

5. ELEKTRONIKUS KOMMUTÁCIÓJÚ MOTOROK.

Számos esetben felmerül az igény villamos hajtásokkal kapcsolatban, hogy a fordulatszámot tág határok között, folyamatosan lehessen változtatni. Az igény kielégítésére többféle megoldás is született, melyek két alaptípust, az egyenáramú motort és az aszinkron motort alkalmazták.

Az egyenáramú motor fordulatszáma könnyen és gazdaságosan változtatható, ha fokozatmentesen változtatható egyenáramú tápfeszültség áll rendelkezésünkre. Kezdetben villamos forgógép, (vezérgenerátor) szolgáltatta a változtatható egyenfeszültséget (Ward-Leonard hajtás), majd a félvezető technika fejlődésével különböző szaggatókkal a váltakozó feszültségből állítottak elő változtatható középértékű egyenfeszültséget, (hullámos egyenáram).

E megoldások azonban, amellet hogy viszonylag drága és karbantartás igényes egyenáramú motort használtak, a kiszolgáló tápforrás költségei miatt csak nagyobb teljesítmény tartományban jöhettek szóba. Kisebb teljesítményeknél maradt az olcsóbb, veszteséges armatúraköri beavatkozás, ellenállással vagy tranzisztorttal.

Az aszinkron motorok fordulatszámát változtatni tudjuk a szlip, a pólusszám és a frekvencia változtatásával.

A szlip változtatásával történő fordulatszámváltoztatás sajnos terheléstől függő, akár tápfeszültség változtatással (pl. kalickás szellőző motorok), akár csúszógyűrűs motoroknál forgórészkezi beavatkozással történik (pl. a kaszkádok).

Pólusszám változtatással csak diszkrét fokozatokban tudjuk a gép szinkron fordulatszámát változtatni.

Marad a legkényelmetlenebb megoldás, a tápfeszültség frekvenciájának változtatása. (Született ugyan egy különleges aszinkron gép, a Schrage-motor, melynek szinkron fordulatszámát stabil hálózatról táplálva is tudjuk fokozatmentesen változtatni, de a beépített tekercs és keferendszerek igen magas előállítási költséget eredményeztek.)

Az egyszerű szerkezeti felépítésű kalickás aszinkron motor tág határok közti fordulatszám változtatását kielégítő módon, változtatható frekvenciájú, háromfázisú tápfeszültség előállításával tudjuk megoldani. A félvezető és digitális technika fejlődése lehetővé tette olyan frekvencia átalakítók, (inverterek) kifejlesztését és megépítését, melyek az előzőekben vázolt fordulatszám változtatásos hajtásokkal felveszik a versenyt.

Megoldatlan maradt azonban a néhány száz wattos tartományba fordulatszám változtatás kérdése, mivel az inverterek árai ebben a tartományban többszörösen meghaladják a motor árakat.

A félvezető technika fejlődésével párhuzamosan fejlődött a metallurgia is. Felfedeztek olyan új ötvözeteket, melyekből nagy energiasűrűségű állandó mágnesek állíthatók elő, felkínálva a lehetőséget arra, hogy a forgógépek energiaátalakításához szükséges mágneses teret gerjesztési veszteség nélkül állítsuk elő. Kisteljesítményű gépeknél a gerjesztési veszteség hányad már jelentős. ezért ennek megtakarítása jelentős hatásokkal jár.

Az elektronikus kommutációjú motorban, — működési elvéből következően, — jól hasznosíthatjuk az új technikai vívmányokat, jó hatásfokú, változtatható fordulatszámú motorok megépítésére nyílik lehetőségünk.

5.1. Működési elv.

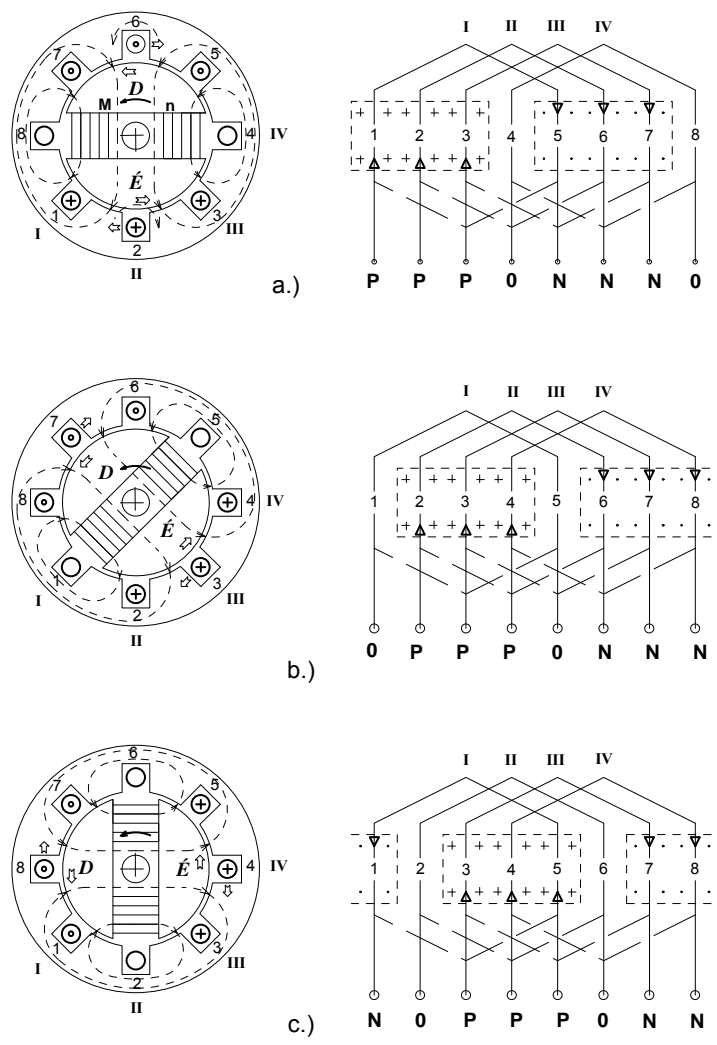
Az elektronikus kommutációjú motor működése is azon megfigyelésre vezethető vissza, hogy árammal átjárt vezetőre mágneses térben erő hat. Mint azt az egyenáramú motoroknál láthattuk, állandó irányú forgató nyomaték eléréséhez, a forgó vezető keretben az áramirányt változtatni kell, attól függően, hogy pillanatnyilag milyen polaritású mágneses térben helyezkedik el.

Az elektronikus kommutációjú motornál ezt az áramirány váltást félvezető elemek, kapcsolók alkalmazásával érjük el. Így elmarad az egyenáramú motoroknál alkalmazott mechanikus áramirány váltó, a szikrázásra hajlamos kommutátor. A kommutátorral együtt elmarad a csúszó érintkezők miatt igényelt karbantartás, a surlódási veszteségek, gyártási nehézségek, egyszóval mindaz ami a kommutátoros gépek negatív serpenyőjében szerepelt.

Mivel az áramirány váltás félvezető kapcsolókkal történik, hátrányos lenne az árammal átjárt vezetőket a forgórészen elhelyezni, ezért ezeket a gép állórészén helyezük el, a nyomaték keletkezéséhez szükséges mágneses teret pedig a forgórészen lévő állandó mágnesek biztosítják.

Az erőhatás természetesen kölcsönös az árammal átjárt vezető és a mágneses tér között. Jelen esetben a mágneses térre ható erőt hasznosítjuk, az hozzá forgásba a forgórészt.

Az árammal átjárt vezetők, hasonlóan a szinkron és aszinkron gépekhez, a lemezelt állórész vastest hornyaiban vannak. A pólusosztásnyira lévő vezetők egy vezető keretet, menetet alkotnak, az azonos horonyban elhelyezkedő meneteket pedig sorba kapcsolva tekercseket kapunk. Ezekben a tekercsekben kell az áramirányt meghatároznunk a mágneses tér pillanatnyi helyzetétől függően. Elvileg tehát egy pólusra jutó horonyszámnak megfelelő tekercsünk van, melyekben a forgórész helyzetétől függően változtatjuk az áram irányát.



5.1.ábra.

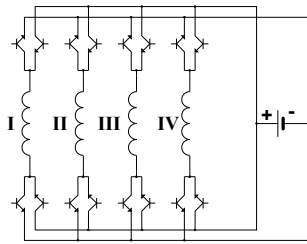
Az 5.1.ábrán négy tekercset helyeztünk el a nyolc horonnyal ellátott állórészen, furatában pedig egy kétpólusú forgórész hozza létre a mágneses teret.

Ahhoz, hogy a forgórész a reakció erő hatására az óra járásával ellentétes irányban elforduljon, az ábrán bejelölt irányú áramokat kell vezetnünk a tekercsekbe. A IV jelölésű tekercsbe felesleges áramot vezetnünk, annak vezetői jelen pillanatban semleges zónában vannak. (5.1a. ábra.)

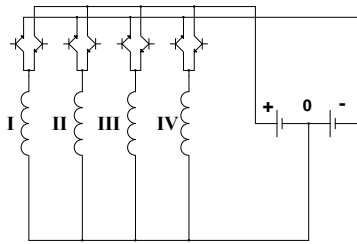
A forgórész 45°-os elfordulása után a I jelű tekercsben válik feleslegessé az áram, helyette a IV tekercsbe kell hasonló irányba áramot vezetnünk. (5.1b. ábra.)

Újabb 45°-os elfordulás utáni helyzetet mutatunk be az 5.1c. ábrán. A I jelű tekercsben az eredetivel ellentétes irányú áramnak kell folynia, hogy az erőhatás iránya ne változzon. Az 1. horonyban lévő vezetők déli, az 5. horonyban lévők északi mezőbe kerültek.

A forgórész körülfordulása során a tekercsek kezdeteit hol az áramforrás pozitív, hol a negatív kapcsával kell összekötnünk. Ez vonatkozik természetesen a tekercsek végeire is. Gyakorlatilag ez azt jelenti, hogy tekercsenként 4 kapcsoló elemre van szükségünk. (5.2.ábra.)



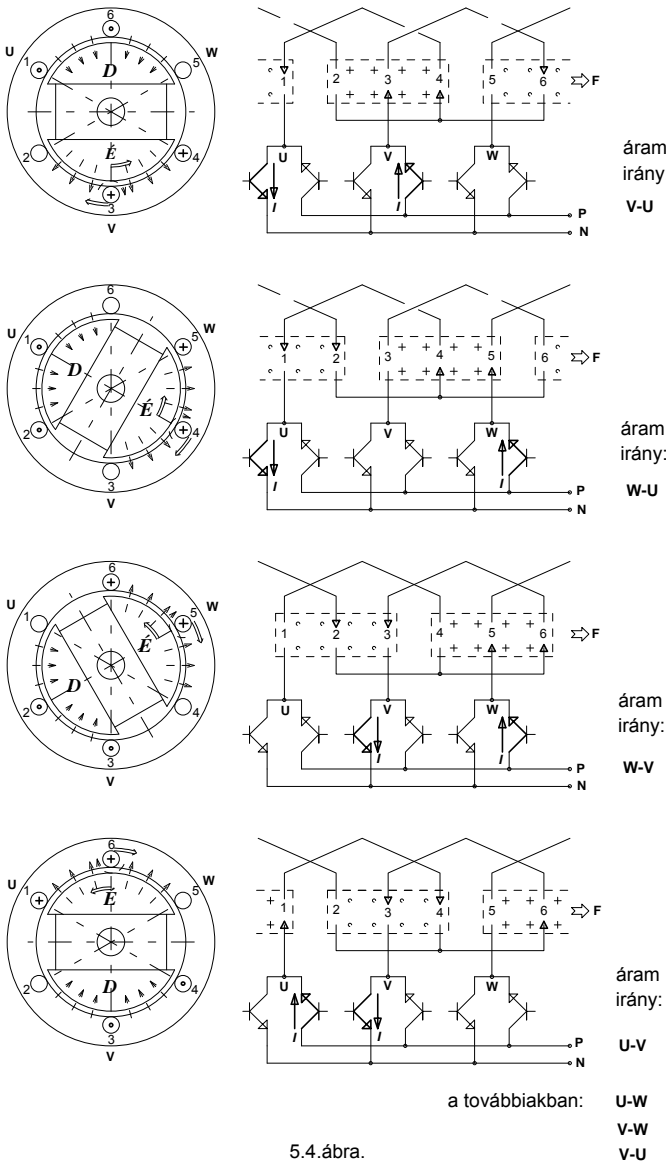
5.2.ábra.



5.3.ábra.

Felére csökkenthetjük a kapcsolók számát, ha az 5.3.ábrán bemutatott közép megcsapolásos áramforrást alkalmazzuk.

A gép működését természetesen felfoghatjuk úgy is, hogy az állórészen elhelyezett tekercselési rendszerrel egy körbe "lépkedő" mágneses teret hozunk létre, és ez a mágneses tér magával húzza a forgórészt. Az állórész mágneses terének körbefordulása kétszerannyi lépésszámban történik, mint ahány tekercsünk van. A tekercseket azonban nem szükséges egyetlen horonyban, koncentráltan elhelyezni, eloszthatjuk a kerület mentén több horonyban is, mint azt tesszük a szinkron vagy aszinkron gépeknél. Cél-szerű tehát, a kapcsoló elemekkel összerendelt tekercselési részeket *fázisoknak* nevezni.



5.4.ábra.

áram
irány:
v-U

áram
irány:
w-U

áram
irány:
w-v

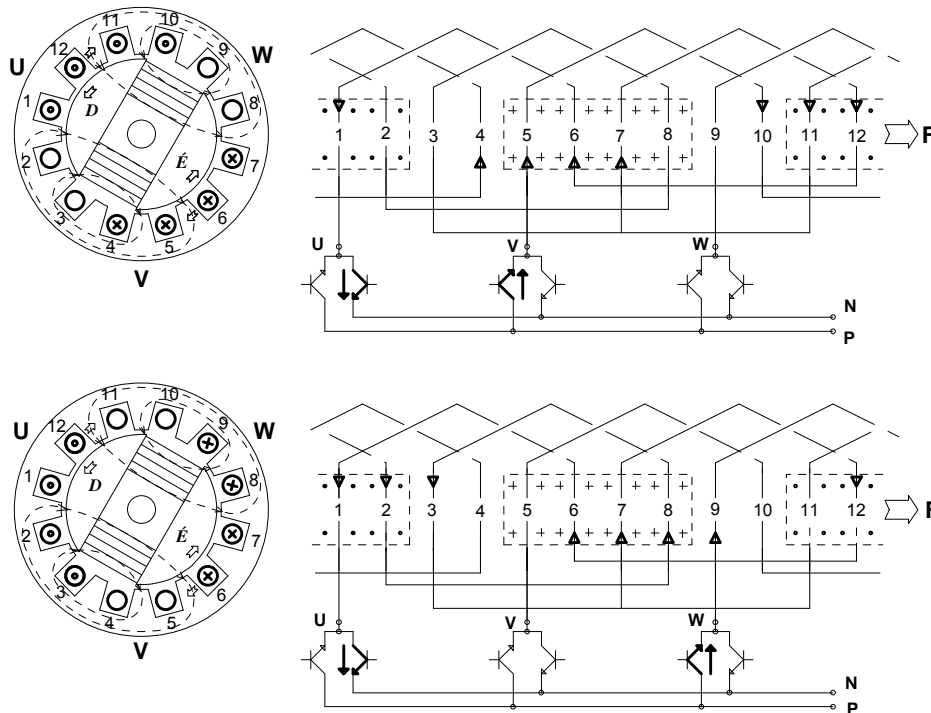
áram
irány:
u-v
u-w
v-w
v-u

Mivel az elektronikus kommutációjú motorokat viszonylag kisebb teljesítményű, olcsóbb hajtásokban kívánjuk alkalmazni, igen lényeges a félvezető kapcsolók számának csökkentése. Ezzel magyarázható, hogy az ipari gyakorlat a háromfázisú tekercseléssel történő mezőléptetést részesíti előnyben.

Háromfázisú tekercseléssel megvalósíthatjuk az armatúra gerjesztés $\alpha_{vill} = 60^\circ$ -onkénti körbeléptetését hat kapcsoló elemmel, anélkül hogy közép-kivezetésű feszültségforrást kellene építenünk. (Az 5.2.ábra szerint ezt elvileg 12 félvezetővel oldhatnánk meg.)

A hagyományos, csillagkapcsolású háromfázisú tekercselés egyik fázisán befelé folyik az áram, a másikon kifelé, a harmadik árammentes.

A forgórész mágneses terének pillanatnyi helyzetétől függően vezérelve a félvezető kapcsolókat, elérhetjük, hogy folyamatos, egyirányú erőhatás jöjjön létre a motorban.



5.5.ábra.

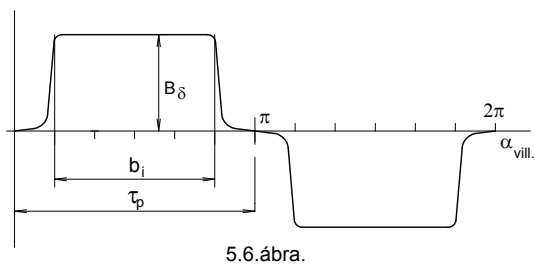
Az 5.5.ábrán $Z=12$ horonyba ágyazott, csillagkapcsolású, háromfázisú tekercselést láthatunk. A tekercselés **U**, **V**, **W** kapcsaira csatlakozó félvezetők a pillanatnyi forgórész helyzetnek megfelelően vezetik az áramot, a **V** kapcsón befolyó áram az **U** kapcsón távozik. A létrejövő erőhatás következtében a forgórész az óra járásával szemben igyekszik elfordulni. Láthatjuk, hogy a **V** fázis vezetői alól kifordul a mágneses tér, a **V** fázisban folyó áram kezd hatástalan lenni a nyomaték képzésben.

A forgórész tovább fordulásával az optimális nyomaték képzéshez már más áramirányokat kell biztosítanunk az állórész tekercselésben. Az áramot a **V** fázis helyett a **W** fázison kell bevezetnünk, a **V** fázis lesz áram mentes. Az áramirány váltásnak, az elektronikus kommutációnak, a bemutatott állapotban kell bekövetkeznie.

A.- Feszültség és nyomaték egyenlet.

A forgórész által forgatott mágneses tér feszültséget indukál az állórész tekercselésben. Mivel a forgás az állórész vezetőkben folyó áramok következtében jött létre, az indukáltfeszültség iránya természetesen olyan, hogy ezen áramok folyását akadályozza, vagyis a tápfeszültség ellen dolgozik. Állandósult állapotban a tápfeszültség és az indukáltfeszültség közti különbség tartja fenn a motoros nyomaték létrejöttéhez szükséges áramot az armatúra vezetőkben.

Ha feltételezzük, hogy a forgórész állandómágnesei által létrehozott indukció eloszlása a légrésben az 5.6.ábrán bemutatotthoz hasonló, akkor az indukáltfeszültség kiszámításához kiindulhatunk az $u_i = B \cdot l \cdot v$ alapösszefüggésből.

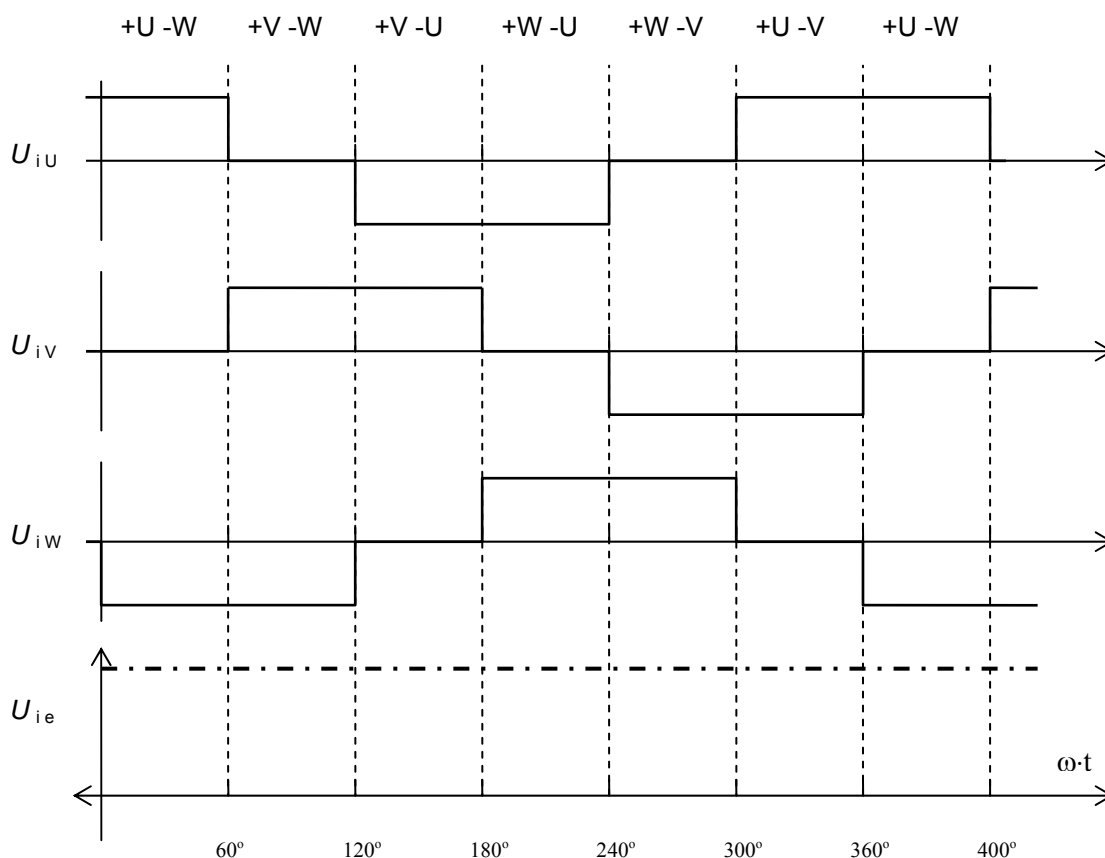


5.6. ábra.

(Az ilyen mezőeloszlású gépeket *trapéz mezős* gépeknek nevezi az irodalom.)

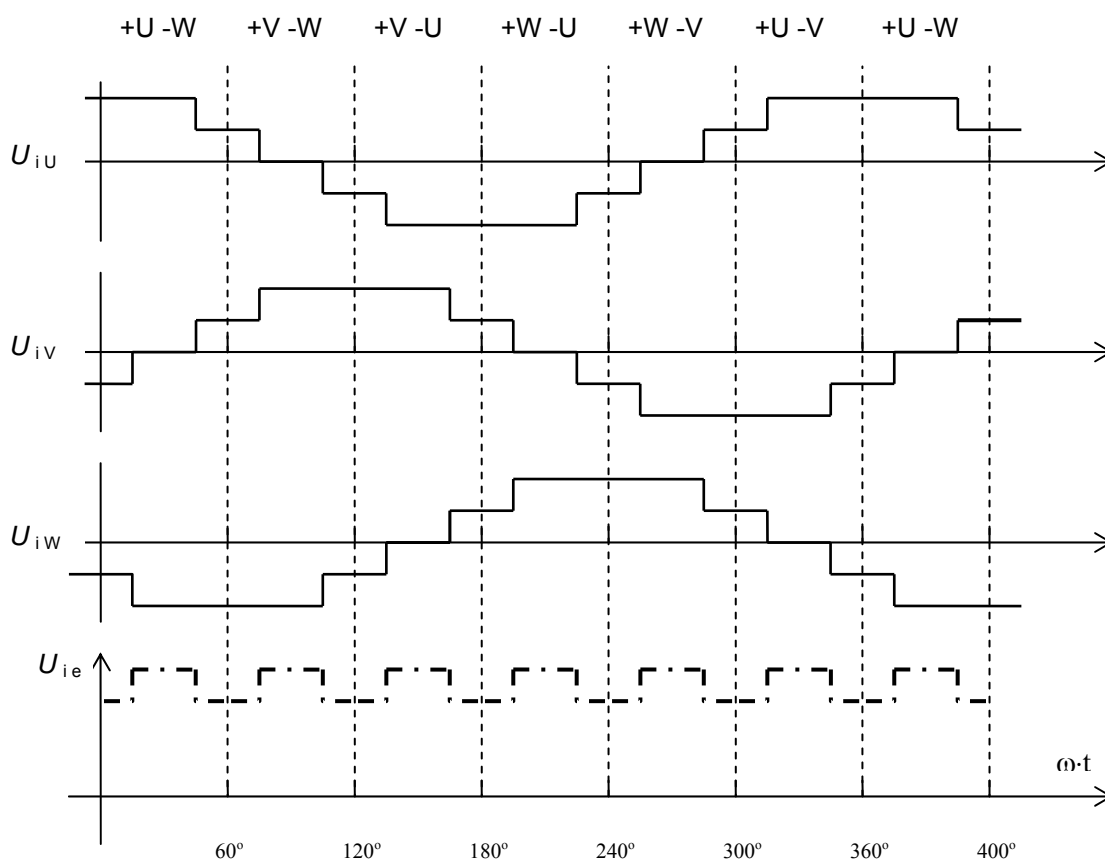
Az alapösszefüggés használatához azonban ismernünk kell az armatúra vezetői alatti indukció pillanatértékét két kommutálás közti időben.

Mivel esetünkben a kommutációk során mindig két fázis össze van kötve, az eredő indukáltfeszültséget a két fázisban indukált feszültségek előjelhelyes összegzéséből kapjuk. Az egyes fázisokban indukált feszültségek vizsgálatakor azonban azt tapasztaljuk, hogy az nemcsak a forgórész által létrehozott B_δ légrésindukció nagyságától függ, hanem az állórésztekercselés térbeli elosztásától is.



5.7. ábra.

Az 5.7.ábrán egy $b_i = 120^\circ$ pólusívű mágneses tér forgása során indukált feszültségeket ábrázoltuk az egyes fázisokban, $q = 1$ esetén. Az ábrába bejelöltük az ideális kommutáció határait, és az ábra alján az összekötött fázisokban elméletileg megjelenő eredő indukáltfeszültséget.



5.8. ábra.

Az 5.8.ábrán szintén egy $b_i = 120^\circ$ pólusívű mágneses tér forgása során indukált feszültségeket ábrázoltuk az egyes fázisokban, de a pólusonkénti és fázisonkénti horonyszámot $q = 2$ -re növeltük. Az ábrán jól megfigyelhető, hogy a tekercselés térbeli elosztása miatt a tápfeszültséggel egyensúlyt tartó indukáltfeszültség — még idealizált esetben is —, csak koncentrált ($q = 1$) tekercselésnél lesz állandó. Ez pedig azt jelenti, hogy a kapocs- és indukált-feszültség különbsége által megindított armatúra áram hullámos lesz.

Csökkenhető az indukáltfeszültség hullámossága, ha 120° -nál nagyobb pólusívű mágneses teret állítunk elő. (120° -nál kisebb pólusív 60° -os léptetésnél még $q = 1$ esetében is hullámos indukáltfeszültséget eredményez.)

Mivel a nyomaték az áram középértékétől, a tekercselési veszteség az effektív értéktől, a félvezetők terhelhetősége pedig az áram csúcserőértékétől függ, az áram hullámosságát célszerű a lehetőségekhez képest a legkisebb értéken tartani.

Ha feltételezzük, hogy a fázis vezetői két kommutálás közti időben végig maximális indukciójú térben tartózkodnak, az $u_i = B \cdot l \cdot v$ összefüggés alapján egy vezetőben $u_i = B_\delta \cdot l_i \cdot D_a \cdot \pi \cdot n$ feszültség indukálódik.

Egy fázisonként N menetszámú tekercsnek $2N$ számú vezetője tartózkodik mágneses térben, ezért a fázistekercsben $u_{if} = B_\delta \cdot l_i \cdot D_a \cdot \pi \cdot 2N \cdot n$ feszültség indukálódik.

Az 5.7. és 5.8. ábrák kapcsán azonban beláthatjuk, hogy a pólusívtől és térbeli elosztástól függően az eredő indukált feszültség alkalmanként kisebb, mint a fázisokban maximálisan indukált feszültségek kétszerese. (A csökkenéshez hozzájárulhat még a nem ideális helyzetben történő kommutálás is.) Háromfázisú, csillagkapcsolású tekercselésben az eredő indukált feszültséget ezért a fázisokban indukálódó feszültség k -szeresével vehetjük számításba:

$$u_i = k \cdot B_\delta \cdot l_i \cdot D_a \cdot \pi \cdot 2N \cdot n = k \cdot c \cdot n.$$

A k tényező értéke adott geometriai elrendezés esetén is változik a terheléstől függően. Az armatúra áram mágneses tere a légrésindukció eloszlását befolyásolja, a terhelés növekedésével megváltozik az erővonalak eloszlása, az egyes útvonalak mágneses telítettsége.

Az elektronikus kommutációjú motor feszültség egyenlete, hasonlóan a többi villamos géphez, állandósult állapotban a hálózati feszültség és a gépben létrejövő feszültségek egyensúlyát tükrözi:

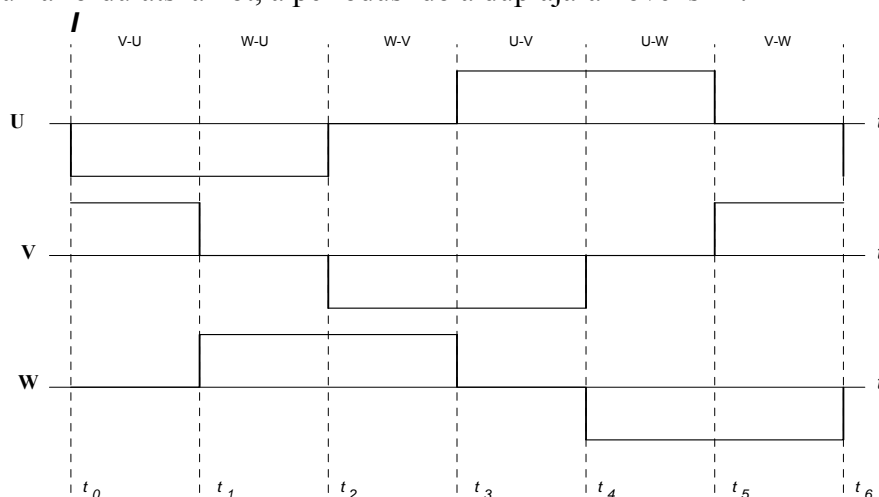
$$U = u_i + \Delta u_a,$$

ahol Δu_a az M nyomatékkal terhelt motor armatúraköri feszültségesése.

(Az egyenletekben nem szerepel vektor jelölés, pedig a fázistekercsekben a feszültség is, és az áram is váltakozik. Ám ez a váltakozás nem szinuszos lefolyású, a forgó vektorokat pedig a szinuszosan váltakozó mennyiségek leképzésére vezettük be.)

A motor armatúraköri feszültségesése terhelő áramtól függő feszültségeséseket tartalmaz.

Az armatúra áram idealizált változása az egyes fázisokban, a 60° -os kényszerkommutálás miatt az 5.9. ábra szerint történik. Ha a tápfeszültség változtatásával pl. felére csökkentjük a fordulatszámot, a periódus idő a duplájára növekszik.



5.9. ábra.

A feszültségesések közül talán legegyszerűbben a tekercselés ohmos ellenállása miatt létrejövő feszültségesés tárgyalható. Az egyenáramú méréssel meghatározott ohmos ellenállásból attól függően kaphatjuk meg a feszültségesést, hogy milyen

árammal szorozzuk (effektív vagy közép érték). Azonban bármelyik módszerrel is számítjuk az ohmos feszültségesést, a nem szinuszosan változó áram felharmonikusai miatt fellép az áramkiszorítás jelensége, a tényleges feszültségesés nagyobb lesz az egyenáramú ellenállásból számítottnál.

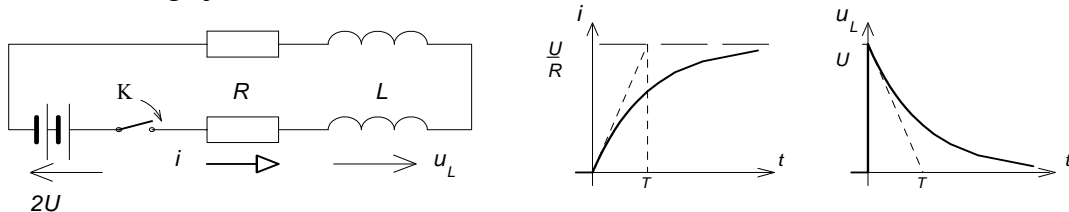
A járulékos rézveszteségek csökkentése érdekében tehát, több párhuzamos szál alkalmazásával kell létrehozni a szükséges vezető keresztmetszetet az armatúra tekercselésben.

Az armatúra áram változása természetesen nem következhet be pillanatszerűen egy mágneses kört is tartalmazó áramkörben. A vasba ágyazott armatúra tekercselésnek ohmos ellenállása mellett jelentős induktivitása is van. Az induktivitás miatt keletkező feszültséget az $u_L = L \cdot \frac{di}{dt}$ egyenlettel jellemezhetjük. (A szinkrongépeknél használt, sokkal kényelmesebb $\bar{U}_S = \bar{I} \cdot jX_S$ összefüggés a nem szinuszos változás miatt most nem alkalmazható.)

E feszültség az áram változását gátolni igyekszik. A kommutálás kezdetén, az áramot megindító feszültségkülönbséget ($U - U_i$) csökkenti, a kommutálás végén a megszűnő áramot pedig fenn akarja tartani.

A kommutáció során folyó áramok vizsgálata előtt idézzük fel, hogyan változik egy ellenállásból és induktivitásból álló áramkörben az áram, síma egyenfeszültség be és kikapcsolásakor. Ábráinknál egy kissé eltérünk a klasszikusnak számító példaktól.

Az 5.10. ábrán az áramkör bekapcsolásakor fellépő áram és feszültség időbeni változását vizsgáljuk.

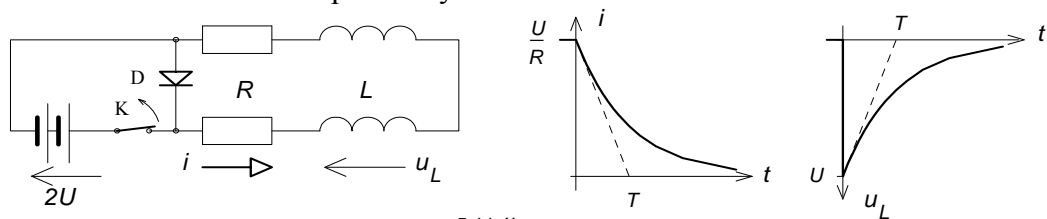


5.10. ábra.

A körben meginduló áramot az $i = \frac{U}{R} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right)$, az induktivitáson fellépő feszültsé-

get az $u_L = U \cdot e^{-\frac{t}{T}}$ exponenciális egyenletek írják le, ahol $T = \frac{L}{R}$ az időállandó.

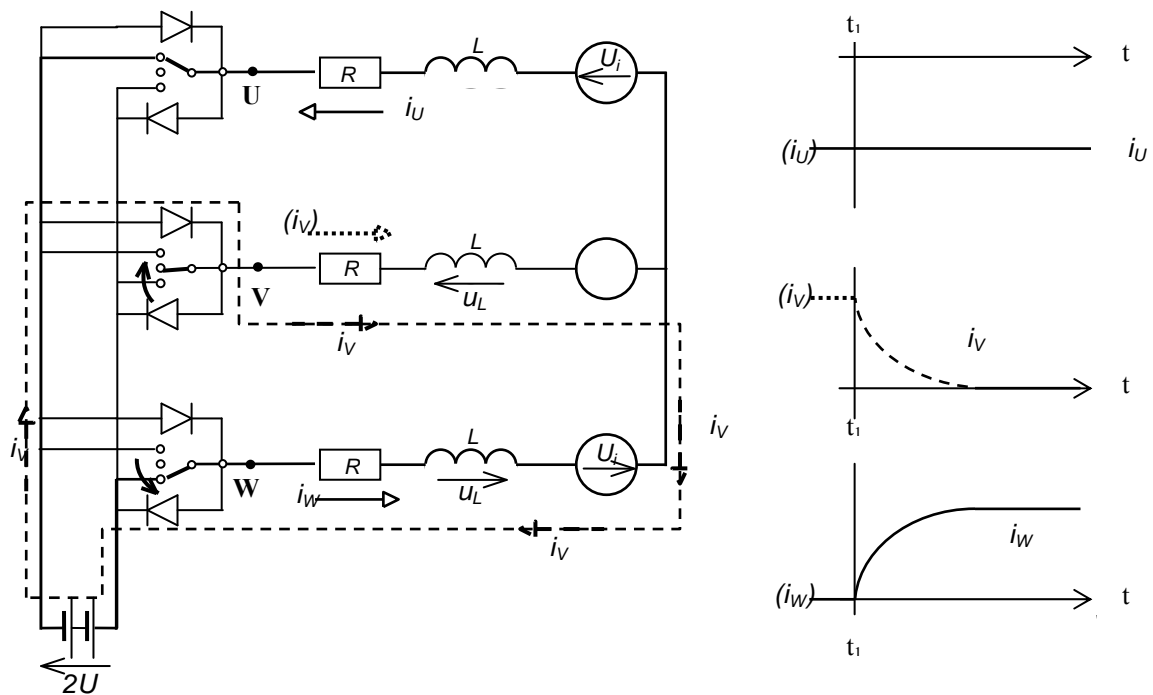
Az 5.11. ábrán az induktivitásokban felhalmozott mágneses energia egy diódán keresztül használódik el a kapcsoló nyitásakor.



5.11. ábra.

A körben folyó áram az $i = \frac{U}{R} \cdot e^{-\frac{t}{T}}$ egyenlet szerint csökken nullára, az induktivitás feszültsége $u_L = -U \cdot e^{-\frac{t}{T}}$ szerint változik.

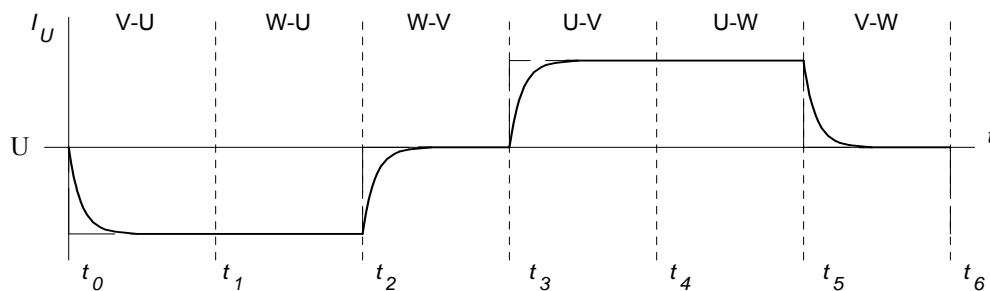
E rövid áttekintés után, a kommutálási pillanatot bemutató 5.5. ábra alapján, helyettesítő vázlatot rajzoltunk az egyes fázisokban folyó áramok időbeli változásának minőségi vizsgálatához. Az 5.12. ábrán a félvezető kapcsolókat mechanikai kapcsolókkal helyettesítettük, viszont berajzoltuk a félvezetők védelmét biztosító diódákat. A diódáknak fontos szerepük van az induktív áram megszakításában, a felhalmozott mágneses energia elvezetésében.



5.12. ábra.

A tápfeszültség pozitív sarkának a V fázisról a W fázisra történő átkapcsolásakor (5.9.ábra t_1 időpillanata), az u_L induktív feszültség hatására fellépő tranziens áram (i_v) útvonalát szaggatott vonallal jelöltük. (A kapcsolás előtti áramok értékeit zárójelben (pl.: (i_v)) tüntettük fel.) E tranziens áram kialakulásához az induktív feszültségek összegének nagyobbak kell lennie a kapocsfeszültségnél. Az U fázisban az áram értéke nem változik.

A gondolatmenet alapján az 5.9.ábra idealizált jelalakjait közelebb hozhatjuk a valósághoz. Az 5.13. ábrából láthatjuk, hogy a tekercselés induktivitása az áram hullámosságát, felharmonikus tartalmát növeli, mely a motor működése szempontjából nem szerencsés (járulékos rézvesztés).



5.13.ábra.

Az áramváltozás hatására megjelenő induktív feszültségek az armatúraköri feszültségesést növelik, a fázisokban folyó áramok középértéke is csökkenni fog.

Az armatúraköri feszültségesés kategóriába sorolható még a félvezető kapcsolókon létrejövő feszültségesés is, hasonlóan az egyenáramú gépek kefefeszültség eséséhez. Különösen igaz ez a kisfeszültségű gépeknél alkalmazott MOSFET-ekre, vagy a nagyobb feszültségűeknél használt IGBT-k esetén. (Pl.: egy kisfeszültségű MOSFET-en 20 A átfolyása esetén kb. 280 mV feszültségesés jelentkezik.)

Az elektronikus kommutációjú motor nyomatékát az árammal átjárt armatúra vezetők, és a forgórész mágneses terének kölcsönhatása hozza létre. Összefüggést a motor árama és nyomatéka között a mágneses térben árammal átjárt vezetőre ható erő meghatározásával kereshetünk.

Alapösszefüggés az erőhatás kifejezésére: $\vec{F} = \vec{I} \times \vec{l} \times \vec{B}$.

Jelen geometriai elrendezésnél használhatunk skaláris szorzatot, mert a vektorok egymásra merőlegesek: $F = B \cdot l \cdot I$.

Vonatkoztassuk a légrésre az indukcióval együtt az árammal átjárt vezetőt, és a vezető valamint a mágneses tér közt fellépő erőhatást is. Ha egy fázisban póluspáronként N^* menetszámú vezető van, és azokban I áram folyik, akkor az l hosszúságú és D átmérőjű légrésben $M_f^* = D \cdot F_f^* = D \cdot N^* \cdot I \cdot l \cdot B_\delta$ nyomaték jön létre.

Mivel a póluspáronkénti menetszám $N^* = \frac{N}{p}$, az N menetszámú fázistekercs által létrehozott nyomaték: $M_f = p \cdot M_f^* = D \cdot N \cdot I \cdot l \cdot B_\delta$.

Ideális esetben két fázis vezetői vesznek részt a nyomatékképzésben, a csillagkapcsolású, háromfázisú elektronikus kommutációjú motor villamos nyomatékát, hasonlóan az indukáltfeszültségnél használt k tényezővel számolva, az

$$M = k \cdot B_\delta \cdot l_i \cdot D \cdot N \cdot I = k \cdot \frac{c}{2\pi} \cdot I \cdot \phi$$

összefüggéssel jellemezhetjük.

Az összefüggés gyakorlati alkalmazásának van egy kényes kérdése. Milyen áramot helyettesítsünk a képletbe I értékeként, hogyan mérhető ez a csak minőségileg ismert jelalakú hullámos áram?

A kérdés megválaszolását leegyszerűsítjük, ha végiggondoljuk, hogyan jött létre ez a hullámos áram: az egyenáramú feszültségforrás által szolgáltatott áramot kapcsolgatjuk az egyes fázisokra. Ha összevonjuk a kapcsoló elektronikát a motorral, és eltekintünk az elektronika áramfogyasztásától, az egyenfeszültségű tápforrásból felvett áram folyik a fázisok vezetőiben, az vesz részt a nyomatékképzésben. Ennek az áramnak a középértéke pedig közönséges Deprez műszerrel mérhető.

Meg kell ugyan jegyeznünk, hogy a kérdésre adott válasz csak idealizált esetben helytálló. A tekercselés induktivitása okozta hullámosság, valamint a tekercsek térbeli elosztása, és az alkalmazott mágnes pólusíve által létrejövő nyomaték csökkenéseket e módszerrel nem vehetjük figyelembe. Figyelmen kívül kell hagynunk az armtúravisszahatás mezőtörzítő hatását is, valamint a kommutációs pontatlanságok miatt bekövetkező nyomaték kieséseket.

Összegezve: a közölt képletből számítható nyomatéknál a motor villamos nyomatéka is kisebb lesz. A motor tengelyén mérhető nyomaték, a kisteljesítményű motoroknál jelentős hányadot képviselő surlódási nyomaték hatására tovább csökken.

B.- A forgórész helyzet meghatározása.

Az állórész vezetőkben folyó áramirányok meghatározásához ismernünk kell a forgórész által létrehozott mágneses tér pillanatnyi helyzetét. A háromfázisú elektronikus kommutációjú motornál a 60° -os léptetés miatt a mágneses tér helyzetét 60° -onként határozzuk meg.

Erre kétféle lehetőség kínálkozik:

a.- A forgórész helyzetének optoelektronikus figyelése az állórészhez képest.

A módszer előnye, hogy pontos, vonalszerű helyzetmeghatározást tesz lehetővé mindkét forgásirányban, gyakorlatilag hiszterézis nélkül. Hátránya, hogy szennyeződésre érzékeny, valamint beépítése és ára drágább, mint a mágneses érzékelőé.

b.- A forgórész által létrehozott mágneses tér helyzetének meghatározása mágneses tér érzékelő HALL-IC segítségével. Működésük a Hall effektuson alapszik, az IC-k egy Hall-generátort, és egy ehhez kapcsolódó Schmitt-triggert tartalmaznak. Kimeneti feszültségük kétféle értéket vehet fel, (igen vagy nem), attól függően, hogy a Hall-generátor milyen irányú mágneses térrel kapcsolódik. A logikai szint megváltoztatásához a mágneses tér irányának ellenkezőjére kell változnia (kb. $\pm 0,1$ Tesla küszöbérték). Szintváltozás tehát csak ellentétes irányú mágneses tér hatására jön létre. Az IC-k által kiadott digitális jelek közvetlenül alkalmasak a meghajtó fokozatok vezérlésére, nem szükséges kiegészítő áramkör építése.

A közvetlen forgórész tér figyelésnek több hátránya is van:

- a mágneses teret érzékelő HALL-IC-k beépítésének esetenként konstrukciós nehézségei vannak,
- több póluspárú gépeknél a póluspárok közti aszimmetria a kommutációnál minden pólusnál jelentkezik,
- az armatúra mágneses tere zavarhatja az érzékelést,
- legnagyobb hátrány azonban, hogy két forgásirányú gépnél duplázni kell az érzékelők számát, és a mágneses tér helyzetét jellemző kódsorozatot külön csatornán kell szállítani a kapcsoló elemek meghajtó fokozatába.

A felsorolt hátrányok többsége kiküszöbölhető, ha a forgórész pólusszámával megegyező pólusszámú, független mágneses teret hozunk létre, ún. jeladó mágnessel. E jeladó mágnes helyzetét a forgórész mágneses terével összerendeljük, azt leképezzük a jeladók számára, a lehetőségekhez mérten minél keskenyebb semleges zónával..

A mágneses tér állórészhez viszonyított helyzetét 60° -os léptetésnél 3 db. HALL érzékelővel egyértelműen meghatározhatjuk. Az érzékelőket egymáshoz képest 120° vagy 60° -ra (villamos) helyezhetjük el.

Az 5.14.ábrán egy kétpólusú mágneses tér figyelését követhetjük nyomon. A mágneses tér elfordulása során, 60° -onként a 3 db. HALL-IC egy digitális jelsorozatot (jeladó kód) állít elő, melyet a vezérlő elektronikába továbbítva biztosíthatjuk a megfelelő áramirányt a tekercselésben. Az ábrákon a kommutálás utáni pillanatokat rögzítettük, a jeladó mágnes tárcsa észak-dél mágneshatára az érzékelőkhöz érve, megváltoztatja azok igen-nem állapotát. A kiadott bináris jelsorozat a forgórész mágneses teréhez rendelt jeladó 60° -onkénti elfordulását egyértelműen jellemzi.

Láthatjuk, hogy 120° vagy 60° -os elhelyezésnél különböző jelsorozatot kapunk, ezt a dekódolásnál kell figyelembe venni. A három jelből álló sorozatban vannak kihasználatlan kombinációk. 120° -nál a (000) és az (111), 60° -os elhelyezésnél a (010) és az (101). Adott elhelyezésnél az ilyen jelsorozat megjelenése hibaüzenetként vehető figyelembe.

A félvezető kapcsolókat a meghajtó fokozatba épített dekódoló egység biztosítja a jelsorozat alapján, hogy adott forgórész pozícióban melyik fázis legyen összekötve a tápfeszültség pozitív ill. negatív sarkával. Az egység kereskedelmi forgalomban kapható integrált áramkör, melyen ki lehet választani, hogy 120° vagy 60° -onként helyeztük el az érzékelőket.

Ennek az egységnek a segítségével dönthetjük el a motor forgásirányát is.

Mint azt a működési elv leírásánál láthattuk, a forgórészre ható erő irányát a mágneses térben tartózkodó vezetőkben folyó áram iránya határozza meg. Megváltozott forgásirányhoz tehát ugyanazokban a fázisokban, ellentétes áramirányt kell biztosítani.

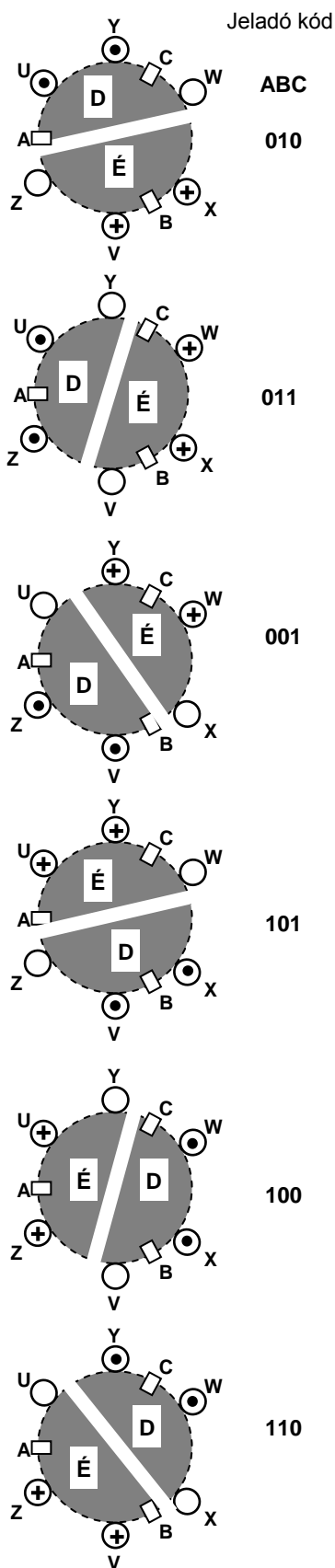
HALL érzékelők 120°-os elhelyezése

Forgásirány



Áramirány

HALL érzékelők 60°-os elhelyezése



+V -U

+W -U

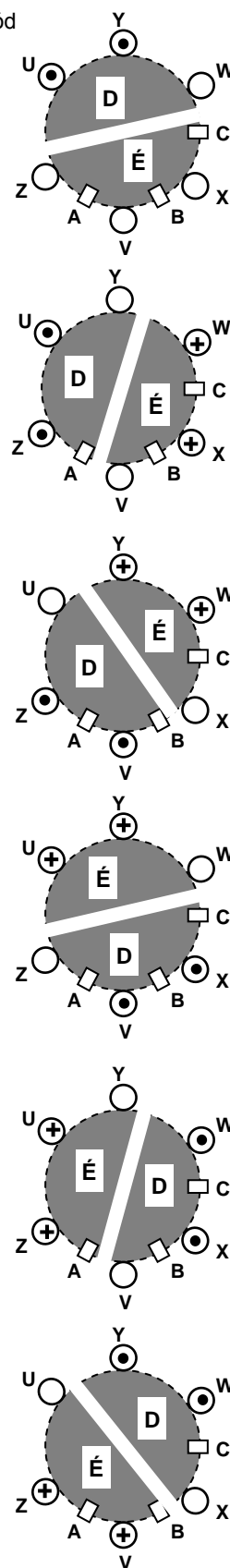
+W -V

+U -V

+U -W

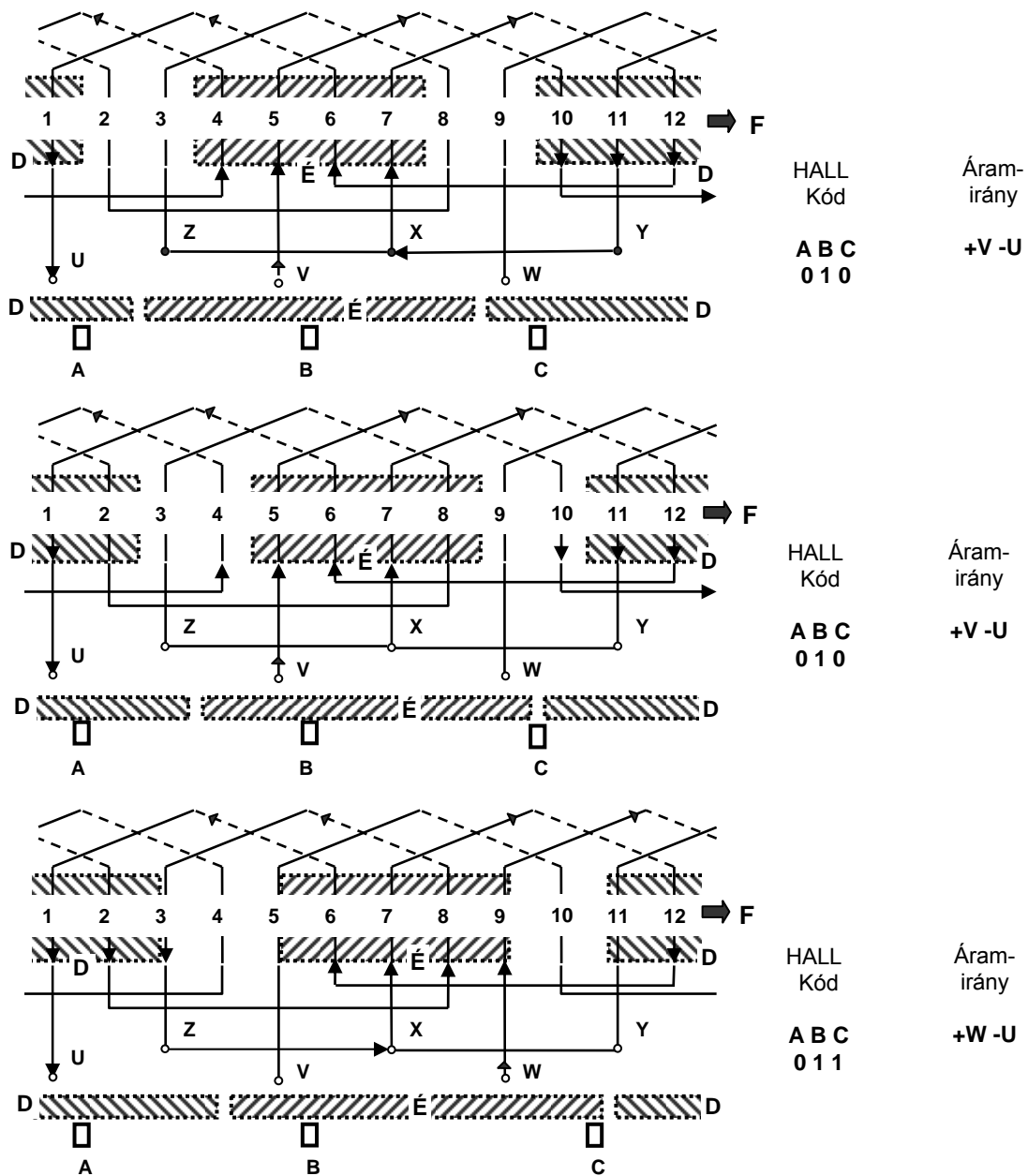
+V -W

Jeladó kód



5.14. ábra

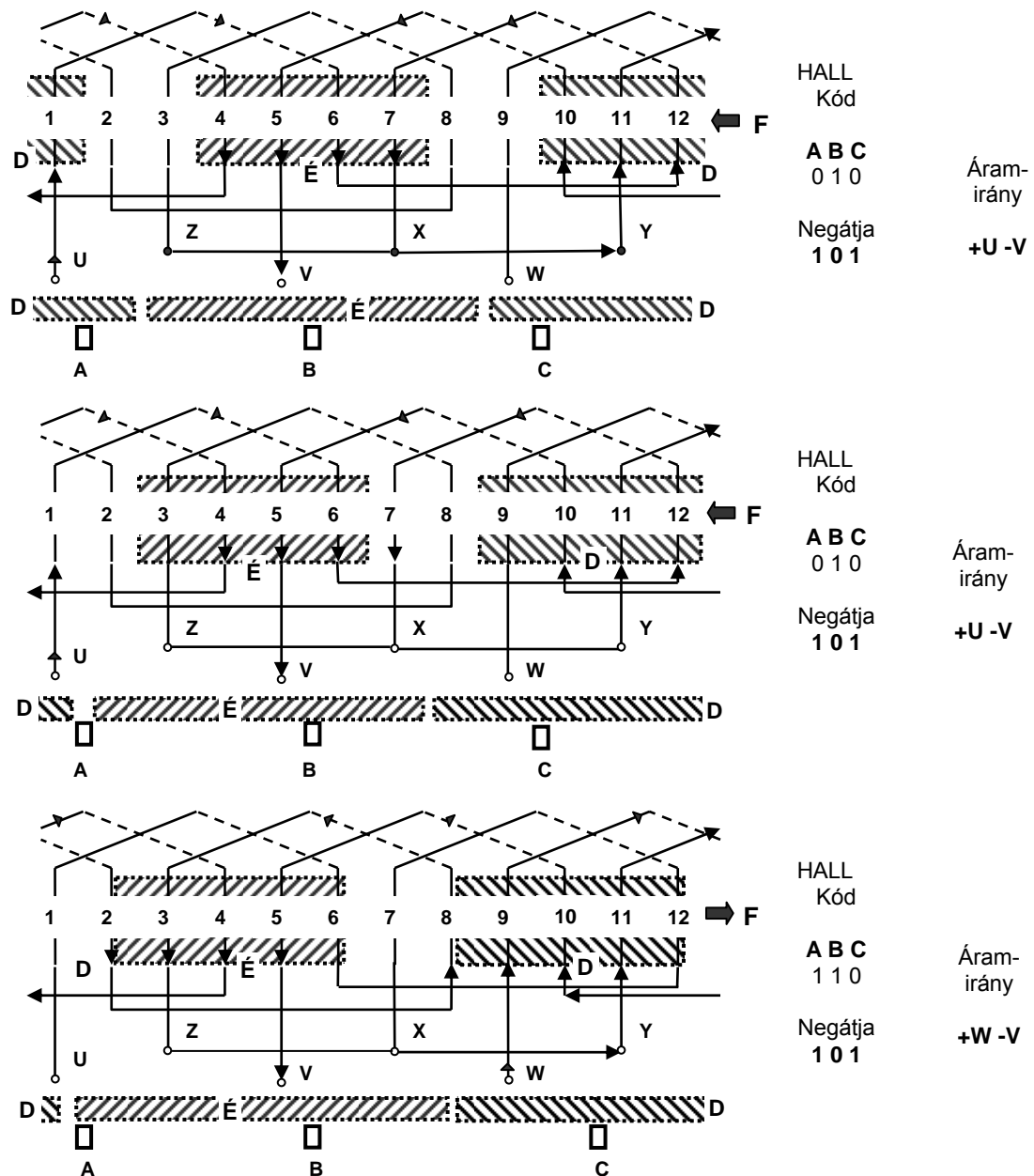
Az 5.15. ábrán egy $Z=12$ hornyos tekercselés síkba kiterített vázlata látható. A forgórész helyzetét jeladó mágnessel, és egymástól 120° -ra elhelyezett H_A , H_B és H_C HALL-IC-vel figyeljük.



5.15. ábra

Az ábrán bemutatott forgórész helyzetben, ha azt akarjuk, hogy a forgórész az óra járásával szembe forogjon, a V fázist a pozitív sínre, az U fázist a negatívra kell csatlakoztatnunk. A (010) jelsorozatnak a V -U áramirány felel meg. A forgórész elfordulása során elérkezik a kommutálási határhoz, a H_C jelű IC északi mezőbe kerül, a jelsorozat (011)-re vált. E kódnek a W -U áramiránynak kell megfelelnie. (Lásd még 5.14. ábra baloldali oszlopát.)

Az 5.16.ábrán az előbbivel ellentétes forgásirányt kívánunk megvalósítani. Ehhez az U fázison kell bevezetnünk az áramot, és a V fázison elvezetni. Az U -V áramirányt a meghajtó fokozat logikája (101) kód hatására hozza létre, ami a pillanatnyi jelsorozat negátja. A kommutálási határhoz érve, most a H_A jelű IC vált logikai szintet, a kód (110)-ra változik. A folyamatos nyomatékképzéshez most W -V áramirányt kell biztosítanunk. Az új kód negátja (001), ennek a hatására pedig a meghajtó logika pontosan erre az áramirányra ad utasítást.



5.16. ábra

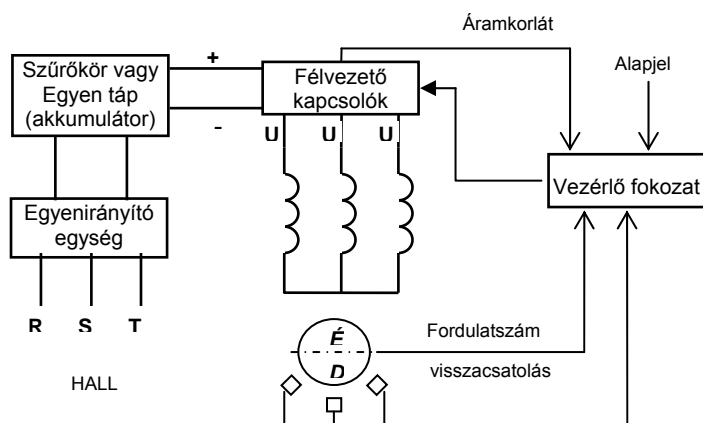
Összegezve a leírtakat megállapíthatjuk, hogy a fogásirány megváltoztatásához a forgórész helyzetét leíró jelsorozatot dekódolás előtt negálni kell.

5.2.Szerkezeti felépítés.

Az elektronikus kommutációjú motor szerves és elengedhetetlen részét képezi az állórészvezetőkben, a forgórész helyzetnek megfelelő áramot biztosító *elektronika*.

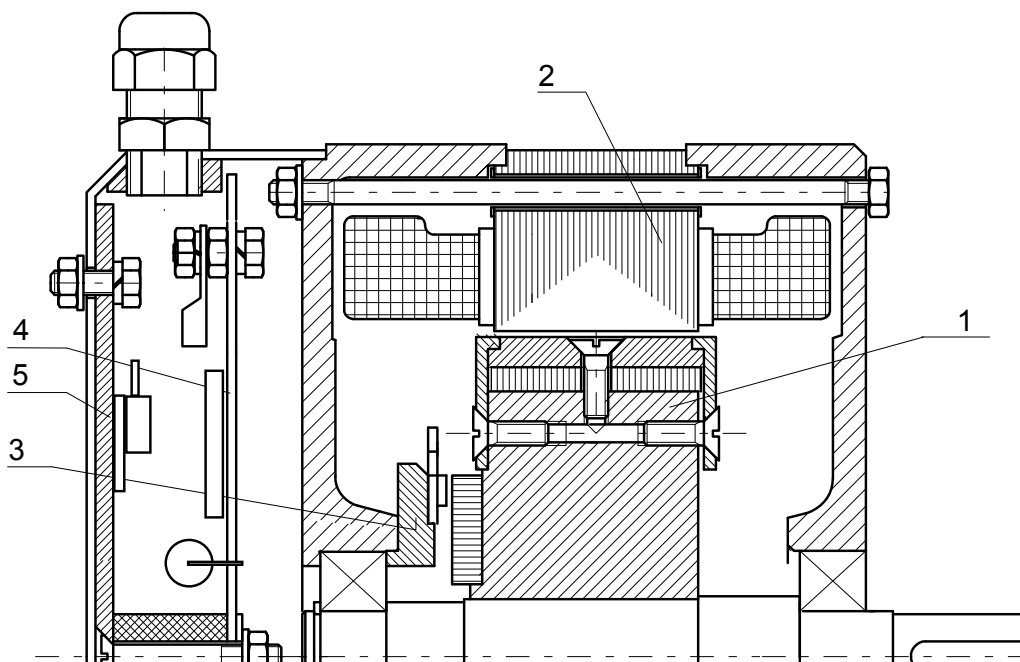
Ez az elektronika teszi lehetővé, hogy hagyományos motor helyett kevés többlet költséggel tetszőleges bonyolultságú komplett hajtást építsünk. A hajtás bonyolultsága az egyszerű fordulatszám változtatástól az áramkorláttal ellátott, fordulatszám szabályozott, visszatáplálásos fékezésű, négy negyedes hajtásig terjedhet.

Az elektronikus kommutációjú motor, és egyben hajtás blokk vázlatát az 5.17.ábrán láthatjuk.



5.17. ábra.

Az 5.18.ábrán elektronikával egybeépített, 0,5 kW nagyságrendű elektronikus kommutációjú motor hosszmetsetét mutatjuk be. A motor akkumulátoros jármű hajtására készült.



5.18. ábra.

A motor a következő főbb szerkezeti egységekre tagolható:

- forgógép: állandó mágnesű forgórész (1),
tekerceslt állórész (2),
forgórész helyzetérzékelő (3);
- elektronika: meghajtó és vezérlő fokozat (4),
félvezető kapcsolók (5).

Bár esetenként a forgógép kompakt egységet képezhet az őt meghajtó elektronikával, általánosabb a forgógép — elektronika tagozódás.

Könyvünk jellegéből adódóan a továbbiakban a forgógép szerkezeti felépítésével foglalkozunk részletesebben.

A.- Állandó mágnesű forgórész.

A metallurgia fejlődése lehetővé tette olyan nagy energia tartalmú állandó mágnesek ipari előállítását, melyek alkalmasak egyes energia átalakítók mágneses terének bizsítására. Ilyen fajta energia átalakító az elektronikus kommutációjú motor is, melynek működése során nem szükséges változtatnunk a mágneses tér erősségét. (Nincs a szinkrongépeknél igényelt meddő-energiagazdálkodás, és az egyenáramú motoroknál esetenként alkalmazott gerjesztéssel történő fordulatszámváltoztatást teljes egészében a tápfeszültség szaggatásával oldjuk meg.)

1. Az alkalmazott állandó mágnesek fajtái.

Az elektronikus kommutációjú motorok mágneses terének felépítésére használt állandó mágneseket két nagy csoportba oszthatjuk: ferrit, és ritkaföldfém alapanyagú mágnesek.

a.) Ferrit mágnesek.

A ferrit mágneseknél a vason kívül kétféle elemet alkalmaznak ötvözőként, báriumot (Ba) vagy stronciumot (Sr).

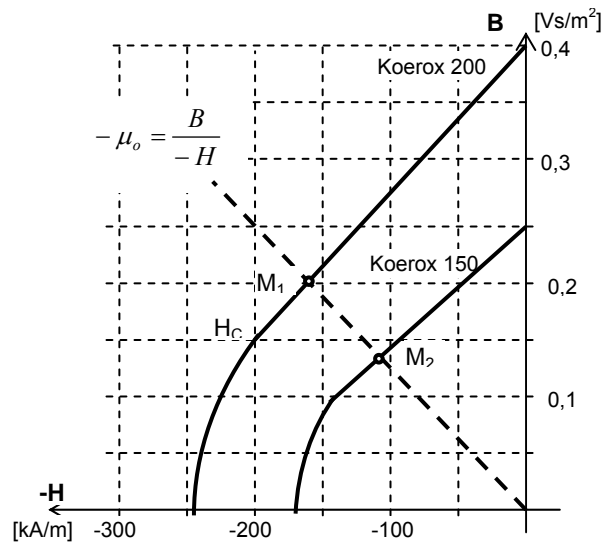
A mágneseket porkohászati úton állítják elő. Az előállítás során az alapanyagok egy része báriumferritté ($\text{BaFe}_{12}\text{O}_{19}$), vagy stronciumferritté ($\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$) alakul át, ezért ezeket a mágneseket oxid mágnesként is emlegetik.

A megfelelő arányban előkészített (hőkezelt) anyagokat porrá őrlik, és vízzel keverve a kerámiákhoz hasonlóan, a kivánt alakú formákba préselik. A préselés mágneses térben, viszonylag nagy nyomáson történik, hogy minél kevesebb kötőanyagot (vizet) legyen szükséges felhasználni. Így csökkenthető a szárításnál (előégetésnél) bekövetkező zsugorodás, méretváltozás.

Az előégetést esetenként követheti némi mérettartást elősegítő mechanikai megmunkálás (forgácsolás, köszörülés), bár az előégetett kerámia mágnesek még rendkívül sérülékenyek.

Az előégetés után 1150°C...1250°C-on történik az alkotóelemek "összeégetése", a szinterezés. Ekkor nyeri el végleges keménységét és szilárdságát a mágnes. Szigorúbb mérettűrésű mágneseket ezt követően köszörülik névleges méretre.

A ferrit mágneseket a gyártó cég a megrendelő kívánságának megfelelően felmágnesezett vagy mágnesezetlen állapotban szállítja.



5.19. ábra

Az 5.19.ábrán egy erősebb és egy gyengébb remanens indukciójú ferrit mágnes lemágnesezési görbéjét láthatjuk. Érdekessége a jelleggörbéknek a felső egyenes szakasz, melynek meredeksége μ_o nagyságrendjébe esik.

$$\mu_p = \frac{\Delta B}{\Delta H} = \frac{0,2}{160 \cdot 10^3} = 1,25 \cdot 10^{-6} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$$

Amennyiben felmágnesezés után a lemágnesező térerősség ($-H_m$) nem csökkenti az állandó mágnes B_m indukcióját az egyenes szakasz alá, (a mágnes munkapontja az egyenes szakaszon marad,) akkor a lemágnesező térerősség megszűntével a mágnes gyakorlatilag visszanyeri B_r remanens indukcióját.

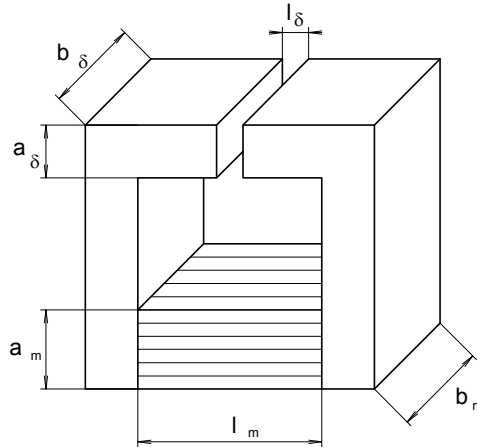
A diagramba szaggatott vonallal berajzoltuk a teljesen nyitott mágnes munkapontját meghatározó $\frac{B_m}{-H_m} = \mu_o$ egyenest. Az ábrából jól látható, hogy az M_1 és M_2 munkapont mindkét mágnes típusnál az egyenes szakaszon maradt, ezek a mágnes típusok nyitott mágneskörrel szállíthatók.

Itt kell felhívni a figyelmet az állandó mágnesek paramétereinek hőfok függőségére.

A ferrit mágnesek indukciója, és ezzel együtt a jelleggörbe lineáris szakasza a hőmérséklet növekedésével csökken. A csökkenés mértéke 50°C hőmérséklet emelkedés hatására kb. 10%. Érdekes jelenség, hogy a hőmérséklet csökkenésével a lineáris szakasz, (az indukció), emelkedik ugyan, de a letörési könyök (H_c) csökken,

50°C hatására kb. 20%-kal. (Van például olyan ferrit mágnes típus, melynek nyitott mágneskörű munkapontja -45°C hőmérsékleten a könyökpontba kerül. E típus indukciója felmelegítés után nem fogja visszanyerni szobahőmérsékleti értékét.)

Egy légrést tartalmazó, állandó mágnessel gerjesztett mágneskörben a légrés-indukciót, és az állandó mágnes munkapontját csak többlépcsős közelítéssel tudjuk meghatározni.



5.20.ábra.

Az 5.20.ábrán vázolt, egyszerű mágneskörre írjuk fel az állandó mágnes által előállított gerjesztés (mágneses feszültség) és a légrésre jutó gerjesztés arányát: $y = \frac{-H_m \cdot l_m}{H_\delta \cdot l_\delta}$.

Nevezzük y -t gerjesztési tényezőnek, melynek nagysága attól függ, hogy mennyire telített a mágneskör fluxusát vezető vasanyag, mekkora mágneses feszültség használódik el a vasanyag felmágnesezésére. Számszerű értékének meghatározásához konkrét adatokkal végig kell számolnunk a mágneskört, kiszámítva az indukció eloszlást, és az alkatrészek felmágnesezésére elhasznált gerjesztéseket. Ehhez azonban ismernünk kellene a kör fluxusát, az állandó mágnes munkapontjában fennmaradó indukciót. Ezért első közelítésként, a mágneskör telítését figyelembe véve megbecsüljük y értékét. Telítetlen, viszonylag nagy légrésű mágneskörökben jó közelítés $y \approx 1$. A légrés csökkenésével, és a vasanyagok telítésével ($B_{vas} \geq 1..1,5 \frac{Vs}{m^2}$) ez az érték növekszik.

Az állandó mágnes által gerjesztett $\Phi_m = B_m \cdot A_m$ fluxus azonban nem záródik teljes egészében a légrésen keresztül, lesznek olyan erővonalak, melyek szórási utakon, a légrést megkerülve záródnak. Ezeket a szórt fluxusokat egy szórási tényezővel vehetjük figyelembe: $\sigma = \frac{\Phi_m}{\Phi_\delta} = \frac{B_m \cdot A_m}{B_\delta \cdot A_\delta} = \frac{B_m \cdot a_m \cdot b_m}{B_\delta \cdot a_\delta \cdot b_\delta}$. A szórási tényező a mágneskör vas-

anyagának telítésén kívül nagy mértékben függ a geometriai kialakítástól, a szórási utak kialakulásának lehetőségétől. Számszerű meghatározása legtöbbször becsléssel történik, értéke az előbbieket figyelembe vételével: $\sigma = 1,0..1,1$.

Figyelembe véve, hogy a légrésben uralkodó térerősségre felírható a $B_\delta = \mu_o \cdot H_\delta$ összefüggés, az egyenletek felhasználásával felírhatjuk a mágnes munkapontját meghatározó $\frac{B_m}{-H_m} = \mu_o \cdot \frac{\sigma \cdot A_\delta \cdot l_m}{y \cdot A_m \cdot l_\delta}$ arányt.

Egy ilyen iránytangensű egyenest berajzolva a lemágnesezési jelleggörbébe, első közelítésként megkaphatjuk a mágneskör munkapontját.

A közelítést tovább egyszerűsíthetjük, ha feltételezzük, hogy a vas felmágnesezéséhez szükséges térerő elhanyagolható a légréséhez képest (telítetlen mágneskör és $y=1$), valamint a légrés keresztmetszete megegyezik a mágnes keresztmetszetével ($A_\delta=A_m$). Ekkor berajzolhatjuk a lemágnesezési görbébe a munkapont meghatározásához szükséges segédegyeneseket a $\lambda=l_m/\delta$ paraméter felvételével. Az origóból induló segédegyenes másik pontja a lemágnesezési görbén pl.: a $H=-100$ kA/m térerősségnél létrejövő $B = \mu_o \cdot H \cdot \lambda$ indukció lesz. (Lásd: 5.21. ábra.)

$\lambda=l_m/\delta$	1	2	4	8
B [Vs/m ²]	0,125	0,25	0,5	1,0

A számítást ezután finomíthatjuk a mágneskör vasanyagaira jutó mágneses feszültségek meghatározásával, a gerjesztési tényező számértékének ellenőrzésével.

Villamosgépek mágneses körében a gerjesztésnek nemcsak a légrést és a mágneskör vasanyagát kell felmágneseznie, alkalmanként az armatura visszahatás főmező irányú összetevőjét is kompenzálnia kell. Az armatura visszahatás lemágnesező hatása mondhatjuk lokális jellegű, a pólusív egy részén jelentkezik csak. Hatására egyrészt a légrésindukció eloszlása módosul, a mezőgörbe torzul; másrészt helyi ellengerjesztések lemágnesező hatása érvényesülhet, főként ívmágnesezeknél.

E lemágnesező hatás a zártabb mágneskör miatt állandósult, üzemmeleg állapotban kevésbé veszélyezteti a munkapont "leszállását" a lineáris szakasról, azonban hidegindításkor okozhat maradandó indukció csökkenést az állandó mágnes adott részén. (A jelenség jellemzően állandó mágnesű egyenáramú motoroknál jelentkezik, melyeket áramkorlát nélkül, stabil tápfeszültségről közvetlenül indítanak.)

b.) Ritkaföldfém alapanyagú mágnesek.

Ezeknek a mágneseknek jelenleg két nagy csoportja terjedt el az iparban: a szamáriumot és kobaltot, valamint a neodimiumot és bórt tartalmazó változatok.

— A szamárium-kobalt mágnesek vegyi összetétele:

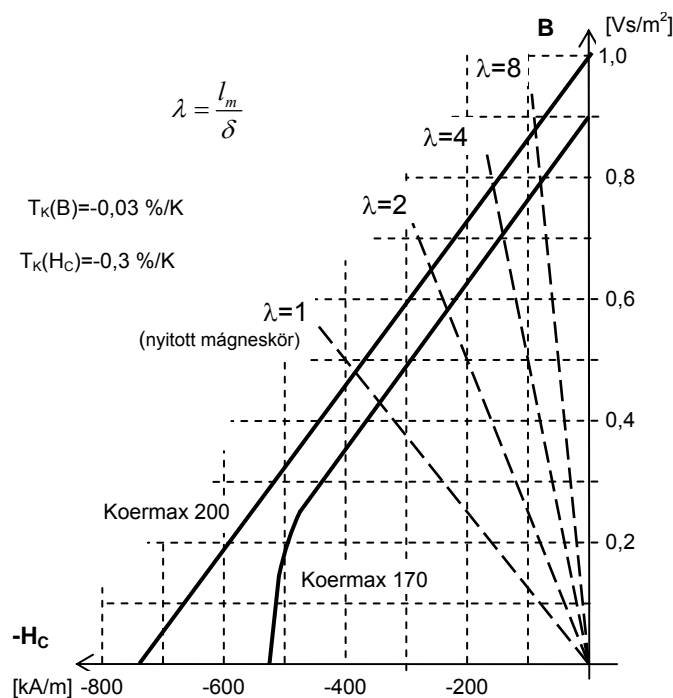
24...27 % szamárium (Sm), 48...52 % kobalt (Co), 12...18 % vas (Fe),
4...12 % réz (Cu), 2...3 % cirkonium (Zr).

Az alapanyagokat védőgáz (CO) atmoszférában porrá őrlik (< 5 μ m), majd mágneses tér jelenlétében kb. 2000 at. nyomással a kívánt alakú formába préselik. A nagy nyomás

és a mágneses tér hatására az egyszerű geometriai alakzatok (téglá, henger, körgyűrű) kellő szilárdságot kapnak ahhoz, hogy 1200 °C-on megtörténjen a szinterezés vákumban vagy védőgáz atmoszférában.

A szinterezést egy hőkezelési eljárás követi, melyben több lépcsőben a hőmérsékletet 900 °C-ról 400 °C-ra csökkentik. A szobahőmérsékletre lehűtött rideg és igen kemény (500 HVc) mágnesanyag utómegmunkálása (köszörülés) kényes feladat, ezért a névleges méret tartására már a sajtolásnál nagy figyelmet fordítanak. (Szinterezésnél a zsugorodás csak 2...4 %.)

A mágneseket a gyártó vállalat többnyire felmágnesezett állapotban szállítja, mivel pl. a Koermax 200 típ. felmágnesezéséhez 4000 kA/m nagyságrendű térerő szükséges.



5.21. ábra

Az 5.21.ábrán kétléle SmCo állandó mágnes lemágnesezési görbéjét tüntettük fel.

Az állandó mágnesek közül a szamárium-kobalt mágnesek a legérzékenyebbek a hőmérséklet változására. 50°C hőmérséklet emelkedés hatására indukciójuk kb.1,5%-kal, a koercitív erő (Hc) 10%-kal csökken, de még 300 °C-on is megmarad az indukció több mint 95%-a (!).

— A neodimium-bór mágnesek vegyi összetétele:

30...34 % neodimium (Nd), 1,1...1,3 % bór (B), a maradék vas (Fe).

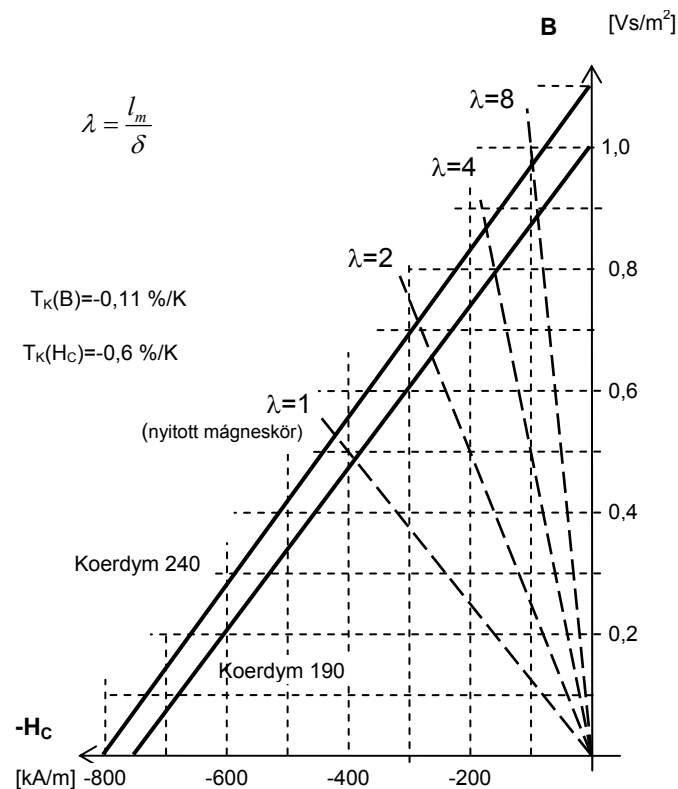
Előállításuk az SmCo mágnesekhez hasonlóan történik, valamivel alacsonyabb (1100 °C) szinterezési hőmérsékleten, és 900 °C...600°C-on történő hőkezeléssel.

Az NdFeB nágnesek szinterezés alatti zsugorodása nagyobb (12 %...20%), mint az SmCo mágneseké, ezért mérettartásuk nehezebb. A hasonlóan kemény mágnesek utólagos megmunkálása itt is kényes feladat.

Az 5.22. ábrán kétféle neodimium mágnes lemágnesezési görbéjét mutatjuk be.

A neodimium mágnesek kifejezetten érzékenyek a hőmérséklet emelkedésre. Bár az indukció csökkenés 50 °C hőmérséklet emelkedés hatására csak 5...6 %, a koercitív erő 30 %-kal is csökkenhet.

(Érdekesség képpen megemlítjük, hogy az egyébként kiváló mágneses tulajdonságú Koerdym 280 típ. mágnes nyitott állapotban, 25 °C-on $B=1,16$ T-s indukciója a hőmérséklet emelkedés hatására 100°C-on $B=0,65$ T-ra csökken, és a mágnes munkapontja "lecsúszik" a lineáris szakasról. Ami gyakorlatilag azt jelenti, hogy szobahőmérsékletre visszatérve, és zárva a mágneskört, az eredetileg $B_r = 1,2 \text{ Vs/m}^2$ remanens indukció helyett csak $B_r = 0,7 \text{ Vs/m}^2$ indukciójú mágnesünk lesz, az eredeti paraméterek visszanéréséhez a mágneszt 3000 kA/m térerővel újra kell mágnesezni.)



5.22. ábra

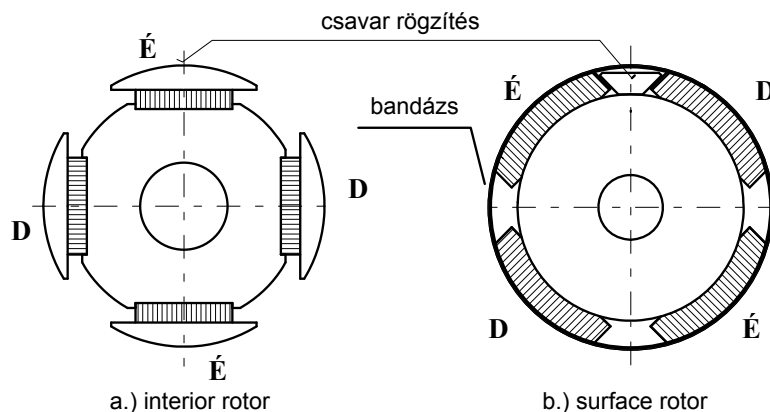
2. Szerkezeti megoldások.

A hagyományos, radiális légrésű gépeknél, a beépített állandó mágneseket alakjuktól függően két nagy csoportba oszthatjuk:

— a viszonylag könnyebben előállítható, síklapokkal határolt *lapmágnesekre*,

— és a legalább egyik oldalukról hengerpalásstal határolt ívmágnesekre.

Az alakzatoknak megfelelően két féle forgórész típust különböztet meg az irodalom:



5.23. ábra.

a.) Interior rotor.

A síklapokkal határolt lapmágnesek erővonalainak vezetését a hengeres furatú állórészbe pólussaruk alkalmazása segíti. A mágnesek és pólussaruk forgórész agyhoz történő rögzítésére többféle megoldás született, melyeket egymással kombinálva is alkalmaznak. Fémragasztáson kívül a mágnesek közti csavarokkal, vagy/és a pólussaruk végén antimágneses anyagból (sárgaréz, koracél) készült peremes tárcsákkal rögzíthetjük a sarukat, (és ezen keresztül a mágneseket) a forgórész agyhoz. (Lásd még 5.18. ábra.)

b.) Surface rotor.

Ennél a típusnál ívmágnesekkel állítjuk elő a mágneses teret. A mágneseket ragasztással, vagy/és műanyag bandázzsal rögzíthetjük a forgórész agyon. Esetenként a semleges zónában elhelyezett, antimágneses anyagból készült lemezek, ékek forgórész-agyhoz történő csavarozásával biztosítják az ívmágnesek helyzetét és rögzítését.

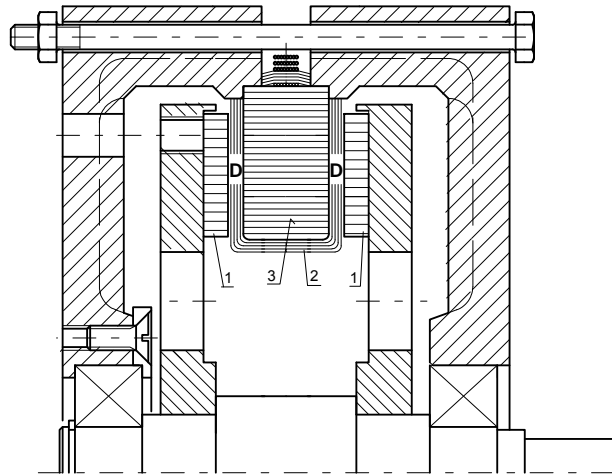
Ívmágneseket, (a bonyolultabb szerszámozás miatt,) oxidmágnesekből (báriumferrit, stronciumferrit) állítanak elő, bár újabb katalógusokban találkozhatunk kis ívszög nyílású, (sok pólusszámú géphez alkalmazható,) ritkaföldfém alapú mágnesajánlatokkal is.

Surface típusú rotoroknál az ideális pólusív (b_i) nagyságát, az ívmágnes nyílásszöge határozza meg. A mágnes, munkapontja által meghatározott indukciót hoz létre a légrésben, a légrésindukció nagyságát az adott mágneskör fenntartásához szükséges térerő, és az alkalmazott ívmágnes paraméterei határozzák meg.

Interior típusú rotoroknál az alkalmazott pólussaru méretétől függően változtathatjuk a mágnes és a légrés felületének arányát $\left(\frac{A_m}{A_\delta}\right)$. Ezáltal (adott σ szórási tényezőt feltételezve,) lehetőségünk van ennél a típusnál a munkapont által meghatározott B_m mágnesindukciótól eltérő légrésindukció (B_δ) megvalósítására. A pólussaru méretének

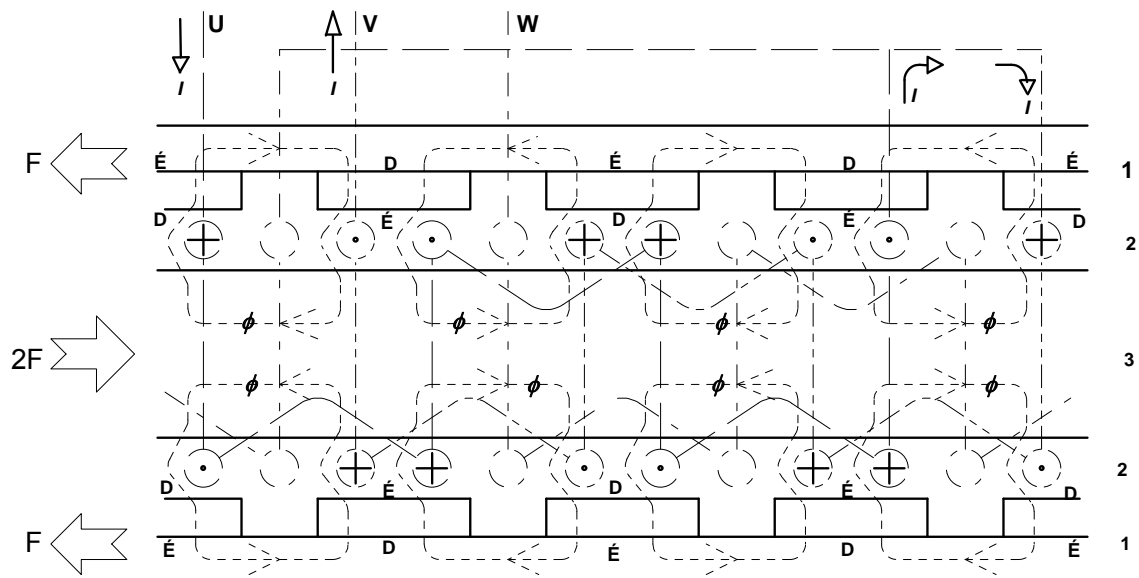
változtatásával tágabb lehetőség nyílik az állandómágnes munkapontjának beállítására, adott geometriai méretekhez történő igazodásra.

Technológiai vagy beépítési megfontolások esetenként indokolhatják axiális légrésű, (un. tárcsamotorok) alkalmazását. Egy ilyen tárcsamotor felépítésének vázlatát láthatjuk az 5.24.ábrán.



5.24.ábra.

A tengelyre felfűzött, állandó mágnesekkel (1) ellátott tárcsák axiális irányban fogják közre az armatura vezetőket (2), melyek dinamólemez szalagból tekercselt toroid vasmagon (3) helyezkednek el.



5.25.ábra.

Az 5.25.ábrán bemutatott elvi vázlaton követhetjük a kialakuló mágneses körök útvonalát, a tekercselésben folyó áramok irányát, a tekercselésre ill. a forgórészre ható erő létrejöttét.

Ennél a megoldásnál a forgórész tárcsákon a hasábmágnesekhez hasonló előállítási költségű szegmens mágneseket használnak, melyeket a röperővel szemben a tárcsákon

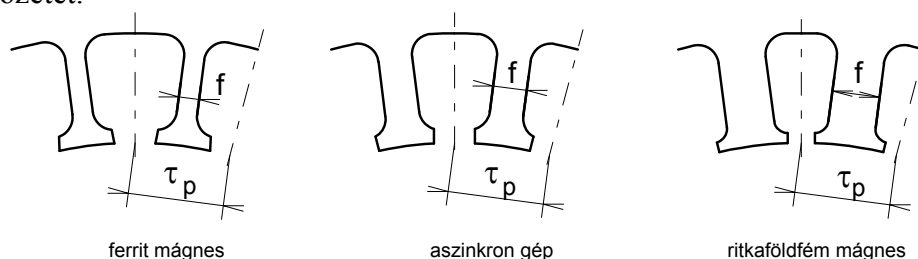
kialakított perem és fémragasztás rögzít. A mágnesek elhelyezése és rögzítése egyszerűbb, mint a radiális légrésű hengeres forgórészeknél, viszont az armatúra tekercselés jóval bonyolultabb a hornyokba ágyazott, hagyományos tekercselésnél. A bonyolultabb armatúra tekercselést ellensúlyozhatja az egyszerű, hulladékmentes vastest, a megengedhető nagyobb igénybevételek (kerületi áram és légrésindukció), és a jóval kevesebb anyagköltség.

B.- Tekercselt állórész.

1.) Lemezelt vastest.

Radiális légrésű gépeknél a dinamólemezből készített állórész lemeztest lényegileg megegyezik az aszinkron gépek hornyolt állórészével. Eltérést a horony alakjánál, a fogszélesség- horonyosztás arányánál tapasztalhatunk, attól függően, hogy a forgórészen milyen típusú állandómágneseket alkalmazunk.

A viszonylag kisebb remanens indukciójú ferrit ívmágnesekkel létrehozott 0,25...0,3 T értékű légrésindukció miatt a foghús-horonyosztás arány, az aszinkrongépeknél szokásos $f:\tau_p \approx 1:3$ arányról, $f:\tau_p \approx 1:4$ arányra módosulhat. Ez a módosított horonyalak hasonló mértékben változtatja az állórész vas-réz tömegarányát is. Ezzel magyarázható, hogy az olcsó ferrit mágnesekkel készített gép anyagköltsége és súlyegységre eső teljesítménye nem tükrözi a ferrit és ritkaföldfém mágnesek közti árkülönbséget.



5.26.ábra.

Nagyobb remanens indukciójú ritkaföldfém mágnesek alkalmazásakor a létrehozható légrésindukció 0,8...0,9 T nagyságrendű is lehet. Ilyen légrésindukciónál $B_f \approx 1,8$ T közepes fogindukciót feltételezve, az $f:\tau_p \approx 1:2$ arányhoz kell közelítenünk.

Itt kell megemlítenünk, hogy az előző fejezetben tárgyalt interior típusú forgórészeknél a pólussaru méretének megválasztásával befolyásolhatjuk a létrehozott légrésindukció nagyságát, igazodhatunk egy már meglévő aszinkron lemezcsomag felhasználáshoz.

Az említett arányoktól a konstruktőr természetesen eltérhet, ha a nagyobb fordulatszámú (pl. 10 000 1/min) motor vasvesztését, a megnövekedett frekvencia miatt, indukció csökkentéssel kívánja alacsony értéken tartani.

$$\left(P_{vas} = P_h + P_{\delta} = \left(v_h \cdot \frac{f}{50} \cdot \left(\frac{B}{1.5} \right)^2 + v_{\delta} \cdot \left(\frac{f}{50} + \frac{B}{1.5} \right)^2 \right) \cdot m_{vas} \right)$$

A nagyfordulatszámú elektronikus kommutációjú motor vasvesztésének alacsony értéken tartását elérhetjük jó minőségű, alacsony veszteségi számú (v_h és v_{δ}) dinamólemez alkalmazásával is.

A tárcsaforgórészű motorok állórész lemezteste készülhet igen egyszerű, hornyozatlan kivitelben. A lemezszalagból tekercselt toroid vasmagnak a tengelyirányban azonos polaritású mágnesekből ki-belépő erővonalakat kell tangenciális irányban a pólusosztásnyira lévő, ellenkező polaritású mágnesekhez vezetnie. (Lásd 5.25. ábra.)

Mivel a fluxusvezetés iránya nagymértékben megközelíti a vasszalag tekercselési irányát, felvetődhet a 0,35 mm vastag, irányított szemcseszerkezetű, kiváló mágneses tulajdonságú transzformátor lemez használatának gondolata.

A hornyok elhagyásával a tekercselés szórási reaktanciája nagyságrenddel is csökkenhet, ami kommutációs szempontból kedvezően befolyásolja a gép működését. Mivel a tekercselés a hornyok helyett a gép légrésében foglal helyet, a légrés többszöröse lesz a hagyományosnak. Elfogadható nagyságrendű légrés viszont jelentősen lecsökkenti a tekercselési területet, ez pedig a tekercselési anyag hőigénybevételének növekedését eredményezi.

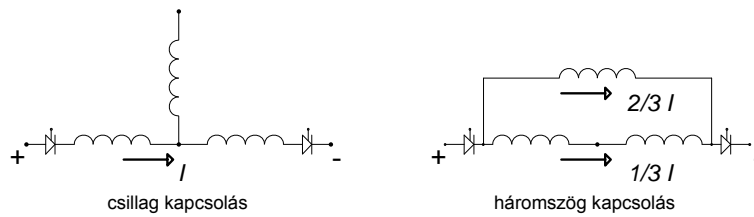
2.) Állórész tekercselés.

A háromfázisú elektronikus kommutációjú motor állórész tekercselése kétféle kapcsolásban készülhet: csillag vagy háromszög kapcsolásban.

Eddigiekben a csillagkapcsolású tekercselést tárgyaltuk, melynél a működési elvből következően egyidejűleg csak a tekercselés 2/3-ada aktív. Egy fázison befolyik az áram, egy másikon távozik, a harmadik árammentes. Egy fázistekercs a periodusidő két harmadában vezeti a nyomatékot előidéző áramot.

Az egy fázisban keletkező tekercselési veszteséget $P_{f\text{ tek}} = \frac{2}{3} \cdot I^2 \cdot R_f^*$ alakban írhatjuk fel, ahol I az egyenáramú tápforrásból felvett áram, és R_f^* a fázistekercs váltakozó áramú ellenállása. (Mivel a tekercselésben nem folyamatosan, állandó jelleggel folyik az I áram, a szaggatott vezetés miatt figyelembe kell venni az áramkiszorítás jelenségét, meg kell különböztetnünk a váltakozó árammal szemben tanúsított ellenállást az egyenárammal mért ellenállástól.)

Köthetjük azonban a háromfázisú tekercselést háromszög kapcsolásba is. Ekkor a félvezető kapcsolók nem két sorbakötött fázistekercsre kapcsolják a tápfeszültséget, hanem két sorbakötött tekercsel párhuzamosan kapcsolt fázistekercsre. (5.26. ábra.)

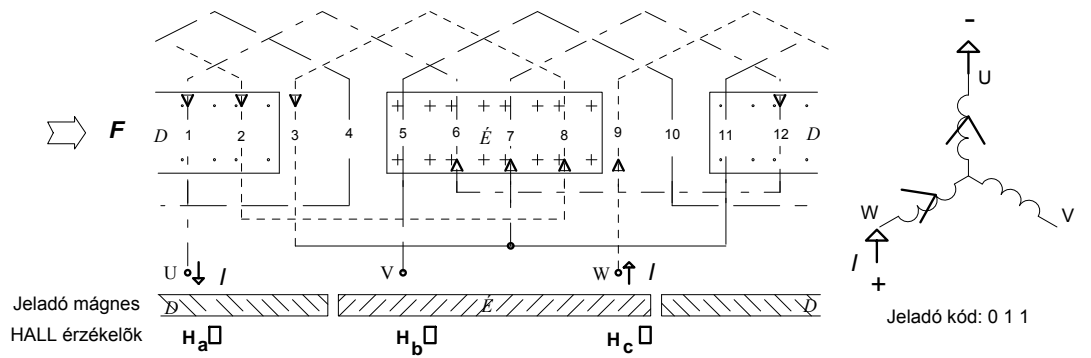
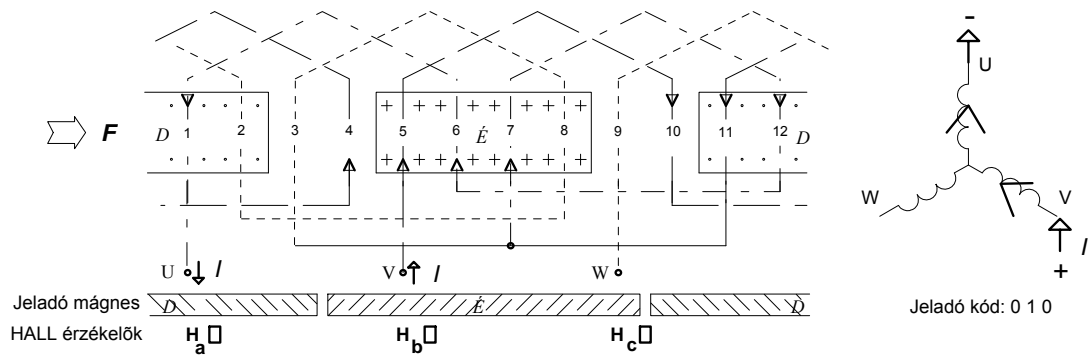


5.27. ábra.

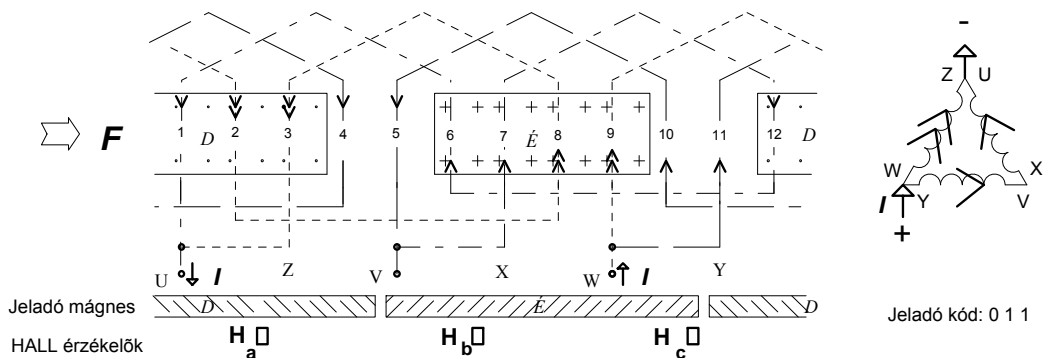
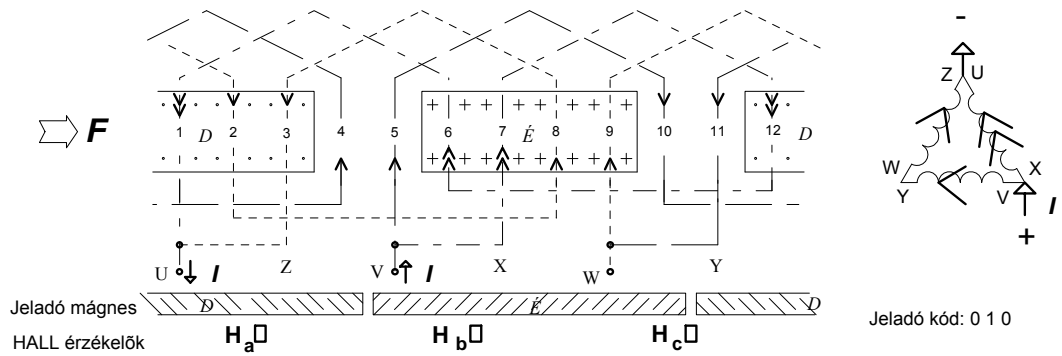
A tekercselésekben folyó áramot, — mint azt a működési elv leírásakor megtárgyaltuk, — a kapocsfeszültség és a tekercsekben indukált feszültségek különbsége határozza meg. A két sorbakapcsolt tekercsben az indukált feszültségek eredője nem egy fázis indukált feszültségének a kétszerese lesz, mivel az egyik fázis vezetői a kommutálási ciklusban gyakorlatilag nem kapcsolódnak mágneses térrel. (Lásd 5.7. ábra.) Az áramot elindító feszültségkülönbség közelítőleg azonos a két ágban, az áramok az ellenállások (és öninduktivitások) arányában oszlanak meg az ágak közt.

Az 5.28. ábrán egy csillag kapcsolású tekercselés kommutációs pillanatát láthatjuk. A jeladó mágnes északi pólusa elérte a Hc jelű HALL-IC-t, és megváltoztatja annak állapotát 0-ról 1-re. A jeladó kód 010-ról (a hozzá tartozó áramirány $V \rightarrow U$.) megváltozik 011-re, a hozzá rendelt áramirány $W \rightarrow U$ lesz.

Az 5.29. ábrán ugyan ezt a kommutálási pillanatot rögzítettük, de az armatura tekercselés háromszög kapcsolású. Az elektronika a jeladó kódnak megfelelően, hasonlóan kapcsolja a félvezető kapcsolókat, az áramirány azonos lesz, mint csillag kapcsolásban. Az árammal átjárt vezetők mágneses térhez viszonyított optimális helyzetét azonban csak akkor biztosíthatjuk, ha a kommutálási pillanatot egy horonyosztással későbbi időpillanatra halasztjuk. (Óra járásával ellentétes tekercselési lépést és forgásirányt feltételezve.)



5.28.ábra.



5.29.ábra.

A mágneses teret figyelő HALL érzékelők állórészhez viszonyított helyzetét meg kell változtatnunk, csillag kapcsolásban a középső HALL-IC (H_b) az állórész 5. és 6. hornyai között helyezkedik el, háromszög kapcsolásban a 6. és 7. hornyok között.

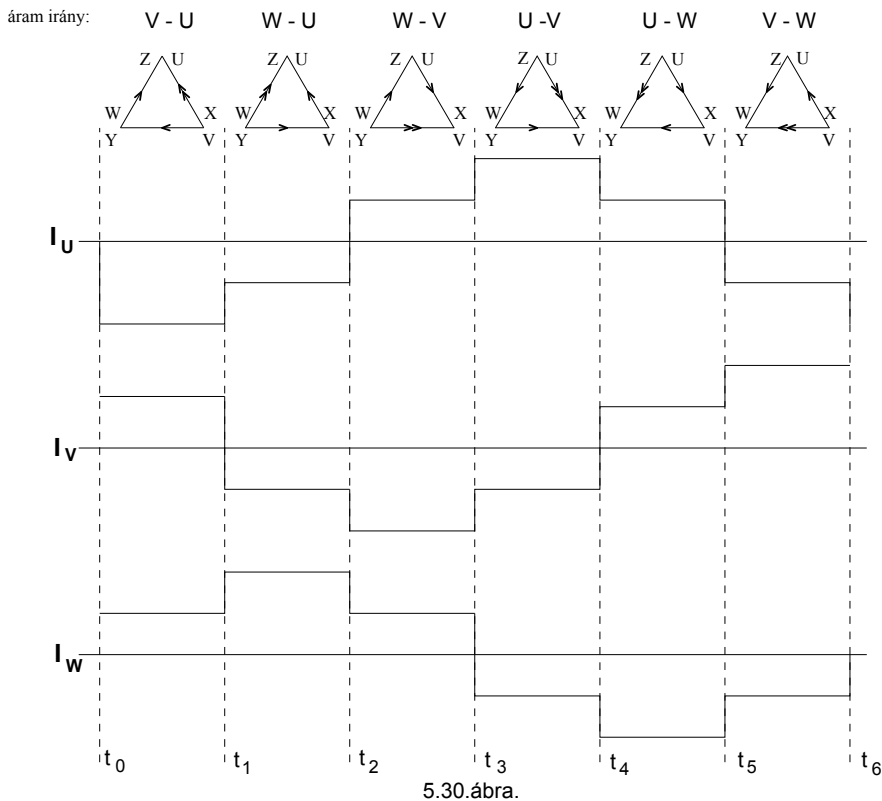
Általánosítva a leírtakat megállapíthatjuk, hogy a háromfázisú, csillagkapcsolású armatúra tekercseknél a forgórész helyzetérzékelőket a tekercselési fázissáv határra, háromszög kapcsolásban pedig ezt követően 30° villamos fokkal, a fázissáv közepén kell elhelyezni. Az így elhelyezett érzékelők az egyenáramú gép geometriai semleges zónájában lévő keféknek felelnek meg, mindkét forgásirányban azonos kommutációs feltételeket biztosítanak.

Az ábrákból az is látható, hogy háromszög kapcsolásban több hatásos vezető helyezkedik el a pólus alatt mint csillag kapcsolásban, 120° -nál nagyobb pólusszög nyílás viszont csak csillag kapcsolású tekercselésnél növeli a pólusív alatt elhelyezkedő hatásos vezetők számát.

Háromszög kapcsolásban az indukáltfeszültség $U_i = 2N \cdot B_\delta \cdot l_i \cdot D_a \cdot \pi \cdot n = c \cdot \Phi \cdot n$ egy fázisban, mely megegyezik az eredő indukált feszültséggel. A csillagkapcsolásnál alkalmazott, a két fázis sorbakötését figyelembe vevő k tényező itt nem szerepel.

Adott fordulatszám (indukáltfeszültség) eléréséhez háromszög kapcsolásban tehát k -szor több vezetőt kell fázisonként elhelyeznünk, mint csillag kapcsolásban.

Háromszög kapcsolásban a fázisok közti árameloszlást vizsgálva azt tapasztaljuk, hogy nincs árammentes időszak egy perióduson belül. Az egyes fázisokban az áram változását az idő függvényében az 5.30.ábrán vázoltuk. Az ábrán, az 5.9.ábrához hasonló, idealizált áramváltozást tételeztünk fel.



Egy fázisban keletkező tekercsvesztés:

$$P_{tek.f} = \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot I\right)^2 \cdot R_{f\Delta}^* + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{2}{3} \cdot I\right)^2 \cdot R_{f\Delta}^* + \frac{1}{3} \cdot \left(\frac{1}{3} \cdot I\right)^2 \cdot R_{f\Delta}^* = \frac{7}{27} \cdot I^2 \cdot R_{f\Delta}^*$$

(Ezt a tekercsveszteséget hibás lenne egyszerűen összehasonlítani a csillagkapcsolású tekercselés $P_{tekf} = \frac{2}{3} \cdot I^2 \cdot R_f^*$ veszteségével, mert más a fázisonkénti ellenállás.)

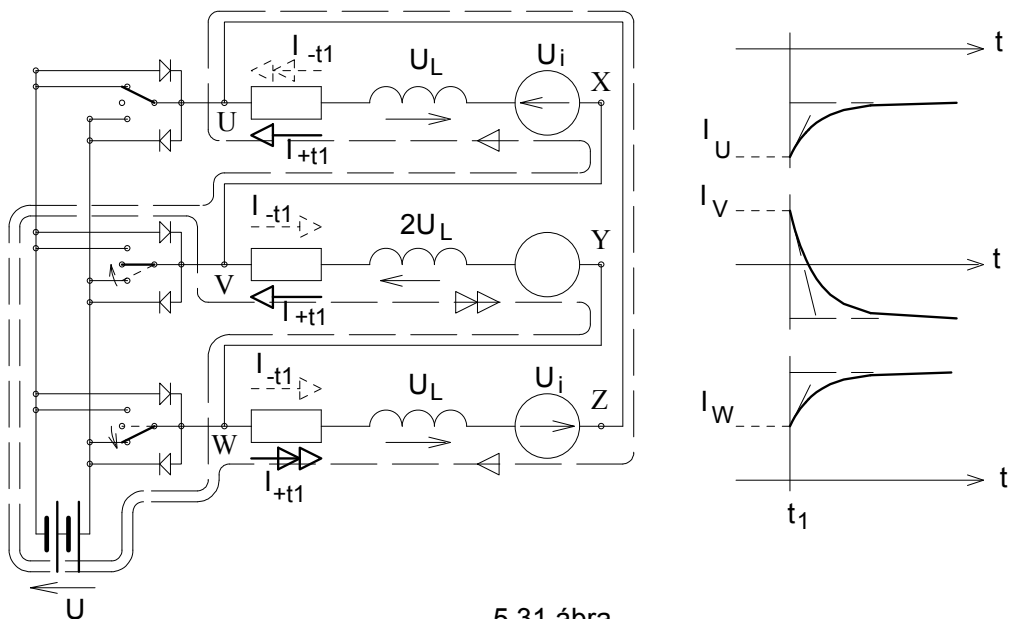
A nyomatékviszonyokat vizsgálva, a létrehozott nyomatékra az

$$M = N \cdot D \cdot \frac{2}{3} \cdot I \cdot l \cdot B_\delta + N \cdot D \cdot \frac{1}{3} \cdot I \cdot l \cdot B_\delta = \frac{c}{2\pi} \cdot \Phi \cdot I \text{ összefüggést írhatjuk fel.}$$

Abban a párhuzamos ágban, melyben két fázis sorba van kötve, és közelítőleg a felvett áram harmada folyik, nem számolhatunk a fázisonkénti menetszám kétszeresével, mert a vezetőknek kb. fele mágneses téren kívül tartózkodik. A felírt összefüggés itt sem tartalmazza a csillagkapcsolásban használt k tényezőt.

A kommutálási pillanatot vizsgáljuk háromszög kapcsolású tekercselésnél az 5.31.ábrán. Hasonlóan az 5.12.ábrához, a t_1 időpillanatban bekövetkező áramváltozást ábrázoltuk, feltételezve a párhuzamos ágak közti 1:2 arányú árameloszlást. Az ábrába berajzoltuk az átkapcsolás előtti áramirányokat (pontozott vonallal), és az induktív feszültségek hatására fellépő tranziens áramok útvonalát szaggatott vonallal.

Az ábrából látható, hogy a háromszög kapcsolású tekercselésnél is szükséges a tekercselés mágneses energiáját elvezető diódák alkalmazása.



5.31.ábra.