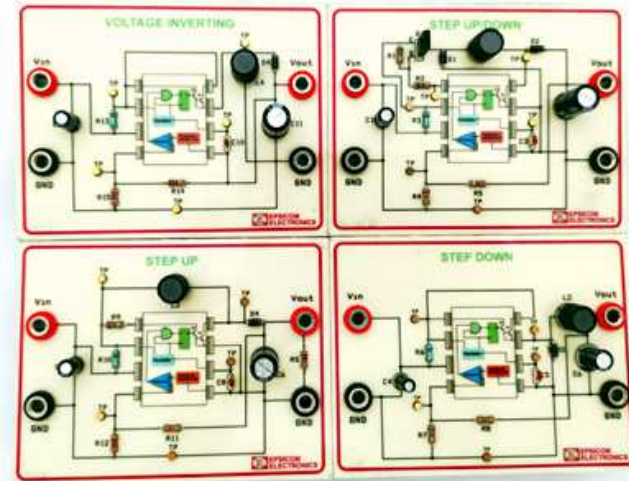


Surse în comutație

— Platforme educaționale —



Modul analiză
Analiza circuitelor

Tensiune de alimentare 12V
Alimentare sursa tensiune

Puncte de test pe fiecare bloc
Puncte de măsură semnale

Testare în Lucrări de Laborator
Performanțe circuit

Conectivitate
Lab-Test

Clienților noștri pasionați

Încercăm prin această Colecție de produse să satisfacem cerințele d-voastră plecând de la dorința noastră de a materializa orice idee utilă, valoroasă și imediat aplicabilă.

Fiecare proiect din această colecție a fost selectat cu grijă din multimea de idei, pentru a îmbunătăți modalitatea de înțelegere rapidă a circuitelor electronice, a fost îndelung testat și am abordat o prezentare pe înțelesul tuturor.

Încă de la începuturi, noi cei de la EPSICOM ne-am propus cele mai înalte obiective posibile în căutarea excelenței și mai mult decât atât, am pus un accent important pe formarea profesional vocațională a noii generații ce va continua activitatea, adică voi.

S-a născut astfel ideea dezvoltării acestor platforme, am depus toată energia, creativitatea pentru a sprijini noua generație de specialiști. Permanent am considerat că drumul spre cunoaștere trebuie străbătut îmbinând teoria cu practica imediată pentru aprofundarea și înțelegerea deplină a noțiunilor.

Am testat sute de scheme, zeci de versiuni care să aducă bucuria cunoașterii.

Aceasta este generația de produse educaționale care aduce multe noutăți și completează zonele identificate de noi ca fiind esențiale în aprofundarea cunoștințelor teoretice.

Sperăm că vă vor plăcea la fel de mult precum nouă. Utilizați-le cu înțelepciune și bucurați-vă !

Jan Gîlcescu,
Manager EPSICOM

Introducere	2	Circuitul MC34063	17
Prezentare.....	2	Descriere.....	17
Se ce studiem suresele in comutație ?.....	3	Oscilatorul.....	18
Noțiuni introductive	4	Comparatorul	18
Ce este regulatorul liniar ?.....	4	Circuitul de blocare	18
Ce este regulatorul în comutație ?.....	4	Limitatorul de curent	18
Platformele Surse în comutație	5	Comutatorul de ieșire	19
Ce cuprinde acest set ?.....	5	Funcționarea convertorului Buck	
Breviar de termeni	6	Exemplu de calculul al elementelor de circuit	19
Recapitularea elementelor din circuit	7	Funcționarea convertorului Boost-Boost	
Componentele pasive.....	7	Exemplu de calculul al elementelor de circuit	22
Rezistorul	7	Comparație între Sursele liniare de alimentare și cele în comutație	24
Bobina.....	7	Ghid pentru selectarea componentelor pentru sursele în comutație	27
Condensatorul.....	9	Lucrări de laborator	33
Diferența dintre inductanță și capacitate	11	Convertorul coborâtor de tensiune	
Componente active	12	Convertorul ridicător de tensiune	
Tranzistorul.....	12	Ce urmează?	39
Tipuri de convertoare	13	Bibliografie	39
Convertorul cc-coborâtor (Buck).....	13		
Convertorul cc-ridicător (Boost).....	15		
Convertorul cc-inversor	16		

Introducere

Prezentare

Tehnologia surselor de alimentare a avansat de-a lungul anilor. Primele surse de alimentare în comutație se realizau cu tuburi electronice și au fost proiectate în 1958 de IBM.

Apariția noilor componente semiconductoare, au condus la realizarea *regulatorului liniar*, prin utilizarea unui tranzistor pentru a reduce tensiunea de intrare la o valoare mai mică decât tensiunea de intrare, înlocuind transformatorul cu prize utilizat pentru schimbarea tensiunii de alimentare

Apple au introdus sursa de alimentare în comutație în calculatorul Apple II încă din anii 1970, Hewlett Packard a folosit o sursă în comutație în primul său calculator de buzunar în 1972 iar în anul 1976 s-a folosit prima oară termenul de sursă de alimentare în comutație (SMPS).

Odată cu realizarea de noi materiale feromagnetice, tranzistoare de comutație și circuite integrate capabile să lucreze la frecvențe ridicate, s-au obținut randamente mai mari,

putere specifică crescută, densitate de putere remarcabilă cu materiale mai puține și cu disipare mică de căldură.

Așadar, necesitatea de a produce aparatură mai ușoară și cu dimensiuni mai mici a condus la proiectarea surselor în comutație, marcând primul pas către computerele, laptopurile și tabletele ultrasubțiri și incredibil de ușoare pe care le folosim astăzi.

În plină eră a computerelor avem de prea puține ori posibilitatea de a testa, verifica, modifica și înțelege funcționarea acestora pentru a ne crea o viziune asupra a ceea se poate realiza în viitor în materie de surse de alimentare.

Aceștia sunt primii pași în proiectarea viitoarelor surse, indispensabile acum și în perspectiva noilor tehnologii ce vor apărea, vă propunem o metodă teoretică și practică de înțelegere a fenomenelor. O altfel de abordare.

EPSICOM Design

Echipe de proiectare-dezvoltare

Conectare pe fiecare port

Conectivitate

Asemenea versiunilor integrate, permite analiza circuitelor electronice specifice mai ușor decât oricând.

Totul este deja pregătit

Platformele Surse în comutație

Indiferent că sunteți profesionist sau începător, analiza semnalelor în diverse puncte de măsură pe modulele surselor în comutație va crea o emoție deosebită și va incita la noi decoperiri.

3 - 24Vcc

Alimentare

Se numără printre platformele pe care studiul se poate face la diverse tensiuni de alimentare astfel încât se poate observa variația parametrilor de funcționare.

Documentație

Suport de laborator

Avem la dispoziție pentru studiu mai multe scheme de aplicație precum și pinii de măsură pe elementele de circuit.

Important de știut

De ce studiem sursele în comutație ?

Scopul principal al acestor platforme este de a răspunde următoarelor întrebări:

- Ce sunt sursele în comutație, cum funcționează și unde sunt utilizate ?
- Care este diferența între sursele liniare și cele de comutație ?
- Ce tipuri principale de surse în comutație există și ce diferențe există între ele ?
- Care este procedura de calcul a componentelor interne ?
- Cum pot fi modificate sursele în comutație existente ?

Printr-o simplă analiză comparativă a performanțelor electrice dintre sursele de tensiune liniare și sursele în comutație se observă o serie de avantaje cât și de dezavantaje ale fiecărei categorii:

- Sursele de tensiune liniare asigură o stabilitate mai bună a tensiunilor și curenților furnizați către sarcină.
- Sursele în comutație pot funcționa la diferențe mari ale tensiunii intrare-ieșire.

Ce alegem atunci ?

Specificații



Alimentare
3 ... 32Vcc



Consum
Max 1A



Dimensiuni module
90 x 120 mm



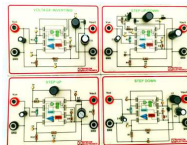
Greutate
~75 g/module

Completul de lucru conține:



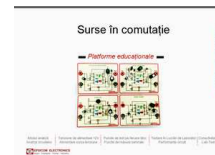
1

Cutie



2

4 Module



3

Documentație

Noțiuni introductive

Ce este regulatorul liniar ?

La sursele de tensiune liniare, elementele de transfer a energiei lucrează într-o zonă liniară a caracteristicilor statice corespunzătoare, astfel că puterea este distribuită atât pe sarcină cât și pe elementele de reglare într-o proporție considerabilă, cu pierdere de energie sub formă de căldură.

Sursa liniară este formată dintr-o referință stabilă de tensiune, un amplificator de eroare cu câștig mare și un element regulator serie, cu rezistență variabilă.

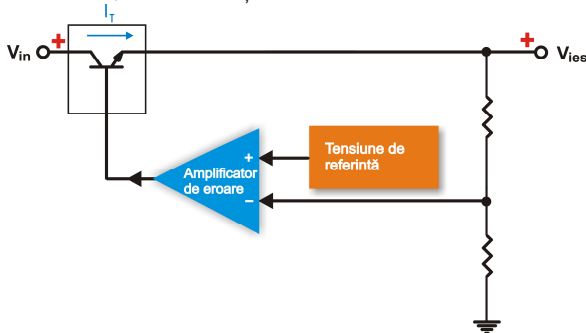


Figura 1 – Schema de principiu a regulatorului liniar

Amplificatorul de eroare monitorizează nivelul tensiunii de ieșire, o compară cu tensiunea de referință și generează un semnal de control liniar către regulator, care variază între două limite, de la saturație până la blocare, cu scopul de a menține o tensiune de ieșire constantă la variația tensiunii de intrare și a curentului prin sarcina de la ieșire. Tranzistorul regulator serie este comandat continuu în regiunea sa liniară. Astfel, deoarece tot curentul de sarcină trebuie să treacă acesta, energia cumulată va disipa sub formă de energia termică.

Ce este regulatorul în comutație ?

La sursele de tensiune în comutație elementele de transfer a energiei lucrează între două stări bine definite: conducție-blocat.

Sursa în comutație este realizată cu un element de referință stabil și un amplificator de eroare cu câștig mare, identic cu cel al stabilizatorului liniar la care au fost adăugate un oscilator și un circuit de blocare. Amplificatorul de eroare monitorizează tensiunea de ieșire, o compară cu tensiunea de referință și generează un semnal de control către regulator.

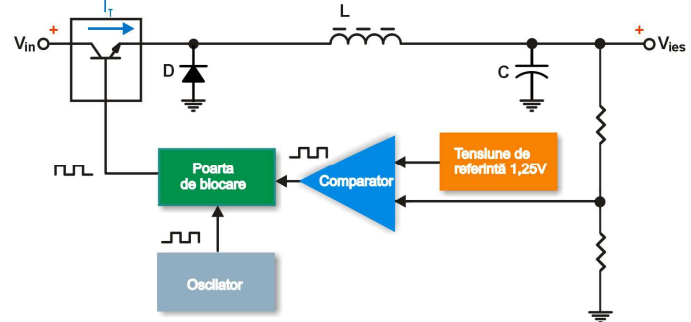


Figura 2 – Schema de principiu a regulatorului în comutație

Dacă tensiunea de ieșire este sub valoarea nominală, semnalul de control are un nivel ridicat și va comanda un circuit poartă, permițând astfel ca impulsurile oscilatorului să comande elementul de comutare serie, întrerupere/saturație, alternativ. Aceasta va continua până când tensiunea de ieșire ajunge la valoarea stabilită. Dacă semnalul de control va scădea, va opri oscilațiile către comutatorul serie. Tensiunea de ieșire va scădea până la valoarea nominală din cauza prezenței unei sarcini externe și va reiniția procesul de comutare.

Platformele Surse în comutație

Din ce este compus acest set ?

Circuitele sunt modele funcționale, cu rol exemplificativ, compuse dintr-un număr redus de componente electronice, suficient însă pentru a măsura semnalele, calcula și înțelege funcționarea acestora:

Convertorul Buck (Step-Down SMPS) – circuit electronic care are rolul să furnizeze la ieșire o tensiune constantă și de valoare mai mică decât tensiunea de alimentare.

Convertorul Buck ideal este compus din 5 componente de bază: comutatorul semiconductor de putere, o diodă, un inductor, o capacitate și un controller PWM;

Convertorul Boost (Step-Up SMPS) – circuit electronic care are rolul să furnizeze la ieșire o tensiune constantă și de valoare mai mare decât tensiunea de alimentare.

Convertorul Boost este asemănător cu convertorul Buck cu diferența că 3 din cele 5 componente de bază: comutatorul semiconductor de putere, dioda și inductorul sunt conectate diferit în circuit.

Convertorul Buck-Boost – este un convertor Buck (step-down) combinat cu un convertor boost (step-up). Tensiunea de ieșire este de obicei de aceeași polaritate a intrării și poate fi mai mică sau mai mare decât tensiunea de la intrare. Un convertor buck-boost poate utiliza un singur inductor atât pentru

modul inductor buck și pentru modul inductor boost prin utilizarea elementelor de comutare internă;

Convertorul inversor – circuit electronic care are rolul să furnizeze la ieșire o tensiune constantă, cu valoare negativă față de tensiunea de alimentare.

Convertorul inversor este asemănător cu convertorul Buck, compus tot din 5 componente de bază: comutatorul semiconductor de putere, o diodă, un inductor, o capacitate și un controller PWM, unde dioda este conectată în locul inductorului și inductorul este conectat în locul diodei ;

Modul Master (optional) – este un modul bază în care se cuplează modulele convertor pentru studiu.

Cuprinde sursa de alimentare la rețeaua de 220V și instrumente de măsură a tensiunii, curentului și puterii la intrarea și la ieșirea convertoarelor.

BREVIAR

Perioada – durata unui ciclu complet al unui semnal, reprezintă timpul necesar trecerii curentului de două ori prin zero (ciclu); unitatea de măsură este secunda [s].

Perioada unei funcții se notează cu T .

Frecvența – numărul de cicluri complete ale semnalelor periodice, efectuate într-o secundă; unitatea de măsură este numită Hertz [Hz].

Frecvența se notează cu f și este inversul perioadei:

$$f = \frac{1}{T}$$

Pulsația – frecvența unghiulară, este proporțională cu frecvența și se măsoară în radiani pe secundă (rad/s) :

$$\omega = 2\pi f$$

Permeabilitate magnetică – proprietatea materialului de a permite să fie traversat de linii magnetice, este gradul de magnetizare a unui material care reacționează când este străbătut de un câmp magnetic. Unitatea de măsură în Henry pe metru.

μ - permeabilitatea magnetică absolută caracterizează proprietățile magnetice ale unui material, mediu;

μ_0 - permeabilitatea magnetică a vidului, (constantă magnetică), are valoarea: $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7} \text{ N} \cdot \text{A}^{-2}$.

μ_r - permeabilitatea magnetică relativă a materialului, mediului, mărimea utilizată în practică, este egală cu raportul dintre permeabilitatea magnetică absolută și cea a vidului, $\mu_r = \mu/\mu_0$

Fluxul magnetic – reprezintă totalitatea liniilor de câmp magnetic ce străbat o suprafață.

Inducția magnetică – este o mărime vectorială, numeric egală cu forța cu care câmpul magnetic acționează asupra unui conductor lung de 1m, prin care trece un curent de un amper, când este așezat perpendicular pe liniile câmpului magnetic.

- unitatea de măsură în sistemul internațional se numește Tesla și se notează simbolul T .

Intensitatea câmpului magnetic – raportul dintre inducția magnetică într-un punct și permeabilitatea magnetică a mediului din acel punct și este o mărime vectorială. Intensitatea câmpului magnetic depinde de forma și dimensiunile circuitului, precum și de curentul din circuit, nu depinde de proprietățile magnetice ale mediului.

$$H = \frac{B}{\mu_0}$$

Reactanța inductivă – rezistența electrică a inductorilor într-un circuit de curent alternativ. Unitatea de măsură este ohmul [Ω], are simbolul X pentru a o distinge de valoarea pur rezistivă.

Se datorează faptului că inductanțele, componente reactive, se opun variației curentului electric prin ele. Valoarea reactanței depinde de valoarea inductanței și a frecvenței:

$$X_L = \omega L = 2\pi fL$$

Permitivitate electrică – numită permitivitatea relativă indică cât de mult poate fi polarizat un material (dielectric) în prezența unui câmp electric. Permitivitatea relativă este raportul dintre „permitivitatea unei substanțe și permitivitatea vidului” :

$$\epsilon_r = \epsilon / \epsilon_0$$

Permitivitatea relativă a vidului este egală cu 1.

Reactanța capacitivă – rezistența electrică a capacităților într-un circuit de curent alternativ. Unitatea de măsură este ohmul [Ω], are simbolul X pentru a o distinge de valoarea pur rezistivă.

Condensatoarele electrice, componente reactive, se opun variației tensiunii electrice aplicate la borne. Valoarea reactanței depinde de valoarea capacității și a frecvenței:

Factorul de calitate al circuitului rezonant Q – raportul dintre tensiunea pe elementul reactiv și tensiunea de alimentare

Factorul de amortizare d – raportul dintre tensiunea aplicată circuitului și tensiunea de la bornele elementului reactiv.

Recapitulare asupra componentelor din circuit

Pentru o bună înțelegere a funcționării reguletoarelor în comutație, este recomandat să facem o scurtă descriere a componentelor electronice pe care le utilizăm pe platformele de lucru.

Să începem cu:

Componente pasive de circuit

Componentele pasive, deși sunt preponderente în totalul componentelor unui circuit, consumă din energia semnalelor electrice însă asigură tensiunile și curenții necesari funcționării circuitelor.

Acestea se pot clasifica în:

- Componente disipative - care disipă energie electrică activă și o transformă în căldură, precum rezistoarele, fotorezistoarele, termistoarele, varistoarele...
- Componente reactive - înmagazinează energie fie sub forma unui câmp electric (condensator) fie a unui câmp magnetic (la bobină).

Bobina

Bobina este o componentă electronică pasivă (reactivă) de circuit, parametrul specific al unei bobine este inductivitatea proprie sau inductanța L , adică capacitatea bobinei de a acumula energie sub formă de câmp magnetic.

Este o componentă de circuit cu două terminale și mai multe spire de conductor electric izolat, realizată în aer sau pe un miez feromagnetic pentru mărirea inductanței.

La construcția bobinelor există 4 factori care influențează valoarea inductanței:

- materialul miezului bobinei

- numărul de spire, adică pentru aceeași cantitate de curent care curge prin bobină, fluxul magnetic va crește proporțional cu numărul de spire ale bobinei

- lungimea înfășurării

Cum funcționează

La trecerea curentului electric printr-o bobină, se creează în jurul spirelor un câmp magnetic care, la rândul său, creează în spire un curent electric (curent indus) de sens contrar, care tinde să-l frâneze pe cel inițial. Menționăm, acest fenomen de frânare are loc doar la variații ale curentului (crește sau scade) și poartă numele de fenomen de autoinducție, adică se induce un curent invers în spire prin câmpul creat de curentul aplicat inițial.

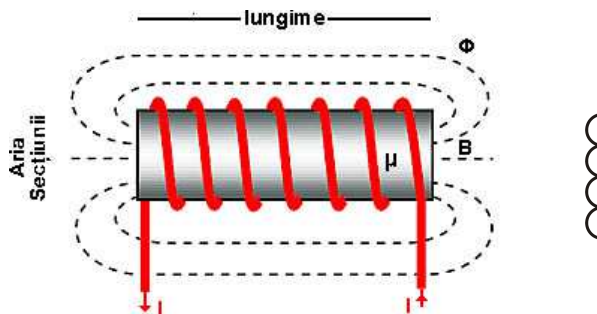


Figura 3 – Bobina

Câmpul magnetic este caracterizat de **fluxul magnetic** (Φ), totalitatea liniilor de câmp magnetic care străbat o suprafață.

Inductanța L este raportul dintre fluxul magnetic Φ și curentul I care parcurge bobina conform relației:

$$L = N \frac{\Phi}{I} [H]$$

unde:

L - inductanța măsurată în Henry

N - numărul de spire

Φ - este fluxul magnetic

I - curentul electric măsurat în Amperi

Proprietatea caracteristică a bobinei este inductanța care este o mărime fizică egală cu raportul dintre fluxul magnetic stabilit printr-un circuit de curentul care trece prin el și intensitatea curentului respectiv.

O variație a curentului prin bobină produce o variație a fluxului magnetic care la rândul său produce forță electromotoare ce încearcă să se opună variației curentului, întrucât câmpul magnetic indus din orice spiră de conductor electric acționează întotdeauna pentru a menține constant fluxul magnetic în spiră (principiul acțiunii și reacțiunii).

Fenomenul de **inducție electromagnetică B** constă în apariția unei tensiuni electromotoare într-o bobină, datorită variației în timp a fluxului magnetic care o străbate. Intensitatea de producere a fenomenului depinde de mărimea inductanței L , adică de proprietățile fizice ale miezului și de valoarea curenților care dau naștere câmpului magnetic.

Pentru o bobină, fluxul magnetic care este produs în miezul său interior este egal cu:

$$\Phi = B \times A$$

Unde: Φ este fluxul magnetic, B este densitatea fluxului și A este aria.

Pentru bobine fără miez, cu lungime l , cu număr de spire N pe metru lungime, inducția magnetică din miezul său va fi dată formula:

$$B = \mu_0 \times H = \mu_0 \frac{N \times I}{l}$$

Definim inductanța astfel: „o bobină va avea valoarea inductanței 1 Henry atunci când pentru un volt indus în

bobină, curentul care trece prin bobina se schimbă cu o viteză de un 1 Amper / secundă”. Legea lui Lenz

Așadar, inductanța reprezintă capacitatea aceluia element de circuit de a se opune modificării intensității curentului inițial, prin crearea (inducerea) unui curent de sens contrar.

În curent alternativ o bobină prezintă o reacțanță inductivă dependentă de frecvența curentului alternativ.

Efect în circuit

Inductorul este componenta care în regim armonic (curent sau tensiune sinusoidale) realizează la borne un defazaj φ al tensiunii, de aproape 90° față de curent.

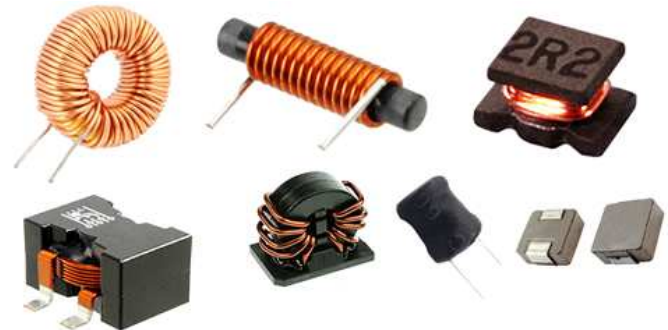


Figura 4 – Bobine utilizate în sursele în comutație

Defazajul introdus de o inductanță în circuit.

În diagramele fazoriale ale tensiunii și curentului pentru un inductor putem observa că în cazul ideal, defazajul este de $\varphi = 90^\circ$, dar practic este $\varphi < 90^\circ$

Factorul de calitate (Q) este un alt parametru important al bobinelor, este egal cu raportul dintre reacțanța și rezistența proprie:

$$Q = \frac{\omega L}{R}$$

Factorul de calitate ridicat se caracterizează prin rezistența mică a bobinei. La creșterea frecvenței crește și rezistența conductorului de bobinaj datorită efectului pelicular (distribuția neuniformă a câmpului magnetic în interiorul conductorului și apariției curenților turbionari), curentul având tendința de a circula către la suprafața conductorului, ceea ce echivalează cu reducerea secțiunii transversale.

Condensatorul

Prin construcție, un condensator este format din două plăci conductoare poziționate paralel, numite armături, care sunt separate electric printr-un material dielectric (aer, hârtie cerată, mică, ceramică, plastic). Materialele dielectrice își modifică starea electrică sub acțiunea câmpurilor electrice și apare efectul de polarizare sub acțiunea câmpului electric.

Putem acum să definim condensatorul: este o componentă care are „capacitatea” de a stoca energie sub formă de sarcini electrice care produc o diferență de potențial (tensiune statică) pe armăturile sale, asemenea unei mici baterii reîncărcabile. Cele două armături sunt încărcate cu o sarcină electrică egală, dar de semn opus.

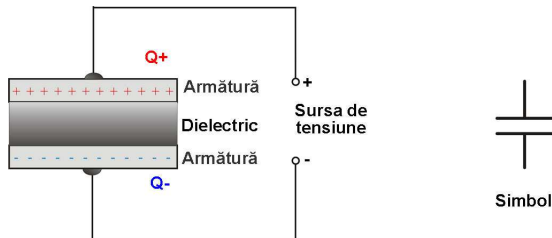


Figura 5 – Condensatorul electric

Cum se realizează aceasta ?

Astfel, dacă aplicăm o tensiune electrică la bornele condensatorului, acesta acumulează o cantitate de sarcini electrice (Q) proporțională cu tensiunea aplicată (U) și capacitatea condensatorului (C) conform relației:

$$Q = CU$$

Pe măsura formării câmpului electric datorită aplicării tensiunii, electronii liberi se vor aduna la terminalul negativ fiind luați de la terminalul pozitiv. Această diferență de sarcină se traduce prin apariția unui stoc de energie electrică în capacitor și reprezintă sarcina potențială a electronilor dintre cele două armături. Cu cât diferența numerică a electronilor dintre cele două armături este mai mare cu atât mai mare este fluxul câmpului electric și stocul de energie din capacitor (condensator).

Energia câmpului electric din capacitor (condensator) este :

$$E = \frac{CU^2}{2}$$

Energia stocată într-un capacitor depinde de tensiunea dintre armături.

Abilitatea capacitorilor de a stoca energie în funcție de tensiune se traduce printr-o tendință de menținere a tensiunii la un nivel constant. Cu alte cuvinte condensatoarele tind să se opună variației căderii de tensiune, folosind sau generând curent de la/spre sursa de tensiune, în sens invers cu variația.

Pentru a stoca mai multă energie într-un capacitor, trebuie mărită valoarea tensiunii la bornele sale cu alte cuvinte se majorează numărul electronilor pe armătura negativă și se diminuează numărul acestora pe armătura pozitivă.

Prin eliberarea energiei dintr-un capacitor, valoarea tensiunii la bornele sale scade odata cu câmpul electric, numărul electronilor pe armătura negativă scade prin

deplasarea lor spre armătura pozitivă dând naștere unui curent în aceea direcție.

Unitatea de măsură, în sistemul internațional, pentru capacitatea electrică este faradul (notat F)

Capacitatea unui condensator plan se calculează cu formula:

$$C = \varepsilon \frac{S}{d}$$

S - suprafața dintre cele două plăci conductoare care alcătuiesc condensatorul. Cu cât suprafața este mai mare cu atât este mai mare capacitatea.

d - distanța, d între cele două plăci, cu cât distanța este mai mică, cu atât capacitatea este mai mare.

ε - constanta dielectrică - tipul de material care separă cele două plăci numite „dielectric”, cu cât este mai mare permitivitatea dielectricului cu atât capacitatea este mai mare.

Dielectricul oferă următoarele avantaje:

- Constanta dielectrică este proprietatea materialului dielectric și variază de la un material la altul crescând capacitatea cu un factor de k .

Permitivitatea dielectricului crește valoarea capacității.

Dielectricul crește tensiunea de funcționare maximă comparativ cu aerul.

Să facem acum o scurtă recapitulare a noțiunilor:

Diferența dintre condensator și inductor

	Condensatorul	Inductanța
1	Definiție	Definiție
	Proprietatea dispozitivului care stochează energie electrică sub formă de sarcini electrice se numește capacitate.	Proprietatea dispozitivului care stochează energia magnetică sub formă de linii sau fluxuri magnetice se numește inductanță.
2	Semnificație	Semnificație
	Capacitatea este notată cu majuscula C .	Inductanța este notată cu majuscula L .
3	Unitate	Unitate
	Unitatea de măsură pentru capacitate electrică este Farad (F)	Unitatea de măsură pentru inductanță electrică este Henry (H)
4	Rolul	Rolul
	Condensatorul este elementul de circuit în care energia este stocată într-o formă electrostatică .	Inductorul este elementul de circuit în care energia este stocată într-o formă electromagnetică .
5	Funcție	Funcție
	Principala funcție a capacității este să se opună modificării tensiunii . Condensatorul este capabil să stocheze energie sub formă de energie electrică.	Principala funcție a inductanței este de a se opune modificării curentului . Un inductor este capabil să stocheze energie magnetică sub formă de energie magnetică.
6	Energia stocată de condensator și inductor	Energia stocată de condensator și inductor
	Condensatorul se opune trecerii curentului continuu, dar permite circulația curentului alternativ prin el. Energia totală stocată în condensator poate fi calculată ca fiind:	Inductorul se opune trecerii curentului alternativ, dar permite circulația curentului continuu prin el. Energia totală stocată în inductor poate fi calculată ca fiind:
	$E = \frac{CU^2}{2}$	$E = \frac{LI^2}{2}$
7	Valoarea energiei depinde de:	Valoarea energiei depinde de:
	Permitivitatea electrică a materialului dielectric	Permeabilitatea magnetică a miezului

Tranzistorul în regim de comutație

Deși există mai multe tipuri de tranzistoare, vom face doar o descriere sumară numai a tranzistoarelor bipolare cu care sunt realizate circuitele noastre, punând un accent mai mare pe funcționarea lor decât asupra fizicii semiconductorului.

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv electronic, ce funcționează ca un regulator de curent comandat de un curent mic, de control.

Este realizat dintr-un „sandwich” cu trei straturi de materiale semiconductoare dopate, adică impurificate, separate prin

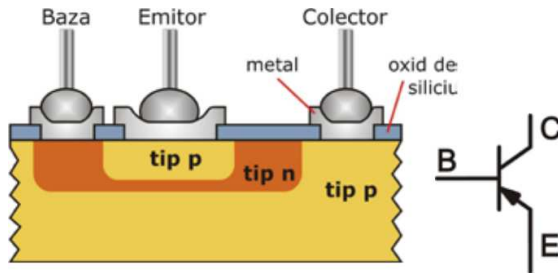


Figura 6 – Structura și simbolul tranzistorului bipolar tip pnp

două joncțiuni pn formate între cele două regiuni semiconductoare învecinate. Tranzistorul poate fi echivalat cu două diode: una polarizată direct (BE) și cealaltă polarizată invers în raport cu tensiunea de alimentare, după cum vom vedea mai departe.

Regiunea bazei este mai subțire și mai slab dopată în comparație cu regiunea emitorului (puternic dopată) și cu regiunea colectorului (dopată moderat).

În funcție de tipul de tranzistor (nnp sau pnp), curentul de bază trece de la bază către emitor sau de la emitor către bază astfel că săgeata simbolului indică întotdeauna direcția fluxului de electroni.

Avem așadar joncțiunea bază-emitor între bază și emitor și joncțiunea bază-colector între bază și colector. Fiecare strat care formează tranzistorul este conectat la câte un terminal al capsulei, adică vom avea 3 terminale denumite Emitor, Bază, Colector.

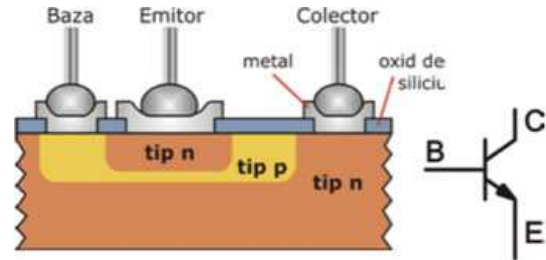


Figura 7 – Structura și simbolul tranzistorului bipolar tip nnp

Cum funcționează tranzistorul?

Joncțiunea BE este polarizată direct ($V_{BE} > 0$ la nnp și $V_{BE} < 0$ la pnp), având tensiune de deschidere de 0.6 V iar joncțiunea BC este polarizată invers ($V_{BC} < 0$ la nnp și $V_{BC} > 0$ la pnp).

Analizând figura de mai sus, observăm ca pentru a permite deschiderea circuitului colector-emitor trebuie să aplicăm o tensiune de deschidere de aproximativ 0.6 V între bază și emitor.

Datorită polarizării directe a joncțiunii BE, în conducție și unilaterial, curentul prin joncțiune este dominat de fluxul de purtători majoritari caracteristici emitorului injectați în bază.

Întrucât stratul bazei este foarte subțire, cea mai mare parte a fluxului de purtători ajunge prin difuzie la joncțiunea BC unde câmpul existent în regiunea de barieră permite trecerea electronilor în regiunea de colector, determinând un curent important prin joncțiunea BC, chiar dacă aceasta este polarizată invers. Tensiunea de 0.6 V aplicată pe joncțiunea BE, numită și tensiune de prag pentru bariera de potențial, permite trecerea unui curent de bază prin joncțiunea BE și în consecință trecerea curentului între colector și emitor.

De la acest nivel de tensiune aplicată pe bază putem controla curentul între colector și emitor, prin curentul injectat în bază.

Rezumând, cu un curent mic injectat în baza tranzistorului bipo-lar, peste o tensiune de 0.6 V, se pot controla curenți mari în circuitul emitor-colector care se comportă ca o rezistență variabilă **TRANSfer reZISTOR**.

Să începem să lucrăm acum cu aceste componente.

Comanda acestui convertor se poate face în două moduri:

1. *Comanda în frecvență este constantă*, controlul tensiunii de ieșire se realizează prin modularea în durată a impulsurilor (PWM), adică prin modificarea factorului de umplere a tensiunii de comandă a comutatorului.

Factorul de umplere = raportul dintre durata cât comutatorul este închis și perioada semnalului de comandă. Formarea semnalului de comandă se realizează prin compararea unei tensiuni de referință cu un semnal în formă de undă de dinți de

ferăstrău. Prin modificarea tensiunii de referință se modifică și factorul de umplere al semnalului PWM.

Dioda este de tip Schottkey, aleasă în funcție de curentul și frecvența dorită. Dispozitivul semiconductor de comutație trebuie să fie selectat la valori mai mari ale tensiunii și curentului rezultat.

2. *Comanda în frecvență variabilă*, sau controlul prin modularea în frecvență.

Tipuri de circuite utilizate

Convertorul cc-coborător (Buck)

Convertorul cc-coborător (buck sau step-down) este un circuit în comutație proiectat pentru a reduce tensiunea continuă de la intrare continuu la valoare mai mică la ieșire, prin întreruperea circuitului de alimentare.

Regulatorul în comutație este utilizat în locul reguletoarelor liniare consumuri mai mari ale sarcinii și diferențe mari dintre tensiunea de intrare și tensiunea pe sarcină. Tensiunea nestabilizată de la intrare este micșorată pentru a produce o tensiune continuă stabilizată la ieșire.

Așa cum se observă în schema prezentată în Figura 8, convertorul este alcătuit din tranzistorul T cu rol de comutator comandat, dioda D, bobina L și condensatorul C.

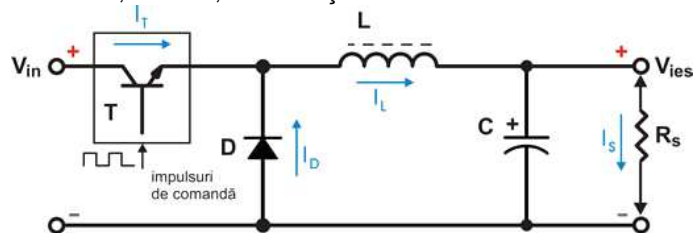


Figura 8 - Schema de principiu a convertorului Buck

Funcționarea convertorului buck se bazează pe relația dintre curentul și tensiunea generată de inductor.

- faza inițială: comutatorul este în poziția deschis iar curentul în circuit este 0.
- faza 2: comutatorul este închis, curentul prin inductor începe să crească, iar tensiunea tinde să scadă. Această cădere de tensiune de pe inductor este înseriată cu căderea de tensiune de pe sarcină realizând o limitare a tensiunii pe sarcină. În tot acest timp inductorul acumulează o cantitate de energie pe care o eliberează ulterior în circuit prin intermediul diodei (D1). (pasul 2),

Funcționare:

Sursa V_{in} furnizează la intrarea convertorului o tensiune constantă, iar rezistența R_s constituie sarcina convertorului. În momentul în care tranzistorul T se deschide, tensiunea de intrare V_{in} se aplică filtrului de ieșire, prin bobină circulând curentul de sarcină și cel de încărcare al condensatorului. Când tranzistorul se blochează, datorită tensiunii autoinduse în bobină, dioda D se deschide asigurând circuitul pentru trecerea curentului din bobină prin sarcina R_s .

Vom analiza, pentru început, funcționarea circuitului în regim staționar.

În acest regim se disting două moduri de funcționare:

- mod de conducție neîntreruptă;
- mod de conducție întreruptă.

Formele de undă ce descriu funcționarea pentru cele două moduri sunt prezentate în figura 9.

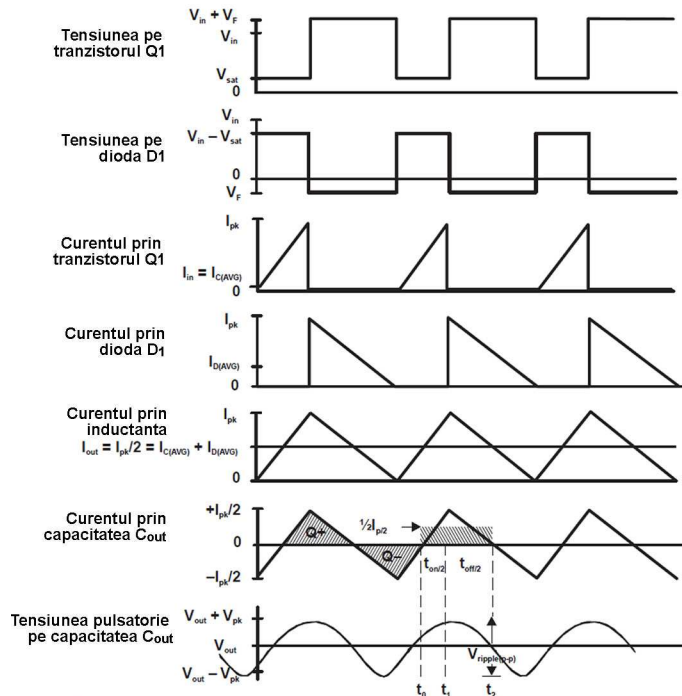


Figura 9 – Diagrama de lucru a convertorului Buck

Formele de undă au fost reprezentate în următoarele ipoteze simplificatoare:

- căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducție sunt nule;
- căderea de tensiune pe condensatorul de ieșire aproximativ constantă;

- rezistența bobinei și condensatorului sunt zero;
- timpii de comutare ai tranzistorului și diodei sunt foarte mici în raport cu perioada de comutație.

Convertorul cc-ridicător (Boost)

Convertorul ridicător de tensiune Boost (step up) este diferit de convertorul Buck prin faptul că tensiunea de la ieșire este egală sau mai mare decât tensiunea sa de intrare.

Este important să ne amintim că puterea

$$(P) = \text{tensiune (V)} \times \text{curent (I)}$$

așadar, dacă tensiunea de ieșire este mai mare, curentul furnizat la ieșire disponibil este mai mic.

Schema convertorului ridicător este prezentată în Figura 10. Convertorul propriu zis este alcătuit din aceleași componente utilizate în convertorul buck, altfel dispuse în circuit tranzistorul T cu rol de comutator comandat, dioda D, bobina L și condensatorul C.

Sursa V_{in} furnizează la intrarea convertorului o tensiune constantă, iar rezistența R_s constituie sarcina convertorului.

Tranzistorul de comutare (MOSFET sau bipolar), este utilizat în comutarea puterii, alegerea fiind determinată de curent, tensiune și viteză de comutare.

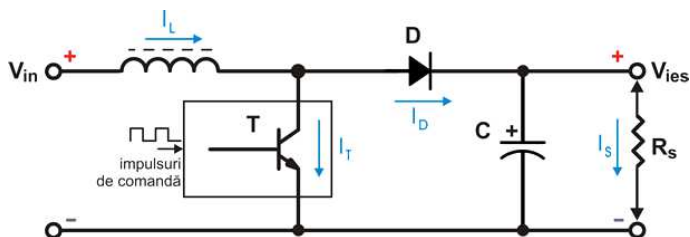


Figura 10 – Schema de principiu a convertorului Boost

Funcționare:

În Figura 11 ilustrează funcționarea circuitului la pornire, când se aplică un semnal pe baza tranzistorului (sau poartă în cazul MOSFET). La acest moment, tranzistorul conduce, trecând în scurtcircuit bobina L către terminalul de alimentare negativ. Prin urmare, curentul circulă între borna de alimentare pozitivă și masă prin bobina L care stochează energie în câmpul său magnetic. Practic curent nu trece spre sarcină, întrucât combinația dintre dioda D, capacitatea C și rezistența de sarcină R_s cumulează o impedanță mult mai mare decât ce de pe calea directă prin tranzistorul comutator în conducție.

- La dispariția semnalului de comanda a tranzistorului, scăderea bruscă a curentului prin L produce o tensiune electromotoare cu polaritate opusă tensiunii din L, care va menține curentul și are ca rezultat două tensiuni în serie, tensiunea de alimentare V_{in} și tensiunea electromotoare (V_L). Această tensiune ($V_{in} + V_L$), se va aplica pe C prin dioda D, tranzistorul T fiind blocat. Capacitatea se încarcă până la valoarea $V_{in} + V_L$, minus căderea mică de tensiune pe D și va fi aplicată pe rezistența de sarcină R_s .

De fiecare dată când tranzistorul este în conducție, catodul diodei D este la un potențial mai mare decât anodul datorită tensiunii de pe condensatorul C. Dioda D este blocată, astfel încât ieșirea circuitului este izolată de intrare, totuși sarcina continuă să fie alimentată cu $V_{in} + V_L$ de pe condensatorul C încărcat.

Deși C se descarcă pe sarcină în această perioadă, C se reîncarcă de fiecare dată când tranzistorul se blochează, menținând astfel o tensiune de ieșire aproape constantă pe sarcină. Tensiunea de ieșire V_{ies} este teoretic determinată

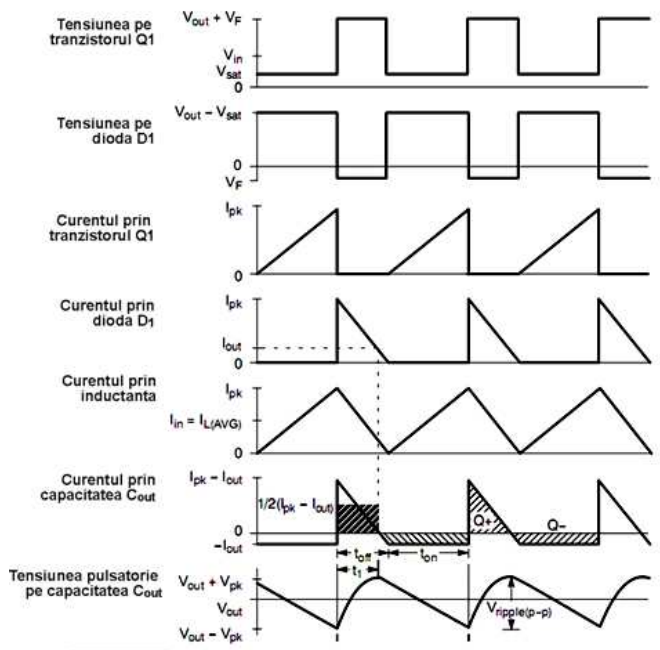


Figura 11 – Diagrama de lucru a convertorului Boost

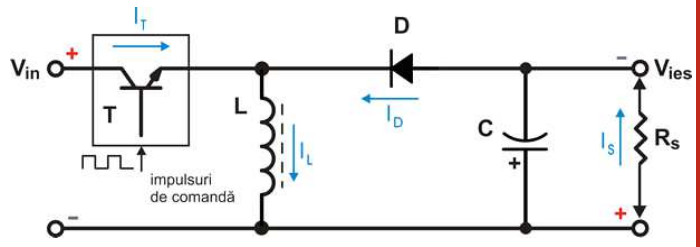


Figura 12 – Schema de principiu a convertorului inversor

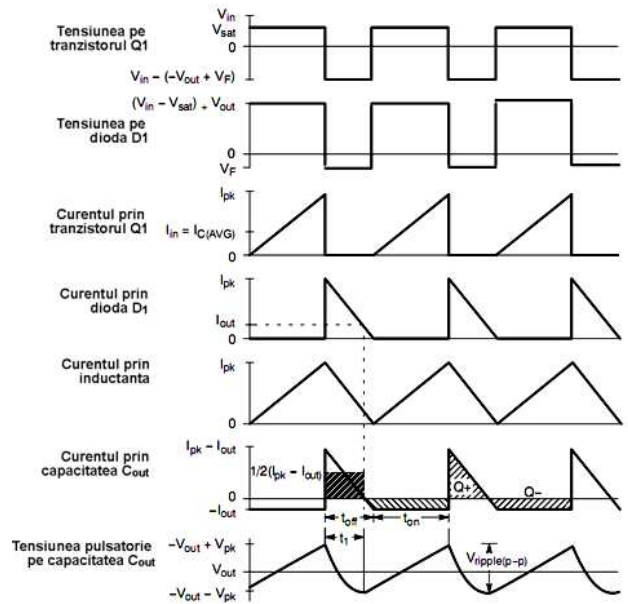


Figura 13 – Diagrama de lucru a convertorului inversor

Convertorul cc-inversor

Provocare:

- In figura 12 este prezentată schema de principiu a convertorului inversor iar în figura 13 aveți diagrama de lucru a convertorului. Descrieți funcționarea acestuia.

Circuitul MC34063

Descriere

MC34063 este un circuit integrat de control în capsulă DIP cu 8 pini care conține toate funcțiile active necesare pentru comutarea convertoarelor de curent continuu (DC-DC). MC34063 include următoarele componente:

- Tensiune de referință compensată la temperatură;
- Oscilator cu ciclul de funcționare controlat;
- Limitator activ de curent de vârf ;
- Driver;
- Comutator de ieșire;
- Comparator tensiune de ieșire.

Această serie de circuite a fost proiectată special pentru a fi încorporată în aplicațiile de conversie ridicatoare, descrescătoare și inversoare de tensiune. Aceste funcții sunt conținute într-un cip cu 8 pini, prezentat în figura 14.

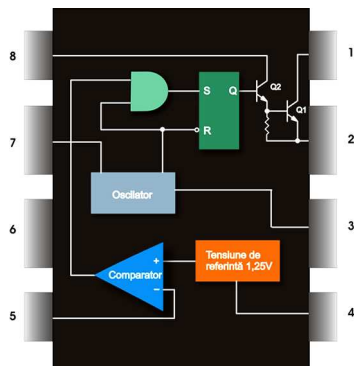


Figura 14 – Circuitul integrat MC34063

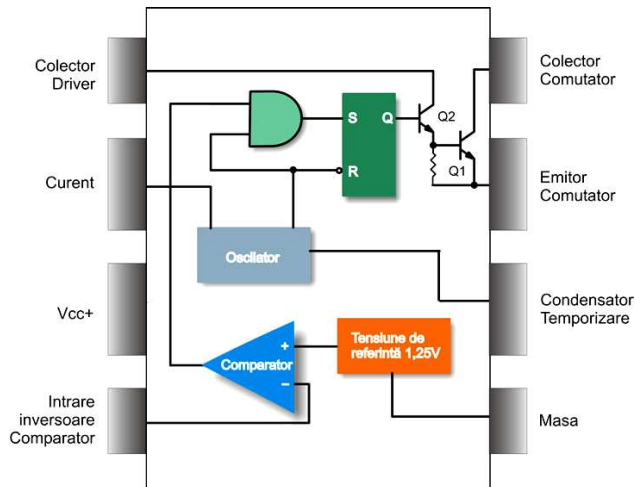


Figura 15 – Conectarea circuitului integrat MC34063

Blocurile componente ale circuitului integrat sunt:

Oscilatorul

Oscilatorul este compus dintr-o sursă de curent și un circuit de descărcare a curentului care încarcă și descarcă condensatorul de temporizare extern (CT) între un prag superior și inferior presetat. Curentul de încărcare este de 35 mA, iar curentul de descărcare este de 200 mA, producând aproximativ un raport de 6: 1. Astfel, perioada descrescătoare este de șase ori mai lungă decât cea a perioadei de creștere.

Nivelul prag de tensiune superior este de 1,25 V, același cu tensiunea de referință internă, iar nivelul prag inferior este de

0,75 V. Oscilatorul funcționează constant, într-un ritm controlat de valoarea CT.

Comparatorul

Ieșirea comparatorului poate acționa circuitul de blocare realizat cu bistabilul RS numai în timpul rampei crescătoare și poate iniția parțial sau complet un ciclu. După ce comparatorul a comandat circuitul de blocare, nu îl poate reseta. Acesta va rămâne setat până ce rampa va începe să coboare. Ieșirea comparatorului va fi logic „0” atunci când tensiunea de ieșire a regulatorului de comutare este peste valoarea nominală.

Circuitul de blocare

Este realizat dintr-un bistabil RS comandat pe intrarea Set cu un circuit SI cu două intrări. Pe durata crescătoare rampei, pe intrarea a porții ȘI este aplicat un semnal logic „1” de la oscilator. Dacă tensiunea de ieșire a regulatorului este sub valoarea nominală, la intrarea va fi prezentă și o logică „1” de la ieșirea comparatorului. Această condiție va seta circuitul de blocare și va face ca ieșirea „Q” să treacă la nivel logic „1” comandând astfel circuitului comutator de ieșire.

Când oscilatorul atinge pragul superior, condensatorul CT va începe să se descarce și oscilatorul va aplica pe intrarea porții SI un semnal logic „0”, blocând intrarea Set, simultan cu aplicarea acestuia pe intrarea Reset (ca semnal inversat). În aceste condiții nivelul de pe ieșirea „Q” să scade la nivel logic „0”, dezactivând driverul și comutatorul de ieșire.

Limitatorul de curent

Limitarea curentului se realizează prin monitorizarea căderii de tensiune pe un rezistor extern de detectare, conectat în serie cu V_{CC} și tranzistorul comutator de ieșire. Căderea de tensiune de pe rezistor este monitorizată de pinul depășire curent, I_{pk} . Când

căderea de tensiune pe rezistorul de măsurare curent devine mai mare decât valoarea prestabilită de 330 mV, circuitul limitator de curent deschide o cale de curent suplimentară pentru a încărca condensatorul pentru a atinge pragul superior, limitând astfel cantitatea de energie stocată în inductor. Există astfel o corespondență între curentul de încărcare a condensatorului CT în raport cu tensiunea de detectare a curentului limită. Curentul de vârf $I_{pk} = 330 \text{ mV} / R_{lim}$.

Comutatorul de ieșire

Comutatorul de ieșire este compus dintr-un tranzistor NPN Darlington. Colectorul tranzistorului de ieșire este legat de pinul 1, iar emitorul este legat de pinul 2. Această dispunere permite proiectantului să utilizeze MC34063 în configurații buck, boost sau invertor.

Tensiunea maximă de saturație a colectorului-emitor la 1,5 A (vârf) este de 1,3 V, iar curentul maxim de vârf al comutatorului de ieșire este de 1,5 A.

Pentru un curent de ieșire de vârf mai mare, se utilizează un tranzistor extern.

Să presupunem că tranzistorul T1 este blocat, curentul inductor I_L este zero și tensiunea de ieșire este la valoarea sa nominală. Tensiunea de ieșire a condensatorului Cout se va descompune în cele din urmă sub nivelul nominal de ieșire, deoarece este singura sursă de curent de alimentare care încarcă RL.

Această deficiență de tensiune este sesizată de circuitul de comandă de comutare și determină deschiderea Q1. Curentul inductor începe să curgă din Vin prin Q1 și Cout în paralel cu RL și crește cu o rată de:

unde:

T_C = Timpul de conducție

T_B = Timpul de blocare

δ = Factorul de umplere

V_{in} = Tensiunea de intrare

V_{out} = Tensiunea de ieșire

Deci, cu cât este mai mare ciclul de funcționare, cu atât tensiunea de ieșire continuă medie este mai mare de la sursa de alimentare în modul comutator. Din acest lucru putem observa că tensiunea de ieșire va fi întotdeauna mai mică decât tensiunea de intrare, deoarece factorul de umplere δ nu poate ajunge niciodată unitar (rezultând un regulator de tensiune descrescătoare). Reglarea tensiunii se obține prin variația ciclului de funcționare și cu viteze mari de comutare, până la 200 kHz, componente mai mici pot fi utilizate astfel reducând considerabil dimensiunea și greutatea unei surse de alimentare în modul comutator.

Un alt avantaj al convertorului de buck este că aranjamentul inductor-condensator (LC) asigură o filtrare foarte bună a curentului prin bobină. În mod ideal, convertorul de bucle ar trebui să funcționeze într-un mod de comutare continuă, astfel încât curentul bobinei să nu cadă niciodată la zero. Cu componente ideale, adică tensiune și pierderi de comutare zero în starea „ON”, convertorul ideal de buck ar putea avea eficiențe de până la 100%.

La fel ca și la regulatorul în comutație *Buck*, coborât de tensiune, vom exemplifica proiectarea unei surse de alimentare în comutație cu regulator ridicător de tensiune, *Boost*.

Exemplu de calculul al elementelor de circuit

Date de proiectare:

V_{in} = între 18V și 21V

I_{ies} = 100mA

V_{out} = 5 V

f_{min} = 60 kHz

$V_{ripple(p-p)}$ = 0.4% V sau 20mVp-p

1. Se calculeaza raportul t_c (timp conducție) t_b (timp blocare) :

$$\frac{t_c}{t_b} = \frac{V_{ies} + V_{CD}}{V_{in(min)} - V_{sat} - V_{ies}} = \frac{5 + 0.8}{18 - 0.8 - 5} = 0.475$$

2. Durata unui ciclu complet a rețelei LC este egal cu:

$$t_c + t_b = \frac{1}{f_{min}} = \frac{1}{60 \times 10^3} = 16.7 \mu s \text{ pe ciclu}$$

3. Se calculează:

$$t_b = \frac{t_{c(max)} + t_b}{\frac{t_c}{t_b} + 1} = \frac{16.7 \times 10^{-6}}{.475 + 1} = 11.32 \mu s$$

De la punctul 2, rezultă:

$$t_c = 16.7 \mu s - 11.32 \mu s = 5.34 \mu s$$

factorul de umplere δ nu depășește maximum 6/7 sau 0,857. Acest maxim este definit de raportul 6: 1 dintre curentul sarcină și descărcare a condensatorului de sincronizare C_T .

4. Timpul maxim de conducție este determinat de valoare C_T :

$$C_T = 4.0 \times 10^{-5} \times t_{c(\max)} = 4.0 \times 10^{-5} \times (5.32 \times 10^{-6}) = 212 \text{ pF}$$

Se alege 220pf

5. Curentul de vârf se calculează astfel:

$$I_{pk(\text{switch})} = 2 \times I_{ies} = 2 \times (100 \times 10^{-3}) = 200 \text{ mA}$$

6. Valoarea minimă a inductanței se calculează pentru durata maximă de conducție și curentul de varf :

$$L_{\min} = \left(\frac{V_{in(\min)} - V_{Sat} - V_{ies}}{I_{pk(\text{switch})}} \right) \times t_{c(\max)}$$

$$L_{\min} = \left(\frac{18 - 0.8 - 5.0}{200 \times 10^{-3}} \right) \times 5.34 \times 10^{-6} = 325.74 \mu\text{H}$$

Se alege un inductor de 320μH.

7. Valoarea curentului limită $I_{pk(\text{switch})}$ prin R_{sc} la tensiunea maximă:

$$I_{pk(\text{switch})} = \left(\frac{V_{in} - V_{Sat} - V_{ies}}{L_{\min}} \right) \times t_{c(\max)}$$

$$I_{pk(\text{switch})} = \left(\frac{21 - 0.8 - 5.0}{320 \times 10^{-6}} \right) \times 5.34 \times 10^{-6} = 253 \text{ mA}$$

$$R_{sc} = \frac{0.33}{I_{pk(\text{switch})}} = \frac{0.33}{253 \times 10^{-3}} = 1.3 \Omega$$

se alege 1.3Ω

8. Valoarea minimă a capacității pentru un filtru ideal la ieșire este calculată astfel:

$$C_{ies} = \frac{I_{pk(\text{comut})}(t_c + t_b)}{8V_{ripple(p-p)}} = \frac{0.2 \times 16.7 \times 10^{-6}}{8 \times 20 \times 10^{-3}} = 20 \mu\text{F}$$

În acest caz,

9. Valoarea tensiunii de ieșire este determinată de valorile rezistoarelor R1 și R2 ce compun divizorul de la ieșirea sursei, de pe care se culege semnalul de eroare:

$$V_{ies} = 1.25 \left(\frac{R_2}{R_1} + 1 \right)$$

Valoarea curentului prin divizor poate fi mai mică de 100μA, astfel că:

$$R_1 = 1.25 \frac{1}{100 \times 10^{-6}} = 12500 \Omega$$

Alegem valoarea standardizată de 12KΩ

$$R_2 = R_1 \times \left(\frac{V_{ies}}{V_{ref}} - 1 \right) = 12000 \times \left(\frac{5}{1.25} - 1 \right) = 36 \text{ K}\Omega$$

Dacă alegem valoarea de 12KΩ pentru R1 rezultă o valoare de 36KΩ pentru R2.

Condițiile de funcționare sunt astfel îndeplinite. La $V_{in}(\min)$, funcționarea este la începutul modului continuu și capacitatea

curentului de ieșire va fi mai mare de 100 mA iar 24 V limita de curent se va activa puțin peste lies nominal de 100 mA.

Funcționarea convertorului mixt Buck-Boost cu circuitul MC34063

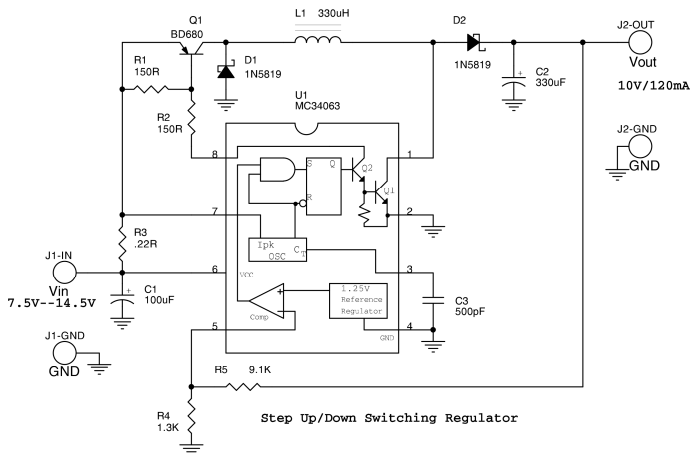


Figura 17 – convertorul mixt Buck-Boost

Exemplu de calculul al elementelor de circuit

Date de proiectare:

V_{in} = 8 până la 16V

$$V_{out} = 12V$$

$$f_{min} = 60 \text{ kHz}$$

$$I_{min} = 160 \text{ mA}$$

$$V_{ripple(p-p)} = 1\% V \text{ sau } 120 \text{ mVp-p}$$

1. Se calculează raportul t_c (timp conducție) t_b (timp blocare)

$$\frac{t_c}{t_b} = \frac{V_{ies} + V_{CD1} + V_{CD2}}{V_{in(min)} - V_{satT1} - V_{satT2}} = \frac{12 + 0.6 + 0.6}{8 - 0.8 - 0.8} = 2.063$$

2. Durata unui ciclu complet al rețelei LC este egal cu:

$$t_c + t_b = \frac{1}{f_{min}} = \frac{1}{60 \times 10^3} = 16.7 \mu\text{s} \text{ pe ciclu}$$

3. Se calculează:

$$t_b = \frac{t_c(\text{max}) + t_b}{\frac{t_c}{t_b} + 1} = \frac{16.7 \times 10^{-6}}{2.063 + 1} = 5.45 \mu\text{s}$$

$$t_c = 16.7 \mu\text{s} - 5.45 \mu\text{s} = 11.25 \mu\text{s}$$

4. Timpul maxim de conducție este determinat de valoarea C_T :

$$C_T = 4.0 \times 10^{-5} \times t_{c(\text{max})}$$

$$C_T = 4.0 \times 10^{-5} \times (11.25 \times 10^{-6}) = 450 \text{ pF}$$

Se alege 470pF

5. Curentul de vârf se calculează astfel:

$$I_{pk(switch)} = 2 \times I_{ies} \left(\frac{t_c}{t_b} + 1 \right)$$

$$I_{pk(switch)} = 2(160 \times 10^{-3})(2.063 + 1) = 980 \text{ mA}$$

6. Valoarea minimă a inductanței se calculează pentru durata maximă de conducție și curentul de vârf :

$$L_{\min} = \left(\frac{V_{in(\min)} - V_{CD1} - V_{CD2}}{I_{pk(switch)}} \right) \times t_c$$

$$L_{\min} = \left(\frac{8 - 0.8 - 0.8}{980 \times 10^{-3}} \right) \times 11.25 \times 10^{-6} = 73.47 \mu\text{H}$$

Se alege un inductor de 75uH

7. Valoarea curentului limită $I_{pk(switch)}$ prin R_{sc} la tensiunea maximă:

$$I_{pk(switch)} = \left(\frac{V_{in} - V_{CD1} - V_{CD2}}{L_{\min}} \right) \times t_{c(\max)}$$

$$I_{pk(switch)} = \left(\frac{16 - 0.8 - 0.8}{75 \times 10^{-6}} \right) \times 11.25 \times 10^{-6} = 2.16 \text{ A}$$

$$R_{sc} = \frac{0.33}{I_{pk(switch)}} = \frac{0.33}{2.16} = 0.153 \Omega$$

se alege 0.15Ω

8. Valoarea minimă a capacității pentru un filtru ideal la ieșire este calculată astfel:

$$C_{ies} = \frac{I_{ies}}{V_{ripple(p-p)}} \times t_c = \frac{160 \times 10^{-3}}{120 \times 10^{-3}} \times 11.25 \times 10^{-6} = 15 \mu\text{F}$$

În acest caz:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{V_{ies}}{V_{ref}} \times 1.5 \times 10^{-3} = \frac{12}{1.25} \times 1.5 \times 10^{-3} = 14.40 \text{ mV}$$

9. Valoarea tensiunii de ieșire este determinată de valorile rezistoarelor R1 și R2 ce compun divizorul de la ieșirea sursei, de pe care se culege semnalul de eroare:

$$R_2 = R_1 \times \left(\frac{V_{ies}}{V_{ref}} - 1 \right) = R_1 \times \left(\frac{12}{1.25} - 1 \right) = 8.6 R_1$$

Dacă alegem valoarea de 1KΩ pentru R1 rezultă o valoare de 9.1KΩ

10. Tranzistorul T1 trece în saturatie, pentru un câștig de 20, la o tensiune de 7.5V

$$I_B = \frac{I_{pk(switch)}}{A} = \frac{980 \times 10^{-3}}{20} = 49 \text{ mA}$$

Comparație între Sursele liniare de alimentare și cele în comutație

	Sursa liniară	Sursa în comutație	Observații
Dimensiune și greutate	<ul style="list-style-type: none"> - Radiatoarele pentru sursele de putere adaugă gabarit și greutate. - Transformatoarele cu tole sunt mari, grele și sunt necesare elemente de fixare. 	<ul style="list-style-type: none"> - Transformator sau inductor mai mic datorită frecvenței mari de funcționare (de obicei 50 kHz - 1 MHz). - Dimensiunea și greutatea ecranării RF adecvate pot fi semnificative. 	<ul style="list-style-type: none"> - Capacitatea de transfer a puterii a unui transformator crește cu frecvența, dacă pierderile de histerezis pot fi menținute. - Lucrul la o frecvență de funcționare mai mare înseamnă fie o capacitate mai mare, fie un transformator mai mic.
Tensiunea de ieșire	<ul style="list-style-type: none"> - Sunt disponibile orice tensiuni; - Tensiunea de intrare variază semnificativ cu consumul. 	<ul style="list-style-type: none"> - Sunt disponibile orice tensiuni, limitate doar de caracteristicile tranzistoarelor ; - Tensiunea variază puțin în funcție de sarcină. 	Tensiunea de ieșire nu este afectată de variațiile mari ale tensiunii de intrare
Randament , temperatură și disipare de putere	<ul style="list-style-type: none"> - Randamentul depinde de diferența de tensiune dintre intrare și ieșire; - Tensiunea de ieșire este reglată prin disiparea excesului de putere în forma de energie termică, rezultând un randament tipic de 30-40%. - Pierderile din miez și înfășurări la transformatoarele sunt semnificative. 	<ul style="list-style-type: none"> - Tensiunea la ieșire este reglată folosind controlul ciclului de funcționare ; - Pierderi rezistive foarte mici între intrare și sarcină, tranzistoarele sunt deschise sau blocate complet, - - Pierderile sub forma de disipație de căldură se datorează componentelor non-ideale și curentului din circuitele de control. 	<p>Pierderile la comutarea tranzistoarelor (în special în partea scurtă a fiecărui ciclu când dispozitivul este parțial pornit), rezistența tranzistorului a comutării, rezistența serie echivalentă în inductor și condensatori, pierderile de bază în inductor și căderea de tensiune pe diode duc la un randament de 60-70%.</p> <p>- Prin optimizarea proiectării SMPS (alegerea frecvenței optime de comutare, evitarea saturației inductoarelor și diode), pierderea de energie poate fi redusă la minimum, randament de 95%;.</p>
Complexitate	<ul style="list-style-type: none"> - Conține circuitul de reglare a tensiunii și de filtrare a zgomotului; - Este un circuit mai simplu, condiții de stabilitate a buclei de 	<ul style="list-style-type: none"> - Se compune dintr-un circuit integrat, controler, unul sau mai multe tranzistoare de putere și diode, precum și un transformator de putere, inductoare și condensatoare de filtraj. - Condiții de 	Sursele în comutație cu alimentare de la de rețea (AC-DC), pot genera mai multe tensiuni de la un singur transformator, cu restricții de utilizare: curent <i>minim</i> de ieșire pe ieșire. Se utilizează controlul

	feedback mai simple decât circuitele în comutație.	proiectare pentru reducerea zgomotului / interferențelor; - Sunt condiții suplimentare pentru valorile maxime admisibile ale tranzistoarelor la frecvențe mari de comutație, care nu se regăsesc în circuitele de reglare liniară.	ciclului de funcționare pentru una dintre ieșiri aleasă pentru bucla de feedback a reglării tensiunii (de obicei ieșirile de 5V sunt mai solicitate). - La frecvențe ridicate de funcționare în SMPS-uri, inductanțele și capacitățile pe circuitele imprimate devin importante.
Interferențe de radiofrecvență	- Diodele redresoare, la curenți mari, pot genera semnale mici de înaltă frecvență. - Frecvența rețelei electrice poate induce un brum în cablurile neecranate, perturbă semnalele mici de audiofrecvență.	Perturbațiile sunt produse prin oprirea sau oprirea bruscă a curentului electric. Filtrele de intrare și ecranarea de RF sunt necesare pentru a atenua frecvențele radio, a reduce interferențele.	Cablurile lungi între componente pot reduce eficiența filtrului de înaltă frecvență realizat de condensatori la intrare și ieșire. Frecvența stabilă de comutare este importantă pentru calcularea filtrelor.
Zgomot la bornele de ieșire	Rețeaua electrică poate induce semnale în echipamentele audio, distorsiuni în circuitele analogice.	- Produce semnale perturbatoare datorită frecvențelor comutație din SMPS. - Ieșirea nefiltrată poate provoca erori în circuitele digitale sau zgomot în circuitele audio.	Suprimarea semnalelor perturbatoare cu condensatori și alte circuite de filtrare în atajul de ieșire. frecvența poate fi aleasă la sursa în comutație, pentru a menține zgomotul din banda de lucru a circuitelor (în sistemele audio peste intervalul audibil)
Zgomot la bornele de intrare	Provoacă distorsiuni armonice la intrarea de curent alternativ, dar zgomot de înaltă frecvență neglijabil sau deloc.	Sursele ieftine pot induce semnale parazite în rețeaua electrică, provocând interferențe cu echipamentele audio/video conectate la aceeași fază. Sursele la care nu este corectat de factorul de putere provoacă distorsiuni armonice.	Perturbațiile pot fi prevenite se utilizează filtre de linie între bornele de intrare și redresor, împământate corect.
Zgomot acustic	Zgomot de rețea slab, perceptibil, datorat vibrațiilor înfășurărilor sau tolelor din transformator.	Slab perceptibil, cu excepția cazului se utilizează o frecvență de comutare în intervalul audio sau bobina vibrează la o armonică inferioară a frecvenței de lucru.	Frecvența de lucru a unei surse în comutație poate fi în domeniul acustic și poate deranja persoanele a căror auz este foarte sensibil la un anumit domeniu de frecvență.
Factorul de putere	Scăzut pentru o sursă cu stabilizator liniar, deoarece curentul este preluat de la rețeaua electrică ca tensiune	Foarte mic spre mediu, deoarece sursa în comutație atrage vârful de curent la vârful sinusodei în curent alternativ.	Corecția factorului de putere activă este necesară și reglementată de autorități în UE. Rezistența internă a transformatoarelor de mică putere în sursele de

	sinusoidală.		alimentare liniare limitează de obicei curentul de vârf în fiecare ciclu și astfel oferă un factor de putere mai bun decât multe surse de alimentare în comutație care redresează direct rețeaua electrică cu rezistență mică în serie.
Curentul de intrare	Curent mare la pornire atunci când sursa de alimentare este alimentată la rețea, până când fluxul magnetic al transformatorului se stabilizează și condensatorii se încarcă complet, cu excepția cazului în care este utilizat un circuit de pornire lentă.	Curent de supratensiune la vârf extrem de mare, instantaneu, limitat doar de impedanța de intrare a sursei și de rezistența serie la condensatorii filtrului.	Condensatoarele de filtraj, mai ales cele de capacitate mare, trag inițial un curent mare la încărcare, peste curentul normal de funcționare. Atenții la selectarea siguranței care poate provoca probleme echipamentelor cu protecție la supracurent, UPS. De aceea se utilizează un circuit de pornire soft sau un rezistor serie.
Pericolul de electrocutare	- Alimentarea cu transformatoare separate de fază, izolează alimentarea cu energie electrică și astfel permite protecția cu carcasă. - Este periculos dacă se defectează izolația primar/secundar - Alimentare de la rețea fără transformator este periculoasă. - Tensiunea de rețea și cele de ieșire sunt periculoase, trebuie să fie bine izolate.	Masa echipamentului (inclusiv carcasa) este alimentată la jumătate din tensiunea rețelei, dar la impedanță ridicată, cu excepția cazului în care echipamentul este împământat sau nu conține filtre de intrare.	Datorită reglementărilor, multe surse conțin filtre EMI/RFI în etajul de intrare constând din condensatori și inductoare înainte de redresor. Acestea formează un divizor capacitiv care energizează masa comună la jumătate din tensiunea rețelei și poate oferi operatorului o senzație neplăcută. În sursele fără pin de masă (USB) există condensator plasat între partea primară și cea secundară, poate da o senzație ușor neplăcută, dar este sigur pentru utilizator.
Rata de defectare	Foarte mică cu excepția cazului în care apare un scurtcircuit între înfășurări (primare sau secundare) sau regulatorul se scurtcircuitează intern.	- Se poate defecta astfel încât să crească tensiunea foarte mult de ieșire. - Condensatorii uzați pot exploda. - O bună proiectare poate evita aceste situații. - Defectarea unei componente poate provoca daune suplimentare altor componente ale alimentatorului; - Sunt dificil de depanat.	- Tensiunea fluctuantă este cauzată de condensatorii de la intrare și de la ieșirea sursei de alimentare. - Conexiunea la un echipament împământat va provoca o creștere momentană (potențial distructivă) a curentului la conector, deoarece tensiunea condensatorului la ieșire poate fi egală cu potențialul de împământare.

Ghid pentru selectarea componentelor pentru sursele în comutație

Selectarea inductoarelor

Selectarea unui inductor cu o valoare corectă a inductanței pentru un regulator de comutație nu este un proces simplu.

Iată un ghid care simplifică acest proces.

În toate regulatoarele de comutație, inductorul este utilizat ca dispozitiv de stocare a energiei. Când comutatorul semiconductor este pornit, curentul din inductor crește și energia este stocată. Când comutatorul se oprește, această energie se eliberează în sarcină. Cantitatea de energie stocată este dată de:

$$E = \frac{L \times I^2}{2}$$

unde:

E Energie (Jouli)

L Inductanța în Henry

I Valoarea de vârf a curentului inductor.

Cantitatea cu care curentul din inductor se modifică în timpul unui ciclu de comutare este cunoscută sub numele de curent de undă și este definită de următoarea ecuație:

$$V_l = L \frac{di}{dt}$$

Unde V_l este tensiunea pe inductor, di este variația curentului pe durata dt pentru care se aplică tensiunea. Valoarea curentului pulsatoriu este proporțional cu valoarea inductanței.

Astfel, pentru un convertor Buck, alegerea valorii corecte a inductanței este importantă pentru a obține dimensiuni acceptabile ale inductorului și condensatorului de ieșire și a unei tensiuni de ieșire suficient de reduse.

Așa cum am văzut, curentul inductor este format din componente de curent alternativ și de curent continuu. Deoarece componenta de curent alternativ este de frecvență înaltă, va trece către condensatorul de ieșire care are impedanță scăzută. Aceasta va produce o tensiune pulsatorie datorită rezistenței serie a condensatorului echivalent (ESR), care apare la ieșirea convertorului Buck și care trebuie să fie suficient de scăzută, de 10-500mVv, astfel încât să nu afecteze funcționarea circuitului regulator.

Condensatorul trebuie să permită un curent pulsatoriu suficient de ridicat, altfel se supraîncălzește și se usucă. Un compromis bun între dimensiunea inductorului și condensatorului este să alegem o valoare a curentului pulsatoriu între 10% și 30% din curentul maxim de încărcare.

Criterii pentru selecția inductorului

Când selectați un inductor pentru un convertor în comutație, va trebui să definiți sau să calculați următorii parametri:

- Tensiunea maximă de intrare
- Tensiunea de ieșire
- Frecvența de comutare
- Curent maxim pulsatoriu
- Ciclul de funcționare

Pentru convertorul Buck, de exemplu, să presupunem că avem:

frecvență de comutare	200 KHz,
tensiune de intrare	3,3V ± 0,3V
tensiune de ieșire	1,8V la 1.5A
curent de sarcină minim	300mA.

Pentru o tensiune de intrare de 3,6 V, ciclul de funcționare va fi:

$$\delta = \frac{V_{ies}}{V_{in}} = \frac{3.6}{1.8} = 0.5$$

Unde V_{ies} este tensiunea de ieșire și V_{in} este tensiunea de intrare.

Tensiunea peste inductanță:

$V_L = V_{in} - V_{ies} = 1.8V$ când comutatorul este pornit;

$V_L = -V_{ies} = -1.8V$ când comutatorul este oprit.

Selectând un curent pulsatoriu de 600mA, inductanța necesară este:

$$L = V_L \frac{dt}{di} = 1.8 \times \frac{0.5 \times 10^3}{0.6}$$

$$L = 7,5 \mu H$$

Pentru a permite o anumită marjă, ar trebui să selectați o valoare de 10μH care oferă un curent nominal de vârf-la-vârf de 450mA.

Evaluarea curentului inductorului

Inductoarele sunt specificate în mod normal cu două valori ale curenților:

I_{rms} (continuu) este în mod normal specificat ca curent continuu care produce o creștere a temperaturii inductorului de 40°C.

I_{sat} (de vârf) este curentul de vârf care produce o conducție specifică în inductanță - specificată ca o reducere procentuală de la valoarea circuitului deschis și poate varia de la 5% la 50%. Aceste evaluări ale curenților sunt un ghid pentru performanța inductorului.

Curentul maxim efectiv de funcționare depinde de aplicație, astfel că trebuie să se verifice o serie de factori pentru a asigura selecția corectă a inductorului. Este important să observăm la modul în care inductanța se „rupe” odată cu creșterea curentului, adică miezul intră în saturație.

Pentru materialele de miez de ferită, curentul de vârf ar fi în mod normal specificat pentru o reducere de 10% până la 30% a inductanței de la valoarea circuitului deschis. Funcționarea la

curenți mai mari nu este recomandată, deoarece inductanța ar scădea rapid. Cu toate acestea, pentru materialele din ferită, curentul de vârf ar putea fi specificat la o valoare de până la 50%, cu condiția ca inductorul să nu se supraîncălzească.

Pierderea nucleului și temperatura

Pierderile admise pentru un inductor sunt limitate de temperatura maximă admisibilă.

Pentru majoritatea inductoarelor, această limită a temperaturii suprafeței este de 125°C, chiar și mai mare. Valoarea nominală a curentului efectiv este de obicei curentul continuu care duce la o creștere a temperaturii de 40°C, permițând teoretic funcționarea la o temperatură ambientală de 85°C. Cu toate acestea, în majoritatea aplicațiilor, există un curent de undă care rezultă din pierderea nucleului. În astfel de condiții, *I_{rms}* ar trebui să fie scăzut pentru a menține creșterea temperaturii până la 40°C.

Diferiți producători de inductori furnizează în foile de catalog informații necesare pentru calcularea disipării, care arată pierderea procentuală maximă admisibilă a *I_{rms}* față de volt-secunde aplicate la diferite frecvențe.

Selecția finală

Selecția finală a inductorului depinde de patru cerințe principale de proiectare:

- randament,
- interferență electromagnetică (EMI),
- spațiu disponibil
- cost.

În *echipamentele portabile* este necesar un randament ridicat deoarece componentele electronice sunt ambalate compact iar EMI (Electromagnetic Interference) mică este esențială.

În *aplicații industriale* este folosită soluția cu cel mai mic cost.

Pierderile și randamentul

Pentru a calcula pierderea de bază, trebuie să calculăm viteza de

comutație V/s:

$$V_L = 1.8V$$

$$dt = \frac{V_{ies}}{V_{in}} \times \frac{1}{f} = 2.5\mu s$$

$$\text{Volt-}\mu s \text{ aplicat} = 1,8V \times 2,5\mu s = 4,5V/\mu s$$

Unde

$$V_L = \text{tensiunea inductorului,}$$

$$V_{ies} = \text{tensiunea de ieșire,}$$

$$V_{in} = \text{tensiunea de intrare,}$$

$$dt = \text{timp de pornire și}$$

$$f = \text{frecvența comutatorului.}$$

Pentru anumite miezuri această rată de V/s de 11,5V- μ s la 100kHz, contribuie cu 10% din pierderi și duce la o creștere a temperaturii de 40°C. Astfel, pentru 1,5A rms (continuu), 1,8A **sat** (de vârf) și 4,5V/ μ s, este utilizat la 39% din valoarea sa de volt-secundă. La 200 kHz și 39% aplicat volt-secundă, pierderea maximă admisibilă care rezultă din I_{rms} este de aproximativ 96,25% din pierderea totală.

Argumente pro și contra

Performanța termică nu ar trebui să fie o problemă în majoritatea aplicațiilor însă în practică, pierderile inductorului vor fi mai mari decât cele calculate datorită faptului că nu s-au luat în considerare pierderile din înfășurari ca urmare a efectelor de suprafață și de proximitate. Aceste pierderi devin mai semnificative odată cu curenții de undulație și frecvența mai mari.

Selectarea condensatorului de ieșire

Capacitatea de ieșire este necesară pentru a minimiza depășirea tensiunii și pulsațiile prezente la ieșirea unui convertor stepdown. Depășirile mari sunt cauzate de o capacitate de ieșire insuficientă, iar undulația de tensiune mare este cauzată de o capacitate

insuficientă, precum și de o rezistență ridicată în serie echivalentă (ESR) în condensatorul de ieșire. Supradimensionarea maximă admisă a tensiunii de ieșire și ondulația sunt de obicei specificate la momentul proiectării. Astfel, pentru a îndeplini specificațiile pentru un circuit convertor stepdown, trebuie să includeți un condensator de ieșire cu capacitate mare și ESR scăzut. Problema depășirii, în care tensiunea de ieșire își depășește valoarea reglementată atunci când o sarcină completă este îndepărtată brusc din ieșire, necesită ca condensatorul de ieșire să fie suficient de mare pentru a împiedica energia inductorului stocat să lanseze ieșirea peste tensiunea maximă de ieșire specificată. Depășirea tensiunii de ieșire poate fi calculată utilizând următoarea ecuație:

$$\Delta V = \sqrt{V_{ies}^2 \frac{L \left(I_{ies \max} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2}{C}} - V_{ies}$$

Rearanjarea ecuației 2 randamente:

$$C = \frac{L \left(I_{ies \max} + \frac{\Delta I_L}{2} \right)^2}{(\Delta V + V_{ies})^2 - V_{ies}^2}$$

unde C_{ies} este egal cu capacitatea de ieșire și ΔV este egal cu depășirea maximă a tensiunii de ieșire.

Pentru o valoare a depășirii tensiunii maxime de ieșire la 100mV, prin rezolvarea ecuației rezultă o capacitate de ieșire calculată de 442 μ F. Pentru toleranța tipică de 20% rezultă o valoare pentru capacitatea de ieșire de aproximativ 530 μ F. Cea mai apropiată valoare standard este 560 μ F. Ondulația de ieșire datorată capacității este dată de:

$$V_{iesC} = \frac{1}{2C_{ies}} \times \frac{V_{in \max} - V_{ies}}{L} \times \left(\frac{V_{ies}}{V_{in \max}} \times \frac{1}{f} \right)^2$$

ESR al condensatorului de ieșire domină undularea tensiunii de ieșire. Suma poate fi calculată după cum urmează:

$$V_{ies\ max} = I_{L_{ondulatie}} \times ESR_{C_{ies}} = \Delta I_L \times ESR_{C_{ies}}$$

Amintim că alegerea unui condensator cu ESR foarte scăzut poate face ca convertorul de putere să fie instabil. Factorii care afectează stabilitatea variază funcție de circuitul integrat selectat, așadar atunci când alegem un condensator de ieșire, analizăm secțiunea din fișa tehnică care se ocupă de stabilitatea convertorului. Adăugarea undulației de tensiune de ieșire datorită valorii capacității și a ESR-ului condensatorului de ieșire produce o undulație totală a tensiunii de ieșire pentru convertorul stepdown:

$$V_{ies\ ondulatie} = \frac{1}{2C_{ies}} \times \frac{V_{in\ max} - V_{ies}}{L} \times \left(\frac{V_{ies}}{V_{in\ max}} \times \frac{1}{f} \right)^2 + ESR_{C_{ies}}$$

$$ESR_{C_{ies}} = \frac{1}{\Delta I_L} \times \left(V_{ies\ ondulatie} - \frac{1}{2C_{ies}} \times \frac{V_{in\ max} - V_{ies}}{L} \times \left(\frac{V_{ies}}{V_{in\ max}} \times \frac{1}{f} \right)^2 \right)$$

Un convertor stepdown decent obține de obicei o creștere a tensiunii de ieșire mai mică de 2% (40 mV în cazul nostru). Pentru o capacitate de ieșire de 560-μF, produce 18,8 mΩ pentru VSH calculat maxim. Prin urmare, alegeți un condensator cu ESR mai mic de 18,8 mΩ și o capacitate egală sau mai mare de 560 μF. Pentru a obține o valoare ESR echivalentă mai mică de 18,8 mΩ, puteți conecta mai multe condensatoare cu ESR redus în paralel. Există o corespondență între undulațiile tensiunii de ieșire, capacitatea de ieșire și ESR. Dacă se folosesc condensatori cu tantal, ESR-ul condensatorului este caracteristica principală pentru atenuarea undulațiilor tensiunii de ieșire.

Selectarea condensatorului de intrare

Curentul de undulație al condensatorului de intrare dictează valoarea și dimensiunea fizică a acestuia, iar următoarea ecuație calculează cantitatea de curent pulsatoriu pe care condensatorul de intrare trebuie să o poată gestiona:

Curentul pulsatoriu pentru condensator, multiplu al curentului de ieșire în raport cu tensiunea de intrare a convertorului buck (prezentat ca raport între tensiunea de ieșire și tensiunea de intrare).

Cel mai rău caz apare atunci când $V_{in} = 2V_{ies}$, adică

$$V_{ies} / V_{in} = 0.5 \text{ când se produce reducerea la jumătate a } I_{ies\ max}$$

Capacitatea de intrare necesară pentru un convertor stepdown depinde de impedanța sursei de alimentare de intrare. Pentru sursele de laborator, 10 μF până la 22 μF de capacitate pentru fiecare amper al curentului de ieșire este suficient.

Nu sunt recomandate condensatoarele de tantal pentru condensatoarele de intrare, acestea se defectează „prin scurt” între terminalele, sunt preferați condensatorii ceramici, electrolitici sau polimer.

Selectarea diodei

Disiparea puterii este factorul limitativ la alegerea unei diode. Puterea medie în cel mai rău caz poate fi calculată după cum urmează:

$$P_{dioda} = \left(\frac{V_{ies}}{V_{in\ max}} \times \frac{1}{f} \right)^2 \times I_{ies\ max} \times V_{dioda}$$

unde V_{dioda} este căderea de tensiune pe diodă la curentul de

ieșire $I_{ies\ max}$ (valorile tipice sunt 0,7 V pentru o diodă de siliciu și 0,3 V pentru o diodă Schottky)

Asigurați-vă că dioda selectată va putea disipa această putere. Pentru o funcționare fiabilă în domeniul tensiunii de intrare, trebuie să vă asigurați, de asemenea, că tensiunea maximă inversă repetitivă este mai mare decât tensiunea maximă de intrare, adică

$$V_{RRM} \geq V_{in\ max}$$

Curentul direct al diodei trebuie să fie mai mare decât curentul maxim de ieșire, adică: $I_{FRM} \geq I_{ies\ max}$.

Selectarea tranzistorului

Selectarea tranzistorului poate fi descurajantă, așa că inginerii evită adesea această sarcină alegând un circuit regulator cu un tranzistor intern care, din păcate, asigură curenți de ieșire de max. 3 A - 6 A. Pentru curenți mai mari, singura alternativă este utilizarea unui tranzistor extern.

Temperatura maximă de jonctiune $T_{J\ max}$ și temperatura ambiantă maximă $T_{A\ max}$ pentru tranzistorul extern trebuie cunoscute pentru a putea selecta un dispozitiv adecvat.

$T_{J\ max}$ nu trebuie să depășească 115°C până la 120°C și $T_{A\ max}$ nu trebuie să depășească 60°C, care poate părea ridicată, însă circuitele convertorului sunt de obicei montate compact într-o carcasă în care astfel de temperaturi sunt normale.

Se poate calcula o creștere maximă admisibilă a temperaturii pentru tranzistor astfel:

$$T_{J\ creștere} = T_{J\ max} - T_{A\ max}$$

Inserarea valorilor menționate mai sus pentru $T_{J\ max}$ și $T_{A\ max}$ în ecuație produce o creștere maximă a temperaturii de 55°C. Puterea maximă disipată poate fi calculată din creșterea maximă admisibilă a temperaturii tranzistorului:

$$P_{Dtot} = \frac{T_{J\ creștere}}{\Theta_{J_A}} T_{J\ max} - T_{A\ max}$$

Tipul capsulei tranzistorului și grosimea traseelor plăcii afectează rezistența termică a jonctiunii tranzistorului-ambient Θ_{J_A} . Dacă

Θ_{J_A} nu este specificat în fișa tehnică, o putem estima la valoarea de 62°C/W pentru o capsulă standard SO-8.

Disiparea puterii în tranzistor este cauzată de rezistența internă în conducție și pierderile de comutare. Pentru tranzistoarele MOSFET, pierderea pe rezistența internă poate fi calculată astfel:

$$P_{D_{RDS}} = \frac{V_{ies}}{V_{in\ min}} \times I_{ies\ max}^2 \times R_{DS(ON)}$$

Majoritatea fișelor de date specifică rezistența maximă în conducție doar la 25°C, poate fi necesar să estimați valoarea rezistenței la pornire la $T_{Jincalzire}$. Coeficientul de temperatură este de cca.

0,5%/°C pentru rezistența maximă la o anumită temperatură. Temperatura pe rezistența în conducție este calculată ca:

$$R_{DS(ON)} = [1 + 0.005(T_{Jincalzire} - 25^\circ C)] R_{DS(ON)_{25^\circ C}}$$

Presupunând că pierderea la rezistență este de aproximativ 60% din totalul pierderilor pe MOSFET, înlocuind în ecuație, rezistența maximă admisă la 25°C:

$$R_{DS(ON)_{25^\circ C}} = \frac{V_{ies}}{V_{in\ min}} \times \frac{1}{I_{ies\ max}^2 [1 + 0.005(T_{Jincalzire} - 25^\circ C)]} P_{Dtot} \times 60\%$$

Pierderile în comutație constituie o mică parte a disipării puterii MOSFET-ului, cu toate acestea trebuie luate în considerare.

Randamentul convertorului

Reducerea la minimum a pierderilor de energie pe întregul convertor va prelungi durata de viață a bateriei și va reduce disiparea căldurii. Următoarele ecuații calculează pierderea de putere în fiecare secțiune a convertorului.

Pierdere ESR a condensatorului de intrare:

$$P_{C_{J_{RMS}}} = I_{C_{J_{RMS}}}^2 \times ESR_{Cin}$$

Pierderile pe diodă, MOSFET au fost analizate mai sus.

Pierdere pe inductanță DCR_L :

$$P_{DCR_{RMS}} = (I_{iesire\ max} + \Delta I_L \times \sqrt{2})^2 \times DCR_L$$

Pierdere pe condensatorul de ieșire:

$$P_{C_{iesire\ RMS}} = (\Delta I_L \times \sqrt{3})^2 \times ESR_{C_{ies}}$$

Pierderile pe traseele circuitului imprimat sunt dificil de calculat cu precizie, dar se estimează rezistența secțiunii traseelor de cupru.

$$R = \rho \frac{l}{S}$$

unde:

ρ este rezistivitatea măsurată în ohm metri, Ωmm (0,0172 m Ωmm);

R este rezistența electrică, măsurată în ohmi, Ω ;

l este lungimea traseului, măsurată în mm;

A este aria secțiunii transversale traseului, măsurat în metri pătrați, mm^2 .

$$P_{traseu} = RI^2$$

Pute utiliza o ecuație simplă de disipare a puterii $P_{traseu} = RI^2$

pentru a calcula pierderea de putere.

Următoarea ecuație însumează toate pierderile de putere pe întregul convertor și contabilizează aceste pierderi în expresia randamentului convertorului:

$$\eta = \frac{V_{iesire} \times I_{iesire}}{V_{iesire} + I_{iesire} + P_{C_{in\ RMS}} + P_{C_{iesire\ RMS}} + P_{DCR_{RMS}} + P_{D_{RDS}} + P_{D_{conmut}} + P_D + P_{traseu}} \times 100\%$$

Presupunând o pierdere netă rezonabilă pe traseul de cupru de aproximativ 0,75 W, randamentul convertorului este de 69,5%.

Înlocuirea diodei de siliciu cu o diodă Schottky crește eficiența la 79,6%, iar prin înlocuirea diodei cu un redresor sincron randamentul crește la 85% la sarcină maximă.

Prin creșterea grosimii traseelor de cupru scad pierderile și crește randamentul la 86% până la 87%.

Pentru a obține pierderi reduse și o funcționare stabilă este esențial să respectăm următoarele condiții:

- trasee scurte pentru zonele de curent mare, în special la punctele de masă.
- conexiuni scurte între cele elementele de bază: inductor, condensator, diodă și tranzistor.
- cabluri de conexiune scurte și cu secțiune mare.
- punctele de măsură a tensiunii și curentului să fie cât mai depărtate de punctele de comutare.

Verificarea performanței

Atunci când proiectăm sau modificăm un circuit regulator în comutație putem utiliza ecuațiile din acest tutorial pentru a calcula valorile componentelor.

Vom testa întotdeauna circuitul în laborator pentru a verifica specificațiile electrice și termice finale.

Pentru o funcționare corectă, designul adecvat al circuitului și plasarea eficientă a componentelor sunt la fel de critice ca alegerea componentelor potrivite.

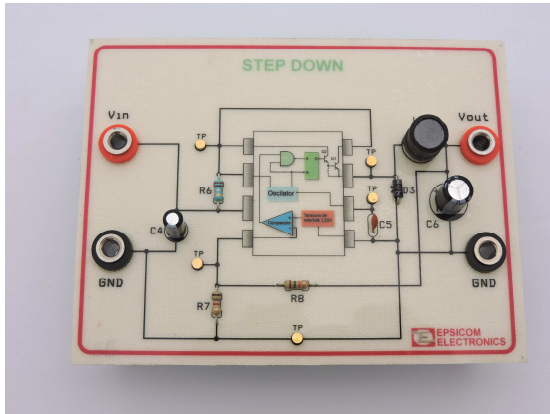
Lucrări de laborator

Tema Nr. 1

Convertorul coborâtor de tensiune

Pentru vizualizarea funcționării și a semnalelor convertorului, se vor parcurge etapele enumerate mai jos, în ordinea specificată.

1. Se verifică dacă sursa de alimentare este decuplată (ledul **ON** de pe panoul frontal al aparatului trebuie să fie stins);
- dacă sursa de alimentare nu este decuplată, atunci se va apăsa butonul de pe panoul frontal în poziția Off pentru decuplarea acesteia (se observă stingerea ledului **ON**).
2. Se pregătește osciloscopul și sonda de măsură cu masa sondei conectată la masa circuitului.
3. Cuplați intrarea modulul **STEP DOWN** la sursa de tensiune reglabilă cu afișaj tensiune și curent.



4. Cuplați o sarcină rezistivă de 200Ω în serie cu un ampermetru la ieșirea modulul **STEP DOWN**;
5. Se conectează un voltmetru pe sarcină, la ieșire;
6. Se verifică circuitul;

7. Se aplică tensiunea de alimentare la montaj, prin apăsarea butonului de pe panoul frontal al acesteia (ledul **ON** de pe panoul frontal al aparatului se aprinde); **Atenție:** tensiunea de alimentare pentru MC34063 este cuprinsă în domeniul **3 ... 40Vcc**.

8. Se vizualizează pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP3, prin intermediul sondei de măsură.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Adăugați peste capacitatea C5 o capacitate suplimentară de 200pF.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 2 și TP3
- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire pentru valoarea modificată a capacității C5



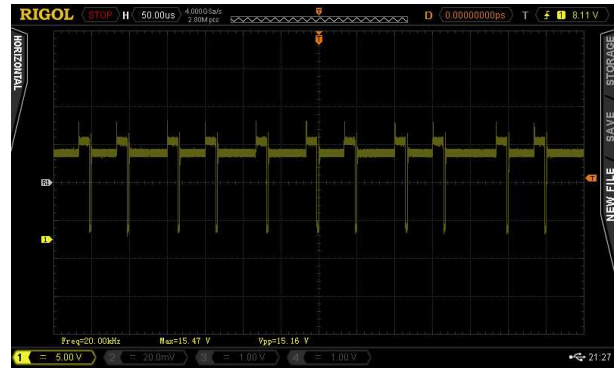
Semnalul Clock pe TP3

8. Se vizualizează pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Adăugați peste rezistorul de sarcină o sarcină suplimentară de 200Ω.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 2. Explicați.
- Notați valoarea tensiunii și curentului la intrare și la ieșire
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 3. Explicați.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 8. Explicați.



Semnalul pe TP8, rezistenta R6



Semnalul pe TP8, pe dioda D3

9. Modificați tensiunea de intrare cu $\pm 20\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire în raport cu variațiile tensiunii și curentului de intrare.

10. Modificați valoarea capacității C6 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 2. Explicați.
- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

11. Modificați valoarea inductanței L2 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 2. Explicați.
- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

12. Modificați valoarea rezistenței R7 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

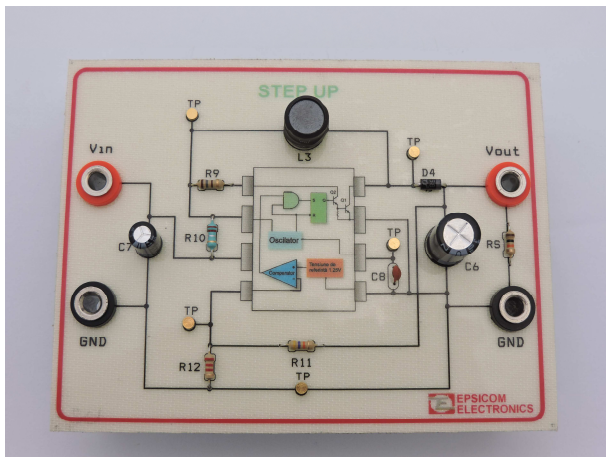
- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 2. Explicați.
- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

Tema Nr. 2

Convertorul ridicător de tensiune

Pentru vizualizarea funcționării și a semnalelor convertorului, se vor parcurge etapele enumerate mai jos, în ordinea specificată.

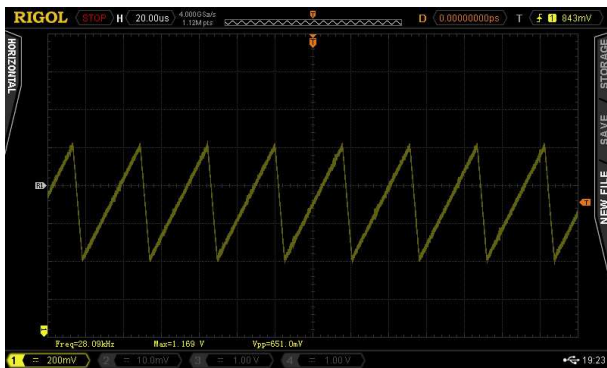
1. Se verifică dacă sursa de alimentare este decuplată (ledul **ON** de pe panoul frontal al aparatului trebuie să fie stins);
- dacă sursa de alimentare nu este decuplată, atunci se va apăsa butonul de pe panoul frontal în poziția Off pentru decuplarea acesteia (se observă stingerea ledului **ON**).
2. Se pregătește osciloscopul și sonda de măsură cu masa sondei conectată la masa circuitului.
3. Cuplați intrarea modulul **STEP UP** la sursa de tensiune reglabilă cu afișaj tensiune și curent.
4. Cuplați o sarcină rezistivă suplimentară de 200 Ω în serie cu un ampermetru la ieșirea modulul **STEP UP**;
5. Se conectează un voltmetru pe sarcină, la ieșire;
6. Se verifică circuitul;



7. Se aplică tensiunea de alimentare la montaj, prin apăsarea butonului de pe panoul frontal al acesteia (ledul **ON** de pe panoul frontal al aparatului se aprinde); **Atenție:** tensiunea de alimentare pentru MC34063 este cuprinsă în domeniul **3 ... 40Vcc**.

8. Se vizualizează pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP3, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

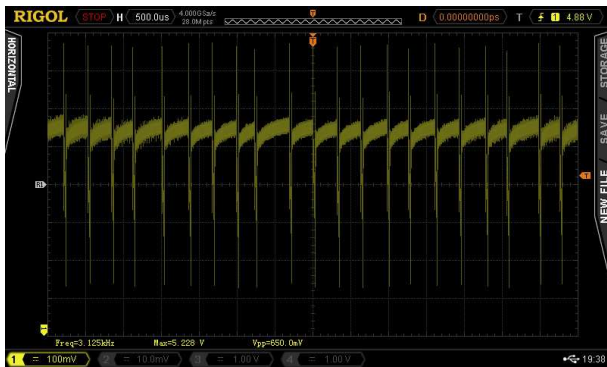
- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.
- Adăugați peste capacitatea C8 o capacitate suplimentară.
- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 1 și TP3
- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire pentru valoarea modificată a capacității C8



Semnalul Clock pe TP3



Semnalul pe sarcina Rs



Semnalul pe sarcina R9

9. Modificați tensiunea de intrare cu $\pm 20\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.

- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire în raport cu variațiile tensiunii și curentului de intrare.

10. Modificați valoarea capacității C6 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.

- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 1. Explicați.

- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

11. Modificați valoarea inductanței L2 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.

- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 1. Explicați.

- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

12. Modificați valoarea rezistenței R7 cu $\pm 50\%$ și vizualizați pe ecranul osciloscopului semnalul de pe punctul de test TP 8, prin intermediul sondei de măsură aplicate în circuit.

- Notați valoarea tensiunii și curentului la ieșire.

- Vizualizați modificarea formei de undă pe TP 1. Explicați.

- Explicați variațiile tensiunii și curentului de ieșire.

Tema Nr. 3 – Teste individuale

Convertorul buck-boost și inversor de tensiune

Pentru vizualizarea funcționării și a semnalelor convertoarelor, se vor parcurge etapele enumerate mai sus pentru convertoarele buck și boost, în ordinea specificată.

Utilizați **Exemplul de calculul al elementelor de circuit** de la pagina 22 și realizați primul vostru convertor.

SUCCES !!!

Ce urmează?

Ați finalizat această călătorie prin lecturarea documentației și lucrul cu platformele Epsicom.

Acum cunoașteți tipurile de bază ale convertoarelor de tensiune utilizate curent în electronică, sunteți familiarizați cu termenii, componentele electronice, rolul și funcționarea lor. Ați aflat cum, prin generarea oscilațiilor electrice se poate transfera energia electrică, cu randament ridicat, în echipamentele noastre. Secretul nu mai este un secret: depinde de iscusința noastră de a controla procesul de “pompare” a energiei electrice utilizând două componente reactive, o bobină și un condensator.

Acum vom putea înțelege mult ușor funcționarea oricărei surse SMPS, le vom putea depana însă, ceea ce este foarte important, le vom putea modifica pe cele din stoc pentru a satisface noile noastre cerințe.

Convertoarele sunt de neînlocuit în echipamentele moderne, sunt circuite care vor modela viitorul.

Vă invităm să vă alăturați miilor de utilizatori ai produselor firmei Epsicom.

Veți găsi idei noi și tutoriale foarte utile ce pot completa propriile voastre proiecte.

Bine ați venit!

Bibliografie

MC34063A - Inverting Regulator - Buck, Boost, Switching Toroid Inductor Development for a SiC DC-DC Converter –

Alexandre Emanuel da Silva Beneto

Guide to Selecting Inductors for Switching Regulators -

Chris Likely

Buck-Converter Design Demystified - Donald Schelle

and Jorge Castorena, Maxim Integrated Products

Power Inductor Finder and Analyzer - Len Crane, Coilcraft, Inc

All About Circuits

Proiecte noi

Surse liniare de tensiune

Clase de amplificatoare

ATENȚIONARE

Toate produsele Epsicom sunt protejate de legea dreptului de autor și tratatul internațional privind drepturile de autor. Prin urmare, acest manual trebuie tratat ca orice alt material copyright. Nici o parte a acestui manual, inclusiv produsul descris în prezentul document, nu trebuie să fie reprodusă, stocată într-un sistem de preluare, tradusă sau transmisă sub orice formă sau prin orice mijloace, fără permisiunea prealabilă scrisă a Epsicom. Ediția manuală PDF poate fi tipărită pentru uz local sau privat, dar nu pentru distribuție. Orice modificare a acestui manual este interzisă.

Epsicom furnizează acest manual tutorial „așa cum este” fără garanție, exprimată sau implicită, incluzând însă garanțiile sau condițiile implicite de comercializare în scop educațional.

Epsicom nu își asumă nicio responsabilitate sau răspundere pentru erorile, omisiunile și inexactitățile care pot apărea în acest manual. În niciun caz, Epsicom, directorii, angajații sau distribuitorii săi nu vor fi răspunzători pentru daune indirecte, specifice, incidentale sau consecințe (inclusiv daune pentru pierderea profitului și informațiilor comerciale, întreruperea afacerii sau orice altă pierdere pecuniară) care rezultă din utilizarea acestui manual sau produs, chiar dacă Epsicom a fost înștiințat cu privire la posibilitatea unor astfel de daune. Epsicom își rezervă dreptul de a schimba informațiile conținute în acest manual în orice moment, fără notificare prealabilă, dacă este necesar.

Produsele Epsicom nu sunt proiectate, fabricate sau destinate utilizării sau revânzării ca echipamente de control, în medii care necesită performanțe în condiții de siguranță, cum ar fi în exploatarea instalațiilor care ar putea duce la daune fizice sau de mediu grave.

Epsicom și furnizorii săi renunță în mod specific la orice garanție expresă sau implicită pentru activitățile cu risc ridicat.

Numele, sigla Epsicom și logo-ul Epsicom sunt mărci înregistrate ale Epsicom.

Toate celelalte mărci comerciale menționate aici sunt proprietatea companiilor respective.

Toate celelalte nume de produse și corporații care apar în acest manual pot sau nu să fie mărci înregistrate sau cu drepturi de autor ale companiilor respective și sunt utilizate numai pentru identificare sau explicație și în beneficiul proprietarilor, fără intenția de a încălca.

Copyright © EPSICOM 2021, All Rights Reserved.

Dacă doriți să aflați mai multe despre produsele noastre,
vizitați site-ul nostru www.epsicom.com

Dacă aveți întrebări, comentarii sau propuneri de afaceri,
nu ezitați să ne contactați la office@epsicom.com