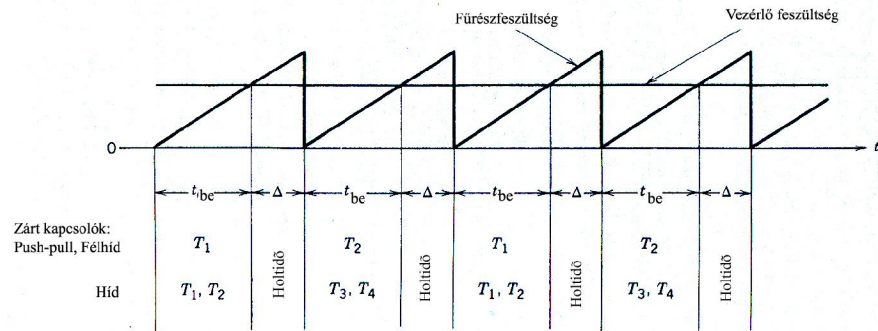
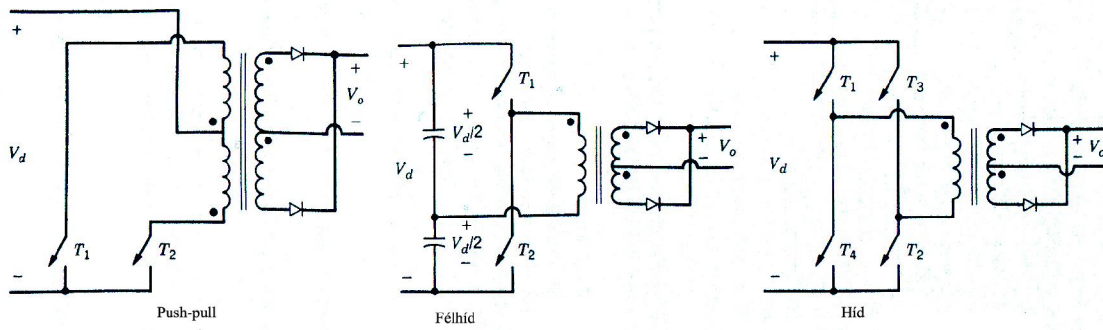
A kapcsolásokat állandósult állapotban fogjuk vizsgálni, olyan kapacitású kondenzátort feltételezve a kimeneten, hogy a $v_o(t) \approx V_o$ (tiszta egyenfeszültség) feltétel teljesüljön. Ezenkívül fontos megjegyezni, hogy, az egyszerűség kedvéért, a kapcsolásokban kontinuális üzemet feltételezünk, habár a terhelés csökkentésével ezeknél az átalakítóknál is szakadásos lesz a tekercs árama.

A *flyback* átalakítónál a transzformátornak energiatároló szerepe is van, mint a fojtótekerceknek, az energiaátvitel illetve a kimenetnek a bemenettől való elszigetelése mellett. Ezért ennél a kapcsolásnál nem cél a minél nagyobb mágnesezési induktivitás (L_m) mert éppen ebben az elemben történik az energiatárolás. Az induktitás csökkentésével ugyan a tárolt energia is csökkenne, de mivel ugyanakkor a mágnesezési áram is növekszik és az energia az áram négyzetével arányos, végeredményben mégis a tárolt energia megnövekszik. Ennek megfelelően az analízisnél a transzformátor (2-42d) ekvivalens ábráját használjuk, azzal, hogy egyszerűsített modellezésnél a szórt induktivitások hatását elhanyagoljuk (L_{11} , L_{12}).

Rezonáns átalakítóknál (2.6 fejezet) használható transzformátorok kivitelezése és modellezése is némileg eltér az eddig már említett kapcsolóüzemű tápokban használatos transzformátoroktól. Itt a szórt és/vagy a mágnesezési induktivitást integrálják az átalakító rezgőkörébe, így ezek nem tekinthetők felesleges-, illetve parazita elemeknek. Nagyfeszültségű rezonáns átalakítóknál a transzformátor tekercsei között jelentkező rétegekcapacitások is integrálhatók a rezgőkörbe.

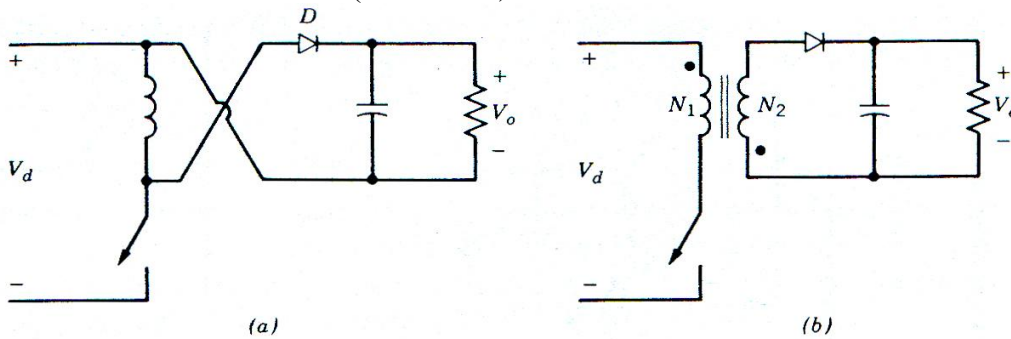
A transzformátoros átalakítók kimeneti feszültségét is rendszerint impulzus-szélesség modulációval szabályozzuk, mint ahogy azt tettük a transzformátor nélküli változatoknál. Az egykapcsolós topológiáknál, mint amilyen a *flyback* és *forward* átalakító, a modulációt ugyanúgy végzik, mint a transzformátor nélküli átalakítóknál.

A *push-pull*, félhíd és hídkapcsolású átalakítóknál, a V_o kimeneti egyenfeszültség szabályzásához a 2-43 ábrának megfelelő *PWM*-et használnak, ahol a Δ intervallum (a holtidő, ameddig minden kapcsoló nyitott) változtatásával szabályozzák a kimeneti feszültséget. Ez eltér a 2.2.8 szakaszban már említett hídkapcsolású *DC-DC* átalakítók, valamint a 2.3 fejezetben tárgyalásra kerülő egyfázisú *DC-AC* átalakítók (inverterek) kimeneti feszültségének szabályzásától, ahol csak biztonsági okokból alkalmaznak, egyéb szempontból nem jelentős, holtidőt.



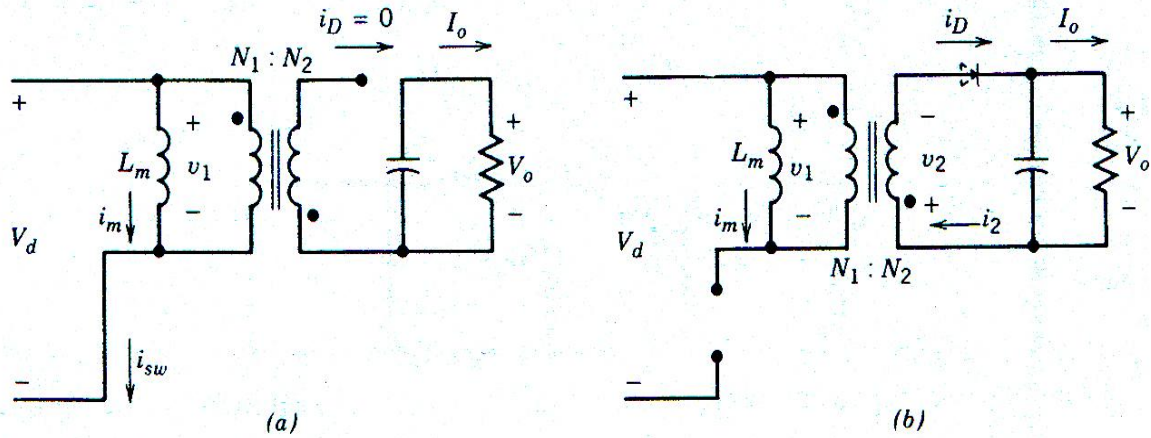
2-43 ábra: PWM vezérlés egyes transzformátoros DC-DC átalakítóknál. Az egyes kapcsolók illetve kapcsolópárok bekapcsolása között holtidőt alkalmazunk.

A flyback átalakítót a buck-boost átalakítóból származtatjuk, ahol a tekercset (2-44a ábra) kettéválasztjuk, aminek következtében megszűnik a galvanikus csatlós a kimenet és a bemenet között (2-44b ábra).



2-44 ábra: Flyback átalakító származtatása: (a) a kiindulási alapot képező buck-boost átalakító az elemek átrendezése után, (b) a végleges flyback átalakító elválasztott tekercsekkel.

A 2-45a ábra újra a flyback átalakítót mutatja, most a transzformátort a megfelelő helyettesítő kapcsolással ábrázoltuk. Amikor a kapcsolót bekapcsoljuk, a tekercspolaritások miatt, a D dióda (2-44a ábra) negatív előfeszítést kap, az ideális transzformátoron nem folyik áram, a fogyasztót a kimeneti kondenzátor táplálja.



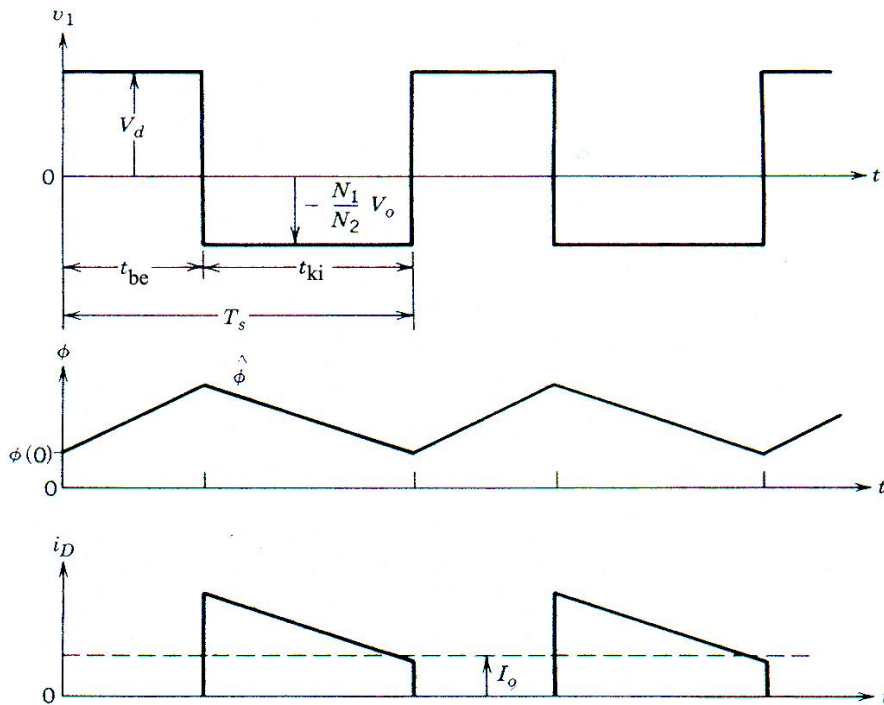
2-45 ábra: Flyback átalakító kapcsolás modellezése: (a) bekapcsolt kapcsolónál, (b) kikapcsolt kapcsoló esetén.

A kontinuális üzemmódban a flyback átalakítónál a mag nem mágnesesedik le a kapcsoló kikapcsolt állapotában. Ezért, mint ahogyan az a 2-46 ábrán látható, a kapcsoló bekapcsolását követően a magban lévő fluxus lineárisan növekszik a $\phi(0)$ kezdeti értéktől számítva, mely érték véges és pozitív:

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-85)$$

A csúcserték a bekapcsolási intervallum végén:

$$\hat{\phi} = \phi(t_{be}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{be} \quad (2-86)$$



2-46 ábra: A flyback átalakító jellegendéi.

A bekapcsolási t_{be} időintervallum után a kapcsoló nyit, a tekercseken mérhető feszültség előjele megfordul, a magban tárolt energia a szekundér tekercsben létrehoz egy i_D áramot, mely a D diódán keresztül folyik (2-45b ábra). A szekundértekercs feszültsége $v_2 = -V_o$ lesz, a fluxus pedig lineárisan csökken t_{ki} ideig:

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(t - t_{be}) \quad t_{be} < t < T_s \quad (2-87)$$

és

$$\begin{aligned} \phi(T_s) &= \hat{\phi} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{be}) \\ &= \phi(0) + \frac{V_d}{N_1}t_{be} - \frac{V_o}{N_2}(T_s - t_{be}) \end{aligned} \quad (\text{használva } a \cdot 2-86 \cdot \text{ egyenletet}) \quad (2-88)$$

Állandósult állapotban az egy periódus alatt lejátszódó fluxus-változásnak nullának kell lenni, vagyis:

$$\phi(T_s) = \phi(0) \quad (2-89)$$

Ezért, a 2-88 és 2-89 egyenletekből:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} \quad (2-90)$$

ahol $D = t_{be}/T_s$, a kapcsoló kitöltési tényezője. A 2-90 egyenletből látható, hogy a feszültség átviteli arány a *flyback* átalakítónál hasonló módon függ a D kitöltési tényezőtől, mint a *buck-boost* átalakítónál, a transzformátor beiktatása viszont a menetszámok arányában változtatja a feszültséget.

A 2-46 ábrán bemutatott jeldiagramokat a fenti egyenletek megoldásával kaptuk. A t_{be} intervallumig a transzformátor primér feszültsége $v_1 = V_d$. A tekercsáram (és a kapcsoló árama) az $I_m(0)$ kezdeti értéktől időben lineárisan növekszik:

$$i_m(t) = i_{kapcs.}(t) = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-91)$$

innen az áram csúcsértéke:

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{kapcs.} = I_m(0) + \frac{V_d}{L_m}t_{be} \quad (2-92)$$

A t_{ki} intervallum alatt a kapcsoló árama nulla, $v_1 = -(N_1/N_2)V_o$. Az i_m és i_D áramokat a következőképpen számíthatjuk:

$$i_m(t) = \hat{I}_m - \frac{V_o(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{be}) \quad (2-93)$$

és

$$i_D(t) = \frac{N_1}{N_2}i_m(t) = \frac{N_1}{N_2} \left[\hat{I}_m - \frac{V_o(N_1/N_2)}{L_m}(t - t_{be}) \right] \quad (2-94)$$

Mivel a dióda áramának középértéke megegyezik a kimeneti árammal a 2-94 egyenlet felhasználásával a:

$$\hat{I}_m = \hat{I}_{kapcs.} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-D} I_o + \frac{N_1}{N_2} \frac{(1-D)T_s}{2L_m} V_o \quad (2-95)$$

kifejezést kapjuk a kapcsoló áramának csúcsértékére.

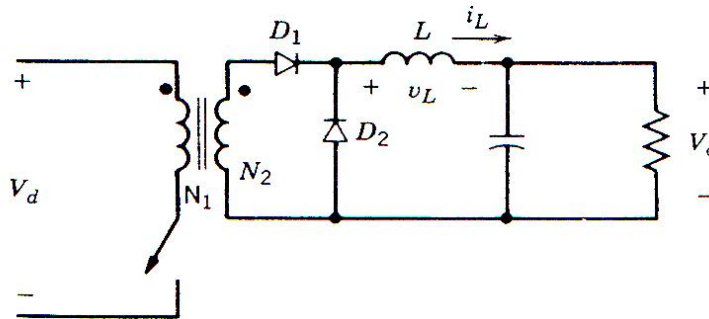
A kapcsolón fellépő feszültség a t_{ki} intervallumban:

$$v_{kapcs.} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_o = \frac{V_d}{1-D} \quad (2-96)$$

A kapcsolóra kiszámított feszültség- és áramértéket a kapcsoló megválasztásánál kell figyelembe venni.

A gyakorlatban alkalmazott *flyback* átalakítók többsége diszkontinuális üzemben dolgozik. Ennek egyik oka, hogy a menetszámok így csökkenthetők (egyszerűsödik a tekercselés) ugyanakkor növekszik az adott maggal átvihető teljesítmény. A másik ok, hogy a kapcsolótranszisztor bekapcsolásakor a dióda hirtelen negatív előfeszítést kap. Ha ilyenkor a diódán még áram folyik (kontinuális üzem), akkor a diódán inverzáram lép fel, ami átképeződik a kapcsolótranszisztorba és növeli annak veszteségeit. Diszkontinuális üzemben nincs gond a dióda kikapcsolásával, igaz viszont, hogy adott teljesítmény átvitelére a kapcsoló és a dióda áramának csúcserőve nagyobb, mint kontinuális üzemben.

A 2-47 ábra az idealizált *forward* átalakító kapcsolását mutatja, amelyben nem vettük figyelembe a mágnesezési induktivitás hatását. Később kénytelenek leszünk ezt megtenni, de a kapcsolás működését először az egyszerűsített modell alapján elemezzük.



2-47 ábra: Forward átalakító a mágnesezési induktivitás mellőzésével.

Ideális transzformátort feltételezve, amikor a kapcsolót bekapcsoljuk, a D_1 nyitóirányban, míg a D_2 záróirányban van előfeszítve. A 2-47 ábráról:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1} V_d - V_o \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-97)$$

mely pozitív értékű, ezért az i_L növekszik. Amikor a kapcsolót nyitjuk, a transzformátor tekercseiben nem folyik áram, az i_L tekercsáram viszont a D_2 diódán keresztül folyik, és:

$$v_L = -V_o \quad t_{be} < t < T_s \quad (2-98)$$

melyből látszik, hogy v_L negatív lesz, ezért i_L lineárisan csökkenni fog. A tekercs feszültségváltozásának időintegrálját megoldva egy periódus alatt, valamint a 2-97 és 2-98 egyenletekben szereplő feszültségértéket felhasználva írható:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2-99)$$

A 2-99 egyenletből látszik, hogy a feszültségátviteli tényező a kapcsoló kitöltési tényezőjével arányos, hasonlóan a feszültségcsökkentő (*buck*) átalakítóhoz. Az újdonság az, hogy a transzformátor is hozzájárul a feszültség változtatásához, mégpedig a

menetszámok arányában. A menetszámok megfelelő megválasztásával a kimeneti feszültség lehet nagyobb is mint a bemeneti feszültség, de ez nem mond ellent az állításnak, hogy a *forward* átalakító a feszültségcsökkentő átalakítóval van rokonságban.

Hogy a *forward* átalakítónál megkapjuk a valós működési jellemzőket, figyelembe kell venni a transzformátor mágnesezési áramát is. Ellenkező esetben a magban tárolt energia a kapcsolótranszisztor kikapcsolásakor túlfeszültséget okoz, ami meghibásodáshoz vezet.

Lehetővé kell tenni, hogy a tárolt energia visszaáramoljon a bemeneten keresztül a feszültségforrásba. Ez egy harmadik, lemágnesező, tekercs elhelyezését teszi szükségessé a magon (2-48a ábra). A 2-48b ábrán látható a kapcsolás, ahol a transzformátor az ekvivalens helyettesítő kapcsolásával van ábrázolva (a szórt induktivitásokat továbbra is elhanyagoljuk). Amikor a kapcsoló zárt:

$$v_1 = V_d \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-100)$$

az i_m mágnesezési áram lineárisan növekszik nullától a csúcsertékekig (\hat{I}_m , 2-48c ábra). Amikor a kapcsoló nyit, $i_1 = -i_m$. A 2-48b ábrán látható áramirányoknak megfelelően érvényes $N_1 i_1 + N_3 i_3 = N_2 i_2$. A D_1 dióda záróirányú előfeszítése miatt $i_2 = 0$, ezért:

$$i_3 = \frac{N_1}{N_3} i_m \quad (2-101)$$

Ez az áram a D_3 diódán keresztül visszatáplálódik a V_d forrásba. A t_m intervallumig (2-48c ábra), ameddig i_3 folyik, a primértekercsen megjelenő feszültség értékét a következő egyenlet adja:

$$v_1 = \frac{N_1}{N_3} V_d \quad t_{be} < t < t_{be} + t_m \quad (2-102)$$

Amikor a transzformátor lemágneseződik, $i_m = 0$ és $v_1 = 0$ lesz. A t_m idő értékét megkaphatjuk ha kiszámítjuk a v_1 feszültség változását egy periódus alatt az L_m tekercsen. Felhasználva a 2-98 és 2-100 egyenleteket kapjuk:

$$\frac{t_m}{T_s} = \frac{N_3}{N_1} D \quad (2-103)$$

Ha a transzformátort teljesen le kívánjuk mágnesezni a következő periódus kezdete előtt (a *forward* átalakító csak így működhet) a t_m/T_s hányados maximális értékét az $I-D$ kifejezés adja. Ebből, a 2-101 egyenletet használva, a maximális kitöltési tényező adott N_3/N_1 aránynál:

$$(1 - D_{\max}) = \frac{N_3}{N_1} D_{\max} \quad (2-104)$$

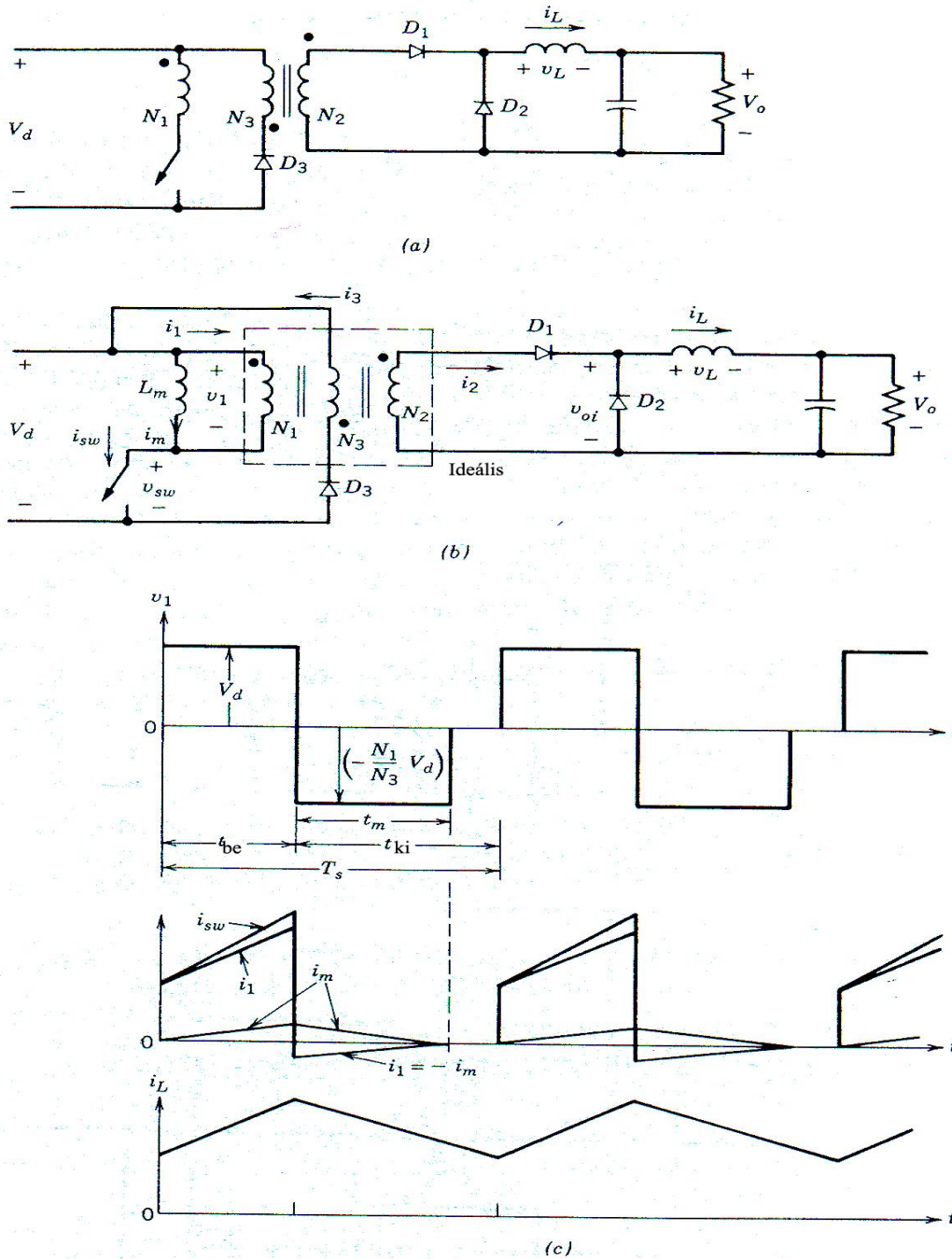
vagy

$$D_{\max} = \frac{1}{1 + N_3/N_1} \quad (2-105)$$

Ha a primér tekercs és a lemágnesező tekercs azonos menetszámú ($N_1 = N_3$, ami a gyakorlatban leginkább jellemző), az átalakító maximális kitöltési tényezője 0,5.

A jó csatolási tényező érdekében a primért és a lemágnesező tekercset rendszerint bifilárisan tekercselik (a két huzalt egyszerre, egymás mellé tekercselik). A lemágnesező tekercset vékonyabb huzalból alakítják ki, mivel csak a mágnesezési áramot kell, hogy

elviselje. Fontos még megemlíteni, hogy a 2-99 egyenlet szerint kapott feszültségarány (V_o/V_d) nem módosul akkor sem, ha figyelembe vesszük a mágnesezési induktivitást.



2-48 ábra: Gyakorlati forward átalakító: (a) kapcsolási rajz, (b) áramköri modell, (c) jelldiagramok.

A 2-49a ábrán a push-pull DC-DC átalakító kapcsolási rajza látható. A magasfrekvenciás transzformátor bemeneti négyszögfeszültségét egy szimmetrikus, kéttranzisztoros kapcsolás szolgáltatja. A kapcsolótranzisztorok felváltva kapcsolnak be, bizonyos szünetekkel a bekapcsolások között. A kimeneti feszültség szabályzását a

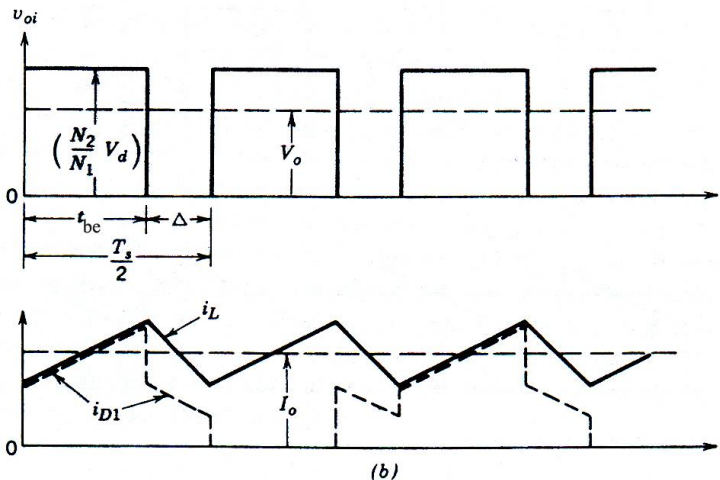
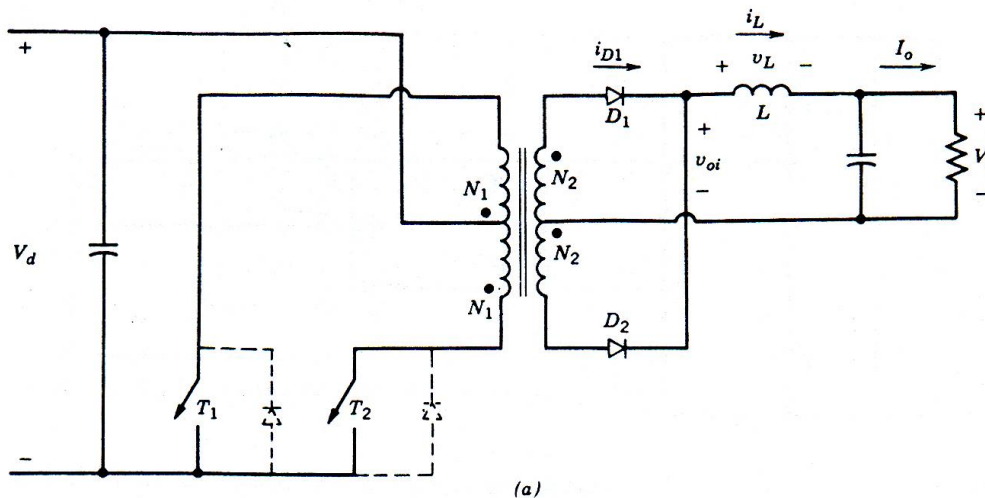
kapcsolók PWM vezérlésével érik el, azzal, hogy értelemszerűen a *push-pull* átalakítónál a kitöltési tényező maximális értéke 0,5 lehet.

A transzformátor szekundér oldalán használhatunk kettő helyett egy tekercset, akkor négy diódából kell megépíteni a hídkapcsolású egyenirányítót. Az alkalmazások többségében viszont az ábrán bemutatott középmegecsapolásos tekercset használják, mivel itt az áramnak csak egyszer kell átmennie diódán, így kisebbek az egyenirányító veszteségei.

Amikor (2-49a ábra) a T_1 zárt, a D_1 dióda vezet, D_2 pedig inverz előfeszítést kap. Ennek eredményeképpen $v_{oi} = (N_2/N_1)V_d$ (2-49b ábra). A szekundér oldali fojtótekercs feszültsége:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1}V_d - V_o \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-106)$$

miközben az i_L áram lineárisan növekszik a D_1 -en keresztül (2-49b ábra).



2-49 ábra: *Push-pull* DC-DC átalakító: (a) kapcsolási rajz, (b) jelidogramok kontinuális üzemben.

A Δ időintervallumban, azaz amíg mindkét kapcsoló ki van kapcsolva, az i_L tekercsáram egyenletesen oszlik el a két fél szekundértekercsen a v_{oi} feszültség pedig nulla lesz. Ennek alapján a $t_{be} < t < (t_{be} + \Delta)$ intervallumban:

$$v_L = -V_o \quad (2-107)$$

és

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{i_L}{2} \quad (2-108)$$

A szekundéroidali jelek félperiódusonként ismétlődnek. Érvényes tehát:

$$t_{be} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2-109)$$

A tekercs feszültségének időintegrálját $T_s/2$ -re kiszámítva, majd nullával kiegyenlítve kapjuk a feszültségátviteli tényezőt (a 2-106, 2-107, 2-109 egyenleteket felhasználva):

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad 0 < D < 0,5 \quad (2-110)$$

ahol $D = t_{be}/T_s$ az egy kapcsolótranszisztorra vonatkoztatott kitöltési tényező. Mint már említettük, D maximális értéke $0,5$. A gyakorlatban szükséges holtidőt hagyni a két tranzisztor vezetése között, mert a késések miatt zárlat keletkezne a primér oldalon, így D értékét mindig kisebbre választjuk, mint $0,5$.

Meg kell jegyezni, hogy a *push-pull DC-DC* átalakítónál a kapcsolókkal ellenpárhuzamosan diódákat kötnek az esetleges inverzáramok elvezetése céljából. Ideális esetben inverzáramok nem jelentkeznek, de a valóságban a primér és szekundér közötti nem tökéletes mágneses csatolás miatt számítani kell erre a jelenségre.

A *push-pull* átalakító a népszerűségét a következő tényeknek köszönheti:

- Mindkét kapcsolótranszisztor a tápforrás negatív végéhez (földpont) van kötve, így a meghajtásuk egyszerű;
- A primér oldalon az áram egyszerre csak egy kapcsolón folyik keresztül, így a kapcsolókon jelentkező veszteségek mérsékeltek.

Hátránynak számít, hogy a kapcsolótranszisztorokat a tápfeszültség kétszeresére kell méretezni. Ennek oka, hogy az egyik tranzisztor bekapcsolásakor a másikon a tápfeszültség kétszerese jelenik meg a transzformátor tekercsein jelentkező feszültségek miatt.

Ha nem végzünk semmilyen szimmetrizálást, a *push-pull* kapcsolásnál rendszerint különbségek (aszimmetria) mutatkoznak a kapcsolóáramok csúcserőértékei között, mivel a valóságban az áramkör sohasem teljesen szimmetrikus.

A 2-50a ábra a félhíd kapcsolású transzformátoros DC-DC átalakító rajzát mutatja. A C_1 és C_2 kondenzátorok feszültségosztóként szolgálnak, vagyis a bemeneti DC feszültséget megfeleztik. A T_1 és T_2 kapcsolók felváltva kapcsolnak be az egyes félperiódusokban, egyenként t_{be} ideig. Amikor T_1 zárt, $v_{oi} = (N_2/N_1)(V_d/2)$ (2-50b ábra), ezért:

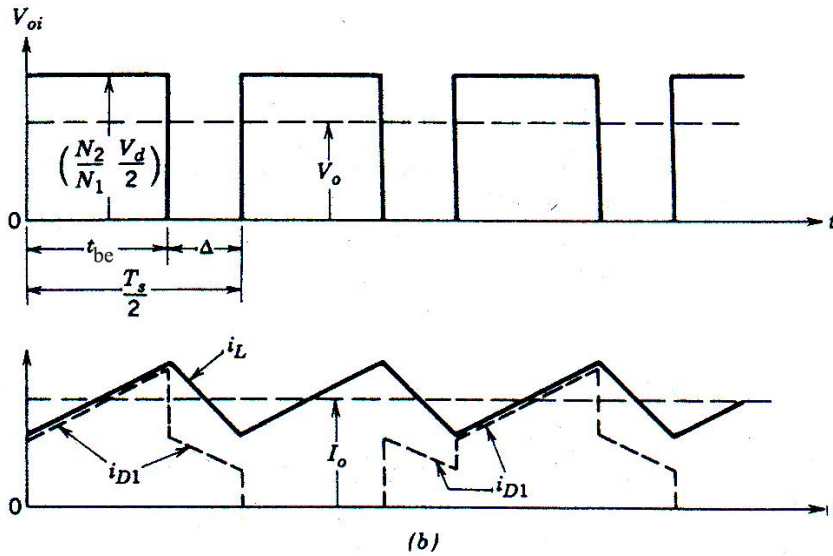
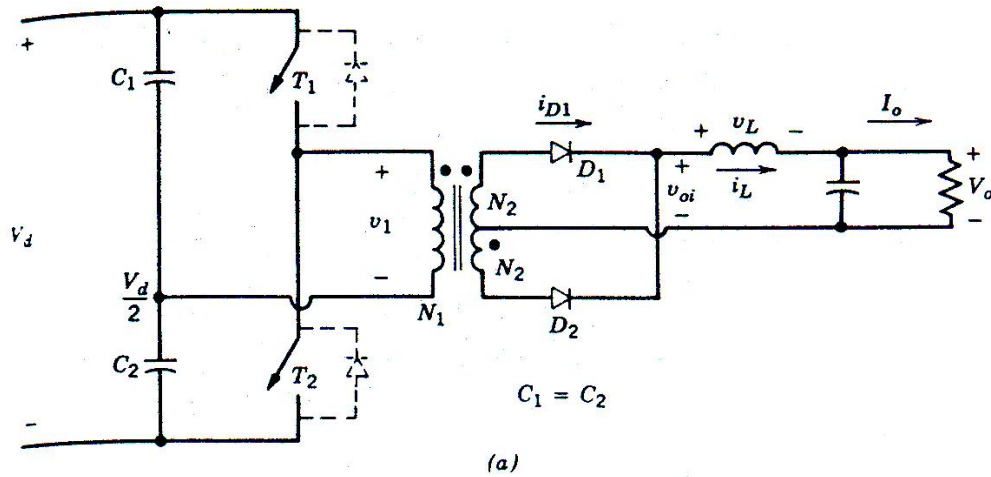
$$v_L = \frac{N_2}{N_1} \left(\frac{V_d}{2} \right) - V_o \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-111)$$

A Δ időintervallumban mindkét kapcsoló kikapcsolt állapotban van, a transzformátor primérjén nem folyik áram, a tekercs árama viszont egyenletesen oszlik meg a szekundér tekercseken. Ideális diódákat feltételezve, $v_{oi} = 0$, és:

$$v_L = -V_o$$

$$t_{be} < t < (t_{be} + \Delta)$$

$$(2-112)$$



2-50 ábra: Félhíd kapcsolású transzformátoros DC-DC átalakító: (a) kapcsolási rajz, (b) jelldiagramok.

Állandósult állapotban a jelldiagramok ismétlődnek minden félperiódusban, mivel:

$$t_{be} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2-113)$$

A tekercs feszültségének időintegrálját egy félperiódus alatt nullával kiegyenlítve kapjuk a feszültségátviteli tényezőt:

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} D \quad (2-114)$$

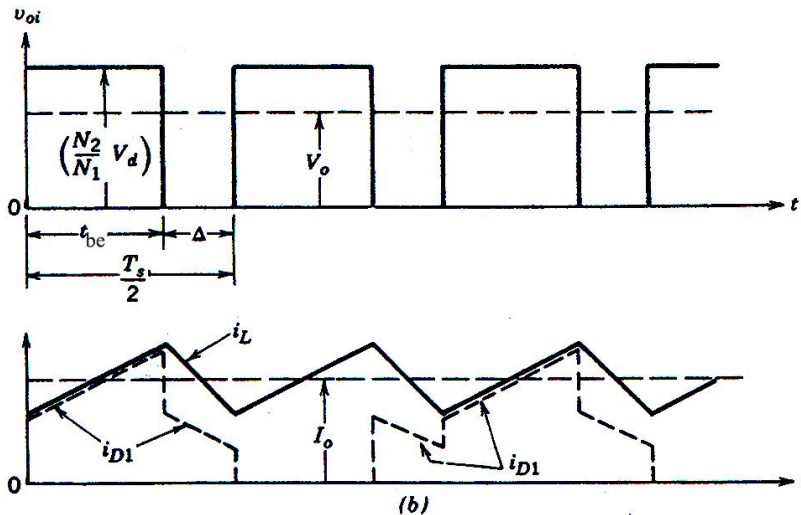
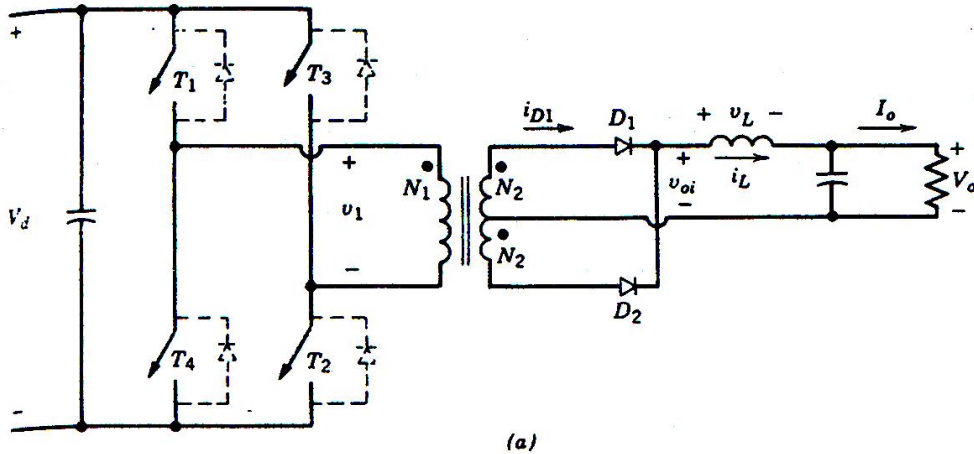
ahol $D = t_{be}/T_s$ és $0 < D < 0,5$. A feszültségcsökkentő átalakítóval való rokonság itt is látható: a feszültségátviteli tényező arányos a kitöltési tényezővel.

A félhidas transzformátoros DC-DC átalakítónál a kapcsolóknak kikapcsolt állapotban csak az egyszeres tápfeszültséget (V_d) kell elviselni, ellentétben a *push pull*

átalakítóval. Ha viszont ugyanarra a teljesítményre kiszámítjuk a kapcsolók áramát, az a kétszerese lesz a *push-pull* átalakító kapcsolói áramának. A kapcsolókkal ellenpárhuzamosan kötött diódák itt is a kapcsolókat az inverz áramoktól védik.

A 2-51a ábra a teljeshidas transzformátoros DC-DC átalakító kapcsolását mutatja. A (T_1, T_2) és a (T_3, T_4) kapcsolópárok váltakozva zárnak és nyitnak, meghatározott frekvenciával (f_s). Amikor (T_1, T_2) vagy (T_3, T_4) zárt, $v_{oi} = (N_2/N_1)V_d$ (2-51b ábra), és:

$$v_L = \frac{N_2}{N_1}V_d - V_o \quad 0 < t < t_{be} \quad (2-115)$$



2-51 ábra: Hídkapcsolású transzformátoros DC-DC átalakító: (a) kapcsolási rajz, (b) jellegendők.

Amikor mindkét kapcsolópár nyitott (Δ intervallum), a fojtótekercs árama egyenletesen oszlik meg a szekundér tekercsken. Ideális diódákat feltételezve, $v_{oi} = 0$, és:

$$v_L = -V_o \quad t_{be} < t < (t_{be} + \Delta) \quad (2-116)$$

A tekercs feszültségének időintegrálját egy félperiódusra nullával kiegyenlítve kapjuk a feszültségviteli tényezőt (figyelembe véve, hogy $t_{be} + \Delta = T_s/2$):

$$\frac{V_o}{V_d} = 2 \frac{N_2}{N_1} D \quad (2-117)$$

ahol $D = t_{be}/T_s$ és $0 < D < 0,5$.

A kapcsolókkal ellenpárhuzamosan kötött diódák (szaggatott vonallal rajzolva) a primér tekercs szórt induktivitása miatt fellépő áram elvezetésére szolgálnak azokban az intervallumokban, amikor minden tranzisztor ki van kapcsolva.

Összehasonlítva a teljeshidas (*TH*) átalakítót a félhíd (*FH*) kapcsolással, azonos ki és bemeneti feszültségeket és névleges teljesítményeket feltételezve, a következő összefüggés áll fenn a transzformátorok áttételi számai között:

$$\left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{FH} = 2 \left(\frac{N_2}{N_1} \right)_{TH} \quad (2-118)$$

Elhanyagolva a szűrőtekercs áramának hullámzását a kimeneten, valamint a mágnesezési áramokat mindkét esetben figyelmen kívül hagyva, a kapcsolóáramok:

$$\left(I_{kaps.} \right)_{FH} = 2 \left(I_{kaps.} \right)_{TH} \quad (2-119)$$

A teljeshidas transzformátoros DC-DC átalakító kapcsolói tehát azonos teljesítménynél fele akkora áramot szaggatnak, mint a félhidas átalakítónál, ezért ezt a kapcsolást kimondottan a nagy teljesítményekre ajánlják. Ebben az esetben is a kapcsolókon kikapcsolt állapotban csak egyszeres tápfeszültség (V_d) jelenik meg.

A kapcsolótranzisztorok nagy száma és a felső tranzisztorok meghajtása körüli nehézségek miatt a hídkapcsolást csak ott kell használni, ahol az a nagy teljesítmény miatt indokolt.

2.3 Váltóirányítók

A váltóirányítókat (*DC-AC* átalakítók, inverterek) elsősorban olyan helyeken alkalmazzák, ahol a fogyasztó a hálózati feszültségtől eltérő amplitúdójú és/vagy frekvenciájú jelet igényel. Ilyenkor a hálózati feszültség egyenirányítva kerül az inverter bemenetére, az inverter viszont előállítja a szükséges váltófeszültséget. Más esetekben az elsődleges energiaforrás egyenáramú (akkumulátor, egyenáramú áramfejlesztő, napelem), viszont a fogyasztó váltóáramú táplálást igényel.

A váltóirányítókra sokféle megoldás alakult ki az évek során. A megoldások csoportosítását végezhetjük a kimeneti fázisok száma szerint: főleg egyfázisú és háromfázisú inverterek használatosak. Másik elv alapján léteznek feszültségbemenetű és árambemenetű inverterek. Az árambemenetű inverterek jórészt a tirisztoros technikához kötött megoldások és manapság kevésbé használatosak, itt nem is foglalkozunk velük.

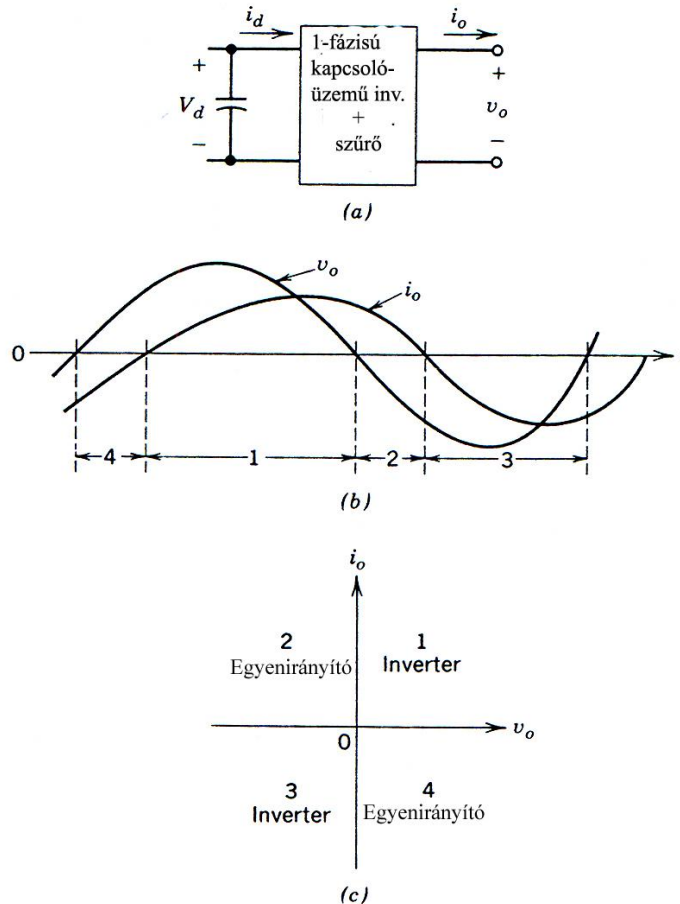
A kapcsolók vezérlési algoritmusát illetően a következő megoldások ismeretesek:

- Impulzus-szélesség modulációval (*pulse width modulation – PWM*) működő invertereknél állandó bemeneti egyenfeszültség mellett úgy állítanak elő szinuszos váltófeszültséget, esetleg változó amplitúdóval és frekvenciával, hogy a kapcsolók vezetési idejét folyamatosan változtatják. bizonyos magasfrekvenciás modulációs algoritmus szerint.
- Négyszög-inverterek esetében az inverter kapcsolói a kimenő jel frekvenciáján működnek és ezen a frekvencián állítanak elő négyszögjelet. A kimeneti jel amplitúdója itt nem változtatható, hacsak nem változtatjuk a bemeneti egyenfeszültséget.

- Feszültségkioltó invertereknél is a kapcsolók a kimeneti jel frekvenciáján működnek és négyzetjelet állítanak elő. A kapcsolók vezetési idejének eltolásával itt megoldható a kimeneti jel effektív értékének változtatása.

2.3.1 Félhíd kapcsolás

A kapcsolóüzemű inverterekkel szemben támasztott követelmények megismeréséhez, az egyszerűség kedvéért, figyeljünk meg (2-52a ábra) egy egyfázisú invertert, ahol a kimeneti feszültséget megfelelő módon szűrtük, ezért vehetjük tisztán szinuszosan változóknak az időben.



2-52 ábra: Egyfázisú kapcsolóüzemű inverter: (a) elvi rajz, (b) a kimeneti áram és feszültség jelalakjai részben induktív fogyasztó esetén, (c) a négynegyedes üzem szimbólikus ábrázolása.

Ha az inverter részben induktív jellegű terhelést táplál, mint amilyen egy váltóáramú motor, i_o késni fog v_o -hoz képest (2-52b ábra). Látható, hogy az 1-es intervallumban v_o és i_o is pozitív, a 3-as intervallumban pedig mindkét mennyiség negatív. Megállapítható tehát, hogy az 1-es és 3-as intervallumban a pillanatnyi teljesítmény áramlása ($p_o = i_o \cdot v_o$) a DC oldaltól az AC oldal felé történik, amit inverter üzemnek nevezünk. Ezzel ellentétben a 2-es és 4-es intervallumban a teljesítmény

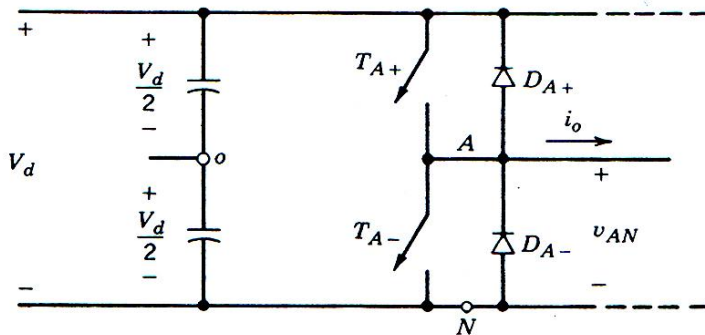
áramlása az inverter AC oldalától a DC oldal felé megy végbe, amely egyenirányító üzemenk felel meg.

Magából a váltóáramú fogyasztó jellegéből következik tehát, hogy az invertert úgy kell megszerkeszteni, hogy az i_o - v_o sík (2-52c ábra) mind a négy negyedében tudjon dolgozni. Ilyen, négynegyedes viselkedésű áramkörrel már találkoztunk a 2.2.8 szakaszban: megfigyelhettük a hídkapcsolású DC-DC átalakítónál (2-38 ábra), hogy i_o folyhat mindkét irányban és, hogy v_o polaritást válthat i_o irányától függetlenül. Megállapíthatjuk tehát, hogy a hídkapcsolású DC-DC átalakító megfelel az inverterekkel szemben támasztott követelményeknek.

A 2-53 ábrán ennek a hídkapcsolású átalakítónak csak egyik felét, tulajdonképpen a 2.2.7 szakaszban ismertetett félhíd kapcsolást ismételtük meg. A korábbi leírás szerint a félhíd kapcsolás csak kétnegyedes üzetre képes, kis átalakítással viszont a félhíd kapcsolásnál is megoldható a négynegyedes üzem.

Az alábbiakban leírt összes váltóirányító kapcsolást a 2-53 ábrán látható félhíd kapcsolásból fogjuk levezetni. Az inverter viselkedésének könnyebb megértéséhez először feltételezzük, hogy a DC bemenet $V_d = const.$ és, hogy az inverter kapcsolói impulzus-szélesség modulációval működve állítják elő a szükséges kimeneti jelalakot.

A félhíd bemenetén egy kapacitív feszültségosztó található, amely megfelel a V_d feszültséget, létrehozza az o referenciapontot. Félhidas váltóirányítónál ez lesz az egyik kimeneti pont, a másik viszont a kapcsolótranzisztorok közös pontja. A kapacitív feszültségosztó helyett használhatnánk két egyenlő feszültségű bemeneti tápforrást, de erre általában nincs lehetőség, illetve túl költséges megoldásnak számít. Más kapcsolásoknál a feszültségosztóra, illetve a kettős táplálásra nem lesz szükség, a félhíd kapcsolásnál viszont ez teszi lehetővé a négynegyedes üzemet a korábbi (2.2.7 szakasz) kétnegyedes üzem helyett.



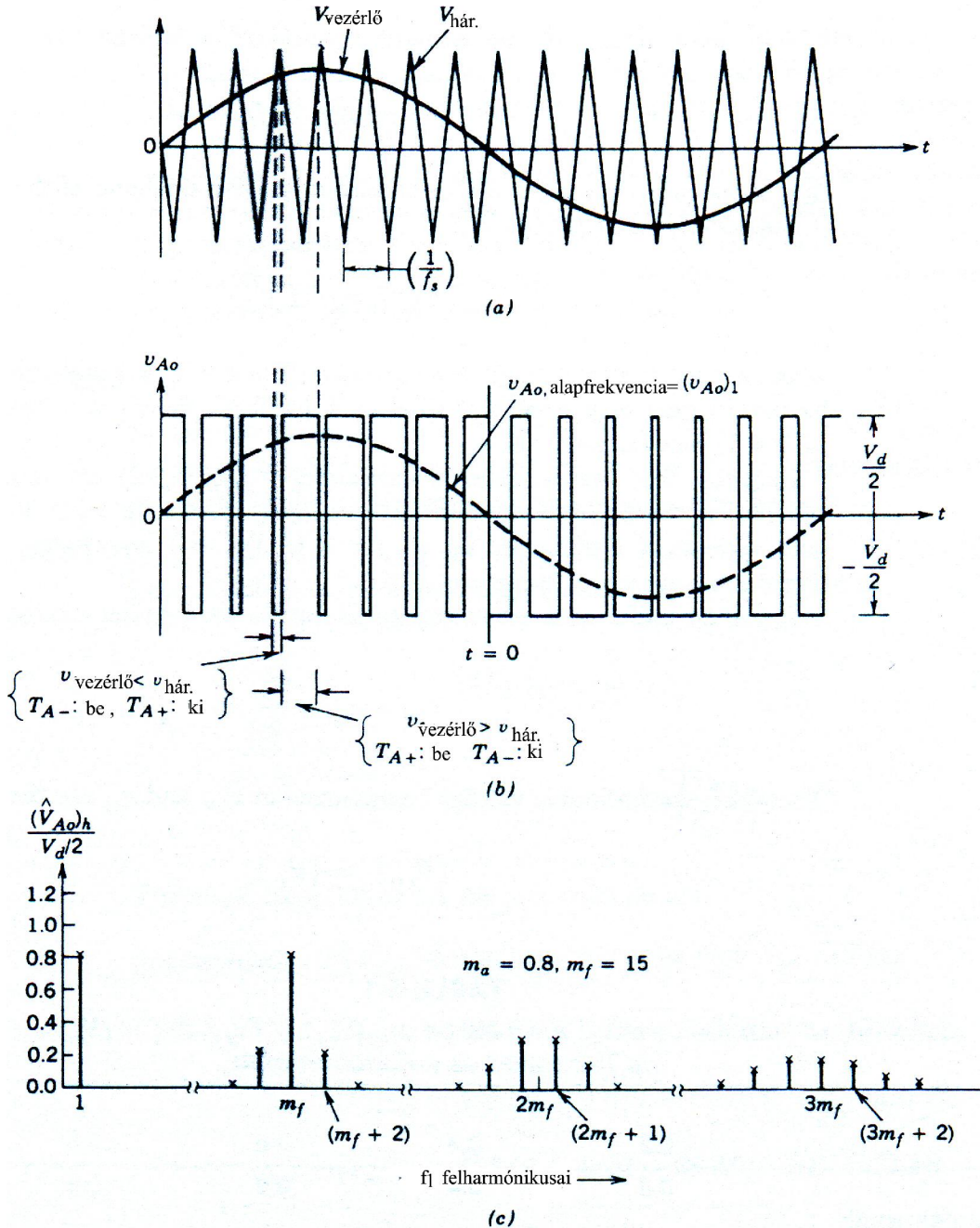
2-53 ábra: Félhíd kapcsolású inverter bemeneti kapacitív feszültségosztóval.

A 2.2.8 szakaszban tárgyaltuk a hídkapcsolású DC-DC átalakítót. A kapcsolótranzisztorok vezérlőjeleit a modulátor vezérlőjelének ($v_{vezérlő}$) és egy periódikus háromszögjelnek (melynek frekvenciája egyben a kapcsolási frekvencia is) az összehasonlításával kaptuk. A vezérlőjel ott vagy állandó értékű vagy időben lassan változó jel volt. A vezérlőjelet változtatva kapcsolók kitöltési tényezőjének változtatását végeztük, ami által szabályozni tudtuk a kimeneti DC feszültség középértékét.

A váltóirányítóknál az impulzus-szélesség moduláció valamivel összetettebb, mivel követelmény, hogy a kimenő feszültség szinuszosan változó legyen az időben.

Esetenként igény van az amplitúdó és frekvencia változtatására is (pl. váltóáramú motor fordulatszámának beállítás céljából).

Hogy az inverter eleget tegyen az említett követelményeknek, szinuszosan változó vezérlőjelet kell összehasonlítani a korábban is használt háromszögjellel (2-54a ábra). A háromszögjel frekvenciáját (f_s) és amplitúdóját ($\hat{V}_{hár.}$) állandó értékűnek vesszük. Ez a frekvencia megegyezik a kapcsolók működési frekvenciájával, nevezik vivőfrekvenciának is a híradástechnikából átvett kifejezéssel. A szinuszos vezérlőjel ($v_{vezérlő}$) frekvenciája f_1 , ezt nevezik még modulációs frekvenciának is.



2-54 ábra: Impulzus-szélesség moduláció (PWM) a félhid kapcsolású inverternél.

Az impulzus-szélesség modulátor tehát modulálja a kapcsolók kitöltési tényezőjét annak érdekében, hogy a kimeneten létrejőjön a kívánt amplitúdójú és frekvenciájú szinuszfeszültség. Ez a feszültség azonban nem tiszta szinuszos jel, hanem egy összetett négyszögjel (2-54b ábra), amely az f_1 frekvenciájú alapharmónikus mellett végtelen számú felharmónikus is tartalmaz (2-54c ábra). A gyakorlatban a felesleges felharmónikusok kiszűrésével kapjuk meg a kívánt szinuszjelet. Esetenként külön szűrőáramkört alkalmazunk, máskor maga a fogyasztó viselkedik szűrőként.

A moduláció leírásához definiálni kell a modulációs tényezőket. Az amplitúdó-modulációs tényező értéke:

$$m_a = \frac{\hat{V}_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} \quad (2-120)$$

ahol a számlálóban lévő feszültség a szinuszos vezérlőjel amplitúdója ($\hat{V}_{vezérlő}$), a nevezőben lévő pedig a háromszögjel amplitúdója $\hat{V}_{hár.}$, melyet állandónak veszünk.

A frekvencia-modulációs tényező értéke a következőképpen számítható:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2-121)$$

Az inverter kapcsolóit (2-53 ábra, T_{A+} és T_{A-}), a $v_{vezérlő}$ és a $v_{hár.}$ feszültségek összehasonlításával kapott logikai jel vezérli. A kapott kimeneti feszültségek, függetlenül az i_o áram irányától:

$$v_{vezérlő} < v_{hár.} \quad T_{A+} \cdot zárt \quad v_{Ao} = -\frac{V_d}{2} \quad (2-122)$$

vagy

$$v_{vezérlő} > v_{hár.} \quad T_{A-} \cdot zárt \quad v_{Ao} = \frac{V_d}{2} \quad (2-123)$$

Mivel a kapcsolók egyidőben soha sincsenek kikapcsolva (csak a moduláció szempontjából elhanyagolható szünetet hagyunk a két kapcsoló vezetése között, a biztonságos kapcsolás érdekében), ezért a kimenő feszültség $V_d/2$ és $-V_d/2$ értékek között mozog. A 2-54b ábrán szaggatott vonallal ábrázoltuk a v_{Ao} kimeneti feszültség (v_{Ao})₁ alaphfrekvenciás komponensét $m_f=15$ és $m_a=0,8$ modulációs tényező értékek esetére.

A 2-54a és 2-54b ábrákon megadott feltételek mellett a v_{Ao} spektruma a 2-54c ábrán látható, ahol csak a jelentős amplitúdójú normalizált $(\hat{V}_{Ao})_h / (V_d / 2)$ komponensek vannak ábrázolva. Az ábra alapján három fontos megállapításra jutunk:

- Az alaphfrekvenciás komponens amplitúdója $(\hat{V}_{Ao})_1$ egyenlő $m_a \cdot (V_d / 2)$. Ezt úgy tehetjük érthetőbbé, hogy a $v_{vezérlő}$ jelet állandó értékűnek vesszük rövid időre (2-55a ábra). A modulációnak és a kapcsolók működésének eredménye a kimeneti v_{Ao} jeldiagram. Amikor az 2.2.8 szakaszban a hídkapcsolású DC-DC átalakító PWM vezérlését magyaráztuk, megállapítottuk, hogy a kimeneti feszültség középértéke (vagy még pontosabban, a kimeneti feszültség értéke egy kapcsolási periódusra, $T_s=1/f_s$, átlagolva), a $v_{vezérlő}$ és $\hat{V}_{hár.}$ hányadosától függ, adott V_d mellett:

$$V_{Ao} = \frac{v_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} \frac{V_d}{2} \quad v_{vezérlő} \leq \hat{V}_{hár.} \quad (2-124)$$

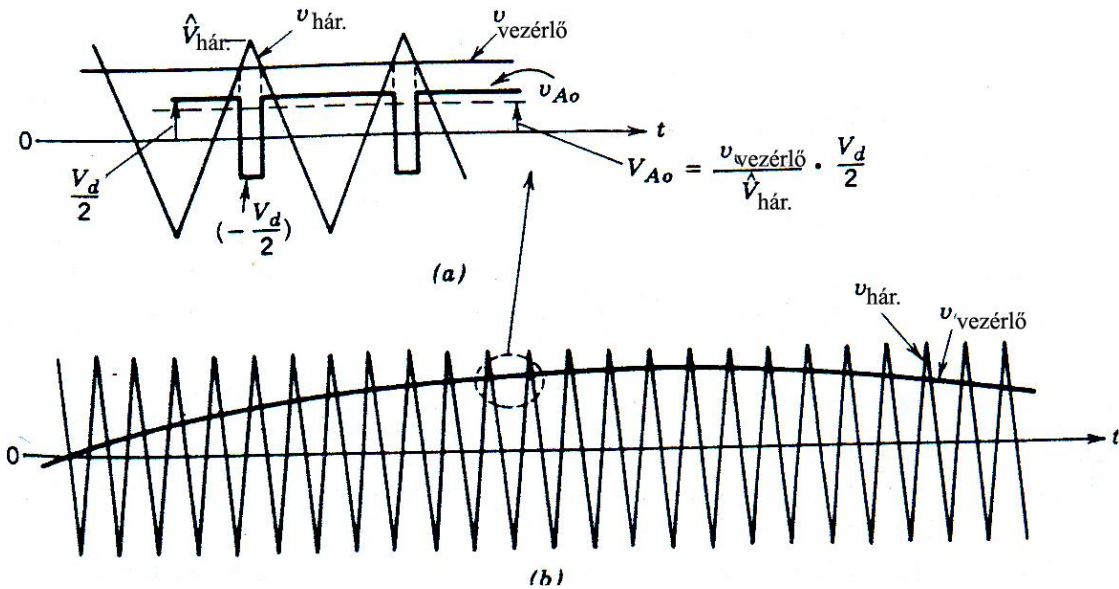
Feltételezzük, hogy $v_{vezérlő}$ nagyon kicsit változik egy kapcsolási periódus alatt mivel m_f nagy értékű (2-55b ábra). Ebből adódik, hogy a 2-124 egyenlet minden egyes kapcsolási periódusra megadja a v_{Ao} pillanatnyi közéértékét.

Az előzőekből következik, hogy ha a $v_{vezérlő}$ jelet szinuszosan változóknak választjuk, akkor a kimeneti feszültség is szinuszosan változó lesz. Ha a frekvencia $f_1 = \omega_1 / 2\pi$ akkor:

$$v_{vezérlő} = \hat{V}_{vezérlő} \sin \omega_1 t \quad (2-125)$$

ahol

$$\hat{V}_{vezérlő} \leq \hat{V}_{hár.} \quad (2-126)$$



2-55 ábra: Szinuszos impulzus-szélesség moduláció.

Felhasználva a 2-124, 2-125 és 2-126 egyenleteket láthatjuk, hogy az alapharmónikus komponens $(v_{Ao})_1$, szinuszosan változik és fázisban van a $v_{vezérlő}$ -vel:

$$(v_{Ao})_1 = \frac{\hat{V}_{vezérlő}}{\hat{V}_{hár.}} \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sin \omega_1 t = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sin \omega_1 t \quad (m_a \leq 1,0 - ra) \quad (2-127)$$

ebből:

$$(\hat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (m_a \leq 1,0 - ra) \quad (2-128)$$

amiből látszik, hogy szinuszos PWM esetében a kimeneti feszültség amplitúdója lineárisan változik m_a függvényében (feltételezve, hogy $m_a \leq 1,0$). Ezért a lineáris moduláció határai $0 < m_a \leq 1,0$.

- A felharmónikusok, mint oldalsávok jelentkeznek és rendeződnek szimmetrikusan a kapcsolási frekvencia és többszörösei köré, mely harmónikusok rendre m_f , $2m_f$, $3m_f$stb. Mindez addig igaz, amíg m_a értéke nulla és egy között mozog.

Az $m_f \geq 9$ értékekre (általában ez a jellemző a mai váltóirányítóknál, esetleg nagyon nagy teljesítményeknél alkalmaznak kisebb kapcsolási frekvenciát) az egyes felharmónikusok amplitúdója nagyjából független m_f -től. A felharmónikusok frekvenciája viszont m_f -től függően a következő:

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (2-129)$$

Ahol h a harmónikus sorszáma ($h=1$ az alapharmónikusnak felel meg), j természetes szám, k pedig az oldalsáv sorszáma:

$$h = j(m_f) \pm k \quad (2-130)$$

A j tényező páratlan értékeire a felharmónikusok csak páros k -ra különböznek nullától és fordítva.

Mint ahogy azt később látni fogjuk, a 2-53 ábrán látható félhíd kapcsolású inverterre írható:

$$v_{AN} = v_{Ao} + \frac{V_d}{2} \quad (2-131)$$

Ezért a v_{AN} és v_{Ao} feszültségek felharmónikus komponensei egyenlőek:

$$\left(\hat{V}_{AN}\right)_h = \left(\hat{V}_{Ao}\right)_h \quad (2-132)$$

- Az m_f modulációs tényező páratlan természetes szám kell, hogy legyen. Ilyen választás páratlansági szimmetriát $[f(-t) = -f(t)]$, valamint félperiódus szimmetriát $[f(t) = -f(t + T_s/2)]$ eredményez. A 2-54c ábrán bemutatott spektrum $m_f=15$ -re érvényes. Megfigyelhető, hogy csak a páratlan felharmónikusok léteznek, a párosak kioltják egymást v_{Ao} spektrumában. Ezenkívül a *Fourier*-sorban csak a szinuszos tagok lesznek véges értékűek, a koszinuszok nullák.

Tekintettel arra, hogy a magasabb frekvenciás felharmónikusokat könnyebb kiszűrni, ajánlatos minél magasabb kapcsolási frekvenciát választani. Egy fontos szempontot azonban nem szabad figyelmen kívül hagyni, mégpedig, hogy a kapcsolókon fellépő veszteségek a frekvenciával arányosan növekednek.

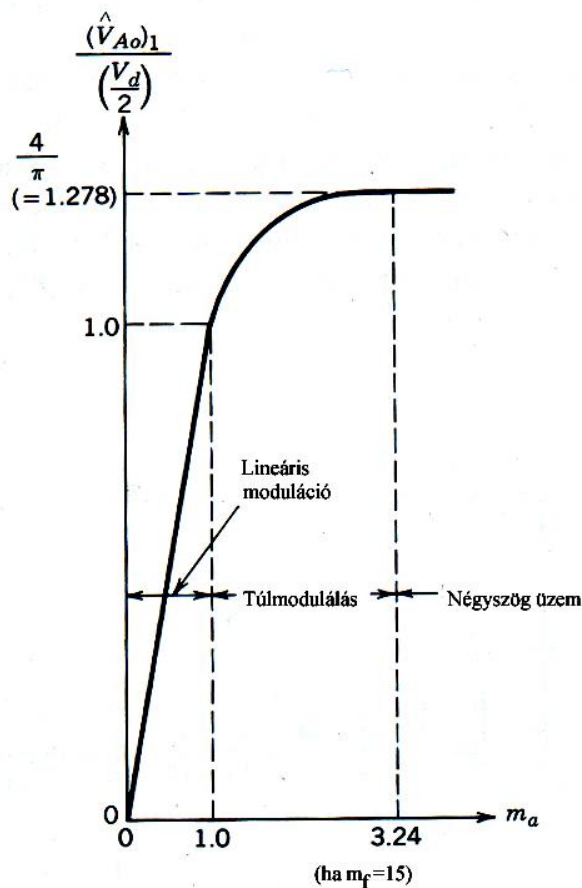
A legtöbb alkalmazásban az f_s frekvenciát vagy 6 kHz-nél alacsonyabbra vagy 20 kHz-nél magasabbra választják. Ha mégis a 6-20 kHz-es tartomány tűnne optimálisnak, általában a felső határ mellett döntünk, hogy elkerüljük az akusztikus zajokat. A váltóáramú motorhajtásoknál például (ahol a kimeneti jel alapharmónikusa gyakran 200 Hz-ig is emelkedhet) a frekvencia modulációs tényezőt 9-re vagy még kisebbre választják 2 kHz kapcsolási frekvencia alatt, viszont akár 100-nál nagyobb is lehet a tényező, ha a kapcsolási frekvencia 20 kHz felett van.

A frekvencia modulációs tényező kis értékeinél (félig-meddig tetszőlegesen az $m_f \leq 21$ határt vehetjük) szükséges a háromszög alakú vivőjel és a vezérlőjel pontos szinkronizálása (m_f egész szám), egyébként az alapharmónikusnál kisebb frekvenciájú komponensek, úgynevezett szubharmónikusok jelentkeznek. A szubharmónikusok jelentkezése kimondottan káros, a motoroknál nyomatékpulzációt-, a transzformátoroknál telítődést okoznak, stb. A szinkronizációt akkor is fenn kell tartani, ha az alapharmónikus frekvenciája változó (például motor fordulatszám változtatása céljából).

A frekvencia modulációs tényező nagy értékeinél ($m_f > 21$) a szubharmónikusok amplitúdója kicsi, ezért a két frekvencia szinkronizálásától el lehet tekinteni. Ennek ellenére, a biztonság kedvéért, általában mégis egész számot választanak m_f értékére.

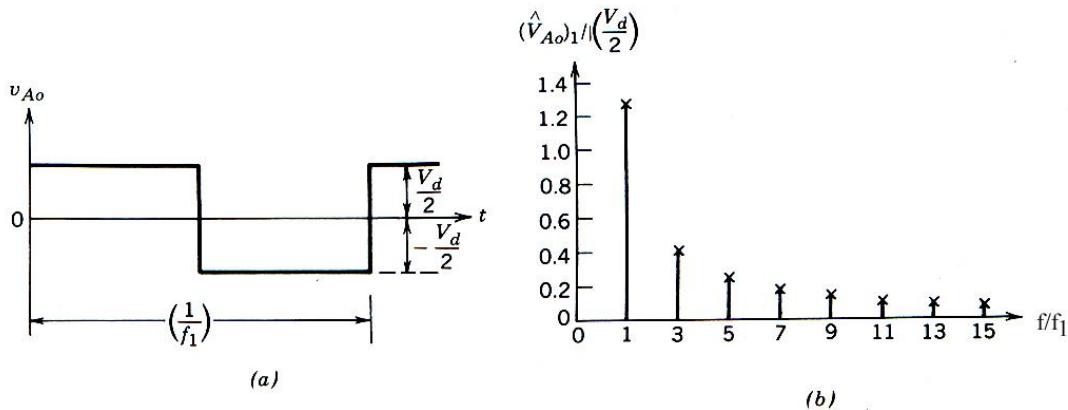
A korábbi elemzések során az amplitúdó-modulációs tényező értékét az $m_a \leq 1,0$ egyenlőtlenséggel korlátoztuk. Ebben a lineáris tartományban a kimeneti alapharmónikus amplitúdója arányos a vezérlőjel amplitúdójával. A vezérlőjel amplitúdójának növelésével (ezt nevezik túlmodulálásnak) tovább növelhető az alapharmónikus amplitúdója.

Túlmodulálás esetén eltűnnek bizonyos metszéspontok a 2-54a ábrán, kimaradnak egyes feszültségugrások az 2-54b ábrán, így a kimeneti jel spektruma is módosul: a modulációs frekvencia többszörösein ($3f_1, 5f_1, 7f_1 \dots$) is jelentős komponensek jelentkeznek. A szubharmónikusok elkerülése végett itt is egész számot választanak m_f értékére. A 2-56 ábrán ábrázoltuk az alapharmónikus normalizált amplitúdójának függését az amplitúdó-modulációs tényezőtől a lineáris tartományban és túlmodulálás esetére is.



2-56 ábra: A váltóirányító kimeneti alapharmónikusának függése az amplitúdó-modulációs tényezőtől.

A diagram $4/\pi$ értéken telítődik, amikor a váltóirányító kimenete többé nem tartalmaz feszültségugrásokat egy félperióduson belül. Hogy az m_a mely értékénél következik be a telítődés, az a frekvencia modulációs tényező értékétől függ (például $m_f=15$ -re a telítődési határ $m_a=3,24$). Az eredő kimenő jelet és a hozzá tartozó spektrumot a 2-57 ábrán láthatjuk. A négyszög-inverter ebben az értelemben a szinuszos PWM inverter határesetének tekinthető.



2-57 ábra: A négyzögínverter kimeneti feszültsége (a) és spektruma (b).

Végül néhány általános észrevétel a félhíd kapcsolású váltóirányítóval kapcsolatban.

- Mivel i_o keresztül folyik a feszültségosztót képező kondenzátorokon (2-53 ábra), ezért állandósult állapotban nem tartalmaz DC komponenst. Tehát a kapacitások lehetetlenné teszik egyenáram megjelenését az inverter kimenetén. Ha az inverter transzformátoron keresztül táplálja a fogyasztót (igen gyakori eset), nem kell tartani a transzformátor telítődésétől. Ha a kapacitív feszültségosztó helyett két tápforrást alkalmazunk, megjelenhet egyenáramú komponens a kimeneten.
- A kapcsolókon megjelenő feszültségek és áramok csúcserőtelje a félhidas inverterben:

$$V_T = V_d \quad (2-133)$$

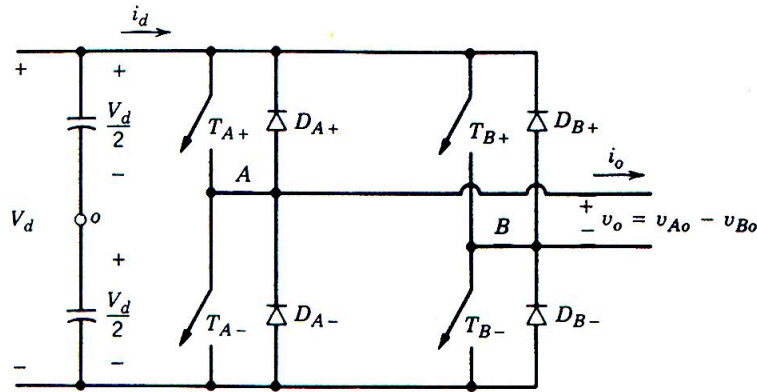
és

$$I_T = i_{o,csúcs} \quad (2-134)$$

2.3.2 Hídkapcsolás

Az egyfázisú hídkapcsolású inverter (2-58 ábra) két félhidat tartalmaz. A 2-53 ábrán látható kapcsoláshoz képest a különbség, hogy kétszer annyi a kapcsolók száma. A legfontosabb előny, hogy ugyanazon bemeneti egyenfeszültség esetén a kimeneti feszültség lehetséges amplitúdója kétszer akkora, mint a félhidas kapcsolásé. A bemeneti kapacitív feszültségosztóra és magára az o referenciapontra nincs szükség a hídkapcsolás működéséhez, csak a megértés megkönnyítése végett hagytuk bent a kapcsolásban.

Az egyfázisú hídkapcsolású inverter sajátága, hogy az impulzus-szélesség moduláció itt kétféleképpen végezhető: létezik úgynevezett bipoláris PWM és unipoláris PWM . Ezzel már részletesen foglalkoztunk a hídkapcsolású $DC-DC$ átalakítónál a 2.2.8 szakaszban.



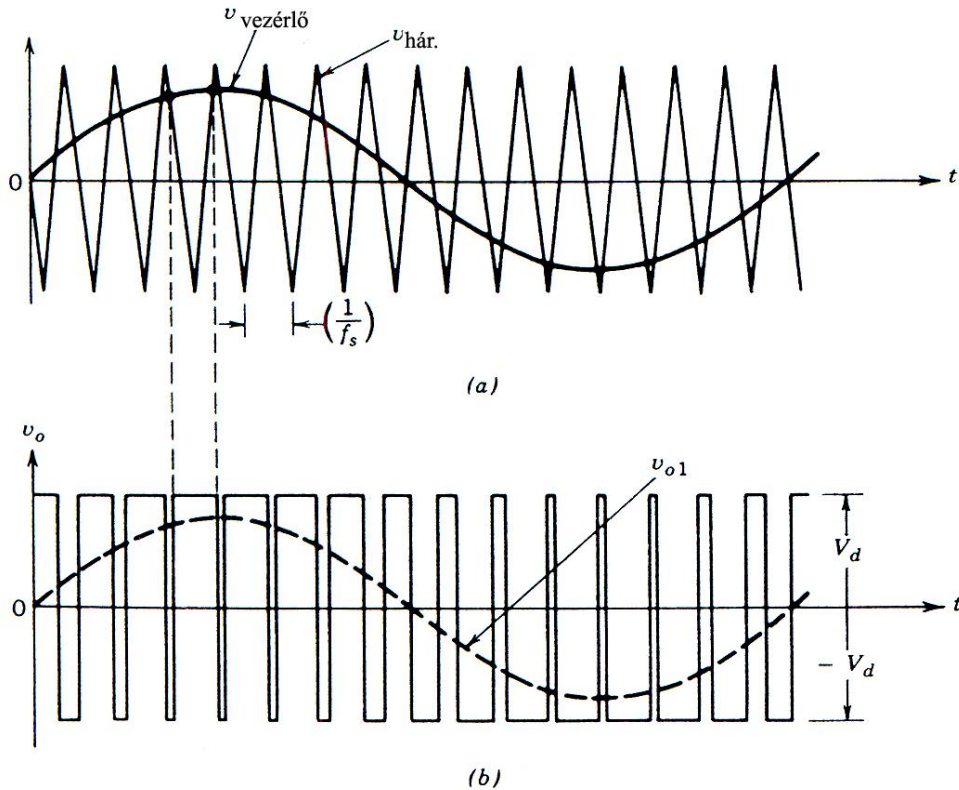
2-58 ábra: Hídkapcsolású váltóirányító.

A bipoláris PWM vezérlésnél a (T_{A+}, T_{B-}) és a (T_{A-}, T_{B+}) átlósan elhelyezett kapcsolópárok egyidőben vezetnek. A modulációt kísérő jeldiagramokat a 2-59 ábrán adtuk meg szinuszos vezérlőjel esetére. Az egyes félhidak azonos módon működnek, mint a 2.3.1 szakaszban tárgyalt félhid kapcsolású inverternél. Az o ponthoz viszonyítva mindkét félhid $\pm V_d/2$ amplitúdójú impulzusokat állít elő, ellenkező előjellel, az átlós kapcsolásból kifolyólag. Ezért:

$$v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t) \quad (2-135)$$

és

$$v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t) \quad (2-136)$$



2-59 ábra: Bipoláris PWM jeldiagramjai a hídkapcsolású váltóirányítónál.

A v_o diagramja a 2-59b ábrán látható. A kimenő feszültség alapharmónikusának csúcserőértéke:

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1,0) \quad (2-137)$$

és

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1,0) \quad (2-138)$$

A 2-59b ábrán megfigyelhető, hogy a v_o feszültség értéke a $-V_d$ és V_d értékek között mozog (innen a bipoláris *PWM* elnevezés). A kimeneti jel spektrumában az első felharmónikusok a kapcsolási frekvencia környékén jelentkeznek, ahogyan az a félhidas inverternél is történt (2-54c ábra).

A másik modulációs eljárás a hídkapcsolásnál az unipoláris *PWM*. Ennél a vezérlésnél (2-60 ábra) a kapcsolók az egyes félhidakban nem egyidőben kapcsolnak hanem külön-külön vannak vezérelve a $v_{hár.}$ háromszögjelnek a $v_{vezérlő}$ és a $-v_{vezérlő}$ feszültségekkel való összehasonlítása által (2-60a ábra), azaz:

$$v_{vezérlő} > v_{hár.} \quad T_{A+} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = V_d \quad (2-139)$$

$$v_{vezérlő} < v_{hár.} \quad T_{A-} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = 0 \quad (2-140)$$

Ez alapján az *A* félhíd kimenő feszültségére (az *N* ponthoz viszonyítva) a 2-60b ábrán látható diagramot kapjuk.

A *B* félhíd kapcsolóinak vezérléséhez szükséges jelet a $-v_{vezérlő}$ feszültség $v_{hár.}$ háromszögjellel való összehasonlításával kapjuk a következőképpen (2-59c ábra):

$$(-v_{vezérlő}) > v_{hár.} \quad T_{B+} \cdot \text{zárt} \quad v_{BN} = V_d \quad (2-141)$$

$$(-v_{vezérlő}) < v_{hár.} \quad T_{B-} \cdot \text{zárt} \quad v_{BN} = 0 \quad (2-142)$$

Összegzésképp megállapíthatjuk, hogy a kapcsolók állapotától függően a megfelelő kimeneti feszültségértékek adódnak:

$$1. T_{A+}, T_{B-} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = V_d \quad v_{BN} = 0 \quad v_o = V_d \quad (2-143)$$

$$2. T_{A-}, T_{B+} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = 0 \quad v_{BN} = V_d \quad v_o = -V_d \quad (2-144)$$

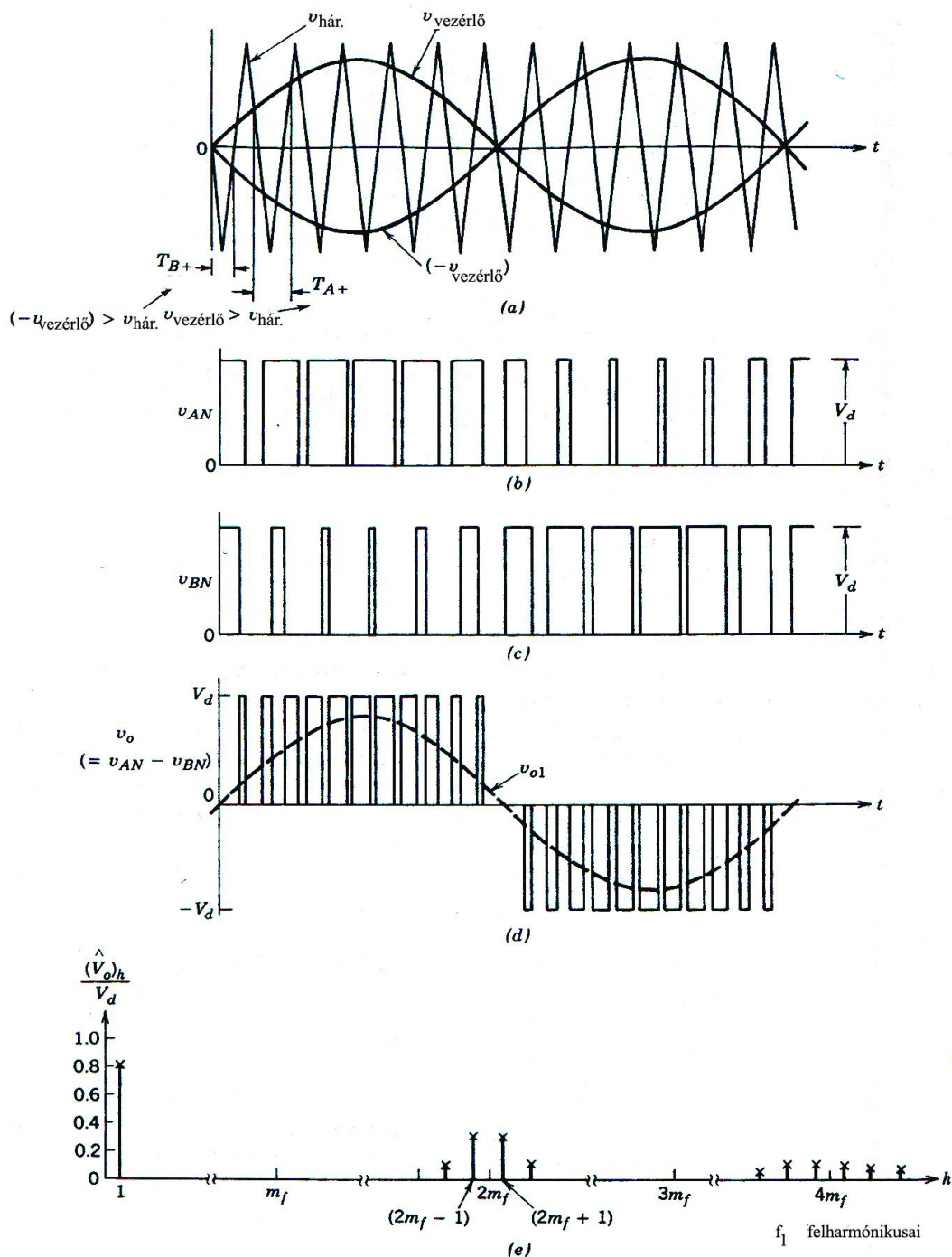
$$3. T_{A+}, T_{B+} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = V_d \quad v_{BN} = V_d \quad v_o = 0 \quad (2-145)$$

$$4. T_{A-}, T_{B-} \cdot \text{zárt} \quad v_{AN} = 0 \quad v_{BN} = 0 \quad v_o = 0 \quad (2-146)$$

Látható, hogy amikor a két felső kapcsoló van bekapcsolva (3. eset), a híd eredő kimeneti feszültsége nulla lesz. A kimeneti áram i_o irányától függően a T_{A+} és D_{B+} vagy a T_{B+} és D_{A+} elemeken keresztül folyik. Ez idő alatt a bemeneti áram értéke nulla. Hasonló következtetések érvényesek a 4-es esetre is.

Az unipoláris *PWM*-nél tehát a kimeneti feszültség értéke 0 és V_d vagy 0 és $-V_d$ között mozog, a $v_{vezérlő}$ pillanatnyilag érvényes előjelétől függően. Az unipoláris *PWM* előnye, hogy a híd kimeneti feszültségében a kapcsolások száma kétszerese a kapcsolási

frekvenciának. A kapcsolási pillanatokban a feszültségugrások V_d nagyságúak a bipoláris modulációnál tapasztalt $2V_d$ -hez képest.



2-60 ábra: Unipoláris PWM jelldiagramjai és spektruma hídkapcsolású váltóirányítónál.

A kétszeres kapcsolási frekvenciából és a kisebb feszültségugrásokból eredően az unipoláris PWM-nél kapott frekvenciaspektrum (2-60e ábra) sokkal kedvezőbb, mint a

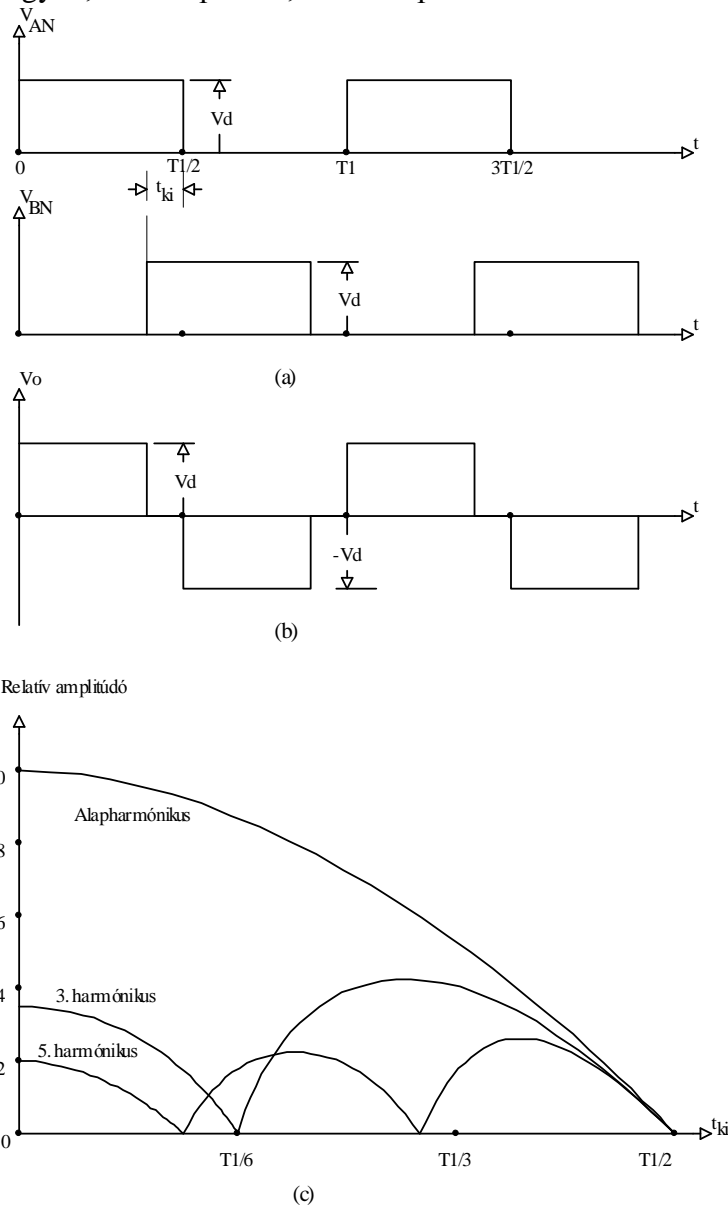
bipoláris *PWM* esetére. A legalacsonyabb frekvenciájú felharmónikusok a kapcsolási frekvencia (f_s) kétszerese körül jelennek meg és amplitúdójuk is kisebb.

A híd kimeneti feszültségének alapharmónikusára továbbra is érvényesek a bipoláris moduláció esetére kapott értékek:

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1,0) \quad (2-147)$$

$$V_d < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1,0) \quad (2-148)$$

A moduláció telítődése esetén a hídkapcsolású váltóirányító négyszög üzembe megy át, mind bipoláris, mind unipoláris *PWM* esetén.

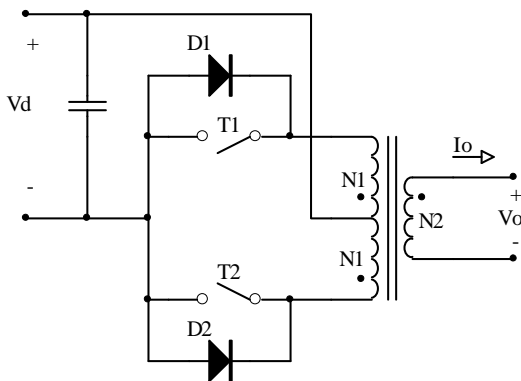


2-61 ábra: Feszültségkioltással működő vezérlés jelldiagramjai és spektruma hídkapcsolású inverterre.

A hídkapcsolású váltóirányítónál a bipoláris és unipoláris szinuszos *PWM* mellett használatos egy úgynevezett feszültségkioltásos vezérlés. Az algoritmus lényege, hogy mindkét félhíd kapcsolói *0,5*-es kitöltési tényezővel üzemelnek f_i frekvencián, de az egyes félhidakban történő kapcsolások között t_{ki} késés van (2-61a ábra). A híd eredő kimeneti feszültségét a 2-61b ábra mutatja. Az alapharmónikus amplitúdója illetve effektív értéke a késés növelésével csökkenthető, anélkül hogy az inverter bemeneti feszültségét változtatnánk. Sajnálatos módon az eljárás jelentős felharmónikusokat eredményez (2-61c ábra), nagy késésekre egyáltalán nem javasolható.

2.3.3 *Push-pull* váltóirányító

A félhíd és hídkapcsolású váltóirányítók számítanak a szabványos megoldásnak az inverter-technikában, de helyenként előfordul a 2-62 ábrán bemutatott *push-pull* kapcsolás is az egyszerű egyfázisú alkalmazásokban. A *push-pull* DC-DC átalakítóhoz hasonlóan népszerűségét annak köszönheti, hogy mindkét kapcsolótranszisztor a tápfeszültség negatív végéhez van kötve (földpont), így egyszerű a meghajtásuk. Alacsony tápfeszültség (V_d) esetén azért is előnyös a *push pull* váltóirányító alkalmazása, mert a forrás árama egyszerre csak egy kapcsolón folyik keresztül, így kisebb feszültségés és jobb hatásfok várható.



2-62 ábra: *Push-pull* inverter kapcsolási rajza.

A *push pull* inverter elemzésénél is úgy vesszük, hogy létezik kimeneti szűrő, vagy a szűrést maga a részben induktív jellegű fogyasztó látja el. Így az i_o kimeneti áram folytonosnak tekinthető.

A modulációt a félhidas inverternél (2.3.1 szakasz) ismertetett módon végezzük háromszögjel és szinuszos vezérlőjel összehasonlításával. A T_1 és T_2 kapcsolók felváltva üzemelnek D illetve $1-D$ kitöltési tényezővel. Ha a T_1 kapcsoló van bekapcsolva és a kimeneti áram pozitív, a priméramot a T_1 kapcsoló vezeti, ellenkező esetben a kapcsolóval ellenpárhuzamosan kötött D_1 diódán folyik az áram. A pillanatnyi kimeneti feszültség ebből kifolyólag $v_o = V_d(N_2/N_1)$ lesz, függetlenül a kimeneti áram irányától. Így itt is érvényesek a kimeneti feszültség alapharmónikusára korábban megadott egyenletek, azzal, hogy itt figyelembe kell venni a transzformátor áttételi számát is:

$$\hat{V}_{o1} = m_a V_d \frac{N_2}{N_1} \quad (m_a \leq 1,0) \quad (2-149)$$

$$V_d \frac{N_2}{N_1} < \hat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \frac{N_2}{N_1} \quad (m_a > 1,0) \quad (2-150)$$

A kapcsolótranzisztorokat a *push-pull* váltóirányítónál következő csúcsterhelésekre kell méretezni:

$$V_T = 2V_d, \quad I_T = \frac{N_2}{N_1} i_{o,csúcs} \quad (2-151)$$

A transzformátort a *push-pull* váltóirányítónál az alapharmónikusra kell méretezni, tehát nagy menetszámú, vasmagos transzformátort kell alkalmazni, ellentétben a *push-pull DC-DC* átalakítónál jellemző ferritmagos transzformátorral.

A T_1 és T_2 kapcsolók működéséből kifolyólag a priméramot gyorsan át kell terelni az egyik primérből a másikba és viszont. Ez csak akkor lehetséges nagyobb veszteségek nélkül, ha a két primér közötti csatolás nagyon jó. Ezt bifiláris tekercseléssel lehet biztosítani.

Bármilyen aszimmetria (eltolódás a modulációban, menetszám-különbség, különbség a kapcsolókon jelentkező feszültségesésekben) esetén fennáll a transzformátor telítődésének veszélye. Ilyenkor az alapharmónikus egyik félperiódusában a priméram sokkal nagyobb mint a másikban a mágnesezési áram elcsúszása miatt. Ezzel kapcsolatban a *push-pull* átalakítót megfelelő szimmetrizációval illetve védelmekkel kell ellátni.

Az amplitúdó modulációs tényező (m_a) nagy értékére a *push-pull* váltóirányító is a *PWM* üzemből négyszögüzembe megy át, miközben a kapcsolók f_1 frekvencián 0,5-es kitöltési tényezővel kapcsolnak be, felváltva. Léteznek olyan megvalósítások is, amelyeknél a kitöltési tényező kisebb a kimeneti feszültség effektív értékének csökkentése végett. Mivel a kimeneti feszültség értéke az idő alatt, amikor mindkét kapcsoló ki van kapcsolva, a fogyasztó áramának irányától függ, a feszültség alakja és effektív értéke nem tartható igazán ellenőrzés alatt, függ a terhelés jellegétől.

Az eddig ismertett egyfázisú váltóirányítók (félhíd-, híd- és *push-pull* kapcsolások) mérlegelhetők a kapcsolók kihasználási tényezője szempontjából, ahogyan azt tettük a *DC-DC* átalakítók esetében is (2.2.9 szakasz). A kapcsolások közötti jelentős különbségek ellenére is arra a meglepő eredményre lehet jutni, hogy a kihasználási tényezők azonosak, ezért csak a legfontosabbnak számító hídkapcsolásra végezzük el a számítást.

Elvileg a kapcsolók kihasználási tényezőjét váltóirányítók esetében a következő kifejezésből határozzuk meg:

$$k = \frac{V_{o1} I_{o,max}}{q V_T I_T} \quad (2-152)$$

ahol V_{o1} a kimeneti feszültség alapharmónikusának effektív értéke, $I_{o,max}$ a fogyasztó várható legnagyobb áramának effektív értéke, q a kapcsolótranzisztorok száma, V_T a tranzisztorokon várható legnagyobb feszültség kikapcsolt állapotban, I_T a kapcsolók áramának csúcserkéke.

Négyszög üzemben legjobb esetben a következő értékek érhetők el:

$$V_T = V_d, \quad I_T = \sqrt{2} I_{o,max}, \quad V_{o1} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} V_d, \quad q = 4 \quad (2-153)$$

Ezt behelyettesítve a 2-152 egyenletbe, kapjuk:

$$k_{\max, \text{négyyszög}} = \frac{1}{2\pi} \approx 0,16 \quad (2-154)$$

PWM üzemben a kihasználási tényező további csökkenésével kell számolni, mivel $\pi/4$ arányban csökken a kimeneti feszültség effektív értéke, azonos egyéb feltételek mellett. Hasonlóképpen figyelembe kell venni, hogy az amplitúdó modulációs tényező tovább csökkenti a kimeneti feszültséget és ezzel a teljesítményt. A végén a következő eredményhez jutunk:

$$k_{\max, \text{szinusz}} = \frac{1}{8} m_a = 0,125 m_a \quad (0 < m_a < 1,0) \quad (2-155)$$

A félhíd kapcsolásnál ugyan a kapcsolók száma megfelelődik, de azonos kimeneti teljesítményre az áramuk megkétszereződik, így a kihasználási tényező nem változik. A push-pull kapcsolásnál szintén csak két kapcsolóval van dolgunk, de a rajtuk jelentkező feszültség a tápfeszültség kétszerese, így itt sem jobb a kapcsolók kihasználási tényezője.

Megállapítható, hogy a kapcsolók kihasználási tényezője nem igazán használható mérce a különböző egyfázisú váltóirányítók közötti választásra. Rendszerint kisebb teljesítményekre a félhíd- vagy a *push-pull* kapcsolást részesítjük előnyben, nagyobb teljesítményekre viszont a hídkapcsolást.

2.3.4 Három- és többfázisú hidak

A váltóáramú fogyasztók egy része három fázisú, különösen nagyobb teljesítmények esetén. Ha ezeket a fogyasztókat változtatható amplitúdójú vagy frekvenciájú feszültséggel kell táplálni, azt megfelelő váltóirányító megépítésével tehetjük meg.

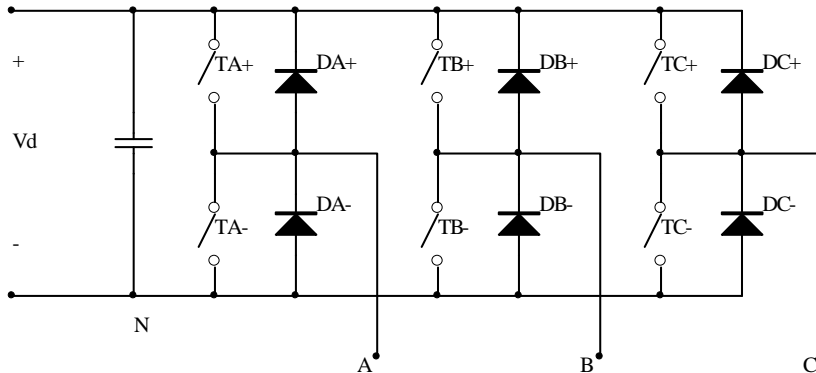
Ilyen esetben az egyik lehetséges megoldás három, egymástól különálló egyfázisú inverter megépítése, ahol az egyes inverterek kimenete (az alapharmónikus) 120° -ot késik az előtte lévőhöz képest. Sajnos a három egyfázisú inverter kimenetei nem köthetők sem háromszög-, sem csillagkapcsolásba (anélkül, hogy zárlat ne keletkezne az inverterek kapcsolóin keresztül), így csak akkor táplálható velük háromfázisú fogyasztó, ha a fogyasztó három fázisának mind a hat kivezetése hozzáférhető.

Ilyen eset ritkán adódik, pl. a háromfázisú motoroknak is rendszerint csak három kivezetésük van. Áthidaló megoldásként az ilyen fogyasztó megfelelő transzformátorral illeszthető a három egyfázisú inverterhez, de ez rendszerint túl nagy költséggel jár. Nem elhanyagolható az a nehezítő körülmény sem, hogy három egyfázisú hídkapcsolású inverter megépítéséhez tizenkét kapcsolóra van szükség.

A gyakorlatban legtöbbször alkalmazott háromfázisú váltóirányító kapcsolás három félhídból tevődik össze (fázisonként egy, 2-63 ábra). Mindegyik félhíd megegyezik a 2.3.1 szakaszban már leírt kapcsolással. A félhíd kimenő feszültsége (pl. v_{AN} , melyet az N ponthoz viszonyítunk) csak V_d -től és a kapcsolók pillanatnyi állapotától függ, nem függ a pillanatnyi áramiránytól. A kapcsolókat jelen esetben is ideálisaknak vesszük és elhanyagoljuk a holtidőt.

Hasonlóképpen az egyfázisú inverterekhez, a *PWM* vezérelt háromfázisú invertereknél is a cél a kimeneti feszültség amplitúdójának és frekvenciájának szabályozása konstans bemeneti feszültség (V_d) mellett. A megfelelő kimeneti feszültség eléréséhez a tranzisztorok vezérlőjeleit úgy állítjuk elő, hogy egy háromszögjelet (2-64a

ábra) három szinuszos feszültséggel hasonlítunk össze (a feszültségek egymáshoz képest 120° -ot késnek).



2-63 ábra: Háromfázisú inverter kapcsolási rajza.

Itt is hasonló v_{AN} és v_{BN} diagramokat kapunk, mint az egyfázisú hídkapcsolásnál (2-60 ábra). Ezek a feszültségek egyenfeszültség komponenset tartalmaznak, de a vonalfeszültségeknél már nincs jelen egyenfeszültség, mivel a $v_{AB} = v_{AN} - v_{BN}$ kivonásnak köszönhetően megszűnik (2-64b ábra, v_{AB}). Ugyanez érvényes a v_{BC} és v_{CA} vonalfeszültségekre is.

A háromfázisú inverterek gyakran nagyteljesítményű berendezések, így a bennük alkalmazott kapcsolók viszonylag lassúak és nem teszik lehetővé nagyfrekvenciás *PWM* megvalósítását. Ilyen esetben szigorúan szinkron *PWM*-et kell alkalmazni, másrészt a kapcsolási frekvenciát ügyesen kell megválasztani, hogy a vonalfeszültségek spektruma minél kevesebb számú és minél kisebb amplitúdójú felharmónikusokat tartalmazzon.

Bármely félhíd kimeneti feszültségének (pl. v_{AN} , 2-64b ábra) a spektruma azonos (az egyenszinttől eltekintve) a félhidas inverter v_{AO} kimeneti feszültségének a 2-54c ábrán bemutatott spektrumával. A felharmónikusok m_f és m_f többszörösei köré csoportosulnak, azzal, hogy csak a páratlan sorszámú felharmónikusok különböznek nullától, ha az m_f -et páratlanra választjuk. Ha megfigyeljük a felharmónikusok viselkedését a v_{AN} és v_{BN} feszültségekben, nyilvánvaló, hogy a fáziseltérés ezen felharmónikusok között $m_f \cdot 120^\circ$. Ha m_f értékét páratlannak valamint hárommal oszthatónak választjuk, akkor az egyébként m_f -en és többszörösein jelentkező domináns felharmónikusok is kioltják egymást a kimeneti vonalfeszültségekben (2-64c ábra).

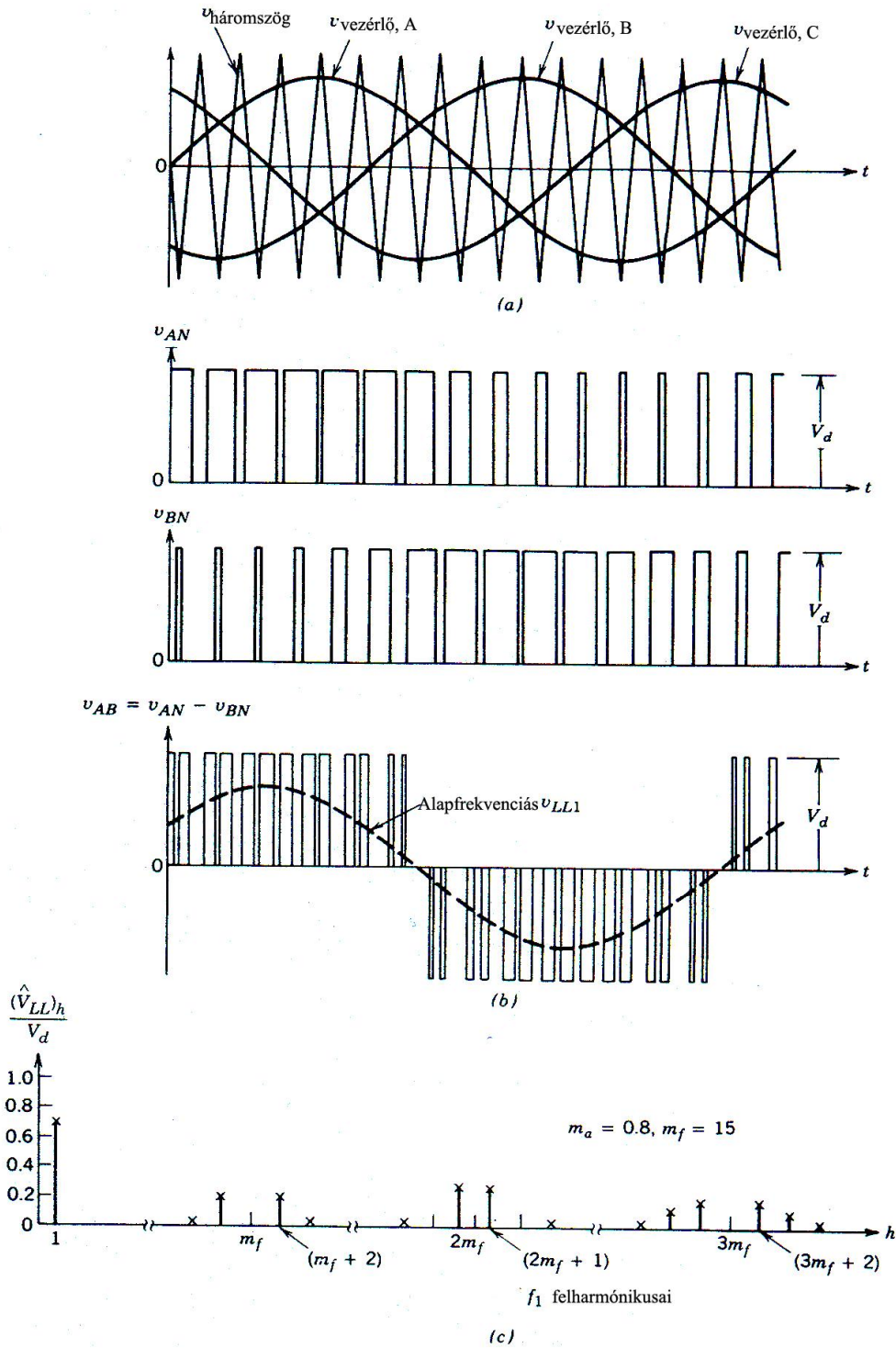
Ha lehetőség van nagy m_f értéket választani (nagyfrekvenciás *PWM*), akkor a háromfázisú inverternél is minden további nélkül megengedhető az aszinkron *PWM*, nem lépnek fel szubharmónikusok.

Lineáris modulációs tartományban ($m_a \leq 1,0$) a kimenő feszültség alapharmónikusának amplitúdója lineárisan függ az amplitúdó modulációs tényezőtől (m_a):

$$\left(\hat{v}_{AN}\right)_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (2-156)$$

A fázisfeszültségek közötti 120° -os fáziseltérés miatt a vonalfeszültség alapharmónikusának effektív értéke:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 = \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} (m_a V_d) \approx 0,612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1,0) \quad (2-157)$$



2-64 ábra: A háromfázisú PWM váltóirányító jelldiagramjai és spektruma.

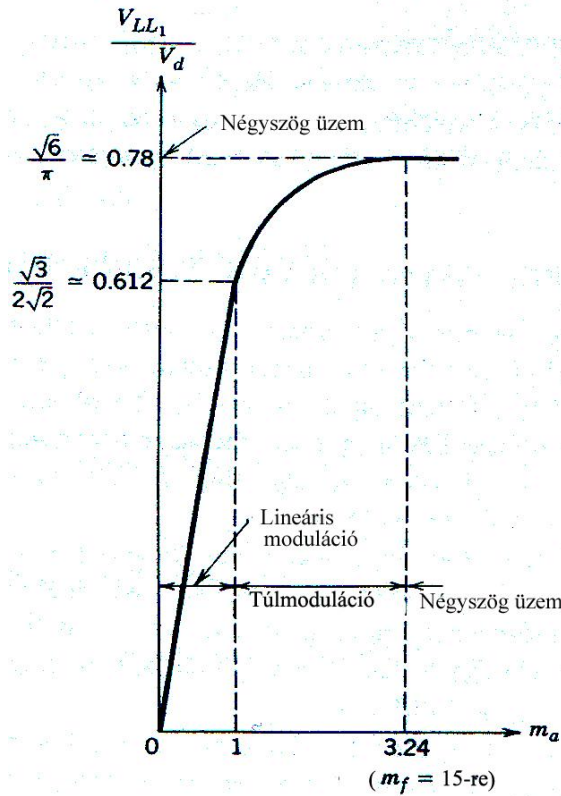
Túlmodulálás esetén a vezérlő feszültség ($v_{vezérlő}$) csúcsértéke meghaladja a háromszögjel csúcsértékét. Ellentétben a lineáris üzemmél, itt az alapharmónikus

nagysága nem arányos m_a -val (2-65 ábra), a görbe fokozatosan telítésbe tart. Közben a modulációs frekvencia többszörösein ($3f_1, 5f_1, 7f_1...$) jelentős komponensek jelentkeznek, ahogyan az az egyfázisú váltóirányítóknál is történt.

Hasonlóan az egyfázisú PWM-hez, m_a nagy értékeinél, a háromfázisú váltóirányító is négyszögüzembe megy át. Négyszögüzemben a vonalfeszültség alapharmónikusának effektív értéke:

$$V_{LL} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \approx 0,78V_d \quad (2-158)$$

Négyszögüzemben nincs lehetőség a kimenő feszültség effektív értékének illetve amplitúdójának változtatására magában a váltóirányítóban. Az esetleges változtatást ez esetben a bemeneti egyenfeszültség változtatásával kell végezni.



2-65 ábra: V_{LL1}/V_d értékei m_a függvényében a háromfázisú váltóirányítónál.

A kapcsolók kihasználási tényezőjét a háromfázisú váltóirányítónál a háromfázisú kimeneti látszólagos teljesítmény és a kapcsolók látszólagos teljesítményének arányaként kapjuk:

$$k = \frac{(VA)_{3-fázis}}{6V_T I_T} \quad (2-159)$$

A legjobb esetben a következő egyenletek érvényesek:

$$V_T = V_d, \quad I_T = \sqrt{2} I_{o,max}, \quad (VA)_{3-fázis} = \sqrt{3} V_{LL1} I_{o,max} \quad (2-160)$$

Ebből a maximális kihasználási tényező lineáris üzemben:

$$k = \frac{\sqrt{3}V_{LL1}I_{o,\max}}{6V_d\sqrt{2}I_{o,\max}} = \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL1}}{V_d} \quad (2-161)$$

Felhasználva a 2-155 egyenletet, lineáris moduláció esetén:

$$k = \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a = \frac{1}{8} m_a \quad (m_a \leq 1,0) \quad (2-162)$$

Négyszögüzemben viszont a következő eredményt kapjuk:

$$k = \frac{1}{2\pi} \approx 0,16. \quad (2-163)$$

A kihasználási tényező tehát azonos értékeket érhet el minden itt ismertetett váltóirányítónál.

Az egy- és háromfázisú váltóirányítók mellett, megfelelő számú kapcsolótranzisztor alkalmazásával építhető tetszőleges fázisszámú inverter. A modulációt hasonló módon végezzük, s a kapott váltóirányítók tulajdonságai is hasonlóak. A többfázisú inverterek alkalmazásai közül megemlítjük a léptetőmotorokat, (amelyeket rendszerint négyfázisú négyszöginverterrel táplálunk), illetve a hatfázisú aszinkron és szinkron motorokat, amelyek az utóbbi időben a tudomány homlokterében vannak (hatfázisú *PWM* invertert igényelnek)

2.4 Váltófeszültség átalakítók

A váltófeszültség szabályozók alatt sok különböző berendezést értünk, amelyek alkalmasak a váltóáramú fogyasztók feszültségének szabályzására (vezérlésére). Egyesek közülük fokozatokban végzik a szabályzást, míg mások fokozatmentesen. Egyesek szinuszos kimenetet szintetizálnak, míg másoknál torzított jelre kell számítani. A bemeneti és a kimeneti jel frekvenciája lehet azonos, de lehet különböző is.

A kapcsolások tárgyalását a legegyszerűbb fázishasításos vezérlőkkel kezdjük, amelyek a tirisztortechnika kezdetén váltak népszerűvé és ma is használatosak. Ezeknél a kapcsolásoknál nagyon egyszerű, jó hatásfokú és fokozatmentes a szabályzás, de jelentősek a torzítások. A perióduscsoport-szabályzóknál nincs torzítás, de a szabályzás fokozatokban történik. A váltófeszültség torzításmentes és fokozatmentes szabályzása frekvenciaváltoztatás nélkül ma még csak a tudományos körökben közkedvelt téma.

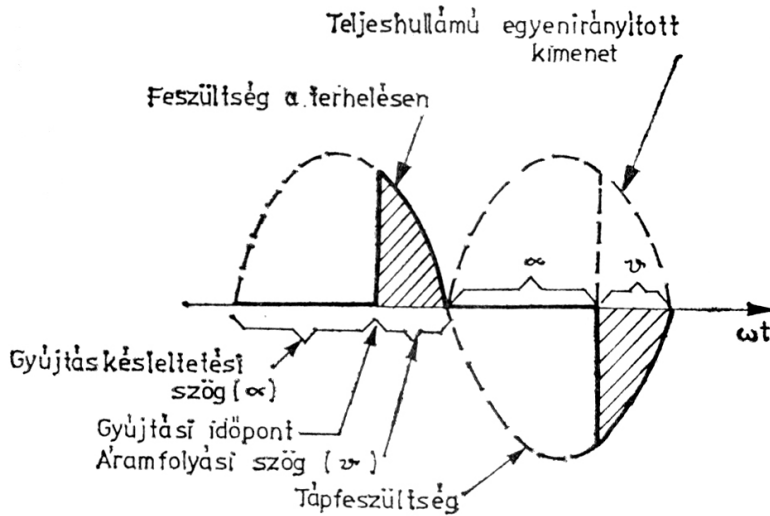
Motorhajtásoknál nagyon elterjedtek a frekvenciaváltók, melyek két fokozatban (egyenirányító + váltóirányító egyenáramú köztes körrel) oldják meg a váltófeszültség frekvenciájának és amplitúdójának fokozatmentes változtatását. Erre a feladatra léteztek a tirisztoros technikában egyenáramú köztes kör nélkül működő berendezések, ciklokonverterek, de ezek ma már alig használatosak bonyolult szerkezetük és nagy torzításaik miatt. Ma a ciklokonverterek újra a tudomány homlokterében vannak, de ezek az új berendezések kapcsolótranzisztorokkal és impulzus-szélesség modulációval (*PWM*) oldják meg a szabályzást. Sajnos, a *PWM*-mel működő ciklokonverterek elmélete és gyakorlata ma még nem teszi lehetővé az ipari alkalmazást.

2.4.1 Fázishasításos szabályozók

A fázishasításos teljesítményszabályzás olyan vezérlési folyamat, mely a fogyasztón átfolyó áramot a váltakozóáramú hálózat minden félperiódusában a feszültség nullátmenetét követően csak bizonyos idő után indítja meg (2-66 ábra).

Ennek az időtartamnak a változtatásával, melyet az α vezérlési szög jellemez a fogyasztóra jutó teljesítmény változtatható.

A 2-66 ábrán látható, hogy a tápfeszültség nullátmeneteihez képest az α gyújtáskésleltetési szög határozza meg a ν áramfolyási szöget, vagyis az áramfolyás időtartamát. A gyújtáskésleltetési szög növekedésével a szinuszjel megmaradó részei egyre rövidebbek lesznek egészen addig, míg 180° -nál megszűnnek és ekkor a terhelésre jutó teljesítmény nullára csökken.

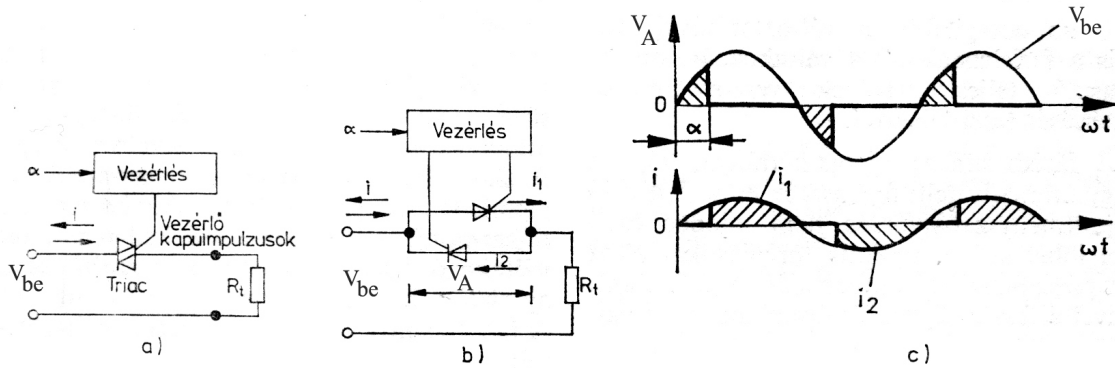


2-66 ábra: A fázishasításos teljesítményvezérlés α gyújtáskésleltetési szög változtatásával (ohmos terhelés esetén).

A 2-67 ábrán látható, hogy a fázishasításos teljesítményvezérlés egy olyan kapcsoló típusú szabályzás, melynek során az R_l terhelést periodikusan és időarányosan a V_{be} váltakozóáramú hálózatra kapcsolgatjuk. A bekapcsolás a tirisztor(ok) gyújtásával történik, a kikapcsolás automatikus az áram irányának megfordulásakor. Kisebb teljesítményeknél a két tirisztor egy triakkal helyettesíthető.

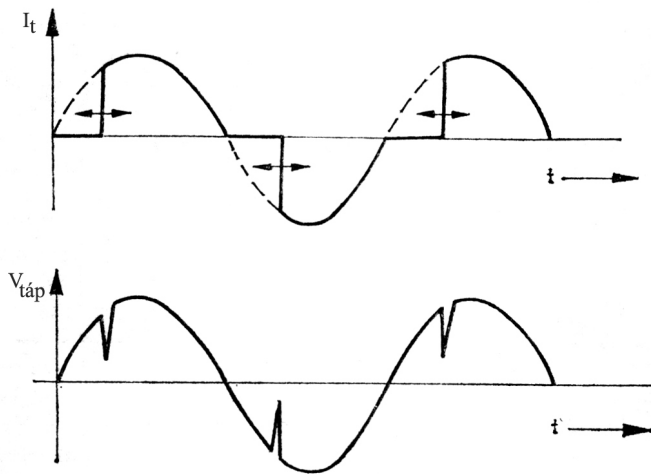
A fázishasításos vezérlésre érvényes:

- a fogyasztóra jutó teljesítmény folyamatosan változtatható a teljes tartományban,
- a meddő teljesítményfelvétel tiszta ohmos terhelés esetén is fellép a bemeneten,
- a terhelő ellenállásra minden periódusban egyszer vagy kétszer vezetünk teljesítményt, így az csak nagyon rövid időre marad üzemi teljesítmény nélkül, ezért a fázishasítás világításvezérlésre is alkalmazható,
- a terhelésre a hálózat frekvenciájával egyező alappfrekvenciájú jelet ad, de jelentős torzítással,
- a fázishasítás a váltóáramú fogyasztó teljesítményének kis veszteséggel történő vezérlését teszi lehetővé,
- jelentősebb méretű passzív alkatrészekre nincs szükség.



2-67 ábra: A fázishasításos teljesítményvezérlés elve: (a) triakkal, (b) ellenpárhuzamosan kapcsolt tirisztorokkal, (c) áram és feszültségdiagramok ohmos terhelésnél.

A fázishasításos eljárás hátránya, hogy nagy áramfelvételű fogyasztók esetében jelentős torzulásokat okoz a forrás feszültségében (2-68 ábra).



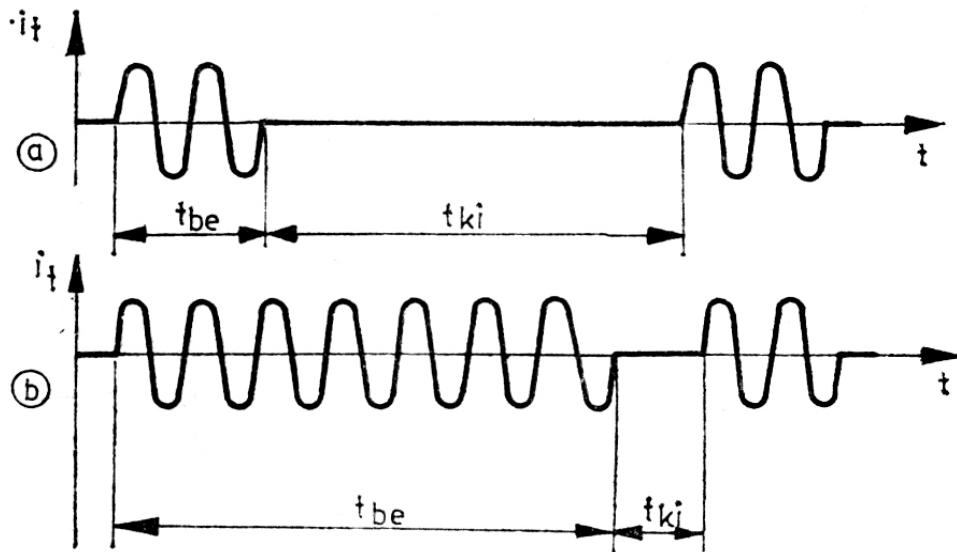
2-68 ábra: A fázishasításos teljesítményvezérlés okozta torzulások a tápfeszültség jeldiagramjában (I_t a fogyasztó árama, $V_{táp}$ a tápfeszültség).

2.4.2 Perióduscsoport-szabályozók

A fázishasítással szabályozó áramkörök (2.4.1 szakasz) hátránya, hogy jelentős rádiófrekvenciás zavart keltenek és felharmónikusokkal terhelik a táphálózatot. Bár LC szűrők használhatók a környező berendezésekre gyakorolt zavaró hatás csökkentésére, sajnos ez a módszer költséges, ha a szabályozandó teljesítmény nagy.

A perióduscsoport-vezérlés olyan vezérlési folyamat, melynél egész számú periódusnyi (félperiódusnyi) időre bekapcsoljuk, majd egész számú periódusnyi (félperiódusnyi) idő alatt kikapcsoljuk a fogyasztó tápellátását (2-69 ábra).

A táplálás t_{be} (bekapcsolt) és t_{ki} (kikapcsolt) időtartamainak különböző kombinációival a fogyasztóra jutó átlagos teljesítmény változtatható. A teljesítmény vezérlése végbemehet a periódussorozat vagy az árammentes szünetek tartamának esetleg mindkettőnek a megfelelő változtatásával.



2-69 ábra: A teljesítményszabályzás perióduscsoport-vezérléssel (a) a fogyasztó maximális teljesítményének $1/4$ -ét, illetve (b) $7/8$ -át kapja.

Mivel perióduscsoport vezérlésnél a fogyasztóra a hálózati feszültség egész periódusai illetve félpériódusai jutnak, a szabályzó felbontása $10ms$ vagy $20ms$, ami azt jelenti, hogy pl. 1% -os pontossághoz $1s$ illetve $2s$ csoportidő szükséges.

Látható, hogy ez korlátozza a felhasználási területet. Fényerő szabályzásra pl. e módszer nem alkalmazható, mert az emberi szem már $100ms$ -ot vibrálni lát.

A perióduscsoport-vezérlés hátrányai:

- a fogyasztóra jutó teljesítmény nem változtatható folyamatosan, mert az aktív elem bekapcsolt/kikapcsolt állapotában eltelt periódusok száma diszkrét értékeket vesz fel,
- a fogyasztó egy hosszabb időtartamon keresztül nem kap teljesítményt, az így vezérelt fogyasztó átlagos teljesítményének akkor van értelme, ha a terhelés tehetetlensége nagyobb, mint a szabályozási ciklus időtartama. Példaként említhető, hogy egy villamos fűtés időállója rendszerint néhány perc. Így perióduscsoport-vezérléssel kielégítő hőstabilitás érhető el,
- a hálózat terhelése az idő függvényében változó.

A vezérlés előnyei a fázishasításos vezérléssel szemben:

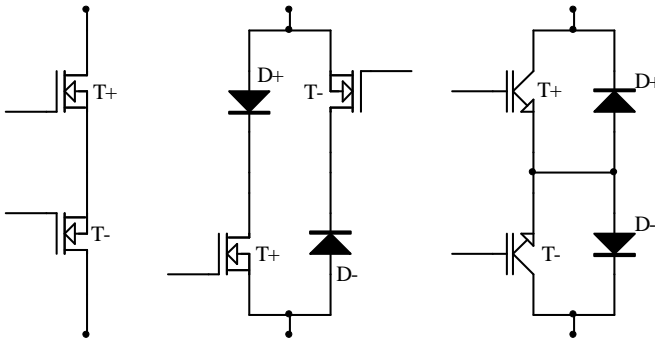
- a fogyasztón mindig teljes (esetenként fél) periódusok folynak át,
- a fázishasításnál a szinuszhullám bekapcsolásakor fellépő meredek kimetszési homlok elkerülhető, így elmaradnak a rádiófrekvenciás zavarok, a zavarszűrő egység megtakarítható,
- a vezérelt tirisztorok igénybevétele csökken, mert a szinuszhullám nullátmeneténél történő bekapcsolással a terhelőáram nem ugrásszerűen, hanem fokozatosan növekszik,
- meddőteljesítmény (reaktív teljesítmény) felvétel a táphálózathoz nincs.

2.4.3 Fokozatmentes váltófeszültség-szabályozók

A fogyasztóra vezetett váltófeszültség folyamatos változtatásának hagyományos eszköze a forgótranszformátor. Itt a transzformátor tekercsein arányosan eloszló feszültségből, megfelelő csúszóérintkező segítségével a szükséges feszültséget vezetjük ki. A kimeneti és a bemeneti frekvencia valamint a fázisszám természetesen azonos. A mechanikai hatások és a szikrázás következtében a csúszóérintkező és a tekercsek kopnak, így az élettartam korlátozott.

Elektronikus eszközökkel úgy oldható meg a folyamatos váltófeszültség szabályozás (frekvencia és fázisszám változtatása nélkül), hogy az egyes átalakító alapkapsolásokat (*buck*, *boost*, *buck-boost*, *Ćuk*-féle kapcsolás) alkalmassá tesszük a váltófeszültség feldolgozására. Ez olyan kapcsolóelemek beépítésével érhető el, amelyek bekapcsolt állapotban mindkét irányban képesek áramot vezetni, kikapcsolt állapotban pedig megakadályozzák az áram létrejöttét mindkét irányban, függetlenül a kapcsolón jelentkező feszültségtől.

Az ilyen kapcsolókat bilaterális- vagy négynegyedes kapcsolóknak nevezzük. Integrált formában ilyen kapcsolók nincsenek forgalomban, hanem hagyományos (unilaterális) kapcsolókat (kapcsolótranszisztorokat és diódákat) kombinálva kell őket megépíteni. Néhány bilaterális kapcsoló megoldást a 2-70 ábrán láthatunk.

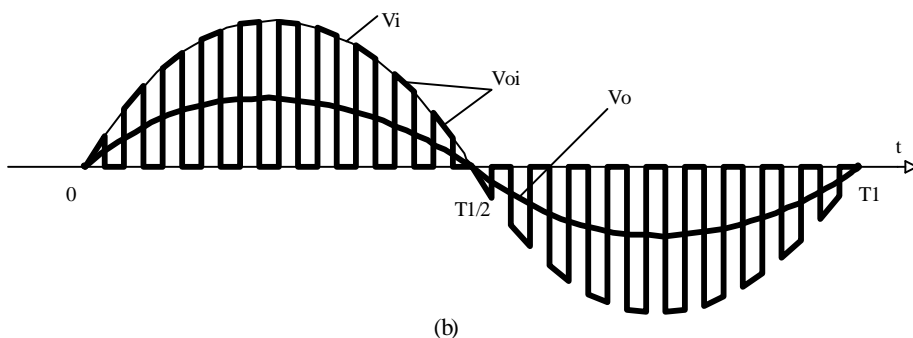
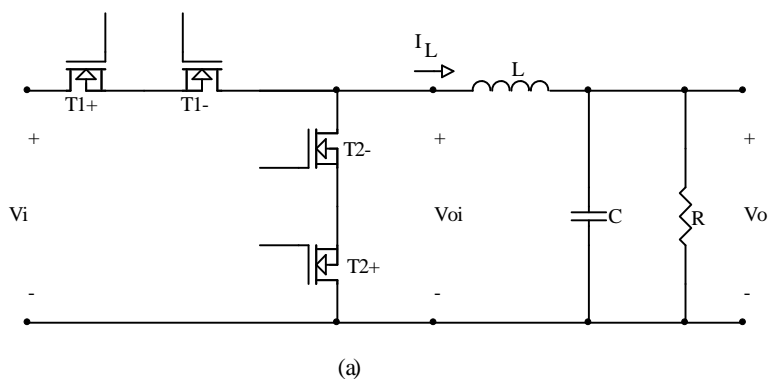


2-70 ábra Bilaterális kapcsolók felépítése hagyományos kapcsolóelemek segítségével.

Az egyes átalakítók úgy tehető alkalmassá váltófeszültség szabályozására, hogy a vezérelt kapcsolót (pl. bipoláris tranzisztor) és a vezérletlen kapcsolót (dióda) is egy-egy bilaterális kapcsolóval helyettesítjük. Így kapjuk a 2-16 ábrából kiindulva a 2-71 ábrán bemutatott *buck* típusú *PWM* váltófeszültség szabályozót.

A kapcsolás elemzésével megállapítható, hogy az egyes kapcsolóelemek vezérlésére sokkal nagyobb gondot kell fordítani, mint a hasonló *DC-DC* átalakítónál. Egyrészt nem megengedhető, hogy a két bilaterális kapcsoló bizonyos elemei egyszerre kerüljenek vezetési állapotba (például: T_{1+} és T_{2-}), mert ezzel zárlatot okoznának a bemeneten. Másrészt nem kapcsolható ki egyidőben minden kapcsoló, mert a tekercs árama számára folyamatosan vezetési csatornát kell biztosítani. Ha a tekercs áramának nincs hol bezáródnia, túlfeszültségek jelentkeznek, amelyek tönkreteszik a kapcsolókat.

A bilaterális kapcsolók biztonságos üzemeltetésére többféle algoritmust dolgoztak ki. Itt egy négylépéses algoritmust ismertetünk röviden. Az eljárás lényege, hogy az egyes kapcsolótranszisztorokat (amelyek a bilaterális kapcsolók részeit képezik) megfelelő sorrendben kell kapcsolni.



2-71 ábra. Buck típusú váltófeszültség szabályozó (a) és a megfelelő jeldiagramok (b).

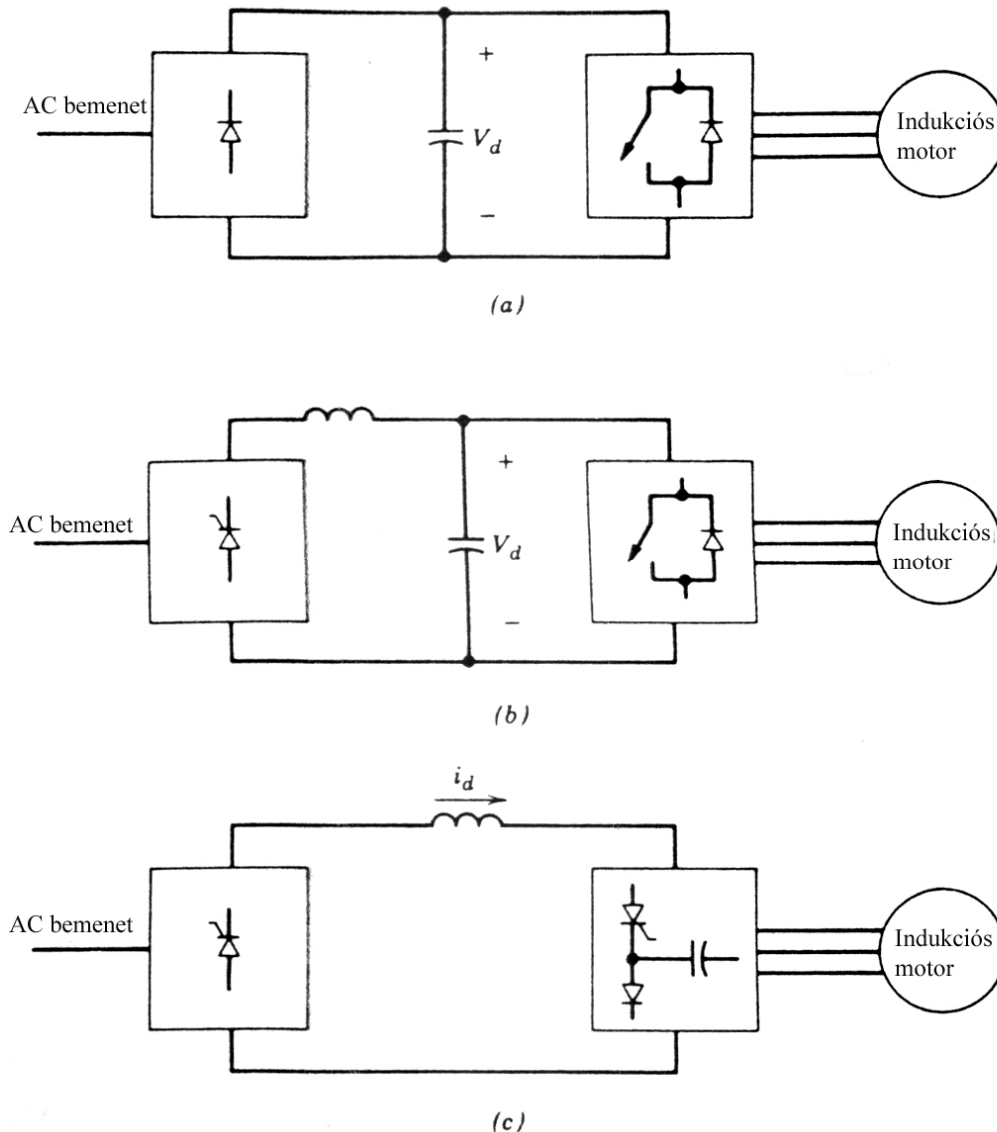
A sorrend a tekercsáram irányától függ. Tételezzük fel, hogy a tekercsáram pozitív (2-71 ábra) és az áramot a T_{1+} , T_{1-} ág helyett át kell hogy vegye a T_{2+} , T_{2-} ág. Első lépésként kikapcsolható a T_{1-} kapcsoló, mivel pozitív i_L esetén ez a kapcsoló nem vezet, csak a vele ellenpárhuzamosan kötött dióda (adott esetben a *MOSFET* belső diódáját használjuk). A második lépésben bekapcsoljuk a T_{2+} kapcsolótranzisztort. Ha a bemeneti feszültség pillanatnyi értéke pozitív, akkor ez csak alternatív utat készít elő a tekercs áramának, ha viszont negatív, akkor az áram ténylegesen áttérlődik a T_{1+} tranzisztorról a T_{2+} -ra (ezt nevezik kommutációnak). A harmadik lépésben kikapcsoljuk a T_{1+} tranzisztort. Ha az előző lépésben nem történt meg a kommutáció, mivel a bemeneti feszültség pozitív volt, akkor az most történik meg, egyébként a feleslegessé vált tranzisztor kikapcsolását végezzük. A negyedik lépésben a bekapcsoljuk a T_{2-} tranzisztort. Ez pillanatnyilag felesleges művelet, de később szükség lehet a tranzisztorra, ha a vezetési idő alatt megváltozik az áramirány.

A *buck* váltófeszültség szabályozóra ugyanúgy érvényes a $V_O/V_I=D$ feszültségátviteli tényező, mint a *DC-DC buck* átalakítóra. Hasonló mondható el a többi típusra is.

A köztes kör nélküli folyamatos váltófeszültség szabályozó teljesítményelektronikai berendezések még fejlesztés tárgyát képezik és nincsennek sorozatgyártásban.

2.4.4 Frekvenciaváltók

A frekvenciaváltók olyan teljesítményelektronikai berendezések, amelyek a bemeneti váltófeszültség szabályozását két lépésben oldják meg. Az első fokozatban egyenirányítást végeznek, a második fokozatban pedig váltóirányítást. A két fokozat között helyezkedik el az úgynevezett közteskör (kondenzátor vagy tekercs, amelynek akkumuláló- illetve szűrő szerepe van. Ilyen elrendezéssel változtatható a feszültség amplitúdója mellett a feszültség frekvenciája és a fázisszáma is. A 2-72 ábra három elvi megoldást mutat be a frekvenciaváltók megépítésére.



2-72 ábra Frekvenciaváltó kapcsolások: (a) feszültségtáplálású PWM inverter közönséges diódás egyenirányítóval, (b) négszögínverter szabályozott tirisztoros egyenirányítóval, (c) áramtáplálású tirisztoros inverter szabályozott tirisztoros egyenirányítóval.

A 2-72a ábrán alkalmazott *PWM* váltóirányító (2.3 fejezet) egyidejűleg képes változtatni a kimeneti feszültség amplitúdóját és frekvenciáját, ezért a bemeneten állhat közönséges (szabályzás nélküli) egyenirányító.

Nagy teljesítményeknél gondok lehetnek a *PWM* üzemmél a veszteségek miatt. Ilyenkor négyzöginvertert alkalmazunk, azzal, hogy az inverter bemeneti feszültségét szabályozni kell (2-72b ábra). A feszültségszabályzás történhet tirisztoros egyenirányítóval, de pl. *buck DC-DC* átalakítóval is egy közönséges egyenirányítót követően.

A harmadik megoldás (2-72c ábra) terhelésről vezetett (természetes kommutációjú) tirisztorhidat alkalmaz inverterként, a bemeneti tirisztoros fokozat pedig áramszabályzást végez. A terhelésről vezetett váltóirányító ma már ritkaság, ezért is nem foglalkoztunk vele a 2.3 fejezetben.

A frekvenciaváltókat általában váltóáramú motorokkal történő szabályozott hajtásokra használják, ezért az idevágó részletekkel a 4. részben ismerkedünk meg.

2.4.5 Ciklokonverterek

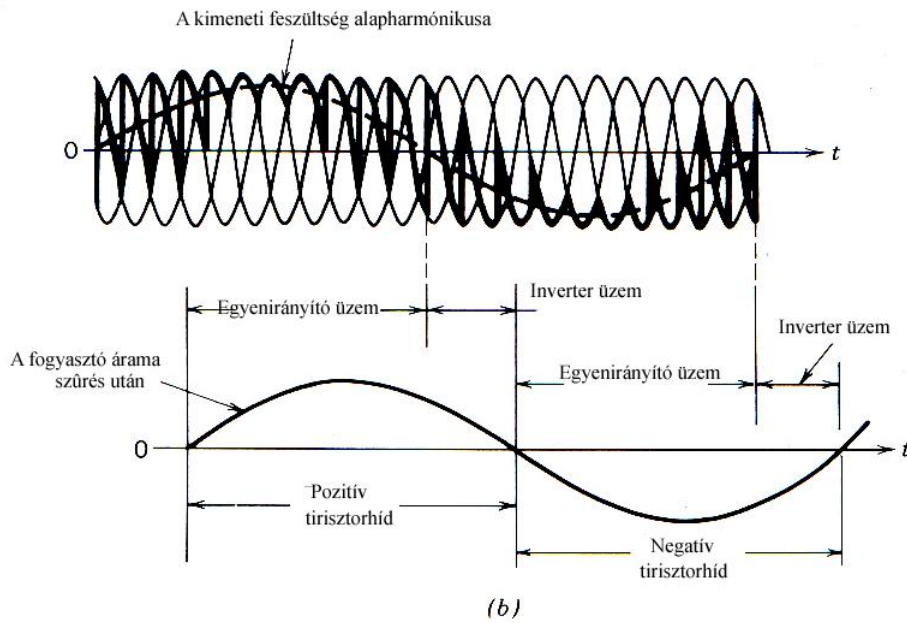
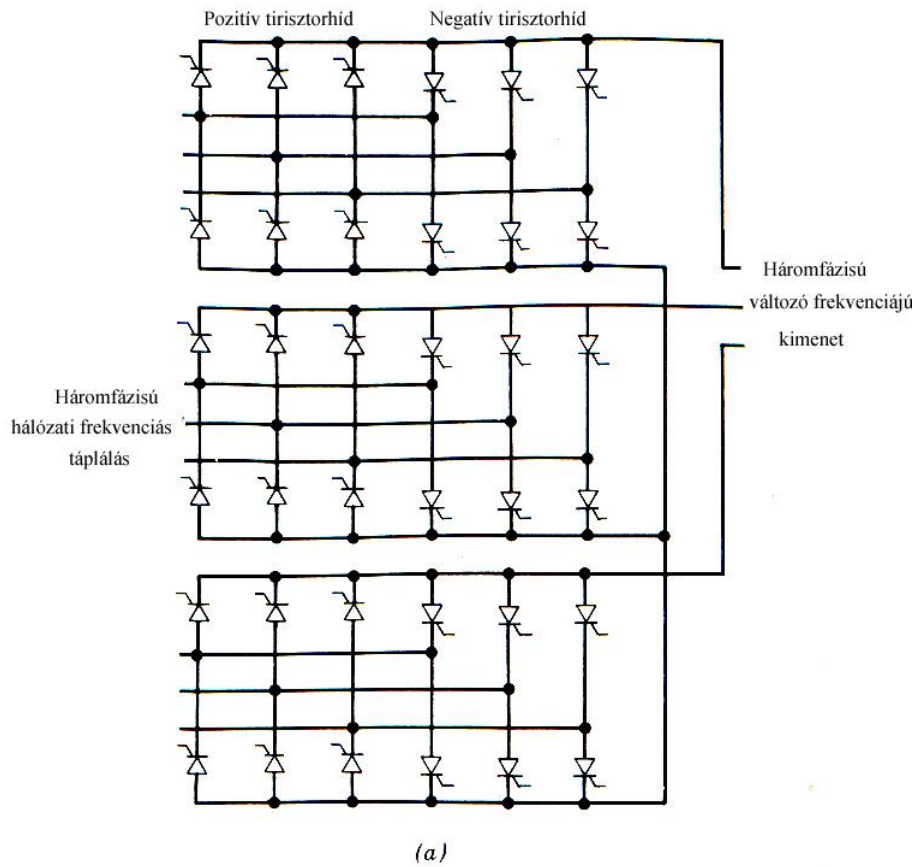
Az egyfokozatú, közteskör nélküli váltófeszültség átalakítókat ciklokonvertereknek nevezik. Két elvi megoldás-csoport ismeretes, amelyekkel közvetlenül, akkumulációs elem nélkül lehetséges az *AC-AC* átalakítás.

Nagyteljesítményű motorhajtásoknál (*100kW* fölött) természetes kommutációjú, tirisztorokból felépített ciklokonvertereket alkalmaznak. (2-73a ábra). Ellenpárhuzamosan kötött tirisztorhidakkal állítják elő az egyes kimeneti fázisfeszültségek pozitív és negatív félperiódusait. A tirisztorok gyújtásszögének fokozatos eltolásával, ill. ennek ciklikus ismétlésével a bemeneti frekvenciánál jelentősen alacsonyabb alapfrekvenciájú kimeneti feszültség szintetizálható (2-73b ábra). A bemeneti frekvencia egyharmadáig tekinthető úgy, hogy a kimeneti jel harmónikus összetétele elfogadható. A természetes kommutációjú ciklokonverterek alkalmazása ma általában elavultnak számít.

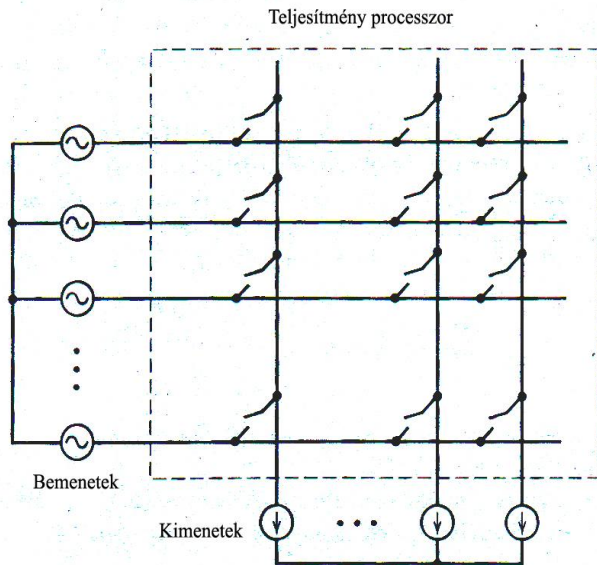
A ciklokonverterek másik csoportját a mesterséges kommutációjú (impulzus-szélesség modulált) kapcsolások alkotják. Ezek mátrix elrendezésű bilaterális kapcsolókból épülnek fel, ezért mátrix átalakítóknak is nevezik őket. A kapcsolók itt is közvetlenül, köztes kör nélkül kapcsolódnak az egyes bemeneti és kimeneti fázisvezetékek közé (2-74 ábra). Passzív alkatrészeket csak a bemeneti és kimeneti szűrőkben használunk a ciklokonvertereknél.

A kapcsolók száma általános esetben $m \times n$, ahol m a bemeneti, n pedig a kimeneti fázisok száma. A kapcsolók működésére, a biztonságos kommutáció érdekében, hasonló szabályok érvényesek, mint a 2.4.3 szakaszban ismertetettek. Nem engedhető meg, hogy a bementi feszültségforrások között bármely két kapcsoló zárlatot okozzon, úgyszintén nem történhet meg, hogy adott kimeneti ághoz kötött kapcsolók közül egyik sem vezessen, számítva a részben induktív jellegű fogyasztóra. Ezek a feltételek a 2.4.3 szakasz alatt ismertetett négylépéses kapcsolási algoritmus segítségével elégíthetők ki.

A mátrix átalakítók irodalma mintegy harminc évre tekint vissza, de mind a mai napig nem került sor ipari alkalmazásra bizonyos megbízhatósági kérdések tisztázatlansága miatt. Biztató viszont, hogy a modulációs eljárások teljesen kidolgozottaknak tekinthetők.



2-73 ábra: Természetes kommutációjú tirisztoros ciklokonverter: (a) kapcsolás, (b) idealizált jellegendék.



2-74 ábra: Mátrix átalakító felépítése többfázisú forrás és többfázisú fogyasztó esetére.

A mátrix átalakítónál a váltóirányítóknál megismert impulzus-szélesség modulációhoz hasonló vezérlés alkalmazható. Annyi a különbség, hogy a mátrix átalakító bemenete nem egyenfeszültség hanem szinuszos háromfázisú váltófeszültség. A modulátor minden pillanatban csak az abszolút értékben legnagyobb vonalfeszültséget veszi alapul, ebből szintetizálja a tervezett kimeneti feszültségeket. Egy kapcsolási periódus (T_s) alatt a bemeneti vonalfeszültség állandónak tekinthető, innen a hasonlóság a váltóirányítóknál alkalmazott *PWM*-hez. Az aktuális vonalfeszültség érték variál ugyan a bemeneti feszültség periódusa folyamán, de ez a kapcsolók vezetési idejének módosításával korrigálható.

Változtatható frekvenciájú és amplitúdójú háromfázisú szinuszfeszültség szintetizálható megfelelő *PWM*-mel, azzal a megkötéssel, hogy a kimeneti vonalfeszültség alapharmónikusának amplitúdója nem lehet nagyobb mint $\sqrt{3}/2$ -szer a bementi amplitúdó. A modulációs algoritmus kis módosításával a bemeneti áramok is szinuszos alakra hozhatók. Ez utóbbi a táphálózat felharmónikusokkal történő szennyezése szempontjából fontos.

2.5 Rezonáns átalakítók

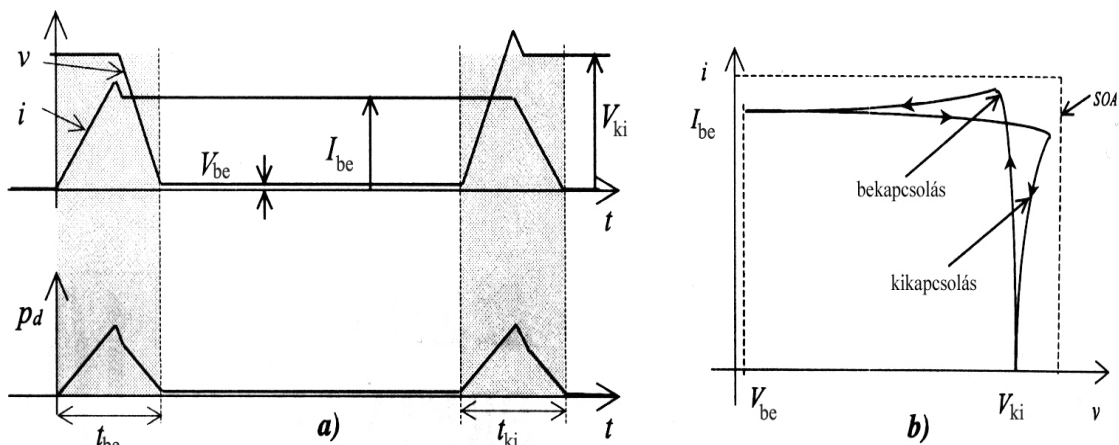
Az impulzus-szélesség modulációt (*PWM*) használó *DC-DC* átalakítóknak két nagy hátrányuk van. Egyrészt, a kapcsolók ki-be kapcsolásánál nagyon gyors feszültség- ($\frac{dv}{dt}$) és áram ($\frac{di}{dt}$) változások lépnek fel. Ezek rendre 10^8 V/s, illetve A/s nagyságrendűek, melyek hatására a megengedettnél jóval nagyobb zavarok jutnak a tápvonalba vissza illetve sugárzódnak a környezetbe. Másrészt, a kapcsoló minden egyes állapotváltásánál a fellépő veszteségek igen nagyok, mivel egyidőben nagy a kapcsolón a feszültség és az áram is. (2-75a ábra). A kapcsoló munkapontja (2-75b ábra) eltolódhat egészen a biztonságos üzem határáig (*safe operating area - SOA*).

A veszteségek átlagértékének nagyságát a:

$$P_d = \frac{1}{T} \int_0^T v i dt \sim I_{be} V_{ki} (t_{be} + t_{ki}) f_s \quad (2-164)$$

összefüggés írja le, ahol a \sim jel arányosságot jelent. Az I_{be} a kapcsoló áramának értéke bekapcsolt állapotban, V_{ki} a kapcsoló feszültsége kikapcsolt állapotban, t_{be} és t_{ki} a be- és kikapcsolási idő és f_s a kapcsolási frekvencia.

Az összefüggésből látszik, hogy, amennyiben a frekvencia nagy és ezzel $t_{be} + t_{ki}$ közelít a periódusidőhöz, P_d nagyon nagy lesz. Az átalakító tervezése során ellentétes követelményeket kell figyelembe venni: egyrészt, a kapcsolási veszteségek miatt, korlátozni kell a frekvencia növelését, másrészt az átalakító megépítéséhez szükséges passzív alkatrészek (kondenzátor, tekercs, transzformátor) méreteinek csökkentése végett növelni kell azt.

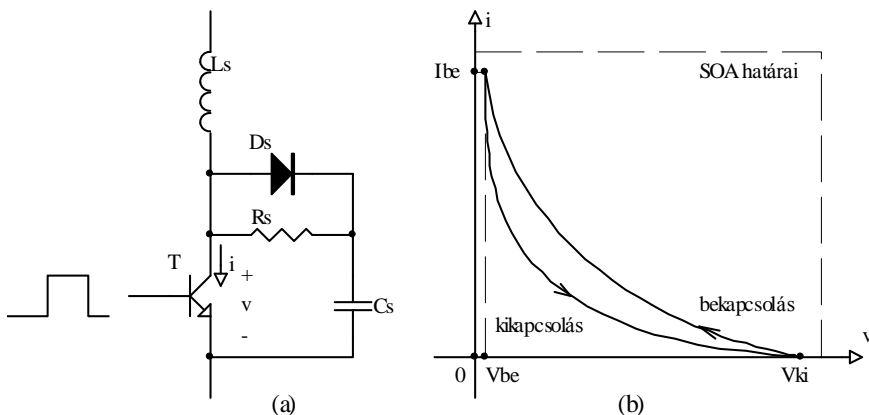


2-75 ábra: Tipikus feszültség és áramváltozások a kapcsolótranszisztorokon az impulzus-szélesség modulált áramkörökben (a), a kapcsoló munkapontjának mozgása az I-V síkban, a biztonságos üzem (SOA) határain belül (b).

Létezik két áthidaló megoldás, amellyel a kapcsolási veszteségek csökkenthetők, s ez által növelhető a kapcsolási frekvencia. Az első módszer bizonyos kapcsolást könnyítő áramkörök (*snubber*) beépítése a kapcsoló mellé, a másik módszer rezonáns átalakítók szerkesztése. E fejezetben a rezonáns átalakítókkal foglalkozunk részletesebben, de először röviden kitérünk a *snubber* áramkörökre is.

A kapcsolóval sorbakötött kis induktivitású tekercs (2-76a ábra) jelentősen csökkenti a tranzisztor veszteségeit bekapcsoláskor, mert az áram felfutása közben a feszültség jórészt a tekercsen esik, a tranzisztor feszültsége elenyésző.

A kikapcsolást a kapcsolótranszisztorral párhuzamosan kötött RCD áramkör (2-76a ábra) könnyítheti jelentősen. Megfelelő méretezés esetén a tranzisztor árama kikapcsolás közben gyorsan átterelődik a diódán keresztül a kondenzátorra, még mielőtt a feszültség jelentős értéket érne el. Az ellenállás szerepe, hogy a következő bekapcsoláskor biztosítsa a kondenzátor kiürülését, így előkészítve a következő kikapcsolás megkönnyítését.



2-76 ábra: Kapcsoláskönnyítő (snubber) áramkör alkalmazása (a), és a kapcsoló munkapontjának mozgása az I-V síkban (b).

A kapcsolótranszisztor munkapontjának mozgását a 2-76b ábrán láthatjuk. A lényeges változás, hogy a kapcsolón nem jelenik meg egyszerre nagy áram és nagy feszültség a kapcsolások közben, így a kapcsolási veszteségek jelentősen csökkennek. Az igazsághoz hozzátartozik, hogy a kapcsolón ugyan csökkennek a veszteségek, de a kapcsolást könnyítő áramkörön is veszteségek jelentkeznek, így az átalakítót egészében szemlélve a veszteségek hasonló szinten vannak, mint egyébként.

A kapcsolási veszteségek gyökeres csökkentését a rezonáns átalakítók alkalmazásával érhetjük el. Ezekben az áramkörökben a kapcsolók áramai és feszültségei nem négyzög- illetve trapéz alakúak, hanem megfelelő LC elemekkel megközelítőleg szinuszos alakra hozzuk őket. Szinuszos alakú jeleknél a kapcsolást a nullaátmenetekenél végezve a veszteségek lényegesen csökkenthetők.

Sokféle módon lehet LC alkatrészeket beépíteni az átalakítóba a rezonáns (szinuszos) üzem elérése érdekében, s egyazon átalakítónál rendszerint többféle vezérlési algoritmus is alkalmazható. A továbbiakban a rezonáns átalakítókat a következő osztályokba soroljuk:

- rezonáns terhelésű átalakítók,
- rezonáns kapcsolójú átalakítók,
- rezonáns köztes körű inverterek,
- magasfrekvenciás köztes körű, perióduscsoporttal szabályozott átalakítók.

Az egyes típusok ismertetése előtt a rezgőkörök viselkedését tanulmányozzuk, mivel ez képezi a rezonáns átalakítók alapját.

2.5.1 Rezgőkörök viselkedése

Először a soros rezgőkörrel foglalkozunk. A 2-77a ábrán a terheletlen soros rezgőkör kapcsolása látható, ahol a t_0 pillanattól kezdve a bemenő feszültség értéke V_d . A feszültség és áram változását a következő egyenletek írják le:

$$L_r \frac{di_L}{dt} + v_C = V_d \quad (2-165)$$

és

$$C_r \frac{dv_C}{dt} = i_L \quad (2-166)$$

Az egyenletek megoldásai $t \geq t_0$ -ra az I_{L0} és V_{C0} kezdeti feltételek figyelembevételével a következők:

$$i_L(t) = I_{L0} \cos \omega_0(t-t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t-t_0) \quad (2-167)$$

és

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t-t_0) + Z_0 I_{L0} \sin \omega_0(t-t_0) \quad (2-168)$$

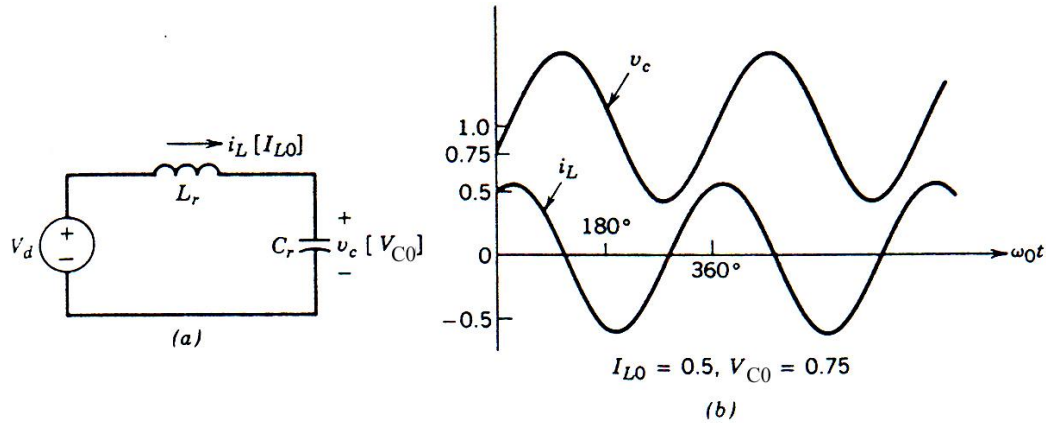
ahol

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2-169)$$

a rezonáns körfrekvencia, a karakterisztikus impedancia pedig:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2-170)$$

Az i_L és v_C mennyiségek normalizált jeldiagramjait (a normalizálás során V_d -t vettük egységnyinek) a 2-77b ábrán láthatjuk $I_{L0}=0,5$ és $V_{C0}=0,75$ kezdeti feltételek mellett.



2-77 ábra: Terheletlen soros-rezgőkör: (a) az áramkör, (b) jeldiagramok $I_{L0}=0,5$ és $V_{C0}=0,75$ -re (v_C és i_L értékeit normalizáltuk).

A kondenzátorral párhuzamosan terhelt soros rezgőkörnél (2-78a ábra) a terhelést egy I_o áramgenerátorral vesszük figyelembe. A V_d és I_o legyenek DC jellegűek. Az áramkörre a következő egyenletek írhatók:

$$v_C = V_d - L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2-171)$$

és

$$i_L - i_C = I_o \quad (2-172)$$

A 2-171 egyenletet differenciálva kapjuk:

$$i_C = C_r \frac{dv_C}{dt} = -L_r C_r \frac{d^2 i_L}{dt^2} \quad (2-173)$$

Az i_C -re kapott kifejezést a 2-172 egyenletbe helyettesítve kapjuk:

$$\frac{d^2 i_L}{dt^2} + \omega_0^2 i_L = \omega_0^2 I_o \quad (2-174)$$

ahol ω_0 értékét a 2-169 egyenlet adja. A 2-171 és 2-174 egyenleteket $t \geq t_0$ -ra megoldva kapjuk:

$$i_L(t) = I_o + (I_{L0} - I_o) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_d - V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2-175)$$

és

$$v_C(t) = V_d - (V_d - V_{C0}) \cos \omega_0(t - t_0) + Z_0(I_{L0} - I_o) \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2-176)$$

ahol ω_0 a rezonáns körfrekvencia (2-169 egyenlet), Z_0 pedig a karakterisztikus impedancia (2-170 egyenlet).

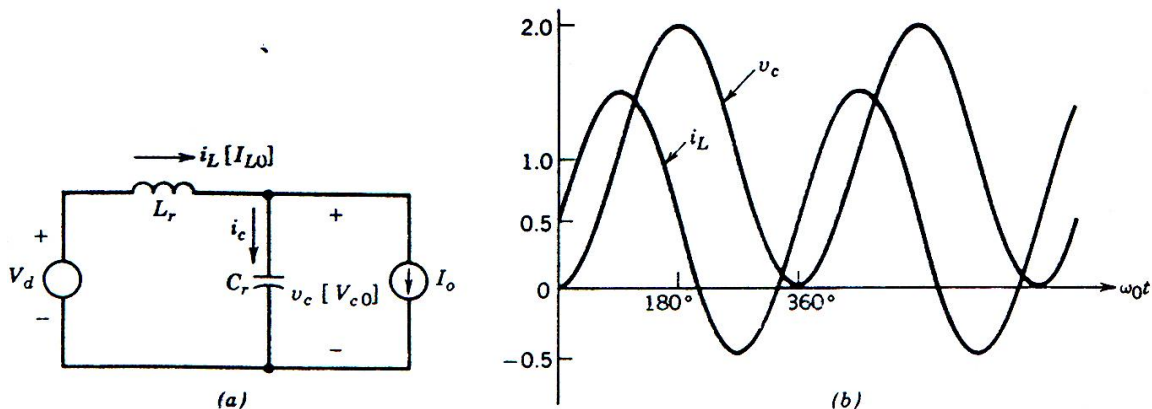
Speciális esetben, $V_{C0}=0$ és $I_{L0}=I_o$ -ra a 2-175 és 2-176 egyenletek a következőképpen alakulnak:

$$i_L(t) = I_o + \frac{V_d}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2-177)$$

és

$$v_C(t) = V_d [1 - \cos \omega_0(t - t_0)] \quad (2-178)$$

A fenti speciális esetben, $I_{L0}=I_o=0,5$ -re a v_C és i_L normalizált jeldiagramjai a 2-78b ábrán láthatók.



2-78 ábra: Soros rezgőkör a rezgőkör kondenzátorával párhuzamosan kötött terheléssel: (a) kapcsolás, (b) $V_{C0}=0$, $I_{L0}=I_o=0,5$; (i_L és v_C értékeit normalizáltuk).

Általánosságban elmondható, hogy a soros LC rezgőkörben jelentkező áramok és feszültségek szinuszos alakúak, esetleg még egyenáramú összetevőt tartalmaznak. A szinuszjelek frekvenciáját maga az LC szorzat határozza meg. A jelek amplitúdója a bemenetre adott feszültségugrás nagyságától és a tekercsben valamint a kondenzátorban tárolt energia mennyiségétől függ. Egyenárammal megterhelve a rezgőkört a jelek alakja nem változik.

Ellenállás terhelésre nem vizsgáltuk a rezgőkör viselkedését. Elmondható, hogy az ellenálláson jelentkező veszteségek miatt a szinuszjelek ez esetben csillapítást szenvednek, fokozatosan csökken az amplitúdó, pszeudoperiódikus rezgések jelentkeznek. A feszültségnek és az áramnak továbbra is vannak természetes nulla-átmenetei, ami fölhasználható a kis veszteséggel történő kapcsoláshoz.

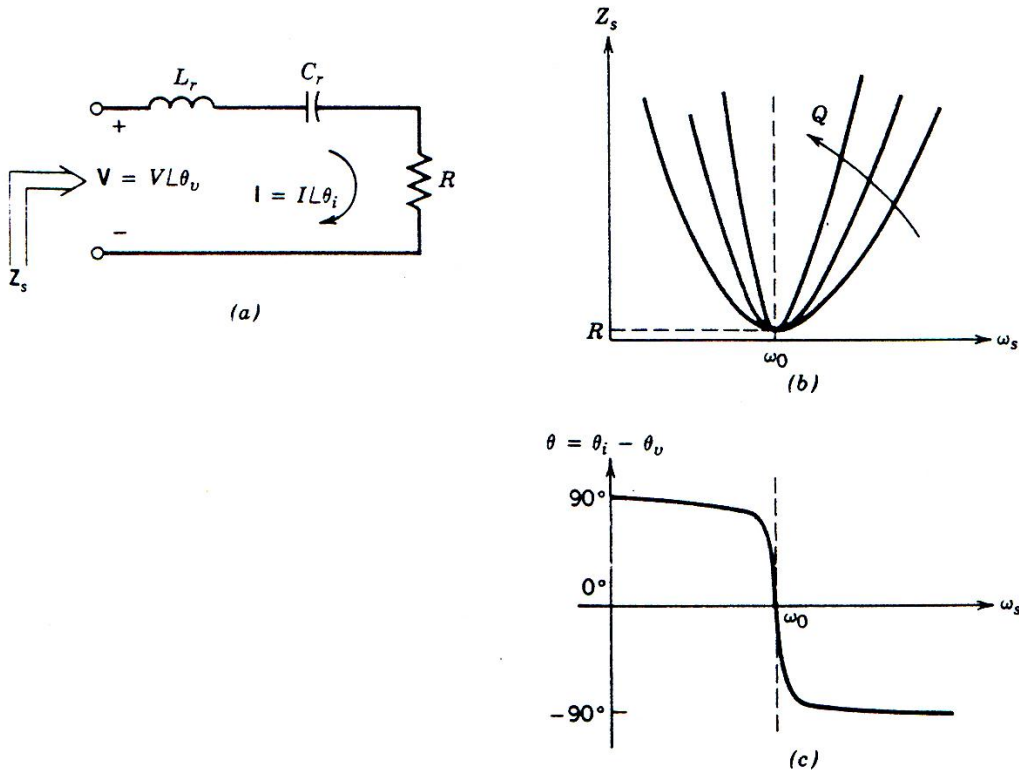
Helyenként alkalmasabb a rezgőköröket a frekvenciatartományban vizsgálni. A frekvencia karakterisztika meghatározásához a 2-79a ábrán látható kapcsolást alkalmazzuk, ahol a terhelést az R ellenállással vesszük figyelembe. A kör jósági tényezőjét a következőképpen definiálhatjuk:

$$Q = \frac{\omega_0 L_r}{R} = \frac{1}{\omega_0 C_r R} = \frac{Z_0}{R} \quad (2-179)$$

Nagyobb jósági tényező esetén az áramkörben jelentkező pszeudoperiódikus rezgések csillapítása kisebb, jobban szinuszos a viselkedés.

A 2-79b ábrán látható a Z_s impedancia modulusának változása a frekvencia függvényében, a jósági tényezőt paraméternek véve ($R = \text{const.}$). Látható, hogy rezonáns frekvencián ($\omega_s = \omega_0$) a Z_s tiszta ohmos jellegű, egyenlő R -rel, és a jósági tényező növelésével egyre érzékenyebben változik az ω_0 -tól való frekvencia eltérésekre.

A 2-79c ábrán az áram fázisának változásait láthatjuk a frekvencia függvényében. Az ω_0 alatt ($\omega_s < \omega_0$) az áram siet a feszültséghez viszonyítva, vagyis a rezgőkör kapacitás jellegű. Az ω_0 felett ($\omega_s > \omega_0$) az áram késik, vagyis a körnek induktív jellege lesz.



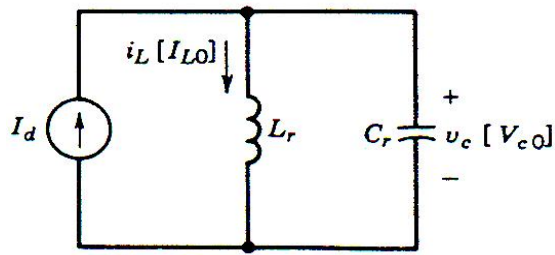
2-79 ábra: A soros rezgőkör leírása a frekvenciatartományban.

Másodikként a párhuzamos rezgőkörrel foglalkozunk. A 2-80 ábra a terheletlen párhuzamos rezgőkör kapcsolását mutatja. Itt az árammal való gerjesztés a célszerű: a bemenetre $t = t_0$ tól kezdve I_d áramot vezetünk. A kört jellemző egyenletek, melyek a v_C feszültség és i_L áram változásait írják le $t = t_0$ -tól kezdve, a következők:

$$i_L + C_r \frac{dv_C}{dt} = I_d \quad (2-180)$$

és

$$v_c(t) = L_r \frac{di_L}{dt} \quad (2-181)$$



2-80 ábra: Terheletlen párhuzamos rezgőkör.

A fenti egyenleteket $t \geq t_0$ -ra megoldva, figyelembe véve az I_{L0} és V_{C0} kezdeti feltételeket, a következő eredményeket kapjuk:

$$i_L(t) = I_d + (I_{L0} - I_d) \cos \omega_0(t - t_0) + \frac{V_{C0}}{Z_0} \sin \omega_0(t - t_0) \quad (2-182)$$

és

$$v_c(t) = Z_0(I_d - I_{L0}) \sin \omega_0(t - t_0) + V_{C0} \cos \omega_0(t - t_0) \quad (2-183)$$

ahol

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2-184)$$

és

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad (2-185)$$

A párhuzamos rezgőkör frekvencia karakterisztikájának meghatározásához induljunk ki a 2-81a ábrából. Az ω_0 és Z_0 mennyiségeket a 2-184 és 2-185 egyenletekkel definiáltuk. A terhelés ellenállását képviselő R ellenállásból kiindulva, az áramkör jósági tényezője:

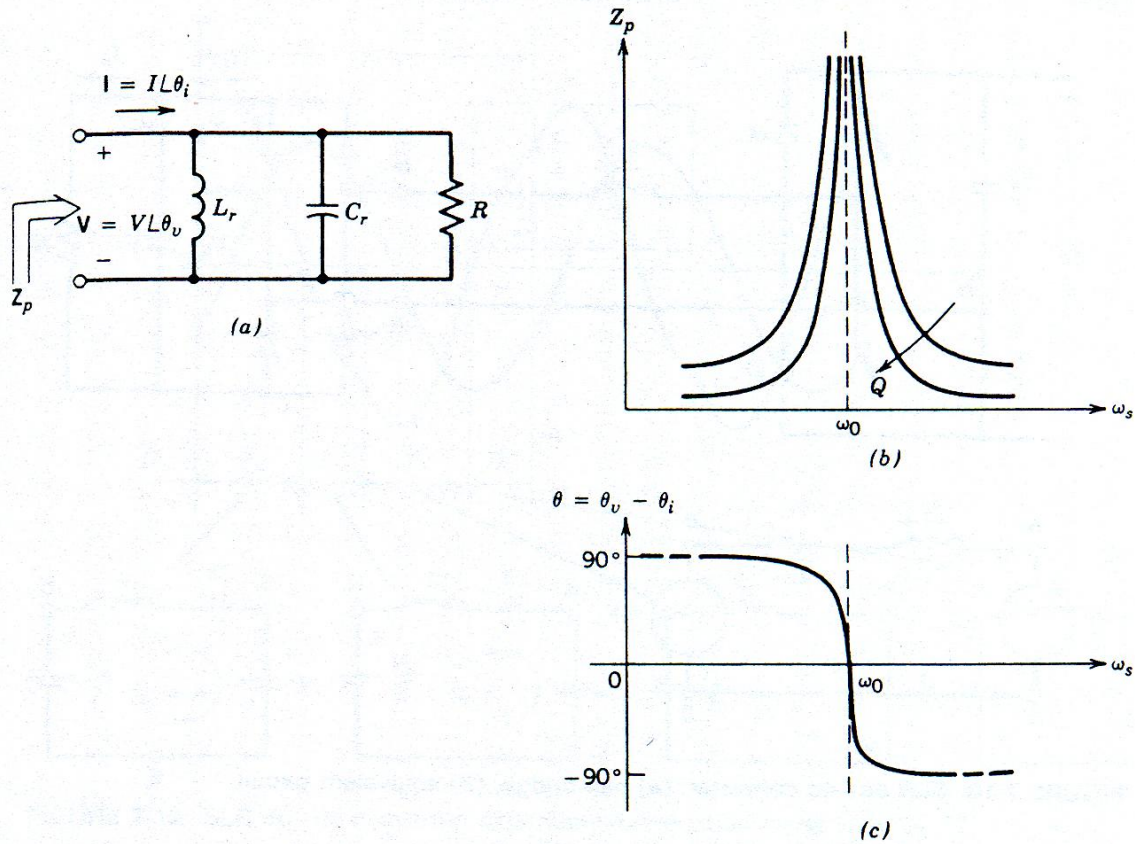
$$Q = \omega_0 R C_r = \frac{R}{\omega_0 L_r} = \frac{R}{Z_0} \quad (2-186)$$

A 2-81b ábra a Z_p impedancia modulusának változását mutatja a frekvencia függvényében, a jósági tényezőt paraméternek véve ($R = \text{const.}$). Nagy jósági tényezőt feltételeztünk, ezért nem ábrázoltuk a diagramon a rezonáns frekvencián ($\omega_s = \omega_0$) jelentkező magas csúcsot, ahol Z_p tiszta ohmos jellegű, egyenlő R -rel.

A 2-81c ábrán a feszültség fázisának ($\theta = \theta_v - \theta_i$) változását mutatja a frekvencia függvényében. Az ω_0 alatti ($\omega_0 < \omega_s$) frekvenciákra a feszültség siet az áramhoz képest, tehát a körnek induktív jellege lesz. Ellenkezőleg, ω_0 felett ($\omega_s > \omega_0$) a feszültség késik az áramhoz viszonyítva, tehát kapacitív jellege lesz a rezgőkörnek.

A bemutatott soros és párhuzamos rezgőkörök alapját képezik a rezonáns átalakítóknak. A rezgőkörök gerjesztése rendszerint négyszögjelekkel történik. Az itt végzett analízisek a négyszögjel egy félperiódusára adják meg az áramkör válaszjeleit. A

teljes viselkedés a félperiódusok egymás után csatolásával írható le, természetesen mindig figyelembe kell venni az előző félperiódusból örökölt kezdeti feltételeket. A továbbiakban a rezonáns átalakítók különböző osztályaival ismerkedünk meg.



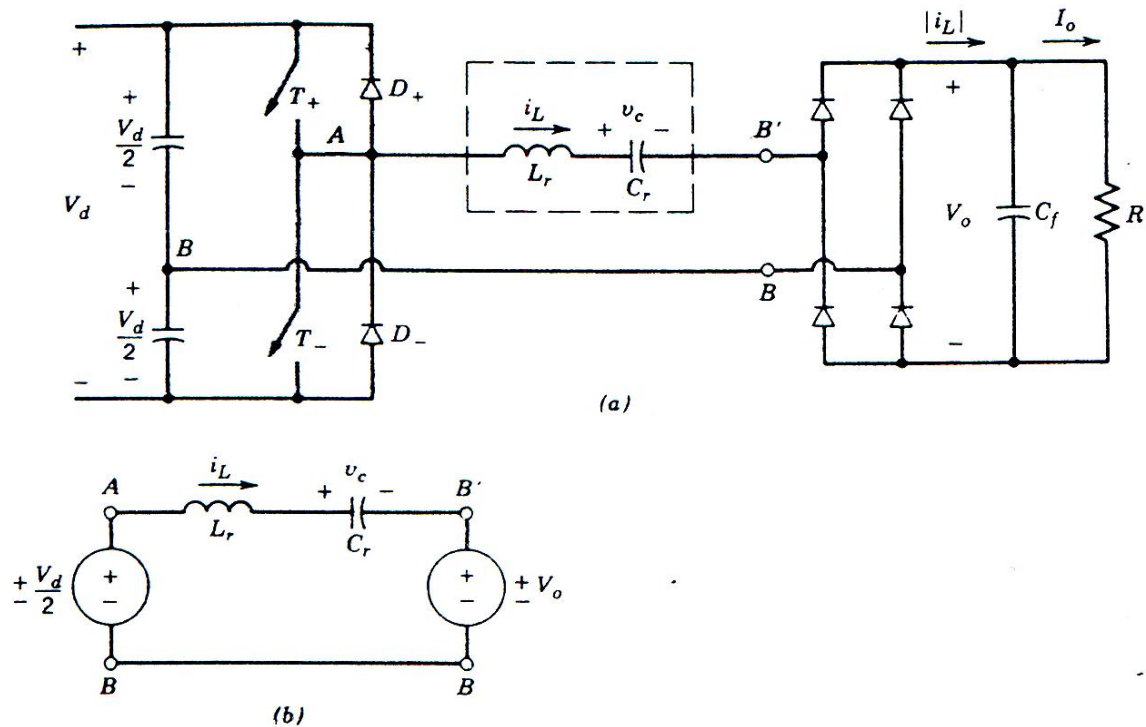
2-81 ábra: A párhuzamos rezgőkör leírása a frekvenciatartományban.

2.5.2 Rezonáns terhelésű átalakítók alapkapsolásai

Attól függően, hogy a rezgőkörrel sorba vagy párhuzamosan van kapcsolva a terhelés, soros és párhuzamos terhelésű rezonáns átalakítókat különböztethetünk meg.

Ezeknél az átalakítóknál egy L - C rezgőkört alkalmaznak, melynek eredményeképpen létrejön a terhelés feszültségének és áramának megközelítőleg szinuszos oszcillációja. Így lehetővé válik a kis veszteségekkel történő kapcsolás a kapcsoló áramának vagy feszültségének a nullaátmenetekor. A továbbiakban az átalakítókat terhelt kimenettel vizsgáljuk, állandósult állapotban.

Először a soros terhelésű rezonáns (STR) átalakítót ismertetjük, melyet félhíd kapcsolással hajtunk meg (2-82a ábra). Nagyobb teljesítményre inkább hídkapcsolás állna a bemeneten, de az átalakító viselkedése nagyjából azonos lenne. Lehetséges egy transzformátor beiktatása is a rezgőkör előtt vagy utána, amivel a feszültségeket és áramokat a kívánt arányban tudjuk változtatni. A transzformátornak köszönhetően a kimenet el lesz választva a bemenettől.



2-82 ábra: Soros terhelésű rezonáns (STR) DC-DC átalakító: (a) félhidas meghajtó soros rezgőkörrel és egyenirányítóval, (b) helyettesítő kapcsolás.

Az L_r tekercs és C_r kondenzátor egy soros rezgőkört alkotnak, melynek árama egy teljeshullámú dióдахídon keresztül, egyenirányítva a kimenetre kerül ($|i_L|$). A kapcsolás egyébként innen kapta az elnevezést, hogy a terhelés sorba van kötve a rezgőkörrel.

Ha a kimeneti C_f kondenzátor kapacitását elég nagyra vesszük, akkor nem követünk el hibát, ha a kimenő feszültséget tiszta egyenfeszültségnek tekintjük. Ha az L_r - C_r alkatrészek veszteségeit elhanyagoljuk, az áramkör elemzése lényegesen egyszerűsödik.

A kimenő V_o feszültség visszatükröződik a diódás egyenirányítóhíd bemenetére, mint v_{BB} ahol $v_{BB} = V_o$, ha i_L pozitív és $v_{BB} = -V_o$ ha i_L negatív. Amikor az i_L áram pozitív (megegyezik a 2-82a ábrán megadott iránnyal), akkor feltételezve, hogy T_+ zárt, úgy rajta keresztül fog folyni az áram, ha pedig T_+ nyitott, akkor a D_+ diódán. Hasonlóképpen, ha i_L negatív és T_- zárt, úgy i_L a T_- -on keresztül áramlik, T_- nyitása esetén pedig D_- -on keresztül. Ezért a 2-82a ábrára érvényes:

ha $i_L > 0$:

$$T_+ \text{ vezet:} \quad v_{AB} = +\frac{V_d}{2} \quad v_{AB'} = +\frac{V_d}{2} - V_o \quad (2-187)$$

$$D_- \text{ vezet:} \quad v_{AB} = -\frac{V_d}{2} \quad v_{AB'} = -\frac{V_d}{2} - V_o \quad (2-188)$$

ha $i_L < 0$:

$$T_vezet: \quad v_{AB} = -\frac{V_d}{2} \quad v_{AB'} = -\frac{V_d}{2} + V_o \quad (2-189)$$

$$D_+vezet: \quad v_{AB} = +\frac{V_d}{2} \quad v_{AB'} = +\frac{V_d}{2} + V_o \quad (2-190)$$

A fenti egyenletek a rezgőkör $v_{AB'}$ feszültségértékeinek változását mutatják i_L irányától függően, illetve attól függően, hogy melyik félvezető elem vezet az adott intervallumban. Az ennek megfelelő helyettesítő kapcsolást a 2-82b ábrán láthatjuk. A helyettesítő kapcsolat alapján alkalmazhatók a 2-77 ábrára vonatkozó jeldiagramok.

Állandósult szimmetrikus üzemben a kapcsolók azonos kitöltési tényezővel működnek. Hasonlóképpen a diódapárok működése is azonos. Ennélfogva elégséges csak egy félperiódust elemezni, mivel a második azonos az elsővel.

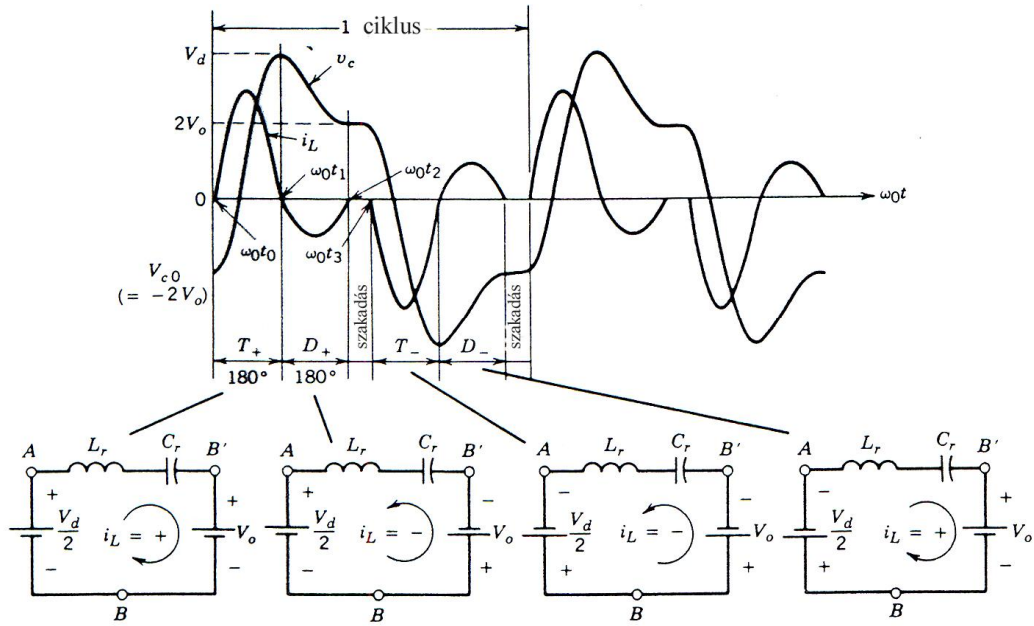
A kapcsolási frekvencia ($f_s = \omega_s / 2\pi$), mellyel a jeldiagramok ismétlődnek lehet alacsonyabb vagy magasabb, mint a rezonáns frekvencia ($f_o = \omega_o / 2\pi$). A frekvenciák arányát alapul véve (ez egyben meghatározza, hogy az i_L áram kontinuális vagy diszkontinuális), három működési mód lehetséges. Elsőnek a diszkontinuális (szakadásos) működést tárgyaljuk az $\omega_s \leq \omega_o / 2$ tartományban.

A 2-173 és 2-174 egyenletek felhasználásával kaphatjuk a 2-83 ábrán bemutatott jeldiagramokat állandósult állapotban. A t_0 pillanatban ($\omega_o t_0$ szög a diagramon) a T_+ zár, aminek következtében a tekercsáram növekedni kezd a kezdeti nulla értékről. A kondenzátor feszültsége emelkedik a $V_{C0} = -2V_o$ kezdeti értékről indulva. A 2-83 ábra alsó részén megadott helyettesítő kapcsolásokon követhetjük a különböző intervallumoknak megfelelő v_{AB} és $v_{BB'}$ feszültségeket.

A $\omega_o t_1$ pontban (180° -al eltolódva $\omega_o t_0$ -hoz viszonyítva) a tekercsáram megfordul és D_+ -on folyik keresztül, mivel a T_+ kapcsoló még nyitott. A következő 180° -os intervallum végén az i_L áram egy kisebb negatív csúcs után nullához tart, és ezen az értéken marad, amíg a T_+ be nem kapcsol. A szimmetrikus működésből eredően az $\omega_o(t_3 - t_2)$ szünet alatt a v_C feszültség a V_{C0} ellentettje vagyis $2V_o$, ezzel a kezdeti föltétellel fog indulni a következő félperiódus. Ez az érték kisebb, mint $(V_d/2) + V_o$ (mivel $V_o \leq V_d/2$), aminek következtében a tekercsáram megszakad. A $\omega_o t_3$ pontban T_+ zár és elkezdődik a következő félperiódus.

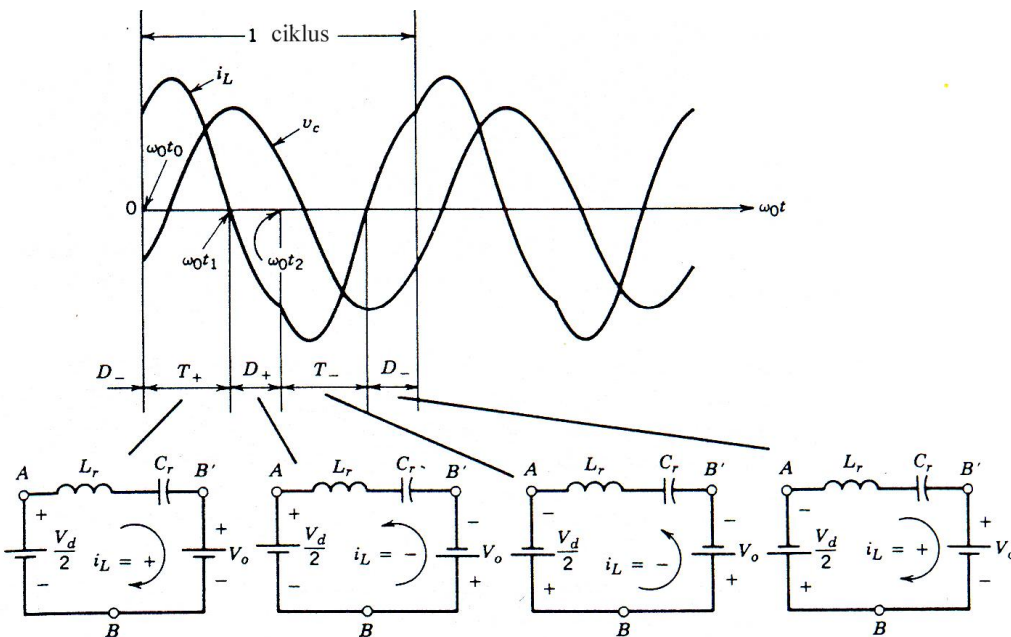
A diszkontinuális intervallum miatt (2-83 ábra) a működési frekvencia egy félperiódusa nagyobb lesz, mint a rezonáns f_o frekvencia egy periódusa, ezért ebben az üzemmódban $\omega_s < \omega_o / 2$. Az egyenirányított tekercsáram középértéke megegyezik a kimeneti I_o árammal, mely egyben a terhelés árama is V_o feszültségen.

Látható az üzemmódot jellemző jeldiagramokból, hogy lehetőség van a kapcsolók természetes kikapcsolására a feszültség és áram nullaátmeneteinél, mivel a tekercsáram egy ideig nulla értékű. A bekapcsolás szintén nulla áramnál történik, viszont nem nullfeszültségnél. Hasonlóképpen a diódák az áram nulla értékénél kapcsolnak be, valamint természetesen kapcsolnak ki nulla áramnál. Ebből adódik, hogy a vezérelt kapcsolók ebben az áramkörben lehetnek tirisztorok (de csak alacsonyabb frekvenciákon), a diódák esetében viszont enyhítő körülmény, hogy nem kell, hogy gyorsak legyenek. Az üzemmód hátránya a relatív nagy csúcsáramok jelenléte, melyek eredményeképpen nagyobbak a statikus veszteségek, mint kontinuális rezonáns üzemben vagy PWM üzemben (ugyanakkora teljesítmény átvitelkor).



2-83 ábra: STR DC-DC átalakító diszkontinuális üzemben, $\omega_s < (\omega_0/2)$ frekvenciatartományban.

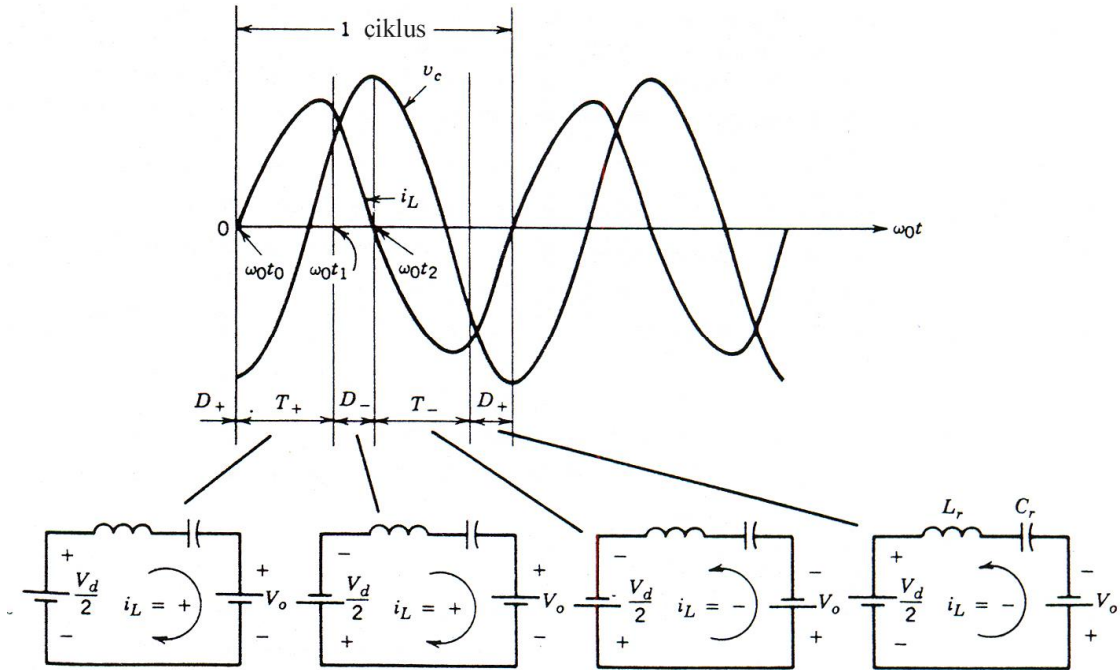
Az STR átalakító következő esete a kontinuális (folytonos) üzemmód $\omega_0/2 \leq \omega_s \leq \omega_0$ tartományban. A karakterisztikus jeldiagramon (2-84 ábra) látható, hogy $\omega_0 t_0$ pillanatban T_+ véges tekercsáramnál- és V_d feszültségnél zár (nem nullaátmeneti kapcsolás). T_+ kevesebb, mint 180° -ot vezet, mivel a t_1 pillanatban i_L iránya megfordul, ezzel a T_+ árama megszűnik, helyette az áram a D_+ diódán folyik tovább. A t_2 időpontban T_- zár, így az i_L áramot D_+ -tól T_- veszi át és elkezdődik az új félperiódus.



2-84 ábra: STR DC-DC átalakító kontinuális üzemben, $(\omega_0/2) < \omega_s < \omega_0$ frekvenciatartományban.

Erre az üzemmódra jellemző, hogy a vezérelt kapcsolók véges áram- és feszültség értékeknél kapcsolnak be, ezért a bekapcsolási veszteségek jelentősek. A kikapcsolás természetesen történik, az áram magától nulla értékre esik, így itt is használhatunk tirisztorokat vezérelt kapcsolókként és a kapcsolási veszteségek kicsik. A szabadonfutó diódákként gyorsdiódákat kell alkalmazni, hogy megakadályozzák a nagy áramcsúcsok megjelenését a vezérelt kapcsoló bekapcsolásának pillanatában, pl. a t_2 pillanatban.

Az STR átalakító az $\omega_s > \omega_0$ tartományban is kontinuális (folytonos) üzemmódban marad (2-85 ábra). Itt a kapcsolók nyitása történik véges áramértékeknél, viszont a bekapcsolás nulla áramnál és nulla feszültségnél.

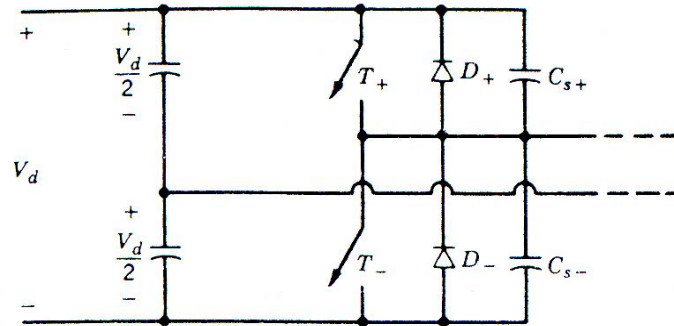


2-85 ábra: Az STR átalakító kontinuális üzemen, $\omega_s > \omega_0$ frekvenciatartományban.

Az ábrán megfigyelhető, hogy t_0 pillanatban a T_+ kapcsoló bekapcsolása az áram nulla értékénél történik, amikor a tekercsáram irányt változtat. A t_1 pillanatban, még mielőtt az oszcillációs félperiódus véget érne, a T_+ kikapcsolási vezérlést kap (nem használható tirisztor, jelentősek a kikapcsolási veszteségek), i_L -t arra kényszerítve, hogy a D . diódán folyjon tovább. Mivel az LC körön nagy negatív DC feszültség jelenik meg ($v_{AB'} = -(V_d/2) - V_o$), az áram a diódán keresztül viszonylag gyorsan nullára csökken (t_2 pillanatban). A T . kapcsolót még a t_2 időpont előtt bekapcsoljuk, de ez a kapcsoló csak akkor fog áramot vezetni, ha az i_L áram iránya megváltozik. Ebben az esetben a kapcsoló nulla feszültségnél és nulla áramnál kapcsol be, tehát a bekapcsolási veszteségek elenyészőek.

A diagramokból láthatók az $\omega_s > \omega_0$ frekvenciájú kontinuális üzem előnyei. Ellentétben az $\omega_s < \omega_0$ esettel, a kapcsolók zárása az áram és feszültség nulla értékeinél történik (például: T . átveszi az áram vezetését D -től, amikor az áram iránya pozitívból negatívba fordul a t_2 időpontban), tehát a szabadonfutó diódák gyors lezárása nem kritikus. Ugyanakkor nem szükséges a vezérelt kapcsolók gyors bekapcsolása sem: például T . bekapcsolható bárhol t_1 és t_2 között. Sajnos, a kapcsoló kikapcsolása majdnem

i_L csúcserőértékeinél történik, ami jelentősen növeli a kapcsolók veszteségeit kikapcsoláskor. A kikapcsolás megkönnyíthető veszteség mentes snubber beiktatásával: a kapcsolókkal párhuzamosan kötött C_{s+} és C_{s-} kondenzátorok (2-86 ábra) átveszik a kapcsolók áramát kikapcsolás közben, ugyanakkor nem nehezítik a bekapcsolást, mert olyankor nincs rajtuk jelentős feszültség.



2-86 ábra: Az STR átalakító meghajtó fokozata a kapcsolókkal párhuzamosan kötött snubber kondenzátorokkal, $\omega_s > \omega_o$ frekvencián.

A rezonáns frekvencia feletti működés hátránya, hogy vezérelhető kapcsolóelemeket igényel, mivel az áram nem természetesen áll le.

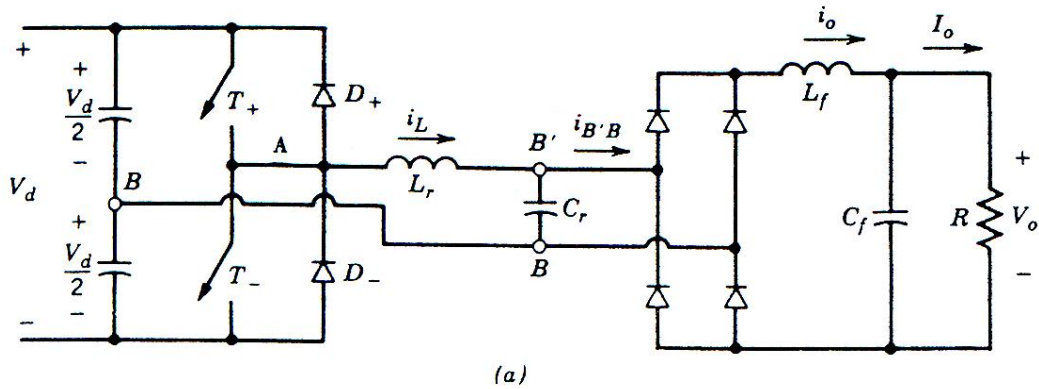
Az STR átalakítók kimeneti feszültségének és áramának szabályozása a kapcsolási frekvencia változtatásával érhető el. Ehhez feszültségvezérelt oszcillátort használnak (*voltage controlled oscillator* – VCO). A változó frekvenciájú működés hátrányos a keletkező zavarok szűrése szempontjából: nehezebb szűrőt építeni, ha a zavarjelek spektruma változik.

Az STR- és más rezonáns átalakítók alkalmazhatók váltóáramú kimenettel is, a kimeneti egyenirányító fokozat nélkül. Az indukciós hevítőknél és több más ipari berendezésnél éppen a rezgőkör magasfrekvenciás váltóáramát hasznosítják közvetlenül, egyenirányítás nélkül.

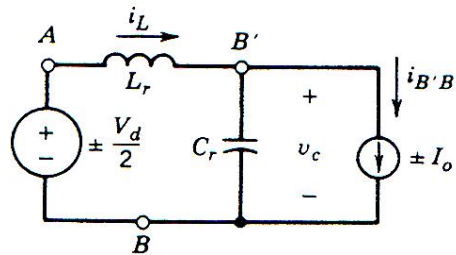
A párhuzamos terhelésű rezonáns (PTR) átalakítók működési elve hasonló az STR átalakítók működési elvéhez. Ellentétben az STR átalakítóval, ahol a terhelés sorosan van kötve a rezgőkörrel, itt a terhelés a rezgőkör C_r kondenzátorával párhuzamos kapcsolásban van (2-87a ábra). Az egyszerűbb magyarázat érdekében itt is elhagytuk az esetleges transzformátort, amellyel ennél a kapcsolásnál is változtatni lehet a feszültség-szintet és biztosítani lehet a kimenet szigetelését a bemenettől.

A PTR és STR átalakítók közötti különbségek a következők:

- a PTR átalakító úgy viselkedik, mint egy feszültségforrás, ezért alkalmasabb a többkimenetes tápegységek megvalósításához,
- ellentétben az STR átalakítóval, a PTR átalakítók nem rendelkeznek természetes rövidzárvédelemmel (kimeneti rövidzár esetén az áram végtelenbe tarthat), ami nyilvánvalóan hátrány,
- a PTR átalakítók működhetnek feszültségcsökkentő és feszültségnövelő kapcsolásként is, ellentétben az STR átalakítóval, melyek csak feszültségcsökkentő átalakítóként (nem számítva a transzformátor áttételét) használhatók.



(a)



(b)

2-87 ábra: Párhuzamos terhelésű rezonáns (PTR) DC-DC átalakító: (a) félhidas meghajtó soros rezgőkörrel és a kondenzátorral párhuzamosan kötött egyenirányítóval, (b) helyettesítő kapcsolás.

A rezgőkör C_r kondenzátorán megjelenő feszültség egyenirányítás és szűrés után a terhelésre jut. Az ekvivalens kapcsolás kialakításánál (2-87b ábra) a szűrőtekercs I_o áramát állandónak vesszük egy kapcsolási perióduson belül tekintettel a nagy kapcsolási frekvenciára és a tekercs nagy induktivitására. A rezgőkörön megjelenő feszültség attól függően, hogy melyik félvezető elem van bekapcsolva, a következő:

$$\text{ha } T_+ \cdot \text{vagy} \cdot D_+ : \quad v_{AB} = +\frac{V_d}{2} \quad (2-191)$$

és

$$\text{ha } T_- \cdot \text{vagy} \cdot D_- : \quad v_{AB} = -\frac{V_d}{2} \quad (2-192)$$

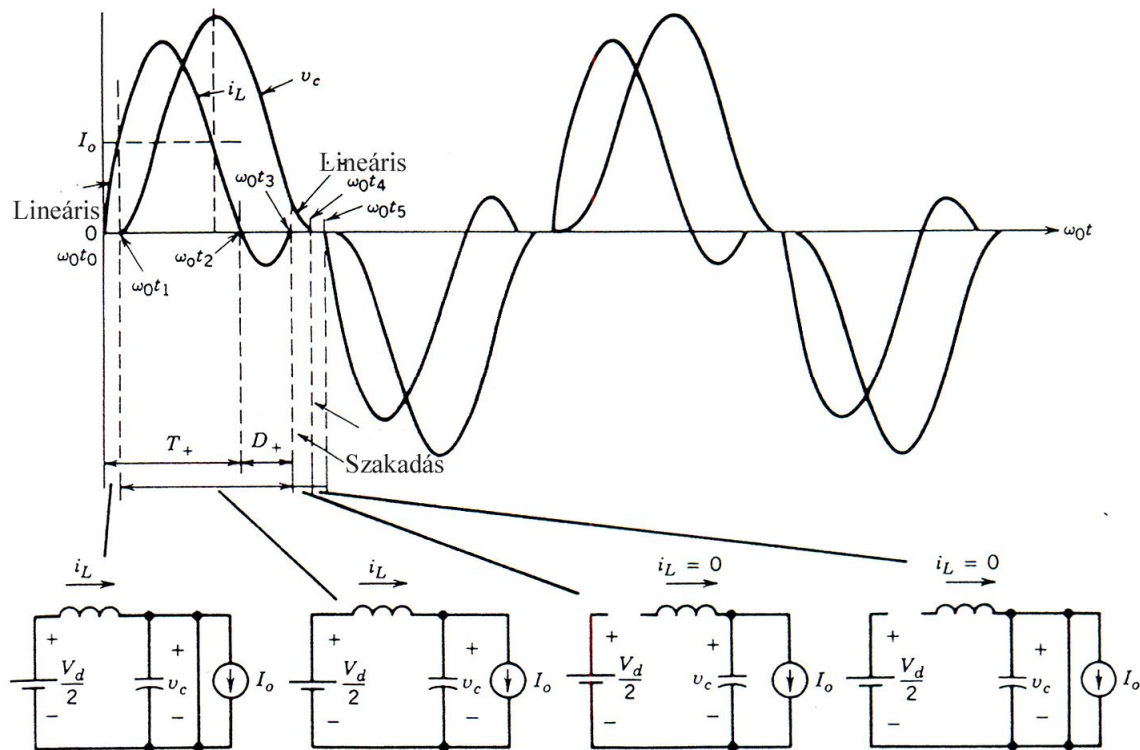
A helyettesítő kapcsolást (2-87b ábra) alapul véve megállapítható, hogy a rezgőkör bemeneti feszültségének (v_{AB}) amplitúdója $V_d/2$ -vel egyenlő minden esetben, a feszültség előjele attól függően változik, hogy melyik kapcsoló zárt (T_+ vagy T_-). Az $i_{B'B}$ áram amplitúdója I_o -val egyenlő (2-87a ábra), az iránya pedig a rezgőköri C_r kondenzátor v_C feszültségének polaritásától függ.

A 2-87b ábrán megadott helyettesítő kapcsolás megegyezik 2-78a ábrán bemutatott kapcsolással. Ennek alapján érvényesek a 2-175 és 2-176 egyenletek, értelemszerűen alkalmazva a v_{AB} és $i_{B'B}$ változókra és figyelembe véve a kezdeti feltételeket.

Ellentétben az *STR* átalakítókkal, a *PTR* átalakítóknál jóval több működési módot különböztethetünk meg i_L -től és v_C -től függően. A továbbiakban itt csak hármat említünk meg ezekből.

Elsőként a diszkontinuális (szakadásos) üzemmódot ismertetjük. Ebben az esetben mind az i_L áram, mind pedig a v_C feszültség nulla értéket vesz fel bizonyos ideig. A 2-173 és 2-174 egyenletek alapján az állandósult állapotra jellemző jelldiagramokat a 2-88 ábrán rajzoltuk meg.

Állandósult állapotban a periódus kezdetén az i_L és v_C értékei nullával egyenlők, a T_+ pedig t_0 pillanatban zár. Amíg $|i_L| < I_o$, addig a kimeneti áram a diódahídon keresztül záródik be, ami rövidzárát eredményez a C_r kondenzátoron, nullára csökkentve a v_C feszültséget (2-88 ábra).



2-88 ábra: A *PTR* DC-DC átalakító diszkontinuális üzemben.

A t_1 pillanatban i_L túllépi I_o értékét, az $i_L - I_o$ különbség a C_r -en keresztül folyik, ezért v_C növekedni kezd. Az LC kör miatt t_2 -ben i_L iránya megváltozik és a továbbiakban D_+ -on keresztül folyik, amíg T_+ be nem kapcsol.

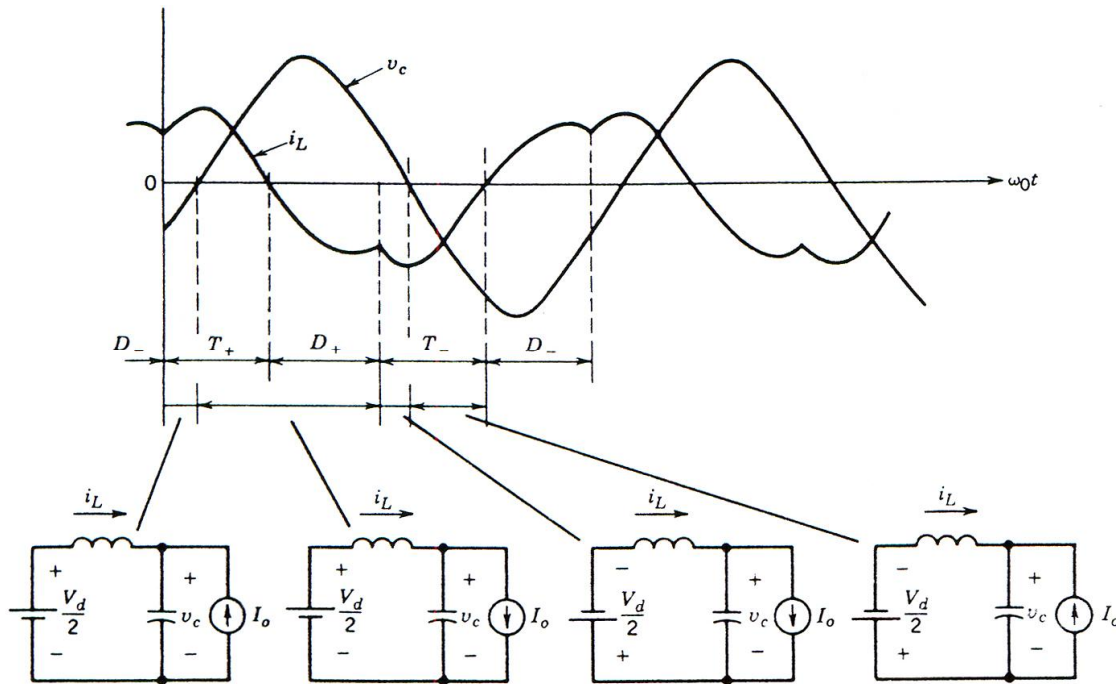
A $(t_3 - t_1)$ intervallumban a v_C értékét a 2-173 és 2-174 egyenletek szerint számíthatjuk $i_{L0} = 0$ és $v_{C0} = 0$ kezdeti feltételeket alapul véve t_1 -ben. Ha a T_+ kapcsoló vezérlését még t_3 előtt megszüntetjük, úgy az i_L áram nem folyhat t_3 után, tehát nulla értéken marad. Amikor $i_L = 0$, az I_o áram C_r -en keresztül folyik, v_C lineárisan csökken nulláig a t_3 és t_4 pontok között.

A fent leírt diszkontinuális üzemben a v_C és i_L nulla értéket vesz fel bizonyos ideig. Ennek az időnek (szünet) a változtatásával szabályozni tudjuk a kimeneti

feszültséget és áramot. A szünet után a T zár t_5 -ben. Ezzel elkezdődik a második félperiódus, amelyben hasonló diagramok érvényesek, mint az elsőben (i_L és v_C kezdeti értéke most is nulla), csak az előjelek változnak meg.

Ebben az üzemen az ω_s frekvenciát nullától hozzávetőlegesen $\omega_0/2$ -ig változtathatjuk. Az előzőekből kiderült, hogy szakadásos üzennél a kapcsolók nincsennek kitéve jelentősebb kapcsolási veszteségeknek sem bekapcsoláskor, sem kikapcsoláskor.

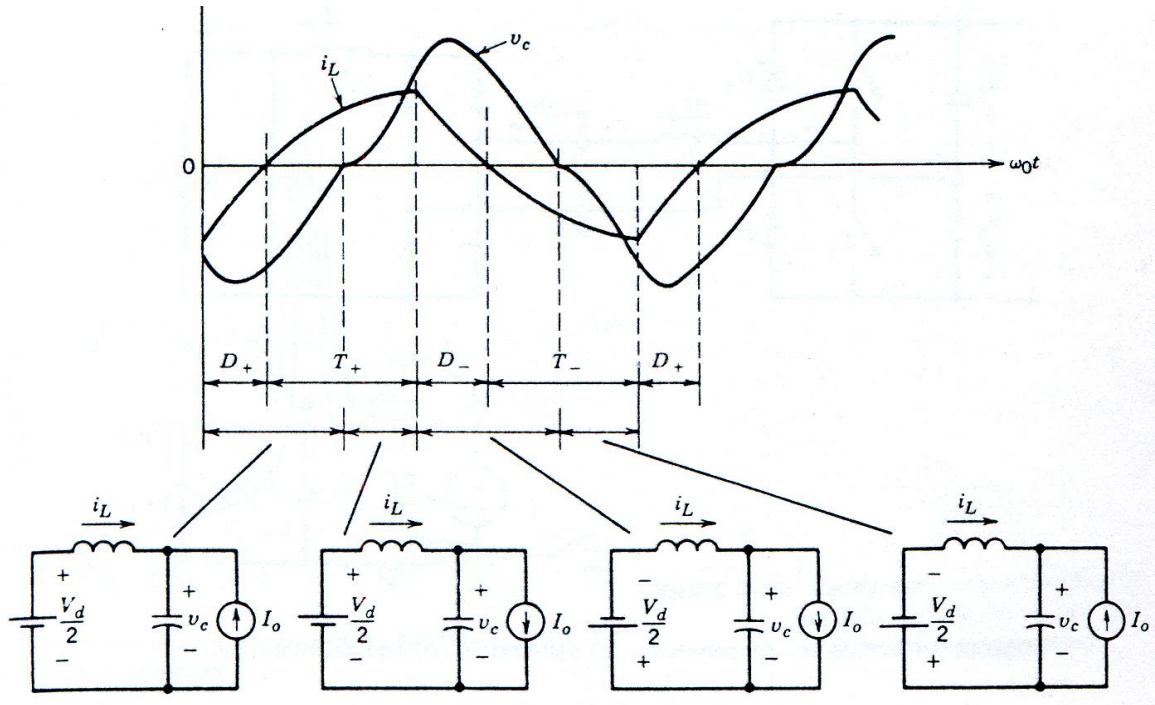
Az $\omega_0/2$ és ω_0 közötti kapcsolási frekvenciákra a PTR átalakítónál az i_L áram és a v_C feszültség folytonos lesz. Látható (2-89 ábra), hogy a kapcsoló egy véges i_L értéknél kapcsol be és átveszi a másik vezérelt kapcsoló diódájának áramát. Ennek eredményeképpen a bekapcsolási veszteségek jelentősek és kötelezően gyors diódákat kell alkalmazni. A kikapcsolás viszont veszteség nélkül történik, mivel az áram automatikusan nullára csökken.



2-89 ábra: A PTR DC-DC átalakító kontinuális üzemen, $\omega_s < \omega_0$ tartományban.

Az $\omega_s > \omega_0$ tartományban is v_C és i_L kontinuális lesz. A megfelelő jellegendák a 2-90 ábrán láthatók. Bekapcsolási veszteségek itt nem lépnek fel, mivel a kapcsolók zárása akkor történik, amikor i_L irányt vált. A kikapcsolás nem az áram nullaátmeneténél történik, ezért ekkor számolni kell a kapcsolási veszteségekkel.

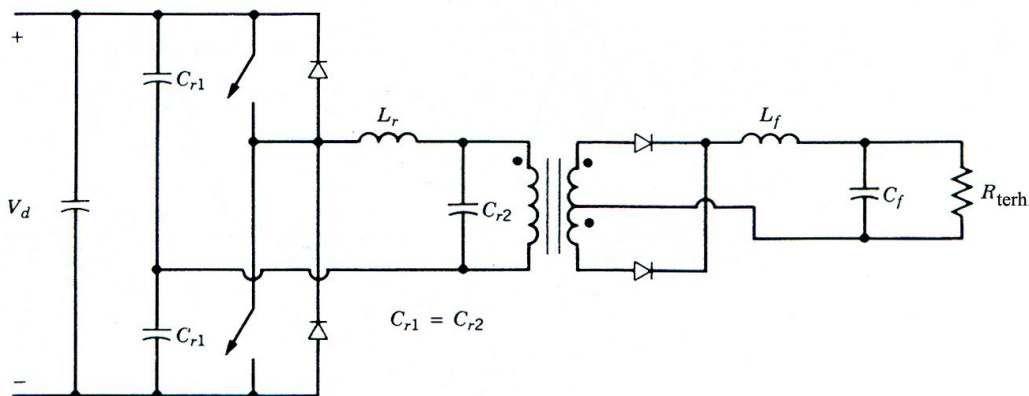
Hasonlóan a STR átalakítóhoz, $\omega_s > \omega_0$ -nál (kontinuális üzemen) a PTR átalakítónál is a kapcsolók nulla feszültségnél zárnak, így itt is köthetünk kondenzátort a kapcsolóval párhuzamosan (veszteségmentes snubber). Kikapcsoláskor ez a kondenzátor csökkenti a veszteségeket, bekapcsoláskor viszont nem zavar, mert üres (hasonlóan az STR átalakítóhoz, 2-86 ábra).



2-90 ábra: A PTR DC-DC átalakító kontinuális üzemben, $\omega_s > \omega_0$ tartományban.

A 2-91 ábrán látható hibrid átalakító tartalmaz egy soros rezgőkört, viszont a terhelés az össz rezgőköri kapacitás egy részével (pl. egy harmadával) van csak párhuzamosan kapcsolva. A megmaradt kétharmad kapacitás a soros rezgőkör kapacitásának részeként működik.

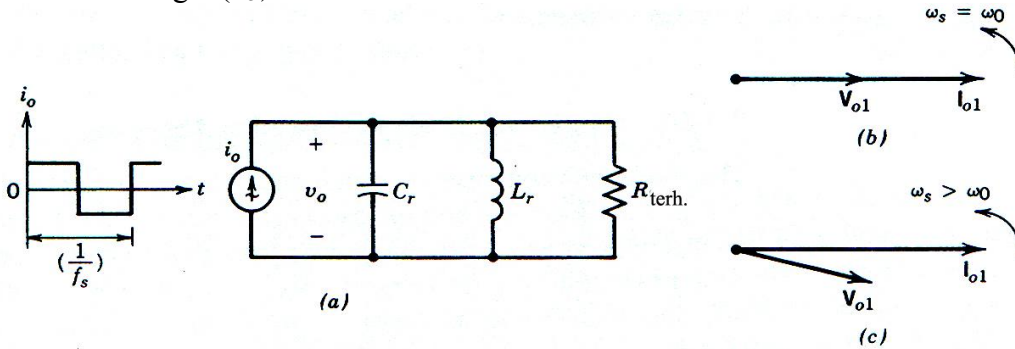
Az ilyen kapcsolásnak az a célja, hogy egyesítse a soros- és a párhuzamos terhelésű rezonáns átalakítók előnyeit, nevezetesen, hogy a soros terhelésű rezonáns átalakító korlátozza a rövidzárási áramot, a párhuzamos terhelésű átalakító pedig úgy viselkedik mint egy feszültségforrás, melynek feszültsége szabályozható a kapcsolási frekvenciával.



2-91 ábra: Hibrid-rezonáns DC-DC átalakító.

Az indukciós hevítőknél alkalmazott rezonáns átalakító (nevezhetjük inverternek, mert a kimenet nincs egyenirányítva) felépítését a 2-92a ábra mutatja, ahol a terhelte párhuzamos rezgőkört négyszög alakú áram táplálja. Az indukciós tekercs és a terhelés

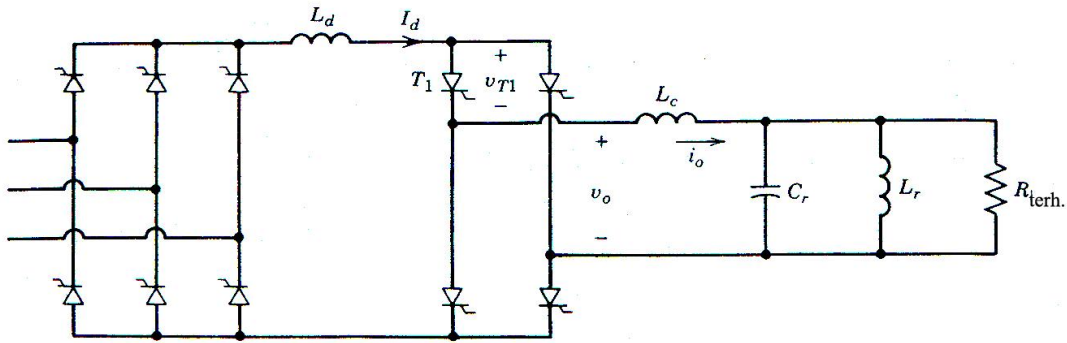
(az áramkör saját veszteségeit és a munkadarabba átvitt teljesítményt vesszük figyelembe) úgy van modellezve mint a megfelelő L_r és $R_{terh.}$ párhuzamos kötése. A C_r kondenzátor az L_r tekercsel egy párhuzamos LC rezgőkört alkot. A rezgőkör impedenciája csak a rezonáns frekvencián nagy, a rezonáns frekvencia felharmónikusain viszont kicsi, így a szűrőhatás lép fel, amely a bemeneti négyszögáramból szinuszos kimeneti feszültséget (v_o) alakít ki.



2-92 ábra: Az indukciós hevítésre szolgáló áram bemenetű párhuzamos rezonáns átalakító (inverter) elvi kapcsolása (a), fázordiagramja $\omega_s = \omega_0$ -ra (b), fázordiagramja $\omega_s > \omega_0$ -ra (c).

Ha a forrásáram (i_o) frekvenciája (ez a kapcsolási frekvencia, f_s) megegyezik a rezgőkör rezonáns frekvenciájával ($\omega_0 = (1/\sqrt{L_r C_r})$), akkor a kapott V_{o1} feszültség és a bemeneti áram alacsonyfrekvenciás komponense (I_{o1}) fázisban vannak (2-92b ábra).

A rezgőkör tirisztoros híddal történő meghajtásnál (2-93a ábra) a megfelelő kapcsolás eléréséhez a V_{o1} -nek késnie kell a bemeneti I_{o1} áramhoz képest. Ez $\omega_s > \omega_0$ frekvenciákon lehetséges (2-92c ábra). A viszonylag kis induktivitású L_c tekercs a 2-93a ábrán nem befolyásolja lényegesen a rezgőkör működését, viszont megakadályozza, hogy kapcsoláskor a tirisztorokon nagy árammeredekség (di/dt) lépjen fel.



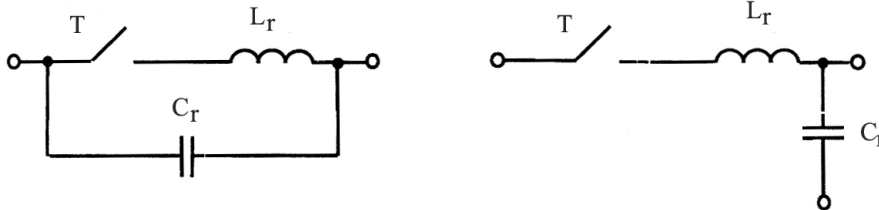
2-93 ábra: Áram forrású párhuzamos-rezonáns inverter (váltóirányító) az indukciós hevítéshez.

A váltóirányító kimeneti teljesítményének szabályozását a kapcsolási frekvencia változtatásával végezzük. Az f_s frekvencia növelésével (f_o fölé) a kimeneti teljesítmény fokozatosan csökken, miközben I_d állandó marad. A másik megoldásnál állandó frekvencia mellett I_d -t szabályozzuk.

2.5.3 Rezonáns kapcsolós átalakítók

A kapcsolási veszteségek csökkentésének egyik módja, hogy nem változtatjuk meg az egész átalakítót, csak a kapcsolók körül helyezünk el LC alkatrészeket, aminek köszönhetően a kapcsoló ki-be kapcsolása nulla feszültségnél (*zero voltage switch* - ZVS) illetve nulla áramnál (*zero current switch* - ZCS) történik.

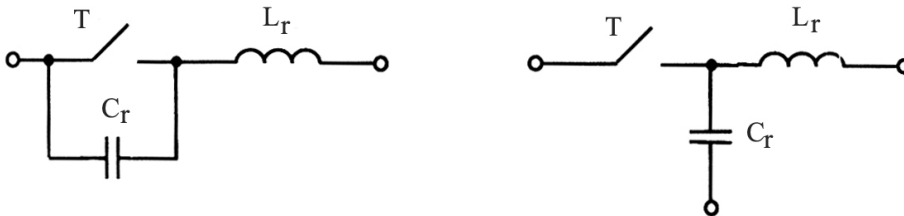
A ZCS kapcsoló rezgőkörét (2-94 ábra) egy LC tag alkotja.



2-94 ábra: ZCS rezonáns kapcsolók

Az L_r tekercs megakadályozza az áram gyors növekedését bekapcsoláskor és megközelítőleg nulla értéken tartja azt, amíg a T kapcsoló feszültsége nem esik közel nullára. Amikor T be van kapcsolva, rajta a rezgőkör árama folyik. A kapcsoló akkor kapcsolható ki, ha az áram valamilyen, a kapcsolótól független okból (a rezgőkörben lejátszódó folyamatok miatt), nullára csökken.

A ZVS kapcsolót egy, a kapcsolóval párhuzamosan kötött C_r kondenzátor képezi, valamint egy a T -vel sorba kötött L_r tekercs (2-95 ábra). T kikapcsolásakor a rajta megjelenő feszültséget a C_r kondenzátor nullához közeli értéken tartja. T kikapcsolt állapotában a rezgőkörben a feszültségnek nullaátmenetei lesznek a kikapcsolást követő oszcillációk miatt. Ha a T következő bekapcsolását a nullaátmenetkor végezzük, akkor ezzel a kapcsolási veszteségek minimalizálhatók.

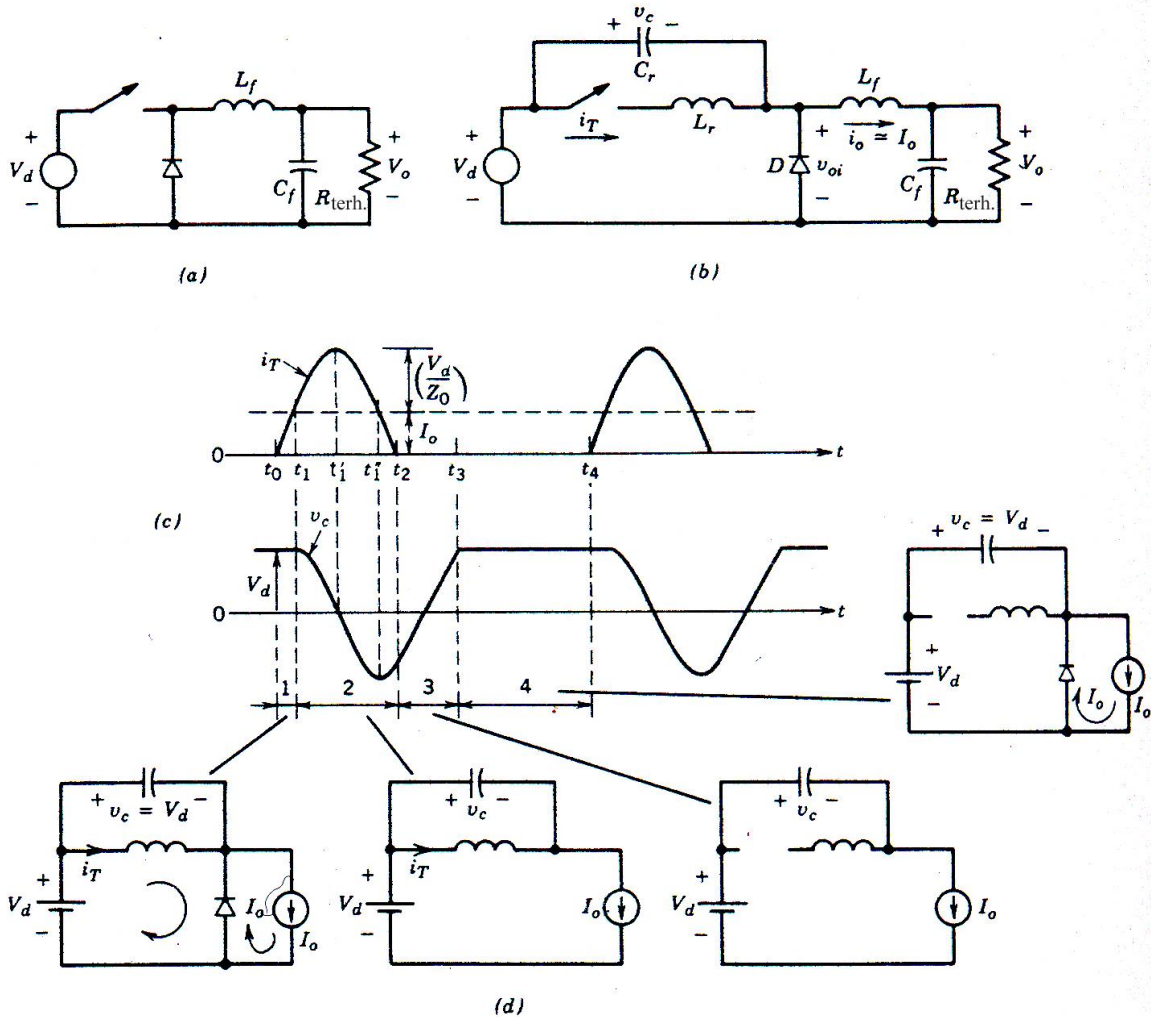


2-95 ábra: ZVS rezonáns kapcsolók

A ZCS elvet felhasználó átalakítóknál az LC rezgőkör árama a kapcsolón keresztül oszcillál, ily módon lehetővé téve az áram nulla értékénél történő ki- és bekapcsolást. A folyamatot egy feszültségcsökkentő (*buck*) átalakítón vizsgáljuk (2-96a ábra), ahol az alapáramkört az $L_r C_r$ körrel bővítettük (2-96b ábra). Az L_f fojtótekercs induktivitása elég nagy ahhoz, hogy az i_o áramot konstansnak vehetjük I_o amplitúdóval (2-96b ábra). Az állandósult állapotot jellemző jelldiagramok a 2-96c ábrán követhetők figyelemmel, amíg az egyes időintervallumoknak megfelelő helyettesítő kapcsolások a 2-96d ábrán láthatók.

Mielőtt a kapcsoló zárna, az I_o kimenő áram a szabadonfutó D diódán keresztül folyik. A C_r kondenzátoron fellépő v_c feszültség értéke V_d lesz. A t_0 pillanatban a kapcsoló zár (az áram nulla értékénél). Az i_T lineárisan növekszik, de amíg kisebb mint I_o , a dióda vezet és $v_c = V_d$. A t_1 időpontban i_T eléri az I_o értékét, ekkor a D dióda lezár.

Ettől kezdve L_r és C_r egy párhuzamos rezgőkört alkotnak, amelynek viselkedését a 2.6.1 szakaszban már tárgyaltuk. A 2-180 egyenletet felhasználva kiszámítható, hogy t_1' -ben i_T eléri a csúcserőértékét ($V_d/Z_0 + I_o$), ugyanakkor v_c nullára csökken. A v_c feszültség negatív csúcsát t_1'' -ban éri el, ekkor $i_T = I_o$.

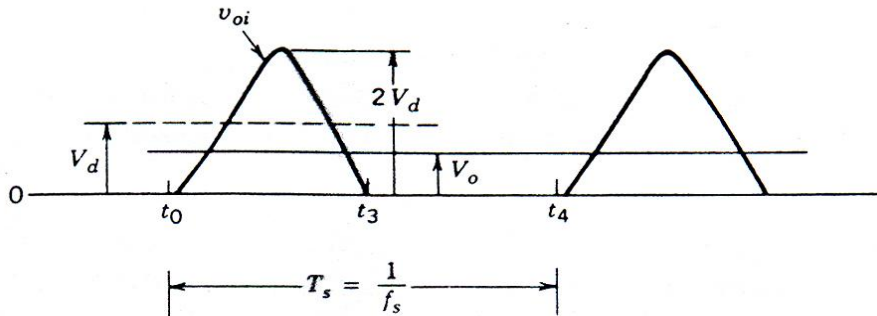


2-96 ábra: ZCS típusú rezonáns kapcsolós feszültségcsökkentő DC-DC átalakító.

A t_2 pillanatban i_T értéke nullára csökken, de nem indul meg az ellenkező irányba, így a T kapcsoló természetesen kapcsol ki. A t_2 pont után, mivel a kapcsoló ki van kapcsolva, az I_o áram C_r -en keresztül folyik, v_c lineárisan növekszik, amikor is a t_3 pontban eléri a V_d értéket. Ekkor a D dióda vezetni kezd, v_c pedig a V_d értéken marad. A t_4 időpillanatban a kapcsolót újra bekapcsoljuk és a folyamat előlről kezdődik.

A 2-96c ábrán látható, hogy a kapcsoló direkt irányú feszültsége V_d -re van korlátozva. A diódán (2-96b ábra) fellépő feszültség pillanatnyi értéke $v_{oi} = V_d - v_c$, a megfelelő jellegendákat a 2-97 ábrán láthatjuk. A kapcsoló kikapcsolási idejének

változtatásával szabályozható a v_{oi} feszültség átlagértéke (középértéke) és ezzel a terhelés felé átadott teljesítmény is.



2-97 ábra: A v_{oi} feszültség jelldiagramja a ZCS rezonáns kapcsolós DC-DC átalakítónál.

Nagy terhelésnél, ha $I_o > V_d/Z_0$ (2-96c ábra), akkor az i_T áram nem tér vissza a nulla értékhez természetes módon, hanem a kapcsolóval kell azt megszakítani. Ilyenkor jelentős kikapcsolási veszteségek lépnek fel.

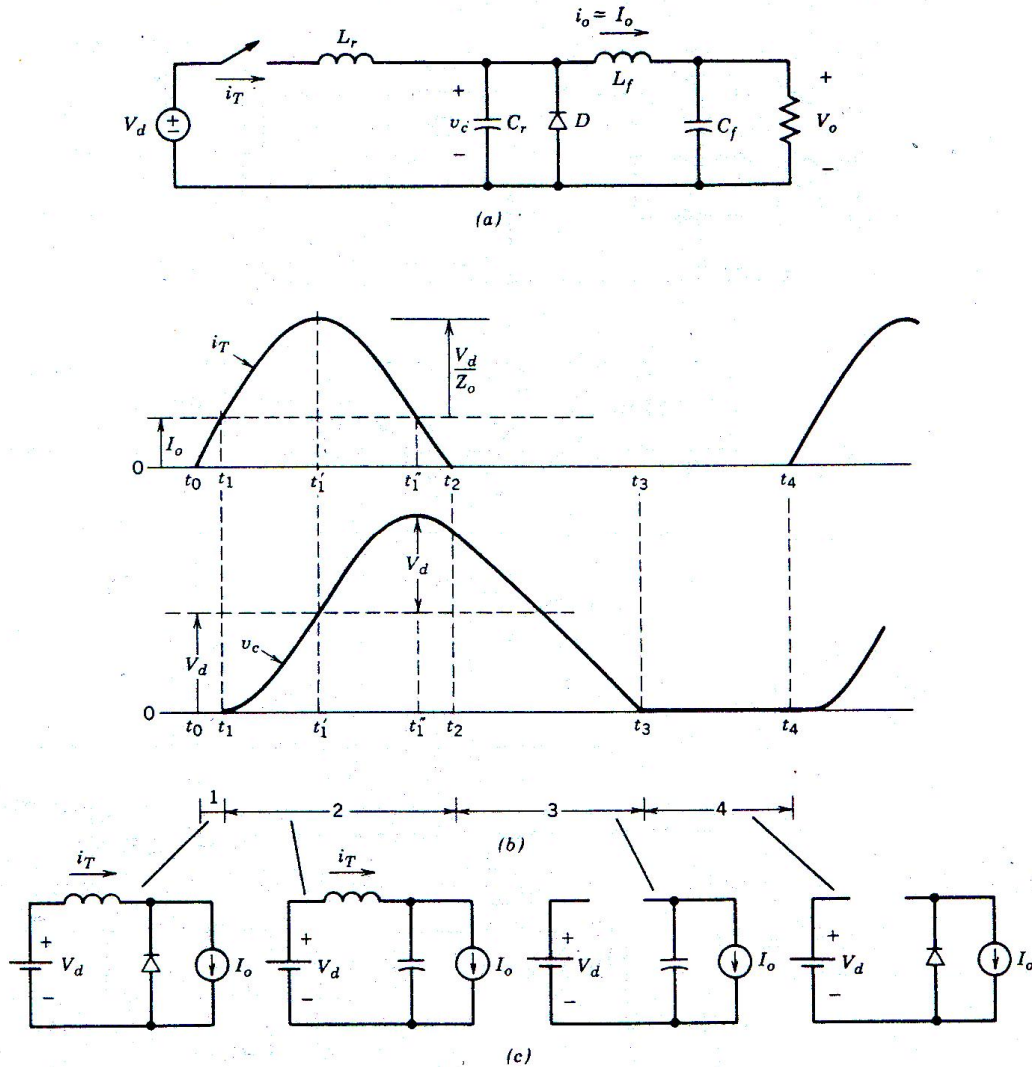
ZVS kapcsoláshoz jutunk akkor is, ha a C_r kondenzátort párhuzamosan kötjük a D diódával (2-98a ábra). Mint azt már említettük, az I_o áramot konstansnak vehetjük egy magasfrekvenciás rezonáns ciklus időtartamára.

Kezdetben mind a C_r kondenzátor feszültségét, mind pedig a tekercs áramát nullának feltételezzük, az I_o áram pedig a D diódán keresztül folyik.

Az átalakító működésében a következő jellemző intervallumokat figyelhetjük meg (2-98b ábra, a helyettesítő rajzokat lásd a 2-98c ábrán):

- Első intervallum (t_0 és t_1 között): A t_0 pillanatban a kapcsoló zár. Mivel az I_o a diódán keresztül folyik, így az L_r tekercsen az egész bemeneti feszültség (V_d) jelenik meg. A kapcsoló árama I_o -ig növekszik, melyet t_1 -ben ér el. Ekkor a dióda lezár, a C_r kapcsolófeszültségét (v_C) a továbbiakban nem tartja nulla értéken.
- Második intervallum (t_1 és t_2 között): A t_1 időpont után az $i_T > I_o$ feltétel teljesül, az $i_T - I_o$ különbség pedig C_r -en keresztül folyik. A t_1' -ben i_T eléri a maximális értékét ekkor $v_C = V_d$. A t_1'' -ben a kapcsoló árama lecsökken I_o -ra, ekkor a kondenzátor feszültsége $2V_d$. A kapcsolóáram végül is t_2 -ben eléri a nulla értéket. Ekkor az áramirány megfordulna, ezért olyan kapcsolót kell használni, amely nem tud inverz irányban vezetni (pl. MOSFET sorba kötött diódával).
- Harmadik intervallum (t_2 és t_3 között): A t_2 pont után, mivel a kapcsolón nem folyik áram, a C_r kondenzátor a terhelésen keresztül ürül, a feszültsége pedig lineárisan csökken, egészen nulláig (t_3 -ban).
- Negyedik intervallum (t_3 és t_4 között): t_3 után a terhelés árama a diódán keresztül záródik, amikor is t_4 -ben a kapcsoló zárásával elkezdődik a következő kapcsoló periódus.

Állandósult állapotban a tekercsen fellépő feszültség középértéke egy periódus alatt nulla, ezért a C_r kondenzátoron fellépő feszültség átlagértéke egy kapcsolási periódus alatt V_o . A szabadonfutási idő ($t_4 - t_2$) változtatásával (azaz a kapcsolási frekvencia változtatásával) a V_o feszültséget szabályozni tudjuk.



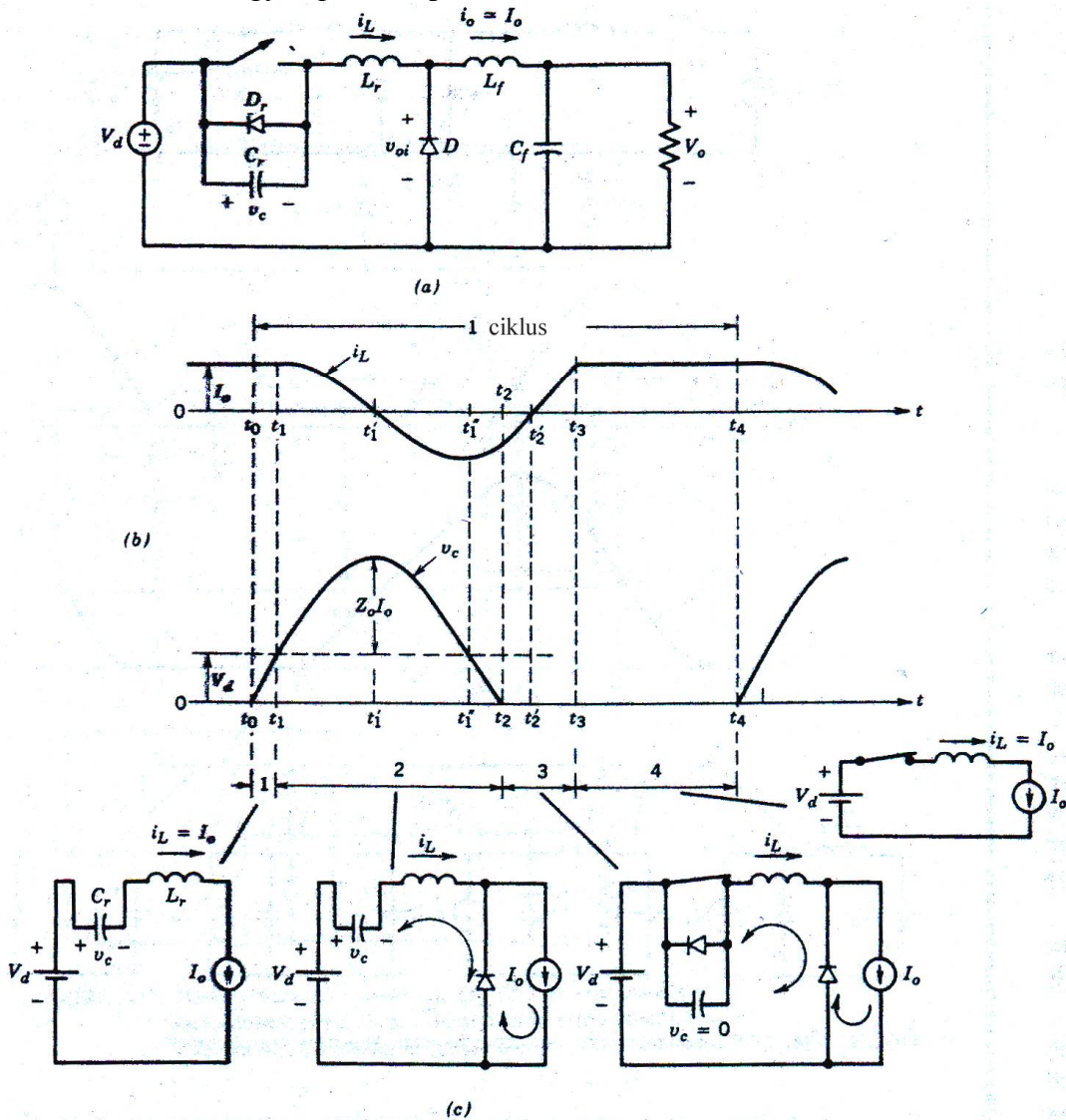
2-98 ábra: ZCS típusú rezonáns kapcsolós feszültségcsökkentő DC-DC átalakító alternatív megoldása.

- A 2-98b ábra diagramjai alapján a következő tanulságok vonhatók le:
- L_r és C_r együtt határozzák meg a természetes rezonáns frekvenciát $\omega_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r})$, melynek nagyoknak kell lenni (MHz-es tartomány). A kapcsoló be és kikapcsolása is nulla áramnál történik, így a kapcsolási veszteségek alacsony szinten vannak.
 - A terhelés I_o áramának kisebbnek kell lenni, mint a V_d/Z_o hányados, melyet az áramkör paraméterei határoznak meg. Ellenkező esetben kikapcsoláskor a kapcsoló árama nem lesz egyenlő nullával.
 - Adott kapcsolási frekvencián a V_o csökken a terhelés növelésével és fordítva. Ennek megfelelően az ω_s értékét is növelni illetve csökkenteni kell.
 - A kapcsolóval ellenpárhuzamosan kötött dióda alkalmazásával (2-98a ábra), a tekercs árama megfordulhat. Ezzel lehetővé válik kisebb terhelés esetén a többlet energia visszatáplálása a DC forrásba. Ez jelentősen redukálja a V_o feszültség terheléstől való függését.

Mivel a kapcsolási veszteségek minimálisak, valamint az EM (elektromágneses) zavarok kicsik, a kapcsolás igen jó eredményeket mutat magas frekvenciákon. Sajnos a kapcsolóáramok csúcserőértéke jóval nagyobb, mint a terhelés árama. Ezért a ZCS elv alapján működő átalakítóknál a vezetési (statikus) veszteségek jóval nagyobbak, mint az impulzus-szélesség modulációval működő DC-DC átalakítóknál.

A ZCS kapcsolási módszer a feszültségcsökkentő (*buck*) átalakítón kívül más egykapcsolós DC-DC átalakítókhöz is használható.

A ZVS megoldásnál a rezonáns kondenzátor hatására (mely a kapcsolóval párhuzamosan van kötve, 2-99a ábra), a kapcsolón meghatározott pillanatokban a feszültség nulla értéket vesz fel. A kapcsoló ezekben a pillanatokban zár és nyit. A 2-99a ábrán látható feszültségcsökkentő ZVS típusú DC-DC átalakítónál a D_r dióda ellenpárhuzamosan van kötve a kapcsolóval. Mint azt az előzőekben már tettük, itt is a kimeneti I_o áramot egy kapcsolási periódus alatt állandónak vesszük.

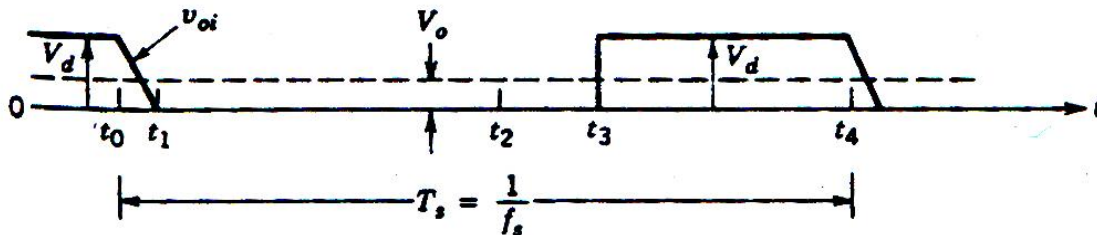


2-99 ábra: ZVS rezonáns-kapcsolós DC-DC átalakító.

Kezdetben a kapcsoló zárt, ezért $I_{L0}=I_o$ és $V_{C0}=0$. Az átalakító működésében a következő tipikus időintervallumokat figyelhetjük meg (a jel diagramok a 2-99b ábrán láthatók, a helyettesítő kapcsolások a 2-99c ábrán):

- Első intervallum (t_0 és t_1 között): A t_0 pillanatban a kapcsoló nyit. A C_r miatt, a kapcsolón fellépő feszültség fokozatosan, lineárisan növekszik nullától V_d -ig, amit t_1 -ben ér el. A kapcsoló tehát nulla feszültségnél kapcsol ki.
- Második intervallum (t_1 és t_2 között): t_1 után, amíg $v_C > V_d$, a dióda nyitóirányban van előfeszítve, a C_r és L_r rezonanciában van, érvényesek a 2.6.1 szakaszban leírtak. A t_1' -ben az i_L áram irányt vált, v_C pedig eléri a csúcserőértéket ($V_d + Z_0 I_o$). A t_1'' -ben $v_C = V_d$ és $i_L = -I_o$. A t_2 pillanatban a kondenzátor feszültsége nullára csökken és nem vált polaritást, mivel a D dióda elkezd vezetni. Fontos megjegyezni, hogy az I_o áram értéke meg kell, hogy haladja a V_d/Z_0 értéket. Ellenkező esetben a kapcsoló feszültsége nem fog nullára csökkenni, így a bekapcsolás nem lesz veszteségmentes (a C_r -ben tárolt energia a kapcsolón fog elveszni).
- Harmadik intervallum (t_2 és t_3 között): A t_3 után a kondenzátor feszültsége nulla lesz, mivel a D_r dióda vezeti a rezgőköri tekercs negatív i_L áramát. A kapcsoló bekapcsolható, amint a D_r dióda elkezd vezetni. Időközben i_L lineárisan növekszik és t_2' -ben irányt vált, az áram ekkor terelődik át a diódáról a kapcsolóra. Látható tehát, hogy a kapcsoló az áram és feszültség nulla értékeinél kapcsol be. Az i_L a nullaátmenet után is lineárisan tovább növekszik, amíg t_3 -ban eléri az I_o értéket.
- Negyedik intervallum (t_3 és t_4 között): Amikor i_L eléri az I_o értéket t_3 -ban, a szabadonfutó dióda (D) kikapcsol. Az áram kis di/dt emelkedése miatt (a diódán keresztül), ebben az esetben nem szükségeszerű gyorsdiódát alkalmazni A kapcsolón keresztül az I_o áram t_4 -ig folyik. A t_4 időpontban a kapcsoló nyit és elkezdődik a következő ciklus. A $t_4 - t_3$ intervallum szélességét szabályozhatjuk.

A 2-99b ábrán megfigyelhető, hogy az i_L áram értéke I_o -ra van korlátozva. A kimeneti diódán fellépő v_{oi} feszültség (2-98a ábra) jel diagramja a 2-100 ábrán látható. A kapcsoló bekapcsolási időtartamának változtatásával ($t_4 - t_3$) szabályozható a v_{oi} középértéke (átlagértéke), ezáltal pedig a kimeneti átlagteljesítmény.

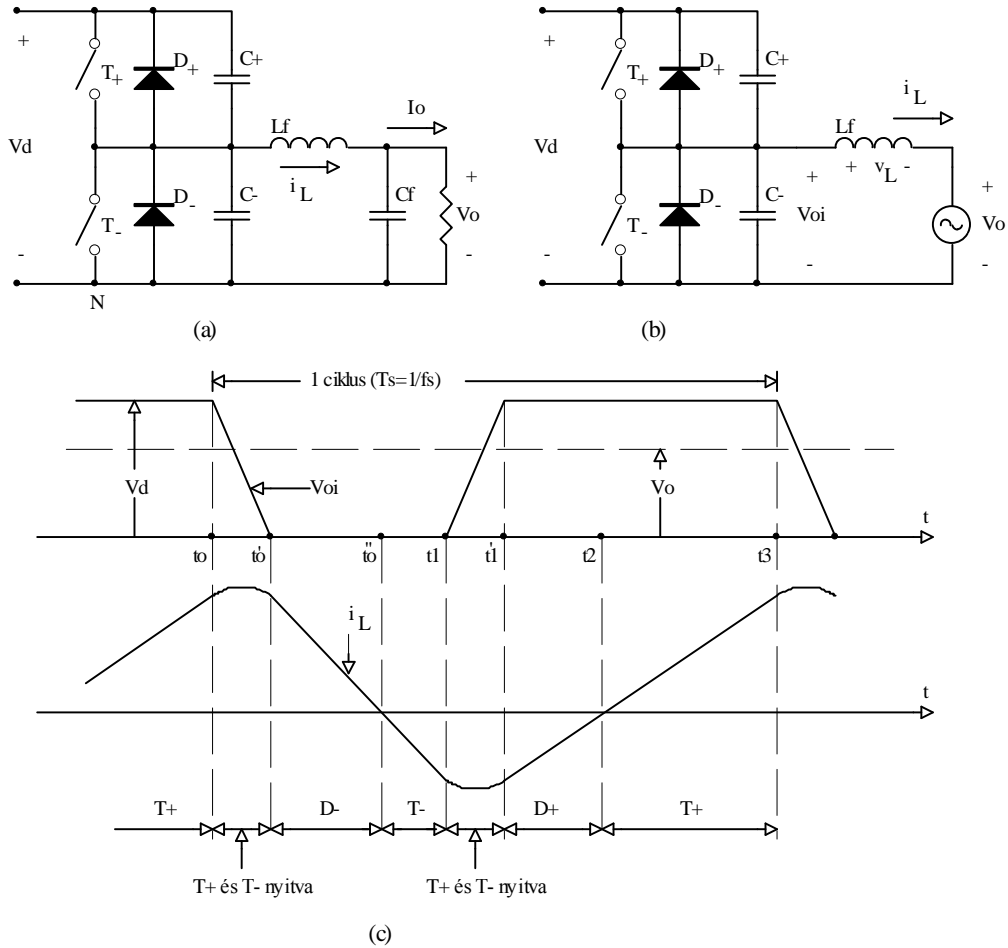


2-100 ábra: A ZVS típusú rezonáns kapcsolós DC-DC átalakító v_{oi} jel diagramja.

A ZVS kapcsolási módszer a feszültségcsökkentő (*buck*) átalakítón kívül más egykapcsolós DC-DC átalakítókhoz is használható pl. félhíd- és hídkapcsolásoknál is: ezeket a kapcsolásokat pseudo-rezonáns- vagy rezonáns átmenetű áramköröknek nevezzük, mivel kombinálják a rezonáns és a PWM technikát. Előnynek számít, hogy

ezeknél a kapcsolásoknál a kapcsoló feszültsége sohasem haladhatja meg a bemeneti feszültséget (V_d).

A működési elvet a 2-101a ábrán bemutatott félhidas $DC-DC$ átalakítón szemléltetjük. Az L_f tekercset kis induktivitására választjuk, így egy perióduson belül az áram irányt fog változtatni. Ezzel ellentétben a C_f kondenzátor kapacitása legyen nagy, így a kimeneti rész állandósult állapotban egy állandó feszültségű forrással helyettesíthető (2-101b ábra).



2-101 ábra: Pszeudorezonáns félhíd kapcsolás.

Induljunk ki onnan, hogy a T_+ kapcsoló vezeti a pozitív i_L áramot, a tekercsre ugyanakkor pozitív feszültség jut: $v_L = V_d - V_o$, az áram növekszik (2-101c ábra). A t_0 pillanatban kikapcsoljuk a T_+ kapcsolót, természetesen nulla feszültség mellett, a kapcsolóval párhuzamosan kötött C_+ kondenzátornak köszönhetően. Ezt követően rezonáns folyamat kezdődik az L_f , C_+ , C_- alkatrészek részvételével. C_+ fokozatosan töltődik, C_- viszont ürül. Ha a D_- dióda nem létezne, a rezonáns folyamat nagy negatív v_{oi} feszültségig folytatódna, így viszont $v_{oi} = 0$ értéken megáll a t_0'' időpontban.

A továbbiakban a tekercs árama csökken, mivel $v_L = -V_o$. A t_0' és t_0'' időpontok között a T_- kapcsoló bármikor nulla feszültség mellett bekapcsolható, de a tekercs áramát csak akkor fogja átvenni, ha az irányt váltott, tehát a t_0'' időpontban.

A t_1 pillanatban a T kapcsolót nulla feszültség mellett kikapcsoljuk, ekkor újra egy áttöltődési folyamat kezdődik a kondenzátorokon, aminek a végén a D_+ dióda vezeti a negatív tekercsáramot. A pozitív tekercsfeszültség hatására a tekercsáram nő, majd irányt vált. Ez az irányváltás (t_2) előtt kell bekapcsolni a T_+ kapcsolót, hogy nulla feszültségnél történjen a kapcsolás. Az új ciklus a T_+ kapcsoló későbbi időpontban történő kikapcsolásával veszi kezdetét.

Ezek a pszeudorezonáns kapcsolások üzemeltethetők állandó frekvenciájú impulzus-szélesség modulációval, feltéve, hogy a rezonáns jelenségek gyors lefolyásúak a PWM periódushoz képest. Ilyenkor a v_{oi} feszültség megközelítőleg négyszögfeszültség, a kimeneti feszültség pedig a félhíd kapcsolásnál levezetett $V_o = DV_d$ képlettel számítható.

A pszeudorezonáns módszer kiterjeszhető a hídkapcsolásra is. Mind a félhíd- mind a hídkapcsolás alkalmazható egyenfeszültség átalakítóként, de váltóirányítóként is. A gyakorlatban leginkább elterjedt kapcsolás a feszültségkioltásos négyszög-inverterre (2-60b ábra) alkalmazza a pszeudorezonáns kapcsolási módszert. A váltóirányító kimenete hasznosítható közvetlenül, vagy transzformálás-, esetleg egyenirányítás után.

2.5.4 Rezonáns köztes körű inverterek

A hagyományos kapcsolóüzemű PWM invertereknél (2.3 fejezet) a bemenet egyenfeszültség. A kapcsolási veszteségek csökkentése érdekében rezgőkört iktatnak be a DC bemenet és a PWM inverter közé. Ennek eredményeképpen a váltóirányító bemeneti feszültsége oszcillálni fog nulla és a bemeneti feszültség kétszeresétől valamivel nagyobb értékek között. Az inverter kapcsolói a feszültség nulla értékeinél kapcsolnak.

Ezen feltételeket megvalósító áramkört a 2-102a ábra mutat, ahol a rezgőkört L_r és C_r alkotják egy vezérelt kapcsolóval és a kapcsolóval ellenpárhuzamosan kötött diódával. A terhelést az I_o áramgenerátor helyettesíti, mely reprezentálja pl. azt az áramot melyet az inverter szolgáltat egy motorhajtásnak. A terhelés belső induktivitása miatt feltételezhetjük, hogy I_o konstans értékű a rezonáns jelenségek egy periódusa alatt.

Első lépésként feltételezzük, hogy R_L nulla értékű. Kezdetben a kapcsoló zárt, i_L és I_o különbsége a dióda-kapcsoló kombináción keresztül folyik, lineárisan növekszik. A t_0 időpillanatban $i_L = I_{L0}$, ekkor a kapcsoló nulla feszültségnél zár. A rezgőkör egyenletei:

$$i_L(t) = I_o + \left[\frac{V_d'}{\omega_0 L_r} \sin(\omega_0(t - t_0)) - (I_{L0} - I_o) \cos(\omega_0(t - t_0)) \right] \quad (2-195)$$

és

$$v_d(t) = V_d' + [\omega_0 L_r (I_{L0} - I_o) \sin \omega_0 t - V_d' \cos \omega_0 t] \quad (2-194)$$

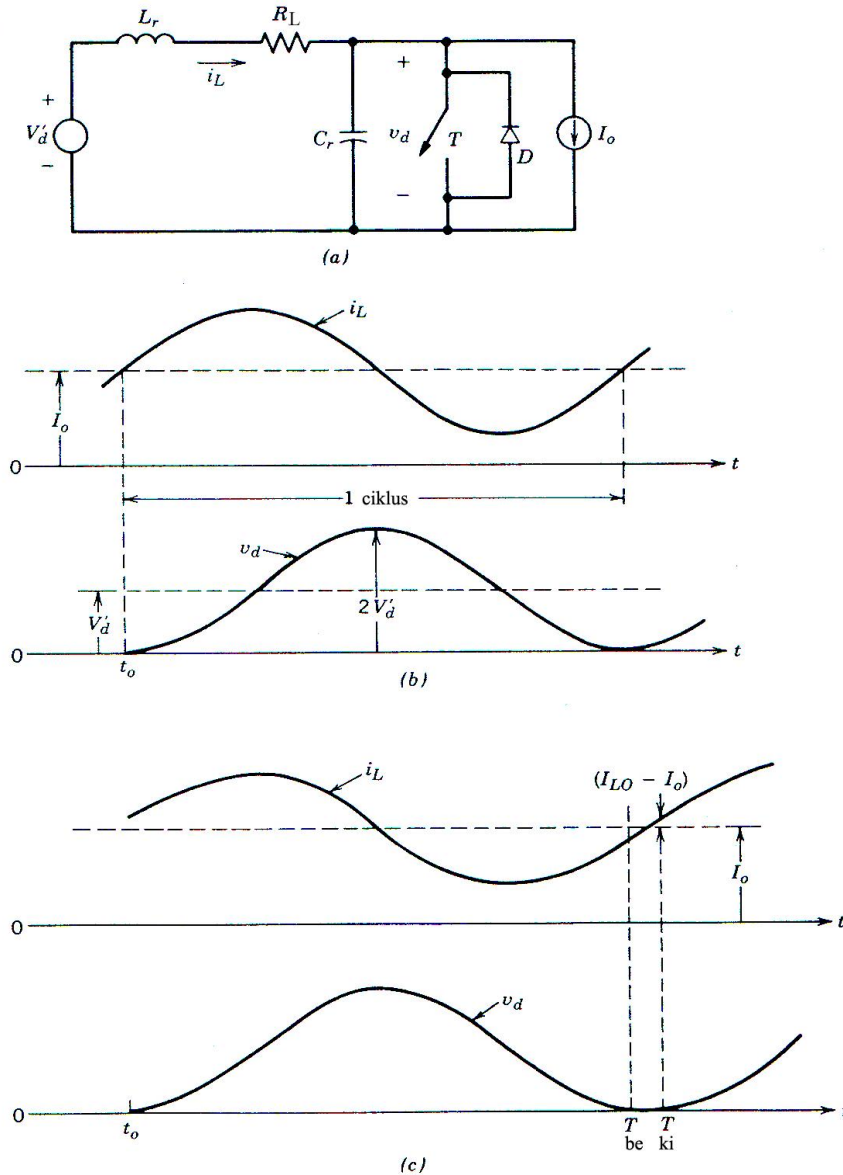
ahol

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (2-196)$$

A 2-102b ábrán $I_{L0} = I_o$ érték esetén a v_d feszültség nullához-, az i_L áram pedig I_o -hoz tér vissza a kapcsoló nyitását követő egy rezonáns periódus elmúltával.

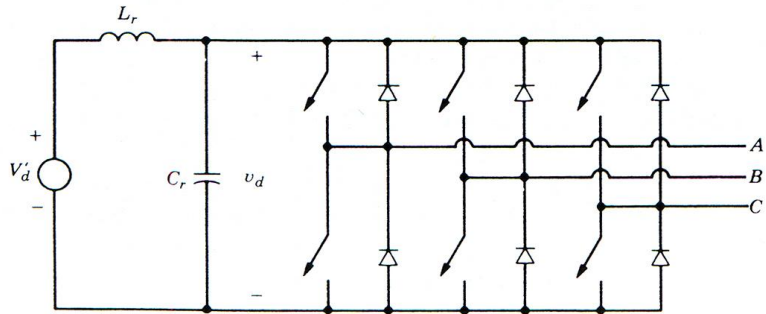
Az alapkapcsolásban (2-102a ábra) R_L reprezentálja a veszteségeket. Hogy a kapcsolásban alkalmazott kapcsoló ki- és bekapcsolása nulla feszültségen történjék, a v_d feszültségnek természetes módon nullára kell csökkennie. Az R_L jelenléte miatt azonban ez csak akkor történhet meg, ha I_{L0} nagyobb, mint I_o a kikapcsolás pillanatában (2-102c

ábra). Ha a kapcsolót túl sokáig tartjuk bekapcsolva, az I_{LO} sokkal nagyobb lesz mint I_o , a kapcsolón megjelenő v_d feszültség értéke sokkal nagyobbra ugrik fel, mint $2V'_d$. Emiatt az $I_{LO}-I_o$ viszonyt megfelelően be kell állítani a kapcsoló bekapcsolási idejének szabályzásával.



2-102 ábra: Rezonáns köztes körű inverter működési elvének magyarázata: (a) alapkapcsolás, (b) veszteségek nélküli jelldiagramok ($R_l=0$), (c) jelldiagramok a veszteségeket számításba véve.

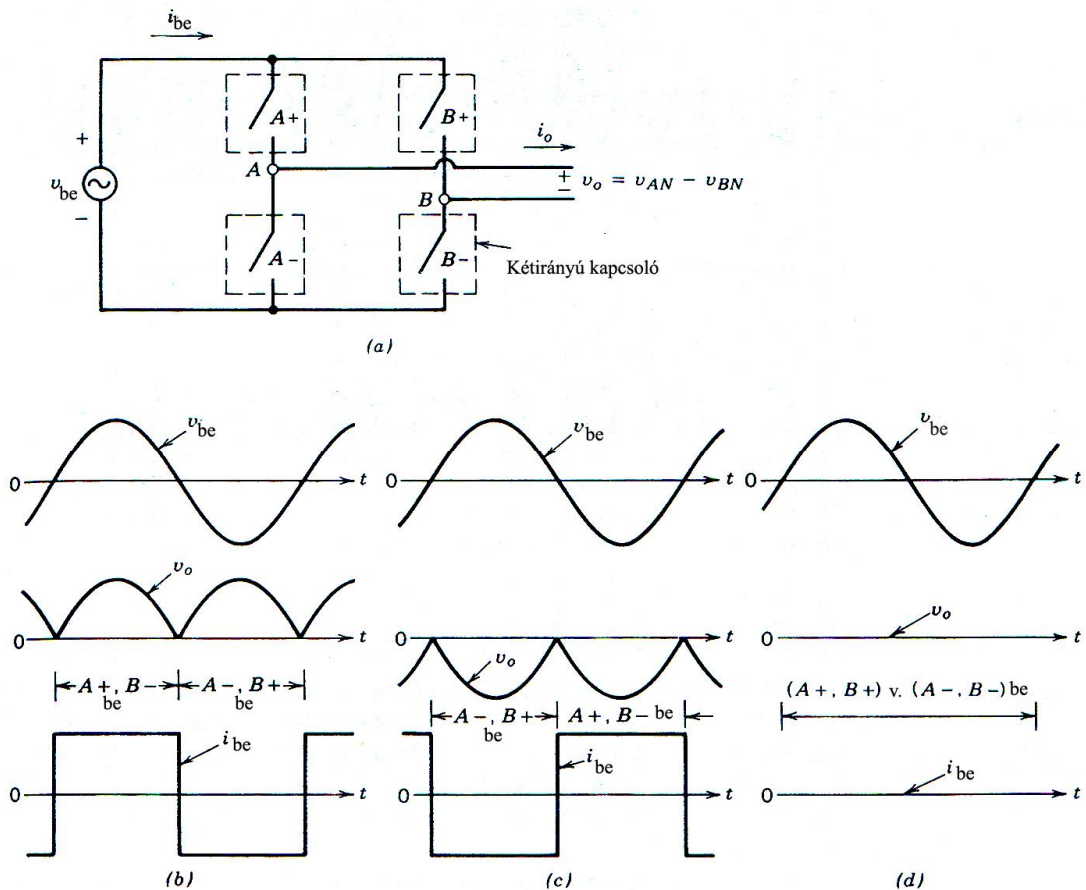
A rezonáns köztes kör mint alapelv alkalmazható a háromfázisú PWM inverterekre (2-103 ábra) is. A 2-102a ábrán látható rezonáns kapcsolót nem kell külön beépíteni, ezt a feladatot az inverter egy félhídjában levő két kapcsoló egyidejű bekapcsolásával látjuk el. Természetesen a kapcsolást nulla feszültségnél kell végezni, hogy minimalizáljuk a kapcsolási veszteségeket.



2-103 ábra: A háromfázisú rezonáns köztes körű inverter kapcsolása.

2.5.5 Magasfrekvenciás köztes körű, perióduscsoporttal szabályozott átalakítók

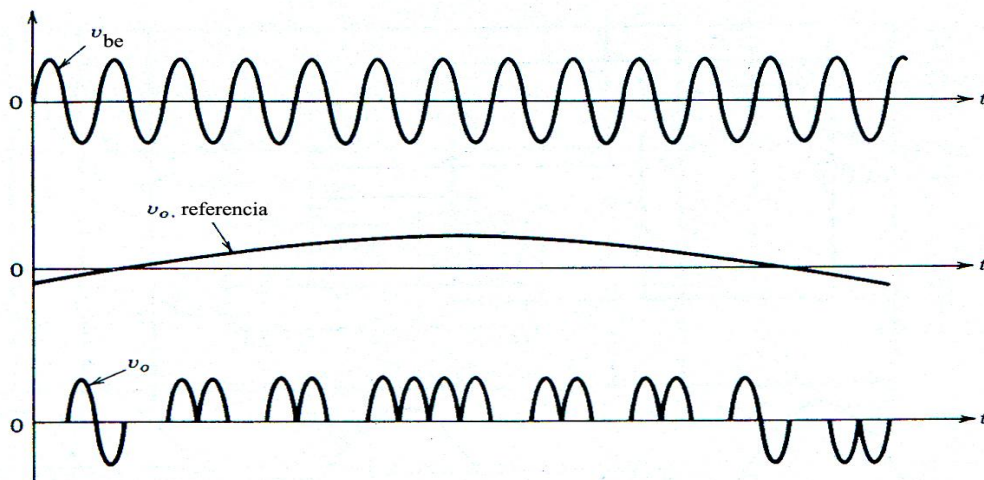
Ellentétben a rezonáns köztes körű átalakítókkal, ahol az egy- vagy háromfázisú híd bemenete nulla érték- és a bemeneti DC feszültség középértékénél valamivel magasabb érték között oszcillál, a magasfrekvenciás köztes körű átalakítóknál a bemenet egyfázisú magasfrekvenciás szinuszos váltófeszültség (2-104a ábra, v_{be}). Hogy az átalakító kapcsolóinak veszteségeit minimalizáljuk, a kapcsolók nyitása és zárása a bemeneti feszültség nulla átmeneteinél történik.



2-104 ábra: Magasfrekvenciás köztes körű, perióduscsoporttal szabályozott inverter.

A 2-104a ábrán egy ilyen egyfázisú átalakító látható, szinuszos magasfrekvenciás bemeneti feszültséggel (v_{be}). A kimenet alacsonyfrekvenciás AC kimenet, tehát már alkalmas motor táplálására. A kapcsolás megvalósításához szükséges négy darab bilaterális kapcsoló. Minden ilyen kapcsoló két darab unilaterális (egyirányú) kapcsolóból épül fel, ellenpárhuzamosan kötve (2.4.3 szakasz).

A működési elv leírásához először feltételezzük, hogy I_o konstans értékű a magasfrekvenciás AC bemenet egy periódusa alatt. I_o felvehet pozitív és negatív értékeket is. Az I_o áram bármelyik értékénél a v_{AB} feszültség képezhető két pozitív félperiódusból, két negatív félperiódusból vagy nullából (vagy ezek kombinációból, 2-104b,c,d ábrák). Az igényelt kimeneti feszültség a frekvenciájától és amplitúdójától függően a bemenet magasfrekvenciás perióduscsoportjaiból szintetizálódik (tehát páros számú félperiódusokból, 2-105 ábra).

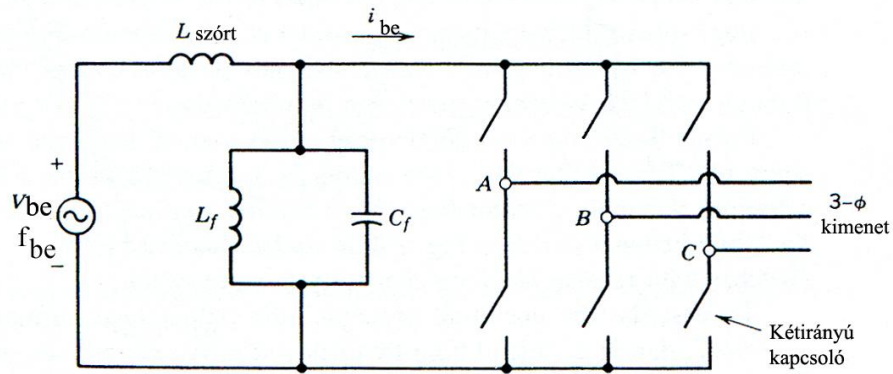


2-105 ábra: Az alacsonyfrekvenciás AC kimenet szintézise a perióduscsoporttal szabályozott inverternél.

Ezt az elméletet kiterjesztve jutunk a háromfázisú megoldáshoz (2-106 ábra). Meg kell jegyezni, hogy mind az egyfázisú-, mind pedig a háromfázisú váltóirányítónál szükséges egy párhuzamos rezgőkör beiktatása, melynek frekvenciáját a bemeneti f_{be} frekvenciára kell hangolni. Ily módon C_f rövidre zárja az összes nem kívánt frekvenciájú komponenseit az i_{be} áramnak, hogy ne a v_{be} feszültségforrásból kelljen azt biztosítani, az $L_{szórt}$ induktivitáson keresztül.

Az átalakító kimenete (2-104a ábra) az alacsonyfrekvenciás jel mellett gyakorlatban lehet egyenáramú is. Ezenfelül az energia áramolhat mindkét irányban az átalakítón keresztül.

Megfigyelhető, hogy ez az átalakító, amiatt, hogy az energia két különböző frekvenciájú váltóáramú rendszer között áramlik, egyenáramú köztes kör nélkül, nagyban hasonlít a ciklokonverterekhez. Ellentétben a fázisvezérelt hálózati frekvenciás ciklokonverterekkel, a kapcsolók ki-be kapcsolása itt a bemeneti feszültség nullaátmeneteinél történik.



2-106 ábra: Magasfrekvenciás AC bemenetű/alacsonyfrekvenciás AC kimenetű háromfázisú átalakító.