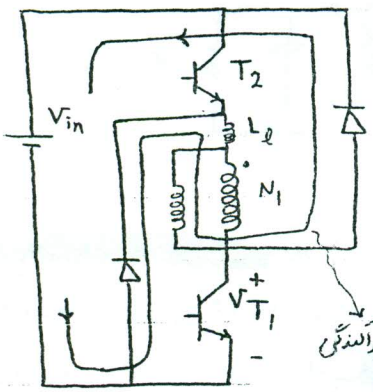
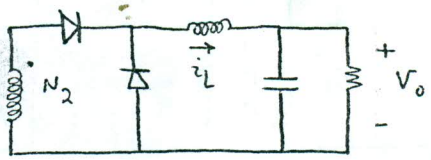
در این ساختار تراکم هر دو کلید با هم روشن و خاموش شوند.

در این سیستم ها دلتا زمان قطع کلیدها به دلتا زمردی محدود شده است.





فرض کنید $t=0^-$ لحظه‌ی قبل از قطع شدن کلیدها باشد (فرض می‌کنیم در پایان هر سیکل کلید زمانی جریان i_M به صفر برسد.)

سیم برای القیدن پراکندگی و تضاطس کنندگی

$$t=0^- \Rightarrow i_{L_\ell}(0^-) = i_{L_M} + i_L\left(\frac{N_2}{N_1}\right) = i_T(0^-)$$

$$i_{L_M}(0^-) = \frac{V_{in}}{L_M} DT_S$$

در صورت استفاده از ساختار دو کلیده دیگر نیازی به وجود سیم پیچ سوم ترانس نخواهد بود.

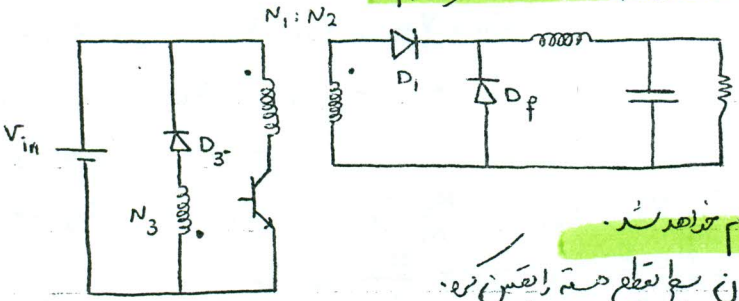
در لحظه‌ی صفر مثبت جریان سلف تضاطس کنندگی و پراکندگی باید با هم برابر شود و داریم:

$$i_{L_\ell}(0^+) = i_{L_M}(0^+) = \frac{L_M i_M(0^-) + L_\ell i_{L_\ell}(0^-)}{L_M + L_\ell}$$

در این ساختار به دلیل وجود دیودها دو کلید جریان سیل عملاً اسپایک دلتا زمردی کلیدها وجود نخواهد داشت.

برای بدست آوردن توان بیشتر با توجه به محدودیت rating کلیدها می‌توانیم از روش توانی خروجی سیل های forward استفاده کنیم (در حالت تک کلیده) در این صورت اگر سیگنال کلیدزنی سیل دوم را با 180 درجه اختلاف فاز اعمال کنیم، فیلتر خروجی عملاً خروجی کلیدزنی دو برابر را می‌بیند. به کمک روش کنترل جریان حوضی سیل ها می‌توانیم اسپایک حوضی دو سیل را کنسل کرده و از بروز جریان های گردش بین دو سیل جلوگیری کنیم. ثبت شود که روش فوق برای حالاتی قابل انجام است که $D < 50\%$ باشد. (فکری کنم برای کمتر از 50 درصد هم صحیح باشد)

روش دیگر این است که یک سیل Master بوده و Voltage Controlled باشد و برای بقیه‌ی سیل های Slave سعی کنیم به روش Current Control جریان آنها را با جریان سیل Master کنترل کنیم.



$N_1 = N_3$

در سیل forward تقریباً سعی به کوتاه ای انتخاب می‌شود که سیل در حالت CCM کارکند و طراحی L و C شبیه به سیل Buck انجام خواهد شد.

در طراحی ترانس برای f_s و توان خروجی می‌توان سطح تقطع هسته را تعیین کرد.

(البته در انتخاب سطح تقطع، یک جهته یا دو جهته بایاس شدن ترانس نیز مهم است) ← در این سیل ترانس یک جهته تضاطس می‌شود.

$$N_1 = \frac{V_{in} \times DT_S}{A_e \times \Delta B_{Max}} \longrightarrow D_{max} = 1/2 \quad , \quad \Delta B_{max}\ (\text{ferrite}) \simeq 0.16\,T$$

برای $D_{max} = 1/2$ تعداد N_2 تعیین می‌شود. $\longrightarrow V_o = \frac{N_2}{N_1} D \cdot V_{in}$

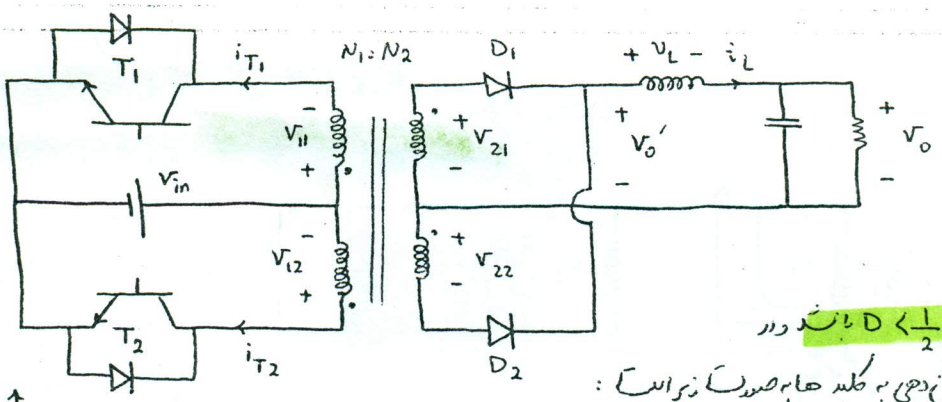
سیل Push_Pull: ساختار این سیل به سیل forward دوسوئیچ شباهت دارد. با توجه به شکل صفحه بعدی توانیم بنویسیم:

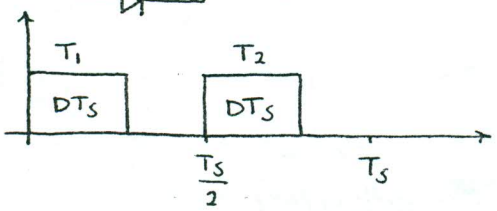
$$\frac{V_{12}}{V_{22}} = \frac{V_{11}}{V_{21}} = \frac{N_1}{N_2}$$

$$V_{12} = V_{11}$$

$$V_{21} = V_{22}$$

در این سیل اگر T_1 و T_2 همزمان روشن شوند واضح است که منبع اتصال کوتاه خواهد شد.





دراین سبل لازم است $D < \frac{1}{2}$ باشد زیرا

این صورت شیوه‌ی فرمان‌دهی به کلید ها به صورت زیر است:

شرط حضور در حالت CCM، $i_L > 0$ است. در این صورت

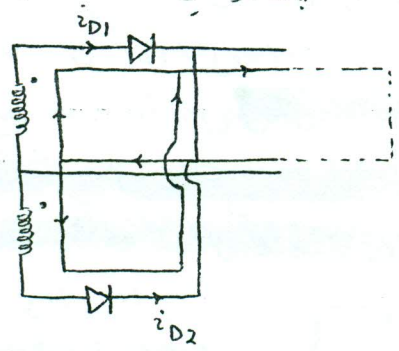
اگر در حالت دایسکه کار کنیم، در هر لحظه D_1 یا D_2 در حال هدایت آنها

روشن خواهند بود.

$$T_1 : on \longrightarrow V_{11} = V_{in} \;,\; V_{21} = V_{22} = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \;,\; D_1 : on \;,\; D_2 : off$$

$$V_0' = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \;,\; v_L = \frac{N_2}{N_1} V_{in} - V_0$$

حال فرض کنید T_1، T_2 هر دو خاموش باشند. در این صورت نیروی محرکه مغناطیسی در ادوایی ترانس (اثر سلف نشتی کنندگی را نادیده بگیرید.) پس کل نیروی محرکه‌ی مغناطیسی در ثانویه‌ی ترانس هم باید صفر باشد پس باید در این حالت D_1، D_2 هر دو روشن بوده و جریان i_L به صورت زیر از آنها عبور کند:



$$i_{D1} N_2 - i_{D2} N_2 = 0 \Rightarrow i_{D1} = i_{D2}$$

$$i_{D1} + i_{D2} = i_L \Rightarrow i_{D1} = i_{D2} = i_L/2$$

$$D_1, D_2 : on$$

$$V_{21} = V_{22} \;,\; V_{21} + V_{22} = 0 \Rightarrow V_{21} = V_{22} = 0$$

$$V_0' = 0 \Rightarrow v_L = -V_0$$

حال به سراغ روشن کردن کلید دوم می‌رویم:

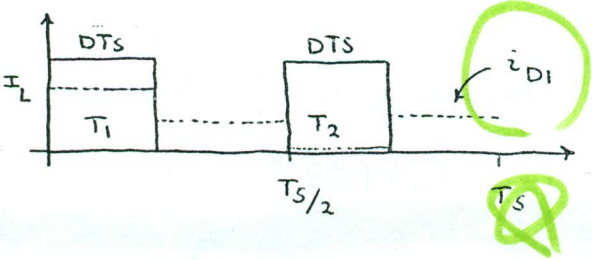
$$T_2 : on \longrightarrow V_{12} = -V_{in} \;,\; V_{21} = V_{22} = -\frac{N_2}{N_1} V_{in} \;,\; D_1 : off \;,\; D_2 : on$$

$$V_0' = -V_{22} = \frac{N_2}{N_1} V_{in} \;,\; v_L = \frac{N_2}{N_1} V_{in} - V_0$$

با توجه به صفر شدن میانگین ولتاژ روی سلف می‌توانیم بنویسیم:

$$\langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow V_0 = 2D \frac{N_2}{N_1} V_{in} \qquad (0 < D < 1/2)$$

همان طور که مشاهده می‌شود، این مبدل مشابه مبدل Buck عمل می‌کند. با فرض ripple free بودن جریان سلف



می‌توانیم میانگین جریان D_1 را به کمک نمودار زیر بدست آوریم:

$$\langle i_{D1} \rangle = \left(DT_S \, i_L + 2 \left(T_S/2 - DT_S \right) i_L/2 \right) \frac{1}{T_S}$$

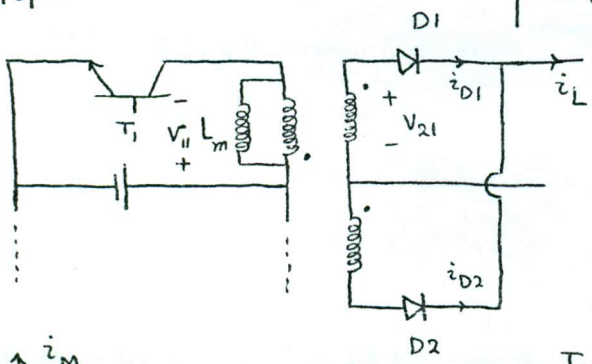
$$= \frac{i_L}{2} = \langle i_{D2} \rangle$$

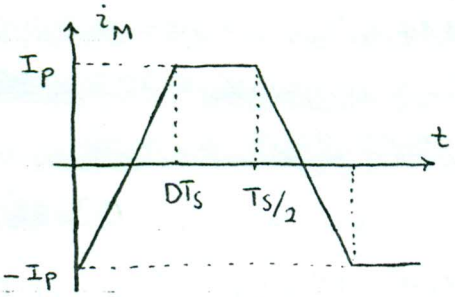
• پایان جلسه •

1387/8/13 جلسه‌ی دوازدهم

به نام خداوند کبتا بنده‌ی مهربان

در سل Push-Pull فرض کنید در نیم سیکل اول که T_1 روشن است خواهیم اثر سلف مغناطیس کنندگی را بررسی کنیم. در این صورت اگر جریان سلف را به صورت ترسیم شده فرض کنید، در زمان خاموش شدن T_1، جریان سلف شروع به چرخیدن در ترانس می‌کند و داریم:





T_1: on , $V_{11} = V_{in}$, $I_p = i_M(t = DT_S)$

T_1, T_2: off $\Rightarrow$ $\begin{cases} N_1 i_M + N_2 i_{D1} - N_2 i_{D2} = 0 \\ i_{D1} + i_{D2} = i_L \quad , i_{D1}, i_{D2} > 0 \end{cases}$

$$i_{D2} = \frac{N_1 i_M + N_2 i_L}{2N_2} > 0$$

$$i_{D1} = \frac{N_2 i_L - N_1 i_M}{2N_2} > 0$$

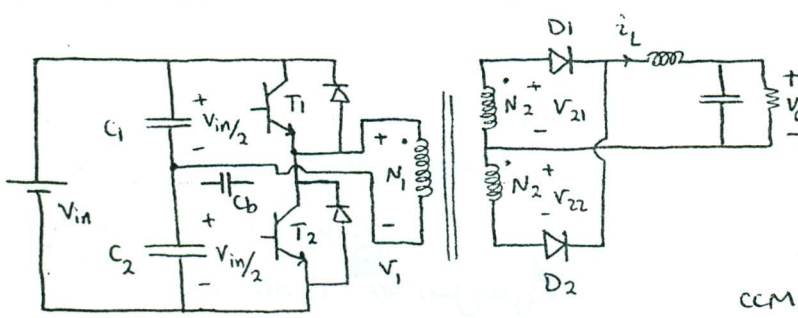
D_1, D_2: on $\longrightarrow V_{21} = V_{11} = 0$

چون اگر هر دو دیود روشن نباشند، دیگر تضمینی برای صفر بودن V_{21} از لحظات خاموش هر دو کلید وجود نخواهد داشت.

دقت شود که i_{D1} باید به حدی باشد که همیشه مثبت باشد.

؟

در این سل یکی از حسن‌های وجود این است که ترانس نصب شده در آن به صورت دوجهته تحریک می‌شود. در ترانس‌های تک طرفه در زمان DT_S شاری ترانس از صفر تا B_{sat} تغییر کند ولی در ترانس‌های دوجهته در همین زمان شار می‌تواند از $-B_{sat}$ تا B_{sat} تغییر کند بنابراین سطح مقطع ترانس کمتر از ترانس‌های مشابه خواهد بود. حسن دیگر این سل این است که درایو switch های این سل نسبت به بقیه راحت‌تر انجام می‌شود و نیاز به منبع تغذیه ایزوله کمتری خواهد داشت. مشکل این سل این است که اگر switch ها به طور متقارن عمل نکنند، عدم تقارن به وجود آمده سبب اشباع ترانس در یک جهت شده و به دلیل افزایش جریان مغناطیس کنندگی می‌تواند سبب سوختن کلیدها شود. البته وجود مقاومت‌های سیم پیچ‌ها (و یا مقاومت on اگر از Mosfet استفاده کرده باشیم) می‌تواند تا حدی اثر دینامیک این مشکل را از افزایش مقاومت (به دلیل گرمای بیشتر) تا حدی این مشکل را حل نماید. راه حل دیگر کنترل کردن جریان switch ها و محدود کردن آن است.



سل نیم پل Half-Bridge:

برد توان این سل معمولاً بالاتر از 200W و کمتر از 500W است. در این سل اگر در حالت CCM باشیم ($i_L > 0$) همیشه حداقل یکی از D1 یا D2 لازم است روشن باشد.

$T_1: on$, $V_1 = V_{in}/2$, $V_{21} = V_{22} = \frac{N_2}{N_1}\frac{V_{in}}{2}$ $\rightarrow$ $D_1: on$, $D_2: off$

$\rightarrow V_L = \frac{N_2}{N_1}\frac{V_{in}}{2} - V_o$, $0 \le t \le DT_s$

فرض می‌کنیم "سیل" DT_s کلید T_1 روشن باشد و هم

درایو کردن switch ها شامل سیل Push-Pull

باشد.

$T_1, T_2: off$, $DT_s \le t \le T_s/2$ $\rightarrow$ $D_1, D_2: on$, $V_{21} = V_{22} = 0$

$i_{D1} = i_{D2} = i_L/2$, $V_L = -V_o$

با توجه به مطالب فوق و اینکه $V_L > 0$ می‌توانیم بنویسیم:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{N_1} D$$

در این سیل حداکثر ولتاژی که روی کلیدها قرار می‌گیرد V_{in} است در صورتیکه در سیل Push-Pull حداکثر ولتاژ $2V_{in}$ روی کلیدها در حالت خاموش قرار می‌گرفت. در این سیل هم عدم تقارن می‌تواند سبب بروز اشباع در ترانس شود؛ که علاوه بر روش کنترل جریان راه حل دیگری که برای این سیل ها وجود دارد، قرار دادن خازن در مدار C_b برای حذف جریان های DC در ترانس است.

$$C_b \frac{\Delta V}{\Delta t} = I_o \frac{N_2}{N_1} \quad , \quad \Delta V \simeq 10\% \text{ of } \frac{V_{in}}{2} \quad (\text{روند طراحی } C_b \leftarrow)$$

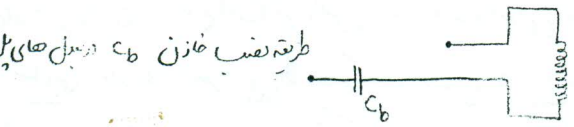
ΔV میزان ریپل ولتاژ در دو لبه‌ی ترانس در فاصله‌ی زمانی حداکثر DT_s است.

$\Delta t_{max} = D_{max} T_s$

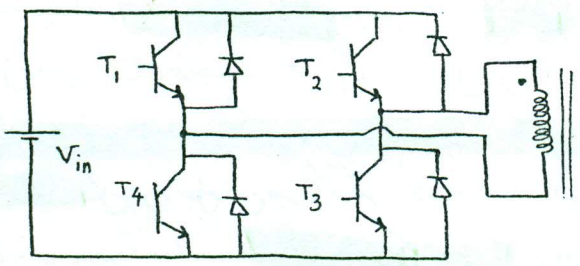
در این سیل هم ترانس به صورت دو جهته تحریک می‌شود. در سیل نیم پل وجود دیودهای Anti parallel سبب می‌شود انرژی ذخیره شده در هسته‌ی ترانس به منبع باز گردانده شود. (انرژی به خازن ها باز گردانده شده و از بروز اسپایک جلوگیری می‌شود در ضمن ولتاژ کلیدها هم از V_{in} بالاتر نخواهد رفت.)

سیم‌های نقاط مس کنار هم می‌توانند از همین سیم‌ها رد شوند.

طریقه نصب خازن C_b در سیل‌های پل



سیل تمام پل Full_Bridge :



در این سیل $T_{1,3}$ و $T_{2,4}$ با هم فرمان می‌گیرند. برای کارکرد این سیل در حالت CCM نیز لازم است $I_L > 0$ باشد و در این سیل هم به راحتی می‌توان نشان داد:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 2\frac{N_2}{N_1} D$$

در این سیل هم حداکثر ولتاژی که روی کلیدهای اند برابر V_{in} خواهد بود. در سیل تمام پل به ازای توان های یکسان جریان کلیدها نصف جریان کلیدها در سیل نیم پل است. این سیل یک سیل buck_based است.

" پایان جلسه "

1387,8,18 جلسه‌ی سیزدهم به نام خداوند بخشاینده‌ی مهربان

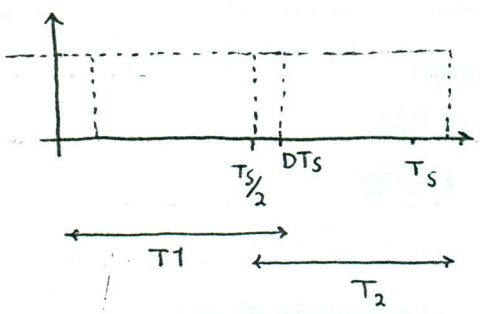
امتحان پایان ترم: روز شنبه 14 آذر ساعت 9 صبح

در مقایسه با سیل های قبلی که عموماً buck_based بودند، سیل های boost_based نیز وجود دارد. در این صورت سیل باید جریان ورودی را در خروجی ظاهر کند. مهمترین این سیل در صنعتی تعدیل شده است: (سیل Push_Pull از نوع منبع جریان)

تابع از ۸

زمانی این سل در حالت CCM کار می‌کند که I_L ها باشد. این سل برخلاف انواع قبلی از نوع Current Source می‌باشد.

در این سل در حالت CCM لازم است در هر لحظه سوئی برای جریان سلف وجود داشته باشد به عبارت دیگر در هر لحظه لازم است حداقل یک switch روشن باشد. برای ارضاء این شرط duty cycle هر کلید را بزرگتر از $\frac{1}{2}$ فرض می‌کنیم. در این صورت شکل پالس‌های فرمان کلیدها به صورت زیر خواهد بود:



T_1, T_2: on $\rightarrow$ $v_{12} + v_{11} = 0$, $v_{12} = v_{11}$ $\rightarrow$

$v_{11} = v_{12} = 0$, D_1, D_2: off , $v_L = V_{in}$

T_1: on, T_2: off $\rightarrow$ $i_{T_1} = i_L$, $i_{D1} = \frac{N_1 i_L}{N_2}$

D_1: on , D_2: off , $v_{21} = V_o$, $v_{11} = V_o \frac{N_1}{N_2}$

$v_L = V_{in} - V_o \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$, $v_{T_2} = 2V_o \frac{N_1}{N_2}$

بنابراین برای کارکردن سل در حالت پایدار لازم است $V_{in} - V_o \frac{N_1}{N_2} < 0$ باشد.

T_2: on, T_1: off $\rightarrow$ $i_{T_2} = i_L$, $i_{D2} = \frac{N_1 i_L}{N_2}$, D_2: on , D_1: off , $v_{22} = -V_o$

$v_{12} = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$, $v_L = V_{in} - V_o \left(\frac{N_1}{N_2}\right)$

$\langle v_L \rangle = 0 \Rightarrow 2T_S(1-D)\left(V_{in} - V_o \left(\frac{N_1}{N_2}\right)\right) + 2\left(DT_S - \frac{T_S}{2}\right)V_{in} = 0 \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N_2}{2N_1}\frac{1}{1-D}$

برای طراحی سلف و خازن می‌توانیم فرض کنیم از دید L و C سل یک سل boost است که با فرکانس دو برابر کار می‌کند.

با توجه به rating کلید استفاده شده، مقدار D به صورت

$\Rightarrow V_{T_2}\ (T_2: \text{off}) = \frac{V_{in}}{1-D}$

بزرگ محدود خواهد بود.

$V_{in} I_L = \frac{P_{out}}{\eta}$, $\langle i_{T_1} \rangle = \langle i_{T_2} \rangle = \frac{I_L}{2}$, $\langle i_{D1} \rangle = \langle i_{D2} \rangle = \frac{I_o}{2}$

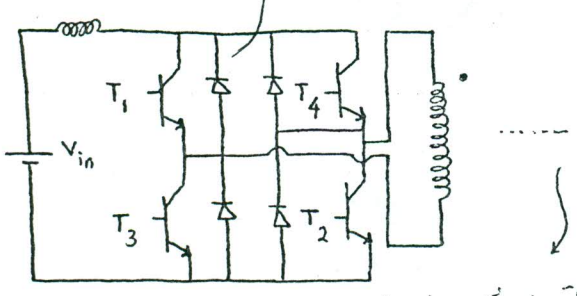
برای انتخاب کلیدها در اصل مقدار rms جریان مهم است و نه مقدار میانگین جریان آن.

تمرین: اثر سلف نقاطی کنندگی در سل Current Source Push_Pull را بررسی کنید (در حالت CCM)

سل Full_Bridge از نوع منبع جریان:

در این سل هم لازم است همواره سوئی برای جریان سلف وجود داشته باشد. در این سل ابتدا هر 4 کلید روشن بوده سپس T_1T_2 و دوباره $T_1T_2T_3T_4$

در این سل بنابراین به حضور این دیودهاست

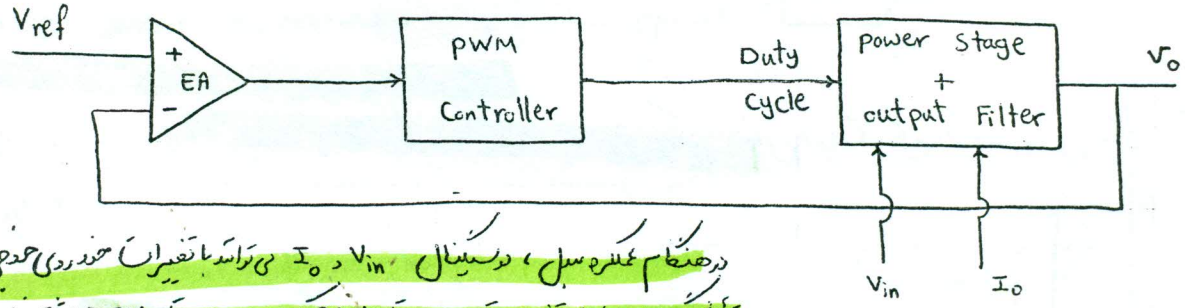


بقیه مدارات به سل قبل است.

در شکل بوده و در نهایت T_3 T_4 بدرشن خواهند بود. در این سیل نیز لازم است $D > \frac{1}{2}$ باشد تا سلف همیشه سیر جریانش برقرار باشد.

تمرین: برای سیل پل اردی Current Source رابطه دقیق ورودی و خروجی به همراه rating طبدها را محاسبه نمایید.

روش کنترل ولتاژ در سیل ها عموماً به صورت زیر است:



در هنگام عملکرد سیل، دو سیگنال V_{in} و I_o می‌توانند با تغییرات خودی خروجی تأثیر گذارند (این تغییرات در حالت CCM کمتر و در حالت DCM بیشتر خواهد بود)

در مرحله‌ی اول ساخت یک سیل لازم است با توجه به خواسته‌های سیستم، Power_Stage را طراحی کنیم سپس باید کنترلر به گونه‌ای انتخاب شود که دقت مناسب (خطای حالت دائمی) و دینامیک دور را انتظار از سیل بدست آید. برای مدل سازی خطی سیل ها، چند روش وجود دارد که یکی از متداول ترین آنها روش متوسط گیری فضای حالت است. در حالت CCM معمولاً در حالت دو DCM سه حالت برای سیل وجود دارد. در این روش معادلات حالت سیستم را در هر حالت بدست آورده و به کمک متوسط گیری، معادلات حالت سیستم را بدست آورده و به کمک آن سیستم را برای اغتشاشات Small signal مدل سازی می‌کنیم.

$$0 \le t \le DT_S : \begin{cases} \dot{x} = A_1 x + B_1 u \\ v_o = C_1 x \end{cases} \qquad DT_S \le t \le T_S : \begin{cases} \dot{x} = A_2 x + B_2 u \\ v_o = C_2 x \end{cases}$$

($u \to V_{in}$)

جواب های روش متوسط گیری حالت مناسب اگر ثابت زمانی های مدار (مقادیر ویژه ماتریس های A_i) خیلی از T_S بزرگتر باشند. ($T_S \ll \tau$)

A_1: انتگرال — A_2: عکس

$$\Rightarrow \dot{x} = \left[DA_1 + (1-D)A_2 \right] x + \left[DB_1 + (1-D)B_2 \right] V_{in}$$

در سیل ها عموماً پهنای باند سیستم حلقه بسته از فرکانس کلیدزنی بسیار کمتر و از فرکانس نوسانات ورودی بسیار بیشتر است.

$$v_o = \left[DC_1 + (1-D)C_2 \right] x \qquad \Rightarrow \begin{cases} \dot{x} = Ax + BV_{in} \\ v_o = Cx \end{cases}$$

- پایان جلسه -

برنام خداوند بخشنده‌ی مهربان — جلسه‌ی چهاردهم — 1387,8,20

در معادلات حالت ترم خطی پارامترها را با ^ نمایش می دهیم، در این صورت می توان نوشت :

$$x = X + \hat{x} \quad , \quad v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in} \quad , \quad v_o = V_o + \hat{v}_o \quad , \quad d = D + \hat{d}$$

فرض کنید حدت بی نسبی $\hat{v}_o/\hat{d}\big|_{\hat{v}_{in}=0}$ باشد، در این صورت خواهیم داشت :

$$\Rightarrow \dot{X} + \dot{\hat{x}} = \left[A_1(D+\hat{d}) + (1-D-\hat{d})A_2\right](X+\hat{x}) + \left[B_1(D+\hat{d}) + (1-D-\hat{d})B_2\right]V_{in}$$

$$V_o + \hat{v}_o = \left[C_1(D+\hat{d}) + (1-D-\hat{d})C_2\right](X+\hat{x})$$

از معادلات فوق رابطه بین کمیت های dc و ac حذفی دورودی را می توان به صورت زیر تفکیک کرد :

معادلات DC :

$$\begin{cases} \underbrace{\left[A_1D + (1-D)A_2\right]}_{A} X + \underbrace{\left[B_1D + (1-D)B_2\right]}_{B} V_{in} = 0 \\ V_o = \underbrace{\left[C_1D + (1-D)C_2\right]}_{C} X \end{cases}$$

معادلات AC :

$$\begin{cases} \dot{\hat{x}} = \left[(A_1D + (1-D)A_2)\right]\hat{x} + (A_1\hat{d} - A_2\hat{d})X + B_1V_{in}\hat{d} - B_2V_{in}\hat{d} \\ \hat{v}_o = \left[C_1D + (1-D)C_2\right]\hat{x} + (C_1\hat{d} - C_2\hat{d})X \end{cases}$$

از جملات $A_1\hat{d}\hat{x}$ ، $A_2\hat{d}\hat{x}$ صرف نظر شده است.

$$\Rightarrow \begin{cases} AX + BV_{in} = 0 \Rightarrow X + A^{-1}BV_{in} = 0 \\ V_o = CX \Rightarrow CX + CA^{-1}BV_{in} = 0 \Rightarrow V_o + CA^{-1}BV_{in} = 0 \end{cases} \Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = -CA^{-1}B$$

$$\dot{\hat{x}} = A\hat{x} + \underbrace{\left[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}\right]}_{K}\hat{d} \Rightarrow S\hat{x}(S) = A\hat{x}(S) + K\hat{d}(S)$$

$$\hat{v}_o = C\hat{x} + \underbrace{(C_1 - C_2)X}_{L}\hat{d} \Rightarrow \hat{v}_o(S) = C\hat{x}(S) + L\hat{d}(S)$$

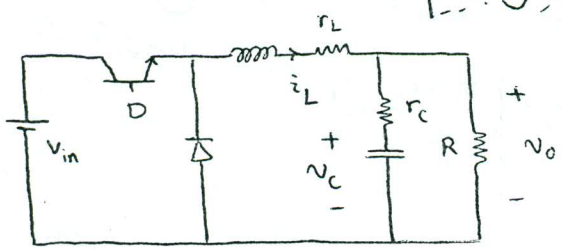
معادلات حالت را با فرض $\hat{d}$ به عنوان ورودی، حرف کرده ایم.

فرض می شود $\hat{x}(0) = 0$

$$\Rightarrow (SI - A)\hat{x}(S) = K\hat{d}(S) \Rightarrow \hat{x}(S) = (SI - A)^{-1}K\hat{d}(S)$$

$$\hat{v}_o(S) = \left[C(SI - A)^{-1}K + L\right]\hat{d}(S) \Rightarrow \frac{\hat{v}_o(S)}{\hat{d}(S)}\Big|_{\hat{v}_{in}=0} = C(SI - A)^{-1}\left[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)V_{in}\right] + (C_1 - C_2)X$$

مثال : می خواهیم معادلات حالت را برای یک مبدل buck غیرایده آل بنویسیم :



متغیرها را i_L و v_C فرض می کنیم. در این صورت با فرض بسته بودن کلید می توان نوشت :

$$\begin{cases} V_{in} = L\dot{i}_L + r_L i_L + v_C + r_C C\dot{v}_C \\ R(i_L - C\dot{v}_C) = v_C + r_C C\dot{v}_C \end{cases}$$

با ساده سازی معادلات مذکور می توانیم معادلات حالت را به این صورت

بدست آوردیم :

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_C \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} -\frac{Rr_C + Rr_L + r_C r_L}{L(r_C+R)} & -\frac{R}{L(r_C+R)} \\ \frac{R}{C(r_C+R)} & \frac{-1}{C(r_C+R)} \end{bmatrix}}_{A_1} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix} + \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix}}_{B_1} V_{in}$$

$$v_o = \underbrace{\begin{bmatrix} \frac{Rr_C}{r_C+R} & \frac{R}{r_C+R} \end{bmatrix}}_{C_1} \begin{bmatrix} i_L \\ v_C \end{bmatrix}$$

← دوحالت کارکرد سلول دوحالته CCM

دوحالت بازبودن کلید به طریق مشابه می توان ثابت کرد حال $B_2 = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}$, $C_2 = C_1$, $A_2 = A_1$

با فرض $R \gg r_L, r_C$ می توانیم تساوات را به صورت زیر ساده کنیم :

$$A = A_1 D + (1-D) A_2 = A_1 \simeq \begin{bmatrix} -\frac{r_C + r_L}{L} & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}$$

$$C = C_1 D + (1-D) C_2 = C_1 \simeq \begin{bmatrix} r_C & 1 \end{bmatrix} \quad , \quad B = B_1 D + (1-D) B_2 = \begin{bmatrix} D/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \frac{V_o}{V_{in}} = -C A^{-1} B = \frac{D(R+r_C)}{R+r_C+r_L} \simeq D$$

حال به دنبال می باشیم $\left.\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}\right|_{\hat{v}_{in}=0}$ می آوریم :

$$A_1 - A_2 = 0 \quad , \quad C_1 - C_2 = [0 \ , \ 0] \quad , \quad B_1 - B_2 = \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$\Rightarrow \left.\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)}\right|_{\hat{v}_{in}=0} = C(sI-A)^{-1} \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_{in}$$

$$\Rightarrow \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{1 + r_C C s + r_C/R}{LCs^2 + s\left(C(r_C+r_L) + L/R\right) + 1} V_{in}$$

← از جمع $\frac{r_C+r_L}{R}$ در مخرج تابع تبدیل صرف نظر شده است.

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_{in} \frac{1 + r_C C s}{LC\left(s^2 + s\left(\frac{r_C+r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right) + \frac{1}{LC}\right)}$$

با فرض $R \gg r_C, r_L$ داریم :

$$\Rightarrow \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_{in} \frac{\omega_n^2}{\omega_z} \frac{s + \omega_z}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$$

یکی از مزایای مدل buck به طور کلی مدل های buck-based این است که تابع تبدیل $\hat{v}_o$ به $\hat{d}$ به نقطه کار وابسته نبوده و تنها دینامیک ورودی به صورت یک کسن در مدل ظاهر می شود. (البته این مطلب زمانی صادق است که می توانیم اثر تغییرات بار را در ξ نادیده بگیریم.)

$$\omega_z = \frac{1}{r_C C} \quad , \quad \omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad , \quad \xi = \left(\frac{r_C+r_L}{L} + \frac{1}{RC}\right) \frac{1}{2\omega_n}$$

مثال : در مدل buck پارامترهای زیر موجود است :

$V_{in} = 8^V$, $V_o = 5^V$, $r_L = 20^{m\Omega}$, $L = 5^{\mu H}$, $r_C = 10^{m\Omega}$, $C = 2^{mF}$

$R = 200^{m\Omega}$, $f_s = 200\,KHz$

حال می توانیم پارامترهای تابع تبدیل مدل را بدست آوریم :

ε بسیار دقیق است.

$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^4 \text{ rad/sec}$, $\xi = 0.425$, $DC_{gain} = V_{in} = 8$, $\omega_z = 50000 \text{ rad/s}$

تمرین: مقادیر را حل نقطه کار شبیه سازی کرده و با تغییرات کوچک در D رفتار شبیه سازی، تعادلات حالت و تابع تبدیل سیستم را بررسی و با هم مقایسه کنید.

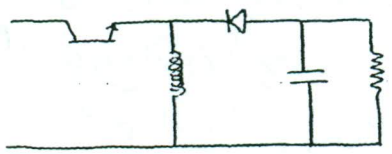
تمرین: تابع تبدیل $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}$ را برای سل flyback و boost با فرض r_L به عنوان مقاومت اولیه سیم پیچ و r_c به عنوان مقاومت خازن بدست آورید.

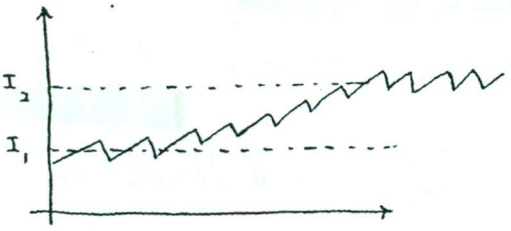
$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = V_{in} f(D) \frac{(1+\frac{s}{\omega_{z1}}).(1-\frac{s}{\omega_{z2}})}{as^2+bs+c}$$ پایان جلسه

1387,8,25 جلسه‌ی پانزدهم

به نام خداوند بخشنده‌ی مهربان

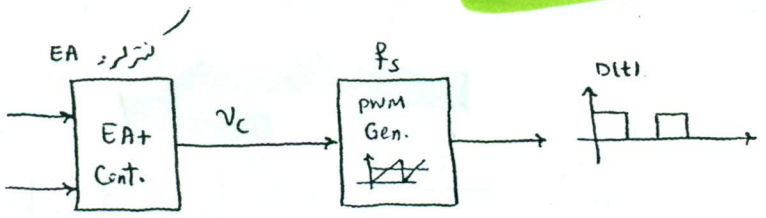
تابع تبدیل سل buck-boost نیز همچون buck-boost st flyback دارای صفر سمت راست است و نتیجه آن این است که پاسخ سیستم ابتدا از جواب نهایی دور می‌شود و سپس به سمت آن میل می‌کند. تعبیر فیزیکی عبارت اخیر این است که در سل buck-boost به هنگام افزایش D جریان سلف به آرامی شروع به افزایش کرده و چند سیکل طول می‌کشد تا جریان به مقدار نهایی خود برسد ولی اگر همان ابتدا با افزایش D، خازن خروجی زمان بیشتری برای تخلیه پیدا می‌کند و تا زمانیکه جریان سلف حدود I_1 است امکان رفتار خروجی بهتری می‌شود سپس رفته رفته با افزایش جریان سلف رفتار خروجی نیز افزایش خواهد یافت.





با توجه به مطلب مذکور ملاحظه می‌شود که کنترل کننده این سل باید به گونه‌ای طراحی شود که لحظات اولیه پس از تغییرات ناگهانی D را مدنظر قرار ندهد.

مدل خطی کنترل کننده PWM:



در شکل زیر یک سیستم ایجاد duty دیده می‌شود. فرض کنید f_s ثابت بوده و موج دندان اره‌ای باشد، در این صورت می‌توانیم بنویسیم: ($v_r(t)$ موج دندان اره‌ای می‌باشد.)

$$v_c(t) = V_c + \hat{v}_c(t)$$

$$f \ll f_s \Rightarrow \hat{v}_c(t) = a\sin(\omega t - \phi)$$

$$d(t) = \begin{cases} 1 & v_c(t) > v_r(t) \\ 0 & v_c(t) < v_r(t) \end{cases}$$

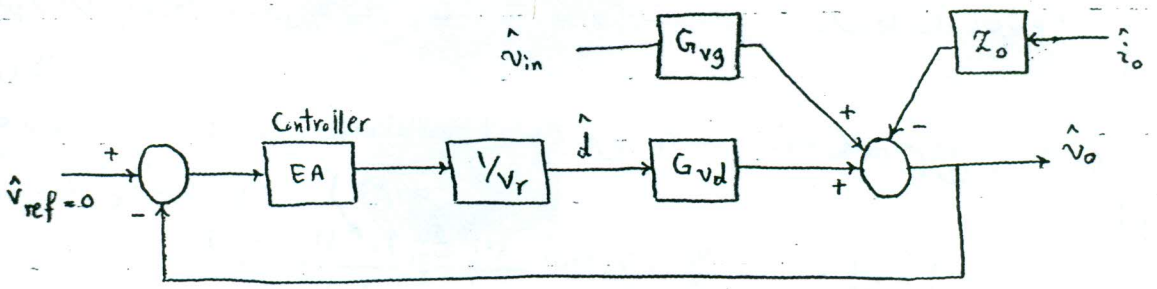
$$d(t) = D + \hat{d}(t)$$

$$= \frac{V_c}{V_r} + \frac{a}{V_r}\sin(\omega t - \phi) + \dots \Rightarrow \hat{d}(t) \simeq \frac{a}{V_r}\sin(\omega t - \phi) \Rightarrow \frac{\hat{d}(s)}{\hat{v}_c(s)} = \frac{1}{V_r}$$

با تقریب خوب موج دندان اره‌ای

فرض کنید $\left.\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_{in}}\right|_{\hat{d}=0} = G_{vg}$, $\left.\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}}\right|_{\hat{v}_{in}=0} = G_{vd}$ در این صورت می‌توانیم بنویسیم:

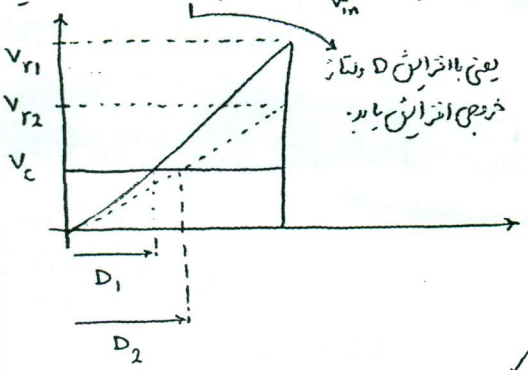
$$\hat{v}_o = G_{vd}(s)\,\hat{d}(s) + G_{vg}(s)\,\hat{v}_{in}(s) - Z_o(s)\,\hat{i}_o$$



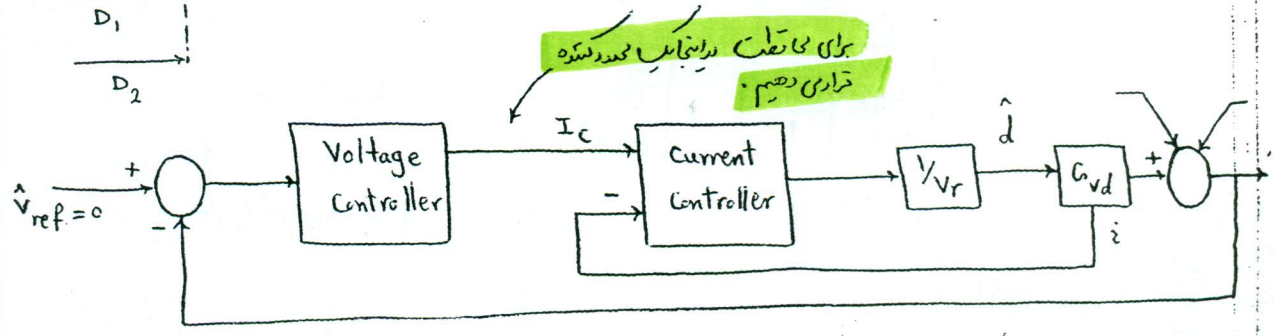
در طراحی کنترلر سعی می‌شود پهنای باند تابع تبدیل حلقه بسته سیستم از 0.1 یا $1/20$ فرکانس کلیدزنی کمتر بوده و از فرکانس نوسانات دینامیکی به‌مراتب بیشتر باشد. در این مثال‌ها معمولاً PM بین 45 تا 60 درجه انتخاب می‌شود.

در داخل PWM gen. یک تأخیر داریم در صورت استفاده از کنترلرهای digital یک اختلاف فازهم روی آنها خواهیم داشت و برای رفع اثر این تأخیرها بهتر است PM را بیشتر از مقدار عادی انتخاب کنیم.

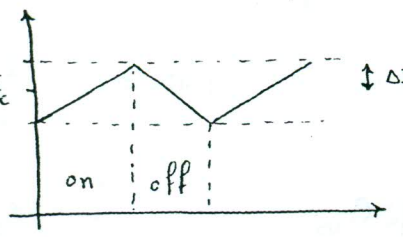
اگر V_{in} بالا رود V_o هم بالا رفته و سیستم کنترل حلقه بسته درنهایت خطا را برطرف می‌کند ولی در سیستم‌های PWM gen. تا مدتی V_r متناسب با V_{in} ساخته می‌شود تا قبل از اینکه اثر تغییرات ولتاژ ورودی در خروجی ظاهر شود، سیستم کنترل این خطا را رفع کرده باشد، لذت شود که این سیستم بهترین کارایی را برای مدل‌هایی دارد که رابطه‌ی $\frac{V_o}{V_{in}}$ در آنها رابطه مشتق با D دارد. این روش به Feed forward شهرت دارد.



در مدارات الکترونیک قدرت برای محافظت از switch ها نیاز به قرائت جریان داشت سیستم‌های حفاظتی است. حال که قرائت جریان‌ها قرائت شود پس می‌توانیم سیستم کنترلی را به صورت زیر بهبود بخشیم:



یکی از روش‌های موجود برای کنترل جریان استفاده از روش هیسترزیس است.



در این حالت اگر جریان از $I_c - \Delta I$ کمتر شود کلید روشن و اگر از $I_c + \Delta I$ بیشتر شود کلید قطع می‌شود. در این روش فرکانس کلیدزنی ثابت خواهد بود و ΔI نباید خیلی کم یا خیلی زیاد باشد (اگر ΔI کم باشد f_s زیاد شده و اگر ΔI زیاد باشد ممکن است جریان کلید از حد یک مجاز فراتر رود.)

به نوشتن حسنت این است که ماکس جریان کلید ثابت بوده ولی دامنه جریان آن نوسان خواهد داشت.