

Convertorul push-pull (în contratimp)

Cele două tranzistoare se comandă să conducă la saturație alternativ, câte unul în fiecare semiperioadă, pe un interval de timp egal cu dT . Așadar, funcționarea convertorului va trebui urmărită pe 4 intervale de timp distincte.

1) Pe intervalul $t \in [0, dT]$ se comandă să conducă la saturație Q_1 , ca urmare în înfășurările transformatorului apar tensiuni cu polaritatea fără paranteze $\Rightarrow$ va conduce $D_1 \Rightarrow D_2$ este polarizată invers și va fi blocată: $V_{D2} = \frac{2N_2}{N_1} \cdot V_1$.

Pe bobina L se aplică acum

$$\text{tensiunea } V_L = \frac{N_2}{N_1} V_1 - V_2$$

Circuitul echivalent ce se formează este:

Din figura alăturată se deduce

$$i_{Q1} = \frac{n_2}{n_1} i_L + i_m, \text{ dar } i_m \text{ este}$$

$$i_m = -I_{mM} + \frac{V_1}{L_1} t \text{ unde } L_1 = \frac{n_1^2}{\mathfrak{R}}, \text{ iar } I_{mM} = \frac{V_1}{L_1} \cdot \frac{dT}{2} \Rightarrow i_m = -\frac{dV_1}{2L_1 f} + \frac{V_1}{L_1} t,$$

înlocuind se poate deduce i_{Q1} pe acest interval.

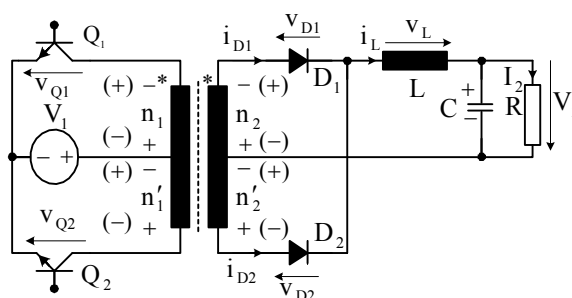


Fig. 4.7. Convertorul în contratimp sau push – pull.

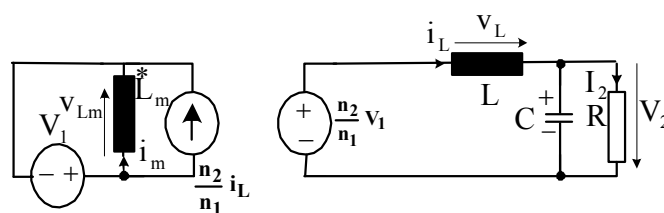


Fig. 2.

2) Pe intervalul $t \in [dT, T]$, în momentul dT , când se blochează tranzistorul Q_1 , primarul este întrerupt, dar inductanța L menține circulația de curent, curentul i_L fiind furnizat de D_1 și D_2 . În figura alăturată se dă schema electrică ce se formează pe al doilea interval.

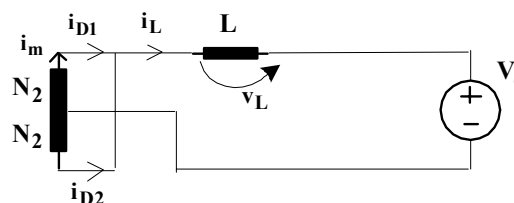


Fig. 3.

Pentru conservarea fluxului prin miez scriu egalitatea $\frac{N_1 I_{mM}}{\mathfrak{R}} = \frac{2N_2 I_m'}{\mathfrak{R}}$

$\Rightarrow I_m' = \frac{N_1}{2N_2} I_{mM}$, deoarece secundarul e pus în scurt-circuit iar curentul de magnetizare se va păstra constant. [$\Re$ =reluctanță magnetică]

În figura alăturată sunt date formele de undă pentru convertorul push-pull.

3) Pe intervalul $t \in [T/2, dT]$ și anume în primul moment ($T/2$), se comandă să conducă la saturație Q_2 și în înfășurările transformatorului vor apărea tensiuni cu polaritășile din paranteze. Va conduce D_2 , va fi polarizată invers D_1 și se va bloca: $V_{ID1} = 2 \frac{N_2}{N_1} V_1$.

Circuitul echivalent ce se formează se dă în figura de mai jos:

$$i_{D2} = i_L, \quad i_{Q2} = \frac{N_1}{N_2} i_L + i_m,$$

$$i_m = I_{mM} - \frac{V_1}{L_1} \cdot t'', \text{ unde } t'' \text{ se}$$

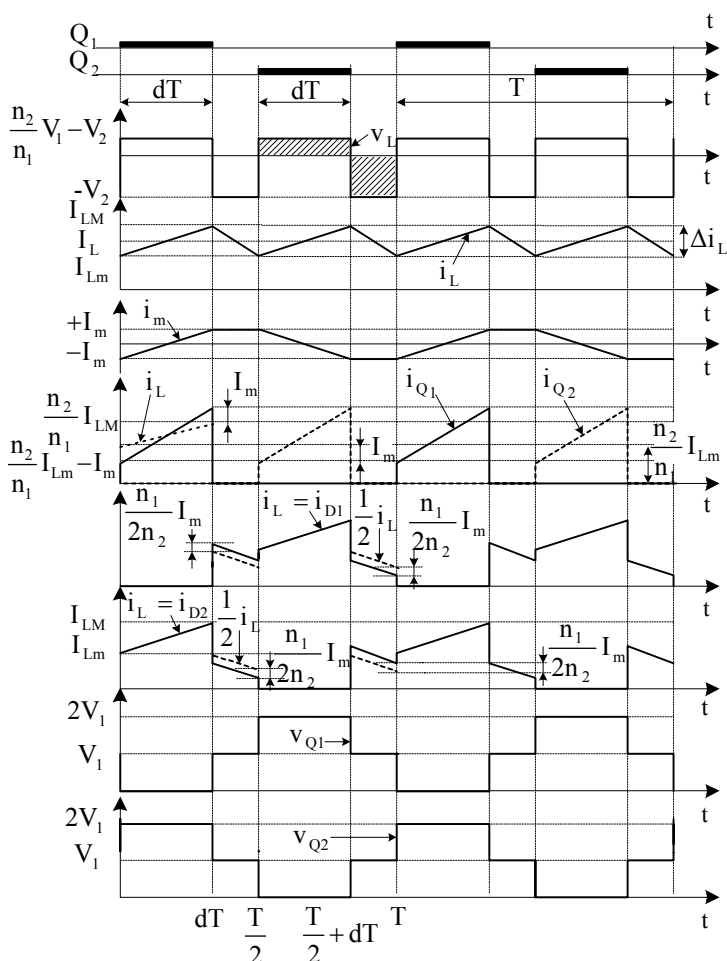


Fig. 4. Formele de undă ale mărimilor care intervin în funcționarea convertorului în contratimp.

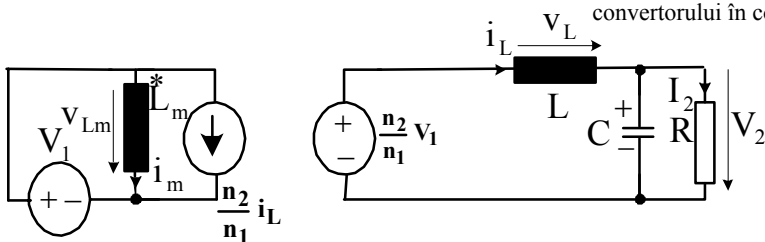


Fig. 5.

măsoară din momentul $T/2$.

În fine, la blocarea lui Q_2 se va obține un circuit echivalent ca în figura 3, doar că sensul curenților de magnetizare va fi inversat.

Se observă că atunci, când Q_2 conduce la saturație, $V_{CEQ1} = 2V_1$, iar

$$\text{solicitățile în tensiune sunt} \quad \begin{cases} V_{CEQRM} = 2V_1 \\ V_{IDRM} = 2 \frac{N_2}{N_1} V_1 \end{cases}$$

Convertorul în punte

Schema convertorului în punte este dată în Fig. 6. Denumirea convertorului provine din faptul că primarul transformatorului se conectează la sursa V_1 prin intermediul unei punți de tranzistoare. Circuitul secundar este identic cu cel al convertorului în contratimp. De fapt, și funcționarea este asemănătoare. Prin folosirea unui număr dublu de tranzistoare, poate exista o singură înfășurare primară, evitându-se neajunsurile legate de diferențele dintre cele două secțiuni.

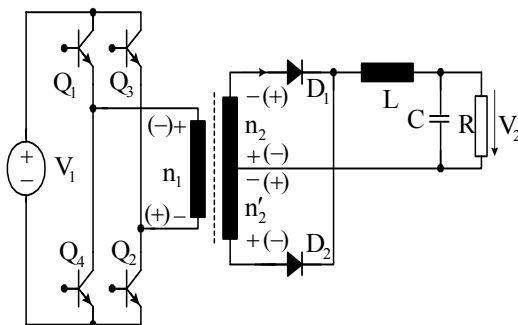


Fig. 6. Schema convertorului în punte.

Pe intervalul $t \in [0, dT]$, tranzistoarele

Q_1 și Q_2 se comandă să conducă la saturație, Q_3 și Q_4 se mențin blocate, iar pe înfășurările transformatorului apar tensiuni cu polaritatea fără paranteze. În circuitul secundar, conduce dioda D_1 , iar D_2 , este blocată fiind polarizată invers. Tensiunile colector-emitor pe tranzistoarele Q_3 și Q_4 sunt:

$$V_{Q3RM} = V_{Q4RM} = V_1$$

Se observă că solicitarea în tensiune a tranzistoarelor este jumătate din valoarea existentă la convertorul în contratimp.

Pe intervalul $t \in \left[dT, \frac{T}{2} \right]$, toate tranzistoarele sunt blocate și conduc

ambele diode D_1 și D_2 , iar pe intervalul $t \in \left[\frac{T}{2}, \frac{T}{2} + dT \right]$ se comandă să

conducă la saturație tranzistoarele Q_3 și Q_4 iar Q_1 și Q_2 rămân blocate. Acum, tensiunile pe înfășurările transformatorului au polaritățile din paranteze, deci în circuitul secundar va conduce dioda D_2 și va fi blocată dioda D_1 . Tensiunile colector – emitor ce se aplică tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt:

$$V_{Q1RM} = V_{Q2RM} = V_1$$

În fine, pe intervalul $t \in \left[\frac{T}{2} + dT, T \right]$, din nou sunt blocate toate tranzistoarele

și conduc D_1 și D_2 , apoi funcționarea se repetă. Solicitățile în tensiune și în curent ale diodelor D_1 și D_2 sunt aceleași ca la convertorul în contratimp. Solicitățile în curent ale tranzistoarelor $Q_1 - Q_4$ sunt aceleași ca ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 de la convertorul în contratimp. Și caracteristica de reglaj a convertorului în punte este aceeași ca la convertorul în contratimp:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} 2d, d_{\max} = 0,45$$

Dezavantajul convertorului în punte este acela că folosește 4 tranzistoare, iar 2 câte 2 se comandă simultan, ceea ce complică într-o măsură schema de comandă. Avantajele convertorului provin din faptul că este necesară o singură înfășurare primară și că solicitările în tensiune ale tranzistoarelor nu depășesc valoarea V_1 , deci jumătate din solicitarea în tensiune a tranzistoarelor convertorului în contratimp.

Convertorul în semipunte

Schema convertorului în semipunte este dată în Fig. 7. Denumirea convertorului provine din faptul că doar un braț al punții este realizat cu tranzistoare, celălalt braț fiind un divizor capacitiv realizat cu două condensatoare de capacități egale:

$$C_1 = C_2$$

Tensiunile la bornele celor două condensatoare vor fi deci egale cu $\frac{V_1}{2}$.

Tranzistoarele Q_1 și Q_2 se comandă exact ca la convertorul în contratimp. Astfel, pe intervalul $t \in [0, dT]$, Q_1 conduce la saturație și Q_2 este blocat, tensiunile pe înfășurările transformatorului vor avea polaritățile fără paranteze, deci va conduce dioda

D_2 , dar, spre deosebire de convertorul în contratimp și în punte, pe o înfășurare cu n_1 spire se va aplica tensiunea $\frac{V_1}{2}$ și nu V_1 . În rest, funcționarea rămâne neschimbată. Caracteristica de reglaj a convertorului este:

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} 2d, d_{\max} = 0,45$$

Pentru a obține aceeași tensiune la bornele sarcinii, V_2 , la același factor de umplere, d , raportul de transformare $\frac{n_2}{n_1}$ trebuie să fie dublu, deci solicitările în

tensiune, ca și în curent, ale diodelor D_1 și D_2 rămân aceleași ca în cazul convertoarelor în contratimp și în punte. Solicitățile în tensiune ale tranzistoarelor Q_1 și Q_2 sunt:

$$V_{Q1RM} = V_{Q2RM} = V_1$$

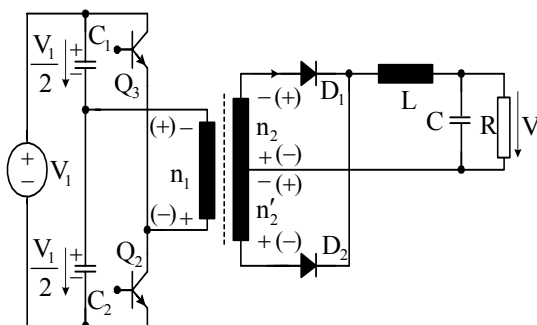


Fig. 7. Schema convertorului în semipunte.

dar, pentru aceeași putere transmisă sarcinii, solicitările în curent ale tranzistoarelor sunt practic duble decât în cazul convertoarelor în contratimp și în punte.

Avantajul convertorului în semipunte constă în faptul că se folosesc doar două tranzistoare. În final, mai facem observația că atât la convertorul în punte, cât și la convertorul în semipunte se folosește excitația bidirecțională a miezului, deci, ca și la convertorul în contratimp, utilizarea miezului este bună.

Sursă de alimentare în comutație PC(AT) cu TL494 **(DBL494, KIA494)**

Generalități

În ultimii ani, au apărut o serie de circuite integrate monolitice pentru controlul surselor de putere cum ar fi TL494, MC3842, 43, 44. Unul dintre acestea este și TL494 (vom vorbi în această lucrare despre modelul manufacturat de Texas Instruments), care combină funcțiile necesare controlului unei surse în comutație complete. TL494 a simplificat multe din problemele de design utilizând o arhitectură unică, reducând considerabil numărul componentelor necesare pentru design-ul complet al sursei. În figura de mai jos este prezentată structura internă a integratului TL494.

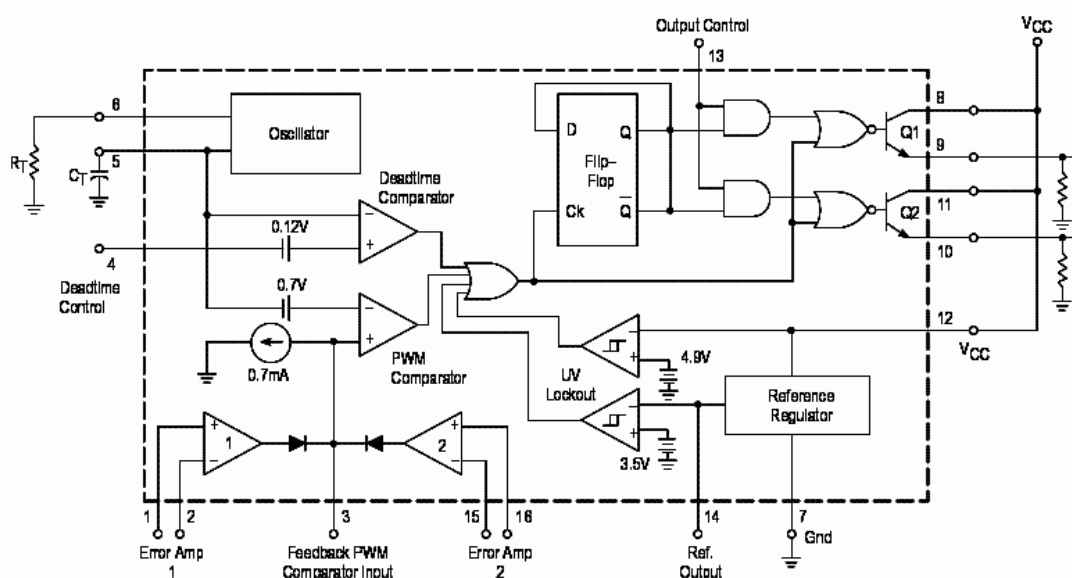


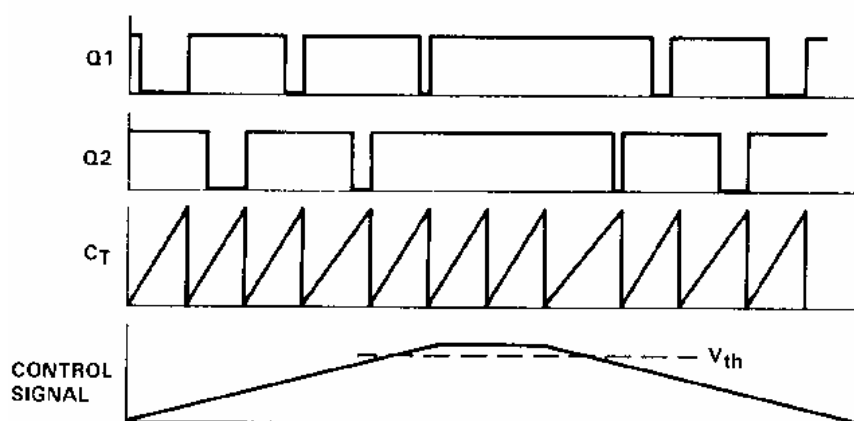
Fig. 8. Structura internă a C.I. TL494

Principii de funcționare:

TL494 este un circuit de control modulație în impulsuri (PWM) cu frecvență fixă. Modulația ieșilor în impulsuri este în concordanță cu formele de undă de "dinte fierăstrău" (sawtooth), generat intern de către un oscilator, a cărui frecvență este dictată de către condensatorul C_T și rezistența R_T .

Nivelul ieșirilor este high doar în momentele de timp când amplitudinea semnalului triunghiular este mai mare decât nivelul semnalului de control. Dacă cresc nivelul semnalului

de control, evident, va scădea timpul de blocare pentru tranzistoarele drive, ceea ce va avea ca efect creșterea tensiunii de ieșire. În figura alăturată este reprezentat grafic semnalul în dinte de fierăstrău, semnalul de



control și rezultatul comparării acestora (semnalele Q1 și Q2).

Trebuie specificat că integratul este predestinat convertoarelor push-pull, dar poate funcționa (dacă utilizatorul dorește acest lucru) și cu un singur driver de ieșire. De aceea, comanda lui Q1 se face comparând semnalul de control cu primul dinte al semnalului în dinte de fierăstrău, apoi cu al trei-lea, al cinci-lea, etc, (impropriu zis, pe dinții impari), respectiv comanda lui Q2 are loc prin comparare pe dinții pari. Acest par/impar, apare datorită existenței unui bistabil de ieșire de tip D (flip+flop).

Circuitul integrat TL 494 prezintă următoarele blocuri interne:

- Sursa de referință de 5 Vcc
- Oscilatorul
- Controlul "dead-time" / comparatorul PWM
- Amplificatorul de eroare
- Circuitul logic de ieșire
- Bistabilul flip-flop, tip D
- Tranzistoarele de ieșire

În continuare se dau câteva scheme electronice utilizând circuitul integrat TL494 în conexiune de convertor push-pull (în contratimp), convertor buck și

convertisor în punte semicomandată (scheme utilizate în sursele de alimentare de 200W ale calculatoarelor personale).

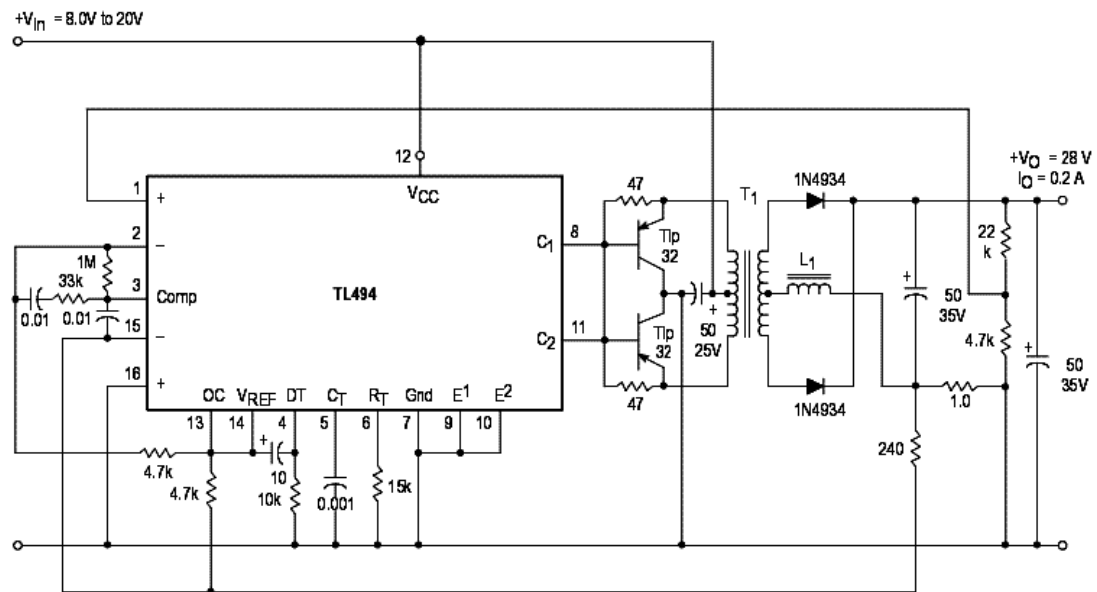


Fig. 9 Convertisor în contratimp sau push-pull

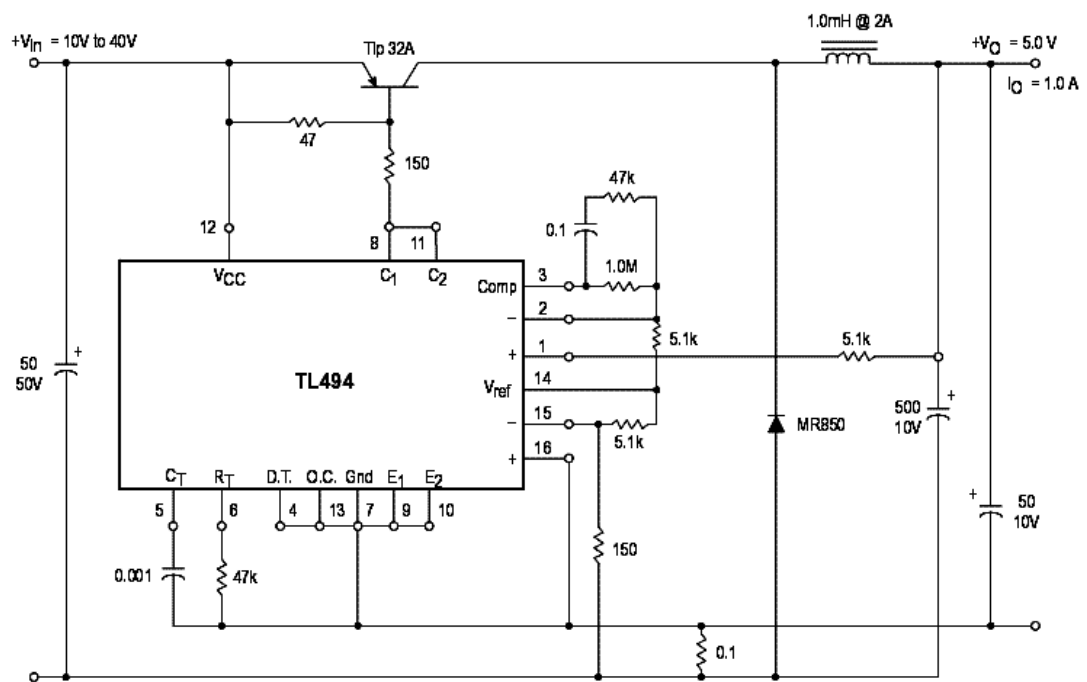
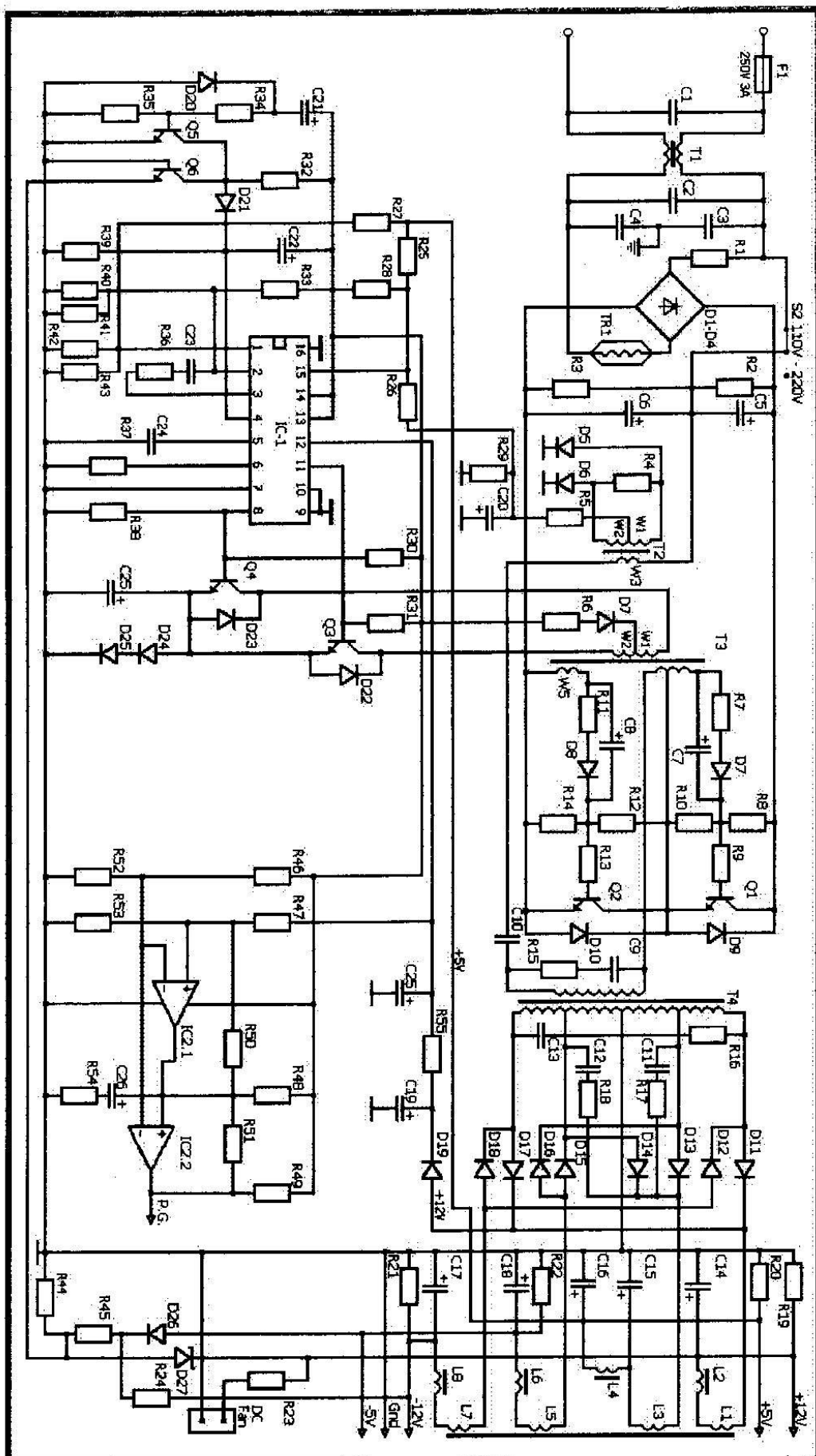


Fig. 10 Convertisor buck sau step-down



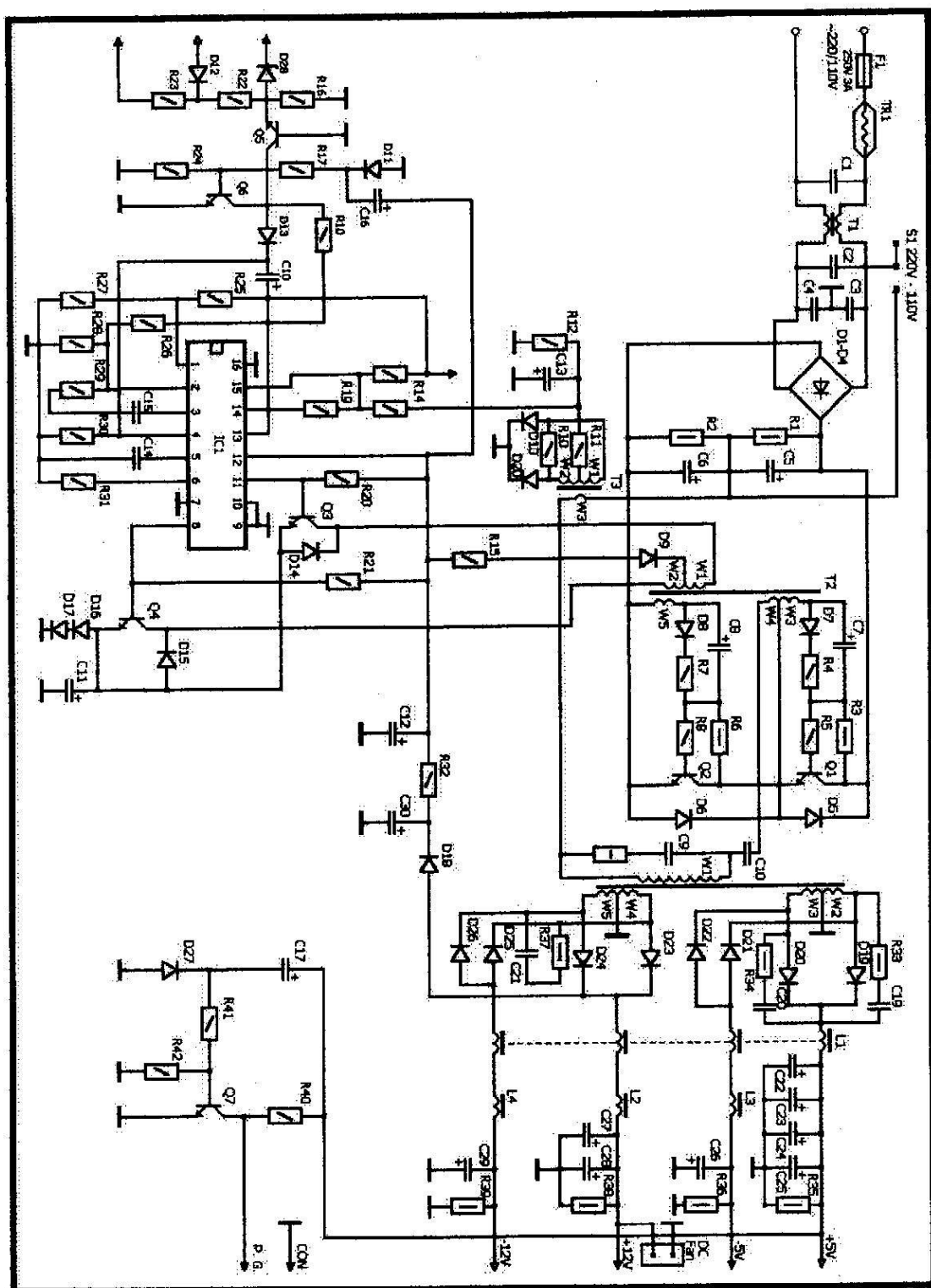
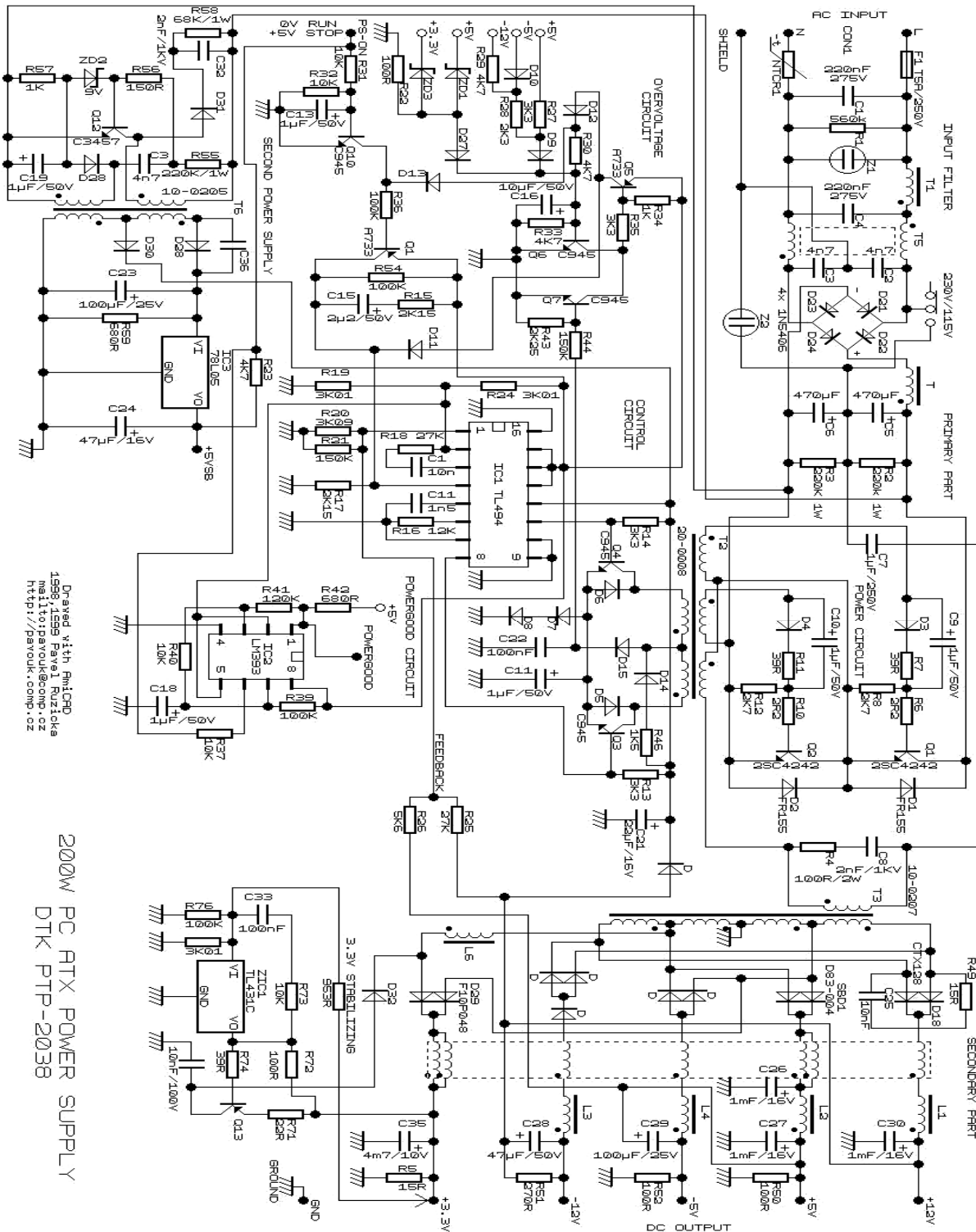


Fig. 12 Schemă electronică, sursă în comutație PC(AT)

În cele ce urmează se dă schema unei surse în comutație pentru PC de tipul ATX, de 200W. Important de urmărit este principiul de funcționare deoarece schema se aseamănă foarte mult cu schemele electronice de surse ATX de puteri 235W sau 300W.



200W PC ATX POWER SUPPLY
DTK PTP-2038

Drawn with PnICAD
1999-1999 Pavel Ruzicka
mailto:pavouk@comp.cz
http://pavouk.comp.cz