

CAPITOLUL 6

CONVERTOARE DE TENSIUNE CONTINUĂ

6.1. Probleme generale

Un convertor de tensiune continuă (**CTC**) modifică nivelul tensiunii unei surse de c.c.

Sunt două variante principale:

- Convertoare cu circuit intermediar de curent alternativ;
- Convertoare directe.

CTC se mai clasifică după elementul comutator principal:

- Convertoare cu tiristoare (dispozitive semicomandabile);
- Convertoare cu tranzistoare (dispozitive comandabile).

CTC directe cu tranzistoare se împart de asemenea după prezența unui transformator și după varianta de schemă:

- CTC fără transformator
 - Buck
 - Boost
 - Buck-Boost
 - Cuk
 - Punte; semipunte
- CTC cu transformator
 - Forward
 - Flyback
 - Punte; semipunte

6.1.1. CTC cu circuit intermediar de curent alternativ

Convertorul cu circuit intermediat de curent alternativ (fig. 6.1) face întâi o transformare c.c.-c.a. cu un inverter, urmat de un transformator care pe lângă separare modifică și nivelul tensiunii corespunzător raportului de transformare iar apoi se face cu un redresor schimbarea inversă, c.a.-c.c.

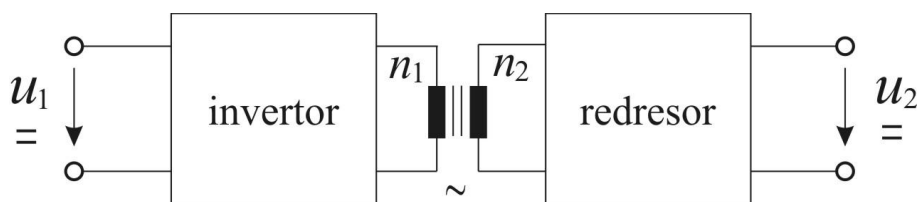


Fig. 6.1. Convertor de tensiune continuă cu circuit intermediat de curent alternativ.

Cu un astfel de convertor se poate mări sau micșora tensiunea sursei initiale prin alegerea raportului de transformare. Cum s-a spus, transformatorul realizează și separarea galvanică dintre intrare și ieseire astfel că sursa de la ieseire este flotantă față de sursa de la intrare.

6.1.2. CTC direct (chopper)

La al doilea tip de convertor de tensiune continua conversia se face direct. În figura 6.2 se prezintă varianta simplă, care se mai numește **chopper** (numele vine din literatura anglo-saxonă, de la verbul to chopp - a toca - legat de principul de funcționare al convertorului).

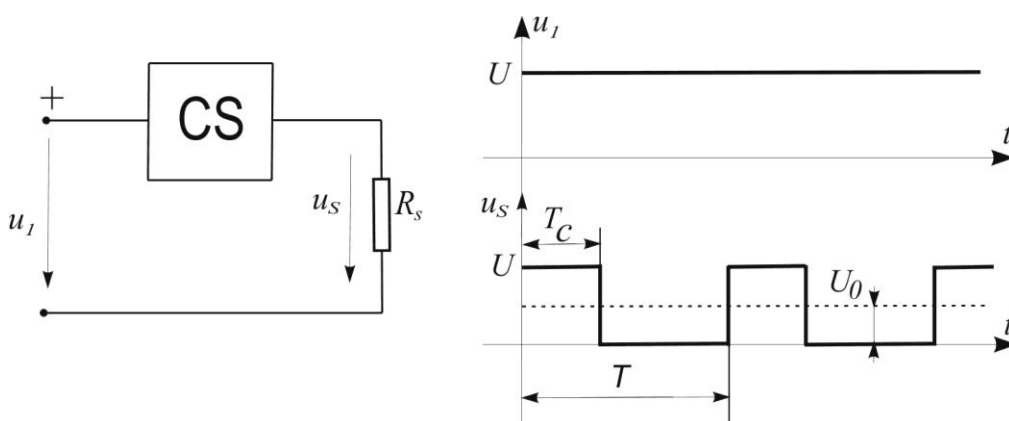


Fig. 6.2. Chopper; schema simplificata si forma marimilor

Un chopper nu este altceva decât un contactor static conectat între o sursă de tensiune continuă și o sarcină pe care o presupunem pentru început rezistivă.

Contactorul este comandat cu un generator de impulsuri de așa manieră încât conectarea și deconectarea se face periodic. Se notează T perioada de repetiție a impulsurilor și cu T_C perioada de conectare a contactorului. Diferența dintre ele este T_p perioada de pauză, în care contactul este desfăcut.

Factorul de umplere al impulsurilor (*duty cycle* în literatura de limbă engleză) se notează, k și este:

$$k = \frac{T_C}{T} \quad (6.1)$$

El se mai numește și factor de comandă al chopperului și este subunitar.

Tensiunea de ieseire este formata din impulsuri dreptunghiulare de durata T_C cu perioada de repetiție T .

Aceasta, desigur, nu este o tensiune continuă dar are o componentă continuă, U_0 care poate fi extrasă prin filtrare și este valoarea medie a succesiunii de impulsuri care pentru chopper este:

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T_C} U dt = \frac{T_C}{T} U = kU \quad (6.2)$$

Factorul de comandă k este subunitar și tensiunea medie la ieșire este mai mică decât tensiunea de intrare, deci un chopper, spre deosebire de convertorul cu circuit intermediat de curent alternativ poate doar micșora tensiunea sursei inițiale. Lucrul acesta este valabil pentru schema simplă de aici, dar există variante de circuit care pot mări nivelul tensiunii.

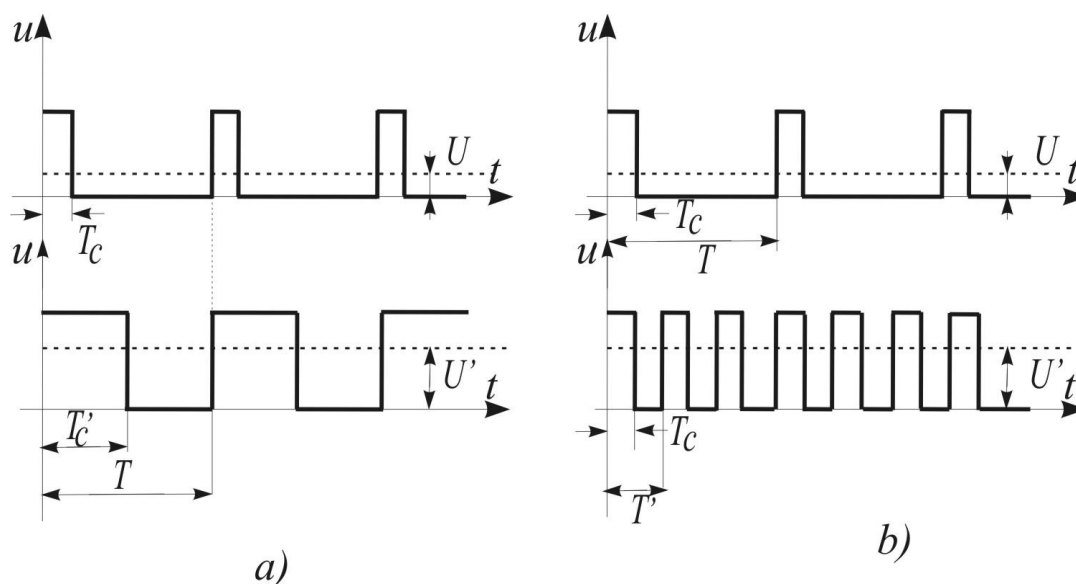


Fig. 6.3. Metode de comandă pentru chopper; modulație de lățime (a); modulație de frecvență (b)

Din formula (6.2) se poate observa că tensiunea de ieșire poate fi modificată în două feluri simple și anume:

- se păstrează constantă perioada de repetiție a impulsurilor T și se modifică lățimea acestora, T_c , modul de comandă fiind cu **modulație în lățime** a impulsurilor, figura 6.3.a;
- se modifică perioada de repetiție a impulsurilor T și se păstrează constantă lățimea acestora, T_c , modul de comandă fiind cu **modulație în frecvență** a impulsurilor, figura 6.3.b.

De obicei tensiunea de ieșire nu este utilizată sub formă de impulsuri și prin filtrare cu un filtru L cu diodă de întoarcere se extrage componenta continuă. În acest caz schema și forma mărimilor este prezentată în figura 6.4

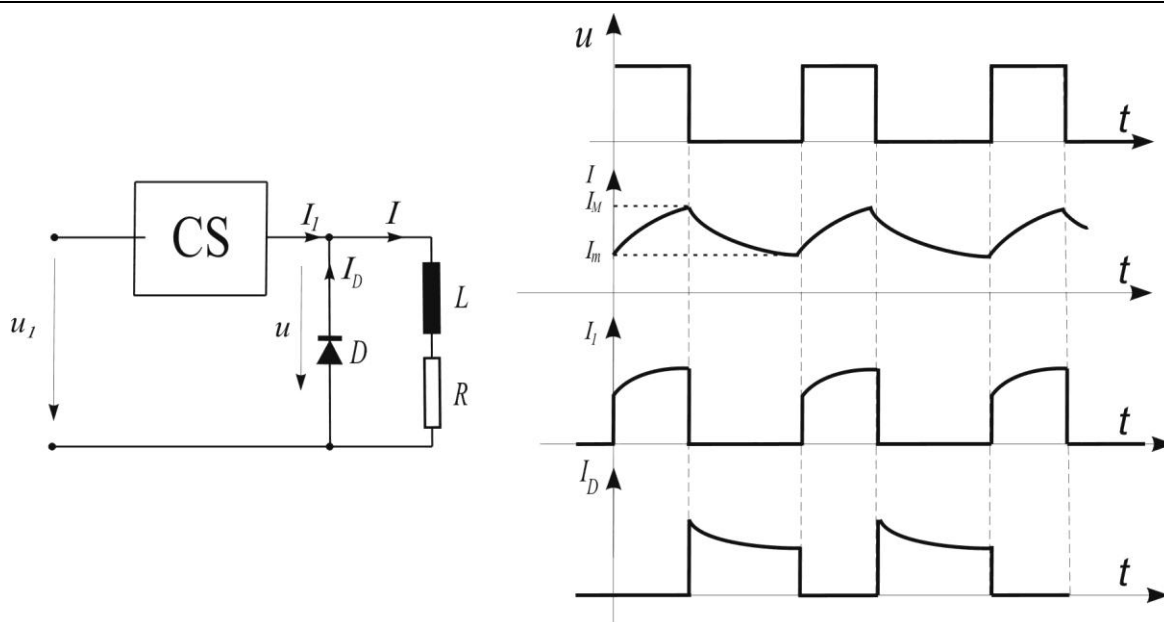


Fig. 6.4. Chopper cu filtru cu diodă de întoarcere și forma marimilor.

Curentul de sarcină crește în perioada de conectare și circulă prin contactor fiind absorbit de la sursă (I_l). În perioada de întrerupere a contactorului tensiunea de autoinducție a bobinei va deschide dioda de întoarcere și curentul prin sarcină, care în aceasta semiperioadă scade, va circula prin diodă. Atât creșterea cât și scăderea curentului prin sarcină se fac după o lege exponențială cu constanta de timp corespunzătoare a grupului RL :

$$\tau_L = \frac{L}{R} \quad (6.3)$$

care se alege suficient de mare față de perioada de repetiție astfel încât curentul să varieze în limitele impuse de aplicație.

La acest chopper se poate realiza o comandă care se numește bipozițională prin care conectarea și deconectarea contactorului se face la momentele în care curentul ajunge la limita a două valori impuse, una maximă și una minimă marcate și pe forma curentului de sarcină. Astfel variația curentului nu mai depinde decisiv de constanta de timp a circuitului și deci la variația sarcinii nu se modifică și pulsația curentului prin sarcină. Desigur că în acest caz circuitul de comandă este mai complex și presupune evaluarea permanentă a curentului de sarcină și o buclă de reacție de la sarcină la circuitul de comandă.

6.2. CTC cu tiristoare

Schemele de CTC cu tiristoare fac parte din variantele mai vechi, dintre care însă multe sunt încă utilizate. Problema principală amintită și în capitolul 4 este

stingerea tiristorului principal, și tot acolo a fost prezentată o schema de CS cu tiristoare și circuit auxiliar de stingere (figura 4.16)

Schema poate fi utilizată foarte bine și pentru un CTC, dar dezavantajele amintite au făcut ca o altă să fie cea mai folosită, ea fiind prezentată în figura 6.5. Aceasta evită consumul de putere în semiperioada deconectării folosind un circuit oscilant pentru reîncarcarea condensatorului de stingere.

Pentru ca schema să funcționeze este necesar să avem în momentul inițial condensatorul C încărcat cu polaritatea din figură, $u_C > 0$. Acest lucru poate fi realizat printr-o conectare inițială a tiristorului auxiliar T_2 .

La momentul t_1 se face conectarea sursei la sarcină iar tensiunea pe sarcină devine egală cu a sursei. În același timp prin tiristorul principal T_1 aprins și dioda D polarizată direct condensatorul C este pus în paralel pe bobina L și formează un circuit oscilant. Oscilația durează doar pe durata unei semiperioade a curentului i_D deoarece după momentul t_2 dioda D se blochează (nu permite circulația unui curent invers) iar tensiunea pe C variază după o jumătate de cosinusoidă (anexa B) și la momentul t_2 devine opusă ca polaritate (semnele din paranteze). Din acest moment condensatorul rămâne încărcat și pregătit pentru a putea stinge tiristorul principal.

La momentul t_3 se face deconectarea sursei de la sarcină prin aprinderea tiristorului auxiliar T_2 . Acesta devine practic un scurtcircuit și condensatorul se conectează în paralel cu tiristorul principal T_1 pe care-l stinge, tensiunea ce apare pe acesta fiind o tensiune de blocare. Tensiunea inversă pe T_1 se pastrează un interval de timp Δ care depinde de constanta de timp a circuitului C, R_S care este aleasă astfel încât în cazul cel mai defavorabil (sarcina maximă, R_S minimă) să fie mai mare decât timpul de stingere al T_1 . Condensatorul se va reîncărca apoi la valoarea inițială, $u_C > 0$ de la U prin sarcină și T_2 . Când curentul prin acest circuit scade sub cel de menținere al T_2 acesta se blochează și suntem în situația din momentul t_1 .

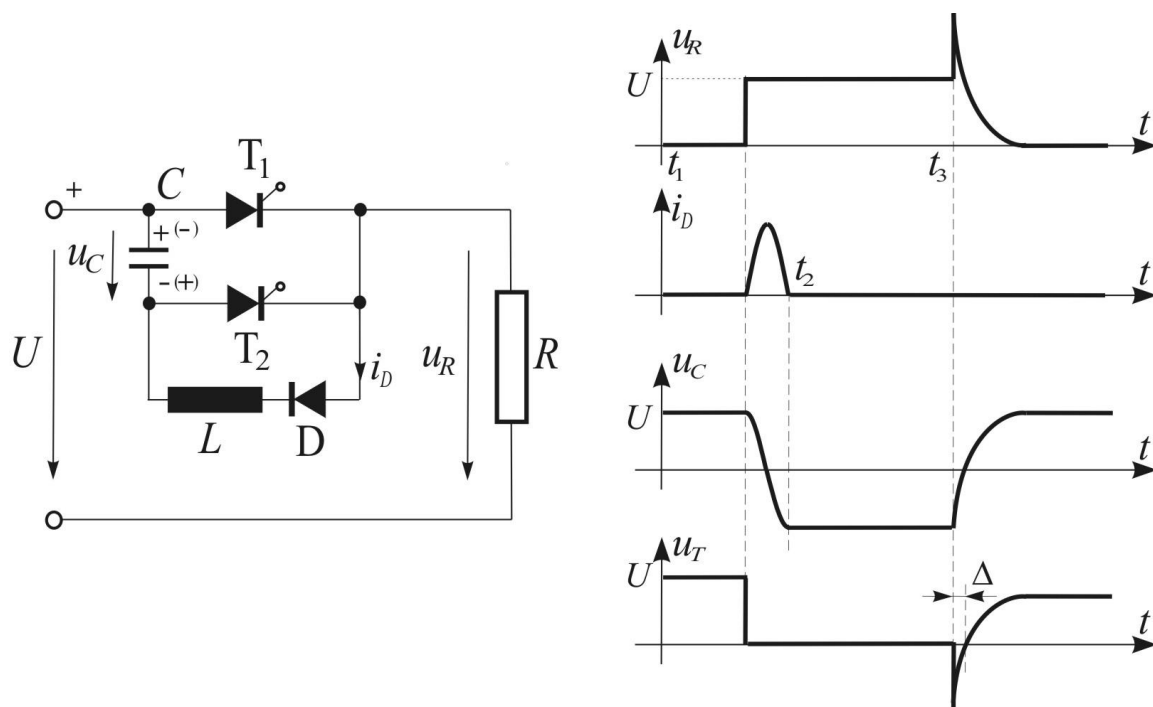


Fig. 6.4. Chopper cu circuit oscilant de stingere și forma mărimilor.

6.3. CTC fără transformator

Aceste tipuri de CTC mai sunt denumite fără izolare și au doua variante principale de scheme și anume:

- convertor Buck sau Step – Down, cu coborâre, la care tensiunea de la ieșire este mai mică decât tensiunea de la intrare;
- convertor Buck sau Step – Down, cu ridicare, la care tensiunea de la ieșire este mai mare decât tensiunea de la intrare;

În afara acestora exista variante care derivă din cele două de mai sus dar și variante semipunte sau punte.

6.3.1. Chestiuni preliminare

Pentru analiza variantelor principale se vor face câteva presupuneri simplificatoare:

- dispozitivele sunt comutatoare ideale;
- elementele de circuit sunt ideale, sursa de la intrare are rezistență internă zero, bobinele și condensatoarele au pierderi zero;
- constantele de timp sunt mult mai mari decât perioada de repetiție a impulsurilor de comandă;
- condensatorul de filtrare care este paralel pe sarcină are valoare suficient de mare încât tensiunea de ieșire să fie considerată cu o bună aproximatie constantă pe o perioadă.

Se va utiliza pentru explicarea funcționării și deducerea relațiilor principale comportarea în regim tranzitoriu, de impulsuri, a elementelor reactive și a câtorva circuite simple cu rezistențe, bobine sau condensatoare. Aceste lucruri sunt prezentate mai pe larg în anexa B.

6.3.2. CTC Buck

Schema convertorului este prezentată în figura 6.6.

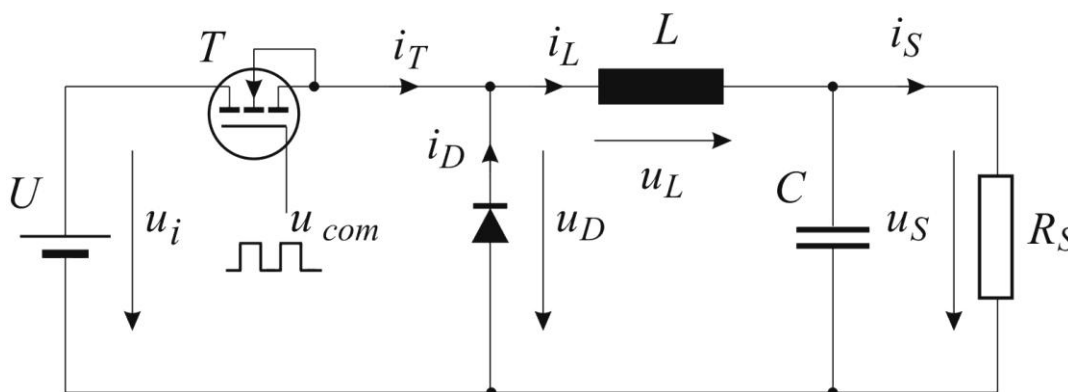


Fig. 6.6. Schema CTC Buck și mărimile principale.

Comutatorul este un tranzistor MOS de putere dar putea fi și de un alt fel, dar comandabil. Există o diodă cu rol de diodă de întoarcere, o bobină de filtraj a curentului, un condensator de valoare mare.

Comandă se face cu impulsuri dreptunghiulare de perioadă T cu factorul de umplere k .

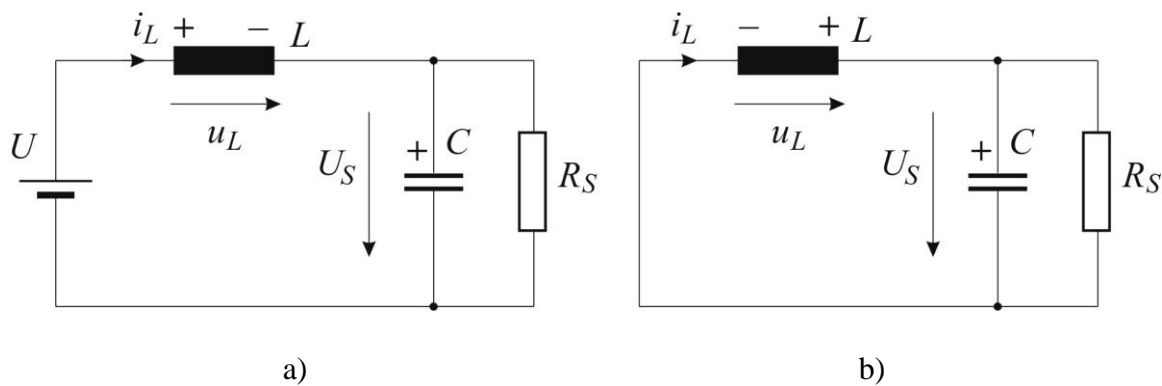


Fig. 6.7. Schemele echivalente ale CTC Buck pentru cele două semiperioade de funcționare.

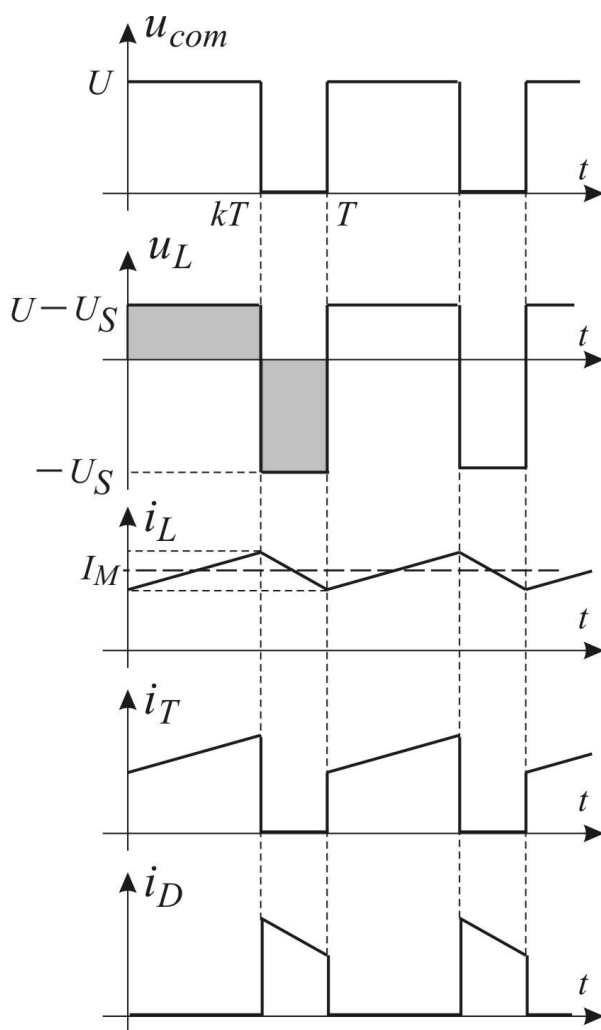


Fig. 6.8. Formele de undă ale mărimilor principale ale CTC Buck.

Se va presupune regim permanent stabilizat (tensiunea dreptunghiulară de comandă a tranzistorului nu-și schimbă parametrii de timp pe cele câteva perioade de analiză) și deci:

$$U_C = U_S = \text{constantă} \quad (6.4)$$

Funcționarea se împarte în două semiperioade, prima, în care comutatorul este aprins, sursa este conectată la bornele diodei, care este polarizată invers în acest timp și deci este un gol, și a circuitului L, C, R_S , astfel că schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.7a.

În a doua semiperioadă comutatorul este stins, sursa este deconectată de la bornele diodei iar curentul, care nu se va întrerupe prin bobină, dar scade, va continua să circule prin diodă, care se va deschide prin acțiunea tensiunii bobinei ce-și schimbă semnul la borne. Dioda în acest timp este un scurtcircuit astfel că schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.7b.

Formele de undă ale principalelor mărimi, desenate pentru două perioade sunt prezentate în figura 6.8. și în continuare se explică de ce au forma din figură.

Pentru prima semiperioadă, din schema echivalentă 6.7a rezultă tensiunea la bornele bobinei, pozitivă, constantă (având în vedere presupunerile sursă ideală și relația 6.4), egală cu:

$$u_L = U - U_S \quad (6.5)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_0 de la valoarea inițială din momentul zero, o valoare minimă pe care am notat-o I_{0m} , va crește liniar (anexa B) până la o valoare maximă, I_{0M} pe care o atinge la momentul t_1 . La fel evoluează curentul prin comutator iar prin diodă este zero.

Pentru a doua semiperioadă, din schema echivalentă 6.7b rezultă că tensiunea la bornele bobinei este negativă, constantă (având în vedere relația 6.4), egală cu:

$$u_L = - U_S \quad (6.6)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_1 de la valoarea maximă pe care am notat-o I_{0M} , va descresce liniar (anexa B) până la o valoare minimă, pe care o atinge la momentul t_2 . Deoarece am presupus regim permanent stabilizat această valoare minimă este chiar valoarea minimă inițială, I_{0m} , de la care va porni următorul ciclu.

La fel evoluează curentul prin diodă iar prin comutator este zero.

Este important de știut cum depinde tensiunea de ieseire de tensiunea de intrare și de parametrii impulsurilor de comandă. Pentru deducerea relației se porneste de la faptul că bobina este fără pierderi și pentru cele două semiperioade distincte, una în care curentul crește și primește energie și a doua în care curentul scade și cedează energie energia totală este zero.

Dacă se consideră valoarea medie a curentului prin bobină, I_{med} , atunci relația energetică pe o perioadă este:

$$(U - U_S) k T I_{med} - U_S (1 - k) T I_{med} = 0 \quad (6.7)$$

Curentul mediu fiind același relația exprimă și egalitatea suprafețelor mai întinse din graficul u_L pentru cele două semiperioade.

Se obține relația căutată:

$$U_S = kU \quad (6.8)$$

În concluzie tensiunea depinde direct de k și U și este mai mică decât tensiunea de intrare U .

Deoarece condensatorul nu este în realitate infinit, la ieșire există o variație a tensiunii care poate fi micșorată, la fel ca la toate variantele directe de CTC, prin mărirea bobinei de filtrare și creșterea frecvenței semnalului de comandă. Ambele soluții au și dezavantaje, bobină mai mare înseamnă volum și preț mai mare iar frecvență mai mare pierderi mai mari de comutație și deci randament mai mic.

6.3.3. CTC Boost

Schema convertorului este prezentată în figura 6.9.

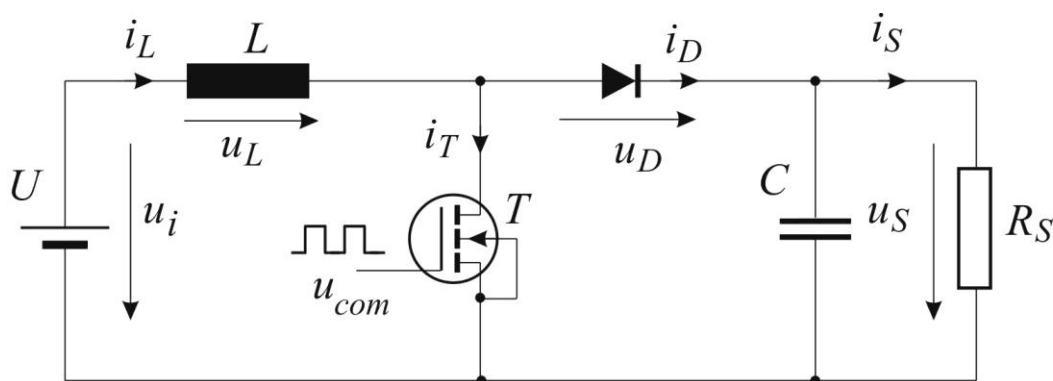


Fig. 6.9. Schema CTC Boost și mărimile principale.

Comutatorul este un tranzistor MOS de putere dar putea fi și de un alt fel, dar comandabil. Există o diodă cu rol de diodă de întoarcere, o bobină de filtraj a curentului, un condensator de valoare mare. Față de varianta anterioară comutatorul este paralel și dioda este serie cu sarcina

Comandă se face cu impulsuri dreptunghiulare de perioadă T cu factorul de umplere k .

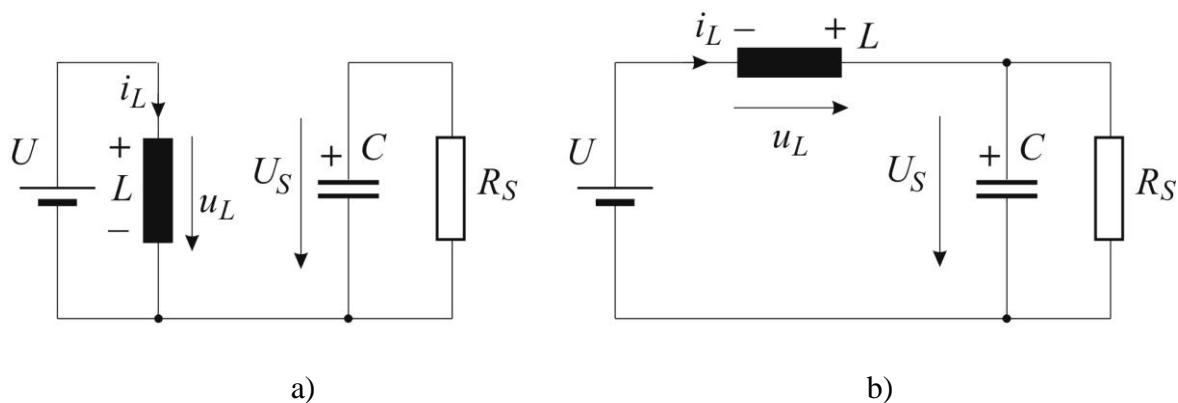


Fig. 6.10. Schemele echivalente ale CTC Boost pentru cele două semiperioade de funcționare.

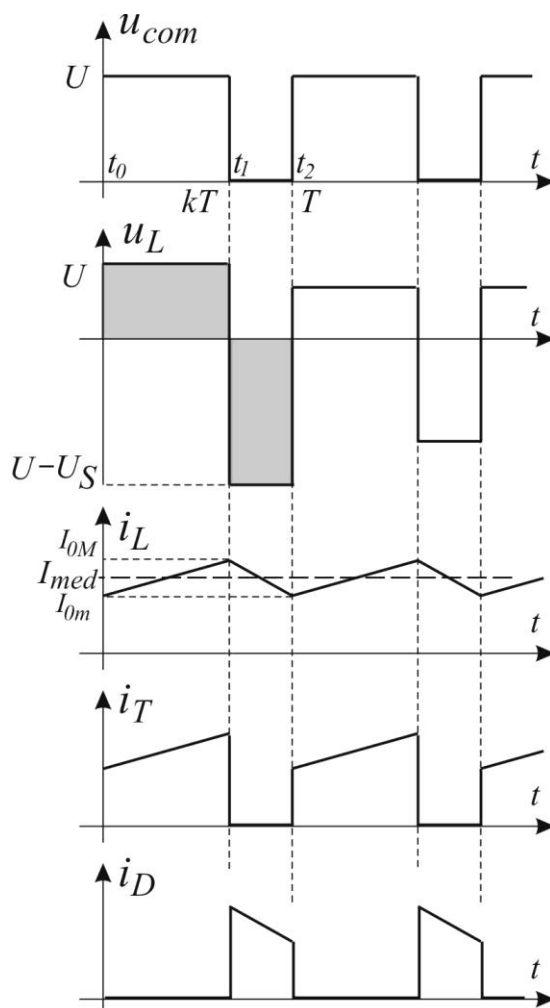


Fig. 6.11. Formele de undă ale mărimilor principale ale CTC Boost

Presupunerile și relația 6.4 rămân valabile.

Funcționarea se împarte în două semiperioade, prima, în care comutatorul este aprins, sursa este conectată la bornele bobinei iar dioda este polarizată invers în acest timp și deci este un gol. Circuitul de sarcină cu rezistența și condensatorul este izolat iar schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.10a.

În a doua semiperioadă comutatorul este stins, sursa este conectată prin bobină la diodă iar curentul, care nu se va întrerupe prin bobină, dar scade, va continua să circule prin diodă, care se va deschide prin acțiunea tensiunii bobinei ce-și schimbă semnul la borne. Dioda în acest timp este un scurtcircuit astfel că schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.10b.

Formele de undă ale principalelor mărimi, desenate pentru două perioade sunt prezentate în figura 6.11 și în continuare se explică de ce au forma din figură.

Pentru prima semiperioadă, din schema echivalentă 6.10a rezultă tensiunea la bornele bobinei, pozitivă, constantă (având în vedere presupunerile sursă ideală și relația 6.4), egală cu:

$$u_L = U \quad (6.9)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_0 de la valoarea inițială din momentul zero, o valoare minimă pe care am notat-o I_{0m} , va crește liniar (anexa B) până la o valoare maximă, I_{0M} pe care o atinge la momentul t_1 . La fel evoluează curentul prin comutator iar prin diodă este zero.

Pentru a doua perioadă, din schema echivalentă 6.10b rezultă că tensiunea la bornele bobinei este negativă, constantă (având în vedere relația 6.4), egală cu:

$$u_L = U - U_S \quad (6.10)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_1 de la valoarea maximă pe care am notat-o I_{0M} , va descrește liniar (anexa B) până la o valoare minimă, pe care o atinge la momentul t_2 . Deoarece am presupus regim permanent stabilizat această valoare minimă este chiar valoarea minimă inițială, I_{0m} , de la care va porni următorul ciclu.

La fel evoluează curentul prin diodă iar prin comutator este zero.

Este important de știut cum depinde tensiunea de ieșire de tensiunea de intrare și de parametrii impulsurilor de comandă. Pentru deducerea relației se porneste de la faptul că bobina este fără pierderi și pentru cele două semiperioade distincte, una în care curentul crește și primește energie și a doua în care curentul scade și cedează energie energia totală este zero.

Dacă se consideră valoarea medie a curentului prin bobină, I_{med} , atunci relația energetică pe o perioadă este:

$$U k T I_{\text{med}} + (U - U_S) (1 - k) T I_{\text{med}} = 0 \quad (6.11)$$

Curentul mediu fiind același relația exprimă și egalitatea suprafețelor mai întinse din graficul u_L pentru cele două semiperioade.

Se obține relația căutată:

$$U_S = \frac{U}{1 - k} \quad (6.12)$$

În concluzie tensiunea depinde de k și U și este mai mare decât tensiunea de intrare U la acest tip de CTC.

Observațiile făcute cu privire la valorile elementelor la CTC Buck sunt valabile și aici.

6.3.4. CTC Buck - Boost

Schema convertorului este prezentată în figura 6.12.

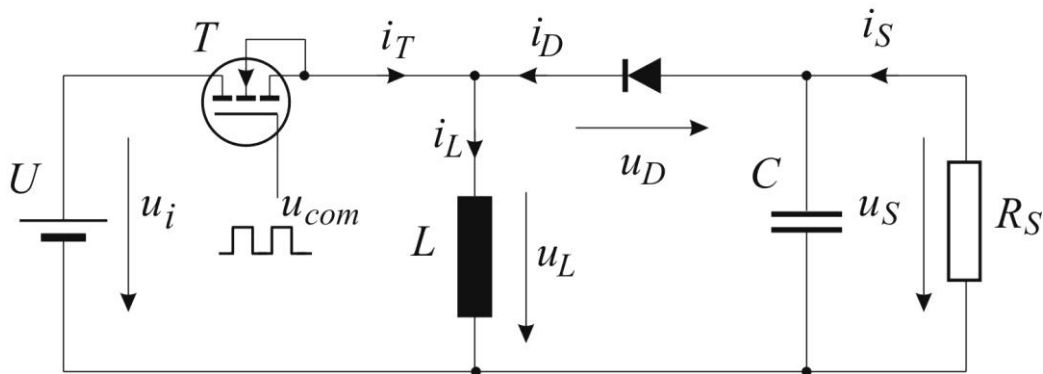


Fig. 6.12. Schema CTC Buck - Boost și mărimile principale.

Comutatorul este un tranzistor MOS de putere, mai sunt, ca și la variantele anterioare, o diodă, o bobină și un condensator de valoare mare. Față de varianta anterioară comutatorul este serie și bobina este paralel cu sarcina

Comanda se face la fel, cu impulsuri dreptunghiulare de perioadă T cu factorul de umplere k .

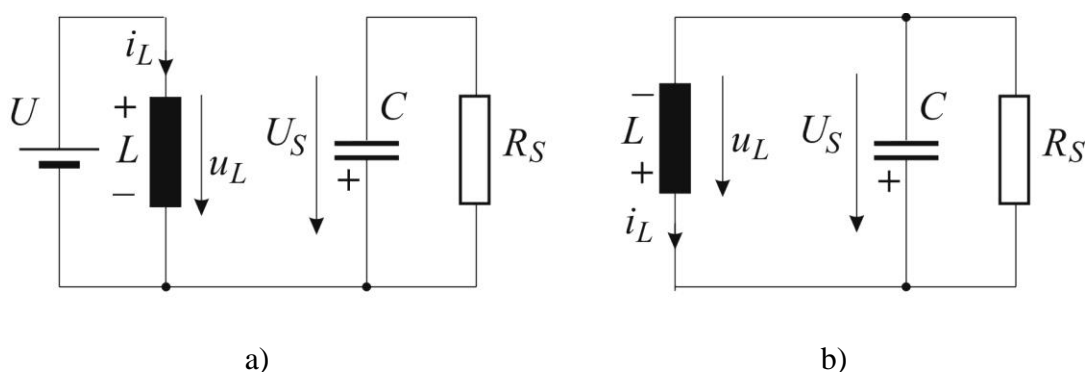


Fig. 6.13. Schemele echivalente ale CTC Buck - Boost pentru cele două semiperioade de funcționare.

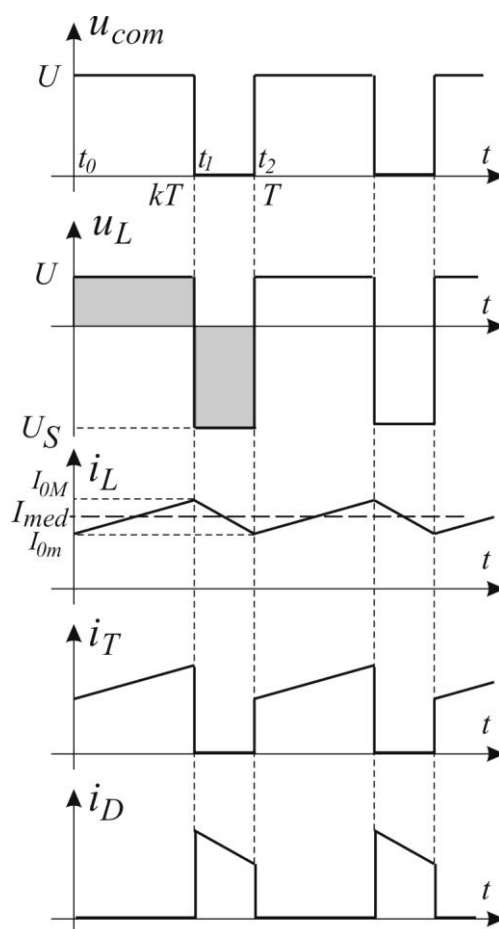


Fig. 6.14. Formele de undă ale mărimilor principale ale CTC Buck - Boost

Presupunerile și relația 6.4 rămân valabile.

Funcționarea se împarte în două semiperioade, prima, în care comutatorul este aprins, sursa este conectată la bornele bobinei iar dioda este polarizată invers în acest timp și deci este un gol. Circuitul de sarcină cu rezistența și condensatorul este izolat iar schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.13a.

În a doua semiperioadă comutatorul este stins, sursa este deconectată, prin bobină curentul nu se va întrerupe, dar scade, va continua să circule prin diodă, care

se va deschide prin acțiunea tensiunii bobinei ce-și schimbă semnul la borne. Dioda în acest timp este un scurtcircuit astfel că schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.13b.

Formele de undă ale principalelor mărimi, desenate pentru două perioade sunt prezentate în figura 6.14 și în continuare se explică de ce au forma din figură.

Pentru prima semiperioadă, din schema echivalentă 6.13a rezultă tensiunea la bornele bobinei, pozitivă, constantă (având în vedere presupunerile sursă ideală și relația 6.4), egală cu:

$$u_L = U \quad (6.13)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_0 de la valoarea inițială din momentul zero, o valoare minimă pe care am notat-o I_{0m} , va crește liniar (anexa B) până la o valoare maximă, I_{0M} pe care o atinge la momentul t_1 . La fel evoluează curentul prin comutator iar prin diodă este zero.

Pentru a doua perioadă, din schema echivalentă 6.13b rezultă că tensiunea la bornele bobinei este negativă, constantă (având în vedere relația 6.4), egală cu:

$$u_L = U_s \quad (6.13)$$

În această situație curentul prin bobină, pornind la momentul t_1 de la valoarea maximă pe care am notat-o I_{0M} , va scăde liniar (anexa B) până la o valoare minimă, pe care o atinge la momentul t_2 . Deoarece am presupus regim permanent stabilizat această valoare minimă este chiar valoarea minimă inițială, I_{0m} , de la care va porni următorul ciclu.

La fel evoluează curentul prin diodă iar prin comutator este zero.

Este important de știut cum depinde tensiunea de ieșire de tensiunea de intrare și de parametrii impulsurilor de comandă. Pentru deducerea relației se porneste de la faptul că bobina este fără pierderi și pentru cele două semiperioade distincte, una în care curentul crește și primește energie și a doua în care curentul scade și cedează energie energia totală este zero.

Dacă se consideră valoarea medie a curentului prin bobină, I_{med} , atunci relația energetică pe o perioadă este:

$$U k T I_{med} + U_s (1 - k) T I_{med} = 0 \quad (6.13)$$

Curentul mediu fiind același relația exprimă și egalitatea suprafețelor mai întinse din graficul u_L pentru cele două semiperioade.

Se obține relația căutată:

$$U_s = \frac{Uk}{k - 1} \quad (6.16)$$

În concluzie tensiunea depinde de k și U , este negativă și poate fi mai mare sau mai mică în valoare absolută decât tensiunea de intrare U .

Observațiile făcute cu privire la valorile elementelor sunt valabile și aici ca și la celelalte CTC.

6.3.5. Alte variante de CTC

O variantă de CTC care reprezintă de fapt o combinație în cascadă a doua dintre convertoarele deja prezentate, primul Boost, al doilea a Buck, este convertorul Cuk (figura 6.15).

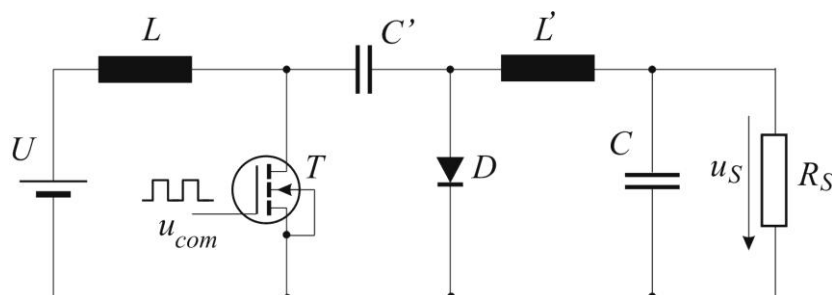


Fig. 6.15. CTC Cuk.

Pentru CTC Cuk tensiunea de ieșire este la fel ca pentru varianta Buck – Boost, relația 6.16, negativă și poate fi mai mare sau mai mică în valoare absolută decât tensiunea de intrare

Alte variante sunt CTC punte sau semipunte directe. În figura 6.16 este varianta semipunte. Este alimentat de la două surse egale, sarcina este R iar elementele reactive L , C asigură filtrarea. Comutatoarele sunt două tranzistoare MOS care au și diode antiparalele. Acestea sunt necesare pentru a fixa tensiunea maximă între punctul A și masă (punctul median al surselor) la nivelul celor două surse, $+U$, $-U$.

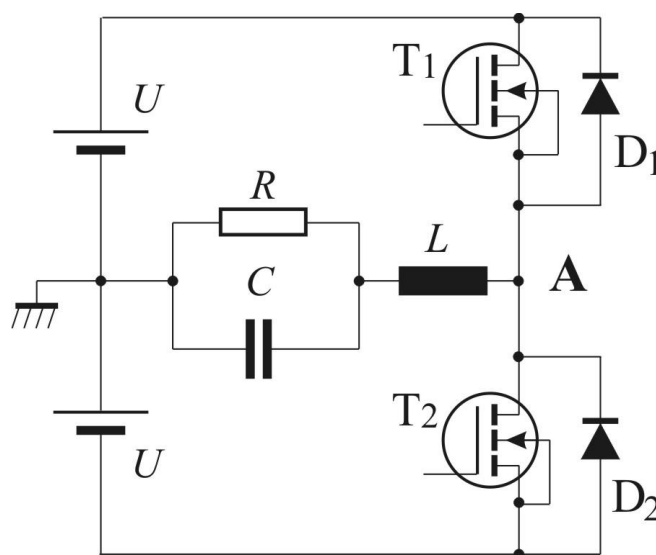


Fig. 6.16. CTC semipunte.

Cele două comutatoare funcționează alternativ, când unul este deschis celălalt se închide. În acest fel tensiunea între punctul A și masă este pe rând egală cu $+U$ și $-U$, semiperioadele fiind stabilite prin comandă. Dacă factorul de umplere este variabil este posibil ca valoarea medie a acestei tensiuni (U_0 , figura 6.17) să varieze între $+U$ și $-U$.

La variantele punte sau semipunte aceasta este deosebirea principală față de cele prezentate anterior, semnul tensiunii pe sarcină se poate modifica în funcție de mărimea factorului de umplere.

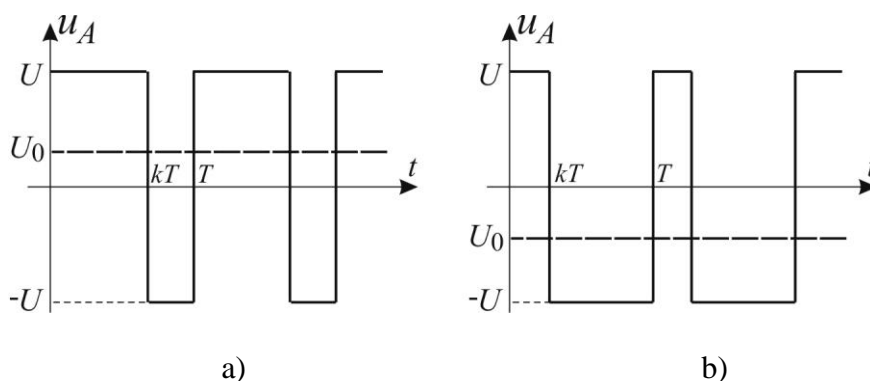


Fig. 6.17. Tensiunea de ieșire pentru CTC semipunte în două variante de comandă, cu factor de umplere mai mare de 0,5 (a) și mai mic de 0,5 (b).

6.4. CTC cu transformator

Aceste tipuri de CTC mai sunt denumite cu izolare și au doua variante principale de scheme și anume:

- Flyback;
- Forward.

În afara acestora exista variante care derivă din cele două de mai sus dar și variante semipunte sau punte.

Izolarea galvanică ieșire – intrare este principalul avantaj. Al doilea este că prin utilizarea mai multor înfășurări secundare se pot obține mai multe surse, izolate nu numai față de intrare, dar și între ele și cu tensiuni de valori diferite, care depind de rapoartele de transformare ale fiecărei înfășurări.

Dezavantajul este în primul rând transformatorul, piesa mai scumpă, grea, cu volum mare, pierderi semnificative care cresc cu frecvența și prin asta duc și la limitarea frecvenței de lucru. În plus este nevoie de izolare și pentru circuitul de reacție dintre sarcină și circuitul de comanda care se face fie printr-un alt transformator fi prin cuplaj optic.

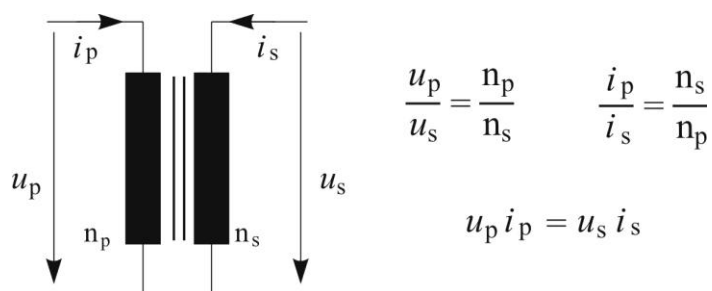


Fig. 6.18. Transformator ideal.

Pentru a analiza variantele CTC cu transformator îl vom considera pe acesta din urmă o componentă cvasi-ideală în care se va ține cont și de curentul de magnetizare. Astfel, la un transformator ideal (figura 6.18) se va adăuga o inductanță de magnetizare paralel cu înfășurarea primară, L_m (figura 6.19a). Considerând sarcina rezistivă, R , schema echivalentă în primar este prezentată în figura 6.19b.

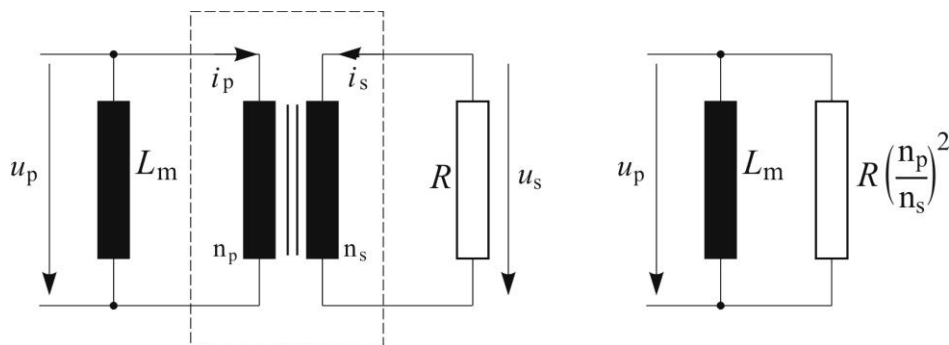


Fig. 6.19. Transformator cvasi-ideal și schema echivalentă în primar.

6.4.1. CTC Flyback

Cea mai simplă și utilizată variantă de CTC izolată este varianta Flyback (figura 6.20) care poate fi considerată o schemă Boost cu transformator.

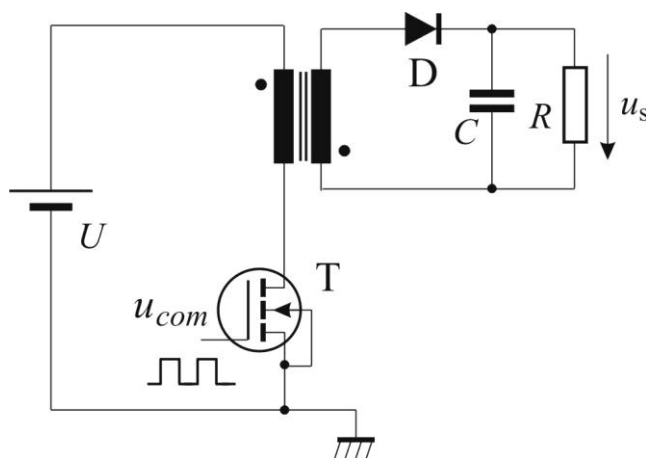


Fig. 6.20. CTC Flyback

Sensul înfășurărilor transformatorului este marcat astfel că semnul tensiunilor din primar și secundar va fi corelat conform acestuia.

Ca și la CTC neizolate, presupunerile simplificatoare și relația 6.4 rămân valabile.

Funcționarea se împarte în două semiperioade, prima, în care comutatorul este aprins, sursa este conectată la bornele primarului, la borna marcată va fi plusul tensiunii, în secundar asta înseamnă că la anodul diodei va fi semnul minus al tensiunii secundare și deci aceasta este polarizată invers în acest timp și deci este un gol, astfel că schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.21.

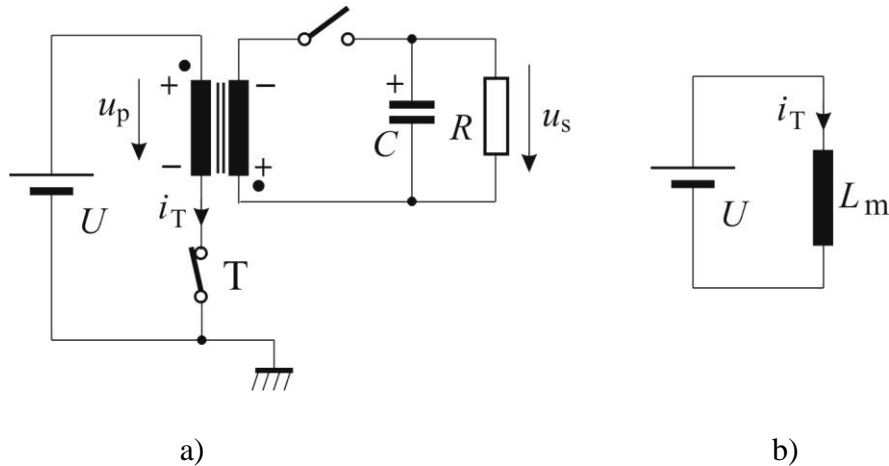


Fig. 6.21. Schema echivalentă a CTC Flyback pentru prima semiperioadă (a) și schema echivalentă din primar (b).

Secundarul este în gol și astfel, dacă utilizăm varianta simplificatoare din figura 6.19, primarul este aici echivalent doar cu inductanța de magnetizare, L_m , iar schema echivalentă din primar arata ca în figura 6.21b.

În a doua semiperioadă comutatorul este stins, tensiunile pe transformator își schimbă sensul (curentul scade dar nu se va întrerupe prin inductanța de magnetizare), dioda se aprinde iar schema echivalentă pentru această semiperioadă este aceea din figura 6.22. Primarul este deconectat de la sursă dar prin aprinderea diodei sarcina este conectată la transformator și schema echivalentă din primar arata ca în figura 6.22b

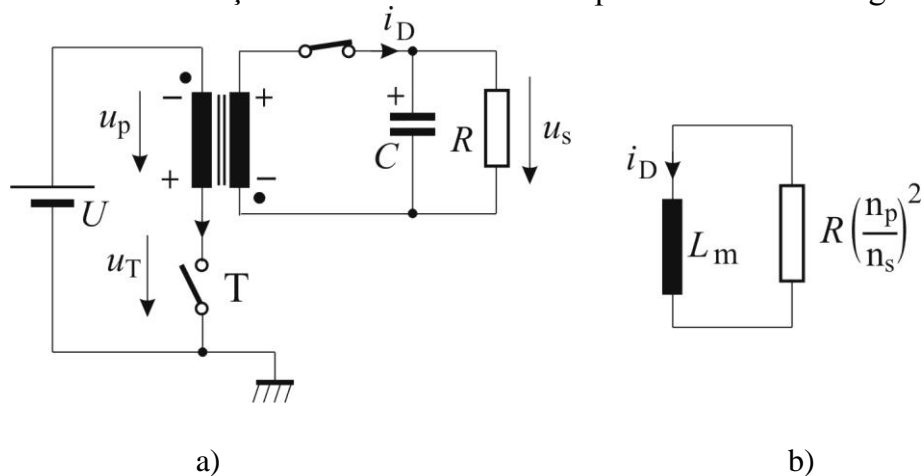


Fig. 6.22. Schema echivalentă a CTC Flyback pentru a doua semiperioadă (a) și schema echivalentă din primar (b).

Formele de undă ale principalelor mărimi, desenate pentru a doua perioade sunt prezentate în figura 6.23.

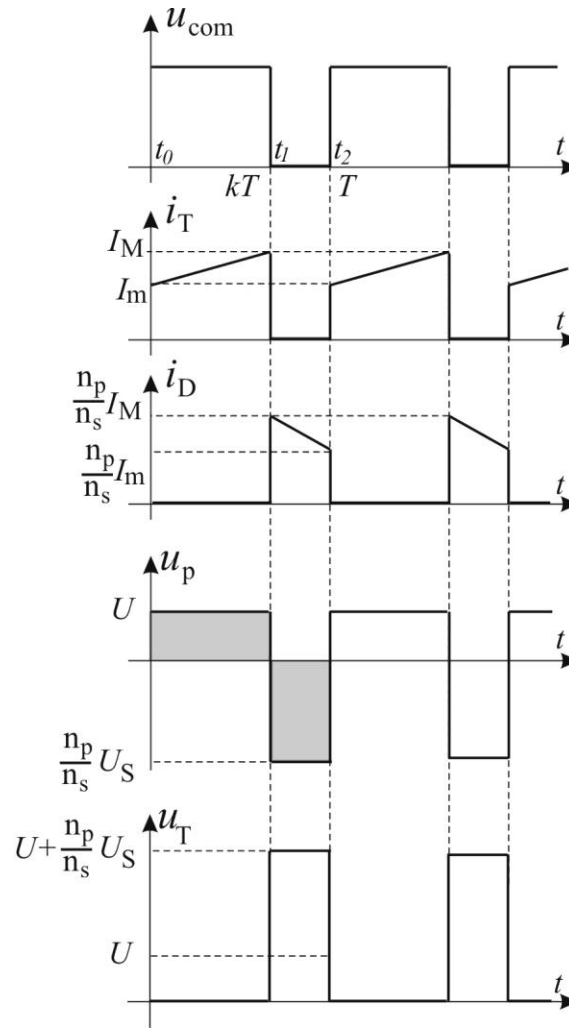


Fig. 6.23. Formele de undă ale mărimilor principale ale CTC Flyback.

Pentru prima semiperioadă, din schema echivalentă 6.21 rezultă tensiunea la bornele primarului (sau L_m) pozitivă, constantă (având în vedere presupunerile sursă ideală și relația 6.4), egala cu:

$$u_p = U \quad (6.17)$$

În această situație curentul prin comutator și înfășurarea primară, pornind la momentul t_0 de la valoarea inițială, minimă, din momentul zero, I_m , va crește liniar (anexa B) până la o valoare maximă, I_M pe care o atinge la momentul t_1 . Curentul prin diodă și tensiunea pe comutator sunt zero.

Pentru a doua semiperioadă, comutatorul este stins, curentul tinde să scadă și astfel tensiunea pe primar (sau L_m) schimbă semnul, la fel în secundar, dioda se deschide iar curentul prin secundar și prin diodă la momentul inițial al semiperioadei, t_1 este, conform relației curenților pentru transformatorul ideal:

$$i_D = I_M \frac{n_p}{n_s} \quad (6.18)$$

Tensiunea în secundar este egală cu tensiunea pe sarcină și este constantă iar în primar, conform relațiilor pentru transformatorul ideal este:

$$u_p = -U_s \frac{n_p}{n_s} \quad (6.19)$$

Curentul prin comutator este zero în această semiperioadă iar tensiunea pe el este suma tensiunilor sursei și înfășurării primare:

$$u_T = U + U_s \frac{n_p}{n_s} \quad (6.20)$$

Schema echivalentă în primar este cea din figura 6.22b iar tensiunea constantă din primar (relația 6.19) conduce la o descreștere liniară a curentului. La sfârșitul semiperioadei, deoarece regimul este permanent stabilizat curentul revine la valoarea inițială, I_m care corespunde în secundar valorii:

$$i_D = I_m \frac{n_p}{n_s} \quad (6.21)$$

Dependența tensiunii de ieșire de circuit, comandă și tensiunea de intrare se face similar cu cazurile anterioare. Suma energiilor primită și cedată de inductanța de magnetizare este zero și se traduce și aici prin suma zero a suprafețelor (cu semn) întinse astfel că rezultă:

$$U k T - U_s \frac{n_p}{n_s} (1 - k) T = 0 \quad (6.22)$$

Se obține relația căutată:

$$U_s = U \frac{n_s}{n_p} \frac{k}{(1 - k)} \quad (6.23)$$