



H U 0 0 0 2 2 0 5 2 4 B 1

(19) Országkód

HU

MAGYAR
KÖZTÁRSASÁGMAGYAR
SZABADALMI
HIVATALSZABADALMI
LEÍRÁS

(21) A bejelentés ügyszám: P 97 02329

(22) A bejelentés napja: 1997. 12. 02.

(30) Elsőbbségi adatok:

196 50 110.5 1996. 12. 03. DE

(40) A közzététel napja: 1998. 08. 28.

(45) A megadás meghirdetésének dátuma a Szabadalmi
Közlönyben: 2002. 03. 28.

(11) Lajstromszám:

220 524 B1

(51) Int. Cl.⁷

H 05 B 41/24

(72) Feltaláló:

Statnic, Eugen, München (DE)

(73) Szabadalmas:

Patent-Treuhand-Gesellschaft für elektrische
Glühlampen mbH., München (DE)

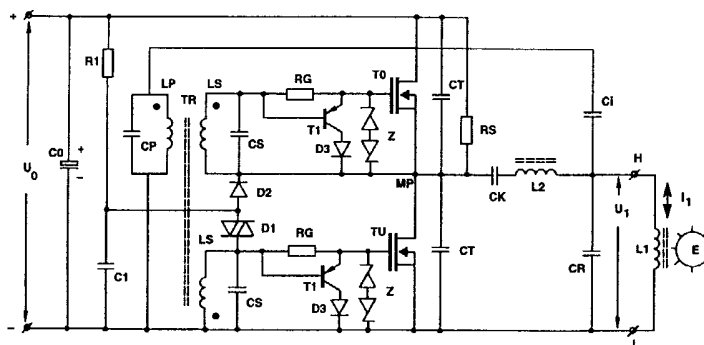
(74) Képvisező:

Mák András, S. B. G. & K. Budapesti
Nemzetközi Szabadalmi Iroda, Budapest(54) Kapcsolási elrendezés elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa
üzemeltetésére

KIVONAT

A találmány tárgya kapcsolási elrendezés elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa üzemeltetésére, amely a lámpára nagyfrekvenciás teljesítményt adó, csatoló-kondenzátort (CK), rezonanciafojtó tekercset (L2) és rezonanciakondenzátort (CR) tartalmazó terhelő áramkörből, a terhelő áramkör üzemeltetésére szolgáló, kapcsolóelemeket (TO, TU) és tárolókondenzátort (C0) tartalmazó frekvenciagenerátorból és a frekvenciagenerátor vezérlésére szolgáló vezérlőkapcsolásból áll. A találmány szerinti kapcsolási elrendezés elektródmentes kis-

nyomású gázkisülő lámpa (E) üzemeltetéséhez van kialakítva, és szabadon rezgő kapcsolási rendszere van, amely tartalmazza a terhelő áramkört a lámpával együtt. A vezérlőkapcsolás tartalmaz egy ferritmagos transzformátort (TR), amely egy tekercset (LS) és kondenzátort (CS) tartalmazó, emelt rezonanciafeszültséget előállító rezonanciakörhöz csatlakozik, és úgy van kialakítva, hogy üzemi állapotban a lineáris B-H vezérlési tartományban, vagyis nem a telítési tartományban működik.



A találmány tárgya kapcsolási elrendezés elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa üzemeltetésére.

A kisnyomású gázkisülő lámpák évtizedek óta széleskörűen elterjedtek, és ennek megfelelően az ilyen lámpákhoz nagyon sok üzemeltetési kapcsolás ismert. A találmány kisnyomású gázkisülő lámpa üzemeltetésére szolgáló, ismert kapcsolási elrendezésből indul ki, amely a lámpára nagyfrekvenciás teljesítményt adó terhelő áramkörből, a terhelő áramkör üzemeltetésére szolgáló frekvenciagenerátorból és a frekvenciagenerátor vezérlésére szolgáló vezérlőkapcsolásból áll.

Fontos, új műszaki fejlesztést jelentenek az elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpák. Ezekben a kisülési plazma gyújtásához és fenntartásához szükséges feszültséget, illetőleg teljesítményt a lámpa burájában elhelyezett elektródok nélkül csatolják be a kisülő gázba. Ez elsősorban zárt tekercsmaggal valósítható meg, amely a lámpa burájának egy részét körülveszi, és így a kisülő gázba indukciós feszültséget csatol be. Az elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpák további részleteit a bejelentő WO 97/10610 számú szabadalmi leírása ismerteti, amelynek tartalmára a jelen szabadalmi bejelentés részeként hivatkoznak.

Találmányunk célja olyan kapcsolási elrendezés, amellyel az új, elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpákat is üzemeltetni lehet, minthogy az ismert kapcsolásokkal ez nem lehetséges.

Ezt a feladatot a találmány értelmében úgy oldjuk meg, hogy a kapcsolási elrendezés elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa üzemeltetéséhez van kialakítva, és szabadon rezgő kapcsolási rendszere van, amely tartalmazza a terhelő áramkört a lámpával együtt, továbbá a vezérlőkapcsolás tartalmaz egy ferritmagos transzformátort, amely egy tekercset és kondenzátort tartalmazó, emelt rezonanciafeszültséget előállító rezonanciakörhöz csatlakozik, és úgy van kialakítva, hogy üzemi állapotban a lineáris B–H vezérlési tartományban, vagyis nem a telítési tartományban működik.

A szabadon rezgő és egy rezonanciafrekvencia közelében működő kapcsolat a hagyományos kapcsolásokhoz, különösen a frekvenciagenerátor IC-vezérlésével működő kapcsolásokhoz képest jóval „lágyabb” üzemmódot tesz lehetővé. Ez azt jelenti, hogy a feszültség és az áram időbeli alakulása, elsősorban a vezérlőkapcsolásban, jóval közelebb van a munkafrekvenciájú alaprezgés szinusz alakjához.

Ez a „lágyabb” működési mód a kapcsolat jóval kisebb veszteségeit eredményezi. Ez elsősorban a frekvenciagenerátor kapcsolóelemének vagy kapcsolóelemeinek a kapcsolási veszteségeire vonatkozik, de fennáll a tekercsmagokban bekövetkező mágnesezési veszteségek esetében is stb. A kisebb felharmonikus-tartalom az elektromágneses kompatibilitás szempontjából is kedvező, mégpedig egyrészt egy hálózati feszültség szórása tekintetében, másrészt – amennyiben nem használunk árnyékolóházakat – a vezeték nélküli kisugárzás tekintetében is.

A rezonanciafrekvenciához közeli üzemeltetés leírt előnyei még jelentősebbek, ha figyelembe vesszük, hogy az új kapcsolást a találmány értelmében a lámpák gyújtá-

sakor és tartós üzemeltetésekor jóval nagyobb frekvenciákhoz kell kialakítani, mint a hagyományos kapcsolásokat (ezeknél a frekvencia hagyományosan körülbelül 20–50 kHz). A nagyobb frekvenciák a nagyfrekvenciás teljesítménynek a kisülésbe való induktív becsatolásakor az adott frekvenciákkal arányos indukciós feszültségeket eredményeznek. Ez különösen azért fontos, mert az elektródok elhagyásával elmaradnak azok a hagyományos lehetőségek is, hogy az elektródoknak az elektronok kilépési munkáját csökkentő bevonásával vagy az elektródok előfűtésével elektronemisszió útján elegendő előionizálást hozzunk létre. Ez az előionizálás a plazma gyújtásához szükséges kritikus térerősség jelentős csökkenését idézi elő.

A megnövelt munkafrekvencia előnyös módon 70 kHz felett, még inkább 200 kHz felett van. Itt több munkafrekvenciáról van szó, mivel általában egyrészt a gyújtási üzemmód és a normál üzemmód közötti különbségek miatt, másrészt a kisülés külső vagy belső paramétereinek hőmérséklet-változáskor fellépő változásakor bekövetkező, később leírandó frekvenciaváltozások miatt a munkafrekvencia változhat.

A nagyobb munkafrekvenciák szükségessé tehetik, hogy a hagyományosan alkalmazott bipoláris tranzisztorok helyett gyorsabb tranzisztorokat, így térvezérlésű tranzisztorokat, elsősorban MOS-FET-eket használjunk a frekvenciagenerátor bizonyos kapcsolóelemeiként. A bipoláris tranzisztorokat telítési üzemmódban üzemeltetjük, hogy a tranzisztorvesztéseket elfogadható keretek között tartsuk. Ennek következménye a bipoláris építőelemekre jellemző töltéshordozó-tárolás a viszonylag hosszú rekombinációs fázissal. A rekombinációs fázis vagy tárolási idő ellene hathat a frekvencia növelésének.

Ezt a hátrányt térvezérlésű tranzisztorokkal kerüljük el. Ezek vezérléséhez azonban jóval magasabb feszültség szint szükséges (MOS-FET-eknél 4 V a bipoláris szilíciumtranzisztoroknál szükséges 0,7 V helyett). Ezenkívül ezt a feszültség szintet az unipoláris tranzisztorok érezhető töltéshordozó-tárolásának hiányában az egész kívánt bekapcsolási időtartamon át fenn kell tartani. A találmány egyik továbbfejlesztése értelmében a szükséges vezérlőfeszültséget úgy hozzuk létre, hogy egy rezgőkör rezonanciafrekvenciához közeli gerjesztésével létesített megnövelt feszültséget egy térvezérlésű tranzisztor vezérlőelektródjának vezérlésére alkalmazunk. Annak a feszültségnek a szükséges időbeli hossza, amelynek meg kell haladnia a vezérlőfeszültséget, a rezonanciafeszültség amplitúdójával állítható be, mivel a szinuszhoz közeli feszültségrezgés nagyobb amplitúdónál megfelelő hosszabb időtartamon át két nullaátmenet között a vezérlőfeszültség küszöbértéke felett van.

A találmány egy további kiviteli alakjában egy vezérlőkapcsolásban ferritmagos transzformátort alkalmazunk, amely például gerjesztetni tudja a rezgőkört, amelyik a vezérlőelektród leírt vezérlőfeszültségét szolgáltatja. Fontosnak bizonyult, hogy a transzformátor ne a telítési tartományban legyen üzemeltetve, hogy elkerüljük a vezérlőelektród szinuszfeszültségének torzulásait és a nem kívánt veszteségeket. A torzulások ellene hat-

nak a találmány szerinti kapcsolási elrendezés „lágy”, vagyis szinuszhoz közeli működési módjának. Ezenkívül előidézhetik a vezérlőelektród vezérlőfeszültségének torzulásait, ami befolyásolhatja a bekapcsolási impulzus időtartamát. Az induktivitásnak a telítéssel járó csökkenése a nullaátmenetek között nem kívánt „hegyes” feszültségalakot hozhat létre. Ez rákerül a vezérlőelektród vezérlőfeszültségére.

A vezérlőelektród szinuszos vezérlésének másik előnye az, hogy közvetlenül a tranzisztor lekapcsolása előtt nagyon kis vezérlőelektród-töltés, vagyis kevés energia van a tranzisztorban tárolva. Ennek következtében nagyon gyorsan lecsökken a nyelőáram (drain áram), és így nagyon kicsik lesznek a lekapcsolási veszteségek.

Annak érdekében, hogy egészében szabadon rezgő, a rezonanciafrekvencia közelében működő kapcsolási rendszert kapjunk, az energiát a vezérlőkapcsolás számára a terhelő áramkörből vesszük. Minthogy a tervezérlésű tranzisztorok a bipoláris tranzisztorokkal szemben kisebb teljesítményű feszültségvezérlést igényelnek, ezért a találmány egy továbbfejlesztése szerint a feszültséget a terhelő áramkörből, például a lámpafeszültséget megcsapoló kondenzátorral nyerjük. Ez azzal az előnnyel is jár, hogy az erősebben terhelt transzformátoroknak a nagyobb munkafrekvenciák miatt kritikusabb veszteségproblémája és a magoknak emiatt szükséges, a szokásos telített transzformátorokhoz képest nagyobbra való méretezése elmarad.

A terhelő áramkör kapcsolásaként a találmány értelmében „soros-párhuzamos” kapcsolást választottunk. Eszerint soros rezgőkört a rezgőkör egy részével párhuzamos ággal kombinálunk, amelyben a lámpára nagyfrekvenciás teljesítményt adó tekercs van. A gyújtás előtt ez a párhuzamos rész kevéssé van csillapítva, és a soros kapcsolókör szolgáltatni tudja a kevéssé csillapított rezgőkörökre jellemző kifejezett rezonancia-túlfeszültséget a szükséges gyújtási feszültség létrehozásához. Ezt a gyújtási feszültséget a párhuzamos rész levelezi, és induktívan a kisülésbe becsatolja. A gyújtás után a soros rezgőkört a plazmakisülés transzformált ellenállása erősen csillapítja, és a soros rezgőkör előnyös módon a lámpában áramhatárolásra szolgál (ez fontos a kisnyomású gázkisülő lámpák negatív differenciális ellenállása miatt).

A soros rezgőkörben lévő, általában lámpafojtásnak nevezett áramhatároló tekercs a párhuzamos lámpatekercs üzemi állapotában a nagyfrekvencia tekintetében lényegében párhuzamosan van kapcsolva. A lámpatekercs induktivitásának ingadozásai által az említett soros-párhuzamos kapcsolás egyenértékű induktivitására és így a soros-párhuzamos elrendezés rezonanciafrekvenciájára gyakorolt hatás jelentősen csökken, mindenekelőtt akkor, ha emellett az áramhatároló tekercs induktivitása kisebb a lámpatekercs induktivitásánál.

Ez előnyös, mert például a lámpatekercs magjának a külső hőmérséklet-ingadozások, a lámpa felmelegedése és hasonló okozta hőmérséklet-ingadozásai nagyon erősen hatnak a lámpatekercs mágneses tulajdonságaira (kezdeti permeabilitására és amplitudópermeabilitására) és ezzel induktivitására. A frekvencia ebből eredő el-

hangolódása mindenekelőtt rögzített frekvenciájú vezérléskor üzemeltetési problémákat okozhat. Előfordulhat például, hogy a lámpa különösen alacsony vagy különösen magas hőmérsékleten már nem gyújtható, mert az elrendezés rezonanciafrekvenciája túl messzire távolodott a generátor vezérlő frekvenciájától. Ennek ellene hat a leírt párhuzamoskapcsolási hatás, a soros rezgőkörben lévő, kisebb induktivitású áramhatároló tekercssel. A lámpatekercs magjában bekövetkező hőmérséklet-ingadozások befolyása azért is ilyen jelentős, mert itt a csatolás hatékonysága érdekében – a lámpafojtóval ellentétben – lehetőség szerint résmentes ferritmagot, vagyis a lehető legkisebb (a mikrométeres tartományban lévő) légrésű magot kell alkalmazni.

Ezenkívül, vagy egy másik változat szerint a terhelő áramkörből, vezérlőkapcsolásból és frekvenciagenerátorból álló elrendezés kialakítható úgy, hogy a terhelő áramkör frekvenciájának eltolódását a „visszacsatoló hurok” önműködően megakadályozza. A lámpatekercs magjának rendkívül alacsony hőmérséklete és ezáltal kis induktivitása a terhelő áramkör rezonanciafrekvenciájának növekedését, és ezzel a találmány szerinti szabadon rezgő kapcsolási elrendezés üzemi összfrekvenciájának növekedését idézheti elő. Az ezzel járó nagyobb indukciós feszültség a kisnyomású gázkisülő lámpában előidézi az ilyen lámpákra jellemző teljesítménycsökkenést és az ennek megfelelően nagyobb kisülési feszültséget. A nagyobb kisülési feszültségnek a teljesítménygenerátor kapcsolótranzisztorainak vezérlőelektródjait vezérlő feszültség amplitúdójának lineáris növekedése felel meg, és a nagyobb kisülési feszültség a kapcsolótranzisztorok hosszabb bekapcsolási idejét okozza. Ez a hosszabb bekapcsolási idő előidézi a teljesítménygenerátor munkafrekvenciájának csökkenését és ezzel a lámpateljesítmény megfelelő növekedését. Egészében a rendszerben önstabilizáló hatás jelentkezik, amely jellemző a találmány szerinti szabadon rezgő rezonanciavezérlésre.

Az előny nemcsak a nagyobb megbízhatóság és a kapcsolás kisebb érzékenysége a paraméterek ingadozásaira, hanem az is, hogy az alkatrészek tűrései nagyobbak lehetnek. Ez költségelőnyökkel jár, különösen a lámpatekercs magjánál.

Találmányunkat annak példaképpen kiviteli alakja kapcsán ismertetjük részletesebben ábráink segítségével, amelyek közül az

1. ábra egy példakénti kiviteli alak kapcsolási ábrája, a

2. ábra vázlatos idődiagram a bemutatott kiviteli alak működésének jobb megértéséhez.

A leírásban szereplő kiegészítő műszaki részletek egyenként, vagy tetszőlegesen kombinálva lényegesek lehetnek a találmány szempontjából.

Az 1. ábrán egy találmány szerinti üzemeltetési kapcsolási elrendezés látható, amely egy elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa elektronikus előtétkészülékének részét képezi. Bal oldalon, a kapcsolás bemenetén egyenirányított U_0 tápfeszültség van, amely tölti a tárolóelektrolit C0 kondenzátort. Ez táplál egy „D osztályú”, félhíd-kapcsolású frekvenciagenerátort, amely két,

MOS-FET TO és TU kapcsolóelemből áll, és van egy MP középmegecsapolása. Ez egy soros-párhuzamos terhelő áramkört hajt, amely az MP középmegecsapolás és a negatív tápfeszültségág (test) között lévő egyenáramú elválasztó, illetőleg NF-csatoló CK kondenzátorból, áramhatároló és sorosrezgőkör L2 tekercsből (lámpafójtóból), soros rezonancia CR kondenzátorból, az ezzel párhuzamos és csatolómaggal ellátott L1 lámpatekercsből, valamint a kapcsolási elrendezés kimeneteként a csatolómaghoz csatolt, elektródmentes kisnyomású gáz-kisülő E lámpából áll, mégpedig a felsorolás és az ábrázolás szerinti sorrendben.

A L1 lámpatekercs, illetőleg a rezonancia CR kondenzátor U_1 feszültségét (testpotenciálra lévő negatív tápág) a „D osztályú”, félhíd-kapcsolású frekvenciagenerátor vezérlőkapcsolásának megecsapoló Ci kondenzátoráról vesszük le, és a lineáris B–H mezőben, azaz a telítési tartománytól messze működő, ferritmagból, primer LP tekercsből és két szekunder LS tekercsből álló TR transzformátorra adjuk. A kapcsolási rajzon a fekete pontok a TR transzformátor tekercseinek tekercselési kezdőpontját jelölik. Látható, hogy a szekunder LS tekercsek ellenirányban vannak kapcsolva. A TR transzformátor két rezonanciakört gerjeszt, amelyek egy-egy LS tekercsből és a MOS-FET TO vagy TU kapcsolóelem vezérlőelektródjának teljes kapacitásából állnak. A vezérlőelektród kapacitása tranzisztorspecifikus, technológiai és fizikai hatásokon alapszik, és lényegében a statikus bemeneti kapacitást, valamint a vezérlőelektród és a nyelőelektród közötti, dinamikusan változó Miller-kapacitást tartalmazza.

A vezérlőkapcsolás Ci kondenzátort és a primer LP tekercset tartalmazó megecsapolási ágának hangolására a primer LP tekercssel párhuzamosan van egy hangoló-CP kondenzátor. Ugyanígy a MOS-FET vezérlőelektródjának vezérlésére szolgáló rezgőkörök a szekunder LS tekercsekkel párhuzamosan hangoló-CS kondenzátorokat tartalmaznak. Ezek a hangoló-kondenzátorok kisebbek a vezérlőelektród kapacitásánál, és csak a vezérlőelektród rezonanciafrekvenciájának finomhangolására szolgálnak. Ezeket a többi leírt kapacitás és induktivitás mérvadóan előre meghatározza.

A kapcsolási viselkedés javítására, elsősorban a lekapcsolási veszteségek csökkentésére az ábrázolt RG ellenállások, a visszáramú T1 tranzisztorok és a D3 diódák szolgálnak. Az ellensorosan kapcsolt védő Z Zener-diódák határolják a MOS-FET-ek vezérlőfeszültségét a lámpa gyújtása közben. A kapcsolat tartalmaz továbbá a frekvenciagenerátorhoz egy szokásos, R1 ellenállásból, C1 kondenzátorból, D2 diódából és D1 diódából álló fűrészfog-generátorként kialakított indítókapcsolást. Ezt az indulás után a D2 dióda munkafrekvenciával kioltja. Az RS ellenállás arra szolgál, hogy előre megadja az MP középmegecsapolás definiált potenciálját (a pozitív táppotenciálra), mielőtt a teljesítménygenerátort a leírt fűrészfog-generátor indítja.

A CT kondenzátorok „trapézkondenzátorokként” ismertek, és határolják az MP középmegecsapolás potenciálugrásának meredekségét a MOS-FET TO és TU kapcsolóelemek kapcsolási állapotának változásakor.

A kapcsolási elrendezés kialakítása szempontjából fontos a rezonanciafrekvenciák és ezzel az üzemeltetési frekvencia helyes hangolása. A terhelő áramkörben a CK és CR kondenzátorok kapacitása, valamint az L2 és L1 tekercsek induktivitása csillapítatlan rezonancia f_R frekvenciát határoz meg, míg a CP, Ci és CS kondenzátorok kapacitása, valamint a nem ábrázolt dinamikus CG vezérlőelektród-kapacitások, az LP és LS tekercsek induktivitása a vezérlőkapcsolásban az összrezonancia f_D frekvenciát rögzítik. Az f_0 munkafrekvencia (a lámpakisülés által csillapítva ugyanúgy, mint anélkül) a rezgő-rendszerek csatolása révén az f_D és f_R frekvencia közötti értékeként adódik csillapítással eltolt üzemben. Mint-hogy a kapcsolat és a lámpa üzemeltetéséhez a lámpát induktív terhelésként, vagyis áram tekintetében késve kell üzemeltetni, ezért az f_D frekvenciát nagyobbra választjuk az f_R frekvenciánál, úgyhogy az f_0 munkafrekvenciák minden esetben a terhelő áramkör rezonanciafrekvenciája felett vannak. Ez vonatkozik mind a terheletlen (gyújtás előtti), mind a terhelt terhelő áramkörre.

A kapcsolási elrendezés lehetőleg szinuszoshoz közeli („lágú”) összrezgésének elérése végett, amely optimális, 95%-ot messze meghaladó hatásfokot tesz lehetővé, arra kell törekedni, hogy az f_D , f_0 és f_R frekvencia csak néhány százalékkal térjen el. A túl kis különbség azonban a félhíd kapacitív üzemeltetésének veszélyével jár, különösen a teljesítménygenerátor indulásakor. Ez tulajdonképpen nem kívánatos.

A megvalósítani kívánt munkafrekvenciától függően a TR transzformátor gyűrűs magjának (toroidjának) keresztmetszeti területét úgy kell méretezni, hogy a nem telített tartományban működhessen, és a körülbelül 0,3 W/cm² magvesztési határt lehetőleg ne lépjük túl.

A terhelő áramkör soros-párhuzamos elrendezésének lényegében a következő tulajdonságai vannak: gyújtás előtt a soros-párhuzamos elrendezést lényegében csak a L1 lámpatekercs magvesztései csillapítják, úgyhogy a kevésbé terhelt rezonanciakör nagy, rezonanciához közeli és a gyújtáshoz megemelt feszültséget szolgáltat. Ekkor a L1 lámpatekercsben bekövetkező mágneses magvesztések, amelyek a feszültségnek körülbelül a 2,5-ik hatványa szerint növekszenek, alapvetően határoló módon hatnak. A generátor ellenőrzött feszültségforrásként viselkedik. A lámpa gyújtási feszültségének túllépése után a terhelő áramkör párhuzamos részét (L1-gyel) a plazmakisülésnek az L1 tekercsei által transzformált effektív ellenállása terheli ($R_1 = N^2 \cdot RE$), a munkafrekvencia növekszik, és az L2 tekercs induktivitása áramhatároló lámpafójtásként hat, úgyhogy a generátor ellenőrzött áramforrásként viselkedik. A stabil működés feltétele, hogy a generátor-áramforrás L2 tekercs által meghatározott teljes váltakozó áramú ellenállása mindig nagyobb legyen a lámpa jelleggörbéjének negatív differenciális ellenállásánál.

A 2. ábrán vázoltuk a frekvenciagenerátor MP középmegecsapolásán fennálló U_{MP} feszültség, a terhelő áramkör I_{L2} árama és az alsó (n-csatorna), MOS-FET TU kapcsolóelem U_{Gate} vezérlőfeszültsége időbeli változásának görbéjét. Az MP középmegecsapolás potenciálja váltakozva a pozitív és a negatív tápág potenciál-

ján van. Ekkor a két MOS-FET-tel párhuzamosan kapcsolt trapéz CT kondenzátor miatt meghatározott t_T átmenetidők lépnek fel. Ezek – mint ismeretes – egyrészt az elektromágneses kompatibilitás javítására, másrészt a kapcsolási veszteségek minimalizálására szolgálnak: a túl gyorsan emelkedő nyelőforrás-feszültség túl erős átfedésben („Cross Over”) lenne a nem tetszőlegesen gyorsan csökkenő nyelőárammal, amiből lekapcsolási veszteség ered. A találmány szerinti kapcsolási elrendezés fokozott munkafrekvenciáin nagyon fontos a trapézkondenzátorok mindkét funkciója, amelyeket ugyanígy működő, más kapcsolási változatokkal is helyettesíteni lehet.

Egy belső testdiódát tartalmazó MOS-FET vezetési állapota egyrészt a legelső görbén látható fázisból, amelyben a vezérlőfeszültség a MOS-FET U_{THR} küszöbfeszültsége alatt van, másrészt az U_{THR} küszöbfeszültség feletti fázisból áll, amelyben a tranzisztor vezetővé válik. Ebben az időtartományban a terhelő áramkör I_{L2} árama monoton módon növekszik (a terhelő áramkör impedanciái által meghatározott időállandóval). Az elrendezés rezonáns szűrőhatása révén azonban a benne lévő felharmonikus rezgések olyan erős relatív csillapítása következik be, hogy lényegében az áramnak a 2. ábrán látható szinuszos alaphulláma van túlsúlyban.

Az áramfolyás a MOS-FET-eken a fent leírt fázis előtt, vagyis az U_{THR} küszöbfeszültség elérése előtt következik be ellenirányú áramfolyással a MOS-FET-ek úgynevezett „testdiódáján” át. Így a középső görbével ábrázolt, időben siető és ellenirányú áramot kapjuk, amelyet az alsó tranzisztornál I_{DU} -val, a felső tranzisztornál I_{DO} -val jelölünk. A nyitott csatorna esetén folyó tulajdonképpeni tranzistoráramot I_{TU} -val és I_{TO} -val jelöljük.

A t_T átkapcsolási fázisok alatt az egészében szinuszos alakhoz közeli áram „hiányzó darabja” folyik a trapézkondenzátorokban és a tranzisztorok kimeneti kapacitásában.

A kapcsolási elrendezés működőképessége szempontjából lényeges, hogy a tranzisztorok csatornája vezető legyen, vagyis az U_{THR} küszöbfeszültséget elérjük még a terhelő I_{L2} áram előjelváltása előtt, mivel a testdióda a nullaátmenet után zárna a fordított előjelű áramot.

A kapcsolási elrendezés jó kivitel esetén -35 °C és $+50\text{ °C}$ közötti külső hőmérsékletre és az építőelemek -35 °C és $+125\text{ °C}$ közötti hőmérsékletére alkalmas, 50 és 450 V közötti egyenirányított tápfeszültségekkel üzemeltethető, és 20 és 1000 W közötti teljesítményekre alakítható ki. A munkafrekvencia 100 kHz és 3 MHz között lehet. A megadott értékek előzetes kísérleti eredményeken alapulnak és semmiképpen nem jelentenek korlátozást.

Az ábrázolt példában egy L1 lámpatekercs és egy E lámpa között csak egy ferritcsatolót (gyűrűs tekercsmagot) ábrázoltunk. Nagyon nagy (500–1000 W) lámpa-teljesítmények esetén gyújtási problémák léphetnek fel, és nagy vagy más ok miatt problémás kisülési geometriák esetén egyenletességi problémák jelentkezhetnek. Ilyen esetekben célszerű lehet több ferritcsatolót, vagyis több lámpatekercset alkalmazni. Természetesen lehet-

séges több lámpa alkalmazása is, amelyeket egy teljesítménygenerátor táplál.

Több lámpatekercs és ferritcsatoló esetén elvben lehetséges a soros vagy a párhuzamos kapcsolás. Előnyben részesítjük azonban – elsősorban nagy teljesítmények esetén – a párhuzamos kapcsolást. Az induktivitásokra, áramokra és feszültségekre az ismert számítási szabályok érvényesek. A csatoló induktivitásoknak lehetőleg azonosaknak kell lenniük.

Fontos, mégpedig a mágnesező áram csökkentése végett, a L1 lámpatekercs lehető legnagyobb induktivitása. Ehhez nagy permeabilitású és kevésbé változó kezdeti permeabilitással és amplitúdópermeabilitással rendelkező ferritanyagot kell használni, amelynek minimális a légrése és nagy a permeabilitási tényezője. (A terhelő áramkör bevezetésben leírt elhangolásait mindenekelőtt a permeabilitás hőmérsékletfüggése idézheti elő).

A L1 lámpatekercs (ferritcsatoló) mágnesezési áramának csökkenése nagyon előnyösen hat az 1. ábrán be-
rajzolt U_1 csatolófeszültség és I_1 csatolóáram közötti φ fázisszögre. Ha a φ fázisszög kicsi, akkor $\cos \varphi$ nagy, és a kisülésbe becsatolt $P_1 = U_1 I_1 \cos \varphi$ hatásos teljesítmény nagy. Látható, hogy egy bizonyos P_1 teljesítménynél az I_1 áram csökkenthető, ha φ értéke $10\text{--}15^\circ$, és így $\cos \varphi$ nagyobb mint 0,95. A kisebb I_1 áram kisebb terhelő I_{L2} áramot hoz létre. Az ezáltal előidézett kisebb áramok az egész teljesítménygenerátorban kisebb veszteségeket és az összrendszer jobb hatásfokát eredményezik.

A csatoló mágneses anyagát úgy kell megválasztani, hogy a kívánt frekvenciatartományban a mag várható hőmérsékletein (körülbelül $100\text{--}120\text{ °C}$) ne lépjenek fel 60 mW/cm^3 feletti fajlagos veszteségek. A nagy induktivitással, de kis szórt induktivitással rendelkező zárt mágneskör előnyös a rádió-zavarmentesítés és a rendszer meddő teljesítményének csökkentése szempontjából.

A ferrit említett fajlagos veszteségével, a csatolótekercs alkalmas kiválasztásával, valamint az U_1 , I_1 és $\cos \varphi$ kiinduló értékekkel nagyon magas, 98–99%-os energiaátviteli hatékonyságot érünk el, vagyis a ferritcsatolóban bekövetkező veszteségek a teljes átvitt teljesítménynek csak 1–2%-át teszik ki.

SZABADALMI IGÉNYPONTOK

1. Kapcsolási elrendezés kisnyomású gázkisülő-lámpa (E) üzemeltetésére, amely a lámpára nagyfrekvenciás teljesítményt adó, csatolókkondenzátort (CK), rezonanciafojtó tekercset (L2) és rezonanciakondenzátort (CR) tartalmazó terhelő áramkörből, a terhelő áramkör üzemeltetésére szolgáló, kapcsolóelemeket (TO, TU) és tárolókondenzátort (C0) tartalmazó frekvenciagenerátorból és a frekvenciagenerátor vezérlésére szolgáló vezérlőkapcsolásból áll, *azzal jellemezve*, hogy a kapcsolási elrendezés elektródmentes kisnyomású gázkisülő lámpa (E) üzemeltetéséhez van kialakítva, és szabadon rezgő kapcsolási rendszere van, amely tartalmazza a terhelő áramkört a lámpával együtt, továbbá a vezérlőkapcsolás tartalmaz egy fer-

ritmagos transzformátort (TR), amely egy tekercset (LS) és kondenzátort (CS) tartalmazó, emelt rezonanciafeszültséget előállító rezonanciakörhöz csatlakozik, és úgy van kialakítva, hogy üzemi állapotban a lineáris B–H vezérlési tartományban, vagyis nem a telítési tartományban működik.

2. Az 1. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a munkafrekvencia (f_0) 70 kHz felett van.

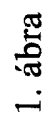
3. Az 1. vagy 2. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a vezérlőkapcsolás úgy van kialakítva, hogy a frekvenciagenerátor egy térvezérlésű tranzisztora (TO, TU) legalább egy vezérlőelektrodjának vezérléséhez szükséges feszültséget az emelt rezonanciafeszültséggel hozza létre.

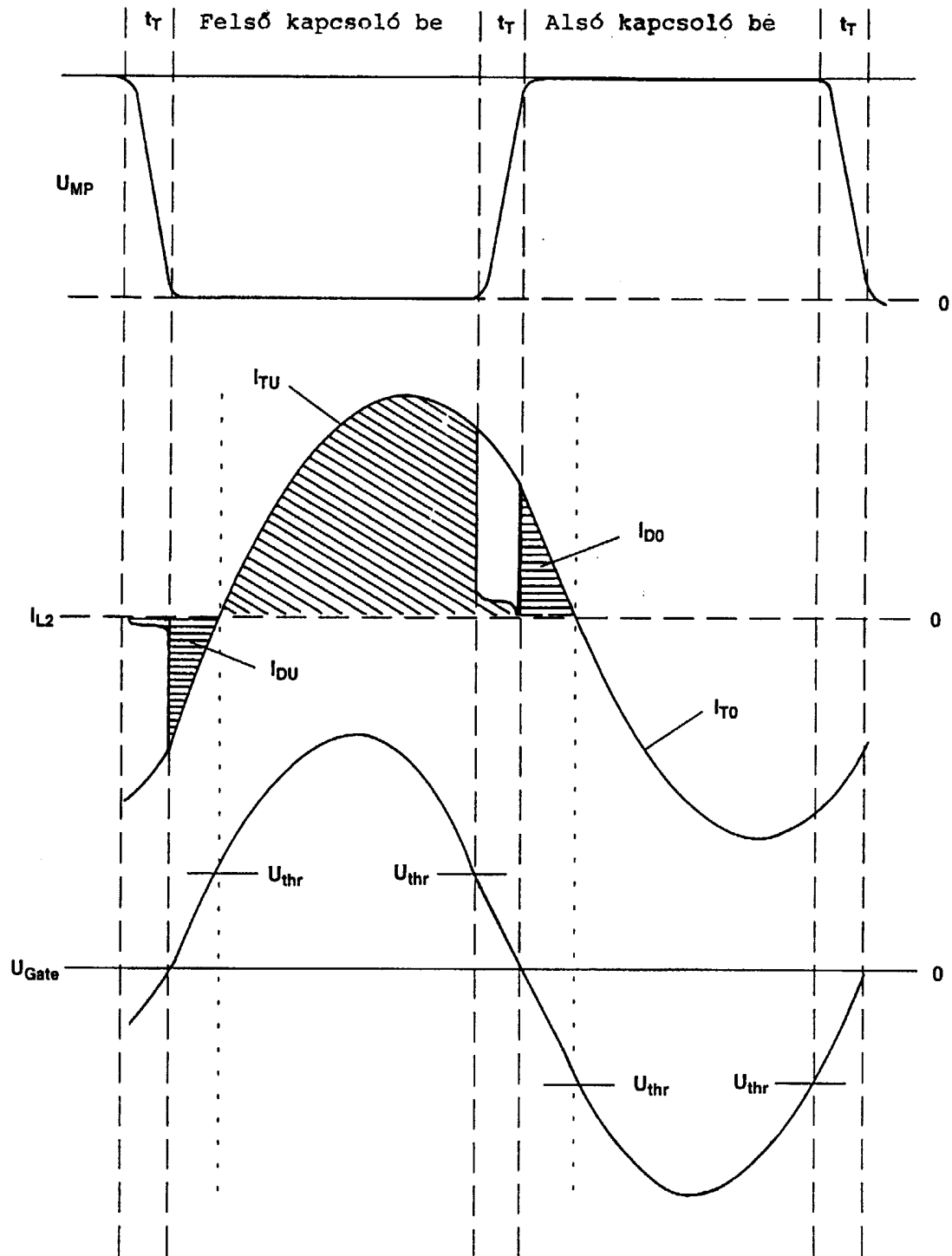
4. Az 1–3. igénypontok bármelyike szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a vezérlőkapcsolás tartalmaz egy, a terhelő áramkörből feszültséget kicsatoló és a vezérlőkapcsolást feszültséggel hajtó kondenzátort (Ci).

5. Az 1–4. igénypontok bármelyike szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a terhelő áramkör tartalmaz egy rezonanciatekercsből (L2) és rezonanciakondenzátorból (CR) kialakított soros rezgőkört, és a rezgőkör rezonanciakondenzátorával (CR) párhuzamos ágat, amelyben a lámpára (E) teljesítményt adó tekercs (L1) van, és a rezonanciakondenzátor (CR) a tekercssel (L1) párhuzamos rezgőkört képez, és mindkét rezgőkörhöz hozzátartozik.

6. Az 5. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a soros rezgőkör tartalmaz egy áramhatároló tekercset (L2), amely üzemi állapotban, azaz nagyfrekvenciásan párhuzamosan van kapcsolva a lámpára (E) teljesítményt adó tekercssel (L1), és a rezonanciatekercs (L2) induktivitása kisebb a lámpára (E) teljesítményt adó tekercs (L1) induktivitásánál.

7. Az 1. igénypont szerinti kapcsolási elrendezés, *azzal jellemezve*, hogy a frekvenciagenerátor félhíd-kapcsolású, egészhíd-kapcsolású vagy egytranzistoros frekvenciagenerátorként van kialakítva.





2. ábra