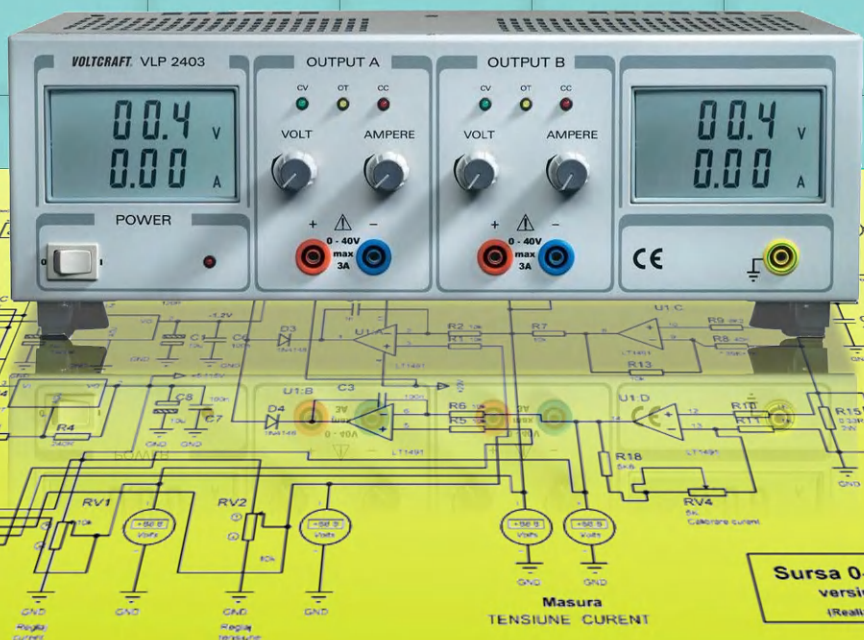


Dorin Petreuş

# ELECTRONICA SURSELOR DE ALIMENTARE



Editura MEDIAMIRA  
Cluj-Napoca 2002

**DORIN PETREUȘ**

# **Electronica surselor de alimentare**

**EDITURA MEDIAMIRA  
Cluj-Napoca 2002**



EDITURA MEDIAMIRA CLUJ-NAPOCA  
C.P. 117, O.P. 1, CLUJ

---

## COLECȚIA INGINERULUI

**D. Petreuş - Electronica surselor de alimentare**

---

Recenzenți:

prof. dr. ing. Șerban LUNGU  
prof. dr. ing. Radu MUNTEANU  
prof. dr. ing. Dan PITICĂ

Tehnoredactare:

șl. dr. ing. Dorin PETREUȘ

Grafică:

șl. dr. ing. Dorin PETREUȘ

Descrierea CIP a Bibliotecii Naționale

**DORIN PETREUȘ**

**ELECTRONICA SURSELOR DE ALIMENTARE**

Editura MEDIAMIRA, Cluj-Napoca

Format 20,5x29 cm, 220 pag.

**ISBN 973-9358-92-6**

## *Prefață*

În ultimii ani asistăm la o dezvoltare fără precedent a tuturor ramelor electronicii, începând cu microelectronica și terminând cu electronica de putere.

Sistemele electronice tot mai complexe existente pe piață presupun surse alimentare din ce în ce mai performante, atât din punct de vedere al randamentelor acestora, performanțelor electrice cât și al respectării standardelor privind poluarea electromagnetică, care sunt tot mai severe. Nu în ultimul rând, contează dimensiunile acestor sisteme raportate în  $W/cm^3$ . Ca urmare, sursele de alimentare devin pe trece sisteme electronice tot mai complexe, a căror proiectare implică cunoștințe multiple de electronică, dispozitive de putere, magnetism și teoria sistemelor. De mai multe ori, o proiectare riguroasă impune utilizarea celor mai performante programe de proiectare asistată de calculator. Măsurarea performanțelor se bazează pe operații complexe presupunând stăpânirea unor tehnici specifice, însoțită de cunoașterea standardelor naționale și internaționale în domeniu.

Lucrarea de față își propune o abordare a celor mai importante probleme legate de analiza și proiectarea sistemelor moderne de alimentare. Este în primul rând adresată studenților din anul II al Colegiului de Electronică din cadrul Facultății de Electronică și Telecomunicații din Universitatea Tehnică din Cluj-Napoca, dar și fi folosită și de alți studenți sau ingineri interesați de acest domeniu complex și dinamic.

Lucrarea este sistematizată în 12 capitole. Capitolele 1 și 2 referitoare la redresoarele monofazate și stabilizatoarele liniare, fac o trecere în revistă cu caracter recapitulativ a principalelor circuite legate de problematica respectivă. Capitolele 3 și 5 abordează principalele convertitoare cc-cc utilizate în sursele în comutație. Se face o analiză matematică detaliată a acestora și se deduc relațiile necesare în etapele de proiectare. Nu în ultimul rând, sunt date exemple de calcul numeric, pentru a facilita procesul de însușire a noțiunilor și a familiariza cititorul cu ordinul de mărime al valorilor componentelor.

Capitolul 6 se referă la așa numitele postregulatele cu amplificatoare magnetice, circuite moderne utilizate în sursele în comutație cu ieșiri multiple. Capitolul 7, face un studiu al structurii circuitelor integrate utilizate în sursele în comutație, în timp ce capitolul 8 se ocupă de modelarea matematică a principalelor blocuri din structura surselor în comutație, în special a convertitoarelor cc-cc. Este prezentat și un exemplu de utilizare a acestor modele în analiza cu ajutorul programelor CAD. Capitolul 9 prezintă principalele noțiuni de magnetism necesare pentru proiectarea elementelor magnetice din structura surselor și anume a transformatorilor și inductoarelor. Capitolul 10 dezvoltă metode de proiectare, pe baza relațiilor date în capitolul precedent.

În capitolul 11 sunt abordate problemele legate de interferențele electromagnetice ce apar în sursele în comutație și sunt prezentate metode de combatere ale acestora. În sfârșit, ultimul capitol face o introducere în noile structuri tot mai mult utilizate în sistemele de alimentare și anume: preregulatele cu control factorului de putere, ce înlocuiesc tot mai mult redresoarele clasice cu filtre capacitive. Aceste circuite vin în întâmpinarea noilor standarde internaționale, foarte stricte în ce privește forma curentului absorbit de la rețeaua electrică.

Cartea de față este rezultatul preocupării de lungă durată a autorului în această direcție . Prin problematica și modul de abordare, autorul speră ca lucrarea să fie de real folos tuturor celor interesați de domeniul surselor de alimentare, că o vor primi cu interes și îi vor transmite observațiile și sugestiile de îmbunătățire și completare a acesteia în vederea unei eventuale viitoare ediții.

*Nu pot încheia aceste rânduri, înainte de a aduce respectuoase mulțumiri tuturor celor care prin îndemnuri și sfaturi competente au contribuit la apariția acestei cărți.*

Autorul

## Convenție pentru simboluri

În această carte, în afara cazului în care se specifică altfel, se utilizează următoarele convenții pentru simboluri:

Mărimile legate de polarizare sau de curent continuu, sunt notate cu litere indici mari. Mărimile de semnal mic, sunt notate cu litere mici și indici mici, în timp ce mărimile care reprezintă suma dintre valoare de curent continuu și aceea de semnal mic sunt notate cu litere mici și indici mari.

<b>Capitolul 1. Redresoare monofazate .....</b>	
1.1. Introducere.....	
1.2. Redresoare monofazate.....	
1.2.1.Redresoare monoalternanță fără filtru.....	
1.2.2.Redresoare dublă alternanță fără filtru.....	
1.2.3.Redresoare cu filtru capacitiv.....	
<i>Bibliografie</i> .....	
<b>Capitolul 2. Stabilizatoare de tensiune liniare.....</b>	
2.1. Definiții.....	
2.2. Stabilizatoare parametrice simple.....	
2.2.1.Dioda Zener ca sursă de tensiune constantă.....	
2.3. Stabilizatoare serie.....	
2.4. Stabilizatoare paralel.....	
2.5. Stabilizatoare cu amplificator de eroare.....	
2.6. Circuite integrate stabilizatoare de tensiune.....	
2.6.1.Stabilizatoare cu uA 723:.....	
2.6.2.Stabilizatoare cu LM 317.....	
2.6.3.Stabilizatoare de tensiune fixă.....	
<i>Bibliografie</i> .....	
<b>Capitolul 3. Conversoare cc-cc fără izolare galvanică.....</b>	
3.1. Introducere.....	
3.2. Principii de funcționare.....	
3.3. Clasificarea conversoarelor cc-cc.....	
3.4. Convertorul cc-cc coborâtor.....	
3.4.1.Funcționarea în conducție neîntreruptă.....	
3.4.2.Funcționarea în conducție întreruptă.....	
3.4.3.Dimensionarea elementelor componente.....	
3.4.4.Exemplu de proiectare.....	
3.5. Convertorul cc-cc inversor (buck-boost).....	
3.5.1.Funcționarea în conducție neîntreruptă.....	
3.5.2.Funcționarea în conducție întreruptă.....	
3.5.3.Dimensionarea elementelor componente.....	
3.5.4.Exemplu de proiectare.....	
3.6. Convertorul cc-cc ridicător (boost) .....	
3.6.1.Funcționarea în conducție neîntreruptă.....	
3.6.2.Funcționarea în conducție întreruptă.....	
3.6.3.Dimensionarea elementelor componente.....	
3.6.4.Exemplu de proiectare.....	
<i>Anexă</i> .....	
<i>Bibliografie</i> .....	

<b>Capitolul 4. Convertoare cc-cc cu izolare galvanică.....</b>	<b>62</b>
4.1. Introducere.....	62
4.2. Convertor cc-cc flyback cu izolare galvanică.....	62
4.2.1. Funcționare în conducție neîntreruptă.....	64
4.2.2. Funcționarea în conducție întreruptă.....	65
4.2.3. Dimensionarea elementelor componente.....	66
4.2.4. Exemplu de proiectare.....	68
4.3. Convertor cc-cc cu transfer direct (forward) .....	70
4.3.1. Funcționare în conducție neîntreruptă.....	71
4.3.2. Funcționarea în conducție întreruptă.....	72
4.3.3. Dimensionarea elementelor componente.....	74
4.3.4. Exemplu de proiectare.....	77
4.4. Convertor cc-cc în contratimp (push-pull) .....	79
4.4.1. Funcționare în conducție neîntreruptă.....	80
4.4.2. Funcționarea în conducție întreruptă.....	84
4.4.3. Dimensionarea elementelor componente.....	85
4.4.4. Exemplu de proiectare.....	88
4.5. Convertor cc-cc în sensipunte (half-bridge).....	90
4.5.1. Funcționare în conducție neîntreruptă.....	90
4.5.2. Funcționarea în conducție întreruptă.....	92
4.5.3. Dimensionarea elementelor componente.....	93
4.6. Alte topologii de convertoare cc-cc cu izolare galvanică.....	95
4.6.1. Convertor flyback cu două tranzistoare.....	95
4.6.2. Convertor forward cu două tranzistoare.....	95
4.6.3. Convertor cc-cc în punte.....	95
<i>Bibliografie</i> .....	97
<b>Capitolul 5. Sisteme de alimentare auxiliare.....</b>	<b>98</b>
5.1. Introducere.....	98
5.2. Convertor flyback autooscilant.....	98
5.3. Convertor flyback autooscilant cu transformator de curent.....	100
5.3.1. Exemplu de proiectare.....	103
5.4. Convertor în contratimp autooscilant.....	106
5.4.1. Clasificare.....	106
5.4.2. Funcționare.....	107
<i>Bibliografie</i> .....	112
<b>Capitolul 6. Postregulatoare cu amplificator magnetic.....</b>	<b>113</b>
6.1. Introducere.....	113
6.2. Implementarea amplificatorului magnetic.....	113
6.2.1. Calculul timpului $t_b$ .....	116
6.2.2. Resetarea amplificatorului magnetic.....	116
6.2.3. Considerații asupra amplificatorului magnetic.....	117
6.2.4. Câștigul amplificatorului magnetic.....	118
6.3. Exemplu: Proiectarea unui postregulator cu amplificator magnetic .....	118
<i>Bibliografie</i> .....	119



## Capitolul 7. Circuite integrate utilizate în sursele în comutație.....

7.1. Introducere.....	
7.2. Referința de tensiune.....	
7.3. Generatorul de tensiune liniar variabilă.....	
7.4. Sincronizarea externă.....	
7.5. Amplificatorul de eroare.....	
7.6. Protecția la supratensiune.....	
7.7. Modulatorul impulsurilor în durată (generator PWM).....	
<i>Bibliografie</i> .....	

## Capitolul 8. Controlul surselor în comutație.....

8.1. Introducere.....	
8.2. Modelarea generatorului PWM.....	
8.3. Amplificatorul de eroare.....	
8.4. Liniarizarea convertorului cc-cc prin metoda variabilelor de stare mediate.....	
8.4.1. Influența factorului de umplere.....	
8.4.2. Liniarizarea și modelul final.....	
8.4.3. Modelul canonic.....	
8.4.4. Derivarea modelului canonic din variabilele de stare.....	
8.5. Exemplu de utilizare a modelului variabilelor de stare mediate.....	
<i>Bibliografie</i> .....	

## Capitolul 9. Circuite magnetice.....

9.1. Relații fundamentale.....	
9.2. Circuite magnetice.....	
9.3. Modelarea transformatorului.....	
9.3.1. Inductanța de magnetizare.....	
9.3.2. Inductanțele de scăpări.....	
9.4. Pierderile în transformator.....	
9.4.1. Pierderile în $Cu$ la joasă frecvență.....	
9.4.2. Pierderile datorită curenților turbionari din înfășurări.....	
<i>Bibliografie</i> .....	

## Capitolul 10. Proiectarea transformatorului și inductorului.....

10.1. Optimizarea ariei ferestrei.....	
10.2. Pierderile în miezul magnetic.....	
10.3. Pierderile totale (în miez și înfășurări).....	
<i>Bibliografie</i> .....	

## Capitolul 11. Interferențe electromagnetice în sursele în comutație.....

11.1. Introducere.....	
11.2. Clasificarea perturbațiilor conduse.....	
11.3. Specificații și măsurarea perturbațiilor.....	

11.3.1. Perturbații produse de curenții din radiator.....	172
11.3.2. Perturbații datorită capacităților parazite ale transformatorului.....	172
11.3.3. Perturbații produse de curenți în miezul transformatorului.....	173
11.3.4. Influența plăcii imprimată.....	175
11.3.5. Perturbații generate de diode.....	175
11.4. Suprimarea interferențelor ce apar la ieșire.....	176
11.5. Suprimarea interferențelor la intrare.....	176
11.5.1. Alegerea materialului magnetic.....	176
11.5.2. Alegerea formei geometrice a materialului.....	178
11.5.3. Criterii de proiectare.....	178
11.5.4. Exemplu.....	179
11.6. Perturbații radiate.....	180
<i>Bibliografie</i> .....	180

## Capitolul 12. Preregulatoroare cu corecția factorului de putere..... 182

12.1. Generalități. Definiții.....	182
12.2. Principii de realizare a preregulatorilor cu îmbunătățirea factorului de putere.....	187
12.2.1. Funcționarea preregulatorului.....	187
12.2.2. Topologiile circuitului de putere.....	189
12.2.3. Buclele de control.....	190
12.3. Metode de control ale curentului.....	195
12.3.1. Controlul valorii de vârf a curentului.....	195
12.3.2. Controlul curentului mediu.....	197
12.3.3. Controlul prin histerezis.....	198
12.3.4. Controlul cu histerezis cu comutarea curentului la valoarea zero.....	199
12.3.5. Controlul PWM în cazul modului de funcționare întrerupt.....	200
<i>Bibliografie</i> .....	201

## REDRESOARE MONOFAZATE

### 1.1 Introducere

Aparatura electronică are nevoie în funcționare, în majoritatea cazurilor, tensiuni continue de alimentare. În general aceste tensiuni continue se obțin prin conversia tensiunii alternative a rețelei de 50Hz în tensiune continuă, care se realizează cu ajutorul surselor de tensiune continuă.

O sursă de tensiune continuă se compune (fig.1.1) dintr-un transformator, redresor, un filtru și un stabilizator. În lipsa stabilizatorului sursa se numește *sursă tensiune continuă nestabilizată*, iar în prezența stabilizatorului poartă denumirea *sursă de tensiune stabilizată*.

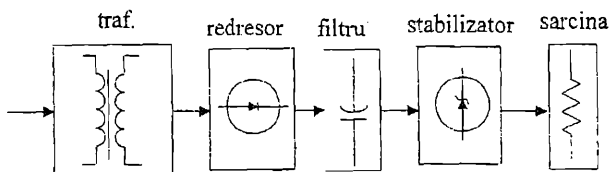


Fig. 1.1 Shema bloc a unei surse de tensiune.

**Transformatorul** are rolul de a separa de rețea aparatul electronic alimentat sursa de tensiune continuă. În același timp, transformatorul modifică tensiunea rețelei la valoarea necesară pentru a obține o anumită tensiune continuă.

**Redresorul** este un circuit care conține cel puțin un element nelinier capabil să transforme tensiunea alternativă într-o formă de undă cu componentă continuă diferită de zero. Pe lângă componenta continuă, la ieșirea redresorului se obține și componentă variabilă numită undulație.

**Filtru** are rolul de a atenua undulațiile tensiunii redresate. Tensiunea ce se obține la ieșirea filtrului, deci tensiunea furnizată de sursa nestabilizată, este dependentă de tensiunea de intrare (a rețelei), de sarcină și de temperatură.

**Stabilizatorul** are rolul de a face ca tensiunea la ieșirea sursei stabilizate să fie independentă de acești factori și să se apropie cât mai mult de o tensiune continuă.

### 1.2. Redresoare monofazate

Redresoarele monofazate se împart în :

- redresoare monoalternanță;
- redresoare bialternanță.

#### 1.2.1. Redresoare monoalternanță fără filtru

În fig. 1.2 este arătată schema unui redresor monoalternanță fără filtru, iar în fig.1.3 sunt prezentate formele de undă din circuit.

Se consideră un transformator fără pierderi de flux, alimentat în primar de la tensiunea:

$$u_1 = U_1 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1.1)$$

astfel că în secundar găsim:

$$u_2 = U_2 \cdot \sin(\omega \cdot t) \quad (1.2)$$

și rezistența de pierderi:

$$R_r = r_1 \cdot \left( \frac{n_2}{n_1} \right)^2 + r_2 \quad (1.3)$$

unde:  $r_1$ ,  $r_2$ ,  $n_1$ ,  $n_2$  sunt rezistențele, respectiv numărul de spire ale primarului și secundarului.

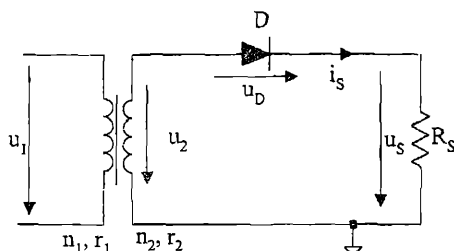


Fig. 1.2 Shema redresorului monofazat.

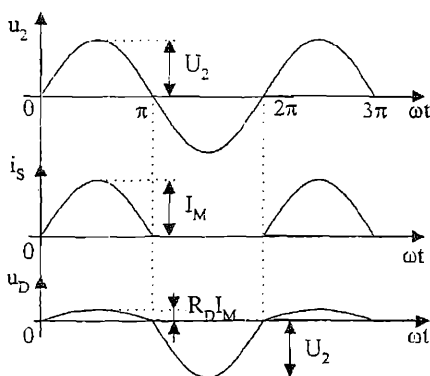


Fig. 1.3 Formele de undă.

Într-un redresor, dispozitivul semiconductor lucrează la semnal mare, neliniaritățile dispozitivului producând efectul de redresare. Pentru a face o tratare analitică accesibilă, aproximăm liniar pe porțiuni caracteristica neliniară a diodei ca în fig. 1.4. În această situație, în zona de conducție dioda are rezistența  $R_D$ .

Dacă amplitudinea tensiunii pe diodă este mare, putem neglija tensiunea de prag  $U_p$ . În acest caz curentul  $i_D$  are valoarea:

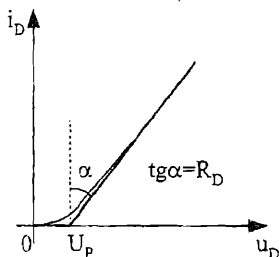


Fig. 1.4 Liniarizarea caracteristicii diodei.

$$\begin{cases} i_D = I_M \cdot \sin(\omega \cdot t), \text{ pt. } 0 \leq \omega t \leq \pi \\ i_D = 0, \text{ pt. } \pi \leq \omega t \leq 2 \cdot \pi \end{cases} \quad (1.1)$$

unde:

$I_M = \frac{U_2}{R_I + R_S}$ , iar  $R_I = R_T + R_D$  este rezistența totală de pierderi. Trebuie avut

asemenea în vedere că, curentul prin sarcină  $i_S$  este identic cu curentul prin diodă.

Dezvoltând în serie Fourier, forma de undă a curentului obținem:

$$i_D = i_S = I_M \left[ \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \cdot \sin \omega \cdot t - \frac{2}{\pi} \sum_{k=2,4,6} \frac{\cos k \cdot \omega \cdot t}{(k+1) \cdot (k-1)} \right] \quad (1.2)$$

Tensiunea pe sarcina rezistivă  $R_S$  este:

$$u_S = R_S \cdot i_S \quad (1.3)$$

și ca urmare curentul și tensiunea medie redresată sunt:

$$I_S = \frac{I_M}{\pi} \quad (1.4)$$

$$U_S = R_S \cdot \frac{I_M}{\pi} = \frac{R_S}{R_I + R_S} \cdot \frac{U_2}{\pi} \quad (1.5)$$

Pe lângă componenta medie apare însă și o componentă variabilă, undulație sau riplu:

$$i_s(t) = i_S(t) - I_S \quad (1.6)$$

$$u_s(t) = u_S(t) - U_S \quad (1.7)$$

Amplitudinea componentei fundamentale a undulației (precum și a întregului semnal) rezultă din relația (1.5):

$$I_{S1} = \frac{I_M}{2} \quad (1.8)$$

$$U_{S1} = R_S \cdot \frac{I_M}{2} = \frac{U_2}{2} \cdot \frac{R_S}{R_I + R_S} \quad (1.9)$$

Valoarea efectivă a curentului total este:

$$I_{SEF} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int i_S^2(t) dt} = \frac{I_M}{2} \quad (1.10)$$

iar valoarea efectivă a undulației:

$$I_{sef}^2 = I_{SEF}^2 - I_S^2 \quad (1.14)$$

Principalele caracteristici ale unui redresor sunt:

- caracteristica externă;
- randamentul redresării;
- factorul de ondulație;
- valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă;

### Caracteristica externă

Eliminând pe  $R_S$  din expresia lui  $U_S$  dată de relația (1.8) și din relația scrisă pentru componenta medie ( $U_S = R_S I_S$ ), rezultă caracteristica externă:

$$U_S = \frac{U_2}{\pi} - R_I \cdot I_S \quad (1.15)$$

care arată că, tensiunea redresată scade pe măsură ce crește curentul de sarcină datorită pierderilor pe rezistența internă  $R_I$  (fig. 1.5).

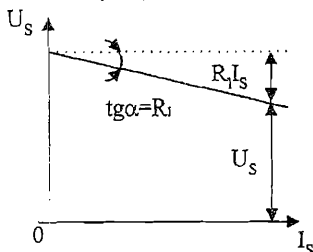


Fig. 1.5 Caracteristica externă.

### Randamentul redresării

-se definește ca fiind raportul dintre puterea de curent continuu și puterea totală.

$$\eta = \frac{R_S \cdot I_S^2}{(R_I + R_S) \cdot I_{SEF}^2} = \frac{\left(\frac{I_S}{I_{SEF}}\right)^2}{1 + \frac{R_I}{R_S}} = \frac{4}{\pi^2} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_I}{R_S}} \leq 40\% \quad (1.16)$$

Valoarea maximă a randamentului este de 40%, valoare ce se obține pentru  $R_I \ll R_S$ , deci la pierderi mici sau curenți de sarcină mici. Valoarea scăzută a randamentului se datorează valorii mici a raportului  $\frac{I_S}{I_{SEF}} = \frac{2}{\pi} < 1$ .

### Factorul de ondulație

Se definește ca fiind:

$$\gamma = \frac{U_{o1}}{U_S} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (1.17)$$

Valoarea supraunitară a lui  $\gamma$ , subliniază din nou, calitatea slabă a redre monoalternanță, amplitudinea fundamentale fiind mai mare decât valoarea med tensiunii în sarcină.

**Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă**, importante în aleg acesteia, sunt:

-curentul maxim:  $I_{D\max} = I_M$ ;

-curentul mediu:  $I_{Dmed} = I_S$ ;

-tensiunea inversă maximă pe diodă care se atinge în momentul când diod conduce și  $u_2 = -U_2$  ( $\omega t = 3\pi/2$ ), deci:  $U_{D\max} = U_2$ .

## 1.2.2 Redresoare dublă alternanță fără filtru capacitiv

Figura 1.6 prezintă schema unui redresor dublă alternanță cu priză mediană figura 1.7 formele de undă din circuit.

Valorile  $u_2$ ,  $n_2$ ,  $r_2$  se referă la jumătate din secundarul transformatorului observă că circuitul se compune din două redresoare monoalternanță, astfel conec încât în alternanța pozitivă conduce  $D_1$ , iar în alternanța negativă conduce dioda curentul de sarcină având același sens în ambele alternanțe.

Curentul redresat are expresia:

$$i_S = I_M \cdot |\sin \omega \cdot t| \quad (1)$$

Dezvoltând în serie Fourier se obține:

$$i_S = I_M \cdot \left[ \frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi} \cdot \sum_{k=2,4,6} \frac{\cos k\omega t}{(k+1) \cdot (k-1)} \right] \quad (1)$$

Curentul și tensiunea redresată sunt:

$$I_S = \frac{2 \cdot I_M}{\pi} \quad (1)$$

$$U_S = \frac{R_S}{R_I + R_S} \cdot \frac{2 \cdot U_2}{\pi} \quad (1)$$

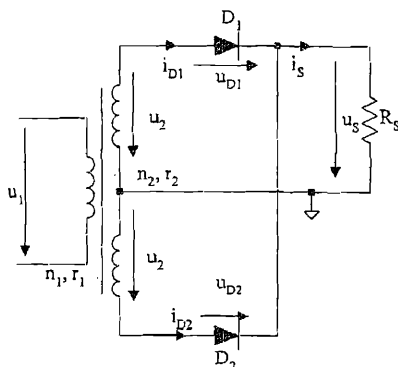


Fig. 1.6 Redresor dublă alternanță.

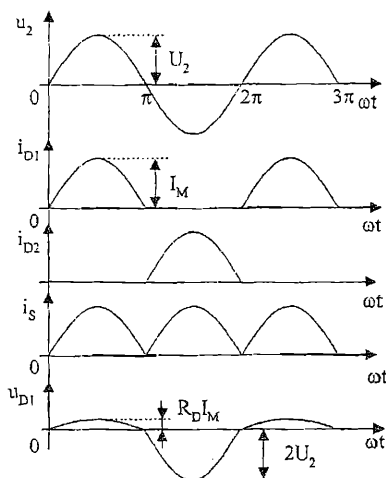


Fig. 1.7 Forme de undă.

Se observă că frecvența minimă a undulațiilor este dublu frecvenței tensiunii  $u_2$  și amplitudinile componentelor fundamentale în sarcină sunt:

$$I_{s2} = \frac{4 \cdot I_M}{3 \cdot \pi} \quad (1.22)$$

$$U_{s2} = \frac{R_s}{R_l + R_s} \cdot \frac{4 \cdot U_2}{3 \cdot \pi} \quad (1.23)$$

Valoarea efectivă a curentului în sarcină este:

$$I_{SEF} = \frac{I_M}{\sqrt{2}} \quad (1.24)$$

Caracteristica externă a redresorului este:

$$U_s = \frac{2 \cdot U_2}{\pi} - R_l \cdot I_s \quad (1.25)$$

din care se vede că tensiunea în gol ( $I_s = 0$ ) este dublă față de cazul monoalternanță dacă folosim un transformator cu tensiune dublă în secundar (comparativ cu cazul monoalternanță).

### Randamentul redresării

-se calculează cu formula:

$$\eta = \frac{R_s \cdot I_s^2}{(R_l + R_s) \cdot I_{SEF}} = \frac{\left( \frac{I_s}{I_{SEF}} \right)^2}{1 + \frac{R_l}{R_s}} = \frac{8}{\pi^2} \cdot \frac{I}{1 + \frac{R_l}{R_s}} \leq 80\% \quad (1.26)$$

și se constată că este dublu față de cazul monoalternanță.



Factorul de undulație este:

$$\gamma = \frac{U_{c2}}{U_s} = \frac{2}{3} = 0.67 \quad (1.27)$$

deci subunitar în comparație cu redresorul monoalternanță, datorită creșterii componente continue și scăderii componentei alternative.

Solicitările diodei sunt:

-curentul maxim:  $I_{Dmax} = I_M$ ;

-curentul mediu:  $I_{Dmed} = \frac{I_s}{2}$ ;

-tensiunea inversă maximă:  $U_{Dmax} \cong 2 \cdot U_2$ .

### Redresor dublă alternanță în punte

În fig. 1.8 se prezintă schema unui redresor dublă alternanță în punte. În alternanța pozitivă conduc diodele  $D_1$  și  $D_4$ , iar în alternanța negativă  $D_2$  și  $D_3$ , obținându-se aceleași forme de undă ca la redresorul dublă alternanță cu priză mediană.

Întrucât la un moment dat conduc două diode avem:

$$R_I = 2 \cdot R_D + R_T \quad (1.28)$$

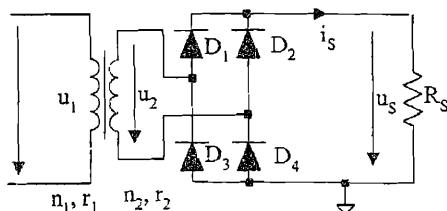


Fig. 1.8 Redresor dublă alternanță cu punte.

Relațiile deduse în cazul redresorului cu priză mediană se păstrează, cu excepția tensiunii inverse pe diodă care este:  $U_{Dmax} \cong U_2$

### 1.2.3 Redresoare cu filtru capacitiv

În cele mai multe cazuri, forma de undă obținută la ieșirea unui redresor fără filtru nu este convenabilă pentru alimentarea aparaturii electronice, deoarece componenta variabilă a tensiunii pe sarcină are o valoare mare.

Astfel, în ambele cazuri prezentate, variația vârf la vârf a componentei variabile este cuprinsă între zero și valoarea maximă. Este necesar ca între redresor și sarcină să introducem un filtru (fig.1.9), care are scopul de atenuare a undulației tensiunii redresate (fig 1.10). Filtru cel mai des folosit este filtru capacitiv.

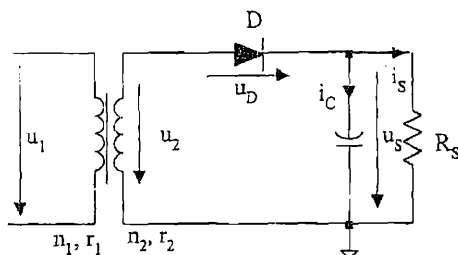


Fig. 1.8 Redresor monoalternanță cu filtru capacitiv.

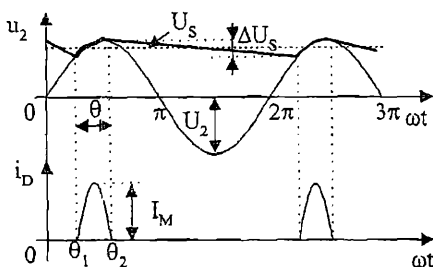


Fig. 1.9 Forme de undă.

*Notă*

Tratarea analitică exactă a unui redresor cu filtru, chiar și în aceeași formă simplă- cu un singur condensator- este imposibilă datorită neliniarităților ce caracterizează circuitul. Ca urmare, se fac o serie de simplificări care permit tratări analitice aproximative și care conduc pe de o parte la înțelegerea fenomenului, și pe de altă parte la obținerea unor relații suficient de bune pentru calcule ingineresti.

Într-o primă aproximație neglijăm  $R_1$  și considerăm un condensator de valoare mare  $\omega R_S C \gg 1$ . Condensatorul se încarcă spre vârful tensiunii  $U_2$ , când dioda conduce ( $\theta_1 - \theta_2$ );  $\theta$  este unghiul de conducție, intervalul în care  $u_S = u_2$ . Când dioda este blocată ( $u_2 < u_S$ ), C se descarcă prin sarcină, aproximativ liniar dacă  $\omega R_S C \gg 1$ . Cu cât această ultimă condiție este mai bine îndeplinită  $\theta$  este mai mic, astfel că la limită când  $C \rightarrow \infty$ ,  $\theta \rightarrow 0$ .

Avem:

$$U_s = U_2 - \frac{\Delta U_s}{2} \quad (1.29)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_s \quad (1.30)$$

$$\Delta Q = I_s \cdot T = I_s \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \quad (1.31)$$

unde:  $\Delta Q$  reprezintă sarcina acumulată, respectiv pierdută de condensator, în regim staționar cele două mărimi sunt egale.

Din relațiile (1.29), (1.30) și (1.31) rezultă:

$$\Delta U_s = I_s \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega \cdot C} \quad (1)$$

Caracteristica externă este data de relația:

$$U_s = U_i - \frac{\pi}{\omega \cdot C} \cdot I_s \quad (1)$$

### Factorul de undulație

Factorul de undulație se calculează cu formula:

$$\gamma = \frac{\Delta U_s}{U_s} = \frac{\pi}{\omega \cdot R_s \cdot C} \quad (1)$$

O valoare mare pentru condensator reduce undulațiile; pe de altă parte la cui mari undulațiile cresc.

Curentul maxim prin diodă  $I_{Dmax}$ , se poate estima, presupunându-l constant în intervalul de conducție  $\frac{\theta}{\omega}$ . Deci:

$$\Delta Q = I_{Dmax} \cdot \frac{\theta}{\omega} = I_s \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\omega} \quad (1)$$

$$I_{Dmax} = I_s \cdot \frac{2 \cdot \pi}{\theta} \quad (1)$$

Dar:

$$\Delta U_s = U_2 - U_2 \cdot \cos \theta = U_2 \cdot (1 - \cos \theta) = U_2 \cdot \frac{\theta^2}{2} \quad (1)$$

Din relația (1.37) rezultă:

$$\theta^2 = \frac{2 \cdot \Delta U_s}{U_2} \cong \frac{4 \cdot \frac{\Delta U_s}{2}}{U_2} = 4 \cdot \gamma \quad (1)$$

de unde:

$$\theta = 2\sqrt{\gamma} \quad (1)$$

Dar:

$$\frac{I_{Dmax}}{I_s} = \frac{2 \cdot \pi}{\theta} = \frac{\pi}{\sqrt{\gamma}} = \sqrt{\pi \cdot \omega \cdot C \cdot R_s} \quad (1)$$

### Observație:

Valoarea curentului de vârf prin diodă, este mult mai mare decât curentul mediu prin sarcină, deoarece sarcina pierdută de condensator trebuie recuperată într-un timp foarte scurt.

Tensiunea inversă maximă suportată de diodă este dată de relația:

$$U_{Dmax} = U_2 + U_s \cong 2 \cdot U_2$$

### Redresorul dublă alternanță cu filtru

Pentru acest tip de redresor relațiile ce descriu funcționarea se deduc în asemănător situației precedente. Avem:

**Caracteristica de sarcină:**

$$U_s = U_1 - \frac{\pi}{2 \cdot \omega \cdot C} \cdot I_s \quad (1.41)$$

**Fcatorul de ondulație:**

$$\gamma = \frac{\pi}{2 \cdot \omega \cdot R_s \cdot C} \quad (1.42)$$

**Valoarea maximă a curentului prin diodă:**

$$\frac{I_{D\max}}{I_s} = \sqrt{\pi \cdot \omega \cdot C \cdot R_s} \quad (1.43)$$

**Observație:**

Ondulațiile au frecvența  $2 \cdot \omega$ . Valoarea maximă a tensiunii inverse pe diode este egală cu  $2 \cdot U_2$  la montajul cu priză mediană și  $U_2$  la montajul în punte.

**Bibliografie**

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D.Dascălu, A.Rusu, M.Profirescu, I.Costea, *Dispozitive și Circuite Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, 1982.
3. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
4. Billings Keith-Switch Mode Power Supply Handbook-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.

## STABILIZATOARE DE TENSIUNE LINIARE

### 2.1 Definiții

*Stabilizatorul de tensiune este un sistem care menține tensiunea de ieșire în limite foarte strânse (teoretic constantă), indiferent de variațiile tensiunii de intrare, a curentului de sarcină, sau a temperaturii.*

Indiferent de structura lui, un stabilizator poate fi reprezentat ca un diport la care mărimea de ieșire, depinde de tensiunea de intrare  $u_i$ , de rezistența de sarcină, de temperatură și de alți factori mai puțini importanți. Putem scrie:

$$u_s = u_s(u_i, i_s, T) \quad (2.1)$$

de unde:

$$du_s = \frac{\partial u_s}{\partial T} \cdot dT + \frac{\partial u_s}{\partial i_s} di_s + \frac{\partial u_s}{\partial u_i} du_i \quad (2.2)$$

Coefficienții din această relație sunt în măsură să descrie performanțele stabilizatorului:

-rezistența internă  $R_o = -\left(\frac{\partial u_s}{\partial i_s}\right)_{u_i, T=ct}$  este definită cu semnul minus pentru a

rezulta pozitivă, deoarece la orice stabilizator când  $i_s$  crește,  $u_s$  scade. Sursa, împreună cu stabilizatorul de tensiune se prezintă față de sarcină ca un generator de tensiune aproape ideal, cu rezistența internă foarte mică și astfel se reduce interacțiunea între diverși consumatori legați în paralel.

-coeficientul de variație cu temperatura este:  $K_T = \left(\frac{\partial u_s}{\partial T}\right)_{u_i, i_s=ct}$

-coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare este:

$S_{u_i} = \left(\frac{\partial u_s}{\partial u_i}\right)_{i_s, T=ct}$  definit astfel și pentru a rezulta supraunitar (un stabilizator bun are o

stabilizare cât mai mare).

Pentru majoritatea consumatorilor contează variația relativă a tensiunii, așa încât cel mai adesea se indică la stabilizatoare factorul de stabilizare

$$\text{relativ: } S_r = \left( \frac{\frac{\Delta U_i}{U_i}}{\frac{\Delta U_s}{U_s}} \right)_{i_s, T=ct}$$

O altă mărime ce caracterizează performanțele unui stabilizator o reprezintă așa numita *stabilitate pe termen lung* (LTS în engleză) ce se definește ca fiind variația procentuală a tensiunii de ieșire măsurată după 1000 ore de funcționare în condiții de viață accelerată (tensiune de intrare și putere disipată maxime).

$$LTS = \frac{\Delta U_s}{U_s} \cdot 100 \text{ după 1000 ore de funcționare.}$$

Stabilizatoarele de tensiune continuă fac parte din structura surselor de alimentare alături de transformator, de blocul redresor și de blocul de filtraj. Construcția lor se poate realiza în două moduri:

- a) una din cele mai simple metode, se bazează pe capacitatea unor componente electronice (diode Zener, tuburi cu descărcare în gaz etc.) de a menține constantă tensiunea la borne atunci când curentul are o variație într-un domeniu larg.
- b) o altă metodă (de fapt cea mai utilizată) se bazează pe fenomenul de reacție. La acest tip de stabilizatoare un eșantion din tensiunea de ieșire este prelevat și adus într-un bloc comparator, unde este comparat cu o referință. În funcție de rezultatul comparației rezultă o tensiune de eroare care acționează asupra unui element de execuție care mărește sau micșorează tensiunea.

În funcție de regimul de funcționare al elementului de execuție, stabilizatoarele se clasifică în :

- a) stabilizatoare liniare sau cu acțiune continuă;
- b) stabilizatoare în comutație sau cu acțiune discontinuă.

*Stabilizatoarele liniare* se clasifică la rândul lor în funcție de modul de conectare al elementului regulator în :

- stabilizatoare tip serie;
- stabilizatoare tip paralel.

## 2.2. Stabilizatoarele parametrice simple

Stabilizatoarele de acest tip se bazează pe un dispozitiv electronic, destinat să mențină cât mai constantă tensiunea la bornele unei sarcini pe baza caracteristicilor sale tensiune-curent, fără să se recurgă la circuite suplimentare de reacție. În general, ca element regulator, în aceste stabilizatoare se utilizează diodele Zener.

### 2.2.1. Dioda Zener ca sursă de tensiune constantă

Diodele Zener au caracteristica de conducție în polarizare directă similară cu caracteristica oricărei diode redresoare. Polarizând dioda invers, la un moment dat, curentul crește brusc; dioda pare că intră în regim de străpungere. Apare conducția inversă în avalanșă și curentul crește abrupt (fig.2.1).

Curentul trebuie limitat cu o rezistență serie, deoarece, altfel, joncțiunea se topește prin încălzire excesivă. Din figură se observă că în jurul tensiunii Zener este suficientă o foarte mică variație a tensiunii pentru a provoca o variație mare a curentului. Diodele Zener au un coeficient de temperatură important, tensiunea Zener variază cu temperatura joncțiunii.

#### **Observație:**

*Denumirea de diodă Zener este improprie, deoarece efectul Zener ( tunelarea purtătorilor de sarcină din banda de valență în banda de conducție sub acțiunea unui câmp electric intens) explică numai funcționarea diodelor cu tensiuni de stabilizare până la aproximativ 5.5V. La tensiuni mai mari, funcționarea se bazează pe efectul de multiplicare în avalanșă (purtătorii de sarcină sunt accelerați de câmpul electric și primesc energii atât de mari încât pot să ionizeze, prin ciocnire, atomii rețelei).*

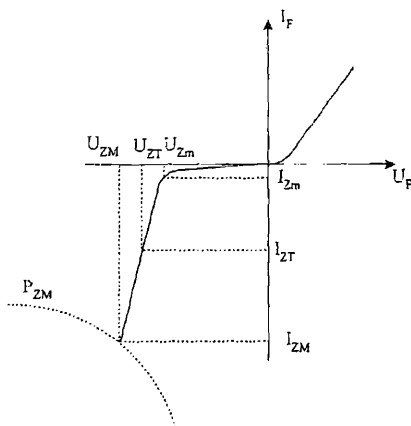


Fig. 2.1 Caracteristica diodei Zener.

### Caracteristici ale regiunii de stabilizare

a) tensiunea de stabilizare  $U_{ZT}$  este cel mai important parametru al diodelor Zener. În datele de catalog se dă  $U_{ZT}$  împreună cu curentul  $I_{ZT}$  dependent de tipul diodei.

La folosirea diodelor trebuie ținut seama de următoarele considerente:

-există o dispersie de natură tehnologică, a valorilor tensiunii  $U_{ZT}$  în jurul valorii nominale;

-valorile de catalog (nominale, minime și maxime) sunt garantate pentru cazul în care temperatura joncțiunii este egală cu temperatura ambiantă de referință (în general  $25^{\circ}\text{C}$ ). Această proprietate derivă din necesitatea sortării unui număr mare de diode într-un timp rezonabil, ceea ce impune testarea în regim de impulsuri, pentru ca temperatura joncțiunii să rămână nemodificată.

Pentru calculul tensiunii stabilizate la o temperatură diferită de cea de referință și sau pentru condiții de polarizare ce produc încălzirea diodei se poate folosi relația:

$$U_Z(T) = U_Z(T_0) \cdot [1 + \alpha_{vZ}(T - T_0)] \quad (2.3)$$

care constituie în același timp o definiție pentru coeficientul de temperatură  $\alpha_{vZ}$ . To este temperatura ambiantă de referință.

b) rezistența diferențială pe caracteristica de stabilizare  $r_Z$  constituie un alt parametru electric important al diodelor Zener. În cazul general, această rezistență este formată din două componente: rezistența diferențială a joncțiunii (pentru condiții izoterme)  $r_{Zj}$  și o rezistență diferențială de natură termică  $r_{Zth}$ . Cele două componente sunt definite de relația:

$$r_Z = \frac{dU_Z}{dI_Z} = \left( \frac{\partial U_Z}{\partial I_Z} \right)_{T=ct} + \left( \frac{\partial U_Z}{\partial T} \right)_{I_Z=ct} \cdot \frac{dT}{dI_Z} \quad (2.4)$$

Pentru situațiile în care variațiile curentului sunt atât de rapide încât temperatura joncțiunii nu le mai poate urmări, rezistența diferențială totală este egală

cu  $r_{zj}$ . Este cazul valorilor din foia de catalog, pentru parametru  $r_z$  frecvența de măsură fiind suficient de ridicată pentru a asigura condiția  $r_z = r_{zj}$  și suficient de mică pentru a nu pune în evidență prezența capacităților și inductanțelor parazite.

Cu creșterea curentului  $I_z$ ,  $r_{zj}$  scade indiferent de tensiunea Zener. Diodele Zener cu  $U_{zT}$  mai mic de 6V constituie un caz particular din punct de vedere al variației  $r_z$  cu  $U_{zT}$  deoarece, la aceste diode străpungerea apare prin efect Zener la curenți mici, care trece în străpungere în avalanșă la curenți mari.

Străpungerii Zener îi corespunde o rezistență  $r_{zj}$  mare, iar străpungerii prin avalanșă o rezistență diferențială mai scăzută.

Foile de catalog specifică atât rezistența diferențială  $r_{zj}$  la curentul nominal  $I_{zT}$  cât și cea din cotul caracteristicii.

c) Curentul minim de stabilizare  $I_{zm}$  este curentul minim de polarizare, la care dioda Zener funcționează încă în regim de stabilizare. Curentul  $I_{zm}$  nu este specificat întotdeauna în catalog, deoarece este impus de aplicația concretă prin valoarea maximă admisă pentru rezistența diferențială. De exemplu, la dioda 10DZ10, o aplicație poate impune rezistența  $r_{zj(max)}=15\Omega$  căruia îi corespunde  $I_{zm}=0.5mA$ . Aceeași diodă poate fi utilizată într-un alt circuit care necesită  $r_{zj}<1\Omega$ . În acest caz  $I_{zm}$  va fi de aproximativ 300mA, valoare superioară lui  $I_{zT}$ .

d) Curentul maxim de stabilizare  $I_{zM}$  este impus de regimul termic staționar al diodei Zener, astfel încât  $T_j < T_{jmax}$ . În catalog sunt specificate valorile lui  $I_{zM}$  corespunzătoare puterii maxime disipate de diodă, în regim staționar.

e) Coeficientul de temperatură al tensiunii stabilizate  $\alpha_{vz}$ , reprezintă variația procentuală a tensiunii stabilizate cu temperatura:

$$\alpha_{vz} = \frac{1}{U_z} \left( \frac{\partial U_z}{\partial T} \right)_{I_z=const} \quad [\%/^{\circ}C] \quad (2.5)$$

$\alpha_{vz}$  are valori negative pentru diodele cu  $U_{zT} \leq 5.5+6V$  și pozitive pentru tensiuni de stabilizare mai mari.

Schimbarea de semn se datorează trecerii de la străpungerea prin efect Zener la străpungerea prin multiplicare în avalanșă.

Importanța practică a acestui fenomen constă în faptul că la diodele cu  $U_{zT} \approx 5+6V$   $\alpha_{vz}$  este minim.

### Dioda Zener în circuit

Deși se întâlnește în cele mai diverse configurații, există un circuit fundamental pe care se analizează funcționarea diodei în regiunea de stabilizare. Acest circuit este reprezentat în figura 2.2. Dioda Zener este dispozitivul care în anumite condiții menține la bornele sale tensiunea cvasiconstantă.

Din acest motiv este necesar ca polarizarea circuitului să se facă în curent și nu în tensiune.

Valoarea generatorului de curent este foarte importantă și va trebui determinată pentru fiecare aplicație în parte.



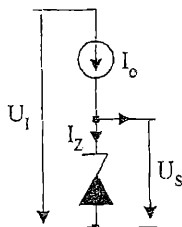


Fig. 2.2 Dioda Zener în circuit.

Se poate scrie:

$$I_O = I_Z + I_S \quad (2.6)$$

Pentru obținerea unei tensiuni constante, este necesar să se limiteze variația curentului prin sarcină:

$$\Delta I_S \leq I_{ZM} - I_{Zm} \quad (2.7)$$

Un efect important dat de variația curentului prin dioda Zener este modificarea tensiunii  $U_S$ . Pentru a estima acest efect, în proiectare se vor folosi parametrii  $U_Z$  și  $R_Z$ . În cele urmează se va arăta cum se pot obține  $U_Z$  și  $R_Z$  din datele de catalog  $U_{ZT}$ ,  $I_{ZT}$  și  $r_z$ .

Figura 2.3 prezintă caracteristica reală a diodei Zener (curba 1) și caracteristica liniarizată (curba 2).

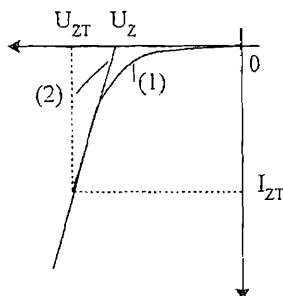


Fig. 2.3 Liniarizarea caracteristicii.

Avantajul caracteristicii liniarizate este acela că se poate exprima analitic foarte simplu relațiile dintre parametrii prezentați:

$$U_S = U_Z + I_Z \cdot R_Z \quad (2.8)$$

În figura 2.4 se prezintă schema echivalentă foarte uzuală în practică, cu care se înlocuiește orice diodă Zener care funcționează în regim de stabilizare.

Trebuie făcute următoarele observații:

a) dioda Zener este un dispozitiv pasiv (care nu poate da energie în circuit) deci reprezentarea cu generator ideal de tensiune este pur formală.

b) domeniul de curent  $I_Z$  pentru care echivalarea este valabilă, cu o eroare acceptabilă este:  $I_{Zm} \leq I_Z \leq I_{ZM}$ .

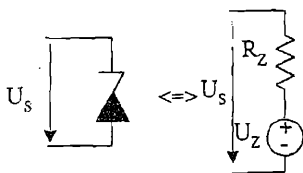


Fig. 2.4 Circuitul echivalent al diodei Zener.

b) valoarea rezistenței  $R_Z$  (care dă panta caracteristicii liniarizate) este egală cu rezistența diferențială  $r_z$  în punctul  $(U_{ZT}, I_{ZT})$ .

c) Valoarea sursei:  $U_Z = U_{ZT} - I_{ZT} \cdot R_Z$

Având în vedere aceste observații se poate estima imediat variația tensiunii  $U_S$  datorită variației curentului  $I_S$ :  $\Delta U_S = \Delta I_S \cdot R_Z$ .

Deci condiția de obținere a unei tensiuni de ieșire  $U_S$  stabilizate este alegerea unei componente care aibă rezistența diferențială  $r_z$  cât mai mică.

Pentru scheme mai puțin pretențioase generatorul  $I_0$  este înlocuit cu o rezistență  $R_1$  (fig.2.5). Această schemă este cunoscută sub denumirea de "stabilizator parametric cu rezistență de balast"

Parametrii importanți pentru evaluarea performanțelor stabilizatorului sunt:

a) coeficientul de stabilitate:  $S_{UI} = \left( \frac{\Delta U_I}{\Delta U_S} \right)_{I_S = \text{ct}}$

b) rezistența de ieșire:  $R_O = \left( \frac{\Delta U_S}{\Delta I_S} \right)_{U_I = \text{ct}}$

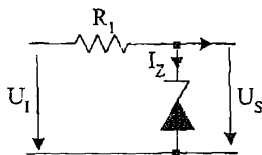


Fig. 2.5 Stabilizator cu rezistență de balast.

După calcule (se înlocuiește dioda Zener cu rezistența  $R_Z$ ) rezultă:

$$S_{UI} = 1 + \frac{R_1}{R_Z} \quad (2.9)$$

$$R_O = \frac{R_1 \cdot R_Z}{R_1 + R_Z} \quad (2.10)$$

*Exemplu de proiectare:*

În cele ce urmează se va da un algoritm de alegere a diodei Zener și de calcul a rezistenței  $R_1$ . Se consideră ca date de proiectare:  $U_{I\min}$ ,  $U_{I\max}$ ,  $U_S$ ,  $I_{S\min}$ ,  $I_{S\max}$ ,  $S_{UI}$  și  $R_O$ .

Principalii parametri preluați din foile de catalog sunt:  $U_{ZT}$ ,  $R_Z$ ,  $I_{Zm}$  și  $I_{ZM}$ . În cazul în care parametru  $I_{Zm}$  nu este dat explicit, se poate lua, ca valoare acoperitoare, un procent din  $I_{ZT}$  (de exemplu 10%).

Algoritm de calcul:

1) Se caută o diodă Zener cu  $U_S = U_{ZT}$ .

2) Se calculează  $R_1$ :

$$R_1 = \frac{U_{\text{in in}} - U_Z}{I_{Zm} + I_{S \max}} \quad (2.11)$$

3) Se calculează  $I_{Z \max}$ :

$$I_{Z \max} = \frac{U_{\text{in ax}} - U_S}{R_1} - I_{S \min} \quad (2.12)$$

și se verifică dacă  $I_{Z \max} \leq I_{ZM}$ . Dacă această condiție nu este îndeplinită se alege o diodă de putere mai mare și se reia algoritmul.

4) Se calculează:

$$S_{UI}^* = 1 + \frac{R_1}{R_Z} \quad (2.13)$$

$$R_O^* = R_1 // R_Z \quad (2.14)$$

și se compară cu  $S_{UI}$  și  $R_O$ . Dacă  $S_{UI}^* \geq S_{UI}$  și  $R_O^* \leq R_O$  se consideră că dioda Zener aleasă este corespunzătoare.

Dacă una din condiții nu este îndeplinită se alege altă diodă cu  $R_Z$  mai mică.

5) Se calculează puterea maximă disipată pe diodă:

$$P_{D \max} = U_Z \cdot I_{Z \max} + R_Z \cdot I_{Z \max}^2 \quad (2.15)$$

6) Se dimensionează sau se alege radiatorul dacă este necesar;

7) Se calculează puterea maximă disipată de  $R_1$ :

$$P_{I \max} = \frac{1}{R_1} (U_{\text{in ax}} - U_S)^2 \quad (2.16)$$

și se alege o rezistență corespunzătoare.

### 2.3. Stabilizatoare serie

Schema cea mai simplă a unui stabilizator serie și modelul de semnal mic este prezentată în figura 2.6 a), b).

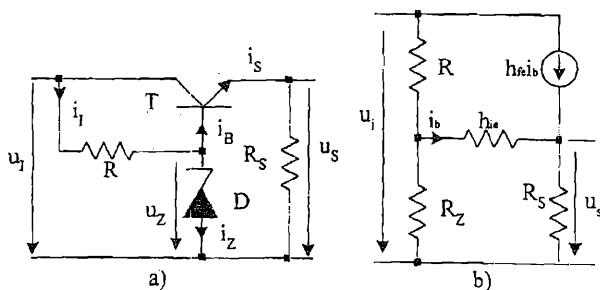


Fig. 2.6 Stabilizator serie: a) schema electrică; b) schema echivalentă de semnal mic;

Întreaga tensiune de ieșire  $u_S$  este comparată cu tensiunea de referință  $u_Z$  dată de dioda D.

Avem:

$$u_{SE} = u_Z - u_S \quad (2.17)$$

Variația tensiunii  $u_{BE}$  este în antifază cu variația tensiunii de ieșire, astfel că atunci când aceasta din urmă crește, va crește tensiunea pe tranzistorul regulator care va prelua variația tensiunii de intrare.

### Calculul parametrilor dinamici:

Sunt date următoarele relații:

$$i_I = i_Z + i_B \quad (2.18)$$

$$u_I = R \cdot i_I + u_Z \quad (2.19)$$

$$i_S = (\beta_F + 1) \cdot i_B \quad (2.20)$$

Eliminând între aceste relații pe  $i_I$ ,  $i_Z$  și  $i_B$  și având în vedere că  $u_Z \cong u_S$ , se obține relația  $u_S = u_S(u_I, i_S)$  din care se pot deduce parametrii  $S_{UI}$  și  $R_O$ . Aceeași parametri se pot deduce mai simplu folosind schema echivalentă de semnal mic (fig.2.6b). Se poate scrie:

$$S_{UI} = \frac{\Delta u_I}{\Delta u_S |_{I_S = \text{ct}}} = \frac{u_I}{u_S} = \frac{R + R_Z}{R_Z} = \frac{R}{R_Z} \quad (2.21)$$

$$R_O = \frac{R_Z // R + h_{ie}}{h_{fe} + 1} \cong \frac{R_Z + h_{ie}}{h_{fe}} \cong \frac{h_{ie}}{h_{fe} + 1} = \frac{U_T}{I_S} \quad (2.22)$$

unde:  $U_T = \frac{k \cdot T}{q}$  ( $k$ -constanta lui Boltzmann,  $q$ -sarcina electronului) este tensiunea termică iar  $h_{xx}$  parametrii hibridi ai tranzistorului bipolar[2]

### Coeficientul de temperatură se calculează cu relația:

$$K_T = K_Z - K_{T_r} \quad (2.23)$$

unde:  $K_Z$  și  $K_{T_r}$  sunt coeficienții de temperatură ai diodei, respectiv tranzistorului, exprimați în  $V/^{\circ}C$ . Cum  $K_{T_r} < 0$ , rezultă că se poate realiza o compensare termică parțială numai când dioda de referință este cu efect Zener:  $K_Z < 0$ .

### Proiectarea în curent continuu

Rezistența de balast se calculează cu formula:

$$R = \frac{U_I - U_Z}{I_Z + I_S / (\beta_F + 1)} \quad (2.24)$$

Rezistența R poate varia între valorile:

$$R_{\max} = \frac{U_{Im \max} - U_Z}{I_{ZM} + I_{S \max} / (\beta_{F \min} + 1)} \quad (2.25)$$

$$R_{\min} = \frac{U_{Im \max} - U_Z}{I_{ZM} + I_{S \min} / (\beta_{F \max} + 1)} \quad (2.26)$$

Limitările impuse tranzistorului T:

$$U_{CE \max} \cong U_{\text{intr}} - U_Z \leq U_{CEM} \quad (2.27)$$

$$I_{C \max} \cong I_{S \max} \leq I_{CM} \quad (2.28)$$

$$P_{C \max} = (U_{\text{intr}} - U_Z) \cdot I_{S \max} \leq P_{CM} \quad (2.29)$$

**Observație:**

Trebuie observat că dioda de referință lucrează în condiții mult mai ușoare decât în cazul stabilizatorului parametric, preluând numai variațiile curentului de bază al tranzistorului T, variațiile curentului de sarcină, fiind preluate de curentul de colector.

## 2.4. Stabilizatoare paralel

Schema electrică a unui stabilizator paralel este prezentată în figura 2.7. Întreaga tensiune de ieșire  $u_s$  se compară cu tensiunea de referință  $u_z$  direct pe baza tranzistorului regulator, tensiunea la intrarea acestuia fiind:

$$u_{BE} = u_s - u_z \quad (2.30)$$

Tensiunea de ieșire este în fază cu tensiunea de intrare astfel că dacă aceasta crește, crește curentul prin tranzistorul regulator și deci tensiunea pe rezistența R crește, preluând variația tensiunii de ieșire.

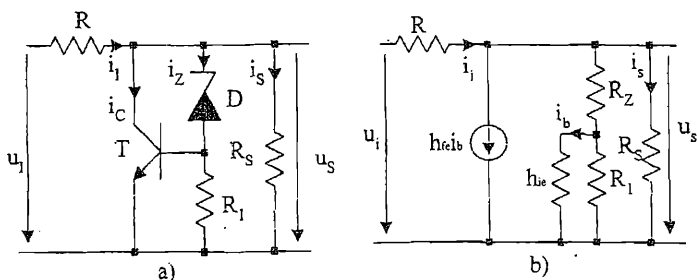


Fig. 2.7 Stabilizator paralel.

Se pot scrie următoarele relații:

$$u_i = R \cdot i_i + u_s \quad (2.31)$$

$$i_i = i_c + i_z + i_s \quad (2.32)$$

$$u_z = U_Z \quad (2.33)$$

$$i_c = \beta \cdot i_b \quad (2.34)$$

$$i_z = i_b + \frac{u_{BE}}{R_1} \quad (2.35)$$

Parametrii dinamici sau de semnal mic îi vom deduce ca la stabilizatorul serie, din schema echivalentă de semnal mic. Dacă:  $R_1 \cdot h_{ie} \geq R_z$ ;  $(h_{fe} + 1) \cdot R_1 \geq h_{ie}$  se obține:

$$S_{JI} \cong \frac{h_{fe} + 1}{h_{ie}} \cdot R = \frac{R}{h_{ib}} \quad (2.36)$$

$$R_O \cong h_{ib} \quad (2.37)$$

### Coeficientul de temperatură

$$K_T = K_Z + K_{Tr} \quad (2.38)$$

vom obține o compensare termică parțială dacă dioda de referință este cu avalanșă ( $K_Z > 0$ );

### Proiectarea în curent continuu

Rezistența  $R$  se obține din relațiile 2.31, 2.32 neglijând curentul  $i_z$ .

$$R = \frac{U_I - U_Z}{I_C + I_S} \quad (2.39)$$

Admițând plaje de variație pentru  $u_I$ ,  $i_S$ , respectiv  $i_C$ , rezultă plaja de variație pentru  $R$ :

$$R_{Max} = \frac{U_{I_{min}} - U_Z}{I_{C_{min}} + I_{S_{max}}} \quad (2.40)$$

$$R_{min} = \frac{U_{I_{max}} - U_Z}{I_{C_{max}} + I_{S_{min}}} \quad (2.41)$$

Limitările tranzistorului sunt:

$$U_{CE_{max}} \leq U_Z \leq U_{CEM} \quad (2.42)$$

$$I_{C_{max}} = \frac{(U_{I_{max}} - U_Z) \cdot I_{S_{max}}}{(U_{I_{min}} - U_Z)} - I_{S_{min}} \leq I_{CM} \quad (2.43)$$

$$P_{C_{max}} = U_{CE_{max}} \cdot I_{C_{max}} \leq P_{CM} \quad (2.44)$$

## 2.5. Stabilizatoare cu amplificator de eroare

Eficacitatea buclei de reacție poate fi considerabil mărită dacă amplificăm semnalul de eroare înainte să-l aplicăm elementului de control. În cele ce urmează vom vedea că putem îmbunătăți mult parametrii  $S_{JI}$  și  $R_O$  ai stabilizatorului prin creșterea amplificării pe bucla de reacție.

În figura 2.7 a fost desenată schema generală punând în evidență amplificatorul de eroare  $A_V$  și reacția negativă serie de tensiune aplicată prin  $R_1$  și  $R_2$ .

Semnalul de intrare în amplificator este tensiunea de referință  $U_R$ , iar tranzistorul  $T$  lucrând ca repetor pe emitor poate fi considerat ca etaj final al amplificatorului  $A_V$ .

Amplificatorul, tranzistorul de control și sursa de referință sunt alimentate de la tensiunea redresată  $U_I$ , tensiunea stabilizată culegându-se pe rezistența de sarcină  $R_S$ .

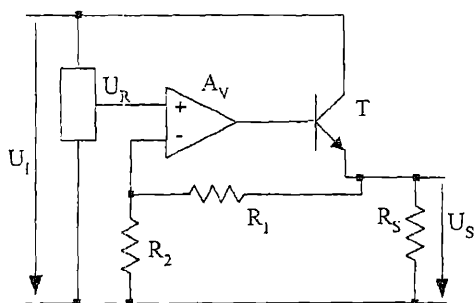


Fig. 2.8 Schema stabilizatorului serie cu amplificator de eroare.

Se poate scrie relația:

$$A_{vf} = \frac{u_o}{u_r} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (2.45)$$

Notăm:

$$\beta = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

### Calculul parametrilor dinamici

Schema de semnal mic este prezentată în fig.2.9. Se pot deduce relațiile:

$$R_o = \frac{h_{ie} + R_{Ao}}{(1 + h_{fe}) \cdot (1 + \beta \cdot A_v)} \cong \frac{h_{ie} + R_{Ao}}{A_v \cdot h_{fe}} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2} \quad (2.46)$$

$$S_{Uf} = \frac{u_i}{u_o} = \frac{1 + R_S \cdot h_{oe}}{R_S \cdot h_{oe}} \cdot (1 + \beta \cdot A_v) \cong \frac{A_v}{R_S \cdot h_{oe}} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.47)$$

unde s-a notat cu  $R_{Ao}$  impedanța de ieșire a amplificatorului de eroare.

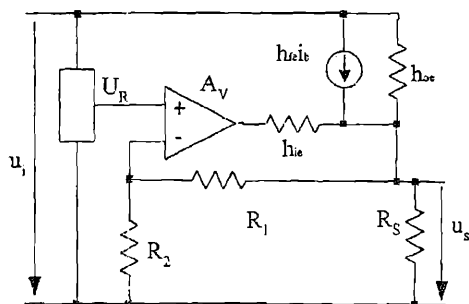


Fig. 2.9 Schema de semnal mic.

### Stabilizator serie folosind un tranzistor drept amplificator de eroare

Schema electrică este prezentată în figura 2.10 și s-a dezvoltat pornind de la schema generală prezentată anterior.

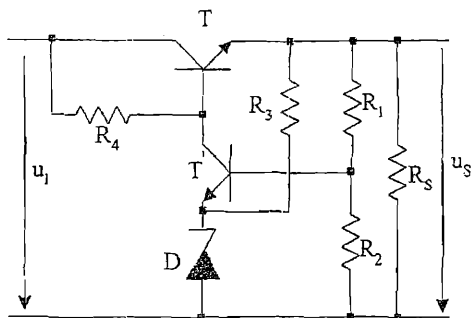


Fig. 2.10 Stabilizator cu tranzistor drept amplificator de eroare.

Tensiunea de referință dată de dioda D se aplică în emitorul tranzistorului  $T'$  iar tensiunea de ieșire eșantionată pe bază. Tranzistorul  $T'$  îndeplinește atât rolul circuitului de comparare cât și pe cel al amplificatorului de eroare. Tensiunea la intrarea amplificatorului este dată de relația :

$$u'_{BE} = \beta \cdot u_s - u_z \quad (2.48)$$

de unde rezultă tensiunea stabilizată:

$$u_s = \frac{(u_z + u'_{BE}) \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} \quad (2.49)$$

### Funcționarea schemei

Semnalul de eroare  $u_{be}$  în fază cu  $u_s$  este amplificat pe  $T'$  și aplicat în antifază pe baza repetorului T închizându-se astfel bucla de reacție negativă. Cu alte cuvinte componentele alternative ale  $i_C$  și  $i_B$  sunt în antifază. Se observă că, tensiunea de ieșire  $u_s$  se aplică într-o diagonală a punții  $R_1, R_2, R_3, D$  din cealaltă diagonală culegându-se tensiunea de intrare  $u'_{BE}$  a amplificatorului de eroare. Această punte este dimensionată în curent continuu astfel încât să satisfacă (2.49) scrisă pentru componenta de curent continuu. Semnalul de eroare  $u_{be}$  este tensiunea de dezechilibru al acestei punți care se obține pe baza lui  $T'$  când  $u_s$  variază de la  $U_{S1}$  la  $U_{S2} + u_s$ .

Rezistența  $R_3$  asigură curentul de polarizare a diodei de referință D și trebuie dimensionată astfel ca  $i_3$  deci curentul variabil  $i_c$  prin  $T'$  să nu afecteze tensiunea de referință  $U_z$  (în același scop  $R_3$  s-a conectat la tensiunea stabilizată, în emitorul lui T). În același timp  $R_3$  trebuie să satisfacă relațiile:

$$R_{3\max} = \frac{U_{S\max} - U_z}{I_{zm}} \quad (2.50)$$

$$R_{3\min} = \frac{U_{S\min} - U_z}{I_{zm}} \quad (2.51)$$



Rezistența  $R_4$  asigură curentul de polarizare a colectorului tranzistorului  $T'$  și a bazei lui  $T$ . Este, după cum se vede, conectată la tensiunea nestabilizată. Nu poate fi conectată în emitorul lui  $T$  la tensiunea stabilizată, neputându-se polariza corect joncțiunea bază emitor a tranzistorului de control.

Fiind conectată la tensiunea nestabilizată  $R_4$  transmite la ieșire variațiile tensiunii  $u_i$  (prin joncțiunea de intrare a lui  $T$ ). Astfel scade valoarea parametrului  $S_{U_i}$ . În plus  $R_4$  (de valoare finită) nu permite transmiterea în totalitate a semnalului de eroare amplificat din colectorul lui  $T'$  în baza lui  $T$ , scăzând eficiența buclei de reacție (efectul de stabilizare) și contribuind la mărirea parametrului  $R_O$ . Rezultă că, din considerente dinamice,  $R_4$  trebuie să aibă o valoare cât mai mare. Pe de altă parte  $R_4$  este limitată superior din considerente statice:

$$R_{4\max} = \frac{U_{lm} - U_{BE} - U_S}{I_{C\max} + I_{B\max}} \quad (2.52)$$

Rezistențele  $R_1, R_2$  ale circuitului de eșantionare trebuie alese astfel încât  $i_1 \gg i_B$  deci tensiunea eșantionată  $\beta \cdot u_S$  trebuie să nu fie afectată de curentul de bază al tranzistorului  $T'$ . Din punct de vedere dinamic trebuie ca  $T'$  să fie atacat pe bază de un generator de tensiune adică să fie îndeplinită condiția:

$$R_1 // R_2 \ll h'_{fe} + (1 + h'_{fe}) \cdot R_e \quad (2.53)$$

În același timp,  $R_1$  și  $R_2$  sunt limitate inferior, prin ele trecând un curent  $i_1 \ll i_S$ . Amplificarea  $A_v$  fără reacție este dată de :

$$A_v = (R_4 // R_1) / R_2 \quad (2.54)$$

unde rezistența de intrare a tranzistorului regulator este:

$$R_i = h_{ie} + (h_{fe} + 1) \cdot R_S \quad (2.55)$$

### Stabilizatoare serie cu amplificator de eroare perfecționat

În fig.2.11 sunt prezentate și alte variante de comparare a tensiunii eșantionate cu tensiunea de referință.

În figura 2.11.a tensiunea de intrare în  $T'$  este dată de relația :

$$u'_{EE} = \beta \cdot u_S - u_Z \quad (2.56)$$

$R_3$  trebuie să asigure curentul minim:  $I_{Zm}$ .

În schema 2.11.b tensiunea pe baza  $T'$  este :

$$u'_{BE} = (1 - \beta) \cdot u_S - u_Z \quad (2.57)$$

de unde rezultă tensiunea stabilizată:

$$u_S = \frac{(u_Z + u'_{EE}) \cdot (R_1 + R_2)}{R_1} \quad (2.58)$$

În schema 2.11.c tensiunea pe baza lui  $T'$  este:

$$u'_{BE} = u_Z - (1 - \beta) \cdot u_S \quad (2.59)$$

și tensiunea stabilizată este:

$$u_S = (u_Z - u'_{BE}) \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (2.60)$$

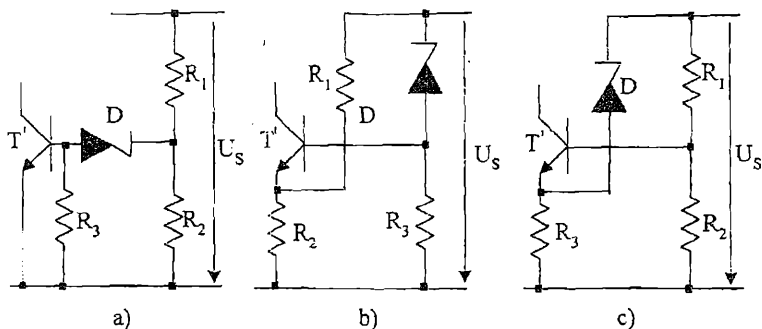


Fig. 2.11 Îmbunătățirea amplificatorului de eroare.

**Observație:**

Pentru a îmbunătăți coeficientul de temperatură în funcție de circuitul de compensare utilizat, trebuie folosite diode cu multiplicare în avalanșă sau cu efect Zener.

Un coeficient de temperatură foarte redus se obține folosind un circuit de compensare cu amplificator diferențial fig.2.12.

Montajul fiind simetric efectele de temperatură ale celor două tranzistoare se anulează dacă ele sunt identice și au aceeași temperatură. În acest scop ele se realizează pe același "chip".

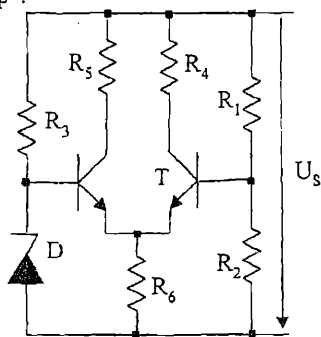


Fig. 2.12 Amplificator de eroare diferențial.

**Prestabilizatorul**

Pentru ca ondulațiile tensiunii nestabilizate  $u_i$  să nu se mai transmită direct la ieșire prin rezistența de sarcină  $R_4$  a amplificatorului de eroare, aceasta se poate alimenta de la o tensiune stabilizată. Circuitul respectiv se numește *prestabilizator*. În figura 2.13 prestabilizarea tensiunii de alimentare a rezistenței  $R_4$  se face cu un stabilizator parametric format din  $R_5$  și  $D'$ . Dacă  $R_5$  este mare, se obține o bună prestabilizare, dar rezultă o valoare mică pentru  $R_4$ , neconvenabil din punct de vedere

dinamic ( $A_v$  mic). În fig.2.14 se prezintă o altă schemă de prestabilizator care are avantajul că poate utiliza o diodă  $D'$  de tensiune mică (prestabilizarea se face față de tensiunea stabilizată, spre deosebire de cazul anterior când se făcea față de masă).

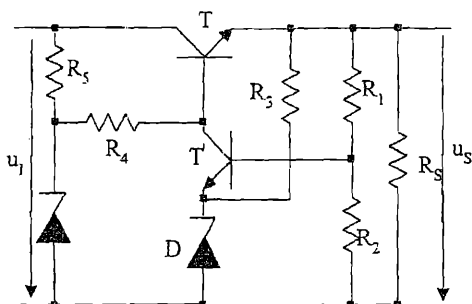


Fig. 2.13 Prestabilizator.

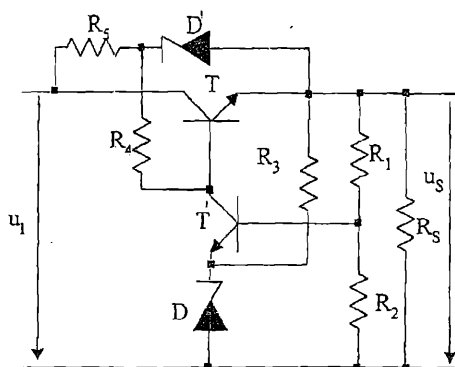


Fig. 2.14 Variantă de prestabilizator.

În ambele scheme, tensiunea  $u_{CE}$  a tranzistorului trebuie să fie apreciabilă, pentru a obține o prestabilizare bună, neconvenabil pentru puterea disipată pe  $T$ .

Dacă înlocuim  $R_4$  printr-un generator de curent, rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare crește. Aici prestabilizatorul este format din rezistențele  $R_4$ ,  $R_5$ ,  $D'$  și  $T_1$ .

Curentul  $i_1$  este dat de relația:

$$i_1 = \frac{u_z' - u_{BE1}}{R_4} \quad (2.61)$$

iar rezistența de sarcină a amplificatorului de eroare este rezistența de ieșire a generatorului de curent dată de relația:

$$(R_4)_{echiv} = \frac{1}{h_{oc1}} \cdot \left( 1 + \frac{h_{fe1} \cdot R_4}{R_4 + R'_Z + h_{ie1}} \right) \quad (2.62)$$

de valoare mult mai mare decât  $R_4$ .

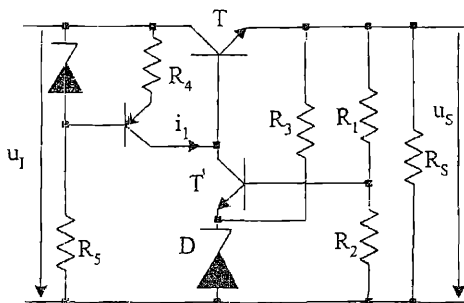


Fig. 2.15 Prestabilizator cu sursă de curent.

În fig.2.16 este prezentat un prestabilizator parametric independent, format din rezistența  $R_5$  și dioda  $D'$ . Dacă  $U_Z$  este mare se obține pentru  $R_4$  o valoare mare și independentă de tensiunea  $U_{CE}$  a tranzistorului T.

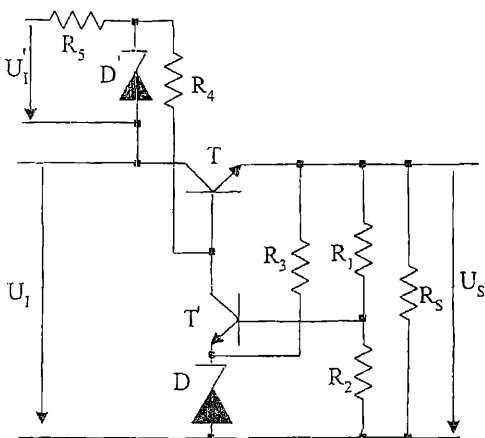


Fig. 2.16. Prestabilizator independent.

## 2.6 Circuite integrate stabilizatoare de tensiune

Introducerea tehnologiei circuitelor integrate monolitice a determinat o creștere spectaculoasă a performanțelor și fiabilității și o scădere a gabaritului și costului.

Circuitele integrate stabilizatoare cuprind: generatorul de tensiune de referință, amplificatorul de eroare, elementul regulator serie, circuitul de protecție la suprasarcină, eventual și divizorul traductor de tensiune.

Circuitele integrate din prima generație sunt alcătuite pe aceeași structură ca și circuitele cu componente discrete. Prin însăși modul de construcție a circuitelor, utilizatorului i se permite accesul la intrările și ieșirile blocurilor funcționale. Același tip de integrat se poate folosi la realizarea unei multitudini de configurații. Circuitele caracteristice primei generații ( $\mu A723$ , LM304, LM305 etc) se folosesc la realizarea de surse de tensiune stabilizate pozitivă, negativă, liniare și în comutație, precum și la realizarea de generatoare de curent constant, de stabilizatoare de temperatură, de intensitate luminoasă etc. Indiferent de domeniul de aplicație, utilizatorului i se cere numai efortul de a alege tipul protecției la scurtcircuit și limita curentului maxim de ieșire. Stabilizatoarele din prima generație se livrează cu mai mult de trei terminale ceea ce înseamnă că s-a sacrificat ideea furnizării unui curent de valoare maximă la ieșire în favoarea ideii de versatilitate.

Un compromis între cele două idei, marcând o perfecționare a tehnicii, s-a realizat la stabilizatoarele cu patru terminale ( $\mu A78G$ ,  $\mu A79G$ ), unde s-au integrat circuite de protecție (la scurtcircuit, protecție termică, funcționarea tranzistorului serie în aria sigură de funcționare) și un tranzistor de putere. Utilizatorul are acces la intrarea neinversoare a amplificatorului de eroare, astfel că poate ajusta nivelul tensiunii de ieșire la valoarea dorită.

O concepție nouă de schemă electrică s-a implementat în stabilizatoarele monolitice de uz general din generația a doua (LM317, LM337). Aceste stabilizatoare conțin integrate circuite de protecție perfecționate, un tranzistor de putere (1,5A) folosesc o schemă electrică de tip flotant și nu necesită decât trei terminale.

O altă categorie este reprezentată de stabilizatoarele de tensiune fixă. Stabilizatoarele de tensiune fixă s-au proiectat pentru stabilizarea locală a tensiunii de alimentare pe module cu circuite integrate.

### 2.6.1 Stabilizatoare cu $\mu A723$

Circuitele integrate sunt destinate în primul rând aplicațiilor ce necesită stabilizatoare de tip serie. Asigură un curent de sarcină de 150 mA, ce poate fi crescut prin folosirea unor tranzistoare externe adecvate. Se folosește la realizarea surselor de tensiune pozitivă sau negativă.

Schema bloc este prezentată în figura 2.17 și include un circuit pentru producerea tensiunii de referință stabilizată și compensată termic, un amplificator de eroare de tip diferențial, un element de reglare, un tranzistor de "protecție" și o diodă stabilizatoare de 6,8V. Tensiunea de referință este necesară pentru a se realiza la intrarea amplificatorului o comparație între aceasta și o parte din tensiunea pe sarcină în scopul stabilizării celei de a doua. Dioda Zener se utilizează numai în stabilizatoarele de tensiune negativă și în stabilizatoarele în regim flotant. Aplicațiile circuitului integrat sunt numeroase. El se utilizează ca stabilizator de tensiune pozitivă și negativă, ambele în regim normal sau flotant. Calitățile lui principale sunt: coeficientul de stabilizare a tensiunii de referință (care va dicta și coeficientul de stabilizare al stabilizatorului) de valoare foarte mare (5000...7000) și compensarea termică excelentă a acestei tensiuni.

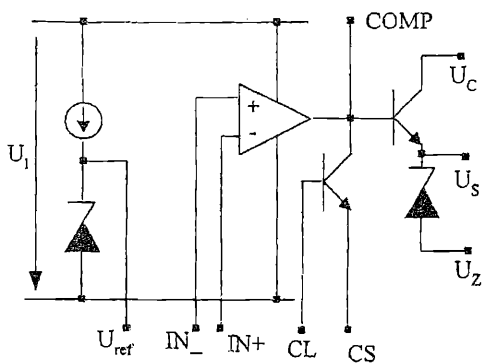


Fig. 2.17 Schema bloc a CI  $\mu A723$ .

Stabilizator de tensiune scazută ( $U_s = 2 \dots 7V$ )

Schema electrică este prezentată fig. 2.18.

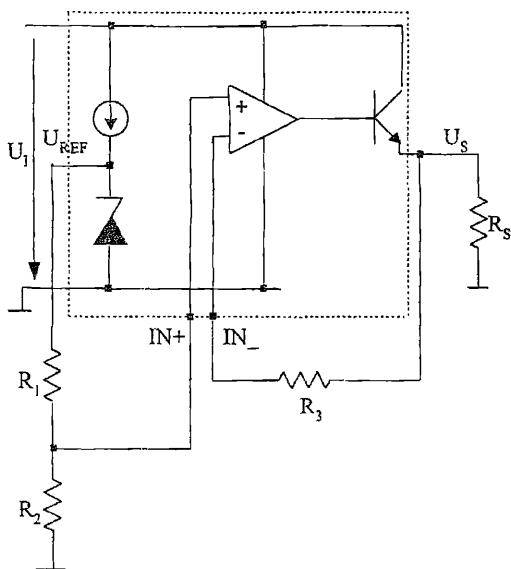


Fig. 2.18 Stabilizator de tensiune scazută.

Tensiunea de ieșire este dată de relația:

$$U_S = U_{REF} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.63)$$

Limita superioară a tensiunii este impusă de valoarea minimă a tensiunii de referință (care prezintă dispersie de fabricație).

### Stabilizator de tensiune mare ( $U_S = 7 \dots 37$ )

Acest tip de stabilizator este prezentat în fig. 2.19.

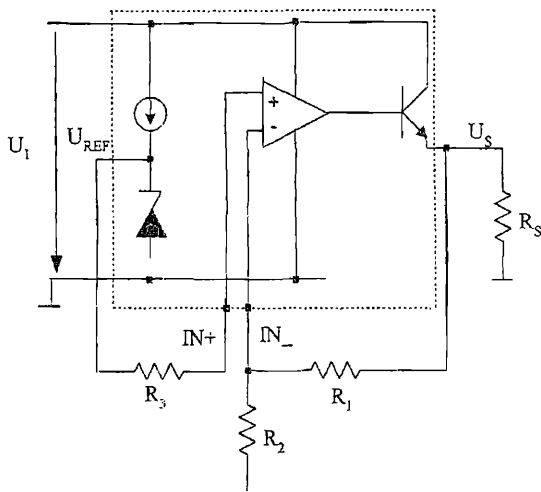


Fig. 2.19 Stabilizator de tensiune mare.

Tensiunea de ieșire este în acest caz obținut cu relația:

$$U_S = U_{REF} \cdot \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) \quad (2.64)$$

### Sursă de tensiune negativă cu $\mu A723$

Schema electrică este prezentată în figura 2.20. Alegem:  $R_3 = R_4$

Se poate scrie:

$$U^+ = U_S \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.65)$$

$$U^- = \frac{U_{REF}}{2} + U_S \quad (2.66)$$

Din egalitatea celor două relații avem imediat:

$$U_S = -\frac{U_{REF}}{2} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (2.67)$$

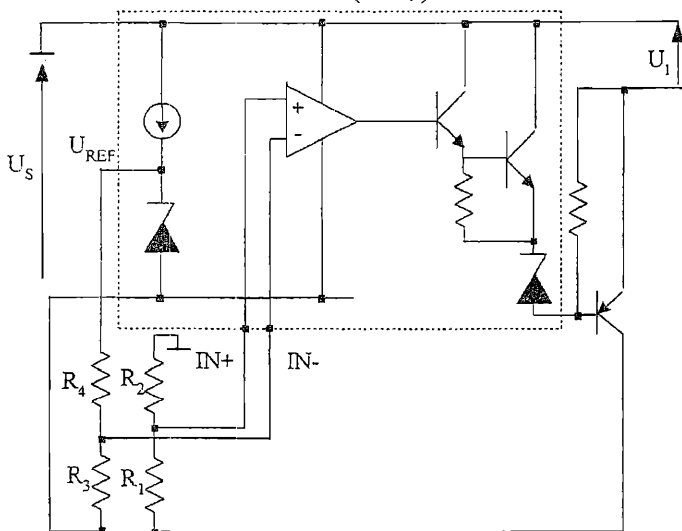


Fig. 2.20 Stabilizator de tensiune negativă.

### Sursă de tensiune pozitivă în regim flotant

Schema electrică este arătată în figura 2.21. și se utilizează pentru tensiuni mai mari de 37V.

Relațiile ce descriu funcționarea rezultă imediat din inspectarea schemei:

$$U^+ = U_S + \frac{U_Z}{2} \quad (2.68)$$

$$U^- = (U_S + U_{REF}) \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2.69)$$

Din egalitatea celor două relații avem imediat:

$$U_S = U_{REF} \cdot \frac{R_2 - R_1}{2 \cdot R_1} \quad (2.70)$$

### 2.6.2 Stabilizator de tensiune pozitivă cu LM 317

Schema bloc a circuitelor LM 317 reprezentată simplificat (fig.2.22) constă într-o diodă Zener de 1.2V polarizată la un curent constant  $I_{A1}=50\mu A$  cuplată la intrarea neinversoare a unui amplificator diferențial.



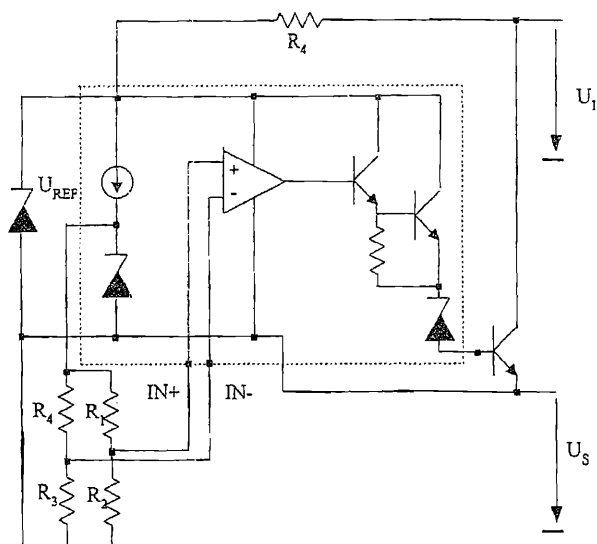


Fig. 2.21 Stabilizator flotant.

Circuitul de protecție asigură protecția la supracurent, forțează tranzistorul final să lucreze în aria sigură de funcționare și să urmărească hiperbola de disipație maximă.

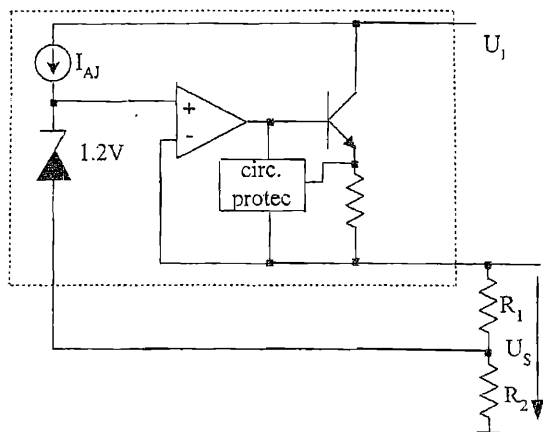


Fig. 2.22 Schema bloc a CI LM 317.

Curentul maxim furnizat la ieșire scade odată cu creșterea diferenței de tensiune intrare-ieșire. De asemenea, circuitul este prevăzut cu un etaj de protecție termică. Nivelul tensiunii de ieșire se fixează prin două rezistențe exterioare  $R_1$  și  $R_2$  tensiunea de ieșire fiind dată de relația:

$$U_S = U_{REF} \cdot \left(1 + \frac{R_B}{R_A}\right) + R_B \cdot I_{AJ} \quad (2.71)$$

unde:

$$U_{REF} = 1.2V$$

$$I_{AJ} = 50\mu A$$

### 2.6.3 Stabilizatoare de tensiune fixă

#### Caracteristici

Caracteristicile generale ale acestui tip de stabilizator sunt:

- În aplicațiile de bază nu necesită componente externe;
- Tensiunea de ieșire, fixată intern, se garantează cu o precizie de 4-6%;
- Limita curentului maxim de ieșire, fixată intern prin circuitele de protecție la suprasarcină este în general dependentă de temperatură;
- Stabilizatoarele conțin circuite de menținere a funcționării tranzistoarelor serie în aria sigură de siguranță;
- Circuitele de protecție internă ( $T_{JM}=150^{\circ}C$ ) asigură imunitate la scurtcircuitarea ieșirii la masă pe o durată nedefinită.

Schema tipică de aplicație este prezentată în figura 2.23:

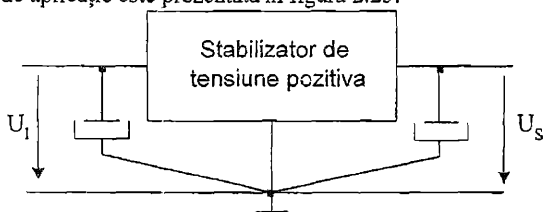


Fig. 2.23 Schema tipică a unui stabilizator de tensiune fixă.

### Stabilizatoare de tensiune duale

#### Caracteristici

Majoritatea circuitelor integrate analogice se alimentează de la două surse de tensiune continuă (una pozitivă, alta negativă). Tensiunile de alimentare pot fi simetrice sau nesimetrice față de masă. De obicei, raportul dintre ele trebuie să se încadreze între limite relativ stricte, astfel că se poate vorbi de o condiție de împerechere.

Această condiție trebuie menținută pe parcursul funcționării sistemului. Dacă din diverse cauze una din tensiuni se deplasează într-un sens, cealaltă trebuie să se deplaseze în sens contrar pentru a restabili raportul dintre ele existent inițial.

*Proprietatea de autoajustare a tensiunii pe una din ieșirile unui stabilizator de tensiuni duale în funcție de variația tensiunii pe cealaltă ieșire pentru a menține invariantă o relație dintre ele poartă numele de urmărire.*

Dacă aplicația nu impune condiții de împerechere și urmărire între tensiunile de alimentare se utilizează două stabilizatoare de tensiune continuă independente cu o singură ieșire.

Stabilizatorul cu o singură ieșire furnizează direct unul din nivelele de tensiune de ieșire. Nivelul de ieșire complementar se obține prin inversarea polarității primului nivel cu ajutorul unui amplificator operațional urmat de tranzistorul regulator serie și al rețelei de reacție  $R_A$ ,  $R_B$  (fig.2.25, 2.26).

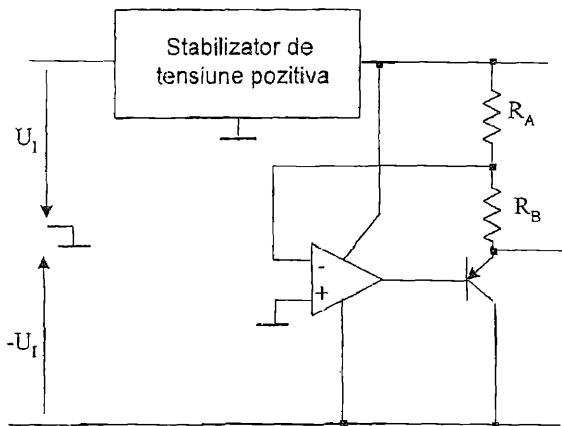


Fig. 2.24 Sursa dublă cu urmărire (tensiunea negativă urmărește tens. pozitivă).

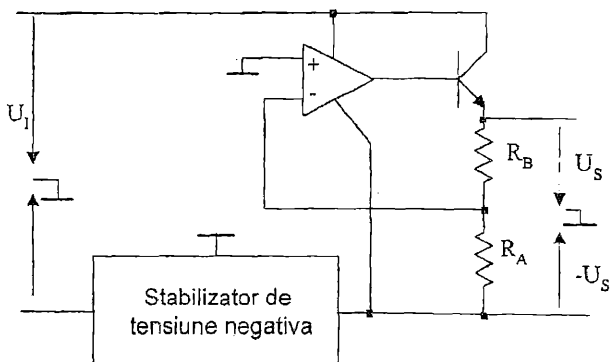


Fig. 2.25 Sursa dublă cu urmărire (tensiunea pozitivă urmărește tens. negativă).

Funcționarea este descrisă de următoarele relații:

$$U^+ = 0 \quad (2.72)$$

$$U^- = \frac{U_S^+ \cdot R_B + U_S^- \cdot R_A}{R_A + R_B} \quad (2.73)$$

De unde rezultă:

$$U_S^+ = -U_S^- \cdot \frac{R_A}{R_B} \quad (2.74)$$

Când  $R_A = R_B$  atunci :

$$U_S^+ = -U_S^- \quad (2.75)$$

### Observație:

Schemele de stabilizatoare duale descrise sunt implementate și în structuri monolitice, unele fixe (SG1501, LM125) sau ajustabile (LM1468, SG1502).

### Bibliografie

1. D. Petreș, *Electroalimentare*-notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D. Dascălu, A. Rusu, M. Profirescu, I. Costea, *Dispozitive și Circuite Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, 1982.
3. I. Ristea, C.A. Popescu, *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, București, 1983.
4. \*\*\*I.P.R.S., *Circuite integrate liniare*, Catalog, București, 1988.
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989.
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. Keith, Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
9. I.A. Pressmann, *Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
10. P.A. Dan, ș.a.-*Diode cu siliciu*-Catalog, Editura Tehnică, București, 1986.

## CONVERTOARE CC-CC FĂRĂ IZOLARE GALVANICĂ

## 3.1. Introducere

Stabilizatoarele de tensiune de tip liniar, prezintă avantajul asigurării unei stabilizări excelente dublată de posibilități remarcabile de filtrare a tensiunii ondulatorii reziduale de intrare. Aceste avantaje sunt diminuate, prin însăși concepția acestor stabilizatoare, de un randament mediocru. Într-adevăr, în stabilizatoarele de tensiune liniare, elementul regulator disipă o putere egală cu produsul  $(U_i - U_s) \cdot I_s$ . Aceasta constituie o limitare severă a sferei lor de utilizare, atât în cazul unor diferențe mari între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire, cât și la furnizarea unor curenți importanți în sarcină. În consecință, este important să se prevadă un mod de reglare adecvat, care să permită obținerea de tensiuni stabilizate cu un randament ridicat. Utilizarea stabilizatoarelor în comutație contribuie atât la creșterea puterii disponibile în sarcină, cât și la creșterea eficienței de alimentare; se obțin randamente de peste 90% chiar și în cazul în care tensiunea stabilizată de la ieșire este de numai o fracțiune din tensiunea de intrare. În afară de eficiența ridicată a transferului de putere acest tip de stabilizator prezintă și alte avantaje. Datorită funcționării elementului regulator în regim de comutație, el poate asigura diferențe de tensiune intrare-ieșire mai mari comparativ cu stabilizatoarele de tensiune liniare. Diminuarea pierderilor de putere elimină radiatoarele supradimensionate, reducând gabaritul surselor de alimentare. Față de nivelul tensiunii de intrare, stabilizatoarele în regim de comutație pot furniza la ieșire nivele de tensiune mai mari, mai mici sau de polaritate inversă.

Conceptul de sursă în comutație nu este nou, dar tehnologia nu a fost pregătită până prin anii 1970. Apariția pe piață a tranzistoarelor de comutație rapide, a feritelor cu pierderi mici a făcut posibil ca implementarea surselor în comutație să devină fiabilă și practică.

Între anii 1975-1979, sursele în comutație clasice (PWM) au atins un plafon în ceea ce privește performanțele lor. Frecvențele de comutație au rămas mult sub 100kHz iar densitatea de putere ( $W/m^3$ ) a rămas relativ constantă. Factorul ce a determinat încetinirea dezvoltării surselor în comutație a fost dictat de starea tehnologiei din acea perioadă. Dezvoltarea tranzistoarelor MOS de putere a fost primul pas în îmbunătățirea eficienței și a densității de putere. Scăzând pierderile de comutație s-au putut obține frecvențe de funcționare de aproximativ 100kHz fără ca randamentul să înceapă să scadă din nou. Peste 100kHz însă pierderile de comutație și pierderile în miez (pierderi prin histerezis și curenți turbionari) încep să constituie o fracțiune semnificativă din pierderile totale. Între timp, alte domenii ale electronicii au continuat drumul lor spre miniaturizare. Pentru domeniul surselor trebuia să apară și altceva decât îmbunătățirea componentelor. Astfel în jurul anului 1981 a început o cercetare serioasă în definirea și descrierea modificărilor rezonante ale topologiilor PWM. Dacă pierderile de comutație sunt eliminate, singurul obstacol în creșterea frecvenței ar rămâne pierderile în materialele magnetice. Totuși, datorită dezvoltării tehnologice deosebite ce o cunoaște industria producătoare de materiale magnetice, au fost posibile realizări de surse comerciale PWM ce lucrează la frecvențe de 500-

800kHz.

Trebuie, totuși remarcat că sub aspectul unor performanțe electrice, stabilizatoarele în comutație prezintă câteva dezavantaje. Răspunsul la variații rapide ale curentului de ieșire este mult mai lent. Tensiunea de ieșire conține o componentă de ondulație cu amplitudinea de ordinul a câțiva zeci de mV vârf la vârf și frecvența de zeci, sute de kHz. Complexitatea ridicată a schemelor electrice și necesitatea ecranării radiației de radiofrecvență emisă în timpul funcționării, necesită un efort mare de construcție.

Optimizarea performanțelor de stabilizare și a celor de eficiență a transferului de putere se asigură prin conectarea în cascadă a unui stabilizator de comutație urmat de unul liniar.

### 3.2. Principiul de funcționare

În figura 3.1 se prezintă schema bloc a unui stabilizator de tensiune în comutație.

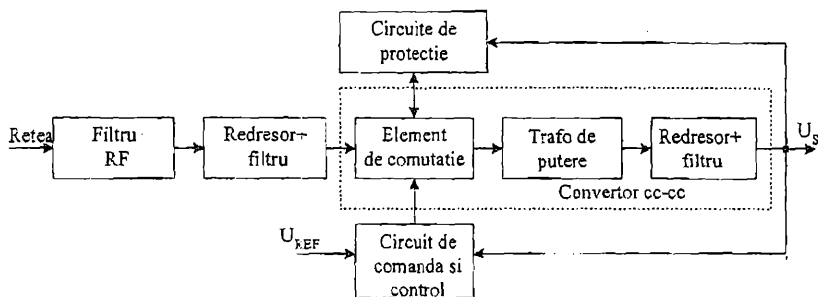


Fig. 3.1 Schema bloc a unei surse.

Tensiunea rețelei este redresată, de obicei, printr-o punte redresoare. Tensiunea redresată este filtrată corespunzător până se asigură nivelul pulsațiilor admis de celelalte părți componente pentru funcționarea corectă a acestora. Tensiunea continuă alimentează elementul de comutație, care la rândul său este comandat de un semnal de frecvență ridicată. Tensiunea de formă dreptunghiulară, se aplică unui transformator de putere, în secundarul căruia se obține o tensiune de aceeași formă ca și în circuitul primar cu amplitudinea determinată de raportul de transformare. Transformatorul mai îndeplinește și rolul de element izolator între circuitele conectate la rețeaua de curent alternativ și consumator. Tensiunea alternativă, de formă dreptunghiulară, este în continuare redresată și filtrată și constituie tensiunea de ieșire a stabilizatorului. Pentru ca tensiunea de ieșire să rămână constantă chiar dacă tensiunea rețelei se modifică sau chiar dacă circuitul de sarcină își modifică valoarea, un eșantion din tensiunea de ieșire este preluat de circuitul de comandă și control. Acest bloc are rolul de a compara tensiunea de reacție cu o tensiune de prescriere și să ajusteze pe baza rezultatului comparării durata de conducție a elementului de comutare. Pentru a împiedica pătrunderea în rețea a tensiunilor perturbatoare, la intrarea stabilizatorului este obligatorie folosirea unui filtru de rețea.

Stabilizatorul mai posedă circuite de protecție care să-i asigure funcționarea

corectă în situații când curentul de sarcină depășește o anumită limită, precum și în cazul apariției supratensiunilor accidentale.

### 3.3. Clasificarea convertoarelor curent continuu-curent continuu (cc-cc)

După cum se observă și în figura 3.1 elementul principal al unei surse în comutație îl constituie convertorul cc-cc.

Convertoarele cc-cc se pot clasifica în:

- convertoare cc-cc cu izolare galvanică;
- convertoare cc-cc fără izolare galvanică;

Cele fără izolare galvanică la rândul lor se clasifică în:

- convertoare cc-cc coborâtoare (buck);
- convertoare cc-cc ridicătoare (boost);
- convertoare cc-cc inversoare (buck-boost);

iar convertoarele cu izolare galvanică în:

- convertoare cc-cc flyback;
- convertoare cc-cc forward;
- convertoare cc-cc semipunte;
- convertoare cc-cc punte.

După modul de *transfer al energiei* convertoarele cc-cc se împart în convertoare cc-cc:

- cu transfer direct (forward);
- cu transfer indirect (flyback);

### 3.4. Convertorul cc-coborâtor (buck)

Acest convertor cc-cc produce la ieșire o tensiune mai mică decât tensiunea de intrare. Schema convertorului coborâtor este prezentată în figura 3.2. În această schemă convertorul propriu zis este alcătuit din tranzistorul T cu rol de comutator comandat, dioda D, bobina L și condensatorul C. Sursa  $U_I$  furnizează la intrarea convertorului o tensiune constantă, iar rezistența  $R_S$  constituie sarcina convertorului.

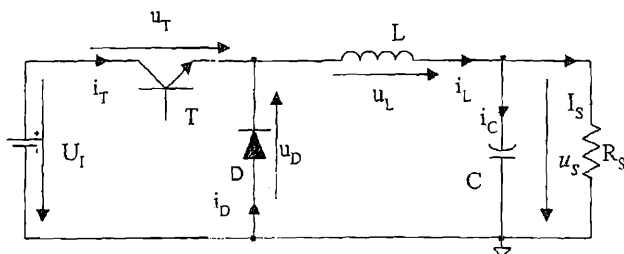


Fig. 3.2 Schema convertorului coborâtor.

În momentul în care tranzistorul T se deschide tensiunea de intrare  $U_I$  se aplică

filtrului de ieșire, prin bobină circulând curentul de sarcină și cel de încărcare al condensatorului.

Când tranzistorul se blochează, datorită tensiunii autoînduse în bobină, dioda D se deschide asigurând o cale pentru curentul din bobină.

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 3.3. 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.

### 3.4.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă

Se caracterizează, prin aceea că, prin bobină curentul este întotdeauna mai mare ca zero pe durata unei perioade de comutație T.

În ipotezele enunțate mai sus se pot scrie următoarele relații:

-pe durata de conducție a tranzistorului ( $T_C$ ) căderea de tensiune pe bobina L este constantă dată de relația:

$$U_L = U_I - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \quad (3.1)$$

-iar pe durata de blocare a tranzistorului ( $T_B$ ):

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \quad (3.2)$$

Ținând seama că în regim staționar valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă rezultă:

$$(U_I - U_S) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \quad (3.3)$$

de unde:

$$U_S = U_I \cdot \frac{T_C}{T} = U_I \cdot \delta \quad (3.4)$$

$$T_C = T \cdot \frac{U_S}{U_I} \quad (3.5)$$

$$T_B = T - T_C = T \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \quad (3.6)$$



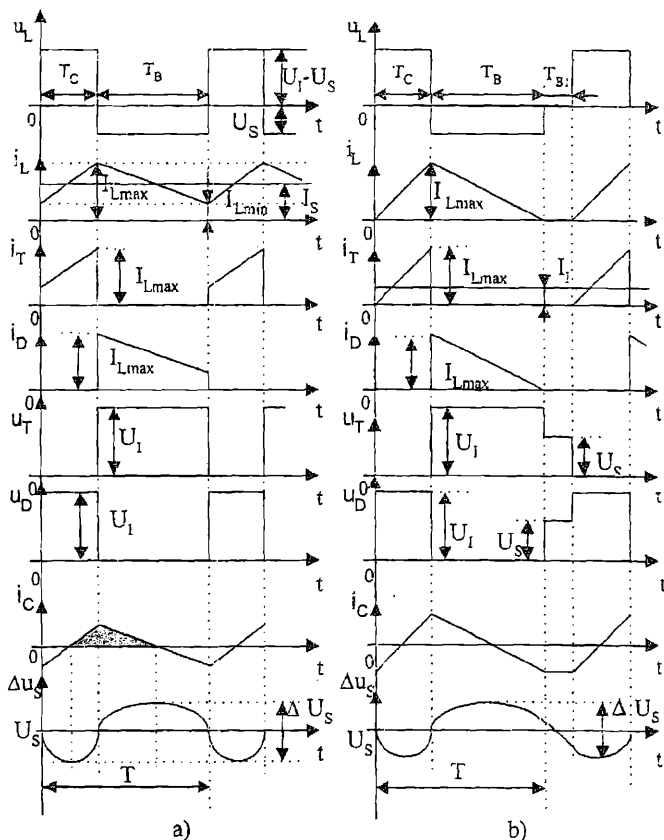


Fig. 3.3 Curenții și tensiunile pentru convertorul c.c.-c.c. coborâtor :

a) conducție neîntreruptă;

b) conducție întreruptă.

S-a ținut cont că:  $T = T_C + T_B$ ;  $\delta = \frac{T_C}{T}$  (factorul de umplere).

Curentul de sarcină  $I_s$  este egal cu valoarea medie a curentului prin bobină (în regim staționar curentul mediu prin condensator este zero). Deci se poate scrie:

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_s \quad (3.7)$$

Din (3.1) și (3.5) rezultă relația:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{(U_L - U_s) \cdot T_C}{L} = \frac{U_s \cdot T}{L} \cdot (1 - \delta) = \frac{U_s \cdot T}{L} \cdot \left(1 - \frac{U_s}{U_L}\right) = \Delta I_L \quad (3.8)$$

Din (3.7) și (3.8) rezultă:

$$I_{L\min} = I_s - \frac{\Delta I_L}{2} = I_s - \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_s - \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_s}{U_L}\right) \quad (3.9)$$

$$I_{L\max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_S + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \quad (3.10)$$

Din relația (3.4) rezultă că în conducție neîntreruptă, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Forma de undă a curentului prin bobină, este aceeași pentru diferite valori ale curentului de sarcină în ipoteza că tensiunea de intrare și factorul de umplere rămân constante. Dacă curentul de sarcină  $I_S$ , scade spre o valoare limită  $I_{SL}$ ,  $I_{L\min}$  atinge valoarea zero. Convertorul se află la limita conducției întrerupte. Valoarea  $I_{SL}$  se determină din relația (3.9) punând condiția  $I_{L\min}=0$ . Ca urmare se poate scrie:

$$I_{SL} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \quad (3.11)$$

În cazul în care, tensiunea de intrare variază între  $U_{I\min}$  și  $U_{I\max}$ , se poate demonstra că  $\Delta I_L$  are variația maximă atunci când  $U_I$  atinge valoarea maximă, adică  $\delta = \delta_{\min}$  (în ipoteza menținerii constante a tensiunii de ieșire). Aceasta este situația cea mai critică. Relația (3.11) devine:

$$I_{SL\max} = \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{U_{I\max} \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta_{\min} \cdot (1 - \delta_{\min}) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{I\max}}\right) \quad (3.12)$$

### 3.4.2. Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă  $I_{L\min} = 0$ , înainte ca tranzistorul T să se deschidă, convertorul funcționează în conducție întreruptă.

Formele de undă, ce descriu funcționarea acestui regim sunt reprezentate în figura 3.3b.

Neglijând pierderile din circuit putem scrie:

$$P_I = P_S \quad (3.13)$$

unde:  $P_I, P_S$  reprezintă puterea absorbită, respectiv debitată de convertor.

Relația (3.13) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \quad (3.14)$$

unde:  $I_I$  este valoarea medie a curentului absorbit de convertor, egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistor.

Ținând seama de fig.3.3b se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{L\max} \cdot T_C}{2 \cdot T} \quad (3.15)$$

Dar,

$$I_{L\max} = \frac{(U_I - U_S) \cdot T_C}{L} \quad (3.16)$$

Înlocuind (3.16) în relația (3.15) se obține:

$$I_I = \frac{\delta^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (U_I - U_S) \quad (3.17)$$

Revenind la relația (3.14) după câteva calcule simple rezultă:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N + \delta^2} \quad (3.18)$$

unde am am notat:

$$\begin{aligned} U_N &= \frac{U_S}{U_I} \\ I_N &= \frac{L \cdot I_S}{U_I \cdot T} \end{aligned} \quad (3.19)$$

tensiunea de ieșire normală, respectiv curentul de ieșire normal.

Caracteristicile de ieșire ale convertorului sunt prezentate în figura 3.4 pentru diferite valori ale factorului de umplere. Curba punctată delimitează zona de conducție întreruptă de zona de conducție neîntreruptă situată în dreapta ei.

Se observă că, în conducție întreruptă tensiunea de ieșire este dependentă puternic de curentul de ieșire.

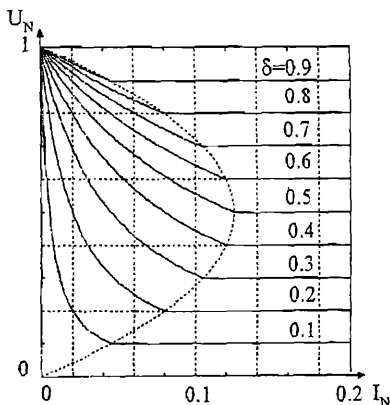


Fig.3.4 Caracteristicile de ieșire.

### 3.4.3. Dimensionarea elementelor componente

#### Bobina (L)

Din relația (3.10) se poate determina, inductivitatea minimă necesară pentru evitarea conducției întrerupte pentru o anumită valoare limită  $I_{SL}$  a curentului de sarcină:

$$L_{\min} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_I}\right) \quad (3.20)$$

În situația cea mai critică, care apare așa cum am arătat în cazul când  $U_I$  atinge valoarea maximă, relația (3.20) devine:

$$L_{\min} = \frac{U_{I_{\max}} \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta_{\min} \cdot (1 - \delta_{\min}) = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \left(1 - \frac{U_S}{U_{I_{\max}}}\right) \quad (3.21)$$

### Tranzistorul

Curentul prin tranzistor, atinge valoarea maximă, când curentul de sarcină este maxim și factorul de umplere este minim. Când tensiunea de ieșire este constantă, aceasta implică tensiune de intrare maximă. Deci, se poate scrie (ținând cont de relația (3.10)):

$$I_{T \max} = I_{L \max} = I_{S \max} + \frac{\Delta I_L}{2} = I_{S \max} + \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_s}{U_{\max}}\right) \quad (3.22)$$

Tensiunea maximă pe tranzistor este dată de relația:

$$U_{T \max} = U_I \quad (3.23)$$

### Dioda

Curentul maxim și tensiunea maximă suportate de diodă sunt date de relațiile (figura 3.3):

$$U_{D \max} = U_{T \max} \quad (3.24)$$

$$I_{D \max} = I_{L \max} \quad (3.25)$$

Inspectând figura 3.3 valoarea medie a curentului prin diodă rezultă imediat:

$$I_{D \text{ med}} = \frac{I_{M \text{ az}} + I_{\min}}{2} \cdot \frac{T_B}{T} = I_S \cdot (1 - \delta) \quad (3.26)$$

iar valoarea medie maximă va fi:

$$I_{D \text{ med max}} = I_{S \max} \cdot (1 - \delta_{\min}) = I_{S \max} \cdot \left(1 - \frac{U_s}{U_{\max}}\right) \quad (3.27)$$

### Condensatorul de ieșire

În analiza pe care am făcut-o, s-a presupus un condensator cu capacitate suficient de mare, astfel încât să putem considera tensiunea de ieșire constantă. În realitate tensiunea pe condensator are o anumită variație  $\Delta U_s$  (figura 3.3). Pentru calculul condensatorului se pleacă de la variația maximă admisă  $\Delta U_s$  a tensiunii de ieșire.

Notând cu  $\Delta Q$  sarcina transferată spre condensator (aria hașurată din fig. 3.3) de curentul:

$$i_C = i_L - I_S \quad (3.28)$$

vom avea:

$$\Delta Q = \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{T^2}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{U_s}{U_I}\right) \cdot U_s}{L} \quad (3.29)$$

Pe de altă parte:

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_s \quad (3.30)$$

Din relațiile (3.29) și (3.30) rezultă:

$$C = \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{U_s}{U_I}\right) \cdot U_I \cdot T^2}{L \cdot \Delta U_s} \quad (3.31)$$

La alegerea condensatorului trebuie să se țină seama și de valoarea efectivă a curentului ce îl străbate [3]:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_c^2} \approx \frac{I_{Smin}}{\sqrt{3}} \quad (3.32)$$

În datele de catalog acest curent se precizează la 100Hz și o temperatură maximă a mediului de 85°C.

Valoarea capacității dată de relația (3.31) este adevărată, numai în cazul în care condensatorul este ideal și are o rezistență serie, respectiv o inductivitate serie de valori neglijabile. La frecvențe înalte, aceste condiții sunt îndeplinite, doar de condensatoarele având ca dielectric polipropilena. În cazul condensatoarelor electrolitice, cel mai adesea utilizate în sursele în comutație, aceste cerințe nu sunt îndeplinite. Schema electrică echivalentă este dată în figura 3.5:

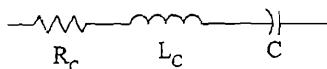


Fig. 3.5 Schema echivalentă a unui condensator electrolitic.

În majoritatea cazurilor, inductivitatea serie a condensatorului poate fi neglijată. Nu același lucru se poate spune despre rezistență echivalentă serie: căderea de tensiune pe aceasta, este dată de relația:  $\Delta U_{rc} = \Delta I_{Lmax} \cdot R_C$  și trebuie să se verifice că este neglijabil mai mică decât  $\Delta U_s$ . O posibilă cale de a se reduce rezistența serie echivalentă, constă în legarea în paralel a mai multor condensatoare având capacități mai mici decât cea rezultată din calcul.

La alegerea condensatorului, trebuie să se țină cont și de regimul tranzitoriu ce apare la variația bruscă a curentului de sarcină când, condensatorul trebuie să livreze curentul necesar până se ajunge la noua valoare. Ca urmare condensatorul se încarcă sau se descarcă, în funcție de modul în care a variat curentul de sarcină, așa cum este ilustrat în figura 3.6, unde valoarea maximă a tensiunii tranzitorii este notată cu  $U_{Strmax}$ .

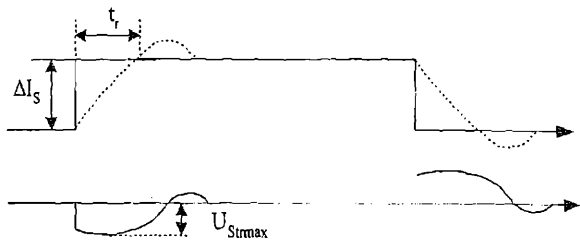


Fig. 3.6 Răspunsul convertorului la variația bruscă a sarcinii.

Timpul de răspuns  $t_r$  (fig.3.6), este timpul necesar curentului din bobină să atingă noua valoare și este dat de relația (vezi demonstrația mai jos):

$$t_r = \frac{\Delta I_s \cdot L}{U_s \cdot \left( \frac{\delta_m}{\delta} - 1 \right)} \quad (3.35)$$

unde:  $\Delta I_S$  - reprezintă variația curentului de sarcină;

$\delta_m = \delta_{\max}$  când are loc o creștere a curentului;

$\delta_m = \delta_{\min}$  când are loc o scădere a curentului.

Timpul necesar pentru ca tensiunea de ieșire să se stabilizeze la noua valoare este:  $(1,5 \div 2) \tau$ .

Așa cum s-a discutat, bobina  $L_C$  din schema echivalentă a condensatorului poate fi neglijată în analiza tranzitorie, deoarece constanta de timp  $\frac{L_C}{R_C}$  este mult mai mică

decât  $R_C \cdot C$ . Astfel, când apare o variație  $\Delta I_S$  a curentului de sarcină, variația inițială a tensiunii de ieșire este:  $\Delta I_S \cdot R_C$ . Timpul de răspuns are un maxim pentru

$t = t_m = t_r - R_C \cdot C$  (fig.3.7). Se disting trei cazuri:

a)  $t_m > 0$  când  $U_{Str \max} > \Delta I_S \cdot R_C$ ;

b)  $t_m = 0$  când  $U_{Str \max} = \Delta I_S \cdot R_C$ ;

c)  $t_m < 0$  când  $U_{Str \max} < \Delta I_S \cdot R_C$ ;

Relațiile de mai sus indică faptul că tensiunea  $U_{Str \max}$  atinge cea mai mică valoare a sa,  $\Delta I_S \cdot R_C$  pentru:

$$C \geq \frac{t_r}{R_C} \quad (3.34)$$

După calcule se poate deduce următoarea relație:

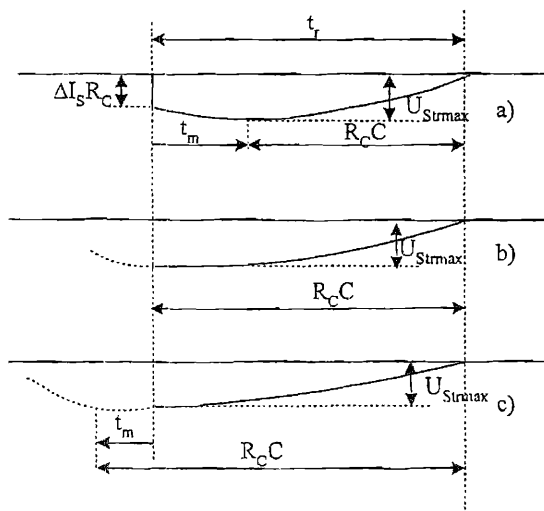


Fig. 3.7 Variația tensiunii de ieșire.

$$\frac{t_r}{R_C} \geq C \geq \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{2 \cdot U_{Str \max} - \Delta I_S \cdot R_C} \quad (3.35)$$

### 3.4.4 Exemplu de proiectare

Se dă:  $U_S = 5V$

$I_{S \max} = 10A$ ;

$I_{S \min} = 1,1A$ ;

$U_I = 24V \pm 15\%$ ;

$T = 50\mu s$ .

Relația (3.4) este adevărată, doar în condițiile ideale prezentate la început, în care s-au neglijat căderea de tensiune pe dioda D și rezistența de pierderi  $R_p$  a bobinei L. În condițiile date, având în vedere tensiunea redusă de la ieșirea convertorului aceste mărimi nu se pot neglija, tensiunea de ieșire va fi înlocuită cu:

$$U_S^* = U_S + U_F + U_{Rp} \quad (3.36)$$

unde:

$U_F$  reprezintă căderea de tensiune pe dioda D, iar  $U_{Rp}$  căderea de tensiune pe rezistența de pierderi serie a bobinei.

Toate relațiile deduse rămân adevărate înlocuind tensiunea  $U_S$  cu valoarea  $U_S^*$ .

Pornind de la faptul că tensiunea de ieșire, respectiv intrare au valori relativ reduse dioda D se alege de tip Shottky, avându-se în vedere faptul că, tensiune  $U_F$  este de numai 0.5V. Considerându-se într-o primă aproximație  $U_{Rp} = 0.2V$  rezultă:

$$U_S^* = 5V + 0,5V + 0,2V = 5,7V$$

Tensiunea maximă la intrare are valoarea:

$$U_{I \max} = 24V + 15\% = 27,6V$$

Înlocuind în relația (3.21) se obține:

$$L_{\min} = \frac{5,7V \cdot 50\mu s}{2 \cdot 1,1A} \cdot \left(1 - \frac{5,7V}{27,6V}\right) = 102,7\mu H$$

Tensiunea maximă suportată de tranzistor este data de relația:

$$U_{T \max} \geq 27,6V$$

$$I_{T \max} \geq 10A + \frac{5,7V \cdot 50\mu s}{2 \cdot 102,7\mu H} \cdot \left(1 - \frac{5,7V}{27,6V}\right) = 11,1A$$

Dioda trebuie să respecte aceleași condiții ca și tranzistorul. În plus, valoarea medie maximă a curentului prin diodă este (3.26):

$$I_{D \max} = 10A \cdot \left(1 - \frac{5,7}{27,6}\right) \cong 8A$$

Pornind de la relația (3.31) avem:

$$C \geq \frac{1}{8} \cdot \frac{\left(1 - \frac{5,7V}{24V}\right) \cdot 24V \cdot 50\mu s^2}{102\mu H \cdot 0,05V} = 1121\mu F$$

Presupunem o variație a curentului de sarcină de  $\Delta I_S = 5A$  în sensul scăderii acestuia. Circuitul de comandă și control răspunde cu o variație a factorului de umplere la o valoare minimă:  $\delta_{\min} = 0,1$ . Timpul de răspuns dat de relația (3.33) va fi:

$$t_r = -\frac{5A \cdot 102 \mu H}{5,7V \cdot \left(\frac{0,1}{0,2} - 1\right)} = 180 \mu s$$

Admițând pentru  $U_{Str\max}$  o valoare de aproximativ  $0,1 U_S$  și  $R_C = 10m\Omega$  rezultă conform relației (3.35):

$$C \geq \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{2 \cdot U_{Str\max} - \Delta I_S \cdot R_C} = \frac{5 \cdot 180 \mu s}{2 \cdot 0,5V - 5A \cdot 10m\Omega} = 900 \mu F$$

De asemenea C trebuie să îndeplinească condiția:

$$C \leq \frac{t_r}{R_C} = \frac{180 \mu s}{10m\Omega} = 18000 \mu F$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este (3.32):

$$I_{Cef} = \frac{1,1A}{\sqrt{3}} \cong 0,63A$$

### 3.5 Convertorul cc-cc inversor (buck-boost)

Schema convertorului cc-cc inversor este prezentată în figura 3.8 și se compune din tranzistorul T cu rol de comutator, bobina L cu rol de acumulator de energie și condensatorul C cu rol de filtrare a tensiunii de ieșire.

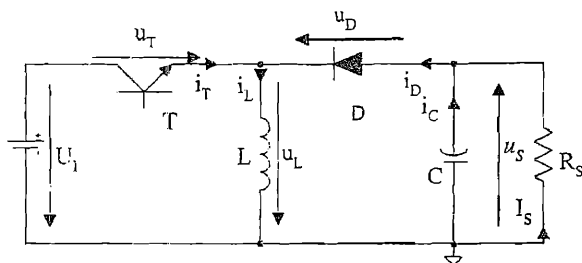


Fig. 3.8 Schema convertorului inversor.

Tranzistorul T comută periodic tensiunea de intrare  $U_1$  pe bobina L.

Pe durata conducerii tranzistorului T, energia absorbită din sursa  $U_1$  este stocată în bobina L. Dioda este polarizată invers și curentul  $I_S$  este furnizat de sarcina acumulată în condensatorul C. Când tranzistorul se blochează, tensiunea autoindusă în bobină determină deschiderea diodei D. Sarcina pierdută de condensator pe perioada conducerii tranzistorului T este acum recuperată.

Se va analiza și acum funcționarea circuitului în regim staționar. Se disting și aici două moduri de funcționare:

- conducție neîntreruptă;
- conducție întreruptă.

Formele de undă corespunzătoare celor două moduri sunt prezentate în figura 3.9.



Formele de undă s-au desenat în aceleași ipoteze simplificatoare:

- căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducție sunt nule;
- tensiunea de ieșire este constantă;
- condensatorul și bobina sunt elemente pur reactive;
- timpii de comutare ai tranzistorului și diodei sunt foarte mici în raport cu perioada de comutație.

### 3.5.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina  $L$  este întotdeauna mai mare decât zero.

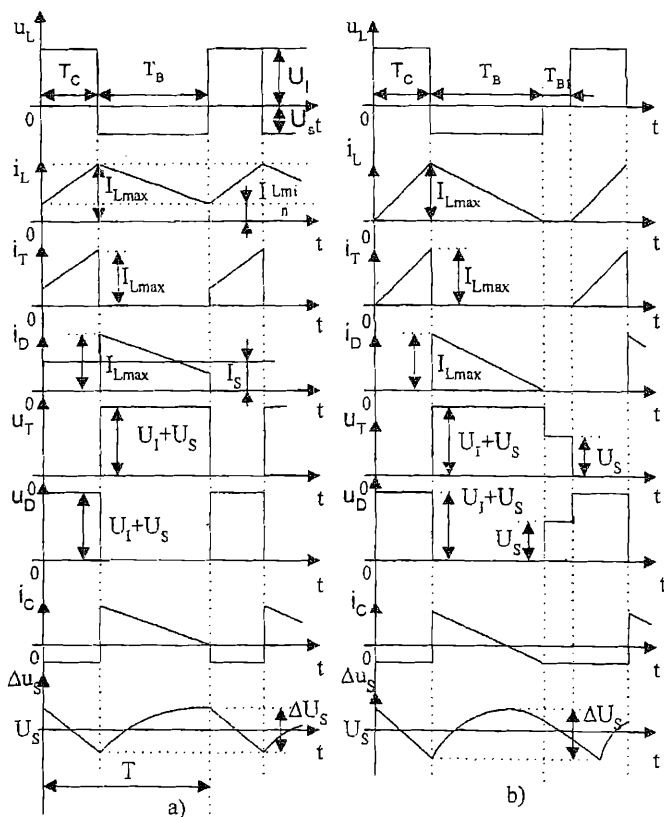


Fig. 3.9 Curenții și tensiunile pentru convertorul cc-cc inversor:

- a) conducție neîntreruptă;  
b) conducție întreruptă.

În ipotezele enunțate mai sus se pot scrie următoarele relații:

-pe durata de conducție a tranzistorului ( $T_C$ ) căderea de tensiune pe bobină este constantă fiind dată de relația:

$$U_L = U_I = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \quad (3.37)$$

-pe durata de blocare a tranzistorului ( $T_B$ ):

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \quad (3.38)$$

Pentru conducție neîntreruptă, în ipoteza unui regim staționar, tensiunea medie pe bobină trebuie să aibă valoarea zero. Prin urmare se poate scrie:

$$U_I \cdot T_C = U_S \cdot T_B \quad (3.39)$$

de unde rezultă:

$$U_S = \frac{U_I \cdot T_C}{T_B} = U_I \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} \quad (3.40)$$

$$T_C = T \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \quad (3.41)$$

$$T_B = T \cdot \frac{U_I}{U_I + U_S} \quad (3.42)$$

S-a ținut seama că:  $T_B + T_C = T$  și  $\delta = \frac{T_C}{T}$  (factorul de umplere);

Din figura 3.9 se observă că, valoarea medie a curentului prin diodă este egală cu valoarea curentului de sarcină:

$$I_S = \frac{(I_{L\max} + I_{L\min}) \cdot T_B}{2 \cdot T} \quad (3.43)$$

de unde:

$$I_{L\max} + I_{L\min} = 2 \cdot I_S \cdot \frac{T}{T_B} \quad (3.44)$$

Din relațiile (3.37), (3.40) și (3.41) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_I}{L} \cdot T_C = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \quad (3.45)$$

Ținând cont de (3.42), (3.44) și (3.45) se obține:

$$I_{L\min} = \frac{I_S}{1 - \delta} - \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{U_S}{U_I}\right) - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \quad (3.46)$$

$$I_{L\max} = \frac{I_S}{1 - \delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{U_S}{U_I}\right) + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \quad (3.47)$$

Din relația (3.40) se observă că în conducție neîntreruptă, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Forma de undă a curentului din bobină este aceeași pentru diferite valori ale curentului de sarcină, în ipoteza că, tensiunea de intrare și factorul de umplere rămân constante. Dacă curentul de sarcină  $I_S$ , coboară sub o anumită valoare limită  $I_{SL}$  curentul minim din bobină atinge valoarea zero. În această situație, convertorul funcționează la limita conducției neîntrerupte. În acest caz  $I_{L\min} = 0$ , deci din relația (3.46) rezultă:

$$I_{SL} = \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta)^2 = \frac{U_l^2 \cdot U_s \cdot T}{2 \cdot L \cdot (U_l + U_s)^2} \quad (3.48)$$

Când tensiunea de intrare variază între  $U_{lmin}$ , respectiv  $U_{lmax}$ , factorul de umplere variază de la  $\delta_{max}$  la  $\delta_{min}$  (în ideea menținerii constante a tensiunii de ieșire).

Se demonstrează că, în această situație  $I_{SL}$ , atinge valoarea maximă când  $\delta = \delta_{min}$ .

Ca urmare :

$$I_{SLmax} = \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta_{min} \cdot (1 - \delta_{min})^2 = \frac{U_{lmax}^2 \cdot U_s \cdot T}{2 \cdot L \cdot (U_{lmax} + U_s)^2} \quad (3.49)$$

### 3.5.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Conducția întreruptă, apare în momentul în care curentul minim prin bobină  $I_{Lmin}$  atinge valoarea zero, înainte ca tranzistorul să comute din nou. În ipoteza că randamentul  $\eta=1$ , rezultă că energia acumulată în bobină pe durata  $T_C$  este în întregime livrată sarcinii în intervalul de timp  $T_B$ . Ca urmare se poate scrie:

$$\frac{L \cdot I_{Lmax}^2}{2} = P_s \cdot T \quad (3.50)$$

unde:  $P_s = U_s \cdot I_s$  reprezintă puterea livrată sarcinii.

Pe de altă parte din (3.45) rezultă ( $I_{Lmin}=0$ ) :

$$I_{Lmax} = \frac{U_l \cdot T_C}{L} = \frac{U_l \cdot T \cdot \delta}{L} \quad (3.51)$$

Ținând cont de relația (3.51), relația (3.50) devine:

$$U_s \cdot I_s = \frac{U_l^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta^2 \quad (3.52)$$

Notând:

$$U_N = \frac{U_s}{U_l} \quad (3.53)$$

$$I_N = \frac{L \cdot I_s}{U_l \cdot T}$$

tensiunea de ieșire, respectiv curentul de sarcină normat relația (3.52) se poate scrie sub forma:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N} \quad (3.54)$$

Pe baza relațiilor (3.40) și (3.54) se pot ridica caracteristicile de ieșire  $U_N = f(I_N, \delta)$  (figura 3.10) ale convertorului inversor pentru cele două regimuri de funcționare și diferite valori ale factorului de umplere. Linia punctată delimitează zona de conducție întreruptă, de zona de conducție neîntreruptă.

### 3.5.3 Dimensionarea elementelor componente

#### Bobina L

Din relația (3.49) rezultă imediat valoarea minimă necesară pentru

inductivitatea  $L$ , în ideea evitării conducției întrerupte, pentru o valoare limită dată a curentului de sarcină  $I_{SL}$ :

$$L_{\min} = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = \left( \frac{U_S \cdot U_I}{U_S + U_I} \right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_S} \quad (3.55)$$

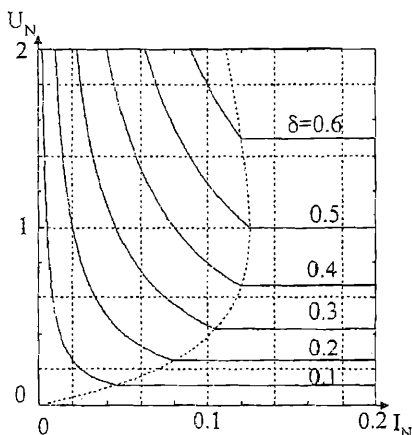


Fig. 3.10 Caracteristicile de ieșire

Pentru situația cea mai critică în cazul când  $U_I = U_{I\max}$  relația (3.55) devine:

$$L_{\min} = \left( \frac{U_S \cdot U_{I\max}}{U_S + U_{I\max}} \right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_{S\min}} \quad (3.56)$$

### Tranzistorul

Pentru alegerea corespunzătoare a tranzistorului comutator ne interesează valorile maxime ale tensiunii și curentului prin acesta.

Din figura 3.9 rezultă imediat:

$$U_{T\max} = U_{I\max} + U_S \quad (3.57)$$

Valoarea maximă a curentului se determină din relația (3.47):

$$I_{T\max} = I_S \cdot \frac{1}{1 - \delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_S \cdot \left( 1 + \frac{U_S}{U_I} \right) + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_I + U_S} \quad (3.58)$$

Se demonstrează că situația cea mai critică apare în cazul în care factorul de umplere are valoarea maximă, adică tensiunea de intrare are valoarea minimă. Prin urmare relația (3.58) devine:

$$I_{T\max} = \frac{P_{Si\max}}{U_S} \cdot \left( \frac{U_S + U_{Im\max}}{U_{Im\max}} \right) + \frac{U_{Im\max} \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{U_S}{U_S + U_{Im\max}} \quad (3.59)$$

## Dioda

La alegerea diodei, trebuie avute în vedere de asemenea valorile maxime ale tensiunii și curentului prin aceasta.

Din figura 3.9 rezultă imediat:

$$U_{D\max} = U_{T\max} \quad (3.60)$$

$$I_{D\max} = I_{T\max} \quad (3.61)$$

Valoarea medie maximă a curentului prin diodă este:

$$I_{Dmed\max} = I_{S\max} \quad (3.62)$$

## Condensatorul de ieșire

O primă condiție de alegere a condensatorului de ieșire este determinată de valoarea riplului tensiunii de ieșire. Forma de undă a curentului și tensiunii pe condensator se pot observa în figura 3.9. S-a presupus condensatorul ideal (rezistența echivalentă serie și inductivitatea parazită nule).

Se pot scrie relațiile:

$$\Delta Q = I_S \cdot T_C \quad (3.63)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \quad (3.64)$$

unde:  $\Delta Q$  reprezintă variația sarcinii electrice acumulată în condensator, iar  $\Delta U_S$  variația tensiunii de ieșire.

Din relațiile (3.63) și (3.64) rezultă:

$$C = \frac{I_{S\max} \cdot T_{C\max}}{\Delta U_S} \quad (3.65)$$

O a doua condiție de alegere a condensatorului, o reprezintă valoarea efectivă a curentului prin acesta, valoare ce nu trebuie să depășească valoarea dată în catalog. În cazul convertorului inversor, valoarea efectivă a curentului prin condensator este dată de relația [3]:

$$I_{Cef}^2 = \frac{I_S^2}{1-\delta} \cdot \left[ \delta + \left( \frac{I_{SL}}{I_S \cdot \sqrt{3}} \right)^2 \right] \cong (1,3 \cdot I_S)^2 \quad (3.66)$$

## 3.5.4 Exemplu de proiectare

Se dă:  $U_S = -15V$ ;

$I_S = 2A$ ;

$I_{Smin} = 0.17A$ ;

$U_1 = 12 \div 15V$ ;

$\Delta U_S = 0,150V_{vr}$ ;

$T = 40 \mu s$ .

Relațiile ce descriu funcționarea convertorului au fost determinate în condiții ideale, considerându-se căderile de tensiune pe elementele comutatoare ca fiind nule. Pentru a obține rezultate cât mai apropiate de realitate, trebuie să fie luate în calcul și căderile de tensiune ce apar pe tranzistorul comutator ( $U_{CEsat}$ ), rezistența ohmică a bobinei ( $U_{Rp}$ ). Tensiunea de intrare  $U_1$  se înlocuiește cu valoarea  $U_1^*$  dată de relația:

$$U_I^* = U_I - U_{CEsat} - U_{Rp} \quad (3.67)$$

În ce privește tensiunea de ieșire, trebuie de asemenea ținut seama de căderile de tensiune pe diodă ( $U_F$ ) și de asemenea de căderea de tensiune pe rezistența de pierderi a bobinei ( $U_{Rp}$ ). Ca urmare tensiunea de ieșire  $U_S$  se înlocuiește cu valoarea:

$$|U_S^*| = |U_S| + U_F + U_{Rp} \quad (3.68)$$

Ținând cont de relațiile (3.67) și (3.68) rezultă:

$$U_{lm, in}^* = 12V - 1V - 0,2V = 10,8V$$

$$U_{lm, ox}^* = 15V - 1V - 0,2V = 13,8V$$

$$|U_S^*| = 15V + 0,5V + 0,2 = 15,7V$$

Valoarea inductivității bobinei se află aplicând formula (3.56):

$$L_{min} = \left( \frac{15,7V \cdot 13,8V}{15,7V + 13,8V} \right)^2 \cdot \frac{40\mu s}{2 \cdot 15,7V \cdot 0,17A} \cong 400\mu H$$

Tensiunea ce trebuie susținută de tranzistor este:

$$U_{Tmax} = U_{lm, ox} + U_S = 13,8V + 15,7V \cong 30V$$

iar curentul este dat de:

$$I_{Tmax} = \frac{15,7V \cdot 2A}{15,7V} \cdot \left( \frac{15,7V + 10,8V}{10,8V} \right) + \frac{10,8V \cdot 40\mu s}{2 \cdot 400\mu H} \cdot \frac{15,7V}{15,7V + 10,8V} = 5,2A$$

Dioda trebuie să susțină aceeași tensiune și curent ca și tranzistorul. Valoarea medie a curentului prin diodă este:

$$I_{Dmed, max} = 2A$$

Condensatorul de ieșire trebuie, pe de o parte să aibă o anumită capacitate, iar pe de altă parte, rezistența serie  $R_C$  să nu fie prea mare, în vederea menținerii unui riplu maxim, mai mic decât cel impus în datele de proiectare. De asemenea este important să se verifice în final dacă valoarea efectivă a curentului prin condensator este mai mică decât cea garantată de fabricant.

Capacitatea se poate calcula și cu formula dată în [3] care ține seama și de regimul tranzitoriu:

$$C \geq 50 \cdot T \cdot \frac{I_{Smax}}{|U_S|} \quad (3.69)$$

Deoarece în convertoarele inversoare, energia este livrată spre sarcină pe durata de blocare a tranzistorului comutator, curentul prin diodă sare brusc de la valoarea 0 la valoarea maximă  $I_{Lmax}$ . Acest curent este compus din curentul de sarcină  $I_S$ , și curentul de încărcare al condensatorului ce produce o cădere de tensiune pe rezistența serie  $R_C$  al acestuia. Pe durata de conducție a tranzistorului, tot curentul de sarcină este asigurat de condensator, producând din nou o cădere de tensiune pe rezistența  $R_C$  dar în sens opus. Căderea de tensiune vârf la vârf pe rezistența  $R_C$  este dată de relația:

$$\Delta U_{S(vv)} = (I_{Lmax} - I_{Smax}) \cdot R_C + I_{Smax} \cdot R_C = I_{Lmax} \cdot R_C \quad (3.70)$$

Din relația (3.69) se poate deduce valoarea capacității:

$$C \geq 50 \cdot 40\mu s \cdot \frac{2A}{15V} = 270\mu F$$

Calculată cu formula (3.65) capacitatea are valoarea:

$$C \geq \frac{2A \cdot 23,6 \mu s}{0,15V} = 314 \mu F$$

Se alege valoarea cea mai mare.

Pentru a îndeplini relația (3.70) rezistența echivalentă serie trebuie să fie:

$$R_c \leq \frac{150mV}{5,4A} = 28m\Omega$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator va fi (3.66):

$$I_{Cef} = 1,3 \cdot 2A = 2,6A$$

### 3.6 Convertorul cc-cc ridicător (boost)

Convertorul cc-cc ridicător face parte tot din configurațiile clasice producând la ieșire o tensiune mai mare decât tensiunea de la intrare. Se compune din tranzistorul T cu rol de comutator, bobina L cu rol de acumulator de energie și condensatorul C cu rol de filtrare a tensiunii de ieșire (figura 3.11).

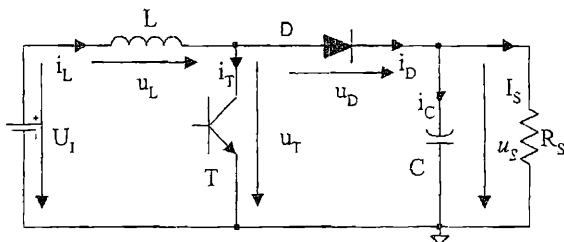


Fig. 3.11 Schema convertorului cc-cc ridicător.

Tranzistorul T comută periodic tensiunea  $U_1$  pe bobina L. Pe durata conducerii tranzistorului T o parte din energia absorbită din  $U_1$  este stocată în L. Dioda D este polarizată invers și curentul  $I_S$  este asigurat de sarcina stocată în condensatorul C. Când tranzistorul T se blochează, tensiunea autoindusă în bobina L, deschide dioda D. Prin bobina L circulă acum curentul de sarcină și curentul de încărcare al condensatorului de ieșire.

Se va analiza și în acest caz funcționarea în regim staționar cu cele două moduri de funcționare:

- a) funcționare în conducție neîntreruptă;
- b) funcționare în conducție întreruptă.

Formele de undă prezentate în figura 3.12 descriu funcționarea convertorului cc-cc pentru cele două moduri.

Formele de undă au fost reprezentate în aceleași ipoteze simplificatoare ca și în cazul convertoarelor precedente:

- căderile de tensiune pe comutatoare în stare de conducție sunt nule;
- căderea de tensiune pe condensatorul de ieșire aproximativ constantă;
- rezistența bobinei și condensatorului este  $\approx 0$ ;

-timpii de comutare ai diodei și tranzistorului foarte mici în raport cu perioada de comutație T.

### 3.6.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În ipotezele enunțate mai sus se pot scrie următoarele relații:

-pe durata de conducție a tranzistorului ( $T_C$ ):

$$U_L = U_I = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{T_C} \quad (3.71)$$

-pe durata de blocare a tranzistorului ( $T_B$ ):

$$U_L = -U_S + U_I = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{Lmax} - I_{Lmin}}{T_B} \quad (3.72)$$

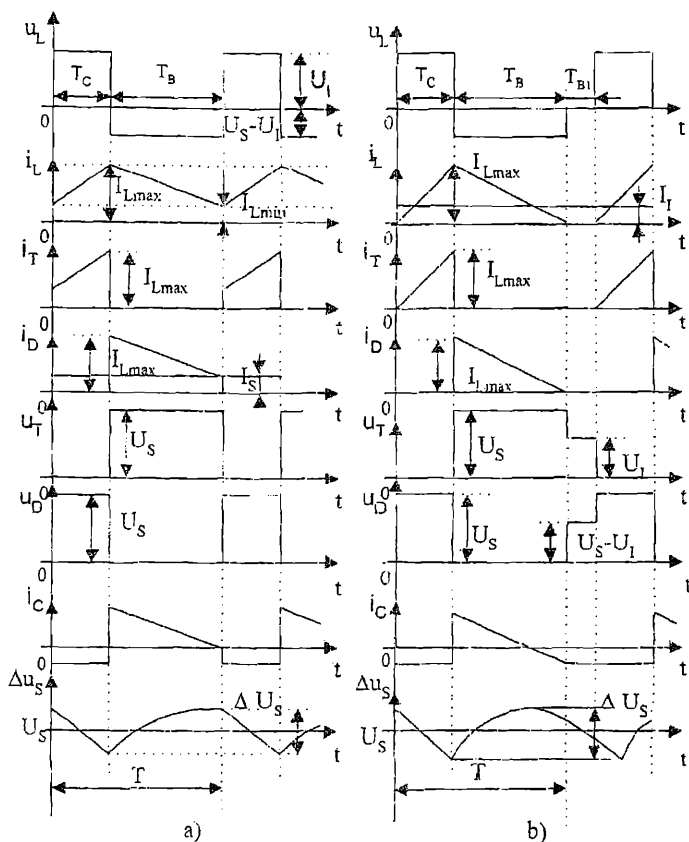


Fig.3.12 Curenții și tensiunile pentru convertorul c.c.-c.c. ridicător:

a) regim neîntrerupt;

b) regim întrerupt.

Ținând seama că în regim permanent valoarea medie a tensiunii pe bobină este nulă



avem:

$$U_I \cdot T_C = (U_S - U_I) \cdot T_B \quad (3.73)$$

de unde rezultă:

$$U_S = U_I \cdot \left(1 + \frac{T_C}{T_B}\right) = U_I \cdot \frac{1}{1 - \delta} \quad (3.74)$$

$$T_C = T \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \quad (3.75)$$

$$T_B = T \cdot \frac{U_I}{U_S} \quad (3.76)$$

S-a ținut cont că:  $T = T_C + T_B$ ;  $\delta = \frac{T_C}{T}$  (factorul de umplere).

Considerând  $I_S$ , ca fiind valoarea medie a curentului prin diodă se poate scrie (figura 3.12a):

$$I_{L \max} + I_{L \min} = 2 \cdot I_S \cdot \frac{T}{T_B} \quad (3.77)$$

Din (3.71) și (3.75) rezultă relația:

$$I_{L \max} - I_{L \min} = \frac{U_I \cdot T_C}{L} = \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) = \Delta I_L \quad (3.78)$$

iar din (3.77) și (3.78) rezultă:

$$I_{L \min} = I_S \cdot \frac{T}{T_B} - \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_S}{1 - \delta} - \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \delta = I_S \cdot \frac{U_S}{U_I} - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \quad (3.79)$$

$$I_{L \max} = I_S \cdot \frac{T}{T_B} + \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{I_S}{1 - \delta} + \frac{U_I \cdot T}{L} \cdot \delta = I_S \cdot \frac{U_S}{U_I} + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_S}\right) \quad (3.80)$$

Din relația (3.74) se observă că, în conducție neîntreruptă, tensiunea de ieșire nu depinde de sarcină. De asemenea, forma curentului prin bobină nu este afectată de curentul de sarcină, aceasta deplasându-se în sus și în jos după cum  $I_S$  crește sau scade.

Dacă curentul de sarcină  $I_S$  scade spre o valoare limită  $I_{SL}$ ,  $I_{L \min}$  atinge valoarea zero. Converterul se află la limita conducției întrerupte. Punând condiția  $I_{L \min} = 0$  și ținând cont de (3.74) din relația (3.79) rezultă:

$$I_{SL} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta)^2 = \frac{T}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{U_I}{U_S}\right)^2 \cdot (U_S - U_I) \quad (3.81)$$

Când tensiunea de intrare variază între  $U_{I \min}$  și  $U_{I \max}$  factorul de umplere variază între  $\delta_{\max}$  și  $\delta_{\min}$  pentru a păstra constantă tensiunea de ieșire. Curentul  $I_{SL}$  variază, de asemenea între o valoare minimă și una maximă. Se demonstrează că  $I_{SL}$  atinge valoarea maximă când  $\delta = 0.33$ .

În acest caz:

$$I_{SL \max} = 0.074 \cdot \frac{T \cdot U_S}{L} \quad (3.82)$$

### 3.6.2. Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă  $I_{L\min} = 0$ , înainte ca tranzistorul T să intre în conducție, convertorul funcționează în regim întrerupt.

Formele de undă ce descriu funcționarea în acest regim, sunt reprezentate în figura 3.12b.

Rampa crescătoare a curentului prin bobină nu se modifică față de cazul anterior, în schimb rampa descrescătoare devine mai abruptă cu descreșterea curentului  $I_s$ , deoarece  $U_s$  crește.

Neglijând pierderile din circuit putem scrie:

$$P_I = P_S \quad (3.83)$$

unde  $P_I$ ,  $P_S$  reprezintă puterea absorbită respectiv debitată de convertor. Relația (3.83) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \quad (3.84)$$

unde:  $I_I$  este curentul mediu absorbit de convertor.

Ținând seama de figura 3.12b se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{L\max} \cdot (T_C + T_{B1})}{2 \cdot T} \quad (3.85)$$

Dar,

$$I_{L\max} = \frac{U_I \cdot T_C}{L} \quad (3.86)$$

și

$$T_{B1} = \frac{L}{U_S - U_I} \cdot I_{L\max} = \frac{U_I}{U_S - U_I} \cdot T_C \quad (3.87)$$

Înlocuind (3.86) și (3.87) în relația (3.85) se obține:

$$I_I = \frac{U_I \cdot U_S \cdot T_C^2}{2 \cdot L \cdot T \cdot (U_S - U_I)} \quad (3.88)$$

Revenind la relația (3.84) după câteva calcule simple se obține:

$$U_N = I + \frac{\delta^2}{2 I_N} \quad (3.89)$$

unde am am notat:

$$\begin{aligned} U_N &= \frac{U_S}{U_I} \\ I_N &= \frac{L \cdot I_S}{U_I \cdot T} \end{aligned} \quad (3.90)$$

tensiunea de ieșire normală, respectiv curentul de sarcină normal.

Caracteristicile de ieșire a convertorului sunt reprezentate în figura 3.13.

Curba punctată delimitează zona de conducție întreruptă de zona de conducție neîntreruptă situată în dreapta ei.

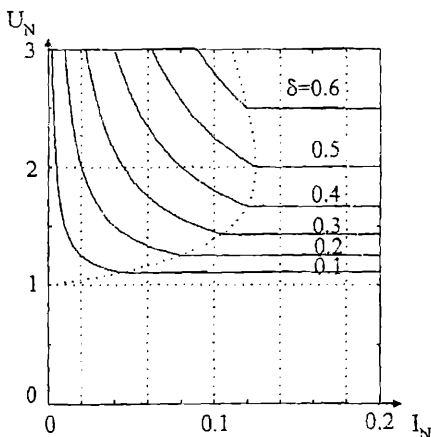


Fig. 3.13 Caracteristicile de ieșire.

### 3.6.3. Dimensionarea elementelor componente

#### Bobina (L)

Din relația (3.81) se poate determina inductivitatea minimă necesară, pentru evitarea conducerii întrerupte, pentru o anumită valoare dată  $I_{SL}$  a curentului de sarcină:

$$L_{\min} = \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \delta \cdot (1 - \delta)^2 = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot I_{SL}} \cdot \frac{U_I}{U_s} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_s}\right) \quad (3.91)$$

Când tensiunea de intrare variază, situația cea mai critică apare atunci când  $\delta=0.3$ . În acest caz relația (3.91) devine:

$$L_{\min} = 0.074 \cdot \frac{T \cdot U_s}{I_{SL}} \quad (3.92)$$

#### Tranzistorul T

Curentul maxim suportat de tranzistor este dat de relația:

$$I_{T\max} = I_{L\max} = \frac{I_s}{1 - \delta} + \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = I_s \cdot \frac{U_s}{U_I} + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_I}{U_s}\right) \quad (3.93)$$

În cazul în care tensiunea de intrare variază între  $U_{I\min}$  și  $U_{I\max}$ , se demonstrează că, curentul prin tranzistor atinge valoarea maximă când  $U_I = U_{I\max}$ . Relația (3.93) devine:

$$I_{T\max} = \frac{P_{S\max}}{U_{I\min}} + \frac{U_{I\max}}{2 \cdot f \cdot L} \cdot \left(1 - \frac{U_{I\min}}{U_s}\right) \quad (3.94)$$

Tensiunea maximă rezultă imediat inspectând figura 3.12:

$$U_{T_{max}} = U_C \quad (3.95)$$

### Dioda D

Curentul maxim și tensiunea maximă suportate de diodă sunt:

$$I_{D_{max}} = I_{L_{max}} \quad (3.96)$$

$$U_{D_{max}} = U_{T_{n.az}} \quad (3.97)$$

Valoarea medie maximă a curentului prin diodă este :

$$I_{D_{med\ max}} = I_{S_{max}} \quad (3.98)$$

### Condensatorul de ieșire C

Pentru calculul condensatorului se pleacă de la variația maximă admisă  $\Delta U_S$  a tensiunii de ieșire. Variația tensiunii pe condensatorul de ieșire este reprezentată în figura 3.12 și este similară cu cea întâlnită în cazul convertorului inversor.

În perioada de conducție a tranzistorului T, condensatorul se descarcă cu un curent constant  $I_S$ . Prin urmare se pot scrie aceleași relații:

$$\Delta Q = I_S \cdot T_C \quad (3.99)$$

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S \quad (3.100)$$

unde:  $\Delta Q$  reprezintă variația sarcinii electrice acumulată în condensator iar  $\Delta U_S$  variația tensiunii de ieșire. Din relațiile (3.99), (3.100) rezultă:

$$C = \frac{I_S \cdot T_C}{\Delta U_S} = \frac{I_S}{\Delta U_S} \cdot \left( 1 - \frac{U_I}{U_S} \right) \quad (3.101)$$

Un alt element de care trebuie să ținem seama la alegerea condensatorului este valoarea efectivă a curentului prin acesta. Valoarea efectivă a curentului prin condensator se obține din relația [3]:

$$I_{C_{ef}} = \sqrt{\frac{I_S^2}{1-\delta} \cdot \left[ \delta + \left( \frac{I_{SL}}{I_S \cdot \sqrt{3}} \right)^2 \right]} \cong 1,3 \cdot I_S \quad (3.102)$$

### 3.6.4. Exemplet de proiectare

Se dă:  $U_S = 30V$ ;

$I_{S_{max}} = 2,5A$ ;

$I_{S_{min}} = 0,4A$ ;

$\Delta U_S = 300mV$ ;

$U_I = 12V \pm 15\% = 10,8V$  la  $13,8V$ ;

$T = 40\mu s$ .

Pentru o mai mare acuratețe a calculelor vom ține cont și de căderile de tensiune pe tranzistorul comutator, dioda D și rezistența serie  $R_p$  a bobinei. Relațiile ce descriu funcționarea convertorului au fost deduse în condiții ideale. Dacă ținem cont și de tensiunile parazite, vom înlocui tensiunile  $U_S$  și  $U_I$  cu valorile:

$$U_S^* = U_S + U_F \quad (3.103)$$

$$U_I^* = U_I - U_{C_{esai}} - U_{Rp} \quad (3.104)$$

În cazul de față se pot calcula următoarele valori numerice:

$$U_s^* = 30V + 0,6V = 30,6V$$

$$U_{im\,in}^* = 10,2V - 0,6V - 0,2V = 9,4V$$

$$U_{im\,ax}^* = 13,8V - 0,6V - 0,2V = 13V$$

Aplicând relația (3.82) rezultă :

$$L_{min} \geq 0,074 \cdot \frac{40\mu s \cdot 30,6V}{0,4A} = 226\mu H$$

Curentul maxim prin tranzistor conform relației(3.84) este:

$$I_{T\,max} = \frac{76,5W}{9,4V} + \frac{9,4V}{2 \cdot 25kHz \cdot 226\mu H} \cdot \left(1 - \frac{9,4}{30,6V}\right) \cong 8,1A + 0,6A = 8,7A$$

iar tensiunea maximă suportată de acesta este dată de relația(3.91):

$$U_{T\,max} = 30,6V$$

Tensiunea susținută de diodă este:

$$U_{D\,max} = 30,6V$$

Curentul maxim este identic cu cel din tranzistor: 8,7A iar curentul mediu maxim este 2,5A.

Capacitatea C calculată cu (3.101) rezultă:

$$C = \frac{2,5A \cdot 40\mu s}{0,300V} \left(1 - \frac{9,4V}{30,6}\right) = 230V$$

Rezistența serie a condensatorului trebuie să fie conform (3.70):

$$R_C \leq \frac{300mV}{8,7A} = 34m\Omega$$

iar valoarea efectivă a curentului:

$$I_{Cef} \cong 1,3 \cdot 2,5A = 3,25A$$

## Anexa

### Calculul regimului tranzitoriu în cazul convertorului coborător

Se presupune ca apare un salt de curent  $\Delta I_s$ . Ca urmare tensiunea de la ieșire variază brusc datorită rezistenței echivalente  $R_C$  a condensatorului de ieșire. Circuitul de comandă reacționează, modificând factorul de umplere de la valoarea  $\delta$  la valoarea  $\delta_m$ . Valoarea medie a tensiunii ce se aplică filtrului de ieșire are o variație (fig.a1):

$$\Delta U_I = U_I \cdot (\delta_m - \delta) = U_I \cdot \delta \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right) = U_s \cdot \left(\frac{\delta_m}{\delta} - 1\right) \quad (a1)$$

Considerând, într-o primă aproximare că variația tensiunii de ieșire este mult mai mică decât variația tensiunii  $\Delta U_I$  se poate scrie:

$$\Delta I_s = \frac{\Delta U_I}{L} \cdot t_r \quad (a2)$$

unde  $t_r$  reprezintă timpul necesar curentului prin bobină să atingă noua sa valoare.

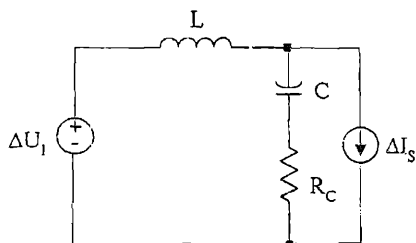


Fig. a1. Schema echivalentă pentru studiul regimului tranzitoriu.

Din relațiile (a1) și (a2) rezultă:

$$t_r = \frac{\Delta I_S \cdot L}{\Delta U_I} = \frac{\Delta I_S \cdot L}{U_S \cdot \left( \frac{\delta_m}{\delta} - 1 \right)} \quad (a3)$$

Admițând o variație liniară a curentului mediu prin bobină, curentul prin condensator va avea expresia:

$$i_C(t) = -\Delta I_S + \frac{\Delta I_S \cdot t}{t_r} = \Delta I_S \left( \frac{t}{t_r} - 1 \right) \quad (a4)$$

Tensiunea pe condensator (se ține cont și de rezistența echivalentă serie) este dată de relația:

$$\begin{aligned} u_C(t) &= \frac{\Delta I_S}{C} \int_0^t \left( \frac{t}{t_r} - 1 \right) dt + \Delta I_S \cdot R_C \cdot \left( \frac{t}{t_r} - 1 \right) = \\ &= \frac{t^2}{2 \cdot t_r} \cdot \frac{\Delta I_S}{C} - t \cdot \left( \frac{\Delta I_S}{C} - \frac{\Delta I_S \cdot R_C}{t_r} \right) - \Delta I_S \cdot R_C \end{aligned} \quad (a5)$$

Expresia are un maxim (negativ) pentru:

$$t_m = t_r - R_C \cdot C \quad (a6)$$

Dacă variația maximă admisă a tensiunii ce apare pe condensator este  $U_{Str\max}$ , atunci trebuie să fie îndeplinită relația:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot (t_r - R_C \cdot C)^2}{C \cdot t_r} + \Delta I_S \cdot R_C \leq U_{Str\max} \quad (a7)$$

Membru stâng al relației (a7) s-a obținut înlocuind în expresia (a5) pe  $t$  cu  $t_m$  și considerând-o apoi în valoarea absolută.

Dezvoltând (a7) se obține:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot (t_r^2 - 2 \cdot t_r \cdot R_C \cdot C + (R_C \cdot C)^2)}{C \cdot t_r} + \Delta I_S \cdot R_C \leq U_{Str\max} \quad (a8)$$

sau:

$$\frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{C} + \frac{\Delta I_S \cdot R_C \cdot R_C \cdot C}{2 \cdot t_r} \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_S \cdot t_r}{C} + \frac{\Delta I_S \cdot R_C}{2} \leq U_{Str\max} \quad (a9)$$

S-a ținut de asemenea cont de faptul că:  $R_C \cdot C \leq t_r$ .

Din relația (a9) rezultă imediat:

$$C \geq \frac{\Delta I_s \cdot t_r}{2 \cdot U_{sr \max} - \Delta I_s \cdot R_C} \quad (a10)$$

Relația (a10) este aproximativă, capacitatea calculată rezultând cu o valoare mai mare cu maxim 15% decât cea necesară. Expresia exactă se poate obține din relația (a9) însă rezolvând o ecuație transcendentă.

### Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*- notițe de curs, Cluj, 2001.
2. D. Petreuş, Ş. Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. \*\*\* *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. O. Kilgenstein, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. Keith Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
9. I. A Pressmann, *Switching Power Supply Design*, Mc Graw-Hill, 1988.

## CONVERTOARE CC-CC CU IZOLARE GALVANICĂ

### 4.1 Introducere

În multe aplicații, se impune introducerea unui transformator în structura convertorului cc-cc, în vederea realizării unei izolații galvanice între intrare și ieșire. De exemplu, în convertoarele alimentate direct de la rețea această izolare este impusă de standarde interne și internaționale. În mod normal, această izolație s-ar putea obține utilizând un transformator la frecvența rețelei de 50 Hz. Datorită faptului că mărimea și greutatea acestui transformator este invers proporțională cu frecvența, este de preferat să-l incorporăm direct în structura convertorului, făcându-l astfel să lucreze la frecvențe de zeci, sute de kHz, dimensiunile sale fizice scăzând semnificativ.

De asemenea, sunt situații când trebuie convertită o tensiune continuă într-o altă tensiune continuă, raportul între cele două fiind foarte greu de obținut cu un simplu convertor cc-cc. În aceste situații utilizarea unui transformator este absolut necesară. În sfârșit utilizarea transformatoarelor în structura convertoarelor cc-cc, permite obținerea ieșirilor multiple prin simpla adăugare a unor înfășurări suplimentare.

În acest capitol se vor studia cele mai importante convertoare cc-cc cu izolare galvanică, se vor prezenta relații de proiectare, justificarea unora însă se va face în capitolele 9 și 10 unde se vor prezenta metode mai elaborate de proiectare a transformatoarelor de înaltă frecvență utilizate în sursele în comutație.

### 4.2 Convertor cc-cc flyback cu izolare galvanică

Avantajul convertorului flyback, constă în primul rând în faptul că este cel mai ieftin și simplu convertor cu izolare galvanică, având nevoie doar de un singur element inductiv.

Schema acestui convertor este prezentată în figura 4.1.

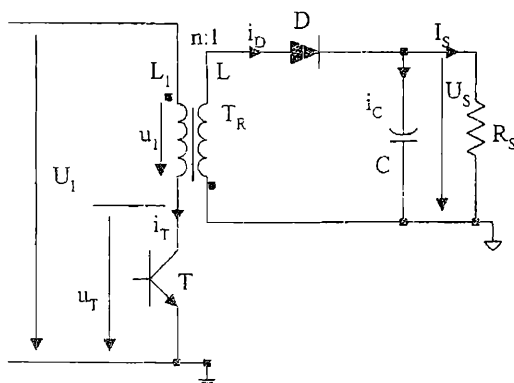


Fig. 4.1 Schema electrică.



Când tranzistorul T conduce, dioda D este blocată și întreaga energie este stocată în primarul transformatorului  $T_R$  (curentul din primar crește). În momentul când tranzistorul T se blochează, tensiunea pe înfășurările transformatorului se inversează, dioda D începe să conducă, energia stocată în transformator fiind acum transmisă spre ieșire (scade curentul în secundar).

Se va analiza funcționarea în regim staționar, distingându-se două moduri de funcționare:

- conducție neîntreruptă;
- conducție întreruptă.

Formele de undă corespunzătoare sunt reprezentate în figura 4.2.

Prin raportare la secundarul transformatorului, schema convertorului flyback se reduce la circuitul inversor (buck-boost) reprezentat în figura 4.3.

Ca urmare, relațiile ce descriu funcționarea convertorului flyback în cele două regimuri de conducție se obțin din cele deduse în cazul convertorului buck-boost (vezi

cap.3) prin simpla înlocuire a tensiunii  $U_i$  cu valoarea  $\frac{U_i}{n}$ ,  $n$  fiind raportul de transformare primar/secundar.

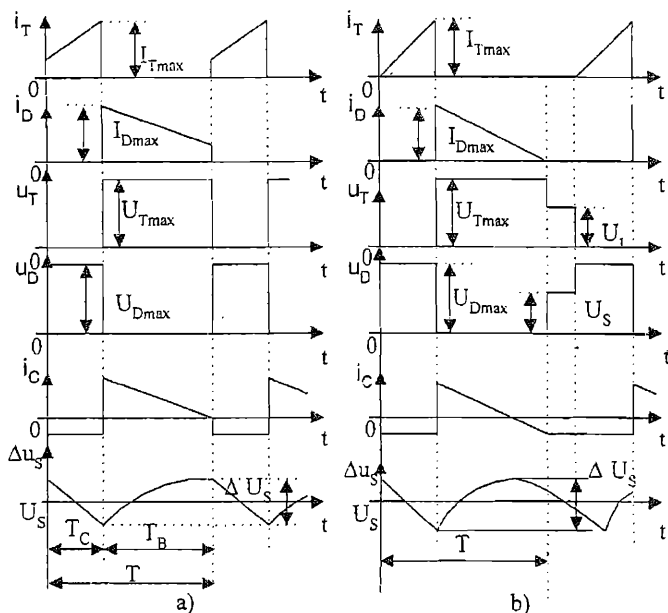


Fig. 4.2 Formele de undă:

- conducție neîntreruptă;
- conducție întreruptă.

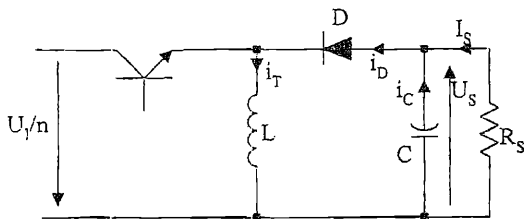


Fig. 4.3 Convertorul buck-boost echivalent.

În figura 4.4, s-a reprezentat forma curentului  $i_L$  reflectat în secundar. În realitate curentul curge alternativ în primar și secundar astfel încât, transformatorul convertorului flyback nu transportă energie continuu ca un transformator obișnuit; el acumulează energie în prima parte a ciclului (durata  $T_C$ ) și o evacuează spre sarcină în partea a doua (durata  $T_B$ ).

Când tranzistorul  $T$  conduce, tensiunea în secundar va fi  $U_i/n$ , iar panta curentului reflectat în secundar va fi  $U_i/(n \cdot L)$ .

Cu  $T$  blocat, tensiunea secundară este  $U_s$  și panta curentului descrescător va fi  $U_s/L$ .

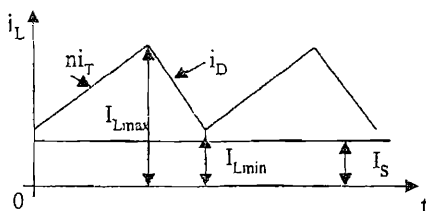


Fig. 4.4 Curentul reflectat în secundar.

#### 4.2.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă

În regim de conducție neîntreruptă, curentul reflectat în secundar  $i_L$  nu atinge valoarea zero pe durata unei perioade de comutație (fig. 4.4).

Tensiunea de ieșire funcție de tensiunea de intrare se obține din relația:

$$U_s = \frac{U_i \cdot \delta}{n \cdot (1 - \delta)} \quad (4.1)$$

unde:

$\delta = \frac{T_C}{T}$  factorul de umplere.

Timpul de conducție  $T_C$ , respectiv blocare  $T_B$  se determină cu relațiile:

$$T_C = T \cdot \frac{n \cdot U_s}{U_i + n \cdot U_s} \quad (4.2)$$

$$T_B = T \cdot \frac{U_I}{U_I + n \cdot U_S} \quad (4.3)$$

Din relația (4.1) rezultă că, pentru regim de conducție neîntreruptă tensiunea de ieșire este independentă de sarcină. De asemenea, forma curentului prin transformator nu se schimbă odată cu  $I_S$ , ci doar se deplasează în sus sau în jos după cum  $I_S$  crește sau scade.

Curentul de sarcină, reprezentând valoarea medie a curentului prin diodă este dat de relația:

$$I_S = \frac{I_{L\min} + I_{L\max}}{2} \cdot \frac{T_B}{T} \quad (4.4)$$

Valoarea minimă, respectiv maximă a curentului  $i_L$  se obține din:

$$I_{L\min} = \frac{I_S}{1-\delta} - \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{n \cdot U_S}{U_I}\right) - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{n \cdot U_S}{U_I + n \cdot U_S} \quad (4.5)$$

$$I_{L\max} = \frac{I_S}{1-\delta} + \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta) = I_S \cdot \left(1 + \frac{n \cdot U_S}{U_I}\right) + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{n \cdot U_S}{U_I + n \cdot U_S} \quad (4.6)$$

Dacă  $I_S$  scade spre o valoare limită  $I_{SL}$ , curentul  $I_{L\min}$  devine 0 și convertorul se află la limita conducției neîntrerupte (figura 4.5a). Curentul de sarcină  $I_{SL}$  se determină din relația:

$$I_{SL} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta)^2 = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{U_I}{n \cdot U_S + U_I}\right)^2 \quad (4.7)$$

Când tensiunea de intrare variază de la  $U_{I\min}$  la  $U_{I\max}$ , factorul de umplere variază de la  $\delta_{\max}$  la  $\delta_{\min}$  în ideea menținerii constante a tensiunii de ieșire. Curentul  $I_{SL}$  atinge valoarea maximă când  $\delta = \delta_{\min}$ . Ca urmare relația (4.7) devine:

$$I_{SL} = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1-\delta_{\min})^2 = \frac{U_S \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \left(\frac{U_{I\max}}{n \cdot U_S + U_{I\max}}\right)^2 \quad (4.8)$$

#### 4.2.2. Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă  $I_S < I_{SL}$ , convertorul intră în regim de conducție întreruptă.

Panta pozitivă a curentului nu se schimbă, dar cea negativă devine mai abruptă cu descreșterea  $I_S$ , deoarece  $U_S$  crește (figura 4.5b).

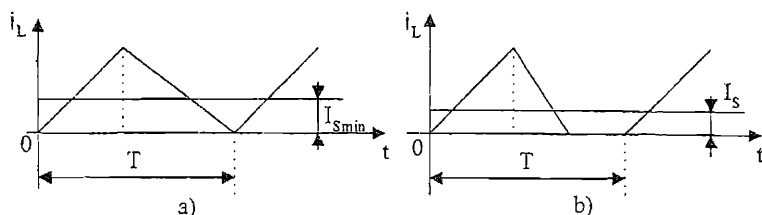


Fig. 4.5 Funcționarea în conducție întreruptă.

a)  $I_S = I_{SL}$ ; b)  $I_S < I_{SL}$ ;

Dacă se notează:

$$U_{II} = \frac{n \cdot U_S}{U_I} \quad (4.9)$$

$$I_N = \frac{n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \quad (4.10)$$

tensiunea de ieșire normală, respectiv curentul de sarcină normal pentru conducție întreruptă avem:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N} \quad (4.11)$$

Figura 4.6 reprezintă caracteristicile de ieșire; linia punctată reprezintă limita dintre cele două moduri de funcționare.

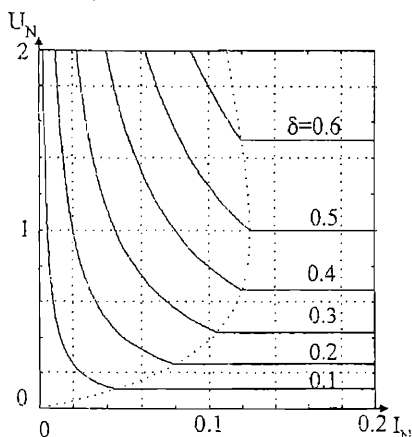


Fig. 4.6 Caracteristicile de ieșire.

### 4.2.3 Dimensionarea elementelor componente

#### Transformatorul $T_R$

Transformatorul nu lucrează ca unul obișnuit, ci combină funcțiile unui transformator cu cele ale unui șoc, ce are ca scop acumularea de energie.

Valoarea minimă a inductivității  $L$  a secundarului transformatorului  $T_R$ , necesară pentru evitarea regimului neîntrerupt se determină din relația :

$$L_{\min} = \frac{U_{\text{Imax}} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_{SL}} \cdot \delta_{\min} \cdot (1 - \delta_{\min}) = \left( \frac{U_S \cdot U_{\text{Imax}}}{n \cdot U_S + U_{\text{Imax}}} \right)^2 \cdot \frac{T}{2 \cdot P_{S\min}} \quad (4.12)$$

Ținând cont de relația (4.1) și de faptul că în regim de pornire, tensiunea de intrare maximă poate corespunde cu factorul de umplere maxim, raportul de transformare  $n$  este se obține din:

$$n = \frac{U_{\text{Imax}} \cdot \delta_{\max}}{U_S \cdot (1 - \delta_{\max})} \quad (4.13)$$

Volumul șocului este dat de expresia (vezi cap.10 și [2], [3]):

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{L\max} \cdot L}{B_{\max}^2} \quad (4.14)$$

$I_{L\max}$  este determinat de sarcină, iar  $\mu_e$  și  $B_{\max}$  (permeabilitatea efectivă și inducția maximă în șoc) depind de material.

Variația  $\Delta B$  este determinată de riplu  $I_{L\max} - I_{L\min}$ ;  $B_{\max}$  corespunde curentului  $I_{L\max}$ .

$$\Delta B = \frac{(I_{L\max} - I_{L\min}) \cdot B_{\max}}{I_{L\max}} \quad (4.15)$$

Asigurând un  $\Delta B$  mic, pierderile în fier se micșorează.

Numărul de spire din secundar se determină cu relația:

$$N_s = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (4.16)$$

unde:  $A_L$  este inductivitatea specifică.

### Tranzistorul T

Tranzistorul T trebuie să fie astfel ales, încât să suporte tensiunea  $U_{T\max}$  care poate să apară în timpul funcționării, precum și curentul maxim de colector. Curentul maxim prin tranzistor și tensiunea colector-emitor maximă sunt date de relațiile:

$$I_{T\max} = \frac{I_{L\max}}{n} = \frac{P_{S\max}}{n \cdot U_s} \cdot \left( \frac{n \cdot U_s + U_l}{U_{lm\ln}} \right) + \frac{U_{lm\ln} \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \frac{n \cdot U_s}{n \cdot U_s + U_{lm\ln}} \quad (4.17)$$

$$U_{T\max} = \frac{U_{lm\max}}{1 - \delta_{\min}} \quad (4.18)$$

### Dioda D

Valoarea medie a curentului prin diodă este chiar curentul de sarcină  $I_s$ , iar valoarea maximă a curentului și tensiunea inversă maximă sunt date de relațiile:

$$I_{D\max} = \frac{I_{T\max}}{n} \quad (4.19)$$

$$U_{D\max} = \frac{U_{lm\max}}{n} + U_s = \frac{U_{lm\max}}{n} + \frac{U_{lm\max}}{n} \cdot \frac{\delta}{1 - \delta} = \frac{U_{lm\max}}{n \cdot (1 - \delta_{\min})} \quad (4.20)$$

### Condensatorul de ieșire

Valoarea condensatorului este determinată de ripplul permis la ieșire și de răspunsul tranzitoriu dorit. De asemenea, trebuie să se verifice că valoarea efectivă a curentului prin condensator nu depășește valoarea permisă, dată în foile de catalog.

Curentul și tensiunea pe condensator sunt reprezentate în figura 4.2 (se neglijează rezistența echivalentă a condensatorului). Capacitatea necesară în funcție de valoarea impusă a ripplului  $\Delta U_s$  se poate calcula cu formula :

$$C = \frac{T \cdot I_{S \max}}{\Delta U_S} \cdot \frac{n \cdot U_S}{U_{in \min} + n \cdot U_S} \quad (4.21)$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este dată de relația[3]:

$$I_{Cef}^2 = \frac{I_S^2}{1 - \delta} \left[ \delta + \left( \frac{I_{SL}}{I_S \sqrt{3}} \right)^2 \right] \quad (4.22)$$

#### 4.2.4. Exemplu de proiectare

Se dă:

$$U_I = 48 + 80V;$$

$$U_S = 12V;$$

$$I_S = 2 + 25A;$$

$$\Delta U_S = 400mV;$$

$$T = 12,5\mu s;$$

Convertorul lucrează în modul neîntrerupt, ceea ce presupune că energia stocată în primar pe perioada de conducție, nu este complet transferată spre sarcină. Ca urmare, curentul prin primarul transformatorului are o formă trapezoidală.

Relațiile ce descriu funcționarea convertorului au fost determinate în condiții ideale, considerându-se căderile de tensiune pe elementele comutatoare ca fiind nule. Pentru a obține rezultate cât mai apropiate de realitate, trebuie să fie luate în calcul și căderile de tensiune ce apar pe tranzistorul comutator ( $U_{CEsat}$ ), rezistența ohmică a primarului transformatorului ( $U_{Rpp}$ ). Tensiunea de intrare  $U_I$  se înlocuiește cu valoarea  $U_I^*$  dată de relația:

$$U_I^* = U_I - U_{CEsat} - U_{Rpp} \quad (4.23)$$

În ce privește tensiunea de ieșire trebuie de asemenea ținut seama de căderile de tensiune pe diodă ( $U_F$ ) și de căderea de tensiune pe rezistența de pierderi a secundarului ( $U_{Rps}$ ). Ca urmare tensiunea de ieșire  $U_S$  se înlocuiește cu valoarea:

$$U_S^* = U_S + U_F + U_{Rps} \quad (4.24)$$

Ținând cont de relațiile (4.23) și (4.24) rezultă:

$$U_{in \min}^* = 48V - 1V - 0,2V = 46,8V$$

$$U_{in \max}^* = 80V - 1V - 0,2V = 78,8V$$

$$U_S^* = 12V + 0,7V + 0,2V = 12,9V$$

#### Transformatorul

Se admite o tensiune maximă pe tranzistor de 125V. Din relația (4.18) rezultă:

$$\delta_{\min} = 1 - \frac{U_{in \max}}{U_{T \max}} = 1 - \frac{78,8V}{125V} = 0,36;$$

Conform relației (4.13) raportul de transformare este:

$$n = \frac{78,8V \cdot 0,36}{12,9V \cdot (1 - 0,36)} = 3,4$$

Inductivitatea secundarului calculată cu relația (4.12) va fi:

$$L_{s,\min} = \left( \frac{12,9V \cdot 78,8V}{3,4 \cdot 12,9V + 78,8V} \right)^2 \cdot \frac{12,5\mu s}{2 \cdot 24W} = 17,8\mu H$$

Factorul de umplere maxim este:

$$\delta_{\max} = \frac{3,4 \cdot 12,9V}{46,8V + 3,4 \cdot 12,9V} = 0,48$$

Curentul maxim prin secundar va fi :

$$I_{L,\max} = 25A \cdot \left( 1 + \frac{3,4 \cdot 12,9V}{46,8V} \right) + \frac{46,8V \cdot 12,5\mu s}{2 \cdot 17,8\mu H} \cdot \frac{3,4 \cdot 12,9V}{3,4 \cdot 12,9V + 46,8V} = 56,3A$$

Volumul miezului de ferită calculat cu relația (4.14) în ipoteză că  $\mu_c = 50$  este:

$$V_e = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 50 \cdot \frac{(56,3A)^2 \cdot 17,8\mu H}{(0,3T)^2} = 39568mm^3$$

Se alege din catalog [9] miezul EC70 pentru care  $A_L = 140nH / sp^2$  în ideea că se practică un întrefier de aproximativ 3mm.

Ca urmare numărul de spire din secundarul transformatorului rezultă imediat:

$$N_s = \sqrt{\frac{17,8\mu H}{140nH / sp^2}} = 11 \text{ spire}$$

iar numărul de spire din primar va fi:

$$N_p = N_s \cdot n = 11 \cdot 3,4 = 37 \text{ spire}$$

## Tranzistorul

Tensiunea ce trebuie susținută de tranzistor trebuie să fie mai mare de 125V iar curentul prin acesta va fi:

$$I_{T,\max} \geq \frac{I_{L,\max}}{n} = 16,5A$$

## Dioda

Valoarea medie a curentului prin diodă este: 25A;

Curentul maxim transportat de dioda este 56,3A iar tensiunea suportată de aceasta este:

$$U_{D,\max} \geq \frac{78,8V}{3,4 \cdot (1 - 0,36)} = 36,2V$$

## Condensatorul de ieșire

Datorită curentului mare de ieșire, cea mai importantă caracteristică a condensatorului de ieșire este rezistența sa  $R_C$ . Riplul tensiunii de ieșire este de fapt dat de valoarea acestei rezistențe. Ca urmare trebuie să fie îndeplinită condiția:

$$R_C \leq \frac{\Delta U_s}{I_{L,\max}} = \frac{0,4V}{56,8A} = 7m\Omega$$

### 4.3. Conversor cc-cc cu transfer direct (forward)

Schema de principiu a convertorului este prezentată în figura 4.7.

Din schemă, se observă că sunt necesare două componente inductive: transformatorul  $T_R$  pentru izolație galvanică și bobina  $L$  pentru stocarea energiei. Conversorul forward este foarte asemănător cu convertorul coborâtor din care de altfel este derivat. Pe durata de conducție a tranzistorului  $T$ , curentul de magnetizare crește liniar, stocându-se astfel energie în miezul transformatorului. Când tranzistorul se blochează, trebuie asigurată o cale pentru scurgerea curentului de magnetizare, altfel apar vârfuri de tensiune ce pot distruge tranzistorul  $T$ . Există mai multe soluții pentru această problemă. Una din cele mai utilizate constă în includerea unei înfășurări suplimentare ca în figura 4.7.

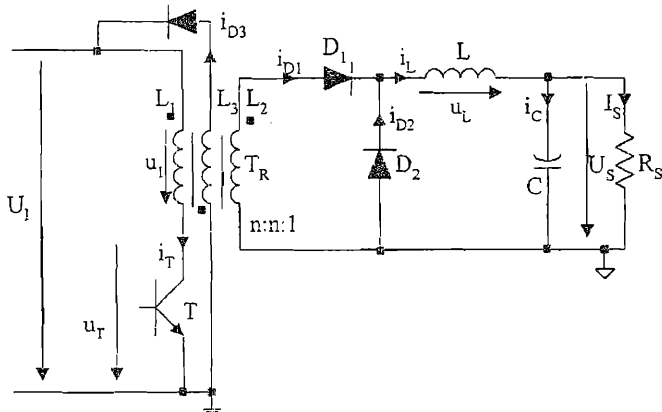


Fig. 4.7 Schema convertorului forward.

Cât timp tranzistorul  $T$  conduce, dioda  $D_1$  fiind polarizată direct este de asemenea în conducție, energia absorbită din sursă de intrare  $U_1$  fiind astfel transferată spre ieșire. La blocarea tranzistorului  $T$ , tensiunile pe înfășurările transformatorului își schimbă polaritatea, astfel încât dioda  $D_1$  se blochează. Pe baza energiei acumulate în bobina  $L$ ,  $D_2$  se deschide asigurându-se o cale pentru curentul din bobină.

$D_3$  cu cea de-a treia înfășurare, asigură demagnetizarea transformatorului. Îndată ce  $T$  este blocat, curentul de magnetizare este transferat în înfășurarea 3 și energia acumulată este transferată spre intrare.

Această înfășurare trebuie să fie strâns cuplată cu înfășurarea primară pentru a elimina vârfurile de tensiune ce apar când tranzistorul se blochează.

Astfel tensiunea maximă suportată de tranzistor, se limitează la o valoare dublă față de tensiunea de intrare (când numărul de spire a înfășurării 1 este egal cu numărul de spire al înfășurării 3), dar factorul de umplere al tensiunii de comandă se limitează la o valoare ce nu poate depăși 0,5 pentru a preveni saturația miezului (vezi și fig.4.8).

Vom analiza și acum funcționarea în regim staționar. În acest regim, vom distinge tot două moduri de funcționare:

a) conducție neîntreruptă (fig.4.9a);



b) conducție întreruptă (fig. 4.9b).

### 4.3.1 Funcționarea în conducție neîntreruptă.

În conducție neîntreruptă curentul prin bobina de șoc  $L$ , nu atinge valoarea zero pe durata de comutație  $T$ . Formele de undă corespunzătoare sunt prezentate în figura 4.8.

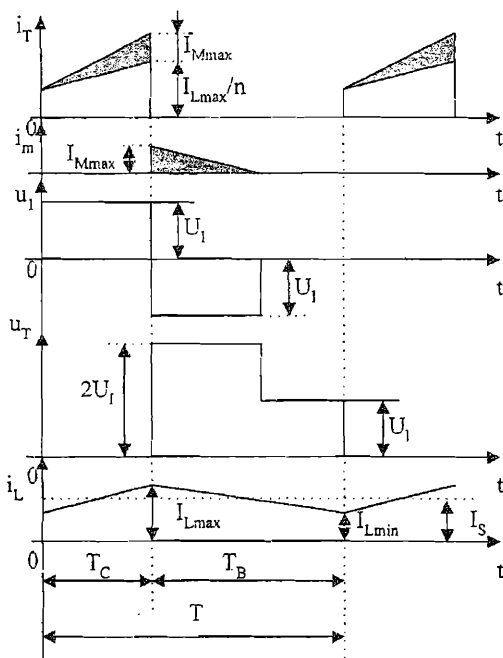


Fig. 4.8 Formele de undă.

Pe durata de conducție a tranzistorului ( $T_C$ ) tensiunea pe bobina  $L$  este constantă, fiind dată de relația (fig. 4.8):

$$U_L = \frac{U_1}{n} - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \quad (4.25)$$

iar în perioada de blocare ( $T_B$ ) de relația:

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \quad (4.26)$$

Deoarece în regim staționar valoarea medie a tensiunii pe bobina este zero, rezultă:

$$\left( \frac{U_1}{n} - U_S \right) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \quad (4.27)$$

de unde:

$$U_s = \frac{1}{n} \cdot \frac{T_c}{T} \cdot U_I = \frac{1}{n} \cdot \delta \cdot U_I \quad (4.28)$$

unde:

$T = T_B + T_C$  este perioada de comutație;

$n$  - raportul de transformare primar/secundar;

$\delta = \frac{T_c}{T}$  - factorul de umplere.

Deoarece, în regim staționar, valoarea medie a curentului prin condensator este zero, curentul de sarcină este egal cu valoarea medie a curentului prin bobina  $L$ . Ca urmare, putem scrie:

$$I_s = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (4.29)$$

Din relația (4.26) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{U_s}{L} \cdot T_B = \frac{U_s \cdot T}{L} \cdot (1 - \delta) = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) = \Delta I_L \quad (4.30)$$

Din (4.29) și (4.30) se obține:

$$I_{L\min} = I_s - \frac{\Delta I_L}{2} = I_s - \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_s - \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \quad (4.31)$$

$$I_{L\max} = I_s + \frac{\Delta I_L}{2} = I_s + \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = I_s + \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \quad (4.32)$$

Se observă că în regim neîntrerupt, tensiunea de ieșire nu depinde de curentul de sarcină. Din relațiile (4.25) și (4.26) rezultă de asemenea că panta pozitivă, respectiv negativă ale curentului nu sunt afectate de valoarea  $I_s$ . Vom avea aceleași riplu al curentului atât în bobină cât și în condensatorul de ieșire, forma curentului prin bobină deplasându-se în sus și în jos după cum  $I_s$  crește sau scade (fig.4.9).

Dacă curentul de sarcină scade spre o valoare limită  $I_{SL}$ , convertorul se află la granița dintre conducția neîntreruptă și conducția întreruptă. În acest caz  $I_{L\min}=0$ , iar valoarea  $I_{SL}$  se determină din relația (4.31):

$$I_{SL} = \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta) = \frac{U_I \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - \delta) \quad (4.33)$$

Dacă tensiunea de intrare variază între  $U_{I\min}$ , respectiv  $U_{I\max}$  factorul de umplere  $\delta$ , trebuie de asemenea să varieze între  $\delta_{\max}$  și  $\delta_{\min}$  pentru a se menține constantă tensiunea de ieșire. Se poate demonstra că, curentul  $I_{SL}$  atinge valoarea maximă când  $\delta = \delta_{\min}$  respectiv  $U_I = U_{I\max}$ . Ca urmare relația (4.33) devine:

$$I_{SL\max} = \frac{U_s \cdot T}{2 \cdot L} \cdot (1 - \delta_{\min}) = \frac{U_{I\max} \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta_{\min} \cdot (1 - \delta_{\min}) \quad (4.34)$$

### 4.3.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă  $I_s < I_{SL}$  intrăm în zona conducției întrerupte (fig.4.9b).

În ipoteza că pierderile din circuit sunt neglijabile se poate scrie:

$$P_I = P_S \quad (4.35)$$

unde:

$P_I$  este puterea absorbită de convertor, iar  $P_S$  puterea livrată sarcinii.

Relația (4.35) se poate scrie și sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \quad (4.36)$$

unde:  $I_I$  este valoarea medie a curentului absorbit de convertor, valoare egală cu valoarea medie a curentului prin tranzistor.

Dacă curentul de magnetizare, este suficient de mic încât se poate neglija, atunci din figura (4.10) se deduce imediat:

$$I_I = \frac{I_{T\max} \cdot T_C}{2 \cdot L} \quad (4.37)$$

Dar:

$$I_{T\max} = \frac{\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_C}{n \cdot L} \quad (4.38)$$

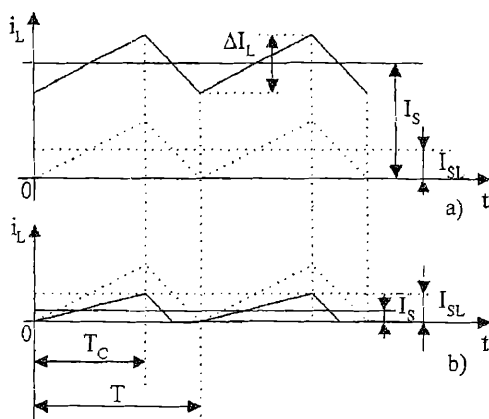


Fig. 4.9 Curentul prin bobină :

- a) conducție neîntreruptă;
- b) conducție întreruptă.

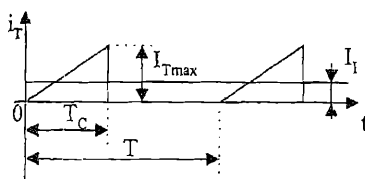


Fig. 4.10 Curentul prin tranzistor în conducție întreruptă.

Revenind la relația (4.37) rezultă:

$$I_I = \frac{\delta^2 \cdot T \cdot (U_I - n \cdot U_S)}{2 \cdot n^2 \cdot L} \quad (4.39)$$

După substituirea curentului  $I_1$  în relația (4.36) se obține:

$$U_N = \frac{\delta^2}{2 \cdot I_N + \delta^2} \quad (4.40)$$

unde:

$$U_N = \frac{n \cdot U_S}{U_I} \quad (4.41)$$

$$I_N = \frac{n \cdot I_S \cdot L}{U_I \cdot T} \quad (4.42)$$

sunt tensiunea de ieșire normală, respectiv curentul de sarcină normal.

Fig. 4.11 reprezintă caracteristicile de ieșire ale convertorului pentru cele două moduri de funcționare delimitate de linia punctată.

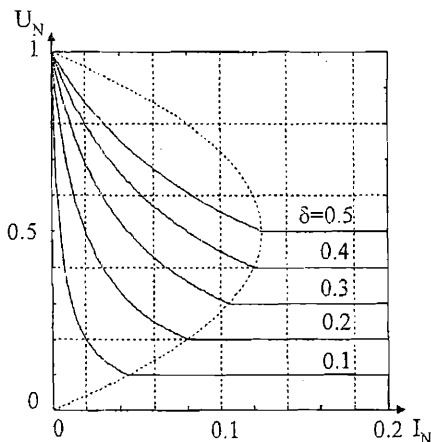


Fig. 4.11 Caracteristicile de ieșire.

### 4.3.3 Dimensionarea elementelor componente

#### Bobina L

Calculul inductivității  $L$  se poate face utilizând relațiile deduse la studii convertorului cc-cc coborât. În cele ce urmează vom prezenta însă, o altă metodă.

Din relația (4.33) rezultă:

$$L = \frac{U_I \cdot (1 - \delta) \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_{SL}} \quad (4.43)$$

Notând:

$$I_S = \xi \cdot I_{SL} \quad (4.44)$$

și ținând cont de (4.34) pentru cazul cel mai nefavorabil, relația (4.43) devine:

$$L_{min} = \xi \cdot \frac{U_{max} \cdot (1 - \delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_S} \quad (4.45)$$

Dacă  $\xi$  crește,  $I_{SL}$  scade, ceea ce determină scăderea pierderilor în miezul

magnetic, dar cresc pierderile în înfășurări și timpul de răspuns în regim tranzitoriu. Ca un compromis se alege  $\xi \approx 10 \div 15$ .

Volumul miezului de ferită necesar, se determină cu relația:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{L_{\max}}^2 \cdot L}{B_{\max}^2} \quad (4.46)$$

unde:

$B_{\max}$  reprezintă inducția maximă;

$\mu_0$  -permeabilitatea vidului  $4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m}$  ;

$\mu_e$  -permeabilitatea efectivă.

Numărul de spire necesar se calculează din relația(vezi cap.9 și 10):

$$N = \sqrt{\frac{L \cdot l_e}{\mu_0 \cdot \mu_e \cdot A_e}} \quad (4.47)$$

unde:

$l_e$  -reprezintă lungimea efectivă a miezului și

$A_e$  -aria efectivă a miezului.

### Transformatorul

Dacă raportul dintre inductivitatea primarului  $L_1$  și inductivitatea  $L$  reflectată în primar este  $\lambda$ , se poate scrie:

$$L_1 = \lambda \cdot n^2 \cdot L \quad (4.48)$$

Pentru a avea curent de magnetizare suficient de mic în raport cu curentul din bobina  $L$  reflectat în primar (usual 10%), pentru  $\lambda$  se alege o valoare cuprinsă între 2 și 6.

Volumul de miez necesar se determină cu relația:

$$V_{eT} = \mu_0 \cdot \mu_o \cdot \frac{I_{M_{\max}}^2 \cdot L_1}{B_{\max}^2} \quad (4.49)$$

unde:

$I_{M_{\max}} = \frac{n \cdot U_s \cdot T}{L_1}$  reprezintă valoarea maximă a curentului de magnetizare;

$\mu_o$ -permeabilatea de amplitudine [10].

Conform legii lui Faraday se poate scrie:

$$U_f = N_1 \cdot \frac{d\Phi_f}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} = N_1 \cdot A_e \cdot \frac{B_{\max}}{T_c} \quad (4.50)$$

unde:

$N_1$ -reprezintă numărul de spire din primar;

$\Phi_f$ — fluxul fascicular;

$A_e$ - aria efectivă a miezului transformatorului;

$B_{\max}$ - inducția magnetică maximă.

Ținând cont de (4.50), pentru situația cea mai nefavorabilă (când tensiunea de intrare și factorul de umplere au valori maxime, situație întâlnită în regim tranzitoriu) numărul de spire al înfășurării primare se obține din relația:

$$N_1 = \frac{U_{\text{lm ax}} \cdot \delta_{\text{max}} \cdot T}{A_e \cdot B_{\text{max}}} \quad (4.51)$$

Din relația (4.28) se poate determina raportul de transformare al transformatorului:

$$n = \frac{\delta_{\text{max}} \cdot U_{\text{lm ax}}}{U_S} \quad (4.52)$$

### Tranzistorul

După cum s-a arătat  $U_{T\text{max}}$  atinge valoarea maximă  $2 \cdot U_{\text{lm ax}}$ . Se alege un tranzistor având  $U_{T\text{max}} \geq 2,2 U_{\text{lm ax}}$ .

Din analiza figurii 4.8 se deduce:

$$I_{T\text{max}} = \frac{I_{L\text{max}}}{n} + I_{M\text{max}} = \frac{I_{L\text{max}}}{n} + \frac{n \cdot U_S \cdot T}{L_1} \quad (4.53)$$

Luând în considerare relațiile (4.28), (4.44) și (4.48), relația (4.53) devine:

$$I_{T\text{max}} = \frac{I_S}{n} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\xi} + \frac{2}{\lambda \cdot \xi \cdot (1 - \delta_{\text{min}})} \right) \quad (4.54)$$

Dacă  $\xi = 15$  și  $\lambda = 2$  se obține:

$$I_{T\text{max}} = 1.16 \cdot \frac{I_S}{n} \quad (4.55)$$

### Diodele

Dioda  $D_3$  asigură demagnetizarea transformatorului. Trebuie să îndeplinească condițiile:

$$U_{D\text{max}} \geq 2 \cdot U_{\text{lm ax}} \quad (4.56)$$

$$I_{D\text{max}} \geq I_{M\text{max}} \quad (4.57)$$

Tensiunea inversă maximă pentru diodele  $D_1, D_2$  este:

$$U_{D\text{max}} = \frac{U_{\text{lm ax}}}{n} = \frac{U_S}{\delta_{\text{min}}} \quad (4.58)$$

Curentul maxim suportat de diodele  $D_1, D_2$  este dat de relația:

$$I_{D\text{max}} = I_{L\text{max}} = I_{S\text{max}} + I_{SL} = I_{S\text{max}} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\xi} \right) \quad (4.59)$$

Pentru  $\xi=15$  rezultă:

$$I_D = 1.07 \cdot I_{S\text{max}} \quad (4.60)$$

### Condensatorul de ieșire C

În ipoteza că se neglijează elementele parazite ale condensatorului (rezistența echivalentă serie și inductanța echivalentă serie) formulele de undă ale curentului și ripul tensiunii sunt figurate în figura 4.12.

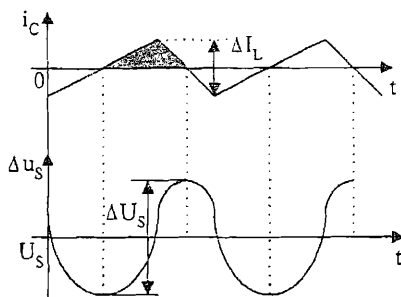


Fig. 4.12 Curentul și tensiunea pe condensator.

Cantitatea de sarcină acumulată în condensator este (suprafața hașurată):

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_S = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{8} \cdot \Delta I_L \cdot T \quad (4.61)$$

de unde:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{8 \cdot \Delta U_S} \quad (4.62)$$

Ținând cont de relația (4.30) rezultă:

$$C = \frac{U_{\max} \cdot (1 - \delta_{\min}) \cdot \delta_{\min} \cdot T^2}{8 \cdot n \cdot L \cdot \Delta U_C} \quad (4.63)$$

La alegerea condensatorului, trebuie să ținem seama de asemenea, de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul.

Expresia acestuia este [3]:

$$I_{Cef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int i_C^2 dt} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = \frac{I_S}{\xi \cdot \sqrt{3}} = 0.04 \cdot I_S \quad (4.64)$$

#### 4.3.4.Exemplu de proiectare

Se dă:

$$\begin{aligned} P_S &= 300W; \\ U_{\min} &= 140V; \\ U_S &= 5V; \\ I_S &= 60A; \\ T &= 25\mu s; \end{aligned}$$

În ipoteza că alimentarea convertorului se face de la tensiunea alternativă de 220V și admitând o variație a acesteia cu +10%, respectiv -15% se deduce:

$$U_{\max} + 2 \cdot U_F = 220V \cdot \sqrt{2} \cdot 1,1 = 341,2V$$

unde:  $U_F = 0,7V$  și reprezintă căderea de tensiune pe o diodă din redresorul în punte ce alimentează convertorul. Ca urmare:

$$U_{\max} \approx 340V$$

Admițând un riplu al tensiunii redresate de 50V și ținând cont și de faptul că tensiunea poate scădea cu 15% rezultă:

$$U_{\min} + 2 \cdot U_F = 220V \cdot \sqrt{2} \cdot 0,85 - 50V = 213V$$

Se poate considera:

$$U_{\min} \equiv 210V$$

Dacă se ține cont de căderea de tensiune pe dioda  $D_1$  ( $U_{F1}$ ) și pe rezistența serie echivalentă a inductorului  $L$  ( $R_p$ ), tensiunea de ieșire  $U_S$  se înlocuiește cu:

$$U_S^* = U_S + U_{F1} + U_{Rp} = 5V + 0,5V + 0,2V = 5,7V$$

Factorul de umplere minim se calculează cu relația:

$$\delta_{\min} = \delta_{\max} \cdot \frac{U_{\min}}{U_{\max}} = 0,45 \cdot \frac{210V}{340V} = 0,28$$

S-a ținut seama de relația (4.28) și de faptul că  $\delta_{\max} = 0,45$ ;

Conform relației (4.52) raportul de transformare al transformatorului  $T_R$  va fi:

$$n = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\delta_{\max} \cdot U_{\max}}{U_S^*} = \frac{0,45 \cdot 340}{5,7} = 26,8;$$

În proiectul respectiv s-a considerat:  $N_1 = N_3$ ;

### **Bobina L**

Conform relației (4.45) inductivitatea bobinei rezultă:

$$L_{\min} = \xi \cdot \frac{U_{\max}(1 - \delta_{\min}) \cdot \delta_{\min} \cdot T}{2 \cdot n \cdot I_S} = 15 \cdot \frac{340V \cdot (1 - 0,28) \cdot 0,28 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 26,8 \cdot 60A} \cong 8\mu H$$

Curentul maxim prin bobină conform relației (4.32) este:

$$I_{L\max} = 60A + \frac{340 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 26,8 \cdot 8\mu H} \cdot 0,28 \cdot (1 - 0,28) = 60A + 4A \cong 64A$$

Volumul miezului de ferită necesar se calculează din relația (4.46) cu  $\mu_e = 50$ .  
Rezultă:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{L\max}^2 \cdot L}{B_{\max}^2} = 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \cdot 50 \cdot \frac{64,4^2 \cdot 8\mu H}{(0,2T)^2} \geq 52cm^3$$

### **Transformatorul $T_R$**

Conform relației (4.48), considerând  $\lambda = 3$  inductivitatea primarului va rezulta:

$$L_1 = 3 \cdot 26,8^2 \cdot 8\mu H = 17mH$$

Curentul de magnetizare maxim are valoarea:

$$I_{M\max} = \frac{n \cdot U_S^* \cdot T}{L_1} = \frac{26,8 \cdot 5,7V \cdot 25\mu s}{17mH} = 0,224A$$

Volumul de ferită necesar conform relației (4.49) rezultă:

$$V_{eT} = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{M\max}^2 \cdot L_1}{B_{\max}^2} = 4 \cdot 3,14 \cdot 10^{-7} \cdot 1500 \cdot \frac{(0,224A)^2 \cdot 17mH}{(0,2T)^2} \geq 40cm^3$$

Permeabilitatea de amplitudă  $\mu_n$  se consideră 1500.

Din foile de catalog [9] se alege miezul E55 având următoarele caracteristici:



$$V_e = 43700 \text{ cm}^3$$

$$l_e = 123 \text{ mm}$$

$$A_e = 354 \text{ mm}^2$$

$$A_{\text{min}} = 349 \text{ mm}^2$$

Numărul de spire din primar calculat cu relația (4.51) este:

$$N_1 = \frac{340V \cdot 0,45 \cdot 25 \mu s}{349 \text{ mm}^2 \cdot 0,2T} = 55 \text{ spire}$$

Numărul de spire din secundarul transformatorului este:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} = \frac{55}{26,8} \cong 2 \text{ spire}$$

Numărul de spire din înfășurarea auxiliară este egal cu numărul de spire din primar.

### Tranzistorul

Tensiunea susținută de tranzistor trebuie să fie:

$$U_{T\text{max}} \geq 2,2 \cdot 340 = 740V$$

iar curentul (4.53):

$$I_{V\text{max}} = \frac{64A}{26,8} + 0,224 = 2,6A$$

### Diodele

Dioda  $D_3$  trebuie să îndeplinească condițiile:

$$U_{D\text{max}3} \geq 2 \cdot 340V = 720V$$

$$I_{D\text{max}3} \geq 0,224A$$

Diodele  $D_1$  și  $D_2$  trebuie să îndeplinească condițiile:

$$U_{D\text{max}} \geq \frac{5,7V}{0,28} \cong 21V$$

$$I_{D\text{max}} \geq 64,2A$$

### Condensatorul C

Conform relației (4.63) valoarea condensatorului rezultă:

$$C = \frac{340V \cdot (1 - 0,28) \cdot 0,28 \cdot (25 \mu s)^2}{8 \cdot 26,8 \cdot 0,15V \cdot 8 \mu H} = 166 \mu F$$

Valoarea efectivă a curentului prin condensator este:

$$I_{Cef} = \frac{60A}{15 \cdot \sqrt{3}} \cong 2,3A$$

## 4.4 Convertor cc-cc în contratimp (push-pull)

Convertorul cc-cc în contratimp are schema prezentată în figura 4.13. Un convertor c.c.-c.c. în contratimp e alcătuit din două comutatoare active care funcționează

în antifază; prima secvență tranzistorul  $T_1$  deschis și  $T_2$  închis implică conducția diodei  $D_2$  și blocarea diodei  $D_1$ ; a doua secvență  $T_1$  închis și  $T_2$  deschis, presupune conducția diodei  $D_1$  și blocarea diodei  $D_2$ . Diodele  $D_1$  și  $D_2$  redresează tensiunea din secundarul transformatorului și energia este livrată o parte sarcinii  $R_s$ , iar o parte este stocată în bobina  $L$ .

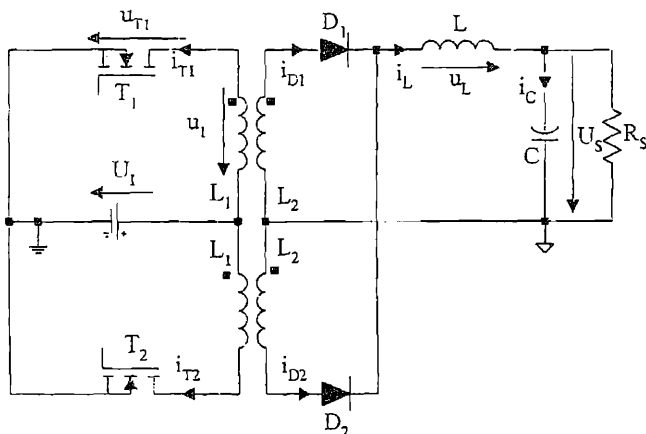


Fig. 4.13 Schema convertorului push-pull.

Pe durata intervalului când cele două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$  sunt blocate, secundarul transformatorului este scurtcircuitat de cele două diode  $D_1$  și  $D_2$  aflate ambele în stare de conducție pe baza energiei acumulate în bobina  $L$ .

Analiza funcționării se face pentru regim staționar, identificându-se două moduri de funcționare:

- conducție neîntreruptă;
- conducție întreruptă.

#### 4.4.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina  $L$  nu atinge valoarea zero pe durata unui ciclu. Formele de undă sunt prezentate în figura 4.14.

Pe durata de conducție a unui tranzistor ( $T_C$ ) tensiunea pe bobină este constantă fiind dată de relația:

$$U_L = \frac{U_I}{n} - U_S = L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_C} = L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_C} \quad (4.65)$$

- iar pe durata de blocare ( $T_B$ ) de relația:

$$U_L = -U_S = -L \cdot \frac{\Delta I_L}{T_B} = -L \cdot \frac{I_{L\max} - I_{L\min}}{T_B} \quad (4.66)$$

Deoarece în regim staționar valoarea medie a tensiunii pe bobina  $L$  este zero se poate scrie:

$$\left( \frac{U_I}{n} - U_S \right) \cdot T_C = U_S \cdot T_B \quad (4.67)$$

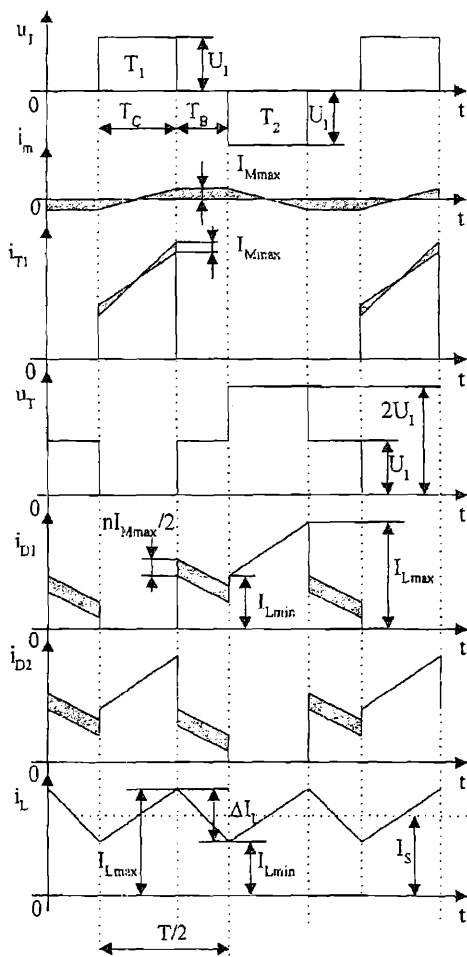


Fig. 4.14 Formele de undă.

de unde rezultă:

$$U_S = \frac{U_I}{n} \cdot \frac{T_C}{T_C + T_B} = \frac{U_I}{n} \cdot 2 \cdot \delta \quad (4.68)$$

unde:

$$T_C + T_B = \frac{T}{2},$$

$$\delta = \frac{T_C}{T} \text{ -factorul de umplere;}$$

n-raportul de transformare primar/ secundar.

Pentru a evita conducția simultană a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ , se impune condiția

$$\delta_{\max} \leq 0,5.$$

Deoarece, în regim staționar, valoarea medie a curentului prin condensator este zero, curentul de sarcină va fi egal cu valoarea medie a curentului prin bobină. Putem scrie:

$$I_S = \frac{I_{L\max} + I_{L\min}}{2} \quad (4.69)$$

unde:  $I_S$  este curentul de sarcină.

Din relația (4.65) și (4.68) rezultă:

$$I_{L\max} - I_{L\min} = \frac{\frac{U_L}{n} - U_S}{L} \cdot T_C = \frac{U_L \cdot T}{n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) = \Delta I_L \quad (4.70)$$

Tinând cont de (4.69) și (4.70) obținem:

$$I_{L\min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_L \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \quad (4.71)$$

$$I_{L\max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_L \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \quad (4.72)$$

Pe durata conducerii unui tranzistor, curentul de magnetizare crește liniar de la  $-\frac{\delta \cdot U_L \cdot T}{2 \cdot L_1}$  la  $+\frac{\delta \cdot U_L \cdot T}{2 \cdot L_1}$ . Când acesta se blochează, curentul de magnetizare este

forțat să circule prin diodele  $D_1$  și  $D_2$  (partea hașurată din formele de undă ale curenților  $i_{D1}$  și  $i_{D2}$ ). Astfel, curentul de sarcină și curentul de magnetizare se adună într-o diodă și se scad în cealaltă. Pentru a determina curenții în diode, scriem legea conservării fluxului magnetic. Considerăm momentul (0-), momentul dinaintea blocării tranzistorului  $T_1$ . La momentul (0-) conduce tranzistorul  $T_1$  și dioda  $D_2$ , iar după blocare, la momentul (0+) ambele tranzistoare fiind blocate, conduc diodele  $D_1$  și  $D_2$ .

În cele două situații se poate scrie:

$$\begin{aligned} \phi_{L2}(0-) &= L_2 \cdot i_{L2} - M_{12} \cdot i_{T1} \\ \phi_{L2}(0+) &= L_2 \cdot i_{D2} - M_{22} \cdot i_{D1} \end{aligned} \quad (4.73)$$

unde:

$M_{12}$  este inductivitatea mutuală între  $L_1$  și  $L_2$ .

$M_{22}$  este inductivitatea mutuală între  $L_2$  și  $L_2$ .

Din egalitatea  $\phi(0-) = \phi(0+)$  rezultă:

$$i_{D1} - i_{D2} = i_L - \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} \cdot i_{T1} = i_L - \frac{N_1}{N_2} \cdot i_{T1} \quad (4.74)$$

S-a ținut cont de faptul că în cazul cuplajului perfect au loc relațiile:  $M_{12} = \sqrt{L_1 \cdot L_2}$ ,

$M_{22} = \sqrt{L_2 \cdot L_2}$  și  $\sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{N_1}{N_2}$ . Pe de altă parte, fluxul în bucla care conține tranzistorul

$T_1$  are valoarea:

$$\phi_{L1}(0-) = L_1 \cdot i_{T1} - M_{21} \cdot i_L \quad (4.75)$$

Ținând cont de definiția *curentului de magnetizare*  $e$  (acel curent care străbătând numai spirele primarului produce o solenație egală cu solenația rezultată într-un regim oarecare) relația (4.75) se mai poate scrie:

$$\phi_{L1}(0-) = L_1 \cdot i_m \quad (4.76)$$

Din egalitatea relațiilor (4.75) și (4.76) după câteva calcule simple rezultă:

$$i_m = i_{T1} - \frac{N_2}{N_1} \cdot i_L \quad (4.78)$$

de unde:

$$i_{T1} = i_m + \frac{N_2}{N_1} \cdot i_L \quad (4.79)$$

Conform relației (4.79) curentul printr-un tranzistor va fi egal cu suma dintre curentul de magnetizare și curentul din secundar reflectat în primar.

Din relațiile (4.74) și (4.79) avem:

$$i_{D1} - i_{D2} = -\frac{N_1}{N_2} \cdot i_m = -n \cdot i_m \quad (4.80)$$

Pe de altă parte:

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L \quad (4.81)$$

Din relațiile (4.80) și (4.81) se va obține:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} + \frac{n \cdot i_m}{2} \quad (4.82)$$

$$i_{D2} = \frac{i_L}{2} - \frac{n \cdot i_m}{2} \quad (4.83)$$

Dacă curentul de sarcină scade sub o anumită limită  $I_{SL}$  curentul prin diode este insuficient să poată transporta și curentul de magnetizare (de sens opus). Prin urmare apare fenomenul de conducție întreruptă. Putem scrie:

$$i_{D2} = 0 \quad (4.84)$$

condiție echivalentă cu (vezi și figura 4.14):

$$I_{L \min} = n \cdot I_{M \max} \quad (4.85)$$

Considerând  $L_2 = \lambda \cdot L$  unde  $\lambda = 4 \div 8$  rezultă  $L_1 = n^2 \cdot \lambda \cdot L$  respectiv:

$$I_{M \max} = \frac{U_I \cdot T_C}{L_1 \cdot 2} = \frac{U_I \cdot \delta \cdot T}{2 \cdot n^2 \cdot \lambda \cdot L} \quad (4.86)$$

Din relațiile (4.71) și (4.85) și (4.86) se obține:

$$I_{SL} = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta}{2} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta \right) \quad (4.87)$$

Când  $U_I$  variază între  $U_{I \min}$ , respectiv  $U_{I \max}$  pentru a menține tensiunea de ieșire constantă factorul de umplere trebuie să varieze între  $\delta_{\max}$  și  $\delta_{\min}$ . În această situație  $I_{SL}$

atinge valoarea maximă, când  $\delta = \delta_{\min}$  adică,  $U_I = U_{I\max}$ . Relația (4.87) devine:

$$I_{SL\max} = \frac{U_{I\max} \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta_{\min}}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{\min}\right) \quad (4.88)$$

#### 4.4.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă curentul de sarcină  $I_S < I_{SL}$ , convertorul intră în regim de conducție întreruptă.

Formele de undă pentru curentul de intrare și curentul de ieșire ce descriu conducția întreruptă, când neglijăm curentul de magnetizare sunt prezentate în figura 4.15 :

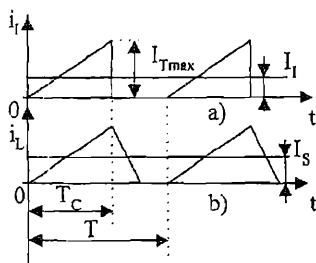


Fig. 4.15 a) curentul de intrare;  
b) curentul prin bobina L.

În ipoteza unui randament  $\eta = 1$  se poate scrie relația:

$$P_i = P_s \quad (4.89)$$

unde:

$P_i$  este puterea absorbită de convertor, iar  $P_s$  reprezintă puterea debitată în sarcină. Relația (4.89) se mai poate scrie sub forma:

$$U_I \cdot I_I = U_S \cdot I_S \quad (4.90)$$

unde:  $I_I$  este valoarea medie a curentului absorbit de convertor

În ideea neglijării curentului de magnetizare, conform figurii 4.15, rezultă:

$$I_I = \frac{I_{T\max} \cdot T_c}{T} \quad (4.91)$$

Dar:

$$I_{T\max} = \frac{\left(\frac{U_I}{n} - U_S\right) \cdot T_c}{n \cdot L} \quad (4.92)$$

Revenind la relația (4.91) se obține:

$$I_I = \frac{(U_I - n \cdot U_S)}{n^2 \cdot L} \cdot \delta^2 \quad (4.93)$$

Notând cu:

$$U_N = \frac{n \cdot U_s}{U_I} \quad (4.94)$$

$$I_N = \frac{n \cdot I_s \cdot L}{U_I \cdot T}$$

tensiunea de ieșire normală și curentul de sarcină normal după câteva calcule simple rezultă:

$$U_N = \frac{\delta^2}{I_N + \delta^2} \quad (4.95)$$

Caracteristicile de ieșire ale convertorului pentru  $\lambda \gg 1$  sunt prezentate în figura 4.16. Linia punctată, delimitează zona de conducție neîntreruptă de zona de conducție întreruptă.

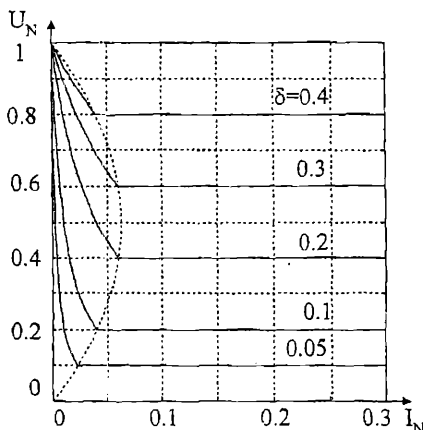


Fig. 4.16 Caracteristicile de ieșire.

#### 4.4.3 Dimensionarea elementelor componente

##### Bobina L

Din relația (4.88), inductivitatea minimă a bobinei L, necesară pentru evitarea conducției întrerupte, pentru o valoare dată a curentului  $I_{SL}$  se calculează cu relația

$$L = \frac{U_{lmax} \cdot T}{n \cdot I_{SL}} \cdot \frac{\delta_{min}}{2} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min} \right) \quad (4.96)$$

iar volumul miezului de ferită necesar la realizarea bobinei se calculează cu formula:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{Lmax}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \quad (4.97)$$

unde :

$B_{max}$  – reprezintă inducția maximă;

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m};$$

$\mu_e$  - permeabilitatea relativă efectivă.

### Transformatorul

Convertoarele flyback și forward utilizează doar jumătate din curba B-H. Deoarece în convertoarele push-pull este utilizată toată curba de magnetizare, ne-am aștepta ca volumul de miez să fie înjumătățit. Nu se întâmplă așa din următoarele motive:

- crește curentul de magnetizare la curent mic de sarcină;
- magnetizare asimetrică datorită, de exemplu, timpilor de conducție inegali ai tranzistoarelor.

De aceea, dacă nu se ia nici o măsură pentru a reduce asimetria, variației curentului de magnetizare de la  $-I_{M\max}$  la  $+I_{M\max}$  ar trebui să-i corespundă în calcule valori ale inducției cuprinse între  $-B_{\max}/2$  și  $+B_{\max}/2$  pentru sursele mai performante, lucru ce determină mărirea volumului miezului de două ori.

În alte cazuri mai puțin pretențioase se pot alege valori cuprinse între  $\pm B_{\max}/2$  și  $\pm B_{\max}$ .

Dacă valoarea inducției corespunzătoare curentului de magnetizare  $I_{M\max}$  este  $B_{\max}/2$ , volumul miezului transformatorului va fi:

$$V_{CT} = 4 \cdot \mu_0 \cdot \mu_a \cdot \frac{I_{M\max}^2 \cdot L_l}{B_{\max}^2} \quad (4.98)$$

unde:

$\mu_a$  - reprezintă permeabilitatea de amplitudine;

Pomind de la relația (4.68), raportul de transformare se determină din:

$$n = \frac{U_{\text{în}} \cdot 2 \cdot \delta_{\max}}{U_s} \quad (4.99)$$

Conform legii lui Faraday avem:

$$U_l = N_l \cdot \frac{d\phi_l}{dt} = N_l \cdot A_e \cdot \frac{dB}{dt} = N_l \cdot A_e \cdot \frac{B_{\max}}{2 \cdot T_c} \quad (4.100)$$

unde:

$A_e$  - aria efectivă a miezului (dată în foile de catalog);

$\phi_l$  - fluxul fascicular;

$N_l$  - numărul de spire în primar.

Din relația (4.100) pentru cazul cel mai nefavorabil, numărul de spire din primar se poate calcula cu relația:

$$N_l = \frac{2 \cdot U_{\text{în}} \cdot \delta_{\max} \cdot T}{B_{\max} \cdot A_e} \quad (4.101)$$

Numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (4.102)$$



**Observație:**

*Datorită creșterii curentului de magnetizare la sarcini mici, raportul  $L_2/L = \lambda$  trebuie să fie ales oricum mai mare decât în cazul convertorului forward ( $\lambda = 4 \div 8$ ).*

**Tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$**

Valoarea curentului maxim rezultă din ecuațiile (4.68), (4.72) și (4.86) :

$$I_{T_{\max}} = \frac{I_{L_{\max}}}{n} + \frac{nU_s T}{4L_1} \quad (4.103)$$

Când un tranzistor este deschis, tensiunea pe celălalt tranzistor este suma tensiunilor pe ambele înfășurări primare, deci  $2U_1$ . Când ambele comutatoare sunt blocate, căderea de tensiune pe fiecare tranzistor este aproximativ  $U_1$ . Deci:

$$U_{T_{\max}} = 2 \cdot U_{1\max} \quad (4.104)$$

**Diodele  $D_1, D_2$**

Curentul maxim prin diode și tensiunea maximă sunt date de relațiile:

$$I_{D_{\max}} = I_{L_{\max}} \quad (4.105)$$

$$U_{D_{\max}} = \frac{U_1}{n} + U_s \quad (4.106)$$

**Condensatorul de ieșire C**

În ipoteza că se neglijează elementele parazite ale condensatorului (rezistența echivalentă serie și inductanța echivalentă serie) formele de undă ale curentului și ripul tensiunii sunt prezentate în figura 4.17.

Cantitatea de sarcină acumulată în condensator este (suprafața hașurată din figura 4.17):

$$\Delta Q = C \cdot \Delta U_s = \frac{1}{2} \cdot \frac{T}{4} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} = \frac{1}{16} \cdot \Delta I_L \cdot T \quad (4.107)$$

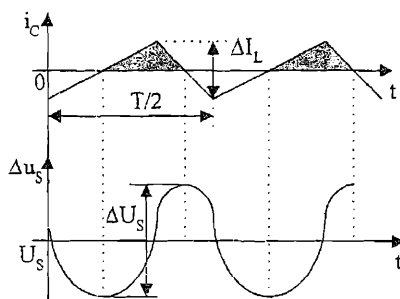


Fig. 4.17 Curentul și tensiunea pe condensator.

de unde:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{16 \cdot \Delta U_S} \quad (4.108)$$

Ținând cont de relația (4.70) rezultă

$$C = \frac{U_{in\max} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{\min}) \cdot \delta_{\min} \cdot T^2}{8 \cdot n \cdot \Delta U_C} \quad (4.109)$$

La alegerea condensatorului trebuie să ținem seama, de asemenea, de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul. Expresia acestuia este:

$$I_{Cef} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = 0.6 \cdot I_{SL} \quad (4.110)$$

#### 4.4.4. Exemplu de proiectare

Se dă:

$$U_{imin} = 220V;$$

$$U_{imax} = 340V;$$

$$U_S = 12V$$

$$I_{Smax} = 15A$$

$$I_{Smin} = 1,5A$$

Dacă se ține cont de căderea de tensiune pe dioda  $D_1$  ( $U_{F1}$ ) și pe rezistența serie echivalentă a inductorului  $L$  ( $R_p$ ), tensiunea de ieșire  $U_S$  se înlocuiește cu:

$$U_S^* = U_S + U_{F1} + U_{Rp} = 12V + 0,5V + 0,2V = 13V$$

Pornind de la relația (4.99) raportul de transformare  $n$  rezultă:

$$n = \frac{220V \cdot 2 \cdot 0,4}{13V} = 13,5$$

Factorul de umplere minim se calculează cu relația (4.68):

$$\delta_{\min} = \frac{n \cdot U_S^*}{2 \cdot U_{in\max}} = \frac{13,5 \cdot 13V}{2 \cdot 340V} = 0,25$$

#### Bobina $L$

Considerând  $\lambda = 4$  inductivitatea  $L$  are valoarea (4.96):

$$L = \frac{340V \cdot 25\mu s}{13,5 \cdot 1,5A} \cdot \frac{0,25}{2} \cdot \left(1 + \frac{1}{4} - 2 \cdot 0,25\right) = 39\mu H$$

Curentul maxim prin bobină este (4.72):

$$I_{L\max} = I_S + \frac{U_{in\max} \cdot T}{2 \cdot n \cdot L} \cdot \delta_{\min} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{\min}) = 15A + \frac{340 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 13,5 \cdot 39\mu H} \cdot 0,25 \cdot (1 - 2 \cdot 0,25) = 16,4$$

#### Transformatorul $T_R$

Inductivitatea  $L_1$  a primarului transformatorului este:

$$L_1 = 13,5^2 \cdot 4 \cdot 39\mu H = 28,5mH$$

Curentul de magnetizare în cazul cel mai defavorabil, regim tranzitoriu este:

$$I_{M \max} = \frac{340V \cdot 0,45 \cdot 25\mu s}{2 \cdot 13,5^2 \cdot 4 \cdot 28,5mH} = 0,15A$$

Volumul miezului de ferită al transformatorului:

$$V_{CT} \geq 4 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot \frac{H}{m} \cdot 1000 \cdot \frac{(0,15A)^2 \cdot 28,5mH}{(0,3T)^2} = 35796mm^3$$

Din foile de catalog [11] se alege miezul de ferită EC70 având:

$$V_e = 40100mm^3;$$

$$A_e = 279mm^2;$$

$$l_e = 144mm;$$

Conform relației (4.101) numărul de spire din primar :

$$N_1 = \frac{2 \cdot 340V \cdot 0,4 \cdot 25\mu s}{0,3T \cdot 279mm^2} = 81$$

iar numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{81}{13,5} = 6spire$$

### Tranzistoarele T<sub>1</sub> și T<sub>2</sub>

Curentul maxim prin tranzistor conform (4.103):

$$I_{T \max} = \frac{16A}{13,5} + \frac{13,5 \cdot 12V \cdot 25\mu s}{4 \cdot 28,5mH} = 1,3A$$

Dacă se ține seama și de tensiunile parazite ce apar datorită inductivităților de scăpări tranzistoarele trebuie să suporte tensiuni mai mari decât cele date de relația (4.104). Se poate considera:

$$U_{T \max} \geq 1,2 \cdot 2 \cdot U_{im \max} = 816V$$

### Diodele D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>

Curentul maxim prin diode este:

$$I_{D \max} \geq 16A$$

$$U_{D \max} \geq \frac{340}{13,5} + 13V = 38,18V$$

### Condensatorul de ieșire

Variația curentului prin inductorul L se obține din relația (4.70):

$$\Delta I_L = \frac{340V \cdot 25\mu s}{13,5 \cdot 39\mu H} \cdot 0,25 \cdot (1 - 2 \cdot 0,25) = 2A$$

Conform relație (4.108) capacitatea condensatorului este:

$$C \geq \frac{2A \cdot 25\mu s}{16 \cdot 0,1V} = 31\mu F$$

Alegând din catalog, cea mai mică valoare pentru seria semiprofesională este 470μF care are o rezistență echivalentă serie de 0,51Ω. Riplu rezultat pe această

rezistență este:

$$\Delta U_s = R_C \cdot \Delta I_L = 1V$$

cea ce nu este convenabil. Ca urmare riplu ce apare pe capacitate, este dat de căderea de tensiune pe rezistența echivalentă serie  $R_C$  care trebuie să fie:

$$R_C \leq \frac{\Delta U_s}{\Delta I_L} = \frac{0,1V}{2A} = 0,05\Omega$$

#### 4.5. Convertor cc-cc semipunte (half bridge)

Configurația semipunte este o topologie preferată în sursele alimentate direct de la rețea, în special datorită faptului că tensiunea suportată de tranzistoarele comutatoare se reduce mult față de cazul topologiei push-pull.

Convertorul cc-cc în semipunte are o ramură alcătuită din tranzistoarele  $T_1$  și  $T_2$ , iar pe cealaltă ramură două condensatoare  $C_1$  și  $C_2$  conform figurii 4.18.

Datorită acestui aranjament, tensiunea aplicată în primarul transformatorului va fi jumătate din tensiunea de alimentare  $U_i$ .

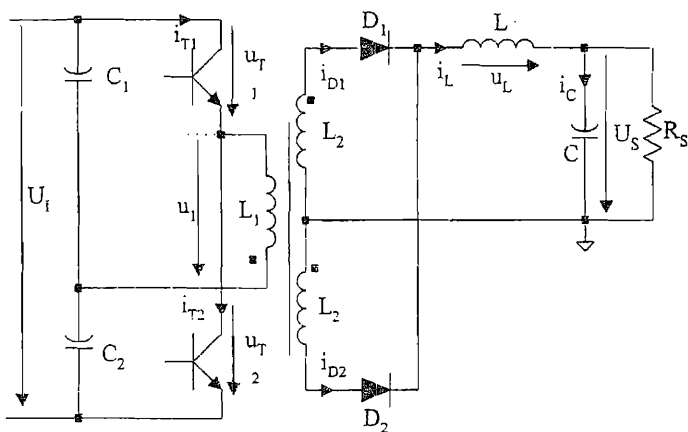


Fig. 4.18 Schema convertorului în semipunte.

Vom analiza și acum funcționarea în regim staționar pentru două moduri de funcționare:

- conducție neîntreruptă;
- conducție întreruptă.

##### 4.5.1. Funcționarea în conducție neîntreruptă

În acest mod de funcționare curentul prin bobina  $L$  nu atinge valoare zero pe durata unui ciclu. Formele de undă sunt prezentate în figura 4.19.

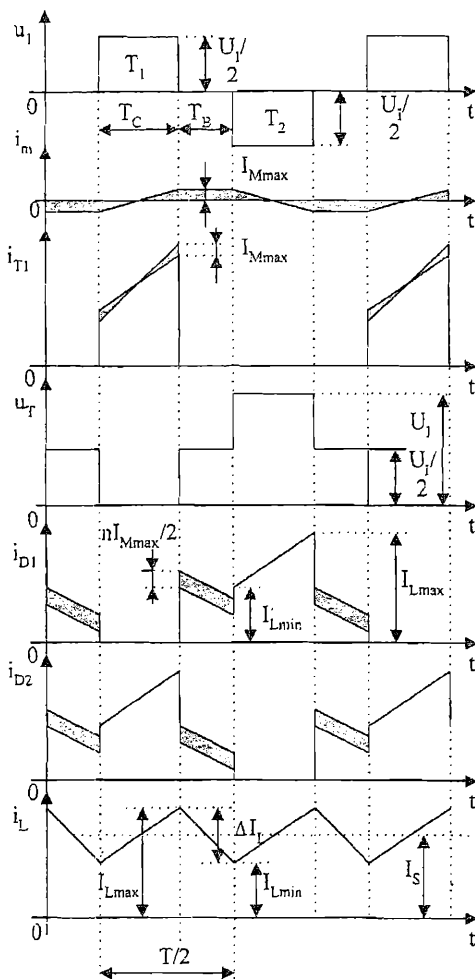


Fig. 19 Forme de undă.

Funcționarea convertorului semipunte fiind foarte asemănătoare cu a convertorului "push-pull", nu vom demonstra toate relațiile ce descriu funcționarea acestuia. Majoritatea relațiilor matematice ce descriu funcționarea convertorului semipunte se obțin din cele deduse la convertorul "push-pull" înlocuind tensiunea  $U_I$  cu  $U_I/2$ . Tensiunea de ieșire în regim staționar neîntrerupt este dată de relația:

$$U_s = \frac{U_I}{2 \cdot n} \cdot \frac{T_c}{T_c + T_B} = \frac{U_I}{n} \cdot \delta \quad (4.111)$$

unde:

$$T_C + T_B = \frac{T}{2},$$

$$\delta = \frac{T_C}{T} - \text{factorul de umplere};$$

$n$ -raportul de transformare primar/ secundar.

Pentru a evita conducția simultană a tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$  se impune condiția

$\delta_{\max} \leq 0,5$ . Valorile minimă respectiv maximă a curentului prin bobina  $L$  se obțin din relațiile:

$$I_{L \min} = I_S - \frac{\Delta I_L}{2} = I_S - \frac{U_I \cdot T}{4 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \quad (4.112)$$

$$I_{L \max} = I_S + \frac{\Delta I_L}{2} = I_S + \frac{U_I \cdot T}{4 \cdot n \cdot L} \cdot \delta \cdot (1 - 2 \cdot \delta) \quad (4.113)$$

Curenții prin cele două diode  $D_1$  și  $D_2$  după blocarea tranzistorului  $T_1$  sunt obținuți cu relațiile:

$$i_{D1} = \frac{i_L}{2} + \frac{n \cdot i_m}{2} \quad (4.114)$$

$$i_{D2} = \frac{i_L}{2} - \frac{n \cdot i_m}{2} \quad (4.115)$$

Dacă curentul de sarcină scade sub o anumită limită  $I_{SL}$ , curentul prin diode este insuficient să poată transporta și curentul de magnetizare (de sens opus). Prin urmare apare fenomenul de conducție întreruptă. Putem scrie:

$$i_{D2} = 0 \quad (4.116)$$

condiție echivalentă cu (vezi și figura 4.19):

$$I_{L \min} = n \cdot I_{M \max} \quad (4.117)$$

unde:

$I_{M \max}$  este curentul de magnetizare maxim.

Considerând  $L_2 = \lambda \cdot L$  ( $\lambda = 4 \div 8$ ) rezultă  $L_1 = n^2 \cdot \lambda \cdot L$  respectiv:

$$I_{M \max} = \frac{U_I}{L_1} \cdot \frac{T_C}{4} = \frac{U_I \cdot \delta \cdot T}{4 \cdot n^2 \cdot \lambda \cdot L} \quad (4.118)$$

Din relațiile (4.112), (4.117) și (4.118) se obține:

$$I_{SL} = \frac{U_I \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta}{4} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta \right) \quad (4.119)$$

Când  $U_I$  variază între  $U_{I \min}$  respectiv  $U_{I \max}$  pentru a menține tensiunea de ieșire constantă factorul de umplere trebuie să varieze între  $\delta_{\max}$  și  $\delta_{\min}$ . În această situație  $I_{SL}$  atinge valoarea maximă, când  $\delta = \delta_{\min}$  adică  $U_I = U_{I \max}$ . Relația (4.119) devine:

$$I_{SL \max} = \frac{U_{I \max} \cdot T}{n \cdot L} \cdot \frac{\delta_{\min}}{4} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{\min} \right) \quad (4.120)$$

#### 4.5.2 Funcționarea în conducție întreruptă

Dacă curentul de sarcină  $I_S < I_{SL}$ , convertorul intră în regim de conducție întreruptă. Pentru acest regim avem relația:

$$U_N = \frac{\delta^2}{I_N + \delta^2} \quad (4.121)$$

unde am notat cu:

$$U_N = \frac{2 \cdot n \cdot U_s}{U_I} \quad (4.122)$$

$$I_N = \frac{2 \cdot n \cdot I_s \cdot L}{U_I \cdot T}$$

tensiunea de ieșire normală și curentul de sarcină normal.

Caracteristicile de ieșire ale convertorului pentru  $\lambda \gg 1$  sunt prezentate în figura 4.20. Linia punctată delimitează zona de conducție neîntreruptă de zona de conducție întreruptă.

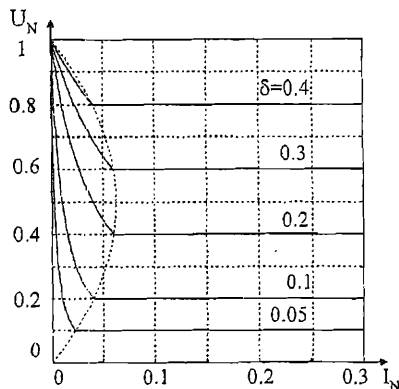


Fig. 4.20 Caracteristicile de ieșire.

#### 4.5.3 Dimensionarea elementelor componente

##### Bobina L

Din relația (4.119), inductivitatea minimă a bobinei L, necesară pentru evitarea conducției întrerupte, pentru o valoare dată a curentului  $I_{SL}$ , se calculează cu relația:

$$L = \frac{U_{Imax} \cdot T}{n \cdot I_{SL}} \cdot \frac{\delta_{min}}{2} \cdot \left( 1 + \frac{1}{\lambda} - 2 \cdot \delta_{min} \right) \quad (4.123)$$

iar volumul miezului de ferită necesar la realizarea bobinei se calculează cu formula:

$$V_e = \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{I_{Lmax}^2 \cdot L}{B_{max}^2} \quad (4.124)$$

unde:

$B_{max}$  – reprezintă inducția maximă admisă în miez;

$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  H/m;

$\mu_e$  – permeabilitatea relativă efectivă.

### Transformatorul $T_R$

Considerând valoarea inducției corespunzătoare curentului de magnetizare  $I_{Mmax}$  ca fiind  $B_{max}/2$ , volumul miezului transformatorului este dat de relația:

$$V_{CT} = 4 \cdot \mu_v \cdot \mu_a \cdot \frac{I_{Mmax}^2 \cdot L_l}{B_{max}^2} \quad (4.125)$$

unde:

$\mu_a$ -reprezintă permeabilitatea de amplitudine;

Pornind de la relația (4.114), raportul de transformare se determină din:

$$n = \frac{U_{lmin} \cdot \delta_{max}}{U_s} \quad (4.126)$$

Pentru cazul cel mai nefavorabil, numărul de spire din primar se poate calcula cu relația:

$$N_1 = \frac{2 \cdot U_{lmax} \cdot \delta_{max} \cdot T}{B_{max} \cdot A_e} \quad (4.127)$$

Numărul de spire din secundar rezultă imediat:

$$N_2 = \frac{N_1}{n} \quad (4.128)$$

### Tranzistoarele $T_1$ și $T_2$

Valoarea maximă a curentului prin tranzistoare rezultă din ecuațiile (4.110), (4.113) și (4.118):

$$I_{Tmax} = \frac{I_{Lmax}}{n} + \frac{n \cdot U_s \cdot T}{4 \cdot L_l} \quad (4.129)$$

Când un tranzistor este deschis, tensiunea pe celălalt tranzistor este  $U_l/2$ . Când ambele comutatoare sunt blocate, căderea de tensiune pe fiecare tranzistor este aproximativ  $U_l$ . Deci:

$$U_{Tmax} = U_l \quad (4.130)$$

### Diodele $D_1$ și $D_2$

Curentul maxim prin diode și tensiunea maximă sunt date de relațiile:

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} \quad (4.131)$$

$$U_{Dmax} = \frac{U_l}{n} \quad (4.132)$$

### Condensatorul de ieșire C

Valoarea capacității condensatorului se determină cu relația:

$$C = \frac{\Delta I_L \cdot T}{16 \cdot \Delta U_s} \quad (4.132)$$



unde :  $\Delta U_s$  reprezintă variația tensiunii de ieșire.

Ținând cont de relația (4.116) rezultă

$$C = \frac{U_{lmax} \cdot (1 - 2 \cdot \delta_{min}) \cdot \delta_{min} \cdot T^2}{16 \cdot n \cdot L \cdot \Delta U_s} \quad (4.134)$$

La alegerea condensatorului trebuie să ținem seama de asemenea de curentul efectiv maxim ce străbate condensatorul. Expresia acestuia este[3]:

$$I_{Cmax} = \sqrt{\frac{I}{T} \cdot \int i_C^2 \cdot dt} = \frac{I_{SL}}{\sqrt{3}} = 0.6 \cdot I_{SL} \quad (4.135)$$

## 4.6 Alte topologii de convertoare cc-cc cu izolare galvanică

### 4.6.1 Convertor flyback cu două tranzistoare

Convertorul flyback cu două tranzistoare este prezentat în figura 4.21. Cele două tranzistoare sunt deschise, respectiv blocate simultan. Avantajul acestei topologii față de topologia deja discutată, cu un singur tranzistor, constă în faptul că tensiunea susținută de fiecare tranzistor este jumătate din cea care trebuie susținută de tranzistorul din structura menționată. Mai mult, deoarece există o cale de curent prin cele două diode D1 și D2, nu mai trebuie conectate circuite "snubber" pentru disiparea energiei acumulate în inductivitățile de scăpări. Dezavantajul constă în numărul sporit de componente.

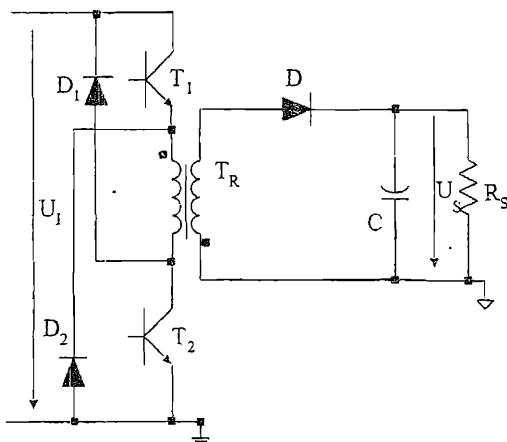


Fig. 4.21 Convertor flyback cu două tranzistoare.

4.6.2 Convertor forward cu două tranzistoare este prezentată în figura 4.22. Tranzistoarele T1 și T2 sunt comandate simultan. Tensiunea susținută de fiecare tranzistor va fi  $U_i$ .

### 4.6.3 Convertor cc-cc în punte

Convertorul semipunte are avantajul că solicitările la care sunt supuse tranzistoarele din punct de vedere al tensiunilor sunt reduse. În schimb, curentul prin

acestea este mai mare. Astfel, la puteri mari, disipația de putere în tranzistoare este mare și conexiunea în "semipunte" nu-și găsește aplicabilitatea. Dezavantajul este înlăturat dacă se folosește montajul "în punte" prezentat în figura 4.23. În această configurație conduc simultan câte două tranzistoare aflate pe laturi opuse (T1, T2 și

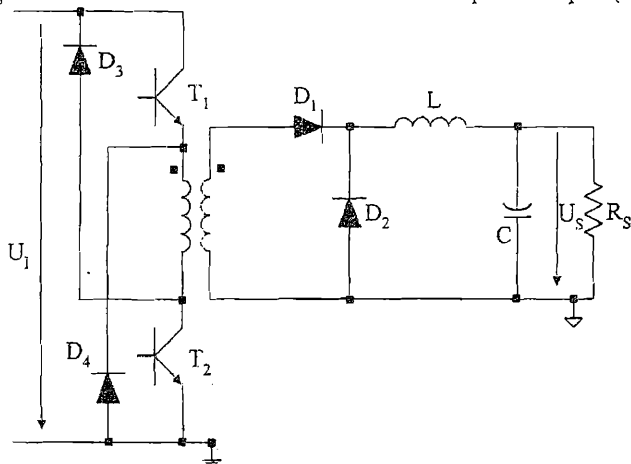


Fig. 4.22 Convertorul forward cu două tranzistoare.

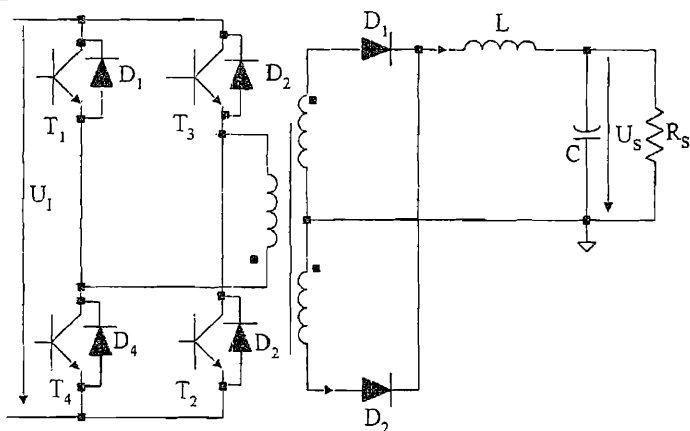


Fig. 4.23 Convertorul în punte.

T3, T4). Se poate demonstra că între tensiunea de intrare și tensiunea de ieșire pentru convertorul punte aflat în conducție neîntreruptă este:

$$U_s = \frac{2 \cdot U_i}{n} \cdot \delta \quad (4.136)$$

## Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare*-notiţe de curs, Cluj, 2001.
2. D. Petreuş, Ş. Lungu, *Surse în comutaţie- îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. \*\*\* *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. O. Kilgenstein, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
5. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
6. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
7. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
8. K. Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*, McGraw-Hill, Publishing Company, 1989.
9. Pressmann I. A.-*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
10. \*\*\* Philips, *Soft Ferrites*, Data Handbook, 1992.
11. \*\*\* Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
12. \*\*\* Philips, *Electrolytic Capacitors*, Data Handbook, 1999.

## SISTEME DE ALIMENTARE AUXILIARE

## 5.1 Introducere

De multe sunt necesare sisteme auxiliare de alimentare, în cadrul surselor principale, sisteme ce asigură energia necesară alimentării circuitelor de comandă și control. Adesea, aceste circuite trebuie să asigure și izolarea galvanică. Alegerea acestora trebuie făcută cu grijă, influențând în mod direct întreaga strategie de proiectare. Cel mai adesea, aceste surse auxiliare se realizează pe baza convertoarelor flyback autooscilante. Deoarece, în general puterea cerută acestor surse auxiliare este mică, se pot implementa topologii foarte simple și ieftine. În cele ce urmează se vor studia câteva structuri autooscilante, foarte utilizate, scoțându-se în evidență avantajele și dezavantajele fiecăruia.

## 5.2 Convertor flyback autooscilant

Convertorul flyback, lucrând în regim autooscilant este cel mai utilizat circuit pentru surse de putere mică.

Sistemul, are o eficiență scăzută, trebuind să se adapteze la dispersiile parametrilor tranzistorului comutator și unei variații mari a tensiunii de intrare. Schema de principiu este dată în figura 5.1.

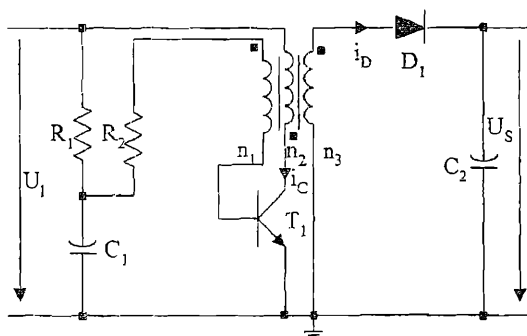


Fig. 5.1 Schema de principiu a convertorului.

În figura 5.2, sunt reprezentate formele de undă pentru două moduri de funcționare ce vor fi explicate în cele ce urmează.

Presupunem condensatorul  $C_1$ , încărcat inițial la o tensiune negativă. Curentul ce trece prin  $R_1$ , încarcă  $C_1$  la o tensiune ce tinde spre tensiunea de alimentare  $U_1$ . Când  $U_{C1}$  atinge aproximativ 0,5V (la momentul  $t_1$ ) un mic curent începe să curgă prin  $R_2$ , tranzistorul  $T_1$  se deschide, astfel că  $U_{CE}$  care inițial era aproximativ  $U_1$ , începe să scadă rapid, astfel încât, întreaga tensiune  $U_1$  cade pe înfășurarea (2) a transformatorului.

Reacția pozitivă realizată prin cuplajul dintre înfășurarea (2) și (1) acționează, ducând la saturarea rapidă a tranzistorului  $T_1$ . Valoarea de vârf a curentului de bază va fi:

$$i_{Bmax} \approx \frac{(U_I - U_{CEsat})}{R_2} \cdot \left( \frac{n_1}{n_2} \right) \quad (5.1)$$

unde:  $n_1, n_2$  reprezintă numărul de spire al înfășurărilor (1), respectiv (2).

Curentul prin  $T_1$  crește liniar conform relației:

$$\frac{di_C}{dt} = \frac{(U_I - U_{CEsat})}{L_2} \quad (5.2)$$

unde:  $L_2$  este inductivitatea înfășurării (2) a transformatorului.

Curentul de bază  $i_B$  va scădea exponențial cu o constantă de timp egală cu  $C_1 R_2$ . Acest proces continuă până când, curentul de bază nu mai poate susține tranzistorul în starea de saturație (momentul  $t_2$ ). În acest moment,  $T_1$  iese din starea de saturație,  $U_{CE}$  crește, tensiunea indusă în înfășurarea (1) scade și ca urmare reacția pozitivă acționează rapid făcând ca  $i_C$  să scadă spre zero.

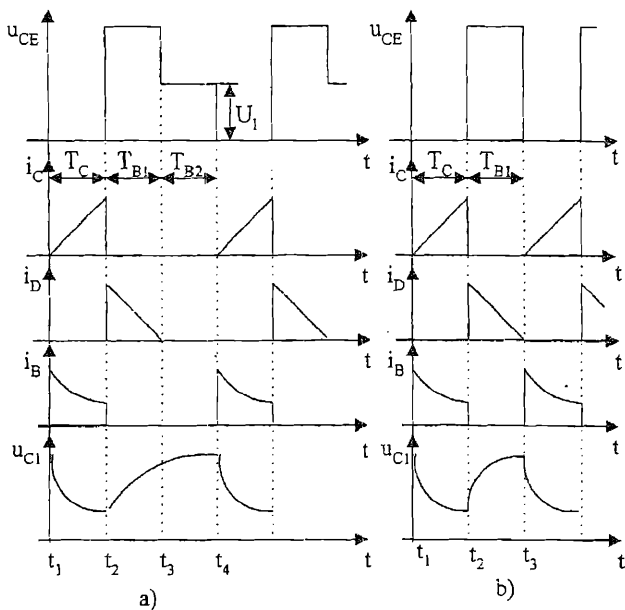


Fig. 5.2 Principalele forme de undă.

Energia stocată în perioada de conducție ( $T_C$ ) a tranzistorului  $T_1$  este  $\frac{L_2 \cdot I_{Cmax}^2}{2}$ .

Acestă energie, determină inversarea tensiunilor în înfășurările transformatorului, în momentul când tranzistorul se blochează, determinând deschiderea diodei  $D_1$  și evacuarea energiei acumulate spre sarcină (pe durata  $T_{B1}$ ). Curentul prin diodă descrește

liniar după legea :

$$\frac{di_D}{dt} = \frac{(U_S + U_{D1})}{L_3} \quad (5.3)$$

unde:  $L_3$  este inductivitatea înfășurării (3), iar  $U_{D1}$  căderea de tensiune pe dioda  $D_1$ .

Valoarea capacității  $C_2$  se presupune suficient de mare, astfel încât riplul tensiunii de ieșire este mic și valoarea medie a curentului  $i_D$  este egală cu valoarea curentului de sarcină ( $I_S$ ). Când  $i_D$  a căzut la zero, în momentul  $t_3$  (fig. 5.2a), căderea de tensiune suplimentară din colectorul tranzistorului  $T_1$ ,  $U_S(n_2/n_3)$ , se anulează. Dacă sistemul lucrează în modul (1), (fig. 5.2a) tranzistorul comutator  $T_1$  rămâne în starea de blocare un timp  $T_{B2}$ , până când tensiunea pe condensatorul  $C_1$  devine suficientă pentru a aduce tranzistorul  $T_1$  în stare de conducție (momentul  $t_4$ ).

Dacă condensatorul  $C_1$  este încărcat suficient de repede, astfel încât în momentul  $t_3$  tranzistorul să comute, sistemul lucrează în modul 2 (fig. 5.2b). Metoda de comandă prezentată are dezavantajul unor pierderi mari de putere. Când tranzistorul este adus în stare de conducție (momentul  $t_1$ ), curentul de bază este maxim, deci, mult mai mare decât ar fi necesar pentru a susține curentul de colector care este foarte mic. În schimb în momentul  $t_2$ , înaintea blocării tranzistorului, curentul de colector este maxim, iar cel de bază minim. Aceasta face ca  $U_{CEsat}$  să aibă o valoare mare în acest moment, ceea ce produce o mare disipație de putere. De asemenea, o putere suplimentară se pierde în circuitul de comandă al bazei.

$C_1$  este descărcat spre o valoare negativă de curentul de bază al tranzistorului  $T_1$ . Dacă timpul de conducție al tranzistorului, este aproximativ egal cu timpul de blocare, după cum se întâmplă în majoritatea cazurilor, atunci  $C_1$  trebuie încărcat la valoarea de start aproximativ în același timp. Curentul de încărcare, trebuie asigurat prin  $R_1$  direct de la sursa de alimentare  $U_1$ , determinând o pierdere considerabilă de putere.

Această metodă mai prezintă dezavantajul că, timpul de conducție al tranzistorului  $T_1$  depinde de factorul său de amplificare în curent ( $\beta$ ). Valoarea de vârf a curentului de colector, nu este astfel bine definită și pentru a menține tensiunea de ieșire constantă, frecvența de lucru trebuie să varieze în limite largi. Mai mult, dacă tensiunea de intrare se schimbă, atunci avem o schimbare proporțională a curentului de vârf.

Astfel, dacă tensiunea de intrare se dublează, atunci curentul de bază va fi de asemenea dublu, permițând susținerea unui curent de colector dublu la momentul  $t_2$ . De asemenea, viteza de creștere a curentului va fi de două ori mai mare. Deoarece curentul de colector se dublează, rezultă că, energia stocată crește aproximativ de patru ori, timpul de conducție ( $T_C$ ) rămânând același.

Mare parte a dezavantajelor întâlnite în această structură, pot fi eliminate prin utilizarea unei comenzi proporționale realizată cu un transformator de curent.

### 5.3 Convertor flyback autooscilant cu transformator de curent

Schema de principiu a convertorului flyback, cu transformator de curent, este prezentat în figura 5.3, iar formele de undă corespunzătoare în figura 5.4.

Pornirea oscilației sistemului, se asigură cu impulsuri de start aplicate în baza tranzistorului  $T$ , care este astfel adus în conducție. Primarul transformatorului de curent  $T_{r2}$ , având un număr mic de spire este străbătut de curentul de colector  $i_C$ . Secundarul

transformatorului  $T_{r2}$ , are un număr mare de spire  $n_2$  și alimentează baza tranzistorului  $T$  prin rezistența de mică valoare  $R_B$  cu un curent proporțional cu curentul de colector. Când acest curent, depășește o anumită valoare tradusă printr-o cădere de tensiune pe rezistența  $R_B$ , blocul de comandă acționează asupra unui comutator  $S$ , ce scurtcircuitează joncțiunea B-E a tranzistorului  $T$ .

Se face precizarea că blocarea tranzistorului  $T$  nu are loc instantaneu, ci într-un anumit interval de timp, necesar pentru evacuarea sarcinilor stocate în bază.

În acest interval curentul de bază este negativ, anulându-se odată cu epuizarea sarcinilor stocate în bază.

Când nu trece curent prin el comutatorul  $S$  se blochează.

Expresia curentului de bază furnizat de transformatorul de curent este dată mai jos:

$$i_B = i_C \cdot \left( \frac{n_1}{n_2} \right) \quad (5.4)$$

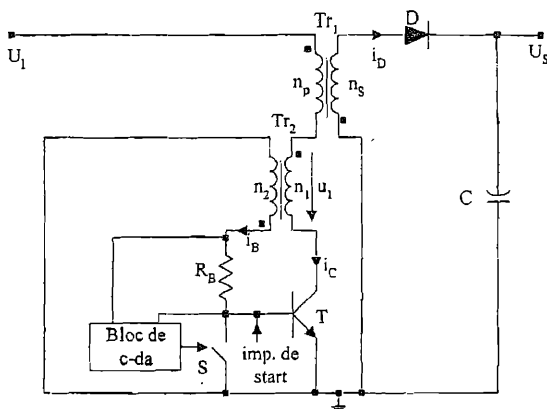


Fig. 5.3 Schema bloc a convertorului.

Deoarece căderea de tensiune pe primarul transformatorului de curent:

$$u_1 = (U_{BE} + i_B \cdot R_B) \cdot \left( \frac{n_1}{n_2} \right) \quad (5.5)$$

este mică în raport cu tensiunea de intrare, curentul prin primarul transformatorului  $T_{r1}$  variază liniar.

După cum se vede în figura 5.4 curentul de colector crește în intervalul  $t_1 - t_2$  până când căderea de tensiune pe  $R_B$  atinge valoarea

$$U_P = I_{E_{\max}} \cdot R_B \quad (5.6)$$

În acest moment tranzistorul  $T$  se blochează, iar energia stocată în transformatorul  $T_{r1}$  este evacuată spre sarcină prin dioda  $D$ .

Când toată energia stocată este evacuată, căderea de tensiune  $T_{r1}$  se anulează (în

momentul  $t_3$ ). Sistemul rămâne în stare de așteptare până când un nou impuls de start sosește (momentul  $t_4$ ).

Această metodă de comandă a tranzistorului T cu un curent de bază proporțional cu curentul de colector, ce este ilustrată aici, are câteva avantaje față de metoda simplă de comandă cu curent de bază constant.

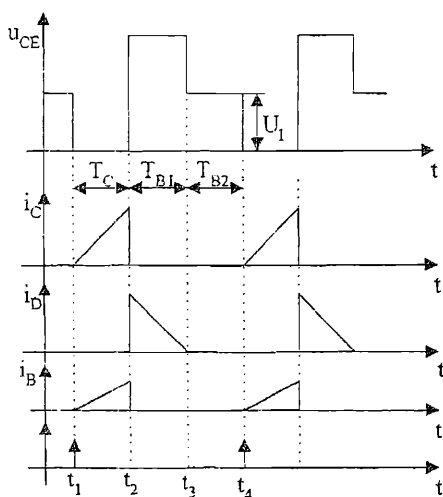


Fig. 5.4 Formele de undă ce ilustrează funcționarea convertorului

Cele mai semnificative sunt:

1) se asigură în baza tranzistorului T, curentul de care acesta are nevoie, pentru a se menține în saturație. De exemplu, dacă raportul  $n_2:n_1$  este 20:1 curentul de bază este întotdeauna  $(1/20)$   $i_C$  indiferent de valoarea  $i_C$ , astfel încât, tranzistorul T are  $U_{CEsat}$  de valoare mică pe întreaga durată de conducție.

2) deoarece, tensiunea de prag  $U_P$ , depinde de  $R_B$ , curentul  $I_{Cmax}$  este definit cu acuratețe și este independent de tensiunea de intrare:

$$I_{C_{kmax}} = \frac{U_P}{R_B} \cdot \left( \frac{n_2}{n_1} \right) \quad (5.7)$$

3) nu este nevoie de o sursă suplimentară pentru alimentarea circuitului de comandă. Energia pentru comanda bazei este extrasă din circuitul colectorului și nu este afectată de variațiile tensiunii de intrare.

Acest lucru determină evitarea pierderilor de putere ce apar la tensiuni mari de intrare, într-un circuit ce utilizează metoda de comandă convențională.

Puterea impulsurilor de pornire este foarte mică, deoarece sistemul se va agăța îndată ce T a intrat în conducție. De asemenea, puterea luată din colector este mică, deoarece, căderea de tensiune pe primarul transformatorului de curent este mică.



De exemplu, presupunând  $U_P=0,7V$ ,  $U_{BEsat} \approx 1,3V$  și  $n_2/n_1=1/20$  avem:

$$u_1 = (U_P + U_{BEsat}) \cdot \frac{n_1}{n_2} = (0,7 + 1,3) \cdot \frac{1}{20} = 0,1V \quad (5.8)$$

care este de ordinul  $U_{CEsat}$ .

Deoarece, curentul de colector maxim este constant, energia stocată în  $T_{r1}$  la sfârșitul unei perioadei este constantă.

Se poate scrie relația:

$$\frac{L_P \cdot I_{Cmax}^2}{2} = P_S \cdot T \quad (5.9)$$

unde:  $L_P$ ,  $P_S$  și  $T$  reprezintă inductivitatea primarului transformatorului  $T_{r1}$ , puterea absorbită de sarcină și perioada de comutație

Relația (5.9) reprezintă bilanțul energiilor pe durata unei perioade.

Tot din această relație, deoarece  $I_{Cmax}$  este constant, rezultă că pentru un sistem cu o tensiune stabilizată, lucrând la un curent de sarcină constant, frecvența va rămâne constantă indiferent de tensiunea de intrare.

Efectul creșterii tensiunii de intrare, va fi reducerea timpului necesar pentru atingerea  $I_{Cmax}$  (intervalul  $T_C$ ). Deoarece,  $T_{B1}$  rămâne constant fiind dat de relația:

$$T_{B1} = \frac{\frac{n_P}{n_S} \cdot I_{Cmax} \cdot L_{S1}}{U_S} \quad (5.10)$$

înseamnă că,  $T_{B2}$  va crește.  $L_{S1}$  reprezintă inductivitatea secundarului transformatorului  $T_{r1}$ .

Tensiunea de ieșire rămâne constantă pentru o sarcină fixă. Pentru a compensa pierderile din circuit la funcționare normală este necesară o reacție negativă ce va modifica frecvența impulsurilor de start și astfel frecvența de comutație a sistemului.

#### **Observație:**

*Pentru o sarcină variabilă, frecvența este variabilă.*

### **5.3.1 Exemplu de proiectare**

Se va proiecta un convertor cu trei ieșiri de tensiune continuă.

Se dă:

Tensiunea de intrare:

$$U_1 = 6 \div 18V;$$

Tensiunile de ieșire:

$$U_{S1} = +5V, I_{S1} = 200mA;$$

$$U_{S2} = +15V \text{ și } I_{S2} = 60mA;$$

$$U_{S3} = -15V \text{ și } I_{S3} = 60mA;$$

Frecvența de lucru maximă:

$$f = 33kHz \text{ respectiv } T = 30\mu s.$$

Puterea de ieșire totală va fi:

$$P_{\text{slor}} = 5V \cdot 200mA + 2 \cdot 15V \cdot 60mA = 2,8W$$

Admițând un randament de 75%, puterea de intrare va fi:

$$P_i = 2,8W \cdot \frac{100}{75} = 3,7W$$

Presupunem că, tensiunea la care  $T_{B2}$  devine 0 este 5V. Curentul de intrare, va fi maxim și va avea valoarea:

$$I_{\text{imax}} = \frac{3,7W}{5V} = 0,74A$$

Când sistemul funcționează cu 5V la intrare are loc relația:

$$T_C = T_{B1}$$

Se consideră tensiunea ce apare în primarul transformatorului când tranzistorul este blocat ca fiind:

$$U_{\text{Rev}} = \frac{U_{\text{imax}} + U_{\text{lim}}}{2} = \frac{18V + 6V}{2} = 12V$$

Când tensiunea de intrare este 5V are loc relația (vezi fig. 5.4):

$$\frac{T_C}{T_{B1}} = \frac{12}{5}$$

Pe de altă parte, ținând cont că la 5V:

$$T_{B2} = 0$$

rezultă:

$$T_C + T_{B1} = 30\mu s$$

Prin urmare:

$$T_{B1} = \frac{5}{17} \cdot 30\mu s = 8,8\mu s$$

S-a arătat că  $T_{B1}$  are o valoare constantă când curentul de sarcină este constant. Timpul de conducție al tranzistorului este:

$$T_C = \frac{12}{17} \cdot 30\mu s = 21,2\mu s$$

Curentul maxim prin tranzistor va fi:

$$I_{C\text{max}} = \frac{2 \cdot T}{T_C} \cdot I_i = \frac{2 \cdot 30\mu s}{21,2\mu s} \cdot 0,74A = 2,08A$$

Conform (5.7) această valoare rămâne constantă indiferent de valoarea tensiunii de intrare.

### Transformatorul $T_{r1}$

S-a arătat că, pentru tensiunea de intrare de 5V curentul de colector trebuie să crească de la 0 la 2,08A în 21,2μs. Acest parametru va determina valoarea inductivității  $L_p$  a primarului.

$$L_p = U_i \cdot \frac{T_C}{I_{C\text{max}}} = 5V \cdot \frac{21,2\mu s}{2,08A} = 51\mu H$$

## Transformatorul de curent $T_{r2}$

Dacă se utilizează drept tranzistor comutator, tranzistorul BDX36, din datele de catalog, se află că factorul de amplificare în curent  $\beta$  al acestuia, este cel puțin 30 pentru un curent de colector mai mic de 2A.

Condiția de menținere a unui tranzistor bipolar în stare de saturație este:

$$i_B > \frac{i_C}{\beta}$$

ca urmare, se alege pentru transformatorul de curent  $T_{r2}$  un factor de transformare 1:20, deci, are loc relația:

$$i_C = 20 \cdot i_B$$

În aceste condiții tranzistorul se va menține întotdeauna în stare de saturație. Pe de altă parte, transformatorul  $T_{r2}$ , trebuie astfel proiectat, încât să nu se satureze. Având în vedere, că valoarea de vârf a curentului de colector este de 2A, curentul maxim în baza tranzistorului este 100mA. Tranzistorul  $T$ , comută când tensiunea pe  $R_B$  este aproximativ 0,7V (tensiunea de prag) și prin urmare :

$$R_B = \frac{0,7V}{100mA} = 7\Omega$$

Dacă se ține cont și de căderea curentului de bază, datorită faptului că inductivitatea de magnetizare a transformatorului  $T_{r2}$  este finită, o valoare practică pentru  $R_B$  este de 10 $\Omega$ .

Se presupune, un curent de magnetizare, mic în comparație cu curentul total. Curentul prin primarul transformatorului  $T_{r2}$  crește liniar pe durata de conducție a tranzistorului  $T$  și, deoarece, curentul de magnetizare este mic variația curentului din secundarul transformatorului, poate fi considerată liniară. Tensiunea din secundarul transformatorului de curent va fi:

$$u_{s2} = U_{BE} + R_B \cdot i_B$$

Unde :

$U_{BE}$  reprezintă tensiunea B-E a tranzistorului  $T$ .

Deoarece  $U_{BE}$  este aproximativ constantă se deduc relațiile:

$$\begin{aligned} u_{s2}(0) &= U_{BE} \\ u_s(T_C) &= U_{BE} + \Delta U \end{aligned}$$

Deoarece, curentul variază liniar și tensiunea variază liniar. Într-o primă aproximație, se poate considera tensiunea din secundarul transformatorului de curent, ca fiind constantă egală cu:

$$U = U_{BE} + \frac{\Delta U}{2}$$

Ca urmare curentul de magnetizare maxim din secundar va avea valoarea:

$$I_{M' \max} = \frac{T_C}{L_{S2}} \cdot \left( U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} \right)$$

unde:

$L_{S2}$  reprezintă inductivitatea secundarului transformatorului de curent.

Din relația de mai sus se deduce:

$$L_{S2} = \frac{T_c}{I_{M \max}} \cdot \left( U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} \right)$$

Se consideră un curent de magnetizare, care reprezintă 20% din curentul din secundarul trenasformatorului.

$$\Delta U = R_B \cdot I_{B \max} = 10\Omega \cdot 100mA = 1V$$

$$U_{BE} + \frac{\Delta U}{2} = 1V + \frac{1}{2}V = 1,5V$$

În aceste condiții:

$$L_{S2} = \frac{1}{0,2 \cdot 0,1A} \cdot 1,5V \cdot 21,2\mu s = 1,6mH$$

Considerând un miez de ferită RM8[11], din foile de catalog se află  $A_L = 6300nH/sp^2$ . Numărul de spire din secundarul transformatorului va fi:

$$n_s = \sqrt{\frac{L_s}{A_L}} = 18sp$$

Se consideră în secundar 20 spire, deci în primar va fi necesară doar o spirală.

## 5.4 Convertor în contratimp autooscilant

Pentru realizarea conversiei c.c.-c.c. se realizează mai întâi o conversie c.c.-c.a. urmată de o redresare. Conversia c.c.-c.a. se realizează cu ajutorul unui invertor în contratimp cu tranzistoare. Aceste circuite funcționează fiabil și cu randament ridicat la puteri între 10W și 1KW și de aceea sunt larg răspândite.

### 5.4.1 Clasificare

După modul de conexiune al tranzistoarelor, invertoarele în contratimp se clasifică:

- invertoare în conexiunea bază comună (figura 5.5.a);
- invertoare în conexiunea colector comun (figura 5.5.b);
- invertoare în conexiunea emitor comun (figura 5.5.c).

La primele două, tranzistoarele comută mai repede, dar înfășurarea de reacție trebuie să furnizeze curent mare (a) sau tensiune mare (b). Randamentul cel mai ridicat îl asigură conexiunea emitor comun (c), motiv pentru care este cel mai des folosită.

După o altă clasificare invertoarele se împart în:

- invertoare cu miez saturat;
- invertoare cu miez nesaturat.

Primele au avantajul că asigură o stabilitate mai bună a frecvenței în funcție de sarcină, dar au dezavantajul că saturarea miezului determină pierderi mari, care pot fi micșorate doar dacă se utilizează miezuri cu ciclu de histerezis dreptunghiular CHD, care au însă dezavantajul că sunt scumpe.

## 5.4.2 Funcționare

### a) Invertoare cu miez saturat

Schema în EC conține două tranzistoare  $T_1$  și  $T_2$  și un transformator cu trei înfășurări: de colector  $n_1$ , de bază  $n_3$  și de ieșire  $n_2$  (figura 5.5.c). Înfășurarea de colector se numește "primar", iar cea de bază se numește "înfășurare de reacție".

Datorită nesimetriilor inerente ce apar la un moment dat, un tranzistor este deschis, iar celălalt este blocat. Reacția pozitivă va menține  $T_1$  în conducție și  $T_2$  blocat. Curentul prin tranzistor va crește la început aproape linear, iar pe măsură ce miezul se

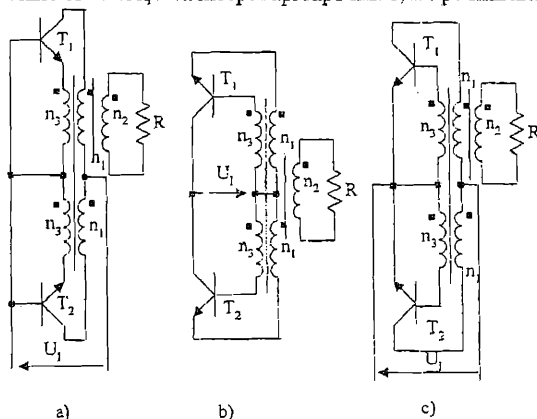


Fig. 5.5 Invertoare în contratimp în conexiune:

a) bază comună; b) colector comun; c) emitor comun

saturează crește rapid. Când miezul este saturat, viteza de variație a curentului va fi nulă:  $di_C/dt=0$  ceea ce face ca toate tensiunile din înfășurări să fie nule. Prin urmare tensiunea de reacție dispare, determinând blocarea tranzistorului  $T_1$  ducând astfel la scăderea curentului prin  $T_1$  ( $di_C/dt<0$ ) și ca urmare  $d\phi/dt<0$ . Tensiunile pe înfășurări se vor inversa făcând ca  $T_2$  să intre în saturație.

Forma curentului prin tranzistor este reprezentată în figura 5.6, iar fluxul în miez în figura 5.7.

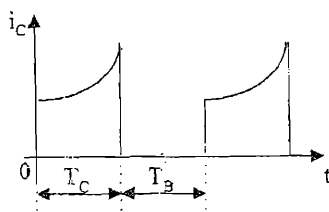


Fig. 5.6 Curentul prin tranzistor la invertoarele cu miez saturat.

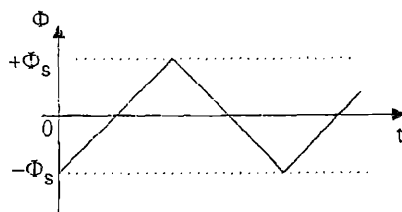


Fig. 5.7 Fluxul în miez.

Legea inducției electromagnetice, aplicată în acest caz se poate scrie:

$$U_I = n_1 \cdot \frac{d\Phi}{dt} \quad (5.11)$$

dar,

$$\Phi(t) = \Phi_s \cdot \left( 2 \cdot \frac{t}{T_C} - 1 \right) \quad (5.12)$$

$$U_I = 2 \cdot n_1 \cdot \frac{\Phi_s}{T_C} = \frac{2 n_1}{T_C} \cdot A_e \cdot B_s \quad (5.13)$$

unde:

$T_C$  - reprezintă timpul de deschidere a unui tranzistor;

$A_e$  - este aria transversală a miezului;

$B_s$  - este inducția de saturație a miezului.

Perioada de oscilație a inverterului va fi dată de relația:

$$T = 2 \cdot T_C = \frac{4 \cdot n_1 \cdot A_e \cdot B_s}{U_I} \quad (5.14)$$

independentă (teoretic) de sarcină. În relația (5.14) s-a ținut cont că:  $T = T_C + T_B$  și  $T_B = T_C$ .

### b) Invertoare cu miez nesaturat

Figura 5.8 prezintă o schemă mai detaliată a acestui tip de inverter.

La acest inverter, dependența frecvenței de oscilație de sarcină este mult mai pregnantă. Curentul de colector al tranzistorului deschis este suma curentului de magnetizare și a curentului de sarcină reflectat în primar.

Formele de undă ale curentului prin colectorul tranzistorului, precum și fluxul în miez este reprezentat în figura 5.9 pentru cazul când  $I_S = 0$  și  $I_S \neq 0$ . Se poate observa că în cazul când  $I_S = 0$ , curentul prin tranzistor poate avea și valori negative de aceea este necesar să se adauge cele două diode antiparalel cu tranzistoarele.

În momentul dinaintea comutării tranzistorului  $T_2$  ( $T_1$  conduce,  $T_2$  blocat) se poate scrie:

$$\Phi(0-) = L_1 \cdot I_{C_{\max}} - M_{12} \cdot I_S \quad (5.15)$$

iar după comutare:

$$\Phi(0+) = -M_{11} \cdot I_{C_{\min}} + M_{12} \cdot I_S \quad (5.16)$$

unde:  $I_{C_{\max}}$  este curentul maxim prin tranzistorul  $T_1$ ;

$I_{C_{\min}}$  - curentul minim prin tranzistorul  $T_2$ ;

$I_S$  -curentul de sarcină;

$L_1$  - inductivitatea primarului;

$M_{12}$  - inductanța de cuplaj între primar și secundar.

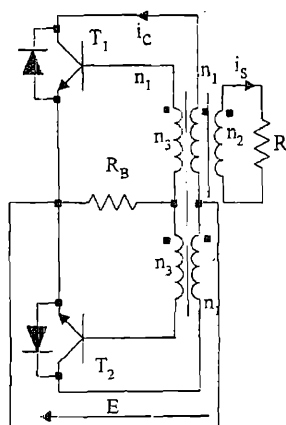


Fig. 5.8 Invertor cu miez nesaturat.

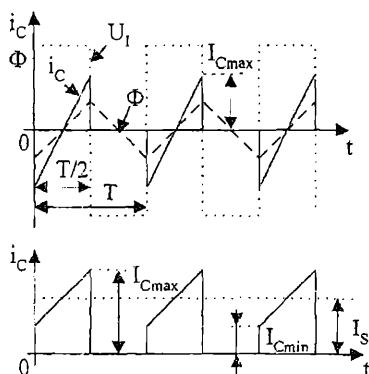


Fig. 5.9 a) Curentul de colector și fluxul pentru  $I_S=0$ ;

b) Curentul de colector pentru  $I_S \neq 0$ .

Conform legii conservării fluxului se poate scrie:

$$\Phi(0-) = \Phi(0+) \quad (5.17)$$

adică:

$$L_1 \cdot I_{C \max} - M_{12} \cdot I_S = -M_{11} \cdot I_{C \min} + M_{12} \cdot I_S \quad (5.18)$$

Dacă transformatorul este perfect, au loc relațiile:

$$\begin{aligned} M_{11} &= \sqrt{L_1 \cdot L_1} = L_1 \\ M_{12} &= \sqrt{L_1 \cdot L_2} \end{aligned} \quad (5.19)$$

Relația (5.17) se mai poate scrie:

$$\frac{I_{C \max} + I_{C \min}}{2} = \sqrt{\frac{L_2}{L_1}} \cdot I_S = \frac{n_2}{n_1} \cdot I_S = I'_S \quad (5.20)$$

unde:  $I'_S$  reprezintă curentul reflectat în primar.

Pe de altă parte, ținând cont și de simetria schemei se poate scrie:

$$I_{C \max} - I_{C \min} = \frac{U_1}{L_1} \cdot \frac{T}{2} \quad (5.21)$$

Din relațiile (5.20) și (5.21) rezultă:

$$I_{C \min} = I'_S - \frac{U_1}{L_1} \cdot \frac{T}{4} = I'_S - I_{m \max} \quad (5.22)$$

$$I_{C \max} = I'_S + \frac{U_1}{L_1} \cdot \frac{T}{4} = I'_S + I_{m \max} \quad (5.23)$$

unde:  $I_{m \max}$  este curentul de magnetizare maxim. Relațiile de mai sus sugerează următoarele scheme echivalente pentru inverter:

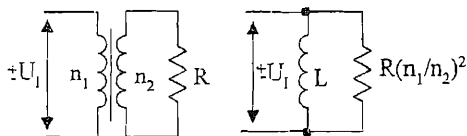


Fig. 5.10 Scheme echivalente pentru inverter.

Întrucât curentul de bază este constant fiind dat de relația:

$$I_B = \frac{U_1}{R_B} \cdot \frac{n_3}{n_1} \quad (5.24)$$

în amândouă cazurile (cu sarcină și fără sarcină), curentul maxim prin tranzistor este același, limitat de condiția de saturație  $\beta I_B > I_C$ ,

Curentul prin colector crește până când este îndeplinită condiția  $\beta I_B = I_C$ . Atunci  $di_C/dt=0$ , deci  $d\Phi/dt=0$ , anulându-se tensiunea de reacție. Tranzistorul se blochează,  $di_C/dt<0$  și  $d\Phi/dt<0$ , iar tensiunea de reacție își schimbă polaritatea și comandă comutarea celui alt tranzistor.

Inverterul funcționează cu frecvența cea mai joasă (perioada maximă) în cazul



când  $I_S = 0$ .

În acest caz din relația (5.21) se deduce:

$$T_{\max} = \frac{4 \cdot I_{C\max} \cdot L_I}{U_I} \quad (5.25)$$

Frecvența maximă (perioada minimă) este atinsă când sarcina are valoare maximă. Tot din relația (5.21) rezultă:

$$T_{\min} = \frac{4 \cdot L_I \cdot I_{C\max} - 4 \cdot I'_{S\max} \cdot L_I}{U_I} \quad (5.26)$$

Din relațiile (5.25) și (5.26) se obține:

$$\frac{T_{\max}}{T_{\min}} = \frac{I_{C\max}}{I_{C\max} - I'_{S\max}} \quad (5.27)$$

Relațiile de mai sus se pot folosi în proiectarea inverterului. Pentru a se evita saturarea miezului, volumul acestuia trebuie să îndeplinească condiția:

$$V_{ef} \geq \mu_0 \cdot \mu_e \cdot \frac{L_I \cdot I_{m\max}^2}{B_{\max}^2} \quad (5.28)$$

unde:  $\mu_0$  reprezintă permeabilitatea vidului;

$\mu_e$  reprezintă permeabilitatea efectivă și

$B_{\max}$  este inducția maximă.

Schema completă a unui convertor cc-cc realizată cu un inverter în contratimp autooscilant este reprezentată în figura 5.11. Tensiunea dreptunghiulară obținută în secundar este redresată cu ajutorul diodelor  $D_1$ , respectiv  $D_2$ .

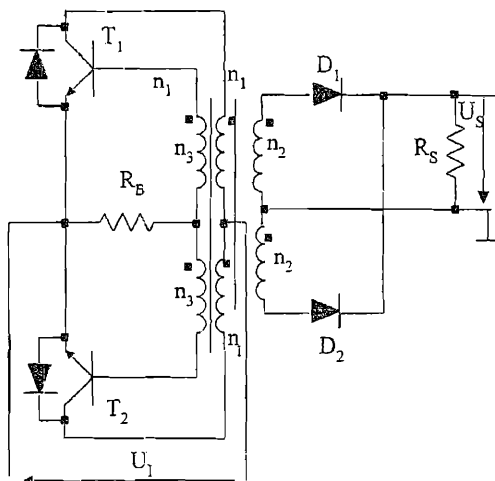


Fig. 5.11 Schema convertorului cc-cc.

**Bibliografie**

1. D. Petreuş, *Electroalimentare-notiţe de curs*, Cluj, 2001.
2. D. Petreuş, Ş. Lungu, *Surse în comutaţie-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. \*\*\* *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.
4. I.A. Pressmann -*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
5. P. Constantin ş.a.-*Electronică industrială*-Editura Didactică şi Pedagogică, Bucureşti, 1983.
6. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
7. \*\*\* Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
8. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
9. O.Kilgensteain, *Switched-mode Power supplies in Practice*, John Wiley & Sons Inc., 1991
10. K. Billings, *Switch Mode Power Supply Handbook*, McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
11. \*\*\*Philips, *Soft Ferrites, Data Handbook*, 1992.

## POSTREGULATORARE CU AMPLIFICATOR MAGNETIC

### 6.1 Introducere

Convertoarele forward și push-pull pot avea ieșiri multiple. De obicei, numai una dintre aceste ieșiri este stabilizată printr-o reacție negativă și anume ieșirea care livrează curentul cel mai mare. Această ieșire o vom numi *ieșire principală*, celelalte ieșiri le vom considera *ieșiri auxiliare*. Menținerea valorilor tensiunilor auxiliare în anumite limite, se face doar pe baza cuplajului magnetic dintre primar și înfășurările auxiliare. Practic, am putea considera, că aceste ieșiri auxiliare operează în buclă deschisă.

Tensiunile produse de ieșirile auxiliare, sunt mai puțin sensibile la variațiile tensiunii de intrare, însă depind mult de variațiile curenților de ieșire.

Variațiile tensiunilor auxiliare, datorită variațiilor curenților proprii sunt neglijabile dacă acestea sau ieșirea principală, nu intră în regim de conducție întreruptă. Dacă o ieșire auxiliară sau ieșirea principală, intră în regim de conducție întreruptă, tensiunea produsă de prima, poate să aibă o variație mai mare de 50%.

Un alt dezavantaj al ieșirilor auxiliare, îl constituie faptul că, tensiunea acestora nu poate fi stabilită cu precizie, fiind în principal determinată de numărul de volți/spiră fixați de transformator. Reglarea cu precizie a acestor tensiuni presupune modalități speciale de bobinare.

În cele mai multe aplicații se admit toleranțe de 1-2V pentru tensiunile livrate de ieșirile auxiliare. Sunt însă și aplicații ce impun o precizie și un grad ridicat de stabilizare a tensiunilor auxiliare. Dacă curenții livrați de acestea sunt mai mici de 5A se pot utiliza postregulateuri liniare pentru stabilizarea tensiunilor. Pentru curenți mai mari, folosirea acestora duce la scăderea drastică a randamentului și mărirea volumului sursei datorită radiatoarelor necesare pentru răcire.

### 6.2 Implementarea amplificatorului magnetic

O soluție potrivită pentru curenți mari, ar fi introducerea unui comutator secundar  $S_1$ , ca în figura 6.1. Dacă comutatorul  $S_1$  este tot timpul închis, lățimea pulsurilor aplicate filtrului de ieșire este egală cu lățimea pulsurilor ( $T_C$ ) aplicate primarului transformatorului. Dacă comutatorul  $S_1$  se deschide după un interval de timp  $t_b$  (figura 6.2) lățimea pulsurilor de tensiune aplicate filtrului de ieșire se va reduce la valoare  $t_c = T_C - t_b$ . Ca urmare tensiunea continuă livrată de ieșirea auxiliară, va fi dată de relația:

$$U_{sa} = U_{sa} \cdot \frac{t_c}{T} \quad (6.1)$$

Din relația (6.1) se observă că tensiunea de ieșire poate fi menținută constantă prin modificarea duratei de timp  $t_c$ .

În mod normal, comutatorul  $S_1$  poate fi implementat cu oricare din

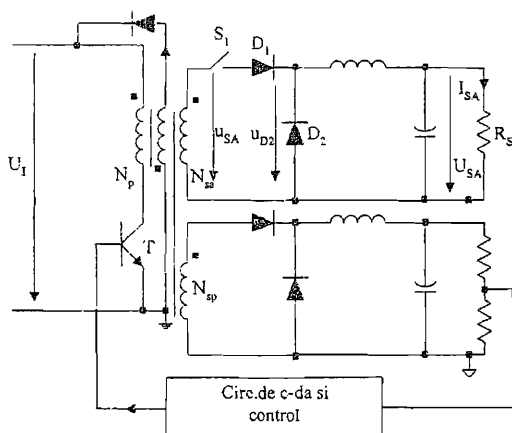


Fig. 6.1 Modalitate de stabilizare a tensiunii auxiliare.

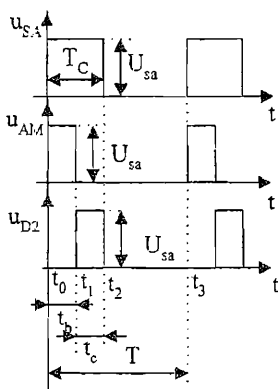


Fig. 6.2 Forme de undă.

dispozitivele cunoscute: tranzistoare bipolare, tranzistoare MOS, tiristoare etc. Dezavantajul utilizării acestora, îl constituie pierderile suplimentare ce apar în aceste dispozitive în special la curenți mari. O soluție elegantă pentru implementare acestui comutator, o constituie utilizarea unui *amplificator magnetic*. Acesta constă dintr-un miez toroidal cu ciclu de histerezis dreptunghiular.

Figura 6.3 prezintă ciclu de histerezis tipic pentru aceste materiale. Prin definiție permeabilitatea magnetică este  $\mu = \frac{dB}{dH}$ . O bobină realizată pe un astfel de miez va avea o impedanță proporțională cu permeabilitatea  $\mu$ . Deci, atât timp cât ne găsim în zonă verticală a caracteristicii B-H, permeabilitatea și prin urmare impedanța bobinei vor

avea valori foarte mari. Când miezul este în stare de saturație permeabilitatea scade foarte mult; impedanța bobinei devine neglijabilă. Deci, o bobină cu proprietățile enunțate mai sus poate fi utilizată pentru implementarea comutatorului  $S_1$ .

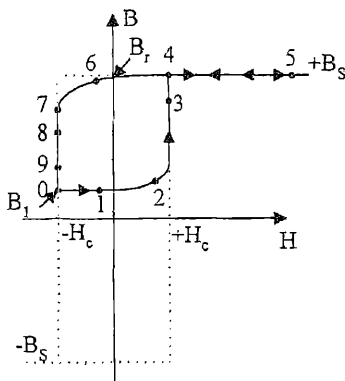


Fig. 6.3 Ciclu de histerezis al AM.

Figura 6.4 prezintă o posibilitate de implementare a amplificatorului magnetic. Pe durata unei perioade  $t_0$ - $t_3$  parcurgem bucla 0-1-2-3-4-5-6-7-8-9-0 pe caracteristica magnetică. Timpii  $t_b$ , respectiv  $t_c$  sunt controlați în felul următor: presupunem că în momentul  $t_0$ , miezul este resetat în punctul  $B_1$  (figura 6.3). Când tranzistorul  $T_1$  este deschis la capătul dinspre transformator a AM apare tensiunea  $U_{sa}$ .

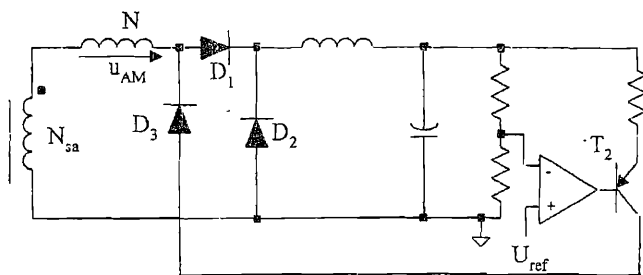


Fig. 6.4 Realizarea practică a comutatorului  $S_1$ .

La momentul  $t_0$ , dioda  $D_2$  se află încă în stare de conducție. Ca urmare în momentul  $t_0$ , căderea de tensiune pe amplificatorul magnetic, AM va fi  $U_{sa}$ . Această tensiune, va readuce miezul în stare de saturație. Până în punctul 4 al caracteristicii B-H impedanța bobinei fiind foarte mare, curentul ce o străbate este foarte mic, mult mai mic decât curentul din dioda  $D_2$ . Amplificatorul magnetic AM, se află în stare de blocare, această stare durează o perioadă de timp  $t_b$  necesară aducerii miezului în stare de saturație. Odată ce miezul a atins această stare, impedanța sa devine neglijabilă în câteva ns și nu mai poate susține tensiunea  $U_{sa}$ . Ca urmare această tensiune apare în catodul diodei  $D_2$  ducând la blocarea acesteia. Tensiunea se aplică filterului de tensiune...

timp  $t_c$ . Valoarea tensiunii continue de la ieșire va fi dată de relația (6.1).

Modificând  $t_c$  se poate regla tensiunea de ieșire. Modificarea valorii  $t_c$  se face indirect prin modificarea valorii  $t_b$ .

### 6.2.1 Calculul timpului $t_b$

Conform legii lui Faraday avem:

$$U_{sa} = N \cdot A_e \frac{dB}{dt} = N \cdot \frac{(B_s - B_1)}{t_b} \quad (6.2)$$

unde:

$N$ - reprezintă numărul de spire al AM;

$A_e$ - aria transversală a miezului;

$B_s$ - inducția de saturație;

$B_1$ - inducția în punctul de start.

Din relația (6.2) rezultă:

$$t_b = \frac{N \cdot (B_s - B_1)}{U_{sa}} \quad (6.3)$$

Dacă  $U_{sa}$  crește dintr-un motiv sau altul  $U_{sa}$  poate fi menținută constantă prin micșorarea duratei  $t_c$ . Acest lucru se poate realiza prin mărirea duratei  $t_b$ . Din relația (6.2) se observă că  $t_b$  crește dacă micșorăm valoarea  $B_1$ .

Deci prin resetarea miezului într-un punct corespunzător al caracteristicii B-H se poate modifica  $t_b$  în limitele dorite.

### 6.2.2 Resetarea amplificatorului magnetic

La sfârșitul perioadei de conducție a tranzistorului  $T_1$ , AM trebuie resetat pentru a corecta durata  $t_b$ .

Dacă nu se aplică un curent invers prin miez, acesta va ajunge în punctul  $(B_r, 0)$  pe ciclul de histerezis,  $B_r$  fiind inducția remanentă (figura 6.3). AM poate fi adus în punctul de funcționare dorit fie prin aplicarea unei tensiuni inverse fie prin aplicarea unui curent în sens opus. Resetarea miezului magnetic cu ajutorul unei surse de curent este de cele mai multe ori mai ușor de implementat. În figura (6.4) curentul de reset este obținut cu ajutorul unui amplificator de eroare, sursa de curent controlată în tensiune realizată cu tranzistorul  $T_2$  și dioda  $D_3$ .

Când  $T_1$  este deschis,  $D_3$  este blocată datorită tensiunii pozitive ce apare în catodul său. Când  $T_1$  este blocat tensiunea pe înfășurarea  $N_{sa}$  este negativă și curentul produs de  $T_2$  este injectat în AM. Valoarea acestui curent este controlată de tensiunea de eroare rezultată prin compararea tensiunii de referință cu o fracțiune din tensiunea de ieșire. Controlând acest curent putem controla valoarea inducției de start  $B_1$  și în felul acesta timpul de blocare  $t_b$  și implicit timpul de conducție  $t_c$ . Așa cum am arătat, modificând  $t_c$  se poate stabili tensiunea de ieșire.

#### Observații:

➤ Datorită faptului că inducția remanentă  $B_r$  are o valoare mai mică decât inducția de

saturație  $B_s$ , timpul de blocare  $t_b$ , nu poate fi variat de la valoarea zero. Când nu se aplică un curent de reset miezul revine de la sine în punctul  $(B_r, 0)$  al caracteristicii B-H. Din relația (6.3) se poate obține valoarea limită  $t_{bmin}$  prin înlocuirea valorii  $B_l$  cu  $B_r$ . Existența acestei valori limită, reduce domeniul de reglaj al tensiunii de ieșire. În vederea reducerii valorii  $t_{bmin}$  se recomandă utilizarea materialelor cu ciclu de histerezis cât mai apropiat de cel dreptunghiular ( $B_r/B_s \approx 1$ )

- Pe durata resetării miezului dioda  $D_1$  trebuie să fie blocată. Deoarece, aceasta nu se blochează instantaneu, va exista o durată de timp  $t_{rr}$  (timpul de refacere inversă) în care dioda va fi parcursă de un curent invers. Acest curent va acționa asupra amplificatorului magnetic (AM) ca un curent de reset. Deci, miezul va fi adus pe caracteristica B-H, într-un punct diferit de  $(B_r, 0)$ . Prin urmare timpul de blocare minim  $t_{bmin}$  va crește. Pentru a reduce influența acestui fenomen se recomandă utilizarea unor diode cu timp de refacere inversă cât mai mic.

### 6.2.3 Considerații asupra amplificatorului magnetic

#### *Numărul de spire*

În stare de blocare este de dorit ca impedența AM să fie cât mai mare. Acest lucru presupune folosirea unor materiale cu permeabilitate magnetică cât mai ridicată și un număr de spire cât mai mare. Pe de altă parte creșterea numărului de spire implică creșterea impedenței AM în stare saturată. Prin urmare, alegerea numărului de spire este un compromis între cele două situații.

#### *Pierderile de putere*

Pierderile în amplificatorul magnetic, sunt date de pierderile în miez și pierderile în înfășurări. Pierderile în înfășurări, pot fi scăzute prin utilizarea conductoarelor cu diametru mai mare și reducerea numărului de spire. Reducerea numărului de spire se realizează așa cum rezultă și din legea lui Faraday prin creșterea ariei transversale a miezului magnetic. Pe de altă parte, cu cât miezul este mai mare cu atât pierderile în acesta vor fi mai mari. Ca urmare și alegerea miezului magnetic va fi un compromis între cele două situații.

#### *Materialul magnetic*

Așa cum am arătat deja, materialul magnetic trebuie să prezinte o caracteristică B-H cât mai apropiată de una dreptunghiulară. Există materiale magnetice, care în stare nesaturată au o permeabilitate cu valori cuprinse între 10000 și 20000, iar în stare saturată o permeabilitate foarte mică. De asemenea raportul  $B_r/B_s$  este cuprins între 0.85 și 0.95. Pierderile datorate histerezisului și curenților turbionari trebuie să fie cât mai mici pentru a nu scădea randamentul sursei. Pentru frecvențe până la 30 KHz se pot utiliza materiale de tip Permalloy și Mumetal. Aceste materiale sunt aliaje Ni-Fe și sunt disponibile pe piață sub formă toroidală. Pentru frecvențe de la 30KHz până la 75KHz se recomandă aliaje Ni-Co iar pentru frecvențe mai mari, singurele materiale ce se pot utiliza sunt feritele cu ciclu de histerezis dreptunghiular.

### 6.2.4 Câștigul amplificatorului magnetic

Când AM este saturat, curentul prin acesta este limitat doar de impedența de sarcină. Pentru a aduce miezul în această stare, este necesar un curent egal cu de două ori valoarea curentului coercitiv  $I_c$  (figura 6.3) Acest curent este livrat de tensiunea  $U_{sa}$ . În mod similar miezul va fi resetat cu un curent egal cu curentul coercitiv  $I_c$ , curent produs de data aceasta de sursa de curent  $T_2$  și livrat amplificatorului magnetic (AM) prin dioda  $D_3$ . Prin definiție amplificarea AM este dată de relația:

$$A_{AM} = \frac{I_{SA}}{I_c} \quad (6.5)$$

Conform legii lui Ampere avem:

$$H_c \cdot l_c = N \cdot I_c \quad (6.6)$$

unde:  $l_c$  este lungimea efectivă a miezului.

Din relațiile (6.5) și (6.6) rezultă:

$$A_{AM} = \frac{I_{SA} \cdot N}{H_c \cdot l_c} \quad (6.7)$$

### 6.3 Exemplu: Proiectarea unui postregulator cu amplificator magnetic

Se pornește de la următoarele specificații:

-frecvența de comutație: 100kHz;

-tensiunea auxiliară:  $U_{SA}=15V$ ;

-curentul de ieșire:  $I_{SA}=10A$ .

Timpul maxim de comutație al tranzistorului  $T_1$  va fi:

$$T_{Cmax} = T \cdot \delta_{max} = 10\mu s \cdot 0.4 = 4\mu s$$

În momentul în care tranzistorul  $T_1$  se deshide AM este blocat, deci are impedanță maximă și va prelua întreaga tensiune  $U_{sa}$  un interval de timp  $t_b$ . După intervalul de timp  $t_b$ , saturându-se nu va mai putea susține această tensiune. Prin urmare tensiunea  $U_{sa}$  se va aplica în întregime filtrului de ieșire, un interval de timp  $t_c$ .

Considerând  $t_{bmin}=1\mu s$  rezultă  $t_{cmax}=3\mu s$ .

Din relația (6.1) avem:

$$U_{sa} = U_{SA} \cdot \frac{T}{t_c} = 15 \cdot \frac{10\mu s}{3\mu s} = 50V$$

Pentru a avea o plajă de reglaj suficient de mare, vom considera  $t_{bmax}=T_{Cmax}=4\mu s$ . Vom considera că acest timp  $t_{bmax}$  se atinge atunci când inducția în miez variază de la valoarea  $-B_s$  la  $+B_s$ . Deci, AM trebuie să susțină o tensiune de 50 V timp de  $4\mu s$ , timp în care inducția magnetică variază de la  $-B_s$  la  $+B_s$ .

Din relația (6.3) va rezulta:

$$N = \frac{t_b \cdot U_{sa}}{A_e \cdot 2 \cdot B_s} \quad (6.8)$$

Pentru ca impedența în stare saturată, să fie cât mai mică, va trebui să avem un număr de spire cât mai mic. În acest caz aria transversală a miezului trebuie să fie cât mai mare. Vom alege miezul MB21x14x4.5 produs de Toshiba [4]. Pentru acest miez



avem:

$A_e = 0,118 \text{ cm}^2$ ;  $B_s = 0.6 \text{ T}$ ,  $l_e = 5.5 \text{ cm}$  și  $H_c = 14.3 \text{ A/m}$ . Înlocuind în relația (6.8) se obține:

$$N = \frac{4\mu \cdot 51V}{0,118 \text{ cm}^2 \cdot 0.6T} = 14 \text{ spire}$$

Din (6.6) avem:

$$I_c = \frac{H_c \cdot l_e}{N} = \frac{14,3 \cdot 5,5 \text{ cm}}{14} = 56 \text{ mA}$$

Tinând cont că, curentul de sarcină  $I_{SA} = 10 \text{ A}$  din relația (6.5) rezultă:

$$A_{AM} = \frac{10A}{56mA} = 178$$

### Bibliografie

1. Billings Keith-Switch Mode Power Supply Handbook-McGraw-Hill Publishing Company, 1989.
2. D.Petreuș, Ș.Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Cluj-Napoca, 1999.
3. Pressmann I. A.-*Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.
4. \*\*\*Toshiba Corp. Bulletin, Toshiba Amorphous Magnetics Parts, Mitsui & Co., New York.
5. Broscoi, V.-*Regulator cu amplificator magnetic*, Proiect de diplomă, Cluj-Napoca, 1995.

## CIRCUITE INTEGRATE UTILIZATE ÎN SURSELE ÎN COMUTAȚIE

## 7.1. Introducere

Există o mare varietate de circuite utilizate în comanda surselor în comutație. Dacă inițial, aceste circuite au fost realizate cu componente discrete, la momentul actual majoritatea circuitelor, sunt realizate cu circuite integrate. La început, aceste circuite au fost gândite să comande o garnă largă de convertoare cc-cc. Dezavantajul constă în faptul că numărul de componente externe necesare este destul de mare. Tendința actuală, este de specializare a acestora. Astfel, vom întâlni circuite integrate specializate pentru comandă convertoarelor de tip boost, buck-boost etc. Numărul mic de componente externe, necesare ușurează mult munca de proiectare.

Pentru a ilustra funcționarea circuitelor integrate utilizate în comanda surselor în comutație am ales circuitul SG 2524 (SGS-Thomson), unul din cele mai utilizate circuite.

Circuitul SG 2524, este astfel gândit încât cu un minim de componente externe, poate fi utilizat pentru comanda tuturor convertoarelor clasice: forward, flyback, push-pull, precum și a motoarelor de curent continuu.

Conține într-o capsulă cu 16 pini (DIL): o referință de tensiune, un amplificator de eroare, un generator de tensiune liniar variabilă, un generator PWM, un bistabil cu logica aferentă pentru dirijarea impulsurilor spre cele două ieșiri, etajul de ieșire în contraîmp, circuitul de limitare a curentului și un circuit de inhibare. Schema bloc a circuitului este prezentată în figura 7.1, iar formele de undă în principalele puncte sunt prezentate în figura 7.2.

## 7.2 Referința de tensiune

Un regulator serie intern, furnizează o tensiune de 5 V, utilizată atât ca tensiune de referință, cât și pentru alimentarea circuitului de temporizare și control. Acest regulator, poate fi inhibat dacă se folosește o sursă externă de 5V, prin conectarea pinilor 15 și 16 împreună la tensiunea de intrare.

În această configurație, tensiunea maximă de intrare este de 6 V.

Referința internă, poate fi utilizată ca o sursă de 5 V pentru alte circuite. Aceasta poate furniza un curent de  $\approx 50$  mA, însă capacitatea în curent poate fi mărită utilizându-se configurația prezentată în figura 7.3. Vom analiza pe scurt etajele componente. Schema electrică a referinței de tensiune (de tip bandă interzisă), este prezentată în figura 7.4. Tensiunea de referință, este aplicată unui comparator, care blochează funcționarea etajelor de ieșire, la tensiuni mai mici de 6V pe pinul 15.

Protecția la joasă tensiune (LSP), are un histerezis de aproximativ 300mV, important pentru a anula efectele negative ale zgomotului pe linia de intrare.

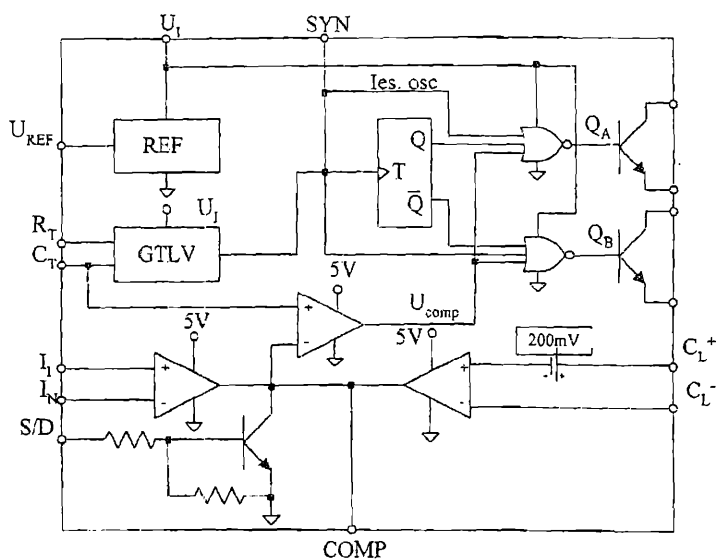


Fig. 7.1 Shema bloc a circuitului SG2524.

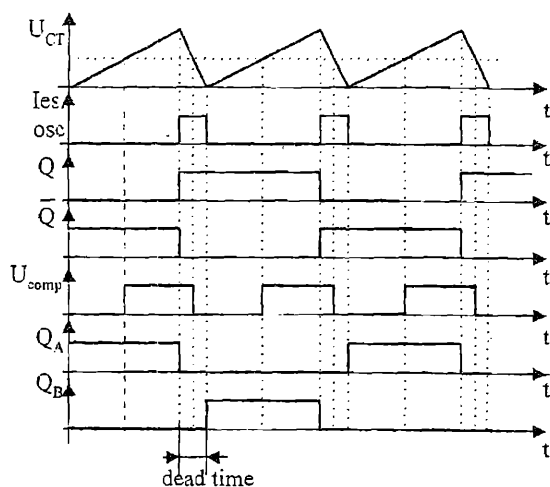


Fig. 7.2 Forme de undă.

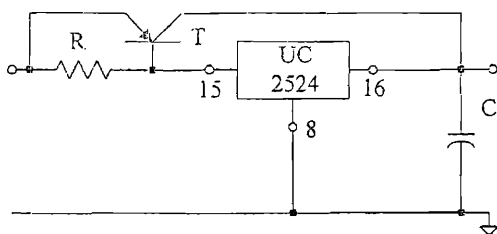


Fig. 7.3 Mărirea capacității de curent a referinței de tensiune.

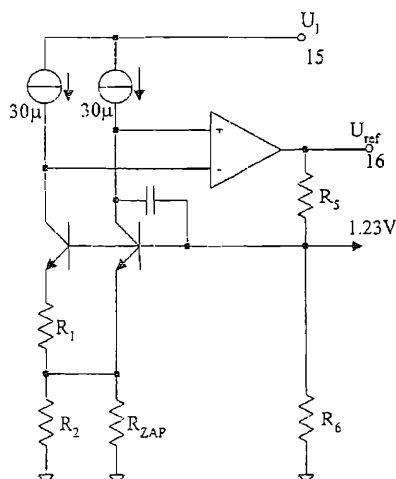


Fig. 7.4 Schema electrică a referinței de tensiune.

### 7.3 Generatorul de tensiune liniar variabilă (GTLV)

Schema electrică, de principiu, a generatorului de tensiune liniar variabilă este prezentată în figura 7.5.

Rezistorul extern  $R_T$ , este utilizat pentru fixarea curentului, ce încarcă condensatorul extern, de temporizare  $C_T$ . Curentul de încărcare, este dat de relația  $3,6/R_T$  și trebuie menținut în domeniul  $30\mu A \div 2mA$ , deci  $R_T$  poate lua valori cuprinse între  $1,8K$  și  $100K$ .

Domeniul de valori, pentru condensatorul  $C_T$  este de asemenea limitat, deoarece timpul de descărcare al acestuia, determină lățimea pulsurilor de la ieșirea generatorului. Aceste pulsuri sunt utilizate pentru obținerea timpului de gardă (dead-time) necesar pentru evitarea conducerii simultane a tranzistoarelor de ieșire. Un puls, de lățime mai

mică decât  $0,5 \mu\text{s}$  poate produce comutări false ale ieșirilor, pulsul de blocare anulându-se înainte ca bistabilul să atingă o stare stabilă. Dacă sunt utilizate valori mici pentru capacitatea  $C_T$ , lățimea pulsurilor poate fi mărită prin adăugarea unei capacități între masă și ieșirea generatorului. Limita de sus a lățimii pulsurilor, este determinată de factorul de umplere maxim acceptabil. Valorile practice pentru  $C_T$ , sunt cuprinse între  $0,001$  și  $0,1 \mu\text{F}$ .

Perioada de oscilație este aproximativ  $T = R_T C_T$ . Pentru convertoare, altele decât în contratimp, cele două ieșiri pot fi conectate în paralel (factorul de umplere efectiv are valori cuprinse între  $0 \div 90\%$ ); rezultă o frecvență de oscilație egală cu frecvența de ieșire.

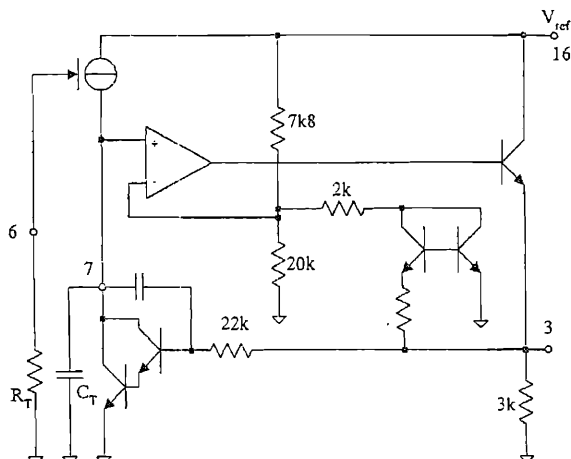


Fig. 7.5 Generatorul de tensiune liniar variabilă.

Pentru aplicații în contratimp, ieșirile sunt separate și bistabilul de ieșire, divizează frecvența astfel că pentru fiecare, factorul de umplere efectiv are valori cuprinse între  $0 \div 45\%$  și frecvența de ieșire este jumătate din frecvența generatorului.

#### 7.4 Sincronizarea externă

Ieșirea GTLV (pinul 3) poate fi utilizată de asemenea pentru sincronizarea externă, cu o frecvență mai mare decât cea naturală, determinată de  $R_T$  și  $C_T$ .

Pulsurile cu amplitudine cuprinsă între 3 și 5 V și având o perioadă mai mică decât perioada GTLV, sunt aplicate pe pinul 3 forțând mai devreme resetarea rampei, semnalului generat.

Impedanța spre masă, în acest punct este  $\approx 2\text{K}\Omega$ . Dacă două sau mai multe CI, trebuie sincronizate, unul trebuie proiectat să lucreze ca "master". Circuitele "slave", vor avea fiecare constanta  $R_T C_T$  cu aproximativ 10% mai mare decât perioada "master"-ului ( $C_{T \text{ slave}} = 1/2 C_{T \text{ master}}$ ).

## 7.5 Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare este conceput ca un etaj de amplificare de tip transconductanță. Ieșirea este totodată terminal de compensație în frecvență având o impedanță mare ( $R_L \approx 5M\Omega$ ).

Câștigul ( $A_v$ ) poate fi ușor redus de la valoarea nominală de 10.000 prin conectarea unui rezistor între pinul 9 și masă.

$$A_v = g_m \cdot R_L \approx \frac{8 \cdot I_C \cdot R_L}{2 \cdot k \cdot T} \approx 0,002 \cdot R_L \quad (7.1)$$

Răspunsul în frecvență pentru amplificatorul necompensat indică prezența unui pol situat la  $\approx 200\text{Hz}$ . Câștigul devine unitar la 5MHz.

Cea mai bună combinație pentru compensare, este realizată cu un circuit RC plasat între pinul 9 și masă care introduce un zero necesar pentru anularea unuiu din polii filtrului de ieșire. De obicei, se utilizează o rezistență  $R=50K\Omega$  și o capacitate  $C=0,01\mu\text{F}$ .

Pentru a se realiza o reacție globală negativă, amplificatorul de eroare poate fi utilizat fie ca amplificator inversor, fie ca amplificator neinversor. Figura 7.6 arată modul cum poate fi conectată referința de tensiune la amplificatorul de eroare.

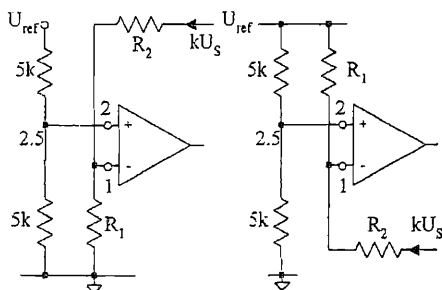


Fig. 7.6 Moduri de conectare ale reacției amplificatului de eroare.

## 7.6 Protecția la supracurent

Circuitul de limitare a curentului este prezentat în figura 7.7.

Dacă  $T_1$  și  $T_2$  sunt împerecheate din punct de vedere al tensiunii bază emitor (BE) și dacă se neglijează căderea de tensiune pe  $R_1$  se poate scrie:

$$U_{prag} = U_{BE}(T_1) + I_1 \cdot R_2 - U_{BE}(T_2) \approx I_1 \cdot R_1 \approx 200\text{mV} \quad (7.2)$$

Deși acest circuit are o tensiune de prag mică, cu un coeficient de temperatură neglijabil, el are câteva limitări dintre care cea mai importantă este valoarea tensiunii de mod comun, de numai  $\pm 1\text{V}$ .

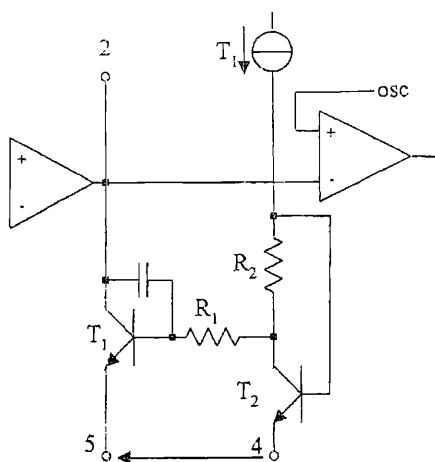


Fig. 7.7 Circuitul de limitare a curentului.

### 7.7 Modulatorul impulsurilor în durată (generator PWM)

Schema simplificată a modulatorului în durată este reprezentată în figura 7.8. Constă, în principiu, dintr-un comparator la intrările căruia se aplică o tensiune în dinte de fierăstrău și o tensiune de eroare. Prin comparare rezultă o tensiune dreptunghiulară cu factor de umplere variabil.

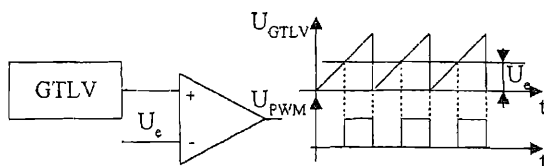


Fig. 7.8 Schema simplificată a modulatorului în durată.

### Bibliografie

1. D. Petreș, *Electroalimentare-notițe de curs*, Cluj, 2001.
2. \*\*\*, *Product & Applications Handbook*, Unitrode, 1993-1994.
3. D. Petreș, Ș. Lungu, *Surse în comutație-îndrumător de laborator*, Ed. Mediamira, Clu-Napoca, 1999.
4. D. Dascălu, A. Rusu, M. Profirescu, I. Costea, *Dispozitive și Circuite Electronice*, Editura Didactică și Pedagogică, 1982.
5. I. Ristea, C.A. Popescu, *Stabilizatoare de tensiune*, Editura Tehnică, București, 1983.

6. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
7. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
8. I.A.Pressmann, *Switching Power Supply Design*-Mc Graw-Hill, 1988.



## CONTROLUL SURSELOR ÎN COMUTAȚIE

## 8.1 Introducere

Tensiunea de ieșire a surselor în comutație trebuie menținută constantă, cu o anumită toleranță specificată (tipic 1%) atât la variațiile tensiunii de intrare cât și la variațiile sarcinii. Acest lucru se realizează utilizând o reacție negativă ca în figura 8.1 unde ieșirea convertorului, este comparată cu o tensiune de referință  $U_{REF}$ . Amplificatorul de eroare, produce tensiunea de control  $u_c$ , care este utilizată pentru ajustarea factorului de umplere  $d$ . Dacă convertorul cc-cc poate fi liniarizat, se poate aplica criteriul Nyquist și diagramele Bode pentru a determina cea mai bună compensare a buclei pentru funcționarea corespunzătoare în regim staționar și în regim tranzitoriu.

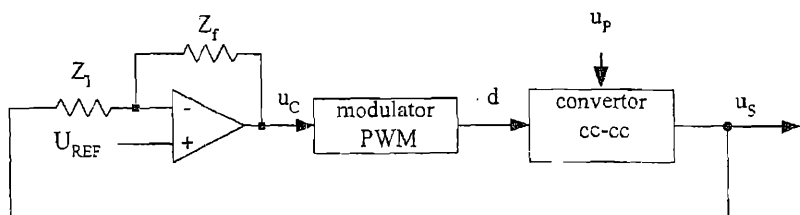


Fig. 8.1 Sursa în comutație ca sistem cu reacție.

Situația cea mai simplă pe care o întâlnim, este cea în care se închide doar o singură buclă de reacție, ce asigură stabilizarea tensiunii prin modificarea factorului de umplere al impulsurilor dreptunghiulare cu care se atacă etajul de putere.

În vederea stabilirii unei funcționări optime a sistemului închis, precum și în vederea studiului stabilității sistemului, este necesară o cunoaștere a funcțiilor de transfer sau a ecuațiilor de stare care caracterizează fiecare subansamblu în parte.

Deoarece, elementele ce compun o sursă în comutație sunt elemente neliniare, găsirea unor modele adecvate a constituit și constituie încă un subiect de cercetare de cea mai mare importanță. Lucrările mai multor specialiști publicate pe parcursul ultimilor 20 de ani au scos în evidență modele mai mult sau mai puțin exacte pentru o clasă particulară de convertoare sau modele aplicabile la o clasă mai largă. Dezvoltarea tehnicii de calcul ne pune într-o lumină nouă problema modelării surselor în comutație. Apariția pe piață a unor programe de simulare din ce în ce mai puternice (SPICE cu diferitele sale variante, Micro-Cap) ne conferă posibilitatea aflării comportării în detaliu a diferitelor convertoare, cu condiția ca modelele utilizate să fie cât mai exacte. În continuare, vom încerca să stabilim modele pentru fiecare din etajele componente ale unei surse în comutație.

## 8.2. Modelarea generatorului PWM

În fig.8.2 este reprezentat un astfel de circuit:

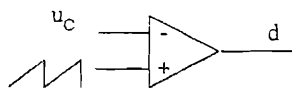


Fig. 8. 2 Modulatorul PWM.

Generatorul PWM constă practic dintr-un comparator la bornele căruia se compară o tensiune în dinte de fierăstrău cu o tensiune continuă, tensiunea de eroare.

Dacă tensiunea de comandă  $u_c$  variază cu valoarea  $\hat{u}_c$ , factorul de umplere  $D$  variază cu valoarea  $\hat{d}$ . Ne propunem să aflăm valoarea  $K_m = \hat{d} / \hat{u}_c$ , valoare ce reprezintă de fapt funcția de transfer a modulatorului.

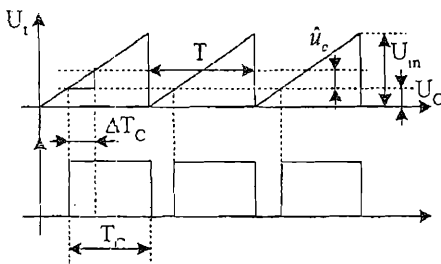


Fig.8.3-Deducerea funcției de transfer

Din asemănarea triunghiurilor reprezentate în fig.8.3 deducem următoarele relații :

$$\begin{aligned} \frac{\Delta T_c}{T_c} &= \frac{\hat{u}_c}{U_m} \\ \hat{d} &= \frac{\hat{u}_c}{U_m} \\ K_m &= \frac{\hat{d}}{\hat{u}_c} = \frac{1}{U_m} \end{aligned} \quad (8.1)$$

## 8.3. Amplificatorul de eroare

În prezent, marea majoritate a surselor în comutație utilizează ca amplificatoare de eroare, amplificatoare operaționale integrate.

Tensiunea la ieșirea amplificatorului de eroare acționează asupra generatorului PWM producând modificări asupra factorului de umplere.

Circuitele de reacție ce însoțesc amplificatorul de eroare, trebuie să fie astfel

realizate încât să producă modificări asupra caracteristicilor de frecvență a întregii surse în așa fel încât să se asigure stabilitatea necesară.

#### 8.4 Liniarizarea convertorului cc-cc prin metoda variabilelor de stare mediate

Presupunem că circuitul funcționează în regim continuu, ceea ce înseamnă că valoarea instantanee a curentului din bobină nu atinge valoarea zero pe durata unei perioade. Fiecare stare, totuși poate fi reprezentată prin câte un circuit liniar și prin setul corespunzător de ecuații de stare [5]. Chiar dacă orice set de variabile independente, poate fi ales ca variabile de stare, este mai convenabil ca în circuitele electrice să alegem curentul prin bobină și tensiunea pe condensatoare. Numărul total al elementelor de stocare, determină ordinul sistemului. Notăm vectorul variabilelor de stare ales cu  $x$ . Pentru fiecare din cele două stări putem scrie:

a) intervalul  $T \cdot d$

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_1 \cdot x + b_1 \cdot u_g \\ y_1 &= c_1^T \cdot x\end{aligned}\quad (8.2a)$$

b) intervalul  $T \cdot d'$

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A_2 \cdot x + b_2 \cdot u_g \\ y_2 &= c_2^T \cdot x\end{aligned}\quad (8.2b)$$

unde  $T \cdot d$  este perioada în care comutatorul este în starea "ON" iar  $T \cdot d' = T \cdot (1-d)$ , intervalul în care comutatorul este în starea "OFF" după cum este arătat în figura 8.4:

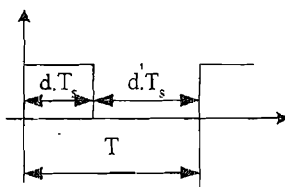


Fig. 8.4 - Definiția celor două intervale de comutație  $T \cdot d$  și  $T \cdot d'$ .

Ecuatiile:  $y_1 = C_1^T \cdot x$  și  $y_2 = C_2^T \cdot x$  sunt necesare în cazul când mărimea de ieșire nu coincide cu variabilele de stare, dar rezultă ca o combinație lineară a acestora. Obiectivul nostru, este de a înlocui descrierea celor două circuite rezultate din cele două faze succesive ale perioadei de comutație cu o singură descriere, care reprezintă aproximativ comportarea circuitului pe întreaga perioadă  $T$ .

De aceea propunem următorul pas simplu de mediere luând valoarea medie a ecuațiilor pentru cele două intervale, sumând ecuațiile scrise pentru intervalul  $T \cdot d$ , multiplicat cu  $d$  și ecuațiile pentru intervalul  $T \cdot d'$  multiplicat cu  $d'$ . Obținem următorul sistem de ecuații:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= d \cdot (A_1 \cdot x + b_1 \cdot u_g) + d' \cdot (A_2 \cdot x + b_2 \cdot u_g) \\ y &= d \cdot y_1 + d' \cdot y_2 = (d \cdot C_1^T + d' \cdot C_2^T) \cdot x\end{aligned}\quad (8.3)$$

După rearanjarea ecuațiilor (8.3) într-un sistem standard, obținem:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= (d \cdot A_1 + d' \cdot A_2) \cdot x + (d \cdot b_1 + d' \cdot b_2) \cdot u_g \\ y &= (d \cdot C_1^T + d' \cdot C_2^T) \cdot x\end{aligned}\quad (8.4)$$

Acest model matematic este modelul de bază fiind, totodată modelul de start pentru modelele ulterioare (modele bazate pe variabilele de stare, cât și cele orientate pe circuit).

De observat că în ecuațiile de mai sus, factorul de umplere  $d$  este considerat constant; el nu este o variabilă de timp (încă) și nici o variabilă discontinuă care se schimbă între 0 și 1 ci, doar un număr fixat pentru fiecare ciclu. Comparând (8.2) și (8.4) ajungem la concluzia că, modelul mediat este obținut luând media a două matrici,  $A_1$  și  $A_2$ , iar partea de control prin medierea vectorilor  $b_1$  și  $b_2$ . Modelul reprezentat de (8.4) este mediat pe o singură perioadă  $T$ . Dacă presupunem că factorul de umplere este constant de la o perioadă la perioadă, notându-l  $d = D$  obținem:

$$\begin{aligned}\dot{x} &= A \cdot x + b \cdot u_g \\ y &= C^T \cdot x\end{aligned}\quad (8.5)$$

unde:

$$\begin{aligned}A &= D \cdot A_1 + D' \cdot A_2 \\ b &= D \cdot b_1 + D' \cdot b_2 \\ C^T &= D \cdot C_1^T + D' \cdot C_2^T\end{aligned}\quad (8.6)$$

Deoarece ecuațiile (8.5) formează un sistem liniar, teorema superpoziției se menține și acesta poate fi perturbat prin introducerea unei variații în tensiunea de intrare  $\hat{u}_g$  astfel că  $u_g = U_g + \hat{u}_g$  unde  $U_g$  este valoarea continuă, determinând o variație corespunzătoare în vectorul de stare  $x = X + \hat{x}$  unde  $X$  este valoarea de curent continuu iar  $\hat{x}$  variația. În mod analog,  $y = Y + \hat{y}$  și:

$$\begin{aligned}\hat{x} &= A \cdot X + b \cdot U_g + A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g \\ Y + \hat{y} &= C^T \cdot X + C^T \cdot \hat{x}\end{aligned}\quad (8.7)$$

Separând partea staționară de partea dinamică obținem pentru partea staționară:

$$\begin{aligned}A \cdot X + b \cdot U_g &= 0; \quad Y = C^T \cdot X \\ Y &= -C^T \cdot A^{-1} \cdot b \cdot U_g\end{aligned}\quad (8.8)$$

iar pentru modelul dinamic:

$$\begin{aligned}\hat{x} &= A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g \\ \hat{y} &= C^T \cdot \hat{x}\end{aligned}\quad (8.9)$$

Este de observat că în (8.8), valoarea staționară a vectorului  $X$ , va depinde în

general numai de  $D$  și rezistențele din modelul original dar nu va depinde de elementele reactive  $L$  și  $C$ . Aceasta, deoarece  $X$  este soluția unui sistem liniar de ecuații.

$$A \cdot X + b \cdot U_g = 0 \quad (8.10)$$

Pentru modelul dinamic funcțiile de transfer sunt ușor de obținut:

$$\begin{aligned} \frac{\hat{x}(s)}{\hat{u}_g(s)} &= (sI - A)^{-1} b \\ \frac{\hat{y}(s)}{\hat{u}_g(s)} &= C^T (sI - A)^{-1} b \end{aligned} \quad (8.11)$$

Prin urmare, în acest moment sunt disponibile atât variabilele de stare, cât și funcțiile de transfer.

Vom încerca să introducem efectul modulației factorului de umplere în modelul mediat.

#### 8.4.1. Influența factorului de umplere

Presupunem că factorul de umplere este  $d(t) = D + \hat{d}$  unde  $D$  este factorul de umplere corespunzător regimului staționar, iar  $\hat{d}$  variația suprapusă peste  $D$ .

Înlocuind  $x = X + \hat{x}$ ,  $y = Y + \hat{y}$  și  $\hat{u}_g' = U_g + \hat{u}_g$  în (8.4) obținem:

$$\begin{aligned} \hat{x} &= A \cdot x + b \cdot U_g + A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g + [(A_1 - A_2) \cdot X + (b_1 - b_2) \cdot U_g] \cdot \hat{d} + \\ &\quad + [(A_1 - A_2) \cdot \hat{x} + (b_1 - b_2) \cdot \hat{u}_g] \cdot \hat{d} \\ Y + \hat{y} &= C^T \cdot X + C^T \cdot \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) \cdot X \cdot \hat{d} + (C_1^T - C_2^T) \cdot \hat{x} \cdot \hat{d} \end{aligned} \quad (8.12)$$

#### 8.4.2. Liniarizarea și modelul final

Presupunând  $\frac{\hat{u}_g}{U_g} \ll 1$ ,  $\frac{\hat{d}}{D} \ll 1$ ,  $\frac{\hat{x}}{X} \ll 1$  (8.13) vom neglija toți termenii neliniari din ecuația (8.12) și obținem din nou un sistem liniar ce include efectul variației factorului de umplere  $d$ .

După separarea părții staționare de partea dinamică, obținem

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1} \cdot b \cdot U_g \\ Y &= -C^T \cdot A^{-1} \cdot b \cdot U_g \end{aligned} \quad (8.14)$$

și:

$$\begin{aligned} \hat{x} &= A \cdot \hat{x} + b \cdot \hat{u}_g + [(A_1 - A_2) \cdot X + (b_1 - b_2) \cdot U_g] \cdot \hat{d} \\ \hat{x} &= -C^T \cdot \hat{x} + (C_1^T - C_2^T) \cdot X \cdot \hat{d} \end{aligned} \quad (8.15)$$

În aceste ecuații  $A$ ,  $b$  și  $C^T$  sunt date de ecuația (8.6).

Ecuațiile (8.14) și (8.15) reprezintă modelul de nivel mic și joasă frecvență pentru convertoarele lucrând în regim continuu.

### 8.4.3. Modelul canonic

Din (8.14) și (8.15) se poate obține un model descriind proprietățile de intrare/ieșire și de control ca în figura (8.5):

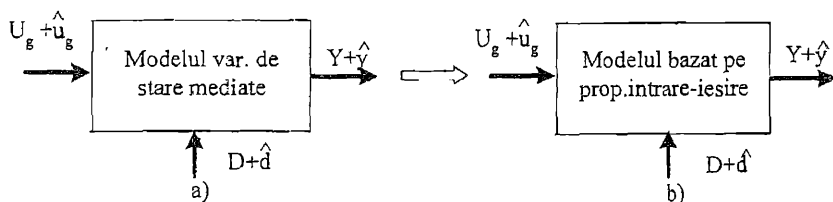


Fig. 8.5 - Trecerea de la modelul variabilelor de stare la modelul bazat pe proprietățile de intrare-ieșire.

Trecând de la modelul din figura (8.5a) la cel din figura (8.5b) anumite informații de comportare internă vor fi pierdute, dar pe de altă parte vor fi câștigate importante avantaje, în ușurința analizei circuitului. Se propune următoarea topologie de circuit arătată în figura 8.6.

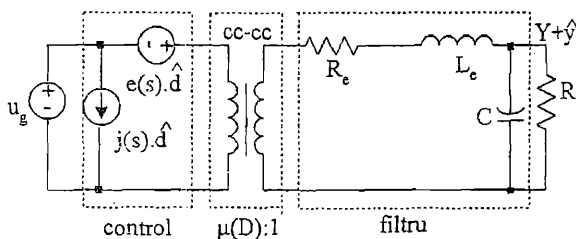


Fig.8.6 - Modelul canonic.

Vom numi acest model, modelul canonic, orice model intrare/ieșire indiferent de configurația convertorului putându-se reprezenta în această formă. Diferitele convertoare sunt reprezentate simplu printr-un set de formule, pentru cele patru elemente  $e(s)$ ,  $j(s)$ ,  $\mu$  și  $H_e(s)$ . Polaritatea transformatorului ideal este determinată de faptul că etajul de putere este sau nu inversor iar  $\mu$  este dependent de factorul de umplere  $D$ . Rezistența  $R_e$  este introdusă în modelul din figura 8.6 pentru a reprezenta proprietățile de amortizare ale filtrului trece jos. Aceasta este o rezistență efectivă care ține cont de diferitele rezistențe ohmice din circuitul real; rezistența de "comutare" datorate discontinuității tensiunii de ieșire și de asemenea de rezistența de "modulație", ce ține cont de timpul de stocare al

tranzistorului.

#### 8.4.4. Derivarea modelului canonic din variabilele de stare

Din modelul general al variabilelor de stare mediate (8.14) și (8.15) se obține aplicând transformata Laplace:

$$\begin{aligned}\hat{x}(s) &= (s \cdot I - A)^{-1} \hat{u}_g(s) + (s \cdot I - A)^{-1} [(A_1 - A_2) \cdot X + (b_1 - b_2) \cdot U_g] \cdot \hat{d}(s) \\ \hat{y}(s) &= C^T \cdot \hat{x}(s) + (C_1^T - C_2^T) \cdot X \cdot \hat{d}(s)\end{aligned}\quad (8.16)$$

Acum din setul complet de funcții de transfer, vom alege cele ce descriu proprietățile intrare-ieșire:

$$\begin{aligned}\hat{y}(s) &= G_{vg} \cdot \hat{u}_g(s) + G_{vd} \cdot \hat{d}(s) \\ \hat{i}(s) &= G_{ig} \cdot \hat{u}_g(s) + G_{id} \cdot \hat{d}(s)\end{aligned}\quad (8.17)$$

Ecuatiile (8.17) sunt tipice pentru o rețea cu două porți.

Pentru modelul canonic propus avem:

$$\begin{aligned}\hat{y}(s) &= \frac{1}{\mu} \cdot H_e(s) \cdot \hat{u}_g(s) + e \cdot \frac{1}{\mu} \cdot H_e(s) \cdot \hat{d}(s) \\ \hat{i}(s) &= -\frac{1}{\mu^2 \cdot Z_{ei}(s)} \cdot u_g(s) + \left[ j + \frac{e}{\mu^2 \cdot Z_{ei}(s)} \right] \cdot \hat{d}(s)\end{aligned}\quad (8.18)$$

din comparația (8.17) cu (8.18) avem:

$$\begin{aligned}e(s) &= \frac{G_{vd}(s)}{G_{vg}(s)}; \quad j(s) = G_{id}(s) - e(s) \cdot G_{ig}(s) \\ H_e(s) &= \mu \cdot G_{vg}(s)\end{aligned}\quad (8.19)$$

De observat că în (8.18) parametrul  $1/\mu$  reprezintă câștigul ideal de curent continuu când elementele parazite sunt zero.

Cele două generatoare pot fi puse sub forma  $e(s) = E \cdot f_1(s)$  și  $j(s) = J \cdot f_2(s)$ .

Particularizând pentru diferite convertitoare, elementele din circuitul canonic sunt grupate în tabelul 8.1.

Modelul canonic din figura (8.6) încorporează toate cele trei proprietăți a unui convertor cc-cc: funcția de conversie cc (reprezentată prin transformatorul ideal  $\mu:1$ ), funcția de control (prin intermediul  $d$ ) și filtrare ( $H_e(s)$ ).

De observat că generatorul de curent  $j(s) \cdot \hat{d}$  din circuitul canonic chiar superfluu, când sursa de tensiune  $u_g(s)$  este ideală este necesar să reflecte influența unui generator neideal ca în cazul unui filtru de intrare.

	$\mu(s)$	E	$f_1(s)$	j	$f_2(s)$	$L_e$
buck	$\frac{1}{D}$	$\frac{V}{D^2}$	1	$\frac{V}{R}^4$	1	L
boost	1-D	V	$1-s \frac{L_e}{R}$	$\frac{V}{(1-D)^2 R}$	1	$\frac{L}{(1-D)^2}$
buck-boost	$\frac{1-D}{D}$	$-\frac{V}{D^2}$	$1-s \frac{D L_e}{R}$	$-\frac{V}{(1-D)^2 R}^5$	1	$\frac{L}{(1-D)^2}$

Tabelul 8.1

### 8.5. Exemplu de utilizare a modelului variabilelor de stare mediate

Bazându-ne pe rezultatele obținute în capitolele precedente se va construi modelul SPICE pentru sursa flyback implementată în jurul circuitului integrat TL494 și reprezentată în figura 8.7. Prin înlocuirea etajelor componente cu modelele corespunzătoare se obține circuitul din figura 8.8. Pentru modelarea etajului de putere se va utiliza modelul canonic dedus mai sus. În continuare vom explica modul în care au fost modelate diferitele etaje.

#### Transformatorul de ieșire

Transformatorul de ieșire este modelat prin două surse de tensiune controlate în tensiune ET1 respectiv ET2 și două surse de curent controlate în curent FE1 și FE2.

Deoarece:

$N_p=33$  sp

$N_{s1}=5$  sp

$N_{s2}=11$  sp

avem:

$$K_T = \frac{N_{s1}}{N_p} = 0.15$$

$$K_T = \frac{N_{s2}}{N_p} = 0.33$$

#### Factorul de umplere(D)

Știind că:  $U_{01}=5V$  și  $U_1=24V$  rezultă:



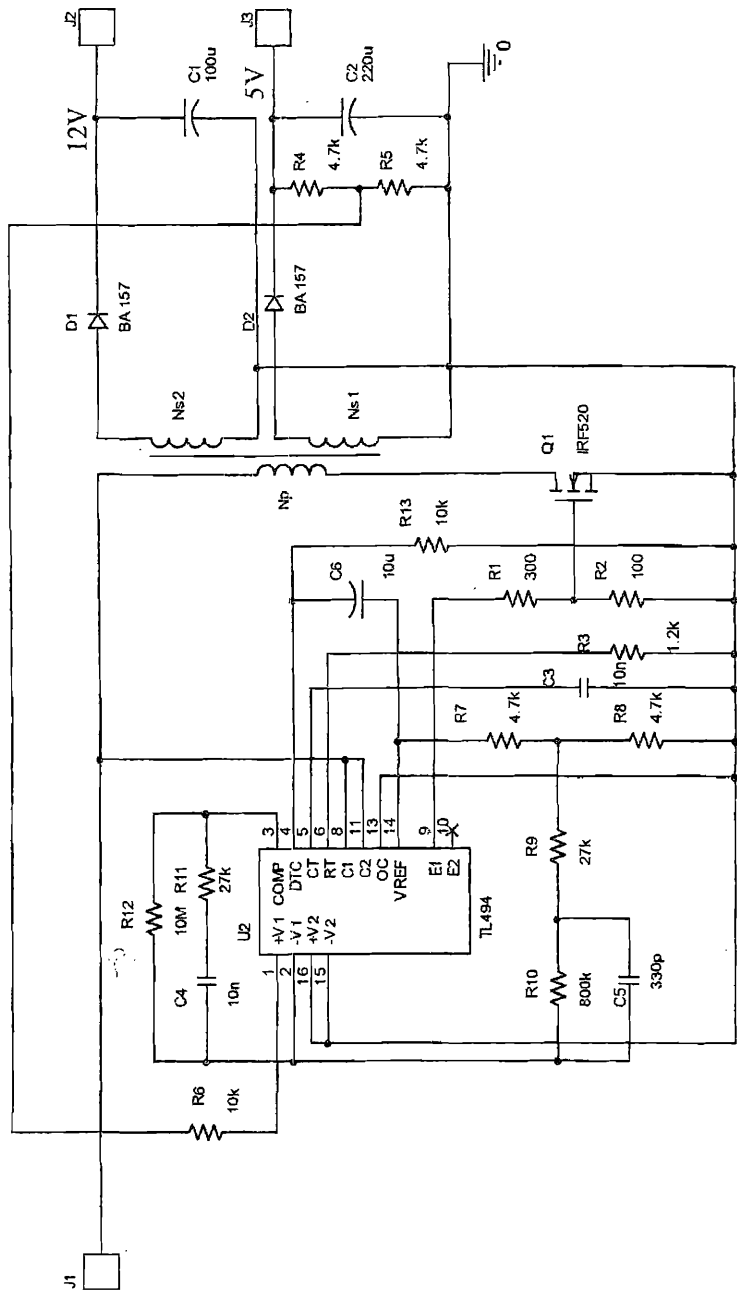


Fig.8.7 Sursă în comutație de tip flyback.

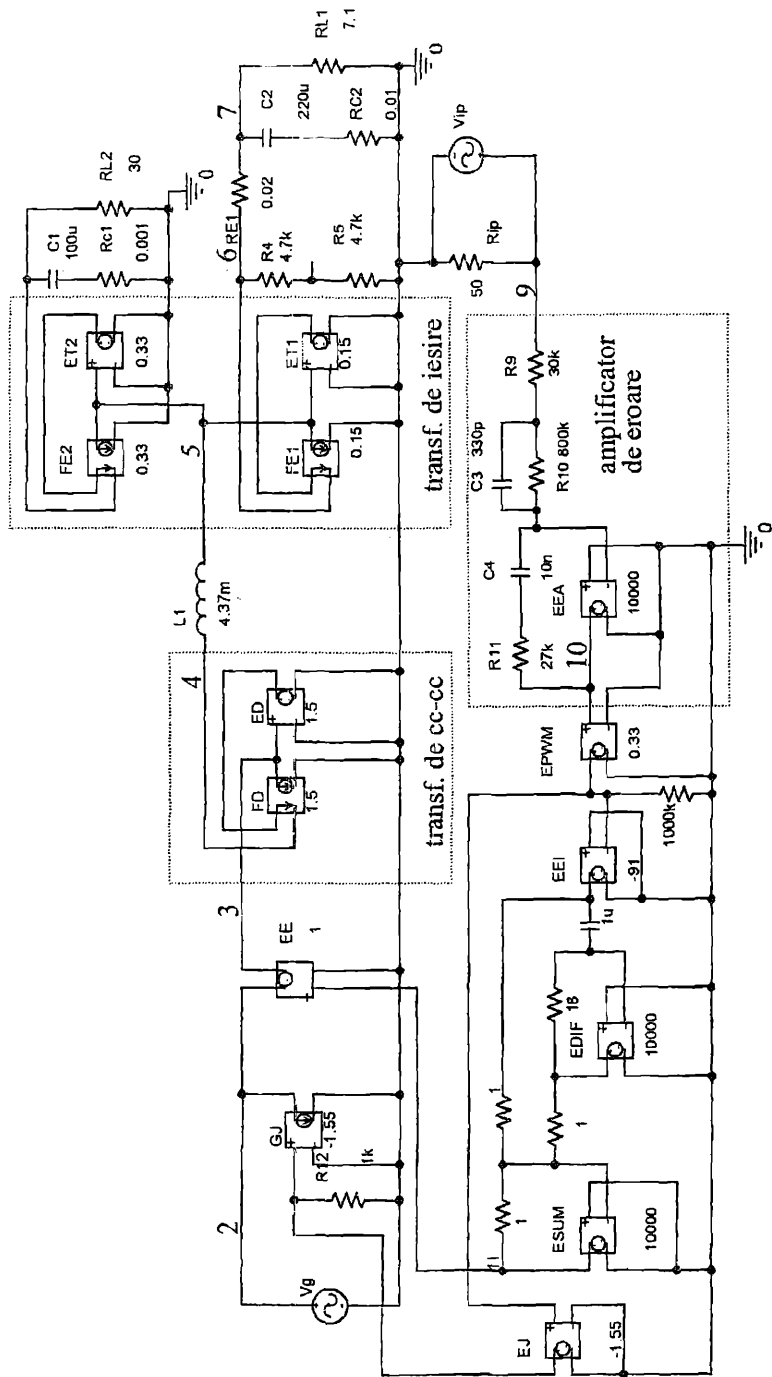


Fig.8.8 Modelul Spice al sursei flyback prezentată în figura 8.7

$$D = \frac{\frac{U_{01}}{U_I} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}}{1 + \frac{U_{01}}{U_I} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}} = 0.6$$

### Valoarea efectivă a inductorului $L_e$

Pentru convertorul buck-boost va rezulta din tabelul 8.1 valoarea ( $L_p = 700 \mu\text{H}$ ):

$$L_e = \frac{L_p}{(1-D)^2} = 4.37 \text{ mH}$$

### Modulatorul PWM

Ținând cont de formula 8.1 și de faptul că pentru circuitul TL494  $U_m = 3\text{V}$  vom obține:

$$K_m = \frac{1}{U_m} = 0.33 \frac{1}{\text{V}}$$

### Generatorul de tensiune EE

Generatorul EE din figura 8.8 este echivalent cu generatorul de tensiune  $e(s)$  din figura 8.8 unde  $e(s) = E f_1(s)$ .

Termenul E este simulat printr-o sursă de tensiune comandată în tensiune EEI. În cazul nostru:

$$E = \frac{-U_p}{D^2} = -\frac{U_{01} \cdot \frac{N_p}{N_{s1}}}{D^2} = -91$$

Zeroul din semiplanul drept prezent la convertoarele buck-boost, dat de termenul  $f_1(s)$  se implementează utilizând un etaj de derivare realizat în jurul generatorului de tensiune, comandat în tensiune EDIF și etajului sumator ESUM. Câștigul etajului de derivare va fi dat de relația:

$$K_z = \frac{D \cdot L_e}{R_p}$$

unde  $R_p$  reprezintă rezistența de sarcină reflectată în primar. După câteva calcule simple se obține  $R_p = 145 \Omega$ . Ca urmare:  $K_z = 18 \cdot 10^{-6}$ .

### Generatorul de curent de la intrare

Generatorul de curent de la intrare  $j(s)$  din modelul canonic este reprezentat în figura 8.8 prin sursa de curent  $G_j$  comandată în tensiune. Câștigul acestui generator este dat de relația:

$$K_j = -\frac{U_p}{(1-D)^2 \cdot R_p} = -1.55$$

### Transformatorul cc-cc

Transformatorul cc-cc este modelat prin sursa de tensiune comandată în tensiune ED și sursa de curent FD comandată în curent.

Câștigul acestor generatoare va fi dat de relația:

$$K_d = \frac{D}{1-D} = 1.5$$

### Filtru de ieșire

Modelul filtrelor de ieșire este realizat cu componentele reale la care se adaugă rezistențele ecivalente serie RESRC1 respectiv RESRC2 ale condensatoarelor de ieșire C1 și C2.

### Amplificatorul de eroare

Amplificatorul de eroare este implementat cu ajutorul unui generator de tensiune comandat în tensiune EEA și componentele R11, C4, C5, R10, R9.

Prin simulare în SPICE se pot obține caracteristicile de frecvență ale etajelor componente sau ale sursei pe ansamblu rezultate ce ne furnizează o serie de informații cu privire la stabilitatea acesteia.

### Caracteristica intrare-ieșire

Figura 8.9 reprezintă caracteristicile intrare- ieșire ale converorului flyback (bucă deschisă)

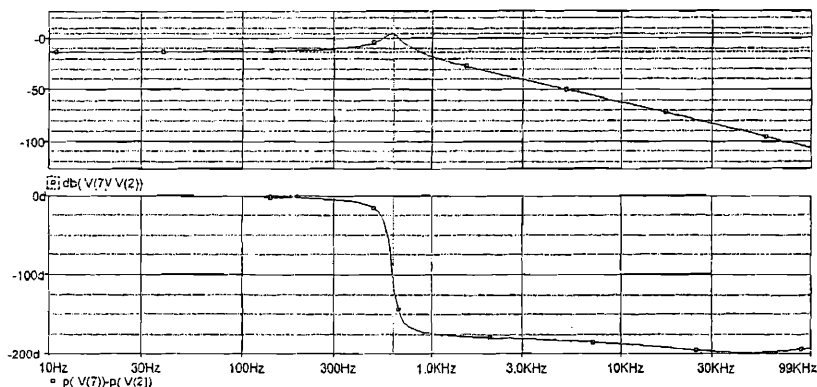


Fig. 8.9 Caracteristicile de transfer intrare –ieșire.

Înfluența rezistențelor de pierderi ale condensatoarelor de ieșire este neglijabilă.

### Caracteristica de transfer control-ieșire

Caracteristica de transfer control -ieșire, incluzând și efectul modulatorului PWM este reprezentată în fig. 8.10

Din analiza caracteristicilor se observă existența unui pol dublu la frecvența  $f_p = 620.6\text{Hz}$  precum și existența unui zero în planul drept (prezis de teorie) la frecvența  $f_{zp} =$

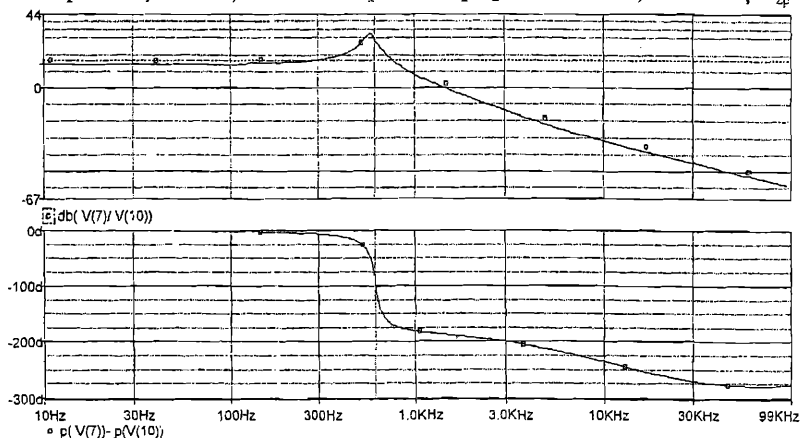


Fig. 8.10 Caracteristicile de transfer control-ieșire.

8kHz. Existența acestui zero duce la creșterea instabilității sistemului.

### Caracteristica de transfer a amplificatorului de eroare

Amplificatorul de eroare s-a proiectat în așa fel încât, să asigure compensarea întregului sistem. Structura aleasă este una de tip PID. Pentru compensarea polului dublu existent în caracteristica control-ieșire a convertorului flyback, amplificatorul de eroare conține un zero dublu la aceeași frecvență (fig.8.11).

### Caracteristica de transfer a buclei sursei

Caracteristica de transfer în buclă deschisă a sursei, este prezentată în figura 8.12. Se observă că avem o margine de fază de  $45^\circ$ , ceea ce conferă sistemului stabilitate. Banda relativ îngustă, determinată de considerentele de stabilitate, înrăutățește însă comportarea dinamică a sistemului.

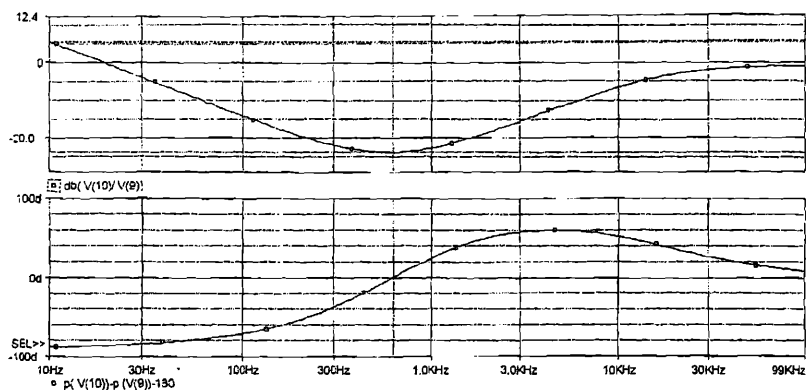


Fig. 8.11 Caracteristicile de transfer ale amplificatorului de eroare.

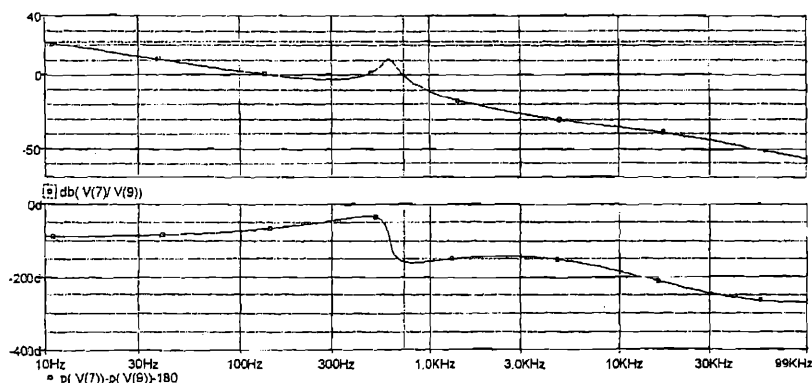


Fig. 8.12 Caracteristicile de transfer ale buclei închise

### Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare-notițe de curs*, Cluj, 2001.
2. R.D. Middlebrook, S. Cuk, *A General Unified Approach to Modelling Switching Converter Power Stages*, IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1976, p.: 18-34.
3. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power*

- 
- Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
4. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989.
  5. Gh. Cartianu ș.a.-*Semnale, circuite și sisteme*, EDP, București, 1980.
  6. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
  6. \*\*\*MicroSim PSpice A/D, *Circuit Analysis Software*, California, 1996

## CIRCUITE MAGNETICE

### 9.1 Relații fundamentale

*Tensiunea magnetică* între două puncte  $x_1$  respectiv  $x_2$  (fig.9.1a) este dată de relația:

$$U_m = \int_{x_1}^{x_2} H \cdot dl \quad (9.1)$$

unde:  $H$  este intensitatea câmpului magnetic.

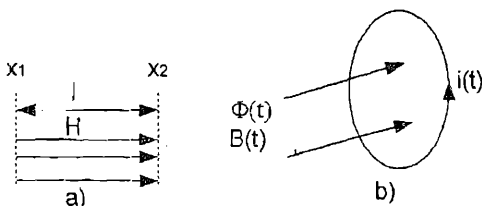


Fig. 9.1 a) Def. tensiunii magnetice b) Def. fluxului magnetic.

Dacă câmpul magnetic este uniform relația (9.1) se reduce la:

$$U_m = H \cdot l \quad (9.2)$$

*Fluxul magnetic* produs de câmpul magnetic de inducție  $B$ , prin suprafața  $A_c$  va fi dat de relația:

$$\phi = \int_{\Sigma} B \cdot dA \quad (9.3)$$

În cazul în care câmpul magnetic este uniform se obține:

$$\phi = B \cdot A_c \quad (9.4)$$

**Legea lui Faraday:** face legătura între tensiunea indusă într-o înfășurare și fluxul total din interiorul acelei înfășurări:

$$u(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9.5)$$

Pentru câmp magnetic uniform distribuit relația devine:

$$u(t) = A_c \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (9.6)$$

**Legea lui Lenz:** Tensiunea  $u(t)$  produsă de fluxul  $\phi(t)$ , dă naștere unui curent care crează un flux  $\phi'$  ce se opune fluxului care l-a generat (fig.9.2).



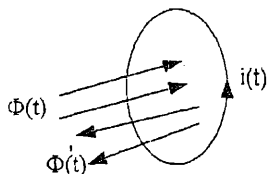


Fig. 9.2 Ilustrarea legii lui Lenz.

**Legea lui Ampere:** Face legătura între curentul din înfășurare și tensiunea magnetică:

$$\oint H \cdot dl = \int_{\Sigma} J \cdot dA \quad (9.7)$$

$J$ , fiind densitatea curentului electric ce strabate suprafața  $A$ .

Pentru câmp magnetic uniform avem (fig. 9.4):

$$H(t) \cdot l_m = i(t) \quad (9.8)$$

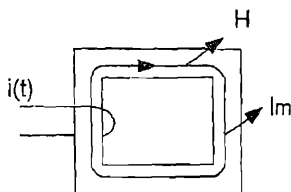
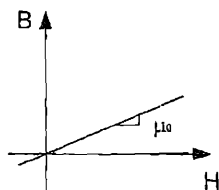


Fig. 9.3 Ilustrarea legii lui Ampere.

Relația dintre intensitatea câmpului magnetic  $H$  și inducția câmpului magnetic este determinată de caracteristicile materialului.

În aer (fig. 9.5):

$$B = \mu_0 \cdot H \quad (9.9)$$

Fig. 9.4 Relația între  $B$  și  $H$  în aer

unde:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$$

Figura (9.5) ilustrează caracteristica  $B$ - $H$  pentru aliaj de fier. Caracteristica este puternic neliniară.

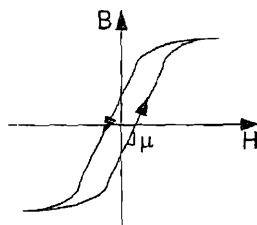


Fig. 9.5 Caracteristica B-H a materialelor de fier.

Pentru a simplifica analiza, caracteristica B-H este liniarizată pe porțiuni (fig. 9.6). În acest caz avem:

$$B = \mu \cdot H \quad (9.10)$$

unde:  $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$

$\mu_r$ , fiind permeabilitatea relativă și are valori cuprinse între  $10^3$  și  $10^5$ . Miezul magnetic se saturează când valoarea inducției depășește o valoare  $B_{sat}$ . Pentru:  $|B| > B_{sat}$  rezultă  $\mu \equiv \mu_0$ .

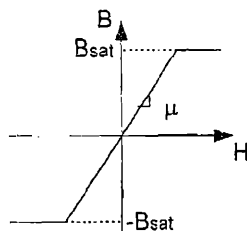


Fig. 9.6 Liniarizarea caracteristicii B-H a aliajelor B-H.

Valoarea tipică pentru  $B_{sat}$  este 1.2 T pentru fier laminat și oțel silicios și 0.25÷0.5 T pentru ferite.

Se vor determina caracteristicile electrice, pentru o bobină realizată pe un material magnetic având  $n$  spire.

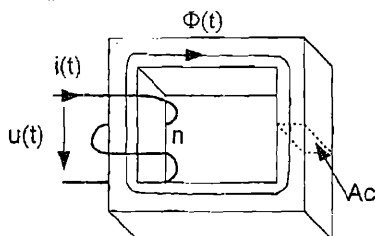


Fig. 9.7 Inductor realizat pe un miez magnetic.

Tensiunea produsă de fluxul  $\phi(t)$  într-o spiră conform legii lui Faraday va fi:

$$u_{sp}(t) = \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9.11)$$

iar tensiunea produsă în cele  $n$  spire:

$$u(t) = n \cdot u_{sp} = n \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9.12)$$

Câmpul magnetic fiind uniform are loc relația:

$$u(t) = n \cdot A_c \cdot \frac{dB(t)}{dt} \quad (9.13)$$

iar legea lui Ampere dă:

$$H(t) \cdot l_m = n \cdot i(t) \quad (9.14)$$

Se consideră următorul model matematic pentru materialul magnetic:

$$\begin{aligned} B &= B_{sat} \text{ pentru } H > \frac{B_{sat}}{\mu} \\ B &= \mu \cdot H \text{ pentru } |H| < \frac{B_{sat}}{\mu} \\ B &= -B_{sat} \text{ pentru } |H| \leq -\frac{B_{sat}}{\mu} \end{aligned} \quad (9.15)$$

Se notează cu  $I_{sat}$ , curentul la care se produce saturația și se poate calcula ușor cu relația:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot l_m}{\mu \cdot n} \quad (9.16)$$

Pentru  $|I| \leq I_{sat}$  relația (9.16) devine:

$$u(t) = \mu \cdot n \cdot A_c \cdot \frac{dH(t)}{dt} \quad (9.17)$$

sau ținând cont și de (9.14):

$$u(t) = \frac{\mu \cdot n^2 \cdot A_c}{l_m} \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (9.18)$$

Pe de altă parte:

$$u(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \quad (9.19)$$

Prin urmare:

$$L = \frac{\mu \cdot n^2 \cdot A_c}{l_m} \quad (9.20)$$

Când  $|I| > I_{sat}$ :

$$u(t) = n \cdot A_c \cdot \frac{dB_{sat}}{dt} \cong 0 \quad (9.21)$$

**Observație:**

Când miezul se saturează, dispozitivul se comportă ca un scurtcircuit.

## 9.2 Circuite magnetice:

Figura 9.8 reprezintă câmpul magnetic uniform într-un element având permeabilitatea  $\mu$ , lungimea  $l$  și aria transversală  $A_c$ . Tensiunea magnetică va fi :

$$U_m = H \cdot l_m \quad (9.22)$$

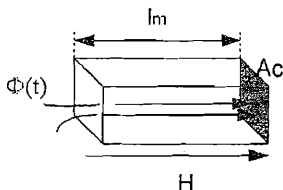


Fig. 9.8 Definirea reluctanței magnetice.

Deoarece:  $H = \frac{B}{\mu}$  și  $B = \frac{\phi}{A_c}$  egalitatea (9.22) poate lua forma:

$$U_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \cdot \phi \quad (9.23)$$

Această relație se mai poate scrie și sub forma:

$$U_m = R_m \cdot \phi \quad (9.24)$$

unde:

$$R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \quad (9.25)$$

Relația (9.25) reprezintă legea lui Ohm pentru circuite magnetice, iar mărimea  $R_m$  se numește *reluctanță magnetică*.

Structurile magnetice complicate formate din mai multe înfășurări și elemente eterogene: miezuri, intrefier etc. pot fi reprezentate utilizând circuite magnetice echivalente. Aceste circuite magnetice, pot fi rezolvate, utilizând analiza convențională a circuitelor, pentru a determina fluxuri, tensiuni magnetice, tensiuni electrice și curenți.

Se consideră un inductor (fig.9.9) realizat pe un miez având intrefierul  $l_g$ , lungimea materialului magnetic fiind  $l_c$ .

Conform legii lui Ampere se poate scrie:

$$U_{mc} + U_{mg} = n \cdot i \quad (9.26)$$

Reluctanța intrefierului este  $R_{mg}$ , iar a materialului magnetic  $R_{mc}$ :

$$R_{mg} = \frac{l_g}{\mu_0 \cdot A_c} \quad (9.27)$$

$$R_{mc} = \frac{l_c}{\mu \cdot A_c} \quad (9.28)$$

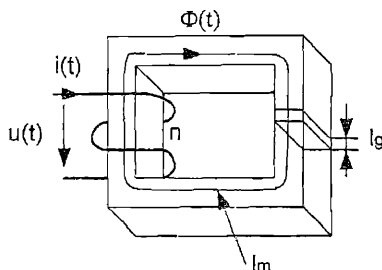


Fig. 9.9 Circuit magnetic cu intrefier.

Ca urmare:

$$n \cdot i = \phi \cdot (R_c + R_g) \quad (9.29)$$

iar conform legii lui Faraday:

$$u(t) = n \cdot \frac{d\phi(t)}{dt} \quad (9.30)$$

Din (9.29) și (9.30) rezultă:

$$u(t) = \frac{n^2}{R_{mc} + R_{mg}} \quad (9.31)$$

de unde:

$$L = \frac{n^2}{R_{mc} + R_{mg}} \quad (9.32)$$

**Observație:**

*Intrefierul crește reluctanța totală a circuitului magnetic și descrește inductivitatea. Este folosit în inductoare din două motive:*

- 1) *fară intrefier, inductivitatea este direct proporțională cu permeabilitatea  $\mu$ , mărime ce este dependentă de temperatură și punctul de funcționare al circuitului magnetic. Prin adăugarea unui intrefier valoarea inductivității este mai puțin dependentă de variația lui  $\mu$ .*
- 2) *Adăugarea intrefierului, face ca inductorul să lucreze la curenți mult mai mari fără să se satureze.*

Deoarece  $\phi$  este proporțional cu  $B$  în cazul când miezul nu este saturat :

$$n \cdot I \equiv H \quad (9.33)$$

Când miezul este saturat:

$$\phi_{sat} = B_{sat} \cdot A_C \quad (9.34)$$

de unde:

$$I_{sat} = \frac{B_{sat} \cdot A_C}{n} \cdot (R_{mc} + R_{mg}) \quad (9.35)$$

### 9.3 Modelarea transformatorului

Considerăm transformatorul realizat cu două înfășurări. Aria secțiunii transversale este  $A_C$ , lungimea medie  $l_m$  și permeabilitatea  $\mu$ . Circuitul magnetic echivalent este reprezentat în figura (9.10). Reluctanța miezului este:

$$R_m = \frac{l_m}{\mu \cdot A_c} \quad (9.36)$$

Conform legii lui Ampere este adevărată egalitatea:

$$U_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (9.37)$$

care se poate scrie și sub forma:

$$\phi \cdot R_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (9.38)$$

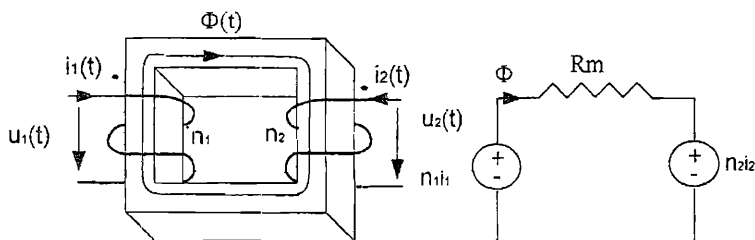


Fig. 9.10 Transformatorul și modelul său.

### Transformatorul ideal

În cazul transformatorului ideal  $R_m = 0$ . Relația (9.38) devine:

$$n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 = 0 \quad (9.39)$$

iar conform legii lui Faraday sunt adevărate egalitățile:

$$u_1 = n_1 \cdot \frac{d\phi}{dt} \quad (9.40)$$

$$u_2 = n_2 \cdot \frac{d\phi}{dt}$$

de unde:

$$\frac{u_1}{n_1} = \frac{u_2}{n_2} \quad (9.41)$$

$$\frac{i_1}{i_2} = -\frac{n_2}{n_1} \quad (9.42)$$

### 9.3.1 Inductanța de magnetizare

În cazul în care  $R_m \neq 0$ :

$$\phi \cdot R_m = n_1 \cdot i_1 + n_2 \cdot i_2 \quad (9.43)$$

și:

$$u_1 = \frac{d\phi}{dt} \quad (9.44)$$

Eliminând  $\phi$  se obține:

$$u_1 = \frac{n_1^2}{R_m} \cdot \frac{d}{dt} \left( i_1 + \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \right) \quad (9.45)$$

Această relație ia forma:

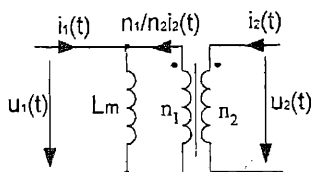
$$u_1 = L_m \cdot \frac{di_m}{dt} \quad (9.46)$$

unde:

$$L_m = \frac{n_1^2}{R_m} \quad (9.47)$$

$$i_m = i_1 + \frac{n_2}{n_1} \cdot i_2 \quad (9.48)$$

reprezintă inductanța de magnetizare, respectiv curentul de magnetizare. Circuitul echivalent este reprezentat în figura 9.11.



**Fig. 9.11 Schema echivalentă a transformatorului cu inductanța de magnetizare.**

Transformatorul se saturează când inducția depășește  $B_{sat}$ . Când transformatorul se saturează, curentul de magnetizare devine foarte mare și înfășurările transformatorului sunt în scurtcircuit.

**Observație:**

*Valori mari pentru curenții  $i_1(t)$ , respectiv  $i_2(t)$  nu produc neapărat saturația miezului. Mai mult, saturația miezului este o funcție de produsul tensiune-timp.*

Curentul de magnetizare este dat de relația:

$$i_m(t) = \frac{1}{L_m} \int u_1(t) dt \quad (9.49)$$

sau

$$B(t) = \frac{1}{n_1 \cdot A_C} \cdot \int u_1(t) dt \quad (9.50)$$

Notăm mărimea:

$$\lambda = \int_{t_1}^{t_2} u_1(t) dt \quad (9.51)$$

Când  $\lambda$  atinge o valoare prea mare, există pericolul ca miezul magnetic să se satureze. Saturarea miezului se poate evita, fie crescând numărul de spire, fie aria secțiunii transversale a miezului  $A_C$ .

Adăugarea unui întrefier nu are efect asupra saturației miezului unui transformator convențional, deoarece nu se modifică relația (9.50).

Un întrefier face transformatorul mai puțin ideal, descrescând  $L_m$  și crescând curentul de magnetizare fără să modifice  $B(t)$ . Mecanismul de saturație din

transformator diferă de cel din inductor, deoarece saturația transformatorului este determinată de tensiunea aplicată, mai mult decât de curenții din înfășurări.

### 9.3.2 Inductanțele de scăpări

În realitate, o parte din fluxul creat într-o înfășurare nu trece și prin cealaltă dând naștere unor fluxuri de scăpări  $\phi_{11}$ , respectiv  $\phi_{12}$ .

Figura (9.12) ilustrează modelul unui transformator, care include inductanțele de pierderi  $L_{11}$  și  $L_{12}$ . Aceste inductanțe fac ca raportul  $\frac{u_1}{u_2}$  să fie diferit de  $\frac{n_1}{n_2}$ .

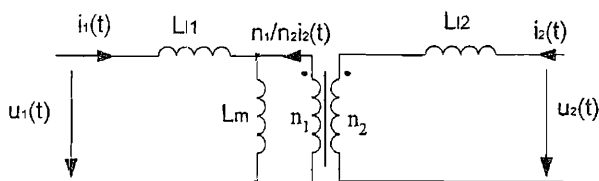


Fig. 9.12 Modelul transformatorului cu inductanțe de scăpări.

Relațiile dintre tensiunile la bornele unui transformator și curenții din înfășurări sunt:

$$\begin{bmatrix} u_1(t) \\ u_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{11} & L_{12} \\ L_{21} & L_{22} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (9.52)$$

Marimea  $L_{12}$  este numită inductanță mutuală și este dată de relația:

$$L_{12} = \frac{n_1 \cdot n_2}{R_m} = \frac{n_2}{n_1} \cdot L_{mp} \quad (9.53)$$

iar  $L_{11}$  și  $L_{22}$  sunt inductanțele primarului respectiv a secundarului.

Între inductanțe există următoarele egalități:

$$L_{11} = L_{11} + \frac{n_1}{n_2} \cdot L_{12} \quad (9.54)$$

$$L_{22} = L_{12} + \frac{n_1}{n_2} \cdot L_{12} \quad (9.55)$$

Coeficientul de cuplaj este dat de relația:

$$k = \frac{L_{12}}{\sqrt{L_{11} \cdot L_{22}}} \quad (9.56)$$

unde  $0 \leq k \leq 1$ .

Trebuie remarcat că este posibilă construcția unor transformatoare având  $k=0.99$ .



### 9.4 Pierderile în transformator

Se consideră un inductor pe care se aplică tensiunea periodică  $u(t)$  fiind străbătut de curentul  $i(t)$  cu frecvența  $f$ . Energia stocată într-o perioadă de timp va fi:

$$W = \int u(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (9.57)$$

care se mai poate scrie sub forma (s-a ținut seama de relațiile de mai sus):

$$\bar{W} = \int \left( n \cdot H_c \cdot \frac{dB(t)}{dt} \right) \cdot \left( \frac{H(t) \cdot l_m}{n} \right) \cdot dt = (A_c \cdot l_m) \int H \cdot dB \quad (9.58)$$

unde:

$$V_e = A_c \cdot l_m \quad (9.59)$$

reprezintă volumul miezului magnetic.

Pierderile de histerezis proporționale cu aria ciclului se calculează cu [5]:

$$P_H = f \cdot A_c \cdot l_m \int H \cdot dB \quad (9.60)$$

Pierderile prin histerezis cresc cu frecvența de lucru. Materialele magnetice din aliajele fierului sunt bune conducătoare electrice. Prin urmare apar curenți turbionari care cresc pierderile în miezul magnetic. Modul cum apar acești curenți turbionari este reprezentat în figura 9.13.

Fluxul  $\phi(t)$  produce curenții turbionari  $i(t)$ . Pierderile produse de curenții turbionari sunt proporționale cu  $i^2$  și în final cu  $f^2$ . Există o legătură între pierderile în miez și  $B_{sat}$ . Cu cât acceptăm  $B_{max}$  mai mare, se reduce dimensiunea și deci costul miezului. Materialele pe bază de oțel silicios admit un  $B_{sat}=1.5+2$  T. Din păcate în aceste materiale apar pierderi mari, în special datorită curenților turbionari. Materialele magnetice realizate din pulberi metalice ce conțin particule suficient de mici au pierderi datorită curenților turbionari, mai mici. Aceste particule sunt unite între ele cu un amestec izolator. Se ating astfel valori pentru  $B_{sat}$  de  $0.6+0.8$  T cu pierderi mult mai mici decât se obțin în table laminate. Miezurile pe bază de pulberi magnetice sunt utilizate la realizarea inductoarelor până la frecvențe de 100kHz. Aliajele amorfe au pierderi de histerezis mici. Pierderile prin curenți turbionari sunt de asemenea mici însă mai mari decât la ferite.

**Feritele** sunt materiale realizate pe baze de oxizi de fier având  $B_{sat}=0.25+0.5$  T. Rezistivitatea lor este mai mare decât a celorlalte materiale și prin urmare pierderile datorate curenților turbionari sunt mai mici.

Feritele Mn-Zn au o largă aplicabilitate în inductoare și transformatoare într-un domeniu larg de frecvențe 10kHz÷1MHz

Pierderile pot fi calculate cu formula empirică [5]:

$$P_{Fe} = K_{Fe} \cdot B_{max}^\beta \cdot A_c \cdot l_m \quad (9.61)$$

unde  $\beta \approx 2.6 - 2.8$ . Constanta  $K_{Fe}$  crește rapid cu creșterea frecvenței.

#### 9.4.1 Pierderile în Cu la joasă frecvență

Pierderi semnificative apar în înfășurări chiar la joasă frecvență, determinate de rezistivitatea finită a materialului conductor. Se pot calcula cu formula:

$$P_{Cu} = I_{sf}^2 \cdot R_{Cu} \quad (9.62)$$

unde:

$I_{ef}$  – valoarea efectivă a curentului din înfășurare. Rezistența înfășurării se poate determina cu relația:

$$R_{Cu} = \rho \cdot \frac{l_b}{A_w} \quad (9.63)$$

$A_w$  - aria conductorului;

$\rho = 1.7 \cdot 10^{-7} \Omega m$  - rezistivitatea Cu;

$l_b$  - lungimea conductorului din înfășurare.

#### 9.4.2 Pierderile datorită curenților turbionari din înfășurări

Pierderile datorită curenților turbionari apar prin două mecanisme:

- efect de suprafață;
- efect de proximitate.

##### Efectul de suprafață

Figura 9.13 arată curentul  $i(t)$  ce parcurge un conductor. Acest curent crează fluxul  $\Phi(t)$ . Conform legii lui Lenz, acest flux induce curenți turbionari ce crează un flux ce se opune fluxului inițial. Curenții turbionari reduc densitatea netă a curentului

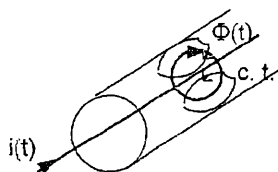


Fig. 9.13 Apariția curenților turbionari în conductor.

în centru conductorului și o cresc la suprafața acestuia. Distribuția curentului în conductor se poate determina, cu ajutorul ecuațiilor lui Maxwell.

Densitatea curentului descrește exponențial de la suprafață. Se definește o mărime caracteristică numită adâncime de pătrundere:

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} \quad (9.64)$$

La Cu, cu  $\mu = \mu_0$  și și rezistivitatea  $\rho$  măsurată la 100°C relația devine:

$$\delta = \frac{7.5}{\sqrt{f}} \text{ cm} \quad (9.65)$$

##### Efectul de proximitate

Curentul ce străbate un conductor produce curenți turbionari în conductoarele adiacente, ducând la apariția unor pierderi suplimentare. Fenomenul poartă numele de *efect de proximitate*.

În figura 9.14 este ilustrat modul de apariție acestui fenomen. Stratul 1 transportă curentul  $i(t)$ . Conform legii lui Lenz apare un curent  $-i(t)$  la suprafața înfășurării 2. Deoarece stratul 2 este legat în serie cu stratul 1 curentul net în înfășurarea 2 trebuie să fie  $i(t)$ . În consecință, la suprafața superioară a înfășurării 2 va curge un curent  $2i(t)$  ș.a.m.d.

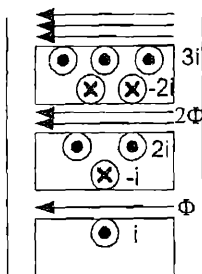


Fig. 9.14 Efectul de proximitate în înfășurări.

Pierderile în Cu cauzate de curenții turbionari induși în înfășurări pot fi substanțiale.

Notăm cu  $P_1$  pierderile datorită efectului de proximitate produse în înfășurarea 1. În stratul 2 curentul  $2i(t)$  va produce pierderea  $4P_1$ . Drept urmare, pierderile totale din stratul 2 vor fi:

$$P_2 = P_1 + 4 \cdot P_1 = 5 \cdot P_1 \quad (9.66)$$

În mod similar pierderile totale în stratul 3 vor fi:

$$P_3 = 4 \cdot P_1 + 9 \cdot P_1 = 13 \cdot P_1 \quad (9.67)$$

iar în stratul  $m$ :

$$P_m = [(m-1)^2 + m^2] \cdot P_1 \quad (9.68)$$

Pierderile totale produse în  $M$  straturi se pot calcula cu formula:

$$P_w|_{d \gg \delta} = \sum_{j=1}^M P_j = \frac{M}{3} \cdot (2 \cdot M^2 + 1) \cdot P_1 \quad (9.69)$$

În cazul în care  $d = \delta$ :

$$P_w = M \cdot P_1 \quad (9.70)$$

Pentru alte grosimi, rezistența de curent continuu și pierderile sunt reduse cu un factor  $d/\delta$ . Prin urmare, pierderile totale la joasă frecvență pot fi calculate cu:

$$P_{wcc} = M \cdot P_1 \cdot \frac{\delta}{d} \quad (9.71)$$

Putem concluziona că, efectul de proximitate crește pierderile în înfășurări cu un factor:

$$F_{R|d \gg \delta} = \frac{P_w|_{d \gg \delta}}{P_{wcc}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{d}{\delta} \cdot (2 \cdot M^2 + 1) \quad (9.72)$$

Factorul  $F_R$  se mai notează cu  $\frac{Rca}{Rcc}$  unde:

$R_{ca}$  reprezintă rezistența efectivă în curent alternativ:  $\frac{P_w}{I_{ef}^2}$ .

Exemplu prezentat în figura 9.14 și asociat cu relațiile (9.68) și (9.72) sunt limitate de  $d \gg \delta$ . Pierderile minime apar, când grosimea conductoarelor este apropiată de adâncimea de pătrundere.

Înfășurările realizate din conductoare rotunde pot fi tratate într-o manieră similară. În scopul determinării pierderilor datorită efectului de proximitate într-un strat având  $n$  spire ce transportă un curent  $i(t)$  poate fi aproximat cu o spiră realizată dintr-o folie ce transportă curentul  $ni(t)$ .

Pașii de transformare a unui strat realizat din  $n$  conductoare într-o folie sunt prezentați în figura 9.15.

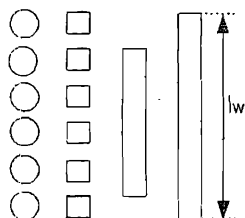


Fig. 9.15 Echivalarea unui strat cu conductoare rotunde cu o bandă conductoare.

Conductoarele cu secțiune circulară sunt înlocuite cu conductoare cu secțiune patrată având aceeași arie. Grosimea conductorului cu arie patrată va fi:  $d \cdot \sqrt{\frac{\pi}{4}}$ .

Aceste conductoare sunt puse unul lângă altul într-un strat formând astfel o folie. În final lățimea este mărită să acopere mărimea fîerestrei miezului. Deoarece, acest proces mărește aria secțiunii transversale, trebuie introdus un factor de compensare  $\eta$  pentru a corecta rezistența de curent continuu a conductorului. Acest factor numit *factor de porozitate* va crește rezistivitatea  $\rho$ .

Dacă lățimea stratului,  $l_w$  conține  $n_l$  conductoare rotunde având diametrul  $d$  atunci:

$$\eta = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \cdot d \cdot \frac{n_l}{l_w} \quad (9.73)$$

O valoare tipică este:  $\eta=0.8$ .

Notăm cu  $\varphi$  raportul efectiv între grosimea conductorului și adâncimea de pătrundere fiind dat de relația:

$$\varphi = \sqrt{\eta} \cdot \frac{d}{\delta} \quad (9.74)$$

### Câmpul magnetic în vecinătatea înfășurărilor

Considerăm un transformator a cărui primar și secundar conțin fiecare câte 3 straturi și transportă curentul  $i(t)$  (fig.9.16). Câmpul magnetic și tensiunea pot fi calculate aplicând legea lui Ampere. Pentru acest exemplu, relația care dă tensiunea magnetică este:

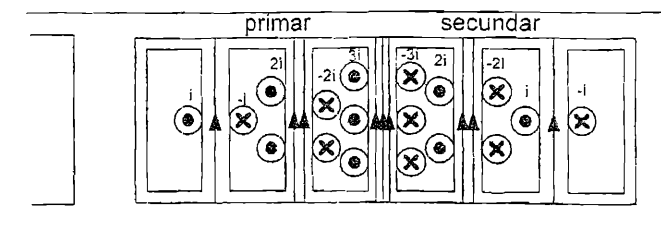


Fig. 9.16 Distribuția curenților într-un transformator.

$$U_m(x) = \int H dl = H \cdot l_w = (m_p - m_s) \cdot i \quad (9.75)$$

unde:

$m_p$ -numărul de straturi ale înfășurării primarului;

$m_s$ -numărul de straturi ale înfășurării secundarului.

$l_w$ - lățimea ferestrei.

Se presupune că reluctanța miezului este mult mai mică decât reluctanța din spațiul liber dintre înfășurări. Ca urmare:

$$H(x) = \frac{U_m(x)}{l_w} \quad (9.76)$$

În figura 9.17 este arătată distribuția tensiunii magnetice pentru curent continuu și de joasă frecvență.

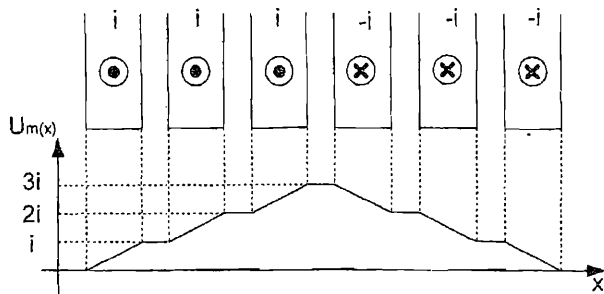


Fig. 9.17 Distribuția tensiunii magnetice în înfășurări la joasă frecvență.

La frecvențe mari când  $d \gg \delta$ , efectul de proximitate duce la o distribuție de tipul celei indicate în figura 9.18. Curenții turbionari, împiedică câmpul magnetic să pătrundă în conductor.

Figura 9.19 prezintă cazul în care straturile primarului și secundarului sunt întreșesute. Este reprezentată de asemenea distribuția tensiunii magnetice. Se observă că prin această metodă se reduce câmpul magnetic între înfășurări.

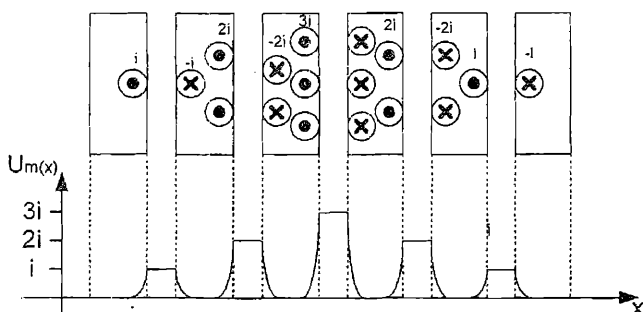


Fig. 9.18 Distribuția tensiunii magnetice în înfășurări la înaltă frecvență

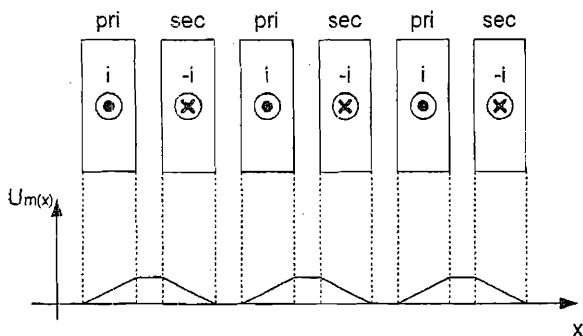


Fig. 9.19 Distribuția câmpului magnetic în cazul întrepeserii înfășurărilor.

O altă posibilitate de întrepesere a înfășurărilor este prezentată în figura 9.20 alături de distribuția corespunzătoare a tensiunii magnetice.

### Puterea pierdută într-un strat

Vom determina puterea pierdută într-un strat de grosime  $d$  (fig.9.21).

Intensitatea câmpului magnetic de o parte și de cealaltă va fi  $H(0)$ , respectiv  $H(d)$ . Se presupune că, câmpul magnetic are componenta normală la suprafață nulă și are o variație sinusoidală în timp. Aplicând ecuațiile lui Maxwell, după calcule se obține:

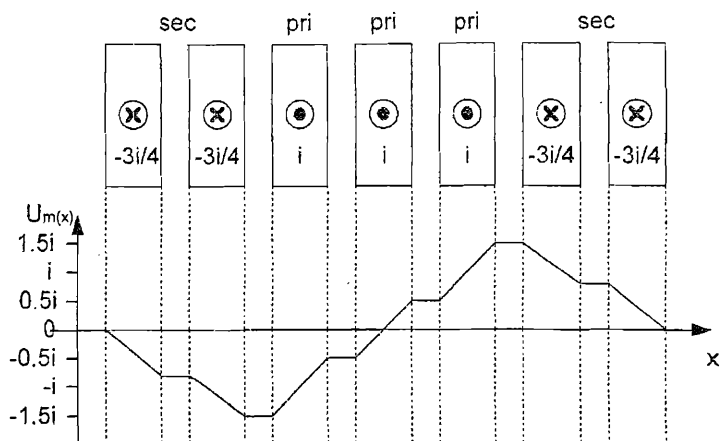


Fig. 9.20 Întrețeserea parțială a înfășurărilor și distribuția tensiunii magnetice.

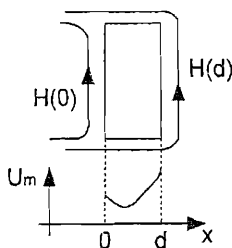


Fig. 9.21 Distribuția tensiunii magnetice într-un strat.

$$P = R_{cc} \cdot \frac{\varphi}{n_l^2} \cdot \left[ \left( U_m^2(d) + U_m^2(0) \right) \cdot G(\varphi) - 4 \cdot U_m(d) \cdot U_m(0) \cdot G_2(\varphi) \right] \quad (9.77)$$

unde:  $n_l$  este numărul de spire al stratului.

$$R_{cc} = \rho \cdot \frac{l_b}{A_w} = \rho \cdot \frac{MLT \cdot n_l^3}{\eta \cdot l_w^2}$$

$$G_1(\varphi) = \frac{\sinh(2\varphi) + \sin(2\varphi)}{\cosh(2\varphi) - \cos(2\varphi)}$$

Dacă înfășurarea este parcursă de curentul  $I$  se poate scrie:

$$U_m(d) - U_m(0) = n_l \cdot I \quad (9.78)$$

dar,  $\frac{U_m(0)}{U_m(d)} = \frac{m-1}{m}$ ,  $m$  fiind numărul stratului.

Puterea disipată în strat va fi:

$$P = I^2 \cdot R_{cc} \cdot \varphi \cdot Q(\varphi, m) \quad (9.79)$$

unde:

$$\mathcal{Q}'(\varphi, m) = (2 \cdot m^2 - 2 \cdot m + 1) \cdot G_1(\varphi) - 4 \cdot m \cdot (m-1) \cdot G_2(\varphi) \quad (9.80)$$

Putem trage concluzia că datorită efectului de proximitate pierderile în Cu într-un strat vor crește cu:

$$\frac{P}{I^2 \cdot R_{cc}} = \varphi \cdot \mathcal{Q}'(\varphi, m) \quad (9.81)$$

În cazul în care  $d = \delta$  relația (9.81) devine:

$$\frac{P}{P_{cd|d=\delta}} = \mathcal{Q}'(\varphi, m) \quad (9.82)$$

### Pierderile într-o înfășurare

Presupunem că primarul și secundarul transformatorului au  $M$  straturi. În figura 9.22 s-a reprezentat cazul a 3 straturi.

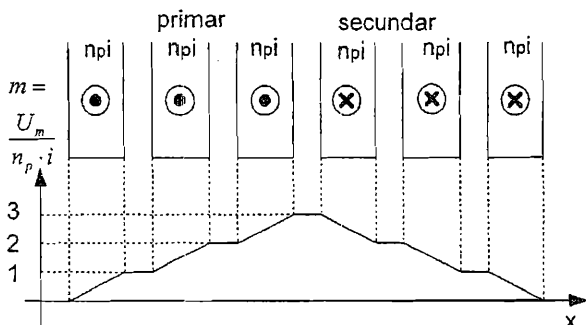


Fig.9.22 Distribuția câmpului în

În acest caz:

$$F_R = \frac{P_{Ri}}{P_{cc}} = \frac{1}{M} \cdot \sum_{m=1}^M \varphi \cdot \mathcal{Q}'(\varphi, m) \quad (9.83)$$

Datorită simetrie înfășurărilor, pierderile din înfășurarea secundarului va fi mărită cu același factor

Înlocuind în relația (9.80) se obține:

$$F_R = \frac{\varphi}{M} \cdot \sum_{m=1}^M [m^2 \cdot (2 \cdot G_1(\varphi) - 4 \cdot G_2(\varphi)) - m \cdot (2 \cdot G_1(\varphi) - 4 \cdot G_2(\varphi) + G_1(\varphi))] \quad (9.84)$$

$$\sum_{m=1}^M m = \frac{M(M+1)}{2} \quad (9.85)$$

$$\sum_{m=1}^M m^2 = \frac{M \cdot (M+1) \cdot (2M+1)}{6} \quad (9.86)$$

Utilizând aceste identități, relația (9.86) se simplifică devenind:



$$F_R = \varphi \cdot \left[ G_1(\varphi) + \frac{2}{3} \cdot (M^2 - 1) \cdot (G_1(\varphi) - 2 \cdot G_2(\varphi)) \right] \quad (9.87)$$

Pentru  $\varphi$  mare  $G_1(\varphi)$  tinde spre 1 în timp ce  $G_2(\varphi)$  tinde spre 0. Pentru cazul când  $\varphi=1$  relația devine:

$$\frac{P_{pri}}{P_{pri,cc|\varphi=1}} = G_1(\varphi) + \frac{2}{3} \cdot (M^2 - 1) \cdot (G_1(\varphi) - 2 \cdot G_2(\varphi)) \quad (9.88)$$

Minimul pierderilor se obține pentru  $\varphi \leq 1$ . O cale de a reduce pierderile de proximitate este de a realiza întreteserea înfășurărilor.

### Bibliografie

1. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
2. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
3. \*\*\* Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
4. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
5. \*\*\* Unitrode, *Power Supply-Design Seminar*, SEM-700, 1990.

## PROIECTAREA TRANSFORMATORULUI ȘI INDUCTORULUI

Dacă se consideră o înfășurare străbătută de un curent având valoarea de vârf  $I_{\max}$  acesta generează o inducție cu valoarea  $B_{\max}$ . Pentru a evita saturația miezului trebuie să fie îndeplinită condiția:

$$B_{\text{sat}} \geq B_{\max} \quad (10.1)$$

Conform relațiilor (9.27) și (9.28) în cazul general a unui miez cu întrefier reluctanța magnetică este:

$$R_{mc} + R_{mg} = \frac{1}{A_c} \cdot \left( \frac{l_g}{\mu_0} + \frac{l_c}{\mu} \right) = \frac{1}{A_c \cdot \mu_g} \cdot \left( l_g + \frac{l_c}{\mu_r} \right) \quad (10.2)$$

Presupunem că miezul este realizat dintr-un alt material cu permeabilitate relativă echivalentă  $\mu_{re}$  fără întrefier și având aceeași reluctanță magnetică. Întrucât  $l_g \ll l_c$ :

$$R_{me} = \frac{l_c}{A_c \cdot \mu_{re} \cdot \mu_0} \quad (10.3)$$

Din egalitatea celor două relații rezultă:

$$\frac{l_c}{\mu_{re}} = l_g + \frac{l_c}{\mu_r} \quad (10.4)$$

sau:

$$\mu_{re} = \frac{l_c}{l_g + \frac{l_c}{\mu_r}} = \frac{\mu_r}{1 + \frac{l_g \cdot \mu_r}{l_c}} \quad (10.5)$$

$$l_g = l_c \cdot \left( \frac{1}{\mu_{re}} - \frac{1}{\mu_r} \right) \cong \frac{l_c}{\mu_{re}} \quad (10.6)$$

S-a presupus:  $\mu_r \gg \mu_{re}$ .

Pe baza celor calculate mai sus relația (9.32) devine:

$$L = \mu_0 \cdot \mu_{re} \cdot \frac{A_c \cdot n^2}{l_c} = A_L \cdot n^2 \quad (10.7)$$

și

$$n \cdot I_{\max} = B_{\max} \cdot \frac{l_c}{\mu_{re} \cdot \mu_0} \quad (10.8)$$

unde:  $A_L$  reprezintă inductanța specifică.

Dacă se notează cu  $V_c = A_c \cdot l_c$  volumul miezului de ferită prin substituirea valorii  $n$  din ecuația (10.8) în (10.7) se obține:

$$V_c = \mu_0 \cdot \mu_{re} \cdot \frac{L \cdot I_{\max}^2}{B_{\max}^2} \quad (10.9)$$

Relația poate fi utilizată într-o primă aproximație la alegerea miezului de ferită.

Dacă se notează cu  $A_w$  aria secțiunii conductoarelor de Cu utilizate pentru realizarea înfășurării, atunci suprafața ocupată de cele  $n$  spire va fi  $n \cdot A_w$ . Dacă aria ferestrei miezului de ferită este  $W_A$  atunci trebuie îndeplinită condiția:

$$K_u \cdot W_A \geq n \cdot A_w \quad (10.10)$$

unde:  $K_u$  reprezintă factorul de umplere al înfășurării. Valoarea tipică pentru factorul de umplere este 0,4-0,5.

Notând cu  $l_{med}$  lungimea medie a unei spire atunci rezistența înfășurării va fi:

$$R = \rho \cdot \frac{n \cdot l_{med}}{A_w} \quad (10.11)$$

$\rho$  fiind rezistivitatea cuprului.

Din relațiile (10.7), (10.8), (10.10) după prelucrări se obține:

$$\frac{A_c^2 \cdot W_A}{l_{med}} \geq \frac{\rho \cdot L^2 \cdot I_{max}^2}{B_{max}^2 \cdot R \cdot K_u} \quad (10.12)$$

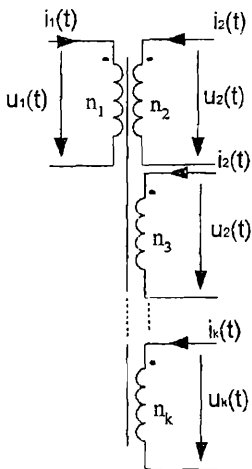
Membru stâng al acestei relații depinde doar de geometria miezului și se notează cu  $K_g$ . Îl numim constanta geometrică a miezului.

Relația (10.12) scoate în evidența câteva observații:

- Creșterea inductivității sau a curentului de vârf presupun o creștere a mărimii miezului.
- Creșterea inducție însă, duce la o micșorare a volumului miezului de ferită utilizat.

În continuare, se va face o generalizare a metodei prezentate încercându-se o proiectare care să ducă la minimizarea pierderilor în miezul magnetic.

Se presupune un transformator cu  $k$  înfășurări ca în figura 10.1



**Fig.10.1 Transformator cu  $k$  înfășurări.**

Notăm cu  $P_{Cu}$ ,  $P_{Fe}$  pierderile în înfășurări, respectiv în miezul de ferită. Vom calcula inducția maximă  $B_{Max}$  în ideea de a minimiza pierderile totale din transformator:  $P_{tot} = P_{Fe} + P_{Cu}$ . Într-o primă aproximație, curentul de magnetizare se poate neglija. De asemenea, se va optimiza alocarea ariei ferestrei miezului diferitelor înfășurări astfel încât pierderile totale să fie minimizate.

### 10.1 Optimizarea ariei ferestrei

Primul pas în proiectarea unui transformator constă în alocarea ariei arie ferestrei între diferitele înfășurări. Presupunem că proiectăm un transformator cu  $k$  înfășurări fiecare având un număr de spire  $n_1, n_2, \dots, n_k$ . Fie  $I_{1ef}, I_{2ef}, \dots, I_{kef}$  valorile efective ale curenților prin cele  $k$  înfășurări. Ca urmare se poate scrie:

$$\frac{u_1(t)}{n_1} = \frac{u_2(t)}{n_2} = \dots = \frac{u_k(t)}{n_k} \quad (10.13)$$

În primul rând este necesar să se alocă aria totală a ferestrei transformatorului  $W_A$  diferitelor înfășurări. Fie  $\alpha_j$  partea alocată înfășurării  $j$ .

Sunt adevărate relațiile:

$$0 < \alpha_j < 1 \quad (10.14)$$

$$\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_k = 1 \quad (10.15)$$

La joasă frecvență, pierderile în înfășurarea  $j$ ,  $P_{Cuj}$  depinde de rezistența înfășurării:

$$P_{Cuj} = I_{jef}^2 \cdot R_j \quad (10.16)$$

Rezistența înfășurării  $j$  este:

$$R_j = \rho \cdot \frac{l_j}{A_{wj}} \quad (10.17)$$

unde:  $\rho$  reprezintă rezistivitatea conductorului, iar  $l_j$  și  $A_{wj}$  lungimea, respectiv aria secțiunii acestuia. Se poate scrie:

$$l_j = n_j \cdot l_{med} \quad (10.18)$$

$$A_{wj} = \frac{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j}{n_j} \quad (10.19)$$

unde:  $l_{med}$  este lungimea medie a unei spire,  $K_u$  este factorul de umplere al înfășurării, iar  $W_A$  aria disponibilă a ferestrei miezului.

Din relațiile (10.18) și (10.19) se ajunge la:

$$R_j = \rho \cdot \frac{n_j^2 \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j} \quad (10.20)$$

Revenind la relația (10.16) se obține:

$$P_{Cuj} = \rho \cdot \frac{I_{jef}^2 \cdot n_j^2 \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u \cdot \alpha_j} \quad (10.21)$$

Pierderile totale în înfășurări sunt:

$$P_{C_{total}} = \sum_1^k P_{Cuj} = \frac{\rho \cdot l_{med}}{W_A \cdot K_u} \sum_1^k \left( \frac{n_j^2 \cdot I_{jef}^2}{\alpha_j} \right) \quad (10.22)$$

Se dorește să se aleagă astfel înfășurările încât pierderile totale în acestea să fie minime. Să analizăm situația în care  $\alpha_s$  variază între 0 și 1.

Dacă  $\alpha_s \rightarrow 0$ , rezultă că spațiul alocat înfășurării  $s \rightarrow 0$ . Ca urmare:  $P_{Cus} \rightarrow \infty$ . Dacă  $\alpha_s \rightarrow 1$  înfășurarea  $s$  ocupă tot spațiul disponibil ca urmare pierderea în înfășurarea respectivă este minimizată. Acest lucru este ilustrat în figura 10.2.

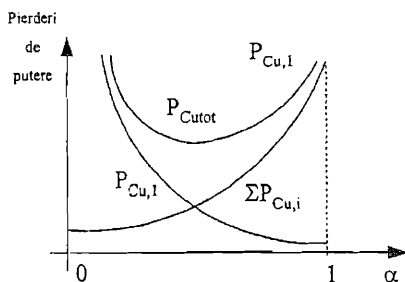


Fig. 10.2 Variația pierderilor în înfășurări.

Relația (10.22) poate fi minimizată prin metoda multiplicatorilor Lagrange. Prin urmare se definește funcția:

$$f(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k) = P_{C_{u,tot}}(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k) + \xi \cdot g(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k) \quad (10.23)$$

unde:

$$g(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k) = 1 - \sum_1^k \alpha_j \quad (10.24)$$

trebuie să fie 0, iar  $\xi$  este multiplicatorul Lagrange. Punctul optim se obține din soluția sistemului de ecuații:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_1} &= 0 \\ \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_2} &= 0 \\ &\vdots \\ \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k, \xi)}{\partial \alpha_k} &= 0 \\ \frac{\partial f(\alpha_1, \alpha_2 \dots \alpha_k, \xi)}{\partial \xi} &= 0 \end{aligned} \quad (10.25)$$

Soluția este:

$$\xi = \frac{\rho \cdot I_{med}}{W_A \cdot K_u} \cdot \left( \sum_1^k n_j \cdot I_{jef} \right)^2 = P_{C_{u,tot}} \quad (10.26)$$

$$\alpha_s = \frac{n_s \cdot I_{sef}}{\sum_1^k n_j \cdot I_{jef}} \quad (10.27)$$

Ținând cont și de relația (10.13) se poate scrie:

$$\alpha_s = \frac{U_{sef} \cdot I_{sef}}{\sum_1^{\infty} U_{jef} \cdot I_{jef}} \quad (10.28)$$

Relația (10.28) ne dă rezultatul cerut.

## 10.2 Pierderile în miezul magnetic

Așa cum s-a aratat în capitolul 9 pierderile totale în miezul magnetic depind de valoarea de vârf a inducției magnetice admise în miez. Pentru o frecvență dată de lucru sunt date de relația (9.60)

### Inducția maximă admisă

Fie  $u(t)$  tensiunea care se aplică primarului unui transformator, de o formă oarecare (fig. 10.2) însă periodică.

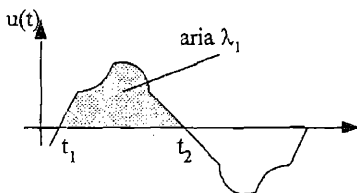


Fig. 10.2 Forma de undă aplicată transformatorului.

Notăm cu  $\lambda_1$  relația:

$$\lambda_1 = \int_{t_1}^{t_2} u_1(t) dt \quad (10.29)$$

Conform legii lui Faraday, valoarea de vârf a inducției este:

$$B_{\max} = \frac{\lambda}{2 \cdot n_1 \cdot A_C} \quad (10.30)$$

Conform relației (10.30) nu se reduce pericolul saturației prin introducerea unui întrefier. Saturația se evită prin creșterea numărului de spire. Acest lucru are ca efect descreșterea pierderilor în miez, însă cresc pierderile în înfășurări. Și aici, se poate afla o valoare optimă pentru inducția maximă  $B_{\max}$ , astfel încât pierderile totale în miez și în înfășurări să fie minime.

Trebuie să facem următoare observație: în cazul convertorului forward, inducția magnetică nu atinge valori negative. Prin urmare  $B(t)$  are și o componentă continuă. În ipoteza că miezul este astfel ales încât acesta nu se saturează, componenta continuă a inducției nu influențează în mod semnificativ pierderile în miez.  $B_{\max}$  reprezintă în acest caz valoarea de vârf a componentei alternative.

## 10.3 Pierderile totale (miez și înfășurări)

Conform relației (10.29) pierderile în înfășurări se pot scrie:

$$P_{Cu} = \frac{\rho \cdot l_{med} \cdot n_1^2 \cdot I_{toief}^2}{W_A \cdot K_u} \quad (10.31)$$

unde:

$$I_{toief} = \sum_{j=1}^k \frac{n_j}{n_1} \cdot I_{jef} \quad (10.32)$$

este suma valorilor efective ale curenților din înfășurări reflectați în înfășurarea 1.

Dar:

$$n_1 = \frac{\lambda_1}{2 \cdot B_{\max} \cdot A_c} \quad (10.33)$$

ca urmare relația (10.31) se poate scrie și sub forma:

$$P_{Cu} = \left( \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{\text{rotf}}^2}{K_u} \right) \cdot \left( \frac{l_{\text{med}}}{W_A \cdot A_c^2} \right) \cdot \left( \frac{1}{B_{\max}^2} \right) \quad (10.34)$$

Membru drept al relației, este grupat în trei părți. Primul grup de termeni depinde de specificațiile de proiectare pe când cel de-al doilea grup depinde de geometria miezului. Ultimul termen este o funcție de inducția maximă și este termenul care trebuie optimizat.

Creșterea pierderilor în înfășurări datorate efectului de proximitate nu este luat în considerare în această metodă de proiectare. Totuși, creșterea rezistenței conductoarelor datorită acestui fenomen se poate include prin creșterea rezistivității  $\rho$  cu un factor.

### Pierderile totale în funcție de $B_{\max}$

Pierderile totale din miez sunt date de relația:

$$P_{\text{tot}} = P_{Fe} + P_{Cu} \quad (10.35)$$

Variația acestor mărimi, în funcție de  $B_{\max}$  este reprezentată în fig.10.3.

### Valoarea optimă a inducției magnetice

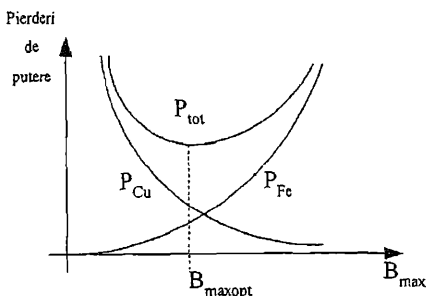


Fig.10.3 Variația diferitelor pierderi în miez.

Se va determina valoarea optimă a valorii  $B_{\max}$ , care duce la optimizarea pierderilor totale în transformator.

Se poate scrie relația:

$$\frac{dP_{\text{tot}}}{dB_{\max}} = \frac{dP_{Fe}}{dB_{\max}} + \frac{dP_{Cu}}{dB_{\max}} = 0 \quad (10.36)$$

De observat că pierderile minime nu apar atunci când este indeplinită relația:  $P_{Fe} = P_{Cu}$ . Mai mult pierderi minime apar când:

$$\frac{dP_{Fe}}{dB_{\max}} = -\frac{dP_{Cu}}{dB_{\max}} \quad (10.37)$$

Derivând  $P_{Fe}$  și  $P_{Cu}$  în raport cu  $B_{\max}$  rezultă:

$$\frac{dP_{Fe}}{dB_{\max}} = \beta \cdot K_{Fe} \cdot B_{\max}^{(\beta-1)} \cdot A_c \cdot l_m \quad (10.38)$$

$$\frac{dP_{Cu}}{dB_{\max}} = -2 \cdot \left( \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{toief}^2}{4 \cdot K_u} \right) \cdot \left( \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^2} \right) \cdot B_{\max}^{-3} \quad (10.39)$$

Egalând cele două relații se obține  $B_{\max opt}$ :

$$B_{\max opt} = \left[ \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{toief}^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^3 \cdot l_m} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{Fe}} \right]^{\left( \frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (10.40)$$

Ca urmare pierderile totale în miez se pot calcula cu formula:

$$P_{tot} = (A_c \cdot l_m \cdot K_{Fe})^{\left( \frac{2}{\beta+2} \right)} \cdot \left( \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{toief}^2}{4 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{med}}{W_A \cdot A_c^2} \right)^{\left( \frac{\beta}{\beta+2} \right)} \cdot \left[ \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{2}{\beta+2} \right)} \right] \quad (10.41)$$

Această expresie mai poate fi grupată și sub forma:

$$\frac{W_A \cdot (A_c)^{(2 \cdot (\beta-1) / \beta))}}{l_{med} \cdot l_m^{(2/\beta)}} \cdot \left[ \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{2}{\beta+2} \right)} \right]^{\left( \frac{\beta+2}{\beta} \right)} = \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{toief}^2 \cdot K_{Fe}^{(2/\beta)}}{4 \cdot K_u \cdot (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \quad (10.42)$$

Termenul din partea stângă a relației depinde de geometria miezului, în timp ce termenul din partea dreaptă depinde de specificațiile de proiectare.

Termenul din partea dreaptă se notează cu  $K_{gFe}$  și este de fapt o constantă a miezului magnetic:

$$K_{gFe} = \frac{W_A \cdot (A_c)^{(2 \cdot (\beta-1) / \beta))}}{l_{med} \cdot l_m^{(2/\beta)}} \cdot \left[ \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{\beta}{\beta+2} \right)} + \left( \frac{\beta}{2} \right)^{\left( \frac{2}{\beta+2} \right)} \right]^{\left( \frac{\beta+2}{\beta} \right)} \quad (10.43)$$

Ca urmare când se proiectează un transformator trebuie evaluat membru drept al relației(10.42). Trebuie îndeplinită relația:

$$K_{gFe} \geq \frac{\rho \cdot \lambda_1^2 \cdot I_{toief}^2 \cdot K_{Fe}^{(2/\beta)}}{4 \cdot K_u \cdot (P_{tot})^{((\beta+2)/\beta)}} \quad (10.44)$$

Cataloagele moderne ale producătorilor de materiale magnetice precizează  $K_{gFe}$  pentru diferite materiale magnetice și forme geometrice a miezurilor.

Odată ce materialul magnetic a fost ales mărimile  $A_c$ ,  $W_A$ ,  $l_m$ , și  $l_{med}$  sunt cunoscute. Valoarea de vârf a componentei alternative a inducției, poate fi determinată utilizând relația (10.40) iar numărul de spire din primar relația(10.33). Numărul de spire al celorlalte înfășurări se determină ținând cont de raportul de transformare. Aria



ocupată de fiecare înfășurare se determină cu relația(10.27). Aria secțiunii conductoarelor pentru fiecare înfășurare se determină cu ecuația:

$$A_{wj} = \frac{K_u \cdot W_A \cdot \alpha_j}{n_j} \quad (10.45)$$

În continuare se prezintă pașii care trebuie urmați când se proiectează transformatorul..

*Specificațiile de proiectare sunt date mai jos:*

$\rho$ ,  $I_{\text{total}}$ ,  $n_2/n_1, \dots, n_k/n_1$ ,  $P_{\text{tot}}$ ,  $K_u$ ,  $\beta$ ,  $K_{Fe}$ ,  $A_c$ ,  $l_{\text{med}}$ ,  $l_m$ ,  $B_{\text{max}}$ , iar pașii de proiectare sunt:

1. Se determină dimensiunea miezului de ferită cu relația(10.44).

2. Se evaluează valoarea inducției magnetice cu relația (10.40)

Se verifică dacă  $B_{\text{max}}$  nu depășește valoarea de saturație. Dacă inducția are și componentă continuă, atunci această valoare plus  $B_{\text{max}}$  nu trebuie să depășească inducția de saturație a miezului respectiv.

3. Se calculează numărul de spire al primarului cu relația(10.33).

4. Se determină numărul de spire al celorlalte înfășurări;

5. Se evaluează fracția din aria totală a ferestrei alocate fiecărei înfășurări.

6. Se evaluează ariile secțiunilor conductoarelor utilizate.

## Proiectarea inductorului

Procedura de proiectare a transformatorului se poate adapta și pentru proiectarea inductoarelor. Principala diferență între miezul transformatorului și cel al inductorului se datorează în principal prezenței întrefierului.

Inductivitatea se poate calcula cu relația:

$$L = \frac{\mu_0 \cdot A_e \cdot n^2}{l_g} \quad (10.46)$$

iar  $B_{\text{max}}$ :

$$B_{\text{max}} = \frac{\lambda}{2 \cdot n \cdot A_e} \quad (10.47)$$

Pierderile în înfășurare:

$$P_{Cu} = \frac{\rho \cdot n^2 \cdot l_{\text{med}}}{K_u \cdot W_A} \cdot I^2 \quad (10.48)$$

iar pierderile în miez date de relația(9.60).

Valoarea  $B_{\text{max}}$  care duce la minimizarea pierderilor totale este:

$$B_{\text{max}} = \left[ \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I^2}{2 \cdot K_u} \cdot \frac{l_{\text{med}}}{W_A \cdot A_e^3 \cdot l_e} \cdot \frac{1}{\beta \cdot K_{fe}} \right]^{\left( \frac{1}{\beta+2} \right)} \quad (10.49)$$

Ca urmare constanta miezului rezultă:

$$K_{ge} \geq \frac{\rho \cdot \lambda^2 \cdot I^2 \cdot K_{fe}^{2/\beta}}{2 \cdot K_u (P_{\text{tot}})^{(\beta+2)/\beta}} \quad (10.50)$$





*Perturbațiile de mod comun* sunt componentele de zgomot de radio-frecvență care apar pe ambele conductoare, de intrare sau de ieșire ale sursei în raport cu punctul comun, ce poate fi planul de masă, carcasa sursei sau conductorul de legare la pământ.

### 11.3 Specificații și măsurarea perturbațiilor [2], [3]

Limitele perturbațiilor și metodele lor de măsură sunt date de standarde naționale și internaționale. Circuitul de test pentru măsurarea perturbațiilor injectate în rețea este dat în figura 11.1.

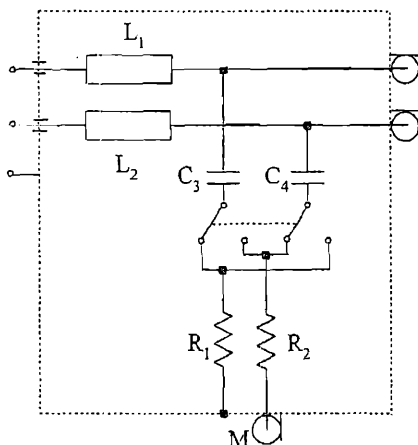


Fig. 11.1 Linie artificială de măsură ( 150kHz-30MHz ).

Valorile diferitelor componente sunt date în tabelul 11.1. Curenții perturbatori sunt direcționați prin capacitățile  $C_3$  și  $C_4$  spre rezistențele  $R_1$  și  $R_2$ .

Componenta	Valoare
$C_3$ și $C_4$	$0,5\mu\text{F}$
$L_1, L_2$	$500\mu\text{H}$
$R_1$	$100\Omega$
$R_2$	$150\Omega$

Tabelul 11.1

Aceste rezistențe în combinație cu rezistența de intrare de  $50\Omega$  ai receptorului selectiv M, reprezintă impedanța tipică de  $150\Omega$  ai rețelei de alimentare în domeniu de frecvențe de  $0,15\text{MHz}$  la  $30\text{MHz}$ . De asemenea, standardele specifică caracteristicile receptorului referitoare la bandă și performanțe. Unitatea de măsură pentru perturbațiile conduse este  $\text{dB}\mu\text{V}$ . Nivelul este specificat pentru o impedanță dată ( $50\Omega$  sau  $150\Omega$ ). Figura 11.2 prezintă o comparație între nivelele admisibile ale perturbațiilor conform standardelor EN55022, respectiv VDE0871. Nivelul perturbațiilor conduse conform standardului EN55022 clasa B sunt date în tabelul 11.2:

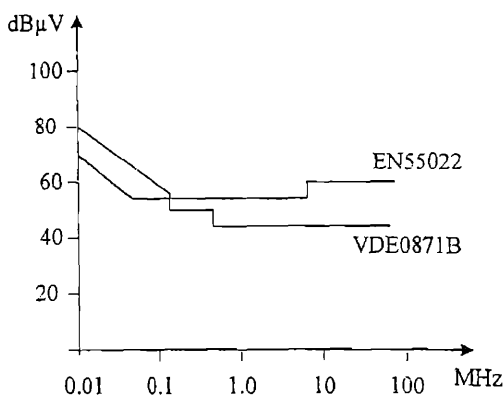


Fig. 11.2 Comparație între nivele de perturbație admise de diferite standarde.

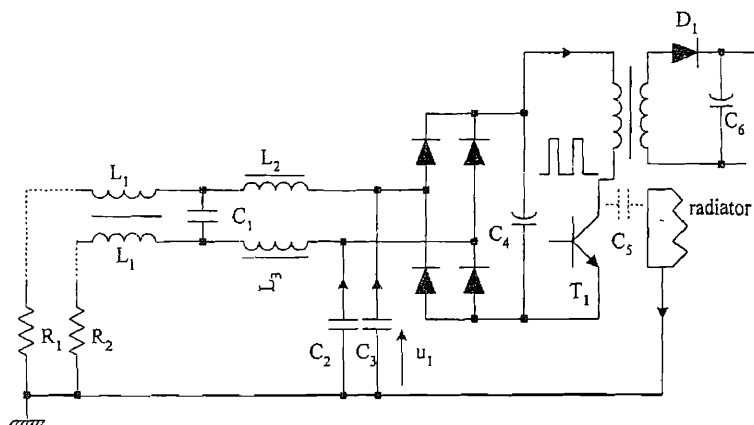
Domeniul de frecvență	Nivelul (mediat)
0,15-0,5 MHz	54-46dBμV
0,5-5.0 MHz	46dBμV
5.0-30 MHz	50dBμV

Tabelul 11.2

Alte standarde pot fi mult mai restrictive, însă o sursă de alimentare este acceptată în majoritatea țărilor, dacă tensiunea de perturbații de înaltă frecvență (peste 150kHz) este mai mică +54dBμV.

Schema bloc a unei surse în comutație incluzând filtru de rețea este prezentată în fig.11.3. În acest circuit, tranzistorul comutator este montat pe radiator prin intermediul unui izolator. Perturbațiile de mod diferențial sunt atenuate de inductoarele L2, L3 și condensatorul C1. Perturbațiile de mod comun, transmise prin capacitatea parazită C5 dintre colectorul tranzistorului T<sub>1</sub> și radiator sunt blocate de inductorul L<sub>1</sub> și condensatoarele C2, C3.

Tensiunea pe rezistențele R<sub>1</sub> și R<sub>2</sub> de 150ohmi nu trebuie să depășească 500μV (54dBμV). Cum tensiunea în colectorul tranzistorului T<sub>1</sub> are o amplitudine mai mare de 500V trebuie să existe o atenuare mai mare de 10<sup>6</sup> pe traseul dintre colectorul tranzistorului și rețea. La 150kHz, un filtru de rețea bun trebuie să introducă o atenuare mai mare de 40dB. Mai mult, cea mai relevantă armonică trebuie să fie 10% din valoarea vârf la vârf a tensiunii din colectorul tranzistorului. Ca urmare mai rămâne o de realizat o atenuare de 10<sup>3</sup>. De aceea, tensiunea u<sub>i</sub> trebuie să fie de cel puțin 1000 ori mai mică decât tensiunea din colectorul tranzistorului. Valoarea maximă a condensatoarelor C<sub>2</sub> și C<sub>3</sub> este limitată la 5nF din motive de electrosecuritate, dând o capacitate echivalentă de 10nF. Prin urmare pentru a obține o atenuare de 1000 ori capacitatea maximă dintre colectorul tranzistorului și radiator trebuie să fie cel mult 10pF.



**Fig.11.3** Schema bloc a unei surse și curenții de interferență.

### 11.3.1 Perturbațiile produse de curenții din radiator

Capacitatea dintre capsula tranzistorului ( TO-3 ) și radiator, atunci când se folosește mica drept izolator este adesea de ordinul a 100pF. De aceea, o sursă având un tranzistor izolat cu mică și radiatorul legat la pământ ca figura 11.3, poate produce un nivel de perturbații de 10 ori mai mare decât cel permis. O soluție la această problemă este de a conecta radiatorul la emitorul tranzistorului sau linia de alimentare. În această situație curentul dintre colector și radiator, rămâne în circuitul primar, fiind oprit să circule între rețea și masa de împământare. Legarea radiatorului la linia de alimentare de curent continuu se evită adesea din considerente de electrosecuritate. O altă soluție presupune includerea radiatorului într-un ecran, care este legat la linia de alimentare pozitivă. A treia soluție, presupune includerea unui ecran între tranzistor și radiator ca în figura 11.4. Soluția optimă însă depinde de construcția electrică și mecanică pentru fiecare sursă.

### 11.3.2 Perturbațiile datorită capacităților parazite ale transformatorului

O altă cale pentru perturbații este arătată în figura 11.5. Drumul curenților de interferență, este similar cu cel descris anterior, dar în acest caz de vină sunt capacitățile parazite ale înfășurărilor transformatorului. Soluția pentru diminuarea acestui efect este prezentată în figura 11.6 și constă în plasarea unui ecran între primar și secundar. Această metodă poate crea însă alte probleme. Un ecran constă de obicei dintr-o folie subțire de cupru, plasată între primarul și secundarul transformatorului, astfel încât perturbațiile sunt returnate spre linia de alimentare. Această soluție este adecvată pentru tensiuni de ieșire scăzute.

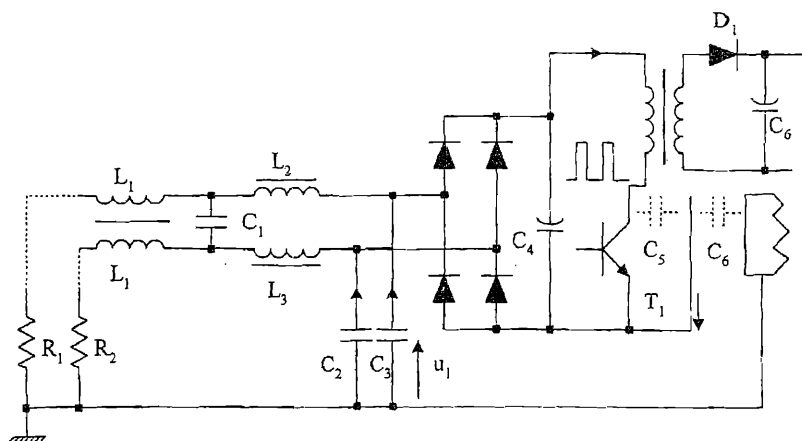


Fig. 11.4 Circuit cu ecranarea radiatorului.

În sursele cu tensiuni ridicate în secundar pot apare curenți perturbatori nedorți prin capacitatea dintre secundar și ecran. Acești curenți vor curge de-a lungul traseului indicat în fig. 11.6 și din nou vor cauza interferențe excesiv de mari. Un al doilea ecran ca cel arătat în fig. 11.7 va deveni necesar. Curenții capacitivi, produși în primar sunt acum returnați în primar și cei produși de secundar sunt returnați în secundar.

### 11.3.3 Perturbații produse de curenții din miezul transformatorului

Capacitatea dintre primarul transformatorului și miezul magnetic, produce de asemenea interferențe în maniera descrisă anterior dacă miezul este pus la masă. Deși

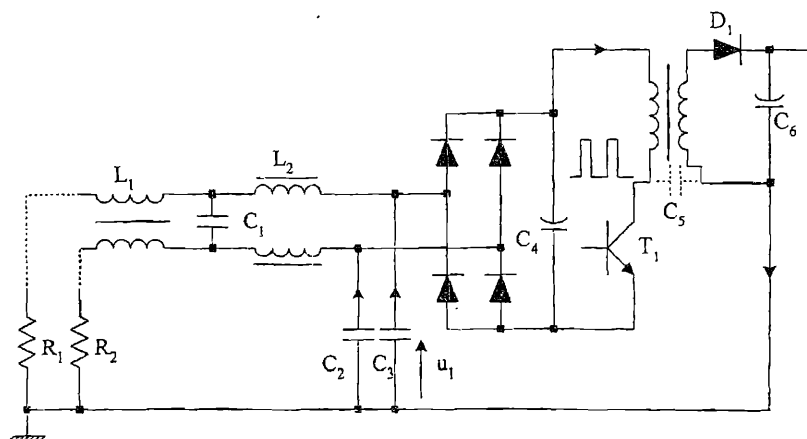


Fig. 11.5 Capacitatea parazită a transformatorului.

această capacitate este mai mică decât capacitatea dintre înfășurări, pot fi înlăturate nu prin legarea miezului la masă, ci mai degrabă conectându-l la linia de alimentare pozitivă. În fig. 11.7 este arătat modul în care miezul este conectat la linia de alimentare

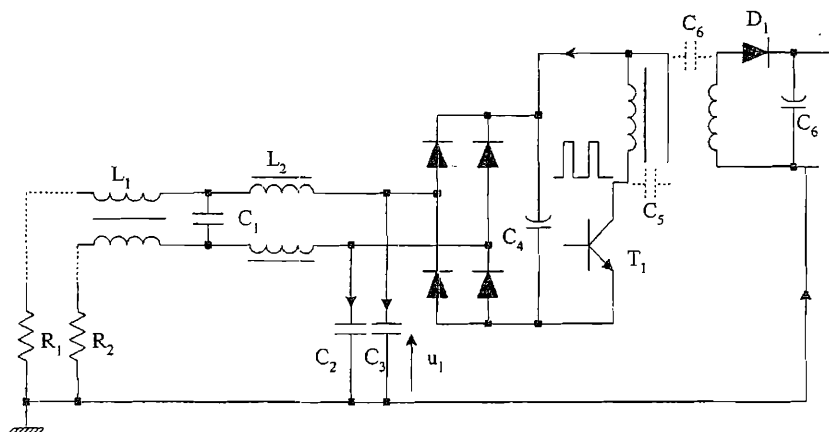


Fig. 11.6 Efectul ecranului între înfășurări

pozitivă. Aceasta presupune, totuși, că primarul este înfășurarea adiacentă miezului și că orice capacitate între secundarul de înaltă tensiune și miez poate fi ignorată.

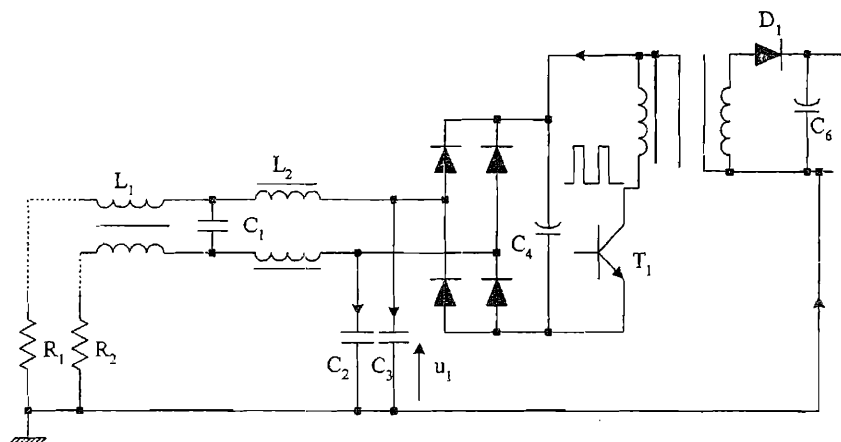


Fig. 11.7 Efectul unui ecran dublu între înfășurări

Trebuie de asemenea remarcat că izolarea miezului magnetic și legarea acestuia la un potențial ridicat trebuie făcută și în concordanță cu cerințele privind normele de electrosecuritate.



### 11.3.4 Influența plăcii imprimate

Realizarea plăcuței imprimate presupune de asemenea un studiu atent al fenomenelor ce pot să apară. Perturbațiile pot fi efectiv reduse prin printr-un aranjament corespunzător al traseelor. Se sugerează câteva aspecte de natură tehnologică care să conducă la obținerea unui stabilizator eficient și fiabil:

- minimizarea capacităților parazite spre traseele de masă;
- minimizarea cuplajelor inductive sau capacitive dintre traseele ce transportă curenți de înaltă frecvență (perturbatori) și circuitele de comandă și control;
- reducerea la maximum a suprafețelor delimitate de conductoare parcurse de curenți mari. Această cerință, poate fi îndeplinită dacă se scurtează la minimum necesar lungimile conductoarelor sau se torsadează (fig.11.8).

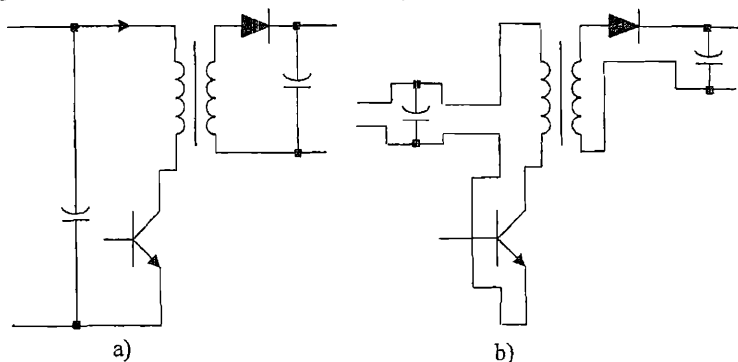


Fig. 11.8 a) nerecomandat; b) recomandat.

### 11.3.5 Perturbații generate de diode

Amplitudinea perturbațiilor generate la terminalele unei surse în comutație este în mod normal mare la joasă frecvență și scade rapid cu creșterea acesteia. Acest lucru se datorează faptului că eficiența filtrului de rețea crește cu frecvența. Totuși, în spectru semnalelor perturbatoare se întâlnesc adesea frecvențe de ordinul 10MHz -30 MHz. Aceste perturbații se datorează comutării rapide a diodelor (fig.11.9). Timpul de cădere

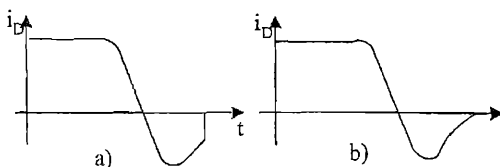


Fig. 11.9 Diodă cu caracteristică de refacere inversă: a) abruptă; b) lentă.

al curentului invers prin diodă este de 10ns. Această variație bruscă a curentului poate produce oscilații de înaltă frecvență ce depind de inductanța de scăpări a

transformatorului și capacitățile parazite. Deoarece frecvențele sunt foarte mari, aceste perturbații se pot transmite cu ușurință prin orice componentă a sursei și să dea naștere la tensiuni apreciabile pe conexiunile masei de protecție și pe carcasa sursei în comutație. Acestea pot, de asemenea, determina proasta funcționare a circuitelor de control și instabilitatea buclei de reglaj. Soluția la această problemă este de a utiliza diode cu o caracteristică de refacere inversă prezentată în fig.11.9 b) sau prin conectarea unor capacități de valoare mică pe diodele suspectate.

#### 11.4 Suprimarea interferențelor ce apar la ieșire

Într-un convertor de tip forward, de exemplu, teoretic tensiunile parazite nu ar trebui să ajungă la ieșire datorită filtrului trece jos, realizat cu o bobină având o inductanță mare și condensatorul de la ieșire, de asemenea de capacitate mare. În realitate curenții de interferență sunt conduși prin capacitatea parazită a inductorului (capacitatea dintre spire, respectiv dintre straturi) și produc tensiuni nedorite pe rezistența serie a condensatorului neideal de la ieșire. Acest lucru apare și mai pronunțat în convertoarele de tip flyback. O soluție la această problemă ar fi utilizarea unui filtru adițional, realizat cu un inductor de valoare mică (o spiră pe un miez adecvat) și un condensator de tip multistrat (cu o capacitate de până la  $4,7\mu\text{F}$ ) cu elemente parazite de valori minime.

#### 11.5 Suprimarea interferențelor la intrare

Sursele în comutație, așa cum s-a arătat, generează zgomot de înaltă frecvență care poate afecta alte echipamente electronice: calculatoare, instrumente de măsură etc. conectate la aceeași rețea. Cauzele acestor perturbații și metodele de supresie au fost deja analizate. Se va discuta în continuare mai detaliat filtru de rețea. Acesta este inserat între sursa de perturbație și rețea (fig.11.8)

Există pe piață o multitudine de filtre, cumpărarea unor filtre potrivite constituind de multe ori cea mai simplă soluție. Bobinele sunt realizate prin bobinare bifilară în sensuri opuse pe același miez. Miezul magnetic nu se magnetizează în curent continuu datorită, sensului opus de circulație a curentului prin cele două înfășurări. În acest fel, se poate utiliza un miez fără întrefier.

Zgomotul de mod comun este cauzat de curenții de înaltă frecvență într-una sau ambele intrări ale rețelei și se întorc prin masa de împământare. Acești curenți văd impedanța maximă la una sau ambele intrări. Tensiunile de mod comun sunt atenuate de inductanțele bobinelor.

##### 11.5.1 Alegerea materialului magnetic

O sursă în comutație, funcționează la frecvențe mai mari de 20kHz. Zgomotul generat este un semnal cu frecvențe mai mari de 20kHz, adesea cuprinse între 100kHz și 500kHz. Cea mai potrivită ferită pentru a suprima aceste frecvențe este cea care are cea mai mare impedanță în domeniul de frecvențe al zgomotului. Identificarea acestor materiale este dificilă dacă alegerea se face, având ca și criterii doar permeabilitatea și factorul de pierderi. În figura 11.10 este prezentată impedanța unui tor de ferită. Impedanța  $Z_t$  are două componente: reactanța inductivă  $X_L$  și rezistența  $R_s$  (determi-

nată de factorul de pierderi al materialului). În figura 11.11 este prezentată variația permeabilității și a factorului de pierderi al materialului în funcție de frecvență. Scăderea permeabilității la frecvențe mai mari de 750 kHz, face ca reactanța inductivă să scadă. Factorul de pierderi crescând cu frecvența, determină creșterea rezistenței care devine factorul dominant al impedanței la frecvențe înalte.

Figura 11.11 arată variația impedanței în funcție de frecvență pentru trei tipuri de materiale provenite de la Magnetics[4].

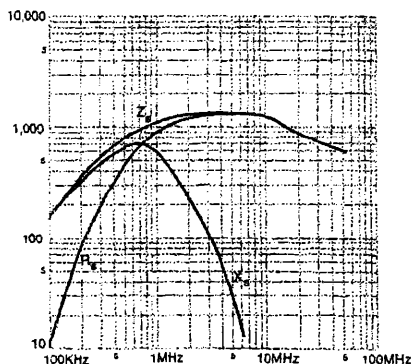


Fig. 11.10 Variația impedanței  $Z_t$  cu frecvența.

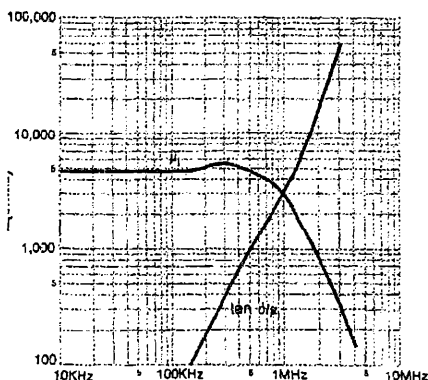


Fig. 11.11 Variația permeabilității și factorului de calitate.

Se observă că inductorul realizat cu material de tip "J" prezintă o impedanță mare în tot domeniul 1-20 MHz. Este cel mai potrivit pentru realizarea filtrelor de mod comun. Sub 1 MHz bobinele realizate pe material de tip "W" prezintă cea mai mare impedanță. Se utilizează atunci când, zgomotul de joasă frecvență constituie problema majoră. Materialul K poate fi utilizat la frecvențe peste 2 MHz.

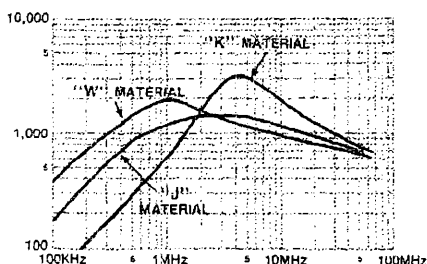


Fig. 11.12 Variația impedanței pentru diferite materiale.

### 11.5.2 Alegerea formei geometrice a materialului

Torurile de ferită sunt cele mai utilizate în realizarea filtrelor de mod comun fiind mai ieftine și având un flux de scăpări mic. Din păcate, bobinarea presupune mașini speciale și ca urmare crește costul final al produsului.

Miezurile de tip E cu accesoriile aferente sunt mai scumpe, însă bobinajul se realizează mult mai simplu. Inductanțele de scăpări sunt mai mari, dar pot fi utilizate pentru filtrarea perturbațiilor de mod diferențial. Un miez de tip E poate fi prevăzut cu un întrefier pentru a mări inductanțele de scăpări și astfel se realizează și un filtru de mod diferențial.

### 11.5.3 Criterii de proiectare

Înfășurarea realizată pe un miez toroidal, este supusă următoarelor restricții: deoarece ferita este un material conductiv, înfășurarea nu se poate aplica direct pe miez impunându-se astfel utilizarea unui izolator. Acesta reduce diametrul miezului toroidal. Conform standardelor VDE separarea între două înfășurări trebuie să fie de cel puțin 3mm, reducând-se astfel spațiul disponibil. Spațiul ocupat de fiecare înfășurare este:  $\alpha = 150^\circ \div 160^\circ$  (fig.11.13).

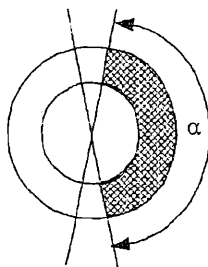


Fig. 11.13 Ilustrarea spațiului ocupat de înfășurări.

Mai mult pierderile nu ar trebui să producă o temperatură mai mare de  $115^\circ\text{C}$  în funcționare. Ultimă condiție poate fi satisfăcută evitându-se o densitate excesivă a curentului ( $J=5$  la  $8\text{A/mm}^2$ ). Pentru a se micșora cât mai mult capacitățile parazite dintre spire, se preferă ca fiecare inductor să se realizeze într-un singur strat. Prin

urmare este necesară alegerea unui material de mare permeabilitate Parametrii principali necesari pentru proiectare sunt: curentul ( $I$ ), impedanța  $Z_s$  și frecvența. Curentul de intrare determină secțiunea conductorului utilizat pentru realizarea bobinelor. Impedanța este de obicei specificată prin valoarea minimă pentru o anumită frecvență. Această frecvență este de obicei suficient de joasă, pentru a se putea presupune că întreaga contribuție la impedanța totală o are reactanța inductivă  $X_s$ . Ca urmare inductivitatea se calculează cu formula:

$$L_s = \frac{X_s}{2 \cdot \pi \cdot f} \quad (11.1)$$

Odată inductivitatea cunoscută, mai rămâne de ales miezul magnetic și calculul numărului de spire. Alegerea materialului implică cunoașterea: temperaturii de funcționare, domeniul de frecvență și cost.

### 11.5.4 Exemplu

Marimi de intrare: impedanța de  $100\Omega$  la frecvența de  $10\text{kHz}$ ;  
valoarea efectivă a curentului  $3\text{A}$ .

#### 1. Alegerea conductoarelor:

Admițând o densitate a curentului de  $400\text{A}/\text{cm}^2$ , aria secțiunii conductoarelor este  $0,0075\text{cm}^2$ . Se alege conductorul #19AWG care are un diametru de  $1\text{mm}$  cu izolație.

#### 2. Calculul inductivității minime:

Aplicând relația (11.1) se obține:

$$L_{s\min} = 1,59\text{mH}$$

#### 3. Alegerea materialului magnetic:

Există posibilitatea să se aleagă următoarele materiale (Magnetics):

J-42206-TC având  $A_L = 3020 \pm 20\%$

W-42206-TC având  $A_L = 6040 \pm 30\%$

H-42206-TC având  $A_L = 9060 \pm 30\%$

cu diametru interior  $D_i = 13,72\text{mm} \pm 0,38\text{mm}$ ;

#### 4. Calculul circumferinței interioare (CI) minime și numărul maxim de spire:

$$CI = \pi \cdot (D_i - d_w) = \pi \cdot (13,34\text{mm} - 1\text{mm}) = 38,76\text{mm}$$

Numărul maxim de spire ce se potrivește pe acest miez este:

$$N_{\max} = \frac{160^\circ}{360^\circ} \cdot \frac{38,76\text{mm}}{1\text{mm}/\text{sp}} \cong 17\text{sp}$$

#### 5. Calculul inductivității minime pentru 17sp:

$$L = N^2 \cdot A_L = 0,698\text{mH}$$

Această inductivitate este mult mai mică decât valoarea necesară  $1,59\text{mH}$ . Opțiunile disponibile sunt: schimbarea mărimii miezului, materialul (permeabilitatea) sau diametru conductoarelor. Un miez mai mare, va permite un număr mai mare de spire. O permeabilitate mai mare va crește inductivitatea, iar un diametru mai mic al conductorului va permite bobinarea unui număr mai mare de spire, dar va crește pierderile în Cu. În cazul de față se va păstra dimensiunea miezului dar se va alege alt material. Pentru material de tip H având  $A_L = 9060$  numărul de spire va fi:  $N = 15,8\text{sp}$ .

În aparență, inductorul reduce doar perturbațiile de mod comun nu și pe cele diferențiale. Pentru a satisface cerințele de supresie a perturbațiilor, inductorul trebuie utilizat în conjuncție cu capacități (fig11.13); capacități între conductoarele rețelei,

capacitățile "X" și capacități între conductoarele rețelei și masa de protecție, capacități "Y". Pentru a evita pericolul ce poate să apară în cazul în care se intrerupe conductorul de protecție, curentul de scăpări se va scurge la masă prin capacitorul de tip "Y" a cărui valoare este limitată din acest motiv la maximum 5nF. Mărima condensatoarelor X nu este limitată și valoarea acestora poate atinge valori de ordinul microfarazilor. Condensatoarele de tip "X", trebuie să aibe valori cât mai mari contribuind astfel la supresia interferențelor de mod diferențial.

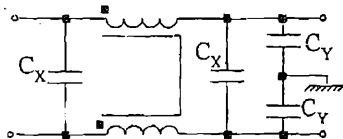


Fig. 11.14 Filtru de rețea

### 11.6 Perturbații radiate[3]

Perturbațiile radiate sunt specificate în termenii câmpului electric măsurat în V/m acceptat la o anumită distanță de echipament. Sursa măsurată, operează în condiții normale și câmpul radiat este măsurat într-un spectru larg de frecvențe fie utilizând un analizor de spectru, fie un receptor selectiv. Figura (11.14) arată modul de măsură a câmpului radiat. De cele mai multe ori, aceste măsurători se efectuează în camere anecoice.

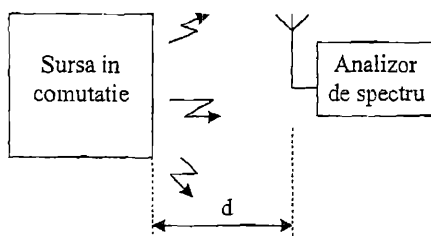


Fig. 11.15 Sistemul de masură a perturbațiilor radiate

Limitele specificate de standardul EN55022 sunt date în tabelul 11.3:

Domeniul de frecvență	Banda	Nivelul (cvasi-vârf)
30-230MHz	120kHz	30dB $\mu$ V/m la 10m
230-1000MHz	120kHz	37dB $\mu$ V/m la 10m

Tabelul 11.3

### Bibliografie

1. D. Petreuş, *Electroalimentare-notițe de curs*, Cluj, 2001.
2. \*\*\* *Switched Mode Power Supply*, Third edition, MBLE, 1982.

- 
3. H.W. Whittington, B.W. Flynn, D.E. Macpherson, *Switched Mode Power Supplies-Design and Construction*, John Wiley & Sons Inc., 1998.
  4. \*\*\* Magnetics Inc, *Ferrites Cores*, Data Sheets, 2001.
  5. A.J. Schwab, *Compatibilitate electromagnetică, Ed.a-III-a*, 1993, revăzută și adăugită, Editura Tehnică, București, 1996.
  6. G. Săndulescu, *Protecția la perturbații în electronica aplicată, radio și TV*, Editura Militară, București, 1990.

## PREREGULATOARE CU CORECȚIA FACTORULUI DE PUTERE

### 12.1 Generalități. Definiții.

În fig.12.1 este reprezentat un consumator, ce preia un curent  $i(t)$  de la tensiunea de alimentare alternativă  $u(t)$ .

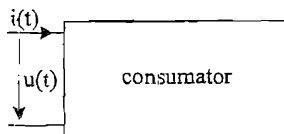


Fig. 12.1 -Consumator electric.

În regim permanent sinusoidal, factorul de putere este dat de relația:

$$FP = \cos \varphi = \frac{P}{S} \quad (12.1)$$

unde:

$P$  - este puterea activă consumată;

$S$  -este puterea aparentă.

Factorul de putere este o măsură a eficienței cu care puterea aparentă  $S$ , este transferată în putere activă.

La majoritatea consumatorilor ce utilizează tensiunea rețelei, vom întâlni un redresor cu filtru capacitiv. Curentul de intrare nu mai are forma sinusoidală, ci mai degrabă forma unor pulsuri de curent pe fiecare semiperioadă a tensiunii (fig.12.2b).

În acest caz ne situăm într-un alt regim de funcționare și anume regimul periodic nesinusoidal. Cazul general presupune că atât curentul cât și tensiunea au forme nesinusoidale. În acest caz:

$$u(t) = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} u_k = U_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} U_k \sin(K \cdot \omega \cdot t + \beta_k) \quad (12.2)$$

$$i(t) = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} i_k = I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} \sqrt{2} I_k \sin(k \cdot \omega \cdot t + \gamma_k) \quad (12.3)$$

Pornind de la aceste relații, se definesc următoarele mărimi, ce caracterizează regimul periodic nesinusoidal.

Puterea activă se definește ca în regim sinusoidal, ca fiind media pe o perioadă. Prin urmare, vom avea:

$$P = U_0 \cdot I_0 + \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \cos \varphi_k; \quad \varphi_k = \beta_k - \gamma_k \quad (12.4)$$

Puterea reactivă  $Q$  va fi:

$$Q = \sum_{k=1}^{\infty} U_k \cdot I_k \cdot \sin \varphi_k \quad (12.5)$$

Puterea aparentă  $S$  va fi:



$$S = U_{ef} \cdot I_{ef} \text{ unde } U_{ef} = \sqrt{U_o^2 + U_1^2 + \dots} \quad (12.6)$$

$$I_{ef} = \sqrt{I_o^2 + I_1^2 + \dots}$$

$U_{ef}$ ,  $I_{ef}$  sunt valorile efective ale tensiunii respectiv curentului.

Spre deosebire de regimul sinusoidal, vom constata că nu vom avea egalitatea:  $S = \sqrt{P^2 + Q^2}$ . Diferența este dată de așa numita putere deformantă ce rezultă din egalitatea:  $S^2 = P^2 + Q^2 + D^2$ . Factorul de putere în acest caz se definește ca:

$$FP = \frac{P}{\sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}} \quad (12.7)$$

Pentru cazul particular, când tensiunea este sinusoidală  $u(t) = U \cdot \sin \omega \cdot t$ , iar curentul este nesinusoidal din ecuația (12.7), după câteva calcule elementare, se deduce:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \cos \varphi_1 \quad (12.8)$$

unde:

$I_{1ef}$  -este valoarea efectivă a fundamentalei curentului;

$I_{ef}$  -este valoarea efectivă totală;

$\varphi_1$  -defazajul dintre fundamentala curentului și tensiunea de intrare.

Când  $\varphi_1=0$  relația (12.8) devine:

$$FP = \frac{I_{1ef}}{I_{ef}} \quad (12.9)$$

O altă mărime ce caracterizează regimul nesinusoidal este factorul de distorsiuni armonice ce, prin definiție, are expresia:

$$THD = \frac{\sqrt{I_{ef}^2 - I_{1ef}^2}}{I_{1ef}} \cdot 100 \quad (12.10)$$

Legătura dintre factorul de putere FP și coeficientul de distorsiuni armonice THD este dată de relația:

$$FP = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \quad (12.11)$$

Numai componenta armonică fundamentală contribuie la puterea activă (P), celelalte componente armonice superioare, contribuie doar la creșterea valorii efective a curentului de intrare și la creșterea puterii reactive și deformante.

În fig. (12.2) sunt date câteva exemple posibile pentru forma de undă a curentului și factorul de putere obținut pentru fiecare dintre ele în ipoteza că tensiunea este în fază cu fundamentala curentului.

*Exemplu:* Pentru semnalul din fig. (12.2c) amplitudinea componentei fundamentale, a curentului este  $\frac{4 \cdot I_{\max}}{\pi}$ , iar valoarea efectivă a fundamentalei:  $I_{1ef} = \frac{4}{\pi} I_{\max} \frac{\sqrt{2}}{2}$ .

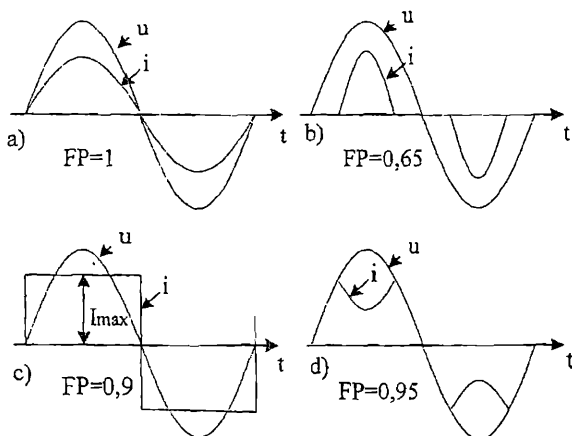


Fig. 12.2 Forme de undă posibile ale curentului.

Valoarea efectivă totală va fi:  $I_{ef} = I_{\max}$ .

Aplicând relația (12.9), rezultă că factorul de putere obținut pentru această formă de undă a curentului de intrare este:  $FP = 0,9$ .

La fel se poate calcula factorul de putere pentru celelalte forme de undă ale curentului. Considerăm o sursă de tensiune în comutație ideală ( $\eta=1$ ) (fig.12.3). Se poate scrie următoarea relație:

$$FP = \frac{P_i}{S} = \frac{P_s}{U_{ef} \cdot I_{ef}} \quad (12.12)$$

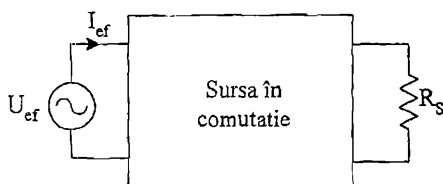


Fig. 12.3-Sursă în comutație ideală.

de unde rezultă:

$$I_{ef} = \frac{P_s}{FP \cdot U_{ef}} \quad (12.13)$$

Se observă că un factor de putere scăzut determină o eficiență scăzută a sursei și un curent de intrare mare.

Există standarde internaționale ce limitează curenții absorbiți de la rețeaua de alimentare cu curent alternativ precum și amplitudinile armonicilor acestora.

*Standardul: 555 (1982) a Comisiei Electrotehnice Internaționale:*

"Disturbances in supply systems caused by house hold appliances and similar electrical equipment" conține în partea I definiții iar în partea II reglementează conținutul de armonici generate de aparatele de uz casnic (televizoare, aparate de încălzit, de gătit, instalații de iluminat fluorescent).

IEC 555-2 [3], specifică fiecare armonică și valoarea permisă pentru fiecare:

Ordinul armonicii	Curentul Permis	Valoare maximă a curentului permis
n	mA/W	A
	Armonici impare	
3	3.4	2.30
5	1.9	1.14
7	1	0.78
9	0.5	0.40
11	0.35	0.33
13	0.3	0.21
peste 15	$3.85/n$	$0.15 \cdot 15/n$
	Armonici pare	
2	1.8	1.08
4	0.7	0.42
6	0.5	0.3
peste 8	$3/n$	$1.80/n$

Limitele impuse, pot fi depășite dacă puterea de intrare este mai mare de 300-400 W, nivelul exact al puterii fiind dependent de filtrarea de la intrare.

Sursele cu puteri sub 300-400 W nu necesită încă corecția factorului de putere (conform IEC 555-2).

Noile reglementări însă, împart sursele de alimentare în 4 grupe distincte:

- puteri până la 75W;
- puteri între 75W - 400W;
- puteri între 400W - 600W;
- puteri între 600W - 3700W.

Astfel, sunt specificate limitele absolute ale curentului pentru fiecare din aceste grupe:

Ordinul Armonicilor  N	Domeniul de puteri			
	P<75	75<P<400W	400W<P<600W	600W<P<3700W
	Valoarea maximă a armonicilor			
	mA		A	
	Armonici impare			
3	275	275+3.4 (P-75)	1.38	2.30
5	175	175+1.3	0.6	1.14
7	125	125+1	0.45	0.77
9	100	100+0.4	0.23	0.4
11	50	50+0.3	0.15	0.33
13	42.3	42.3+0.254	0.125	0.21
15<n<39	550/n	550+3.3	1.62/n	0.15*15/n
	Armonici pare			
2	100	200+0.4 (P-75)	0.23	1.08
4	50	50+0.2 (P-75)	0.12	0.43
6	-	-	-	0.30
8<n<40	-	-	-	0.23*8/n

Ca urmare, fiecare sursă cu puteri peste 25W, va necesita un circuit de corecție a factorului de putere.

Tehnica actuală, utilizată pentru a menține distorsiunile armonice în limitele standardului, depinde de putere. Alegerea soluției, depinde de costul pe care îl implică aceasta.

Până la puteri de 400W, în general se utilizează metode pasive de corecție a factorului de putere. Peste 400W se impune, utilizarea unui filtru activ, necesar pentru a produce un curent sinusoidal la intrare. Cea mai utilizată metodă, constă în folosirea unui filtru activ în fața sursei principale. Deoarece, în cele mai multe cazuri acesta asigură și o stabilizare a tensiunii la ieșirea sa, în literatura de specialitate îl întâlnim și sub numele de *preregulator cu corecția factorului de putere*.

## 12.2 Principii de realizare a preregulatorilor cu îmbunătățirea factorului de putere

Sursele în comutație alimentate direct de la rețea, folosesc de obicei un redresor cu filtru capacitiv. Condensatorul se încarcă în apropierea valorii de vârf a tensiunii sinusoidale, curentul de intrare având forma unor pulsuri înguste. Ca urmare, factorul de putere este aproximativ 0.5-0.65 [1], [2], iar curentul are un conținut mare de armonici. Valoarea efectivă a curentului absorbit, poate fi de câteva ori echivalentul formei sinusoidale. Din aceste motive, utilizarea unui preregulator devine o cerință din ce în ce mai mare.

*Preregulatorul este un dispozitiv interpus între redresorul de intrare și condensatorul de filtrare.*

Comutând la o frecvență mult mai mare decât frecvența rețelei, preregulatorul este programat să forțeze curentul de intrare să fie în fază cu tensiunea rețelei. Curentul este controlat de deviația tensiunii de curent continuu de la valoarea dorită. Rezultatul constă în [11], [12]:

1. îmbunătățirea factorului de putere la 0.95, 0.99;
2. reducerea armonicilor (sub 3% dacă este necesar);
3. funcționarea într-un domeniu mare a tensiunilor rețelei (90-270 V);
4. prestabilizarea tensiunii de ieșire, suficientă pentru ca etajul următor să fie supus la fluctuații mici;
5. un condensator de ieșire mai mic și mai ieftin;
6. reducerea valorii efective a curentului de încărcare rezultând o îmbunătățire a fiabilității condensatorului.

### 12.2.1. Funcționarea preregulatorului

Se presupune că preregulatorul funcționează la o frecvență de comutație mult mai mare ca frecvența rețelei. Referindu-ne la fig.12.4, pentru a obține un factor de putere  $\approx 1$ , preregulatorul este programat să absoarbă un curent, care variază direct proporțional cu tensiunea de intrare (sinusoidă redresată).

Astfel, formele de undă ale tensiunii și curentului la intrare sunt în fază. Aceasta înseamnă că preregulatorul se comportă ca și o simplă rezistență, de unde și numele de "emulator" de rezistență.

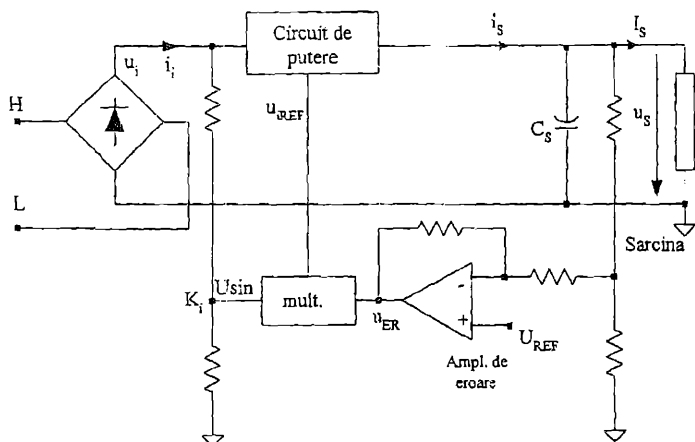


Fig 12.4 Preregulator cu C.F.P.

Semnalul de referință pentru curent,  $u_{REF}$ , poate fi obținut multiplicând sinusoida redresată (de obicei derivată din rețeaua redresată) cu tensiunea de eroare  $u_{ER}$  care trebuie să fie constantă pe jumătatea fiecărei perioade.

Astfel  $u_{ER}$  controlează valoarea efectivă a curentului determinând puterea extrasă de la rețea pe durata fiecărei jumătăți de perioadă.

$u_{ER}$  reprezintă deviația tensiunii de ieșire  $u_s$  de la valoarea dorită, amplificată și inversată de către amplificatorul de eroare. Când tensiunea  $u_s$  este mai mică decât valoarea dorită,  $u_{ER}$  este mare, determinând o creștere a puterii de intrare pentru a face față deficitului de energie din condensatorul de filtrare.

### Transferul de putere

Deși curentul de intrare în preregulator este o sinusoidă redresată, curentul de ieșire  $i_s$ , care încarcă condensatorul este o funcție de tip  $\sin^2$  (fig.12.5).

Putem gândi folosind termenii de putere de intrare și putere de ieșire, mai bine decât utilizând noțiunile de curent, tensiune de intrare, tensiune de ieșire (fig.12.5).

Presupunând că preregulatorul funcționează cu randament ridicat la o frecvență mult mai mare decât frecvența rețelei (cca.100 KHz), cantitatea de energie stocată ori disipată în preregulator poate fi considerată neglijabilă la frecvența rețelei. (Energia stocată în bobină este de obicei mult mai mare decât energia transferată pe o perioadă de comutație, dar total neglijabilă comparativ cu energia transferată pe o jumătate de perioadă de rețea).

Cu un factor de putere ( $\approx 1$ ) tensiunea de rețea și curentul extras sunt în fază prin definiție. Astfel pe durata fiecărei jumătăți de perioadă puterea instantanee  $p_i$  este o funcție de tip  $\sin^2$ .

Putem scrie:

$$p_o = p_i = 2 \cdot U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot \sin^2 \omega_L \cdot t \quad (12.14)$$

unde:  $U_{ief}$  și  $I_{ief}$  sunt valorile efective,  $\omega_L = 2 \cdot \pi \cdot f_L$ ;  $f_L$  fiind frecvența rețelei.

Deoarece:  $2 \cdot \sin^2 x = 1 - \cos 2x$  rezultă:

$$p_o = p_i = U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t) \quad (12.15)$$

Condensatorul de ieșire  $C_S$  este destul de mare pentru a menține  $U_S$  constantă.

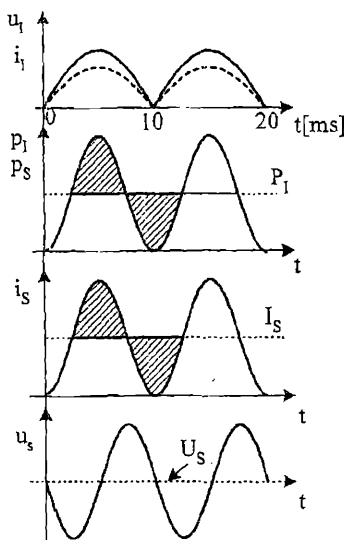


Fig. 12. 5 Forme de undă caracteristice.

Astfel curentul de încărcare este aproape proporțional cu puterea instantanee:

$$i_s = \frac{p_s}{U_s} \cong \frac{U_{ief} \cdot I_{ief} \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t)}{U_s} \quad (12.16)$$

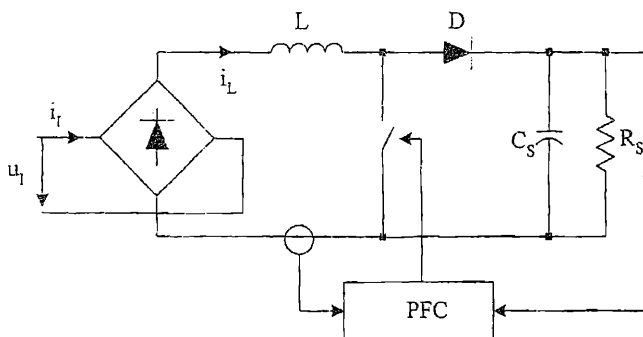
$$I_s = \frac{U_{ief} \cdot I_{ief}}{U_s}$$

unde:  $I_s$  reprezintă valoarea medie a curentului de ieșire. După cum este arătat în fig.12.5, componenta de curent alternativ a curentului  $i_s$  produce un mic riplu de tensiune  $u_s$  cu frecvența  $2f_L$  (cu  $90^\circ$  întârziere față de  $i_s$ ) suprapus peste tensiunea  $U_S$  ce depinde de mărimea condensatorului  $C_S$ .  $i_s$  nu este perfect sinusoidal din cauza riplului de tensiune  $u_s$ .

### 12.2.2 Topologiile circuitului de putere [1],[4],[5].

Oricare din cele trei topologii de bază buck (coborâtor), boost (ridicător) și

buck-boost (inversor) pot fi utilizate în construirea prereguletoarelor cu corecția factorului de putere. Cea mai populară topologie, însă, este topologia boost arătată în fig. 12.6.



**Fig 12. 6-Topologia boost.**

Topologia boost este foarte simplă și permite distorsiuni scăzute pentru curenții de intrare și un factor de putere  $\approx 1$ , cu diferite tehnici de control. Mai mult condensatorul de ieșire este un element de stocare eficient.

Principalele dezavantaje sunt:

1. Curenți mari la pornire, datorită încărcării condensatorului de valoare ridicată;
2. Lipsa posibilității de limitare a curențului pe durata suprasarcinii și condițiilor de scurtcircuit, datorită conexiunii directe între rețea și sarcină;
3. Dificultatea introducerii unui transformator pentru izolarea galvanică între intrare și ieșire;
4. Tensiunea de ieșire trebuie să fie întotdeauna mai mare decât valoarea de vârf a tensiunii de intrare.

### 12.2.3 Buclele de control

Modul de realizare a controlului unui preregulator este arătat în fig.12.4 și nu depinde de topologia de putere utilizată. Avem două bucle: una interioară de curent și una exterioară de tensiune.

Curentul în bucla interioară este fixat conform cu eroarea tensiunii de ieșire sesizată și amplificată de bucla exterioară de tensiune.

Astfel, circuitul de control funcționează ca orice sistem cu control al curențului [7], [8] cu două excepții:

1. Bucla de curent fixează curențul de intrare și nu curențul de ieșire.
2. Curențul fixat este proporțional cu  $u_{ER}$ , multiplicat cu sinusul redresat.

Aceste două elemente de control ale sistemului fac ca, curențul să fie un sinus redresat în fază cu tensiunea de intrare redresată, factorul de putere apropiindu-se de 1. Totuși, apar unele limitări în această metodă și anume, puterea din sarcină egală cu cea de intrare, nu trebuie să se schimbe cu variația tensiunii de intrare din două motive:



1. preregulatorul menține o tensiune constantă la ieșire  $U_s$ .

2. convertorul următor, extrage o putere constantă indiferent de variațiile tensiunii  $U_s$ .

Deoarece, preregulatorul funcționează cu randament ridicat, puterea de intrare extrasă, nu trebuie să se modifice cu variațiile tensiunii de intrare, ci numai cu schimbările sarcinii.

De aceea când tensiunea de rețea variază:

a) curentul efectiv trebuie să fie invers proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii rețelei; pentru a menține constantă puterea de intrare. Dar, pentru fiecare semialternanță:

b) valoarea instantanee a curentului trebuie să fie direct proporțională cu valoarea instantanee a rețelei în scopul de a avea un factor de putere bun.

### Stabilizarea în raport cu rețeaua (în buclă deschisă)

Criteriile a) și b) sunt contradictorii. Dacă tensiunea  $U_{ER}$  este fixată la o anumită valoare (în buclă deschisă) valoarea instantanee a curentului programat de multiplicator, este direct proporțională cu valoarea instantanee a rețelei, satisfăcând punctul b) și asigurând un factor de putere bun.

Totuși, în contradicție cu a), valoarea efectivă a curentului, de asemenea variază direct proporțional cu valoarea efectivă a tensiunii. Astfel, deși puterea de intrare nu ar trebui să se schimbe, ea de fapt va varia cu pătratul valorii efective a tensiunii de rețea. Aceasta face să avem o proastă stabilizare în buclă deschisă și impune necesitatea unei bucle exterioare de tensiune care să facă corecția. Dar, după cum vom arăta în continuare, banda buclei trebuie să fie mult mai mică decât dublul frecvenței rețelei ( $2f_L$ ) din motive de menținere a unei distorsiuni minime a curentului de intrare. Aceasta face să apară schimbări considerabile în sarcină, când valoarea rețelei variază rapid. Fără un circuit de limitare, curentul de intrare poate fi excesiv pentru mai multe semialternanțe. Soluția uzuală pentru această problemă, constă în adăugarea unor circuite adiționale ce sesizează și limitează curentul de intrare, limitând totodată variațiile mari ale tensiunii de ieșire. Aceste circuite auxiliare, depășesc inconvenientele datorate buclei principale, în ce privește viteza acesteia obținând o intervenție corectivă rapidă. Totuși, când acestea lucrează, tensiunea de intrare este tăiată și factorul de putere este prost pentru mai multe semialternanțe până când bucla principală, mai lentă, se adaptează la noile condiții. O soluție mult mai bună, utilizează așa numita tehnică "feed-forward"[12] pentru a avea un factor de stabilizare bun în buclă deschisă. Cu utilizarea acestei tehnici, circuitul de control poate răspunde la schimbările tensiunii de rețea într-o semialternanță, menținând un factor de putere ridicat și eliminând multe din circuitele de control auxiliare.

### Limitarea benzii buclei de control

Utilizând un condensator de o mărime convenabilă, vom avea un riplu al tensiunii cu frecvența de 100 Hz, de aproximativ 10V<sub>vv</sub>, pentru o tensiune continuă de 380V la sarcină maximă.

Acesta produce o eroare ce va fi amplificată, reducându-se riplul tensiunii în funcție de amplificarea buclei, la frecvența de 100 Hz.

În timp ce reducerea riplului este dorită, totuși frecvența de 100Hz va distorsiona forma de undă a curentului de referință și prin urmare curentul de intrare va fi distorsionat (fig.12.7). Astfel nu vom mai putea obține un factor de putere dorit.

Pentru a evita aceste distorsiuni, tensiunea de control nu trebuie să varieze semnificativ pe durata unei semialternanțe.

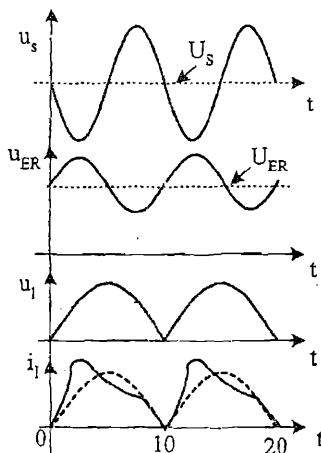


Fig. 12.7 Distorsionarea curentului de intrare.

Banda buclei de control, trebuie să fie mult mai mică comparativ cu frecvența de 100Hz, pentru a păstra un factor de distorsiuni acceptabil.

Simularea circuitului [1], arată că pentru a obține un factor de putere,  $FP=0.96$  frecvența de tăiere maximă a buclei, ( $f_{c\ max}$ ) trebuie să fie aproximativ 20 Hz la tensiunea maximă a rețelei  $U_{i\ max}$ . La o valoare mai mică a lui  $U_i$ ,  $f_c$  va fi mult mai mică. Această bandă scăzută va înrăutăți dinamica buclei.

Valoarea continuă a tensiunii de ieșire, va răspunde foarte încet schimbărilor tensiunii de rețea și a sarcinii, producând dificultăți în păstrarea tensiunii de ieșire în limitele dorite.

O altă tehnică care elimină în totalitate distorsiunile curentului de intrare obținând un factor de putere ridicat fără să ceară o bandă extrem de scăzută constă în controlul cu eșantionare și menținere ("sample & hold") a tensiunii de control  $u_{ER}$ , la fiecare semialternanță când tensiunea de rețea trece prin zero. Deși factorul de putere este excelent, utilizând tehnica S/H,  $f_c$  este limitată la 20 Hz (1/5 din 100 Hz) din motive de stabilitate.

### Variația câștigului și benzii buclei de control

După cum se arată în [5] câștigul de semnal mic, control- ieșire este dat de relația:

$$\frac{u_s}{u_{er}} = \frac{K \cdot U_{ief}^2}{j \cdot \omega \cdot C_s} \quad (12.17)$$

unde:  $K$  este o constantă.

Dacă amplificatorul de eroare, realizează o funcție de tip proporțional, câștigul buclei va avea aceeași expresie, dată de relația (12.17), ceea ce diferă, este mărirea constantei  $K$ .

Astfel, câștigul buclei pentru  $U_{ief} = 90$  V va fi 1/9 (-19 dB) din câștigul buclei pentru  $U_{ief} = 270$  V.

Frecvența  $f_c$  este de asemenea direct proporțională cu câștigul, deoarece caracteristica acestuia, are un singur pol și ca urmare o variație de -20 dB/decadă.

De aceea  $f_c$  la 90 V este 1/9 din  $f_c$  la 270 V. Este greu de acoperit acest domeniu al tensiunilor de intrare fără un comutator de domeniu.

Câștigul amplificatorului de eroare este stabilit pentru a obține  $f_c = 20$  Hz la tensiunea de 270 V (o valoare mai mare pentru  $f_c$  este dorită dar nu este posibilă din cauza distorsiunilor de intrare). Dacă sursa lucrează la 90 V,  $f_c$  cade la numai 2,2 Hz. Dinamica buclei de control este inacceptabilă. Valoarea de curent continuu  $U_s$  cade mult sub domeniul de reglare dorit, când tensiunea de intrare atinge 90 V, pentru că câștigul de joasă frecvență nu este adecvat.

Din nou, o aplicare corespunzătoare a tehnicii "feed-forward" poate face câștigul buclei independent de variația tensiunii rețelei. Aceasta face să putem lucra cu tensiuni în domeniul 90V - 270V cu dinamică bună și o stabilizare bună a tensiunii continue fără un comutator de domeniu.

### Limitarea variației curentului de intrare

Bucula de control lentă nu se împacă cu variațiile rapide de rețea sau sarcină.

Dacă sarcina crește rapid, circuitul de control va încerca să refacă deficitul de energie în  $C_s$ , extrăgând un curent excesiv și prin urmare putere excesivă de la rețea pe durata mai multor semialternanțe, dacă nu este folosit nici un circuit de limitare. Dacă limitele de curent sunt depășite, pot apărea distrugereri în dispozitivele utilizate.

Valoarea de vârf a curentului, este limitată în mod natural de capacitatea de tensiune la ieșirea multiplicatorului.

Prin proiectare, ar trebui să setăm limita acestui curent, astfel încât, puterea extrasă din rețea să fie 110%-120% față de cea extrasă în condiții de tensiune minimă. O valoare fixată a puterii limită de intrare, presupune ca valoarea efectivă a curentului să varieze invers proporțional cu  $U_i$ .

Acest lucru este greu de realizat fără "feed-forward". De exemplu pentru aceeași putere maximă, valoarea maximă efectivă a curentului  $I_{ief}$  ar trebui să fie 1/3 când tensiunea rețelei este 270 V, față de cazul când tensiunea rețelei este 90 V. Fixând valoarea de vârf a curentului și nu puterea vom constata că valoarea acestuia crește cu 30% la 270V față de 90V.

Aceasta deoarece  $U_{sin}$  la intrarea multiplicatorului cere de 3 ori mai mult curent, dar capacitatea de tensiune a multiplicatorului este limitată, tensiunea

devenind dreptunghiulară. Astfel limita puterii este de 4 ori mai mare la 270 V față de 90 V.

Această situație este evident intolerabilă, chiar pentru un domeniu mai limitat al tensiunii de intrare.

În plus, trebuie circuite mai elaborate de limitare a curentului dacă nu se utilizează o tehnică "feed-forward".

### Tehnica "feed-forward"

S-ar părea că utilizarea tehnicii "feed-forward" ar fi foarte utilă în eliminarea unor probleme, inerente preconvertoarelor cu corecția factorului de putere.

Mai întâi fără "feed-forward", circuitul din fig. 12.4 aplică o tensiune  $U_{\sin}$  derivată din rețea la una din intrările multiplicatorului. Acesta generează un sinus redresat multiplicat cu  $U_{ER}$ .

$U_{iref}$  este referința pentru curentul de intrare. Vom avea:

$$U_{iref} = K_m \cdot U_{\sin} \cdot U_{ER} = K_m \cdot K_i \cdot U_i \cdot U_{ER} \quad (12.17)$$

unde:  $K_m$  este câștigul multiplicatorului,  $K_i$  este factorul de divizare al tensiunii de intrare.

Bucula de curent (parte a preregulatorului) fixează  $I_{ief}$  în funcție de  $U_{iref}$  și valoarea rezistenței de măsură a curentului  $R_s$ .

Din (12.17) luând  $K_1 = K_m \cdot K_i$ :

$$I_{ief} = \frac{U_{iref}}{R_s} = K_1 \cdot U_i \cdot \frac{U_{ER}}{R_s} \quad (12.18)$$

În ipoteza unui randament ridicat avem:

$$P_O = P_I = \frac{K_1 \cdot U_{ief}^2 \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (12.19)$$

iar valoarea instantanee va fi:

$$P_I = \frac{K_1 \cdot U_{ief}^2 \cdot (1 - \cos 2 \cdot \omega_L \cdot t) \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (12.20)$$

Ecuția (12.20) arată clar că, câștigul  $P_O/U_{ER}$  variază cu  $U_{ief}^2$  determinând toate problemele menționate mai devreme.

De asemenea, ne arată calea pentru modul de aplicare a tehnicii "feed-forward" pentru a elimina dependența de  $U_{ief}^2$  și anume prin divizarea ecuației (12.19) cu un termen proporțional cu  $U_{ief}^2$ , anulând astfel  $U_{ief}^2$  în termenul de la numărător.

Această metodă de implementare, este arătată în schema bloc din fig.(12.8) unde sunt definiți și termenii utilizați.

Din (12.19) prin adăugarea divizorului avem:

$$P_O = \frac{K_i \cdot K_d \cdot U_{ief}^2 \cdot U_{ER}}{K_s \cdot K_f^2 \cdot U_{ief}^2 \cdot R_s} = \frac{K_1 \cdot K_2 \cdot U_{ER}}{R_s} \quad (2.21)$$

unde:  $K_d/(K_s K_f^2 U_{ief}^2)$  este câștigul etajului "feed-forward";

$$K_2 = K_d / (K_s K_f^2).$$

Tensiunea "feed-forward" trebuie să fie constantă pe o jumătate de perioadă. Aceasta, fixează câștigul divizorului pe o jumătate de perioadă să fie invers proporțional cu  $U_{ief}^2$  făcând câștigul buclei și banda buclei independentă de  $U_{ief}$ .

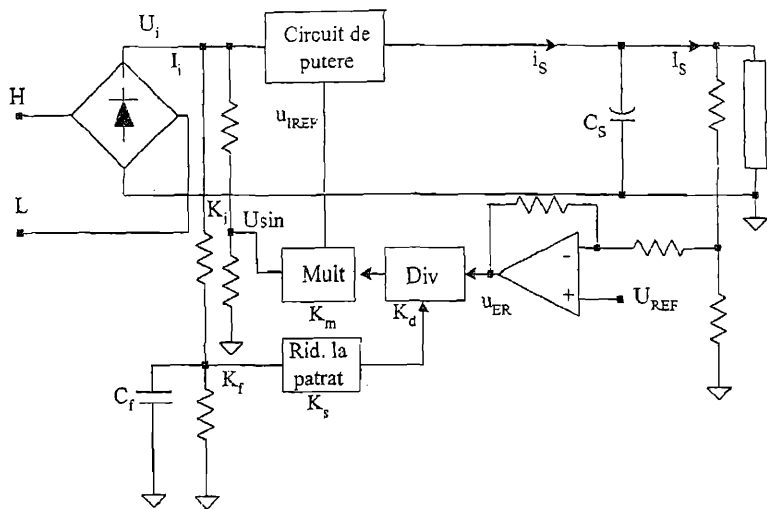


Fig. 12. 8 Preregulator cu "feedforward".

Dar, tensiunea  $U_{sin} = K_i U_{ief}$  aplicată multiplicatorului servește ca referință pentru a obține forma dorită a curentului pentru preconvertorul cu corecția factorului de putere.

Trebuie observat că riplul aplicat prin feed-forward, va fi efectiv adunat la riplul cu frecvența de 100Hz din amplificatorul de eroare, crescând distorsiunile și reducând factorul de putere.

Condensatorul  $C_f$  mediază tensiunea  $U_i$  și reduce riplul la un nivel acceptabil. Dacă constanta  $C_f R_{div}$  este prea mică, factorul de putere va fi prea scăzut. Dacă constanta de timp este prea mare, va fi o întârziere prea mare în bucla feed-forward rezultând o variație mare în tensiunea continuă de ieșire, când tensiunea de rețea se schimbă rapid.

### 12.3. Metode de control ale curentului

#### 12.3.1 Controlul valorii de vârf a curentului [6],[12]

Schema de bază este arătată în fig. 12.9. După cum putem vedea, comutatorul este adus în conducție la o frecvență constantă de semnalul de ceas (clk) și blocat când suma dintre rampa pozitivă a curentului prin bobină și rampa externă (de compensație) atinge referința sinusoidală de curent. Această referință se obține prin multiplicarea unei fracțiuni din tensiunea de intrare, cu ieșirea amplificatorului de eroare.

După cum se vede în fig.12.9, convertorul funcționează în conducție neîntreruptă; aceasta înseamnă că vom putea utiliza dispozitive cu capacități în curent mai reduse, iar cerințele pentru filtru de intrare sunt mai puțin stringente.

Mai mult, diodele de la intrare pot fi dispozitive lente (funcționează la frecvența rețelei).

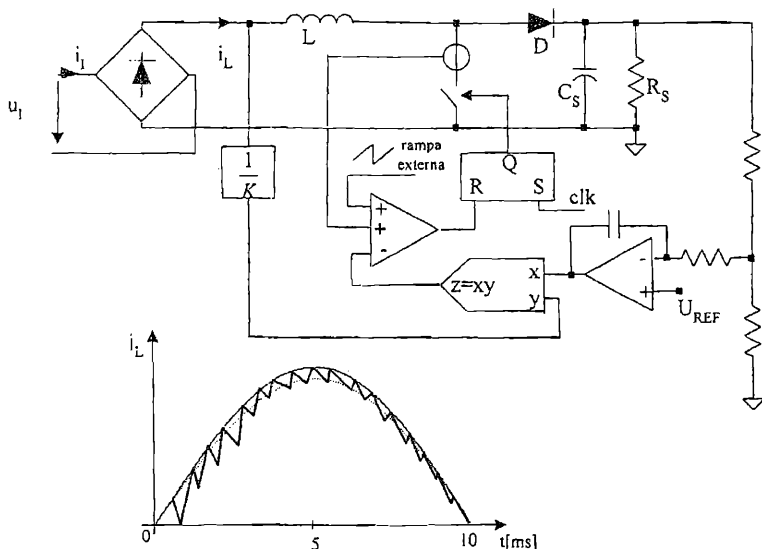


Fig 12. 9-Controlul valorii de vârf a curentului.

Pe de altă parte dioda  $D$  trebuie să fie un dispozitiv rapid.

*Avantaje:*

- frecvență constantă de comutație;
- numai curentul prin comutator trebuie măsurat și acest lucru poate fi realizat cu un transformator de curent, evitându-se pierderile datorită rezistorului de măsură;
- nu avem nevoie de un amplificator de eroare pentru curent.

*Dezavantaje:*

- prezența oscilațiilor subarmonice pentru factor de umplere  $>50\%$ , astfel încât este necesară o rampă de compensație;
- distorsiunile curentului de intrare sunt mărite datorită rampei de compensare;
- controlul mai sensibil la zgomotul de comutație.

Dacă circuitul pentru controlul factorului de putere, nu este construit să funcționeze pentru toată gama tensiunilor de intrare, factorul de umplere poate fi păstrat sub  $50\%$ , evitându-se astfel rampa de compensație.

Circuitele comerciale ce realizează un astfel de control sunt ML 4812 (MicroLinear) și TK 84812 (Toko).

### 12.3.2 Controlul curentului mediu [2],[11]

O altă metodă de control care permite o formă mai bună pentru curentul de intrare este controlul valorii medii a curentului reprezentată în fig. 12.10.

Aici curentul prin bobină este eșantionat și filtrat de amplificatorul de eroare al curentului a cărei ieșire comandă modulatorul PWM. În acest mod, bucla de curent tinde să minimizeze eroarea între valoarea medie a curentului și valoarea sa de referință. Aceasta din urmă este obținută în același fel ca la metoda precedentă de control. Convertorul lucrează în regim neîntrerupt, astfel că aceleași considerații date cu privire la metoda controlului valorii de vârf pot fi aplicate și în acest caz.

*Avantaje:*

- frecvența constantă de comutație;
- nu avem nevoie de o rampă de compensație.

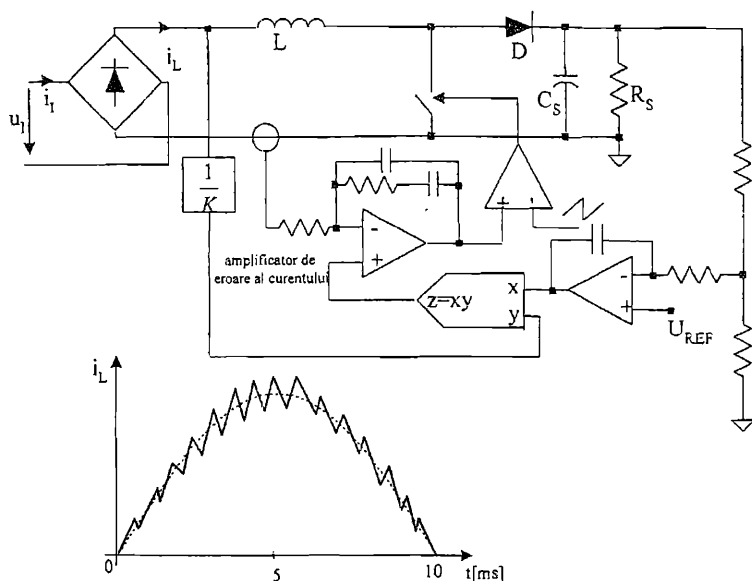


Fig. 12. 10 Controlul valorii medii a curentului.

- controlul este mai puțin sensibil la zgomotul de comutație (datorită filtrării curentului);

- forma curentului este mai bună decât la metoda precedentă de control, deoarece în apropierea trecerilor prin zero a tensiunii de rețea, factorul de umplere este aproape de unu, reducându-se astfel unghiul mort pentru curentul de intrare.

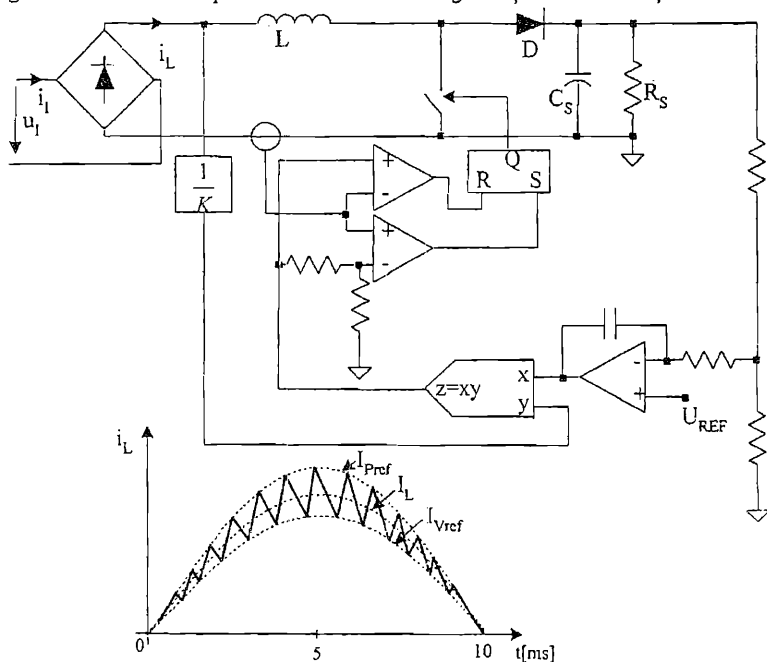
*Dezavantaje:*

- trebuie măsurat curentul din bobină;
- avem nevoie de un amplificator de eroare pentru curent și proiectarea corespunzătoare a unei rețele de compensare.

Circuitele integrate disponibile ce utilizează această tehnică: UC 1854, UC 1855 (Unitrode), TK 3854 (Toko), ML 4821 (MicroLinear), TDA 4815, TDA 4819 (Siemens), TA 8310 (Toshiba), L 4981A/B (SGS-Thomson), LT 1248, LT 1249 (Linear Technology).

### 12.3.3 Controlul prin histerezis [4]

Fig. 12.11 arată acest tip de control în care sunt generați cei doi curenți de referință



**Fig. 12. 11 Controlul cu histerezis.**

$I_{Pref}$ ,  $I_{vref}$ . Comutatorul este deschis când curentul prin bobină coboară sub  $I_{vref}$  și blocat când curentul prin bobină urcă peste  $I_{Pref}$ . De asemenea convertorul lucrează în regim neîntrerupt.

*Avantaje:*

- nu avem nevoie de nici o rampă de compensație;
- distorsiuni scăzute ale curentului de intrare.

*Dezavantaje:*

- frecvență de comutație variabilă;
- trebuie măsurat curentul prin bobină;
- controlul este sensibil la zgomotul de comutație;



În scopul de a evita o frecvență de comutație prea mare, comutatorul trebuie păstrat închis în apropierea trecerii prin zero a curentului, ceea ce duce la apariția unor timpi morți în curentul de linie.

Un circuit integrat ce implementează această tehnică este CS 3810 (Chery Semiconductor).

#### 12.3.4 Controlul cu histerezis cu comutarea curentului la valoarea 0 (ZCS) [10]

Această metodă de control menține durata de conducție a tranzistorului ( $t_{on}$ ) constantă pe durata unei perioade de rețea, iar comutatorul este deschis când curentul cade la zero, astfel că convertorul lucrează la marginea dintre modul întrerupt și cel neîntrerupt.

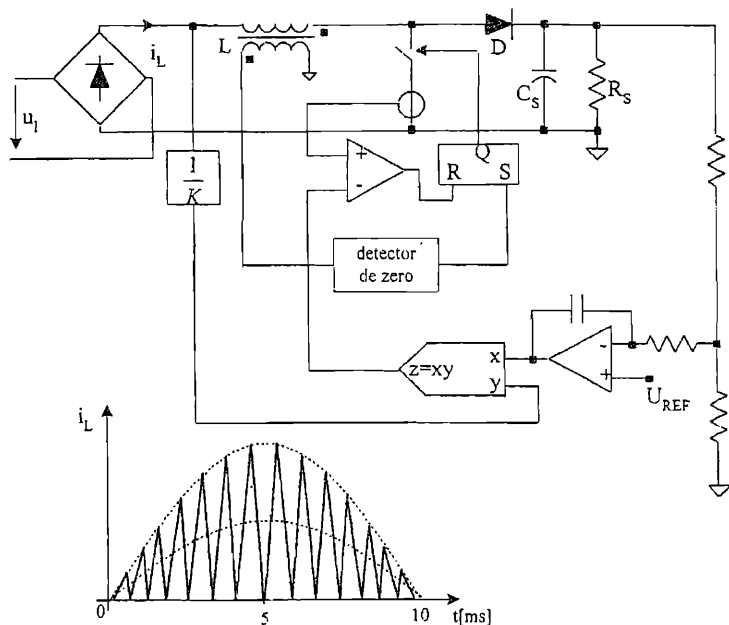


Fig. 12.12 Controlul cu ZCS.

În acest mod, dioda este comutată fără pierderi, iar comutatorul este deschis când curentul este zero, astfel că pierderile de comutație sunt reduse. Pe de altă parte, vârfurile mari de curent cresc pierderile de conducție și necesită un filtru de intrare mai puternic.

Schema de principiu este arătată în fig. 12.12. Curentul instantaneu de intrare este constituit dintr-o suită de triunghiuri a căror vârfuri sunt proporționale cu tensiunea rețelei.

De observat că aceeași strategie poate fi generată fără utilizarea unui multiplicator, modulând  $t_{on}$  funcție de semnalul de ieșire al amplificatorului de eroare.

*Avantaje:*

- nu necesită rampă de compensație;
- nu necesită amplificator de eroare pentru curent.

*Dezavantaje:*

- frecvență de comutație variabilă;
- tensiunea pe bobină trebuie urmărită pentru a detecta trecerea prin zero a curentului;
- sensibilitate la zgomotul de comutație.

Circuite integrate ce au implementat această strategie: TDA 4814, TDA 4816, 4817, 4818, SG 3561, UC 1852, MC34321 etc.

### 12.3.5 Controlul PWM în cazul modului de funcționare întrerupt [5]

În această metodă bucla internă de curent este eliminată complet, astfel că comutatorul lucrează cu  $t_{on} = \text{și } T = \text{ct.}$  (fig. 12.13). Această metodă permite obținerea unui factor de putere unitar pentru topologii de tipul flyback, Cuk-Sepic. În cazul convertorului ridicător această metodă determină distorsiuni mari ale curentului.

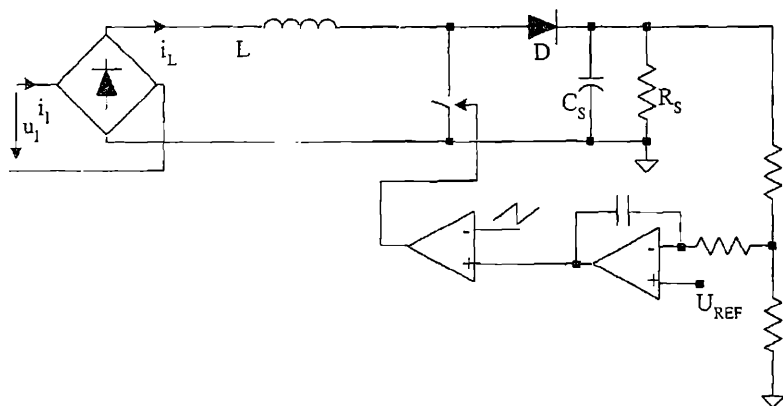


Fig. 12. 13 -Controlul PWM cu conducție întreruptă.

*Avantaje:*

- frecvență de comutație constantă;
- nu este nevoie de bucla de curent;
- metodă simplă de control (PWM).

*Dezavantaje:*

- capacitate mare de curent a dispozitivelor;
- distorsiuni mari ale curentului în cazul topologiei boost.

Un circuit specific este ML 4813 (MicroLinear).

---

*Bibliografie*

1. B.Andreycak -*Optimizing Performance in UC3854 Power Factor Correction Applications*, Unitrode, Products & Applications Hand Book, 1993/1994.
2. L.Balogh, R. Redl-*Power Factor with interleaved Boost Converters Continuous-Inductor Current Mode*, APEC Conf. Proc., 1993, p.:168-174.
3. \*\*\*British Standard- *Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliances and Similar Electrical Equipment*, 1988.
4. C.A. Canesin, I. Barbi- *A Unity Power Factor Multiple Isolated Output Switching Mode Power Supply Using a Single Switch*, APEC Conf. Proc., 1991, p:430-436.
5. R. Erickson, M.Madigan, S.Singer-*Design of Simple High Power Factor Correction Based on the Flyback Converter*, APEC Conf. Proc., 1990, p:792-800.
6. \*\*\* Linear Technology, *New Products Catalog and Selection Guide*, Spring/Summer 1994.
7. R.D.Middlebrook, *Topics in Multiple-loop Regulators and Current-mode Programming*, Proc.IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1985, p.:716-731.
8. R.D. Middlebrook, *Modeling Current-Programmed Buck and Boost Regulators*, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol.4, No.1, 1989, p.: 36-52.
9. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, *Power Electronics: Converter Applications, and Design*, John Wiley & Sons Inc., 1989
10. R.W. Erickson, *Fundamentals of Power Electronics*, Kluwer Academic Publishers, Boston, 1997.
11. \*\*\*Unitrode, *Power Supply Design Seminar*, Unitrode, 1990.
12. \*\*\*Unitrode, *Product & Applications Handbook*, Unitrode, 1995-1996.