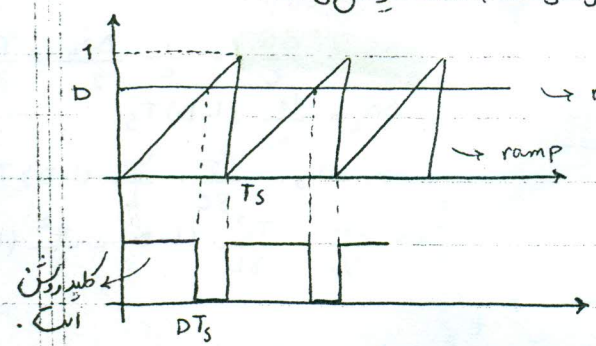
1387/6/25 جلسه‌ی اول به نام خداوند بخشنده‌ی مهربان

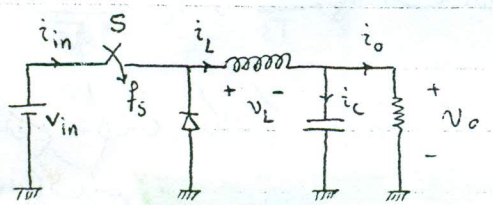
در سیل های DC به DC صدد افزایش و یا کاهش ولتاژ DC به صورت کنترل شده است. سیل های Switching در تمام با سیل های خطی دارای مزیت بالاتری هستند. علاوه بر این به ازای توان های خروجی یکسان، سیل های Switching ابعاد کوچکتری خواهند داشت.

Buck : step down conv.

در سیل های DC مقدار متوسط ولتاژ خروجی قابل کنترل خواهد بود که به کمک سلف ها و خازن ها می توانیم کمیت این ولتاژ را هموار کنیم. برای تولید duty cycle به صورت زیر عمل می شود:

اگر پس از کلید زنی ولتاژ یک طبقه فیلتر نصب شود می توانیم کمیت ولتاژ خروجی را افزایش دهیم بنابراین به یک فیلتر پایین گذر با پهنای باند کم نیاز خواهیم داشت (طوری که فرکانس Switching و بالاتر را حذف کند.) در نتیجه سیل buck به صورت زیر طراحی خواهد شد:





سلف ها تمایل دارند جریان خود را ثابت نگه دارند. خازن ها تمایل دارند ولتاژ خود را ثابت نگه دارند.

این مدار با توجه به اینکه iL چگونه باشد در دو حالت می تواند کار کند. اگر $i_L > 0$ باشد در حالت پیوسته (CCM) و اگر هم گاهی $i_L = 0$ شود سیل در حالت ناپیوسته (DCM) خواهد بود.

ابتدا سیل را در حالت پیوسته بررسی می کنیم:

$$S: on \Rightarrow v_L = v_{in} - v_o \quad , \quad i_{in} = i_L \quad , \quad i_L = i_C + i_o$$

$$S: off \Rightarrow v_L = -v_o \quad , \quad i_{in} = 0 \quad , \quad i_L = i_C + i_o$$

$$\Rightarrow \langle v_L \rangle = \frac{DT_s (v_{in} - v_o) + (1-D)T_s (-v_o)}{T_s} \quad , \quad \langle i_L \rangle = \langle i_C \rangle + \langle i_o \rangle$$

$$\langle i_{in} \rangle = D \langle i_L \rangle$$

در معادلات فرض کرده ایم خازن خروجی به حدی باشد که ولتاژ خروجی تقریباً مثل سیل باشد و ولتاژ ورودی هم می تواند تغییر کند ولی با فرض می کنیم در مدتی که با سیا کنترل کار می کنیم ولتاژ ورودی تقریباً ثابت باشد و این صورت داریم: $v_o = V_o \quad , \quad v_{in} = V_{in}$

در حالت پایدار مقدار متوسط جریان خازن و ولتاژ سلف باید صفر باشد. $\langle i_C \rangle_{ss} = 0 \quad , \quad \langle v_L \rangle_{ss} = 0$

$$\Rightarrow \langle v_L \rangle_{ss} = 0 \Rightarrow D(V_{in} - V_o) + (1-D)(-V_o) = 0 \Rightarrow V_o = DV_{in}$$

$$\langle i_L \rangle = \langle i_C \rangle + \langle i_o \rangle = 0 + I_o = I_o \Rightarrow \langle i_{in} \rangle = D I_o$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\langle i_{in} \rangle}{I_o} = D$$

بنابراین این سیل را می توانیم به صورت یک ترانس DC سیل کنیم.

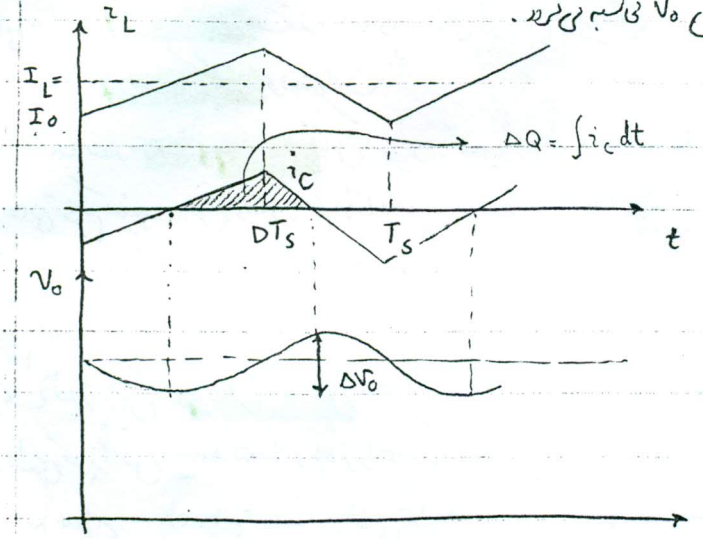
" پایان جلسه "

به نام خداوند جستارنده‌ی نهرها

جلسه‌ی نهم

1387/6/30

برای محاسبه‌ی ریپل ولتاژ خروجی، ابتدا با فرض ثابت بودن V_o، جریان سلف را محاسبه کرده پس با فرض ثابت بودن i_o، i_c را بدست می‌آوریم و به کمک آن ریپل V_o را محاسبه می‌کنیم.



$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C}\,\frac{\Delta i_L}{2} \times \frac{T_s}{2} \times \frac{1}{2}$$

$$\Delta i_L = \frac{V_o}{L}(1-D)T_s$$

$$\Rightarrow \Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L}(1-D)T_s$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T_s^2}{8LC}(1-D) = \frac{\pi^2}{2}(1-D)\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2$$

در رابطه‌ی اخیر $f_s = \frac{1}{T_s}$ ، $f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ است. در این صورت داریم:

$$\left.\frac{\Delta V_o}{V_o}\right|_{max} = \frac{\pi^2}{2}\left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2$$

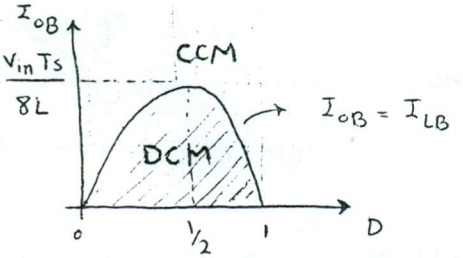
بنابراین با بزرگ کردن L ، C و یا فرکانس کلیدزنی می‌توانیم تعداد ریپل ولتاژ را کاهش دهیم.

اگر L را کوچک انتخاب کنیم ابتدا آستانه‌ی ورود به DCM نزدیکتر می‌شود، ثانیاً rms جریان عبوری از سلف و دیود و خازن بوجود آمده در اثر وجود ESR های آن افزایش می‌یابد و ثالثاً باید سلف به ازای جریان های بزرگتری در ناحیه‌ی خطی باقی بماند که این سبب افزایش ابعاد هسته خواهد شد.

حال فرض کنیم نتوانیم به دلیل وجود محدودیت حجمی افزایش یابد، در این صورت جریان خروجی تا جایی کاهش می‌یابد که جریان سلف وارد حالت ناپیوسته خواهد شد. جریان بار برای ورود به حالت DCM (جریان بار بحرانی) را I_{LB} می‌نامیم، در این صورت داریم:

$$V_o = DV_{in}$$

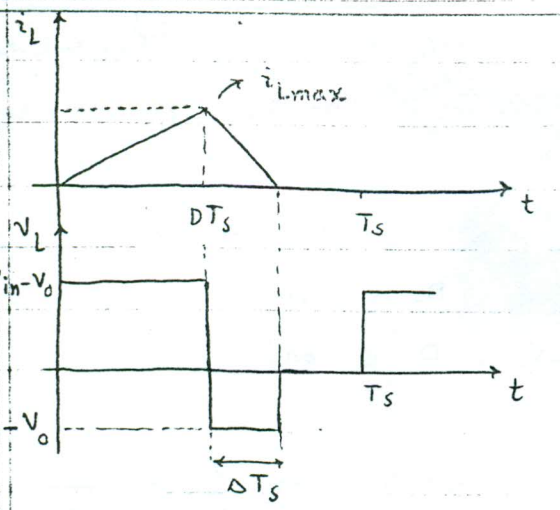
$$I_{LB} = \frac{1}{2}\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{2L} DT_s = \frac{T_s \cdot V_{in}}{2L}(1-D)D \Rightarrow \left.I_{LB}\right|_{max} = \frac{V_{in}}{8L}T_s$$



با توجه به شکل اگر L کاهش یابد، ناحیه‌ی DCM افزایش می‌یابد. برای کم کردن ریپل جریان سلف باید L را زیاد کنیم و یا فرکانس switching را افزایش دهیم.

حال فرض کنید جریان سلف به حدی کاهش یافته که وارد حالت DCM شده‌ایم، در این صورت در ابتدای هر سیکل جریان سلف از صفر شروع به بالا آمدن می‌کند و پس از قطع شدن کلید و قبل از بستن به سیکل بعدی، جریان سلف به صفر می‌رسد. برای انجام محاسبات بعدی فرض می‌کنیم خازن خروجی به حدی بزرگ است که V_o را می‌توانیم ثابت در نظر بگیریم.

* تکنیک محاسبه‌ی Δ در حالت DCM ، بعلاوه بردن I_{odc} واسطه‌ی آن است.



$$\langle v_L \rangle = D(V_{in} - V_o) + \Delta(-V_o) = 0$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D+\Delta}$$

$$\langle i_c \rangle = 0 \Rightarrow I_{Ldc} = I_o$$

$$I_{Ldc} = \frac{i_{Lmax}(D+\Delta)T_s}{2} \cdot \frac{1}{T_s} = \int_{T_s} i_L dt$$

$$i_{Lmax} = V_o \frac{\Delta T_s}{L}$$

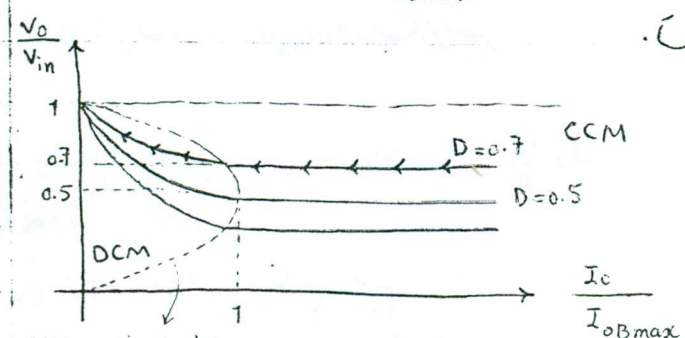
$$\Rightarrow I_{Ldc} = I_{odc} = \frac{V_o}{2L} T_s (D+\Delta)\Delta$$

$$= \frac{V_{in} \cdot T_s}{2L} D\Delta = 4 I_{LBmax} D\Delta$$

$$\Rightarrow \Delta = \frac{I_{odc}}{4 I_{LBmax} D}$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D^2}{D^2 + \frac{1}{4}\left(\frac{I_{odc}}{I_{LBmax}}\right)}$$

بنابراین در حالت DCM ، ولتاژ خروجی علاوه بر D به جریان خروجی نیز ارتباط خواهد داشت ، به طوریکه با ازای جریان خروجی صفر ، ولتاژ خروجی برابر ولتاژ ورودی است.



عیب کاربردی در حالت CCM این است که باید LC بزرگ باشد که علاوه بر افزایش هزینه ، دینامیک سیستم را نیز کم خواهد کرد و حسن آن این است که رابطه‌ی ولتاژ ورودی و خروجی در حالت CCM تک رابطه‌ای تقریباً خطی است.

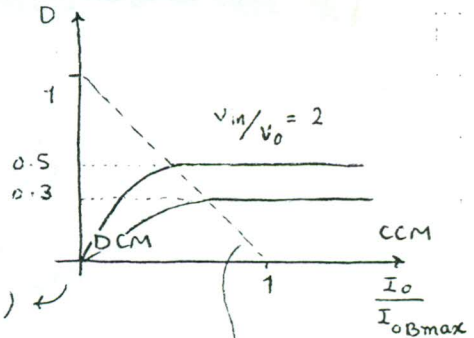
شرط حضور در حالت CCM : (D ثابت فرض)

$$\frac{I_o}{I_{oBmax}} > 4D(1-D)$$

تکنیک روابط را با فرض ثابت بودن V_{in} محاسبه کردیم ، اگر V_o را ثابت فرض کنیم معادلات را می‌توانیم به صورت زیر بنویسیم :

$$I_{oB} = I_{LB} = \frac{V_o(1-D)T_s}{2L} \Rightarrow I_{oB}\Big|_{max} = \frac{T_s \cdot V_o}{2L}$$

$$D = \frac{V_o}{V_{in}} \left(\frac{I_o / I_{oBmax}}{1 - \frac{V_o}{V_{in}}} \right)^{1/2}$$



(D بر حسب $\frac{V_{in}}{V_o}$ ثابت)

شرط حضور در حالت CCM :

$$\frac{I_o}{I_{oBmax}} > 1 - D$$

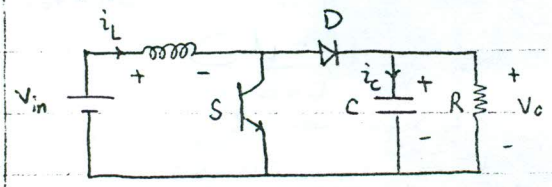
« پایان جلسه »

این سوال که در حالت I_oBmax ولتاژ خروجی ثابت با حالت ولتاژ ورودی ثابت تفاوت خروجی دارد

بنام خداوند بخشنده‌ی مهربان

1387/7/16 جلسه‌ی سوم

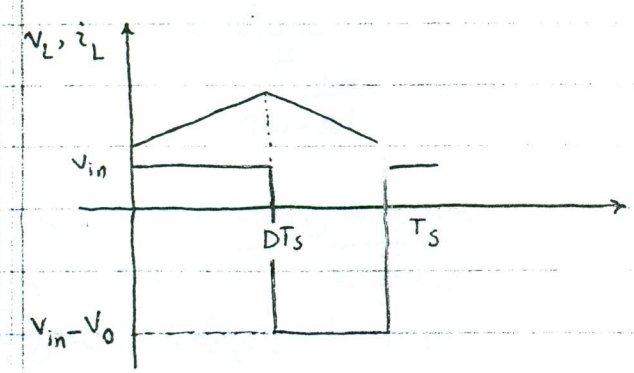
سل افزاینده‌ی ولتاژ : (boost)



در این سل اگر $i_L > 0$ باشد در حالت عملکرد CCM هستیم.

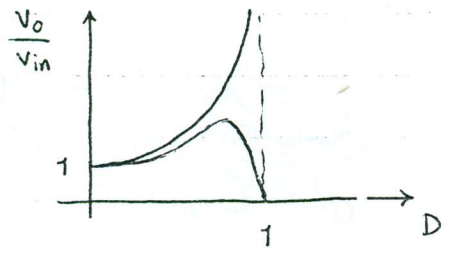
DT_S : S is on , $v_L = V_{in}$, D is off

$(1-D)T_S$: S is off , $v_L = V_{in} - V_o$, D is on



$$\langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$$

دقت D به کمک نزدیک می‌شود ایراد های پارازیت دار از قبیل ولتاژ هدایت کلیدها، مقاومت های سفاد خازن و.... بازدهی می‌شوند و عملکرد عملی را به صورت زیر تغییر می‌دهند.



تمرین : رابطه‌ی $\frac{V_o}{V_{in}}$ را با فرض $r_L \neq 0$ بر حسب $\frac{r_L}{R}$ و D بدست آورید.

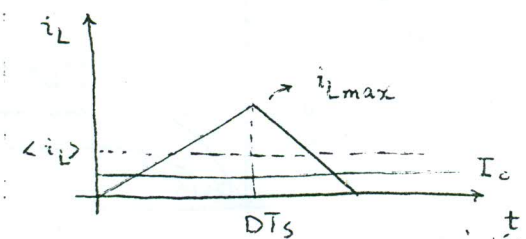
با توجه به بالانس توان ورودی و خروجی می‌توانیم بنویسیم :

$$\frac{I_o}{\langle i_L \rangle} = 1-D$$

$$P_{in} = \langle V_{in}\, i_{in} \rangle = \langle v_o\, i_o \rangle = P_{out}$$

اگر R بزرگ شود، I_o کاهش یافته و در نتیجه i_L کاهش می‌یابد (به دلیل عدم تغییر ولتاژ duty cycle را ثابت فرض می‌کنیم)

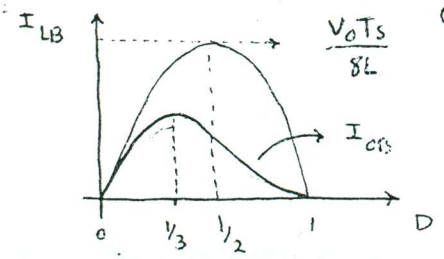
بنابراین با کم شدن جریان خروجی وارد حالت DCM می‌شویم.



$$I_{LB} = \frac{1}{2}\, i_{Lmax} = \frac{1}{2}\,\frac{V_{in}}{L}\,DT_S$$

$$= \frac{1}{2}\,\frac{V_o}{L}\,DT_S(1-D) = \langle i_{LB} \rangle$$

$$\Rightarrow I_{LBmax} = \frac{V_o T_S}{8L}\,,\quad I_{LB} = 4D(1-D)\,I_{LBmax}$$



با فرض ثابت بودن ولتاژ خروجی

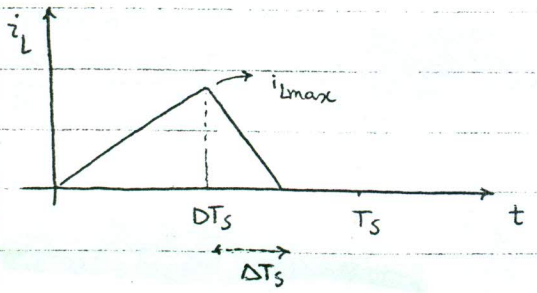
$$I_o = (1-D)\,I_L \Rightarrow I_{OB} = \frac{1}{2}\,\frac{V_o}{L}\,T_S D(1-D)^2$$

$$I_{OBmax} = \frac{2}{27}\,\frac{V_o}{L}\,T_S$$

$$\Rightarrow I_{OB} = \frac{27}{4}\,D(1-D)^2\,I_{OBmax}$$

بنابراین بزرگ کردن L و کاهش T_S امکان کار در ناحیه‌ی CCM را افزایش می‌دهد. برخلاف سل buck ، در سل boost افزایش C ، همچنین در حالت CCM را افزایش نخواهد داد.

در حالت DCM تحلیل‌ها به صورت زیر خواهند بود:



$$DT_S: \quad v_L = V_{in}$$

$$\Delta T_S: \quad v_L = V_{in} - V_o$$

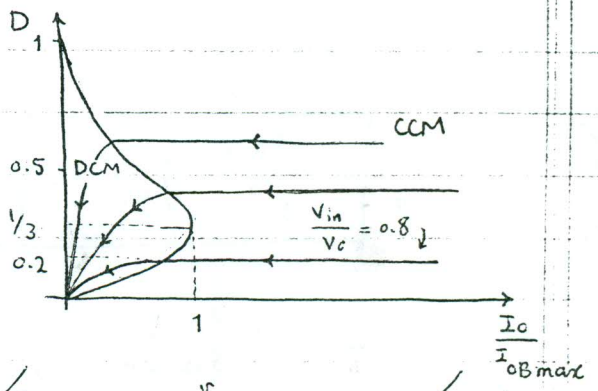
$$(1-D-\Delta)T_S: \quad v_L = 0$$

$$0 = \langle v_L \rangle \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D+\Delta}{\Delta} \Rightarrow \frac{I_o}{I_L} = \frac{\Delta}{D+\Delta}$$

$$I_L = i_{Lmax}\frac{(D+\Delta)T_S}{2T_S} = \frac{(\Delta+D)\,i_{Lmax}}{2}, \quad i_{Lmax} = \frac{V_{in}}{L}DT_S$$

$$\Rightarrow I_L = \frac{V_{in}}{2L}T_S D(D+\Delta) \Rightarrow I_o = \frac{T_S V_{in}}{2L}D\Delta \Rightarrow \Delta = \frac{2LI_o}{T_S V_{in} D} = \frac{4}{27}\frac{V_o}{V_{in}}\frac{I_o}{I_{oBmax}}\cdot\frac{1}{D}$$

$$\Rightarrow D = \left[\left(\frac{V_o}{V_{in}} - 1\right)\left[\frac{4}{27}\frac{V_o}{V_{in}}\frac{I_o}{I_{oBmax}}\right]\right]^{1/2}$$



مثال: یک سیل انرژی‌ده با $V_o = 48^V$ لازم است که ولتاژ ورودی آن بین 12 تا 36 ولت تغییر می‌کند. توان خروجی بین 12^W تا 120^W بوده و $f_S = 50^{KHz}$ خواهد بود. در این صورت حداکثر مقدار L چقدر باشد تا سیل همواره در حالت DCM کار کند.

در این سوال لازم است L را طوری انتخاب کنیم که در حالت $P_o = 120^W$ سیل در حالت DCM کار کند.

$$P_{omax} = 120^W \Rightarrow I_{omax} = \frac{120}{48} = 2.5^A, \quad V_{in} = 12^V \xrightarrow[\text{مرزی}]{\text{حالت}} \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = 0.75$$

حل این سوال به گونه‌ای انجام شده است که در حالت $P_o = 120^W$ برای $V_{in} = 12^V$ یا $V_{in} = 36^V$ سیل در حالت مرزی بین CCM و DCM باشد.

$$I_{oB}\,(\text{at } D=0.75) = \frac{27}{4}D(1-D)^2 I_{oBmax} = 0.3164\, I_{oBmax}$$

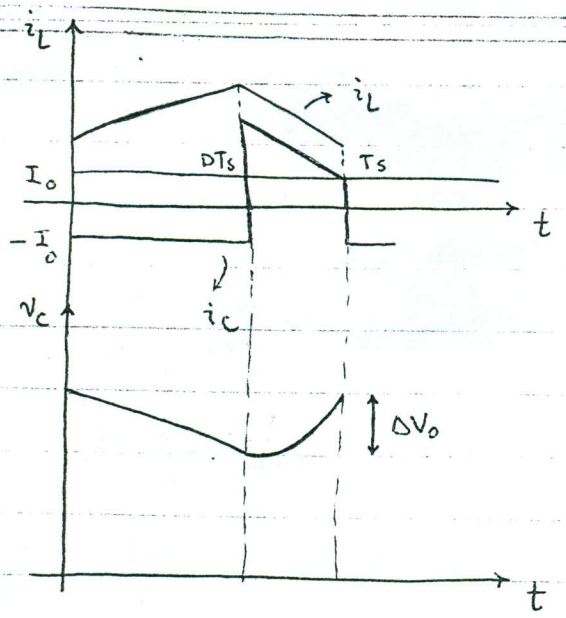
$$V_{in} = 36^V \xrightarrow[\text{مرزی}]{\text{حالت}} \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} \Rightarrow D = 0.25 \Rightarrow I_{oB}\,(\text{at } D=0.25) = 0.95\, I_{oBmax}$$

$$I_{oB}\,(\text{at } D=0.75) \geq I_{omax}$$

برای ارضای احدالت سوال لازم است:

$$\Rightarrow 0.3164\, I_{oBmax} = 2.5^A \Rightarrow I_{oBmax} = 7.9^A = \frac{2}{27}\frac{V_o}{L}T_S \Rightarrow L_{max} = 9\mu H$$

برای محاسبه‌ی ریپل ولتاژ خروجی در حالت CCM ابتدا ولتاژ خروجی را ثابت فرض کرده و جریان i_L را بدست می‌آوریم، سپس به کمک جریان خازن بدست آمده، مقدار ریپل ولتاژ خروجی را محاسبه خواهیم کرد.



(فرض کرده‌ایم i_L همیشه از I_o بزرگتر باشد.)

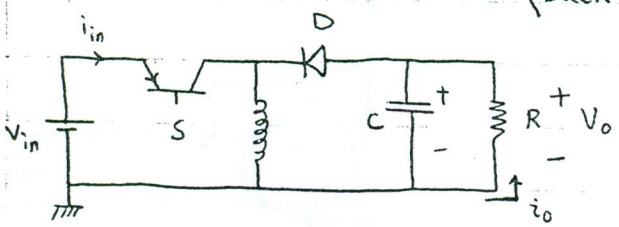
$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_S}{C} = \frac{V_o}{R}\frac{DT_S}{C}$$

$$\Rightarrow \frac{\Delta V_o}{V_o} = D\frac{T_S}{RC} = D\frac{T_S}{\tau}$$

$$\Delta V_o \ll V_o \Rightarrow T_S \ll \tau$$

بوست افزاینده ـ کاهنده :

(buck_boost)



این بوست یک تعکوس کننده ولتاژ است. در حالت CCM معادلات حاکم بر بوست به صورت زیر خواهد بود:

$$\left.\begin{array}{ll} DT_S : & S \text{ is on} \;,\; V_L = V_{in} \\ (1-D)T_S : & S \text{ is off} \;,\; V_L = V_o \end{array}\right\} \Rightarrow \langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{-D}{1-D}$$

برای اینکه $\langle v_L \rangle = 0$ لازم است علامت V_o برعکس V_{in} باشد.

درنتیجه به ازای $0 < D < \frac{1}{2}$ بوست کاهنده و به ازای $D > \frac{1}{2}$ بوست افزاینده‌ی ولتاژ خواهد بود. البته برای D های نزدیک به یک شبیه بوست boost ولتاژ خروجی در عمل به صفر نزدیک می‌شود نه به ∞. [کمی شبیه برای حالت افزاینده حدود 10 است.]

$$\langle i_{in} \rangle = D\langle i_L \rangle = DI_L \;,\; \langle i_o \rangle = I_o = (1-D)I_L$$

$$\frac{I_o}{\langle i_{in} \rangle} = \frac{1-D}{D}$$

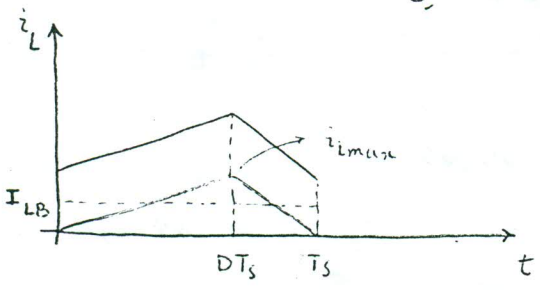
« پایان جلسه »

1387,7,8

برنامه خودآزمایی دانشجویان ... جلسه‌ی چهارم

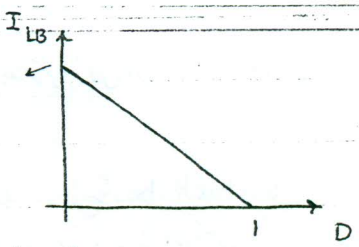
تمرینات سری اول: (فصل هفتم) 1، 2، 4، 7، 8، 12 ... موعد تحویل 87,7,22

با کاهش جریان i_o، D و V_o تا رسیدن به مرز DCM تغییر نکند کرد. در حالت مرزی خواهیم داشت: (برای سادگی علامت V_o را در حالت شکل موج فرض می‌کنیم.)



$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{Lmax} = \frac{1}{2}\frac{V_{in}}{L} DT_S = \frac{1}{2}\frac{V_o}{L}(1-D)T_S$$

$$I_{oB} = (1-D)\, I_{LB} = \frac{1}{2}\frac{V_o}{L}(1-D)^2 T_S \qquad \frac{1}{2}\frac{V_o}{L}T_S$$



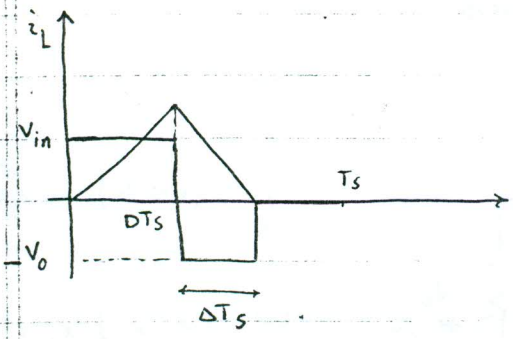
شرط پیوستگی را جریان سلف یا جریان خروجی می‌توان مطرح کرد

ولی معمولاً استفاده از جریان خروجی بیشتر دیده می‌شود:

$$I_{LBmax} = \frac{1}{2}\frac{V_o}{L}T_S = I_{oBmax} \quad , \quad I_{LB} = I_{LBmax}(1-D)$$

$$I_{oB} = I_{oBmax}(1-D)^2$$

اگر با کاهش جریان خروجی وارد حالت DCM شویم، شکل موج جریان سلف به صورت زیر خواهد بود:



$$\langle i_o \rangle = \langle i_D \rangle =$$

$$\langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{\Delta}$$

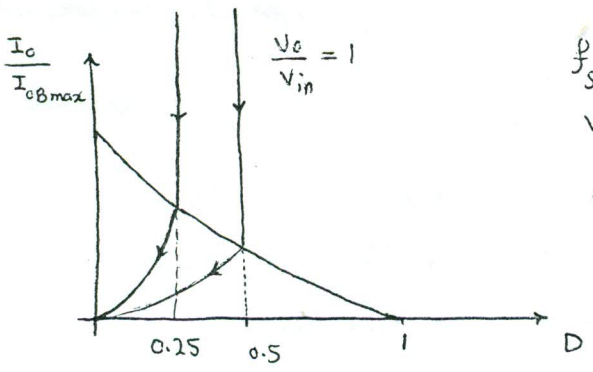
$$\langle i_{in} \rangle = \frac{i_{Lmax}}{2} D \quad , \quad \langle i_o \rangle = \frac{i_{Lmax}}{2}\Delta$$

$$\Rightarrow \frac{I_o}{I_{in}} = \frac{\Delta}{D}$$

$$i_{Lmax} = \frac{V_{in}}{L} DT_S = \frac{V_o}{L}\Delta T_S \quad , \quad I_o = \frac{V_o}{2L}\Delta^2 T_S$$

$$\Delta = \frac{V_o}{V_{in}} D \Rightarrow I_o = \frac{V_o}{2L}\frac{D^2 V_{in}^2}{V_o^2} T_S$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{2L} = \frac{I_{oBmax}}{T_S} \Rightarrow I_o = I_{oBmax}\frac{V_{in}^2}{V_o^2} D^2 \Rightarrow D = \frac{V_o}{V_{in}}\sqrt{\frac{I_o}{I_{oBmax}}}$$



مثال: مبدل buck-boost با فرکانس کلیدزنی $f_S = 20^{KHz}$ دارای $L = 0.05^{mH}$ بوده و $V_{in} = 15^V$, $V_o = 10^V$ است. به این صورت D را بدست آورید. (توان خروجی 10^W فرض شود)

با فرض حضور در حالت CCM خواهیم داشت:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow D = 0.4$$

$$I_{oB}\ (\text{at } D=0.4) = I_{oBmax}(1-D)^2$$

$$I_{oBmax} = \frac{T_S V_o}{2L} = \frac{0.05\times10^{-3}\times10}{2\times0.05\times10^{-3}} = 5^A$$

$$\Rightarrow I_{oB} = 1.8^A > I_o = 1^A$$

پس فرض CCM غلط است و در DCM هستیم:

$$\Rightarrow D = \frac{10}{15}\sqrt{\frac{1}{5}} = 0.3$$

در این مبدل هم مشابه مبدل boost برای طراحی خازن از رابطه‌ی زیر استفاده می‌شود:

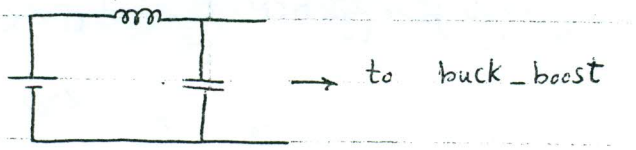
پارامتری که باعث می‌شود معمولاً ریپل ولتاژ خیلی بیشتر از حد باشد، مقاومت سری خازن است (ESR). چون در هنگام شارژ خازن ولتاژ دو سر خازن با ولتاژ دو سر ESR جمع می‌شود (و هم چنین در حالت discharge البته عکس آن رخ می‌دهد) بنابراین باید تاثیر ESR در روابط عملی ریپل در نظر گرفته شود.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = D\frac{T_S}{\tau}$$

$$\left.\begin{aligned} V_o(DT_S^-) &= V_c(DT_S^-) - r_{ESR} I_o \\ V_o(DT_S^+) &= V_c(DT_S^-) + r_{ESR}(i_{Lmax} - I_o) \end{aligned}\right\} \Rightarrow \Delta V_o(DT_S) = r_{ESR}\, i_{Lmax}$$

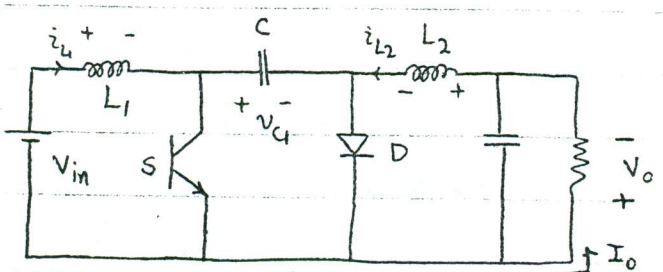
ولتاژ زیاد خواهد بود. برای حل این مشکل از چند خازن برقی استفاده می‌شود (یعنی خازن چند برابر توری در عمل ضرب می‌شود) و یا اینکه در خروجی از خازن‌های فرکانس بالا برقی یا خازن‌ها استفاده می‌شود.

وجود سلف در ورودی و یا خروجی مدار (مثل buck یا boost) سبب نرم شدن جریان می‌شود. در سل buck-boost مشکل دیگر این است که چون سلف در وسط مدار است، تغییرات جریان در ورودی و بعد از سلف شدید است. این تغییرات سبب $L\frac{di}{dt}$ بزرگ و القا ولتاژ و ایجاد نویز در مداری می‌شوند. برای رفع این مشکل می‌توان از فیلتر ورودی مدار استفاده کرد:



راه دیگر استفاده از سل Cu'K است.

سل چوک (Cu'K):



برای کارکرد این سل در حالت CCM لازم است $i_{L1}, i_{L2} > 0$ باشد.

برای تحلیل این سل می‌توانیم L ها را بزرگ و ولتاژ خازن‌ها را ثابت و یا خازن‌ها را بزرگ و جریان سلف‌ها را ثابت فرض کنیم. در ابتدا سلف‌های مدار را بزرگ فرض می‌کنیم:

$$i_{L1} = I_{L1} = I_{in}$$

$$i_{L2} = I_{L2} = I_o \quad , \quad \langle v_{C1} \rangle = V_{in} + V_o$$

چون متوسط ولتاژ سلف صفر است ←

(A) S is on and D is off , $v_{L1} = V_{in}$, $v_{L2} = v_{C1} - V_o$, $i_{C1} = -i_{L2}$

(B) S is off and D is on , $v_{L1} = V_{in} - V_{C1}$, $v_{L2} = -V_o$, $i_{C1} = i_{L1}$

$$\left.\begin{aligned} \langle v_{L1} \rangle = 0 &= DV_{in} + (1-D)(V_{in} - V_{C1}) \Rightarrow V_{in} = V_{C1}(1-D) \\ \langle v_{L2} \rangle = 0 &= D(V_{C1} - V_o) + (1-D)(-V_o) \Rightarrow V_o = DV_{C1} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} = \frac{I_{in}}{I_o}$$

همانطور که در معادلات دیده می‌شود جریانی که از خازن وسط عبور می‌کند دارای تغییرات شدید است بنابراین، این خازن باید قابلیت تحمل جریان‌های ac با rms بزرگ را داشته باشد. مشکل دیگر مدار این است که $V_C = \frac{V_{in}}{1-D}$ بنابراین ولتاژ خازن بستگی از عوامل تعیین کننده‌ی D و V_o است. هرچقدر خازن میانی کوچکتر باشد ریپل ولتاژ خازن و در نتیجه ریپل ولتاژ خروجی بیشتر خواهد شد. در عمل معمولاً L_1 و L_2 را با یک اسم انتخاب می‌کنند و این سبب می‌شود شیب افزایش و کاهش جریان در سلف یکسان باشد. (هر دو شیب $\frac{V_{in}}{L}$ خواهد بود در حالت روشن بودن کلید و در حالت خاموش بودن کلید هر دو جریان شیب $\frac{V_o}{L}$ خواهند داشت.) کاری که برای برابر کردن L_1 و L_2 متداول است این است که یک سیم در لایه‌ی داخلی یک هسته پیچیم. حسن دیگر این کار این است که ریپل جریان سلف‌ها در این حالت کاهش خواهد یافت.

پایان جلسه ۵

1387/7/13 جلسه‌ی پنجم

به نام خداوند بخشاینده‌ی مهربان

حسن اصلی سپل Cu'K در وجود سلف ورودی و خروجی ندارد است.

مثال: در یک سپل Cu'K پارامترهای مدار به صورت زیر است:

$L_1 = L_2 = 1mH$, $C_1 = 5\mu F$, $f_s = 50KHz$, $V_o = 5V$, $V_{in} = 10V$, $P_{out} = 5W$

می خواهیم بررسی کنیم اگر جریان ها بدون ریپل باشد و فرض کنیم وجود ریپل چه میزان خطا در محاسبات مدار خواهیم داشت؟ (جریان سلف‌ها را پیوسته فرض می‌کنیم.) / در محاسبه‌ی ریپل ولتاژ خازن جریان سلف‌ها و در محاسبه‌ی ریپل جریان سلف‌ها، ولتاژ خازن‌ها را ثابت فرض خواهیم کرد.

$V_{C_1} = 15V$, $I_{L_2} = \frac{5}{5} = 1A$, $I_{L_1} = \frac{5}{10} = 0.5A$

DT_s : $v_{L_1} = V_{in} \Rightarrow \Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{L} DT_s$, $\frac{5}{10} = \frac{D}{1-D} \Rightarrow D = 1/3$

$\Rightarrow \Delta i_{L_1} = \frac{10}{10^{-3}} \frac{1}{3} \frac{1}{50 \times 10^3} = 0.067\ (A) \Rightarrow \frac{\Delta i_{L_1}}{I_{L_1}} = 13.4\%$

$(1-D)T_s$: $v_{L_2} = -V_o \Rightarrow \Delta i_{L_2} = \frac{V_o}{L_2}(1-D)T_s = \frac{5}{10^{-3}} \frac{2}{3} \frac{1}{50 \times 10^3} = 0.067\ (A)$

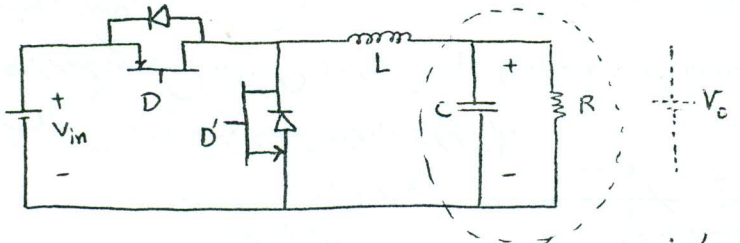
$\Rightarrow \frac{\Delta i_{L_2}}{I_{L_2}} = 6.7\%$

حال به سراغ محاسبه‌ی ریپل ولتاژ خازن‌های رویم:

$(1-D)T_s$: $\Delta V_{C_1} = \frac{1}{C} I_{L_1}(1-D)T_s = 1.33V \Rightarrow \Delta V_{C_1}/V_{C_1} = 8.87\%$

تمرین: به کمک شبیه‌سازی رایانه‌ای مثال فوق تعداد ریپل ولتاژها و جریان‌های خازن‌ها و سلف‌ها را بدست آورید. در حالت دوم سلف‌ها را ضریب 1 بهم کوپل کنید و بررسی کنید پاسخ تغییر خواهد کرد یا نه؟ (خازن فیلتر خروجی را $C = 10^{\mu F}$ قرار دهید)

تا کنون سپل‌هایی را که بررسی کردیم حتماً یک طرف ورودی منفی مدار به زمین وصل بود و هیچ کدام از یک سمت به سمت دیگر قابل انجام نبود و هیچ جریانی از آن عبور نمی‌کرد. عده‌ای از سپل‌های دوطرفه (دوجهی) که برمبنای سپل buck عمل می‌کنند، به صورت زیر است:



این سپل از چپ به راست به صورت سپل buck و از راست به چپ به صورت سپل boost دیده می‌شود.

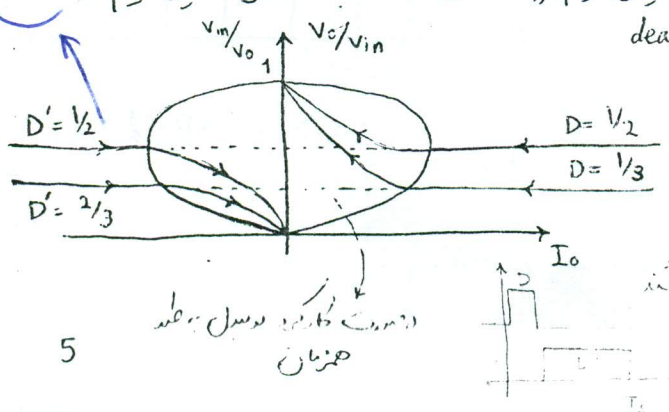
$\frac{V_o}{V_{in}} = D$ ← زمان فعال بودن switch های آبی

$\frac{V_{in}}{V_o} = \frac{1}{1-D'}$ ← زمان فعال بودن switch های قرمز

برای تغییر دادن Mode عملکردی سپل باید ابتدا I_o را به صفر تقلیل دهیم و پس از آن I_o را در جهت عکس افزایش دهیم.

بین switch های S و S' همیشه باید یک dead time قائل شویم یعنی اول کلید آبی را کاملاً خاموش کنیم و پس از آن به اندکی تأخیر کلید قرمز را روشن کنیم.

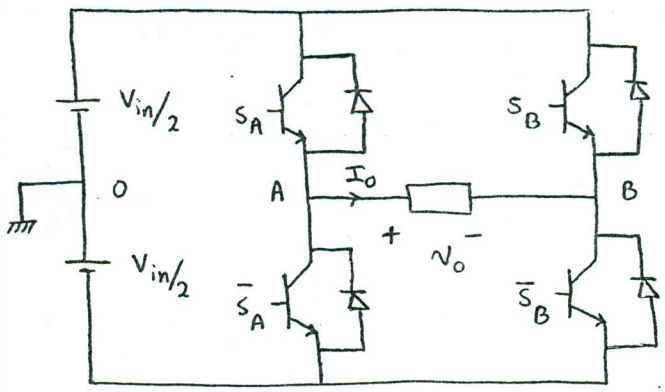
اگر بخواهیم دو سپل با هم کار کنند لازم است $1-D' = D$ باشد. برای این منظور باید switch ها با هم تداخل داشته باشند.



در این صورت دیگر I_L سبب نمی‌شود جریان‌های کم در حالت buck ، جریان سلف در نیم سیکل‌های دوم منفی شده و رابطه‌ی $D = \frac{V_o}{V_{in}}$ را برای همیشه صادق نگاه دارد. در کارهای عملی به جای S و $\bar{S}$ از دو Mosfet که not همگیر هستند استفاده می‌شود و چون دیتاشیت روشن بودن یک Mosfet از دیود کمتر است ، بازده تبدیل افزایش می‌یابد ضمن بر اینکه در داخل پکیج Mosfet ها دیود free wheel نصب شده است .

از مگیر سیل های dc به dc می‌توان به سیل‌های پل اشاره کرد:

این سیل یک سیل 4 وجهی خواهد بود. فرمان کلیدهای روی یک ساق not هم خواهد بود. باید کلیدزنی به صورتی باشد که $V_{Ao} = -V_{Bo}$ برقرار گردد. در ضمن در هنگام Switching داریم :



S_A ON : $D_A T_S$: $V_{Ao} = \frac{V_{in}}{2}$

$\bar{S}_A$ ON : $(1-D_A)T_S$: $V_{Ao} = \frac{-V_{in}}{2}$

$$\langle V_{Ao} \rangle = D_A \, V_{in}/2 + (1-D_A)\left(\frac{-V_{in}}{2}\right) = (2D_A - 1)\frac{V_{in}}{2} \Rightarrow \frac{V_{Ao}}{V_{in}/2} = 2D_A - 1 = M_A$$

به طریق مشابه داریم :

$$\langle V_{Bo} \rangle = \frac{V_{in}}{2} M_B \Rightarrow V_o = V_{Ao} - V_{Bo} = M_A V_{in} = -M_B V_{in}$$

$$\Rightarrow M_A + M_B = 0 \Rightarrow D_A = 1 - D_B$$

حالت bipolar

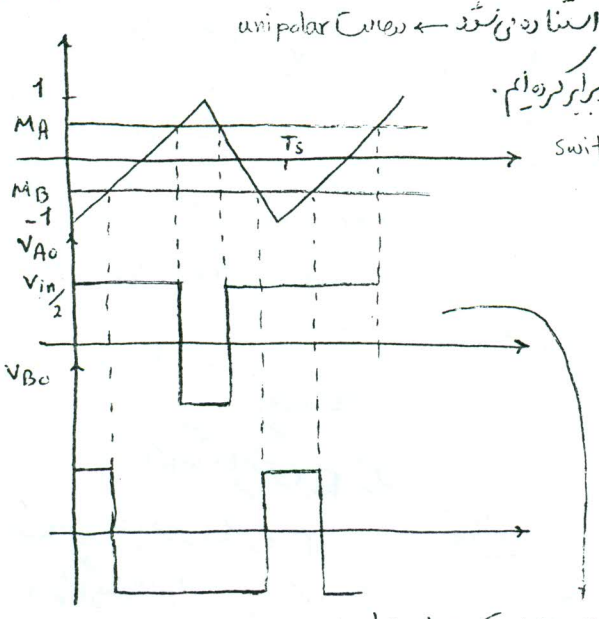
بنابراین فرمان switch های S_A و $\bar{S}_B$ با هم و $\bar{S}_A$ و S_B هم با هم داده می‌شود. در این صورت با فرض $D_A = D$ خواهیم داشت ،

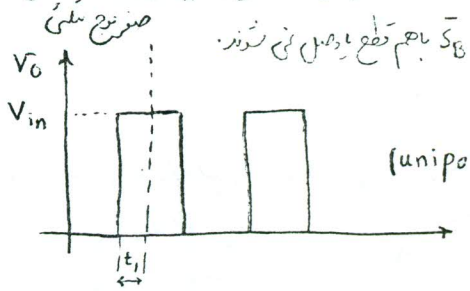
$V_o = (2D-1)V_{in}$ (این دیتاشیت جزوی بیشتر با منفی می‌تواند باشد .)

چون که دیتاشیت جزوی همیشه از دردی کمتر است ، پس این سیل دارای ساختار buck based است . برای تولید پالس این سیل از مقایسه یک دیتاشیت مرجع با یک موج مثلثی بین 1- و 1 استفاده می‌شود ← حالت unipolar

حالت unipolar به این است که فرکانس کلیدزنی را دو برابر کرده‌ایم.

حالت unipolar رابطه‌ی $D_A + D_B = 1$ برقرار است در switch های S_A و $\bar{S}_B$ با هم قطع یا وصل می‌شوند.





$$\langle V_o \rangle = (2D-1)V_{in}$$

t_{on} (unipolar) $= T_S \cdot M_A$

t_{on} (Bipolar) $= T_S \cdot D$

نرم دیتاشیت حوزی حالت bipolar

به صورت این عدد حداکثر دو برابر که در عدد 2 ضرب شده است .