

Halász Sándor, Stumpf Péter

# Az inverteres villamos hajtások fejlődési irányai

**Az inverterről táplált villamos hajtások jelentős szerepet játszanak a korszerű műszaki berendezésekben. A cikk egy rövid áttekintést ad a villamos hajtásokban alkalmazott inverter topológiákról, az inverterekben alkalmazott modulációs eljárásokról és kapcsolóelemekről. Az elmúlt évtizedekben és években ezen területeken történt fejlesztések jelentősen hozzájárultak az inverteres hajtások fejlődéséhez és széles körű elterjedéséhez.**

## 1. BEVEZETÉS

Váltakozó áramú aszinkron vagy szinkrongép fordulatszám-változtatásának legjobb műszaki megoldása az állórész feszültség frekvenciájának változtatása, amellyel széles fordulatszám-tartományban folyamatosan szabályozható hajtást lehet megvalósítani. A megoldás elve régóta ismert, de csak a teljesítményelektronika rohamos fejlődése tette lehetővé, hogy minden műszaki követelményt kielégítő, megbízható és költségek szempontjából is elfogadható inverterek kerüljenek kifejlesztésre és gyártásra.

Ennek következtében inverterről táplált villamos hajtásokat – teljesítményszinttől függetlenül – egyre szélesebb körben alkalmaznak: kezdve a megújuló energiaforrások hasznosításától, az elektromos és hibrid járművektől, az ipari robotokon és ipari rendszereken keresztül egészen az orvosi segédeszközökig és a háztartási berendezésekig.

Az inverterről történő táplálás lehetőséget teremtett, hogy a motorok névleges  $f_1$  tápfrekvenciájának nem kell megegyeznie a hálózati 50/60 Hz-es frekvenciával. Így megjelentek olyan nagy fordulatszámú, jellemzően egy póluspárú motorok, melyek tápfrekvenciája több száz vagy akár kHz fölötti érték és így a névleges percnkénti fordulatszám több tíz vagy akár százezer is lehet. Ilyen hajtásokat alkalmaznak például

szerszámgépekben. Hasonlóan nagy névleges  $f_1$  tápfrekvenciával rendelkeznek a hibrid és elektromos autókban található motorok. Ugyanakkor a nagyobb leadható nyomaték miatt ezek a motorok több póluspárt tartalmaznak, így a névleges percnkénti fordulatszámuk jellemzően tízezer körüli érték.

A továbbiakban röviden bemutatásra kerülnek a hajtásokban alkalmazott inverter topológiák, az inverterekben alkalmazott modulációs eljárások és kapcsolóelemek.

## 2. INVERTER TOPOLÓGIÁK

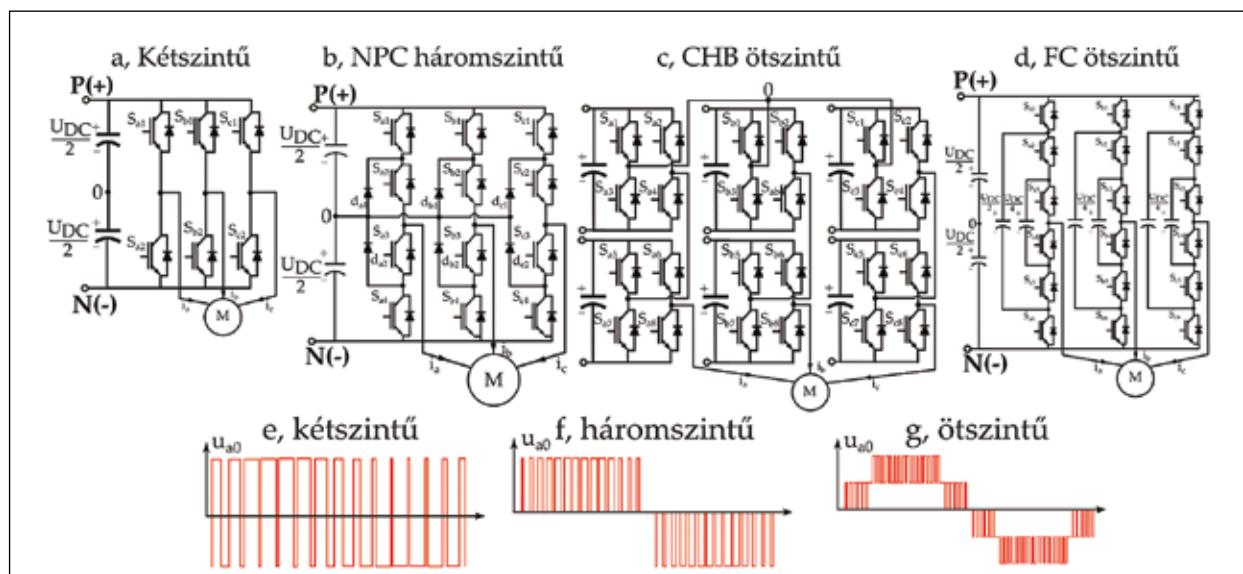
Az invertereket két nagy csoportra, az úgynevezett közbeneső egyenáramú körös és a közvetlen átalakítós inverterekre oszthatjuk. A mai modern ipari hajtásokban alkalmazott inverterek legnagyobb része az első csoportba tartozik, ezért a cikk is ezeket fogja részletesebben bemutatni. A közvetlen átalakítós inverterek közé tartozik például a tirisztoros ciklokonverter, illetve a tranzisztor alapú mátrix konverter. Utóbbinak jelentős előnye, hogy az energiatároló elem hiánya miatt kisebb a mérete.

Attól függően, hogy a közbeneső egyenáramú körös inverter bemenete feszültségforrásként vagy áramforrásként viselkedik, feszültség inverterekről (angolul Voltage Source Inverter) vagy áram inverterekről (angolul Current Source Inverter) beszélünk. Megfelelő vezérléssel a frekvencián kívül az első típusoknál a kimenő feszültséget, míg a másik típusnál a kimenő áramot tudjuk változtatni. Miután a modern ipari hajtások jelentős része feszültség inverteres, ezért a továbbiakban ez a típus kerül ismertetésre.

Feszültség inverterek esetében elsősorban diódás egyenirányítót alkalmaznak, hogy a hálózati feszültségből egyenfeszültséget állítsanak elő. Ez csak motor irányú energiaáramlást tesz lehetővé. Hálózat oldali inverter alkalmazásával négygyeddes hajtás is megvalósítható. Ilyenkor az egyenfeszültség nagysága is szabályozható, ami további előnyöket jelent.

Akkumulátoros táplálás esetén, például elektromos vagy hibrid autóknál, egyenáramú átalakítóval lehetőség nyílik fékezés során az akkumulátor töltésére és így a regeneratív fékezés megvalósítására.

Az 1. ábra mutatja be a továbbiakban bemutatásra kerülő inverter topológiákat és a hozzájuk kapcsolódó kimenő feszültség időfüggvényeket.



1. ábra Feszültséginverter topológiák és jellemző kimenő feszültségalakjuk

### 2.1. Kétszintű háromfázisú inverter

Az egyik leggyakrabban alkalmazott inverter topológia a kétszintű háromfázisú inverter (1a ábra). Az  $a$ ,  $b$  és  $c$  fázisok vagy a P pozitív, vagy az N negatív sínhez kapcsolódnak. Ennek megfelelően az  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$  és  $u_{c0}$  feszültségek két értéket,  $U_{DC}/2$  és  $-U_{DC}/2$ -t, vehetnek fel (1e ábra). Így létrehozható különböző kapcsolóállapotok száma  $2^3=8$ . E 8 darab kimenő feszültségállapot közötti kapcsolgatással állítható elő a kívánt frekvenciájú és amplitúdójú alapharmonikus feszültség.

Megfelelő modulációs technika alkalmazásával nagyon jó minőségű hajtást lehet megvalósítani. Általában a tranzisztorok  $f_c$  kapcsolási frekvenciája több kHz vagy több tíz kHz. Emiatt 50/60 Hz-es névleges frekvenciájú motorok esetén a kapcsolási frekvencia és a kimenő feszültség  $f_1$  alapharmonikusának aránya, melyet  $m_f=f_c/f_1$ -gyel szoktak jelölni, magas érték, jellemzően 100 fölötti. Ezekben az esetekben a motor fázisáramai nagyon jó közelítéssel szinuszos alakúak.

Nagyobb teljesítményeknél, ahol kisebb kapcsolási frekvenciát kell alkalmazni, vagy a korábban említett nagyobb frekvenciájú hajtásoknál az  $m_f$  frekvenciaarány alacsony érték (jellemzően  $m_f < 20-30$ ). Emiatt a motor fázisáram jelalakjai jelentősen eltérnek a szinuszos jelalaktól. A nagyobb harmonikus torzítás többletvesztéseket okoz.

### 2.2. Háromfázisú többszintű feszültség inverterek

Több feszültségszint bevezetésével alacsonyabb frekvenciaarányoknál is elfogadhatóbb jelalakokat kaphatunk.

A többszintű feszültség invertereket három csoportba lehet osztani: semleges pontra megfogott (angolul *Neutral Point Clamped [NPC]*), H-hidas (angolul *Cascaded H-bridge [CHB]*), illetve lebegő kondenzátoros (angolul *Flying Capacitor [FC]*).

Egy háromszintű NPC topológiát mutat az 1b ábra, míg a kimenő feszültség jelalakja az 1f ábrán látható. A két kondenzátorral a bemenő feszültség két egyenlő részre oszlik. A kimenő fázis ( $a, b$  vagy  $c$ ) a két felső tranzisztor bekapcsolásával a P sínre, a két középső tranzisztorral a 0 pontra, míg a két alsó tranzisztor segítségével az N sínre kapcsolható. Ennek megfelelően az  $u_{a0}$ ,  $u_{b0}$  és  $u_{c0}$  feszültségek három értéket ( $U_{DC}/2$ ,  $0$ ,  $-U_{DC}/2$ ) vehetnek fel, a lehetséges kapcsolások száma így már  $3^3=27$ . Az ábrán szereplő NPC topológia egyik hátránya, hogy a kondenzátorok feszültségét szabályozni kell működés során, illetve, hogy a veszteségek nem egyenletesen oszlanak meg a félvezető eszközökön. Utóbbi hátrány kiküszöbölésére a megfogó diódák helyett is tranzisztorokat alkalmaznak (angolul *Active NPC*), amiknek a megfelelő kapcsolásával a veszteséget egyenletesen lehet elosztani a tranzisztorok között. Bár NPC topológia esetén van lehetőség újabb kondenzátorokkal és tranzisztorokkal növelni a feszültségszintek számát, ez a gyakorlatban nem terjedt el.

A feszültségszintek számát könnyebben lehet a másik két típusú topológiával növelni. Ahogy az 1c ábrán látható, a H-hidas többszintű feszültség inverter több egyfázisú inverter (H-híd) sorba kötésével állítható elő. Ennek a topológiának az előnye, hogy minden modul vagy másképpen cellát elegendő alacsony feszültségszintre méretezni. Ez egyszerű és olcsó cserélhetőséget biztosít meghibásodás esetén. A cellák sorba kötésével az alacsony feszültségszintre tervezett alacsony teljesítményű modulokkal nagyobb feszültségű és nagyobb teljesítményű motorok is táplálhatók.

Motoros hajtások esetében a topológia jelentős hátránya, hogy minden cella bemenő feszültségének galvanikusan függetlennek kell lennie. A hálózati feszültségből ez leggyakrabban olyan transzformátorokkal oldható meg, melyek szekunder oldala több kivezetést tartalmaz. Minden kivezetéshez egy-egy diódás egyenirányítót kövte egymástól független

feszültségforrások kaphatók. A diódás egyenirányítás miatt a hálózat irányú energiaáramlás ebben az esetben nem lehetséges. Ez megoldható vezérelt egyenirányítókkal, de ez tovább növeli a topológia bonyolultságát.

FC típusú többszintű inverter esetén (1d ábra) a tranzisztorok segítségével a kimenő fázis a P vagy N sínre, vagy valamelyik lebegő kondenzátorra kapcsolható. Az ábrán látható 5 szintű elrendezésben a kimenő feszültség lehet  $U_{DC}/2$ ,  $U_{DC}/4$ ,  $0$ ,  $-U_{DC}/4$ ,  $-U_{DC}/2$ . Fontos, hogy a kondenzátorok feszültségét, az NPC-hez hasonlóan, szabályozni kell működés során.

Az FC többszintű inverterek, hasonlóan a H-hidas elrendezéshez, modulárisan épülnek fel. Minden új feszültségszinthez egy új kondenzátor és egy tranzisztorpár szükséges. Ugyanakkor, szemben a H-hidas topológiával, a modulok számának növelésével nem növelhető a teljesítményszint, csak a kimenő feszültség harmonikus torzítása csökkenthető. Előnyük, hogy elegendő egyetlen feszültségforrás bemenetként.

Ahogy az 1. ábrán látható, többszintű feszültség inverterek esetén az inverterek összetettsége jelentősen megnő, sokkal több tranzisztor, hozzájuk kapcsolódó meghajtó és védőáramkör szükséges és a kapcsolók vezérlése is bonyolultabbá válik. Háromszintű inverterek esetén ugyanakkora kapcsolási frekvencia mellett jelentősen javul a fázisáram jelalak és ennek megfelelően csökken a harmonikus torzítás. Ugyanakkor, a feszültségszintek további növelése nem hozza magával a harmonikus torzítás további jelentős csökkentését. Emiatt az ipari hajtásokban elsősorban a háromszintű NPC és H-hidas topológia kezdett elterjedni.

A bemutatott három többszintű topológia mellett megjelennek a topológiák keverésével kapott inverterek is. Például a H-hidas elrendezés esetén a cellát egy egyfázisú NPC topológia adja. Az elmúlt években számos vizsgálat és kutatás folyt az úgynevezett moduláris többszintű inverterek (angolul *Modular Multilevel Converter [MMC]*) terén. Ezekben az esetekben a modul vagy cella egy fél híd vagy egy teljes H-híd egy bemeneti kondenzátorral. Szemben a H-hidas topológiával, itt a cellákat fázisonként sorba kötik és a teljes inverterre egyetlen feszültségforrást kapcsolnak. Ugyanakkor, az MMC topológiát nem hajtásokban, hanem elsősorban nagyfeszültségű energiaátvitel (angolul *High Voltage Direct Current transmission [HVDC]*) során alkalmazzák.

### 2.3. Többfázisú feszültség inverterek

Az eddig tárgyalt topológiák háromfázisúak voltak. Könnyen belátható, hogy az ágak számának növelésével többfázisú (5, 7, 9...) inverter is készíthető többfázisú motorok meghajtásához.

Többfázisú motorok egyre szélesebb körben terjednek. Ezek előnye, hogy a nagyobb fázisszámú motorok üzembiztonsága – a háromfázisú motorhoz képest – jelentősen javul, mivel a motornak lesz indítónyomatéka akkor is, ha az egyik fázis meghibásodik. Háromnál nagyobb fázisszámnál a motor állórészének felharmonikus veszteségei valamivel nagyobbak lesznek, ugyanakkor a forgórész körüli harmonikus veszteségek jelentősen kisebbek. Emiatt a forgórész körüli harmonikus áramok miatti túlmelegedés is jelentősen csökken, ami csökkenti a motor tengelyének és csapágyainak túlmelegedését.

## 3. MODULÁCIÓS TECHNIKÁK

Feszültség inverterek feszültség- és frekvenciaváltoztatása Impulzusszélesség modulációval (ISZM, angolul *Pulse Width Modulation [PWM]*) történik. A digitális eszközök

(mikrovezérlők, DSP-k, FPGA-k) látványos fejlődése új lehetőséget nyitott a különböző ISZM technikák gyors és egyszerű megvalósításában.

Az egyik legelterjedtebb modulációs technika a vivőfrekvenciás. Ilyenkor egy állandó  $U_v$  amplitúdójú és  $f_c$  frekvenciájú háromszög jelet, az úgynevezett vivő jelet hasonlítják össze, komparálják fázisonként egy változó  $U_{ref}$  amplitúdójú és  $f_1$  frekvenciájú szinuszos periódusos jellel, az úgynevezett alapjellel (vagy referencijellel), hogy előállítsák a kapcsoló jeleket. A kívánt kimeneti feszültség frekvenciája megegyezik az alapjel frekvenciájával. A kimenő feszültség  $U_1$  amplitúdója a szinusz jel  $U_{ref}$  és a háromszögjel  $U_v$  amplitúdójának arányától függ (amennyiben  $m_f > 8$ ):

$$U_1 = 1/2 m_a U_{DC} \quad (1)$$

ahol  $m_a = U_{ref}/U_v$  az úgynevezett amplitúdó modulációs arány és  $U_{DC}$  a bemenő egyenfeszültség nagysága. Szinuszos vezérlőjel esetén a fenti egyenlet csak lineáris tartományban igaz ( $m_a \leq 1$ ). Túlmodulációs tartományban ( $m_a > 1$ ) többlet harmonikus veszteség lép fel és megszűnik a lineáris kapcsolat  $U_1$  és  $m_a$  között.

Vivőfrekvenciás ISZM technikák esetén a háromfázisú szinuszos alapjelekhez gyakran hozzáadnak egy zérussorrendű módosító komponenst. Ezzel növelik az egyenfeszültség kihasználtságát, csökkenthetik a kapcsolási veszteségeket vagy alacsonyabb harmonikus többletvesztést kaphatnak nagyobb kimenő feszültségek környékén.

A 2. ábra mutatja be a leggyakrabban alkalmazott zérussorrendű komponenseket és a segítségükkel kapott módosított alapjeleket.

A DPWM jelölésű módszereket, melyek elnevezése az angol Discontinuous PWM kifejezésből jön, gyakran kétfázisú módszereknek is hívják, hiszen ezekben az esetekben

egy kapcsolási periódusban mindig csak 2 fázisban történik kapcsolás, a harmadik fázis vagy a P vagy az N sínre van kikötve. Fontos megjegyezni, hogy ezek közül csak a DPWM1 vagy más néven flat-top moduláció terjedt el széles körben.

Vivőfrekvenciás ISZM módszerek kiterjeszthetők többszintű inverterekre is több vivőjel alkalmazásával.

A legszélesebb körben alkalmazott ISZM módszer az úgynevezett térvektor moduláció (angolul Space Vector Modulation, SVM). Ennek lényege, hogy a kívánt háromfázisú kimeneti feszültség x-y síkban értelmezett térvektorát az inverter által kiadható feszültségvektorok megfelelő idejű bekapcsolásával állítják elő. A gyakorlatban a térvektor modulációt is vivőfrekvenciás modulációként valósítják meg. Az ilyenkor alkalmazott zérussorrendű komponenst (fekete szaggatott görbe) és a módosított referencijeleket (kék görbe) a 2. ábra mutatja. Ezt a fajta megvalósítást szokták min-max módszernek is hívni.

Fontos előnye a térvektoros és a kétfázisú modulációs ISZM módszereknek a szinuszossal szemben, a lineáris modulációs tartomány végét  $m_a = 1,154$ -es értéknél érik el.

A 3. ábra mutatja a vivőfrekvenciás módszerek fajlagosított általános veszteségi tényezőjét az  $m_a$  modulációs arány függvényében. Jól látható, hogy a térvektoros moduláció rendelkezik a legalacsonyabb veszteségi tényezővel. Ugyanakkor nagyobb kimenő feszültség amplitúdóknál, az inverter által kiadható maximális feszültség környékén a kétfázisú módszerek veszteségi tényezője alacsonyabb.

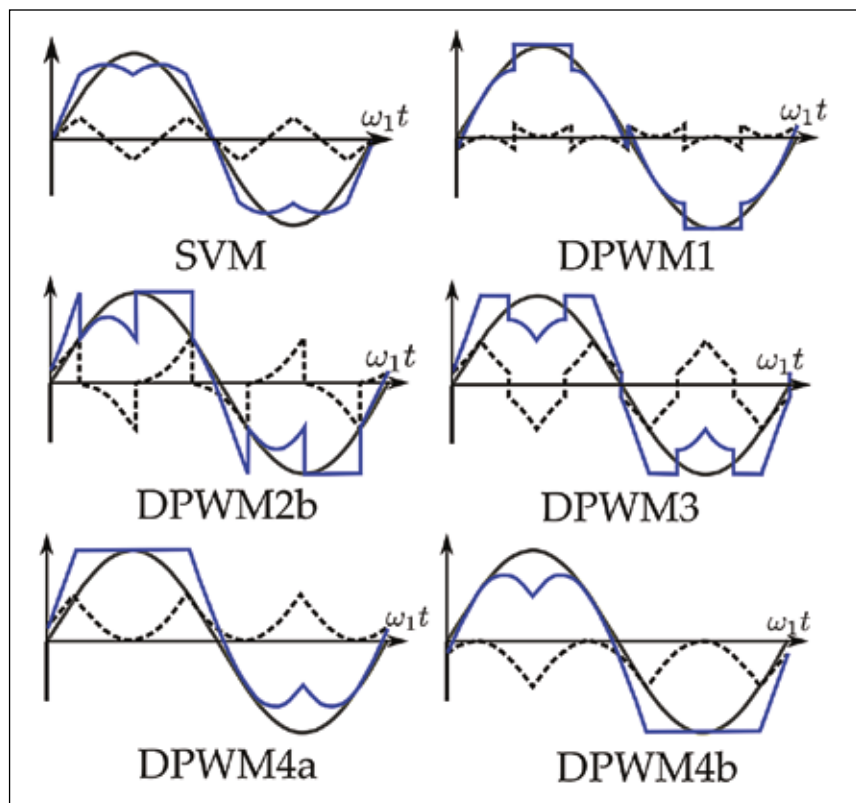
Az eddig tárgyalt módszerek jellemzően magas kapcsolási frekvenciákon, magas  $m_f$  frekvenciaarányok mellett működnek megfelelően. Olyan nagy teljesítményű vagy nagyfrekvenciás hajtásoknál, ahol  $m_f$  alacsony érték, jó megoldást nyújt az úgynevezett optimalizált ISZM alkalmazása. Ilyenkor a kapcsolási időpontok valamilyen veszteséggel arányos célfüggvény minimalizálásával határozhatók meg.

A célfüggvény megválasztása alapján számos módszer terjedt el. Jellemzően a számításokat offline végzik és a processzorok look-up táblázatban tartalmazzák a kapcsolási időpontokat a kimenő feszültség függvényében. A processzorok számítási kapacitásának növekedése következtében azonban már megjelentek olyan módszerek is, amelyek valós időben is képesek számolni a kapcsolási időpontokat.

Természetesen a módszer nemcsak kétszintű, hanem többszintű inverterek esetén is alkalmazható. Ugyanakkor a feszültszintek növelésével a kapcsolható variációk száma növekszik, ami nehezíti az optimalizációs eljárás megvalósítását.

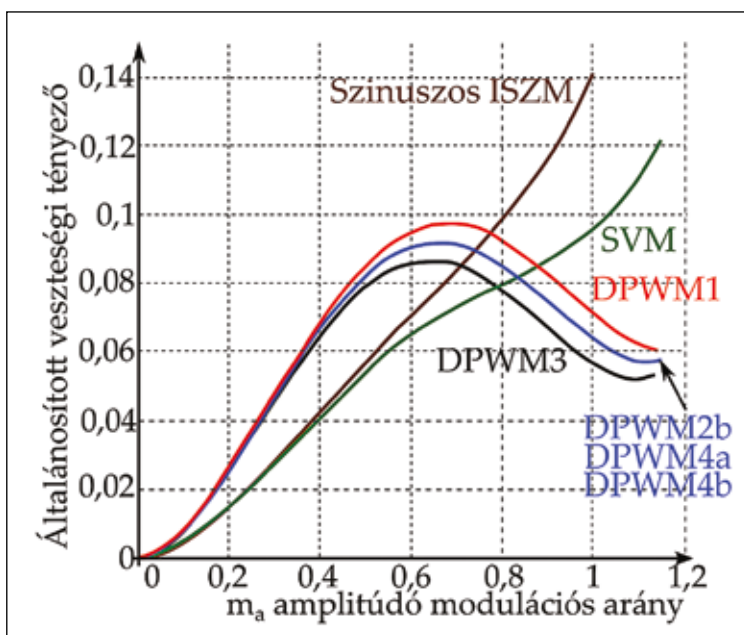
Az elmúlt évtizedben modell prediktív szabályozási módszereket egyre szélesebb körben alkalmaznak teljesítményelektronikai rendszerekben és hajtásokban is.

Prediktív ISZM technikák esetén egy matematikai modell segítségével előre megjósolható a hajtás jövőbeni viselkedése, ami alapján kiszámítható, hogy melyik következő kapcsolás a legelőnyösebb.



2. ábra Zérussorrendű komponensek és a módosított vezérlőjelek vivőfrekvenciás ISZM módszernél





**3. ábra** Veszteségi tényező értéke különböző vivőfrekvenciás ISZM módszerek esetén

Alacsony teljesítményű szervohajtásokban előforduló módszer az úgynevezett hiszterézises ISZM is. Ebben az esetben kétállású szabályzók segítségével tartjuk az inverter fázisáramait egy sávon belül. A módszer egyszerű, robusztus és könnyen megvalósítható, ugyanakkor változó kapcsolási frekvenciát eredményez.

#### 4. INVERTEREKBE ALKALMAZOTT FÉLVEZETŐ ELEMÉK

Az inverteres hajtásokban leggyakrabban szilícium alapú MOSFET és IGBT kapcsolókat használnak. MOSFET kapcsolókat inkább az alacsonyabb feszültségű, nagy áramú hajtásokban, például szervó- vagy robothajtásokban alkalmaznak, míg IGBT-k a közepes teljesítményű, nagy feszültségen működő hajtásokban egyszorúak.

Nagy teljesítményű hajtásoknál alkalmaznak integrált rácsvezérelhető IGCT kapcsolóelemeket, amik a kikapcsolható GTO tirisztorok továbbfejlesztett változatai. Ezek maximális kapcsolási frekvenciája néhány száz Hz körül van.

Napjaink teljesítményelektronikai fejlesztéseinek egyik legjelentősebb iránya az úgynevezett széles tiltott sávú félvezetők (angolul *wide gap materials*) kutatása. A leggyakrabban használt anyagok a szilícium-karbid (SiC), illetve a gallium-nitrid (GaN). A tiltott sáv nagysága azt adja meg, hogy mekkora energiával kell a félvezető elektronjait gerjeszteni ahhoz, hogy a vegyértéksávból a vezetési sávba jussanak. Szilícium-karbid esetén ez az energia körülbelül háromszorosa a szilíciuménak, ezért képesek jelentősen nagyobb feszültségen és hőmérsékleten működni.

Az ilyen félvezetőkből készített, elsősorban MOSFET tranzisztorok, számos előnyös tulajdonsággal rendelkeznek. Jó tulajdonságaik közé tartoznak: nagyon gyors kapcsolási idő, alacsony kapcsolási veszteség, alacsony és hőmérséklettől kismértékben függő vezetési ellenállás és így alacsonyabb vezetési veszteség. Továbbá a magas megengedett üzemi hőmérséklet. Ezen előnyöknek hála, nagyobb teljesítménysűrűségű, jobb hatásfokú, gyorsabb inverterek hozhatók létre belőlük, mint szilícium alapú társaikkal. Hátrányaik közé sorolható, hogy nagyobb vezérlő feszültség

kell a tranzisztorok bekapcsolásához, illetve a kikapcsoláshoz negatív kihúzó feszültség szükséges. Emellett a nagyon gyors kapcsolások során nagy feszültség- és áramváltozások mennek végbe, ami komoly zajforrás lehet. Ezek kezelése, szűrése és árnyékolása komoly kihívást jelent. Továbbá a nagy sebességű tranziensek miatt az áramkörök parazita kapacitásainak és induktivitásainak zavaró hatása is jelentősebb.

Míg GaN alapú MOSFET-eket inkább a kisebb teljesítménytartományban alkalmaznak, addig a SiC-MOSFET esetén több ezer voltos névleges feszültségű és ezer fölötti névleges áramerősségű elemek is elérhetőek ma már. Emiatt ezek a tranzisztortípusok megjelentek közepes teljesítményű, például elektromos autókban, illetve nagy teljesítményű, például vonatokban alkalmazott hajtásokban is.

A korszerű félvezető eszközöket a gyártók úgynevezett teljesítménymodulokba integrálják. Elérhető olyan modul, mely néhány tranzisztort és ellenpárhuzamos diódát tartalmaz, de kapható olyan is, ami tartalmaz vezérlő és védő áramköröket is, sőt akár a teljes alkalmazásnak megfelelő szabályzó kört.

#### 5. ÖSSZEFOGLALÁS

A cikk röviden ismertette a villamos hajtásokban alkalmazott két-, illetve többszintű feszültség invertereket, a különböző ISZM technikákat és bemutatta az inverterekben alkalmazott félvezető eszközöket.

##### IRODALOMJEGYZÉK:

- [1] Halász S., Hunyár M., Schmidt I.: Automatizált Villamos Hajtások II., Műegyetem Kiadó, 1998, ISBN: 963-4205631
- [2] Kazmierkowski, M. P., García Franquelo, L., Rodríguez, J., Perez, M., León Galván, J. I.: High-performance motor drives. IEEE Industrial Electronic Magazine, 2011, Vol. 5, Nr. 3, pp6-26.
- [3] Holmes, D. Grahame, and Thomas A. Lipo: Pulse width modulation for power converters: principles and practice. Vol. 18. John Wiley & Sons, 2003.

##### Köszönetnyilvánítás

A munka a Bolyai János Kutatási Ösztöndíj és a Nemzeti Kutatási Fejlesztési és Innovációs Hivatal (NKFIH) FK 124913 sz. pályázata támogatásával készült.



##### Halász Sándor

professzor emeritus  
BME Villamos Energetika Tanszék  
halasz.sandor@vet.bme.hu



##### Stumpf Péter

egyetemi adjunktus  
BME Automatizálási  
és Alkalmazott Informatikai Tanszék  
Stumpf.Peter@aut.bme.hu