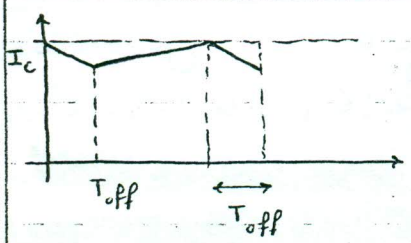
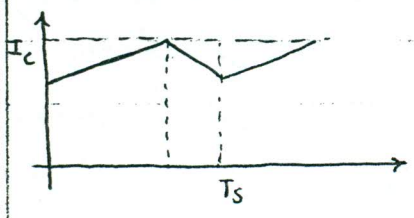
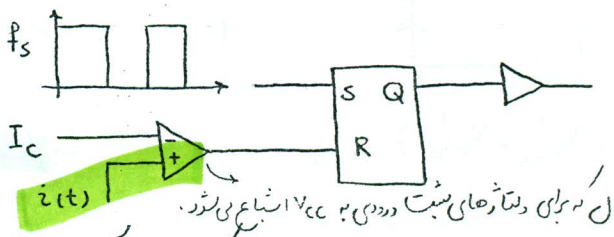
روش دیگر این است که کلید را روشن می کنیم تا جریان به I_c برسد و پس از آن برای یک مدت زمان ثابت T_{off} کلید را خاموش می کنیم. در این روش هم فرکانس کلید زنی متغیر بوده و مشکلاتی را برای طراحی فیلترها ایجاد خواهد کرد.



تا جریان به حد I_c برسد

در روش سوم فرکانس کلید زنی ثابت است و برای مدت زمانی کلید روشن بوده و در بقیه سیکل کلید خاموش است. این سیستم به صورت زیر قابل پیاده سازی است:



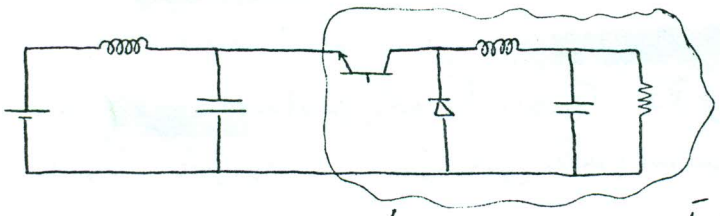


یک آپ امپ ایده آل که برای دلتاهای مثبت ورودی به V_{cc} اشباع می شود.

این سیستم در صورتیکه $D > \frac{1}{2}$ باشد ناپایدار خواهد بود که برای رفع آن روش هایی وجود دارد که در کتاب Mohan, Erickson ذکر شده اند. اگر در سل ها از روش کنترل جریان استفاده نشود می توانیم از مزایای روش load sharing نیز بهره ببریم.

همان طور که مشاهده کردیم تابع انتقال سل ها عموماً دارای یک نقطه کار است و برای راه اندازی سل از این نقطه کار ها استفاده می کنیم، خواهید دید که سیگنال های ناشناسی از آنها ارائه می شود، برای رفع این مشکل اکثر آی سی ها مجهز به سیستم start up هستند که در آن مانند سیستم ها به صورت open loop برای رسیدن به حوالی نقطه کار طراحی می شوند.

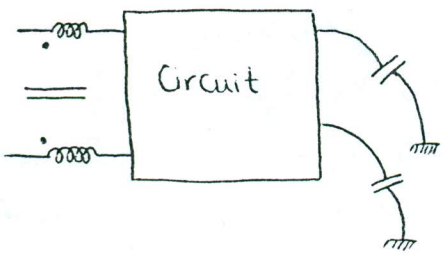
با توجه به اینکه جریان ورودی بسیاری از سل ها به صورت پالسی است، برای رفع این عیب می توان از فیلترهای ورودی برای مدار استفاده کرد تا اثر نویز در دیگر نقاط شبکه دیده نشود.



سل از دید فیلتر ورودی به صورت یک منبع مصرف کننده توان ثابت دیده می شود لذا می توان آنها را به صورت یک مقاومت منفی مدل سازی کرد که اگر فیلتر ورودی در

طراحی نشود ممکن است این فیلتر و مقاومت منفی سیستم ناپایدار را ایجاد نماید.

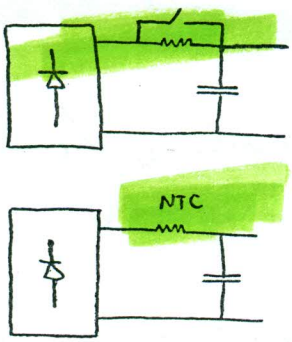
اگر P توان سل باشد و ولتاژ $P = V I$ را رسم کنیم آنگاه r- شیب این ولتاژ در نقطه ی کار خواهد بود (شیب ولتاژ V بر حسب I است.) یک مشکل دیگر در مدارات عملی خازن های فشنی است که ممکن است سبب ایجاد جریان فشنی از آنها شود. برای جلوگیری از این مشکل یک ترانس به صورت رو در رو در ورودی دهیم تا از ایجاد عدم تعادل بین جریان های ورودی و خروجی جلوگیری کند.



1387,8,27

به نام خداوند بخشنده‌ی مهربان جلسه‌ی شانزدهم

معمولاً یکی از مشکلات سیستم‌ها جریان شارژ اولیه خازن لینک DC است. برای حل این مشکل دو راه حل مرسوم است یکی استفاده از مقاومت سری NTC (مقاومت حرارتی منفی) و دوم استفاده از مقاومت سری به همراه رله برای by pass کردن آن.



یکی از نکاتی که در طراحی خازن‌ها لازم است رعایت کنیم این است که در صورت قطع شدن برق زمان دشارژ خازن از V_{max} تا V_{min} مجاز باید از یک حد مجاز (hold up time) بیشتر باشد تا سیستم‌های متصل به سیستم بتوانند اطلاعات لازم را ذخیره سازی کنند. پس می‌توانیم بنویسیم:

$$\frac{1}{2}C(V_{max}^2 - V_{min}^2) = P_{rated} \times T_{hold\ up} \Rightarrow C \geq \frac{2P_{rated} \cdot T_{hu}}{V_{max}^2 - V_{min}^2}$$

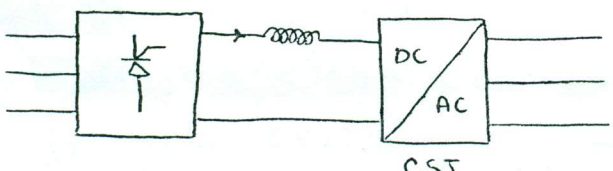
در عمل باید برای انتخاب خازن از هر سه روش توجه استفاده کرده و در نهایت باتریم مقدار را انتخاب کنیم.

اینورترها: در این سیستم‌ها ورودی DC تبدیل به خروجی AC خواهد شد و هدف از ساخت این ادوات کنترل دامنه، فرکانس اول و تنازخروجی و فرکانس آن است. یکی از کاربردهای این اینورترها در اینورترهای AC است. از دیگر کاربردهای می‌توان به موارد زیر اشاره کرد: 1) استفاده در کنترل کوره‌ها 2) استفاده به عنوان سیستم UPS

اینورترها دارای دو نوع هستند:

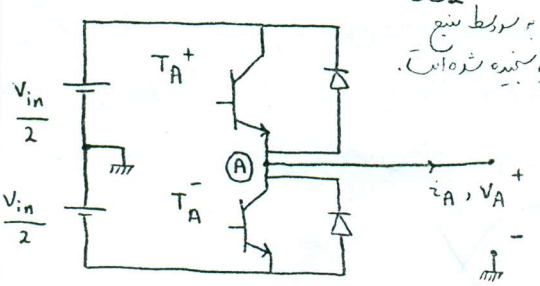
الف) Voltag Source INV.: در این سیستم‌ها لازم است بار خاصیت مقاومتی داشته باشد. این سیستم‌ها عموماً در توان‌های کم و متوسط مورد استفاده قرار می‌گیرند. (طبقه ورودی معمولاً دیودی است)

ب) Current Source INV.: در این سیستم‌ها لازم است بار خاصیت خازنی داشته باشد. این سیستم‌ها عموماً در توان بالا مورد استفاده قرار می‌گیرند و طبقه ورودی آن‌ها معمولاً پل تریستوری است که انجام کموتاسیون جریان و بازگشت توان را میسر سازد. (بازگشت توان به شبکه) البته دقت شود که جریان سمت ورودی باید همیشه مثبت باشد.



CSI

نحوه‌ی یک اینورتر تک فاز در شکل زیر دیده می‌شود: (پتانسیل نقطه A نسبت به مرجع منبع تغذیه سنجیده شده است.)



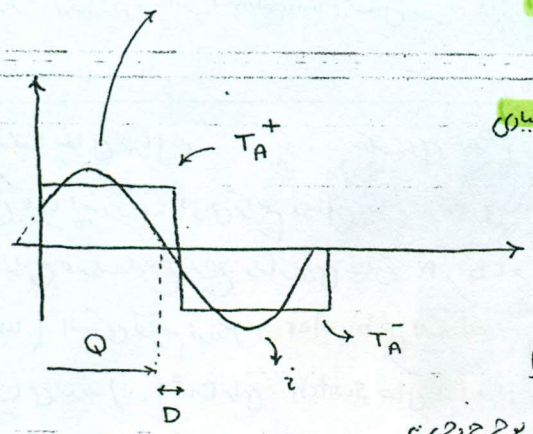
T_A^+ : on , $V_A = \frac{V_{in}}{2}$ (برای $\frac{T_s}{2}$)

T_A^- : on , $V_A = \frac{-V_{in}}{2}$ (برای $\frac{T_s}{2}$)

دقت شود که دو کلید هیچ گاه با هم روشن نخواهند شد.

در این سیستم‌ها در صورتیکه بار از نوع پیش‌فاز (خازنی) باشد می‌توانیم

در این حالت فرکانس کلیدزنی با فرکانس هارمونیک اول ولتاژ برابر خواهد بود.

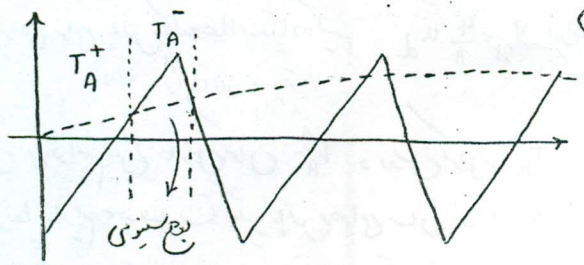


از کلیدهایی مثل ترانزیستور استفاده کنیم زیرا دیگر قبل از خاموش شدن احیای کلید، جریان switch صفر خواهد شد.

در این اینورترها اگر duty cyc. را برابر $\frac{1}{2}$ فرض کنیم خواهیم داشت:

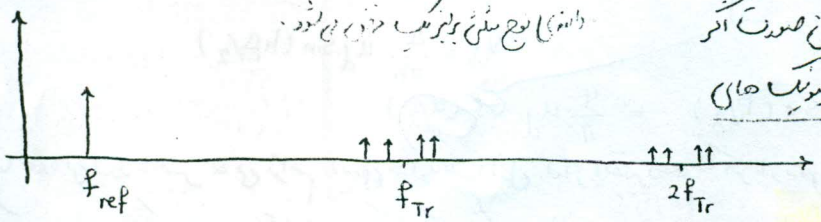
$$V_{01} = \frac{4}{\pi}\frac{V_{in}}{2}$$

دامنه این ولتاژ خروجی تنها در صورتی قابل کنترل است که ولتاژ لینک DC را تغییر دهیم. اگر موج مثلثی متناظر با ولتاژ سینوسی مقایسه شود آنگاه موج خروجی به سینوسی نزدیک‌تر خواهد بود. الگوریتم کنترل در این حالت این است که اگر موج مثلثی متناظر از سینوسی بیشتر باشد T_A^- و اگر موج مثلثی متناظر از سینوسی کمتر باشد T_A^+ روشن خواهد شد. به این روش، روش PWM سینوسی گفته می‌شود. در ادامه فرض کنید



ولتاژ سینوسی مرجع به صورت $V_{ref} = m_a \sin(\omega t)$ باشد که $f_{Tr} = f_s \gg f_{ref} = \frac{\omega}{2\pi}$ در این صورت نرخ $m_a \leq 1$ می‌توان نشان داد هارمونیک اول ولتاژ به صورت $V_o(t) = m_a \frac{V_{in}}{2}\sin(\omega t)$ طبق فرکانس موج ولتاژ به صورت زیر خواهد بود:

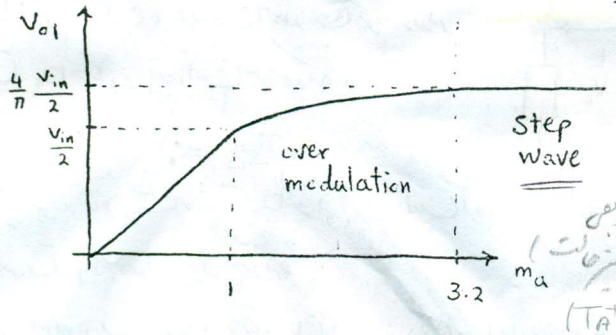
(دامنه موج مثلثی برابر یک فرض می‌شود.)



زیرا:

فرض کنید $m_f = \frac{f_{Tr}}{f_{ref}}$ در این صورت اگر m_f یک عدد فرد باشد آنگاه هارمونیک‌های زوج از سمت راست و فیلتر کردن خروجی راحت‌تر خواهد بود. اگر m_f یک عدد صحیح نباشد این روش را PWM نامتقارن می‌نامند و مشکل آن این است که با تغییر فرکانس مرجع لازم است فرکانس موج مثلثی متناظر را هم تغییر دهیم. اگر m_f عدد صحیح نباشد شکل موج متناظر خواهد بود و کنترل به شکل اللکی کلیدزنی تغییر خواهد کرد. در عمل اگر می‌خواهیم از PWM آسنکرون استفاده کنیم لازم است $m_f > 21$ باشد تا Sub harmonic های بوجود آمده در ماشین قابل پاسخ دادن نباشد.

اگر $m_a > 1$ باشد $f_s < f_{Tr}$ بوده تغییرات ولتاژ با m_a دیگر خطی نخواهد بود و در حالت حدی اگر موج سینوسی از بین موج مثلثی متناظر را قطع نکند ولتاژ به حالت مربعی تبدیل خواهد شد.



موج مربعی (سه فاز ترانزیستور)

(T_A^+, T_A^-)

- پایان جلسه -

دامنه‌های هارمونی‌های حوالی فرکانس اینورتر در حالت unipolar در حوالی f_{ref} و حوالی $2f_{Tr}$ ، $4f_{Tr}$ و ... خواهد بود. در حالت bipolar دامنه‌ی هارمونی‌ها حوالی مضارب فرد f_{Tr} بیشتر می‌شود. در صورتی که در حالت unipolar فرکانس سوئیچینگ برابر f_{Tr} و دامنه‌ی هارمونی‌ها حوالی مضارب زوج f_{Tr} بیشتر می‌شود.

1387,9,2

به نام خداوند جان و خرد — جلسه‌ی هفدهم

برای داشتن کنترل اینورتر تک فازی می‌توانیم ورودی قبلی از نقطه‌ی A و B توسط منبع تغذیه استاده کنیم. راه دیگر استفاده از ترانس سر وسط است، در این صورت منبع مرجع ولتاژ برای سلف A و B باید 180 درجه با هم اختلاف فاز داشته باشند (استفاده از روش unipolar) البته می‌توانیم از روش bipolar هم استفاده کنیم که در آن از یک مرجع استفاده می‌شود و switch های قطری با هم تحریک می‌شوند (Duty برای switch های یک سلف نیز یکسان خواهد بود.)

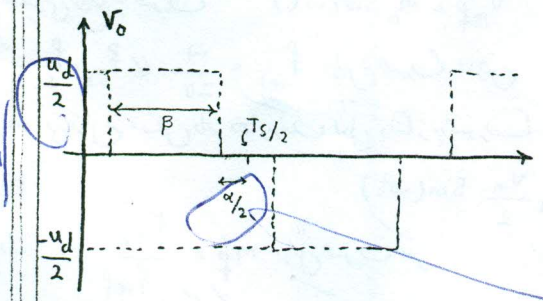
unipolar : $V_{a,ref} = m_a \sin(\omega t)$, $V_{b,ref} = -m_a \sin(\omega t)$ $\Rightarrow V_{Ao} = -V_{Bo}$

bipolar : $V_{ref} = m_a \sin(\omega t)$

اگر از روش مربعی برای پالس کلیدها استفاده کنیم $V_{o1} = \frac{4}{\pi} u_d$ خواهد بود و در حالت unipolar داریم:

$V_{Ao} - V_{Bo} = V_{o1}(t) = m_a u_d \sin(\omega t)$

(که در اینورتر تک فاز دوساله)



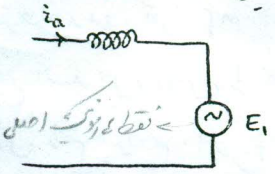
در روش مربعی می‌توانیم بین خاموش کردن T_A^+ و روشن کردن T_B^+ یک دوره تأخیر بیاندازیم، به عبارت دیگر پالس‌های سلف B را با α درجه تأخیر نسبت به سلف A بدهیم. در این صورت ولتاژ خروجی به صورت روبرو خواهد بود:

$\beta = 180 - \alpha$

$V_{oh} = \frac{4}{\pi h} u_d \sin(h\beta/2)$

$\Rightarrow V_{o1} = \frac{4}{\pi} u_d \sin(\beta/2) = \frac{4}{\pi} u_d \cos(\alpha/2)$

همان طور که مشاهده می‌شود با تغییر α می‌توانیم دامنه‌ی هارمونیک اول ولتاژ را تغییر دهیم. اگر بار به این اینورتر متصل باشد می‌توان بار را به صورت یک سلف با یک منبع ولتاژ داخلی مدل کرد که فرکانس منبع ولتاژ داخلی با هارمونیک اول ولتاژ برابر است.

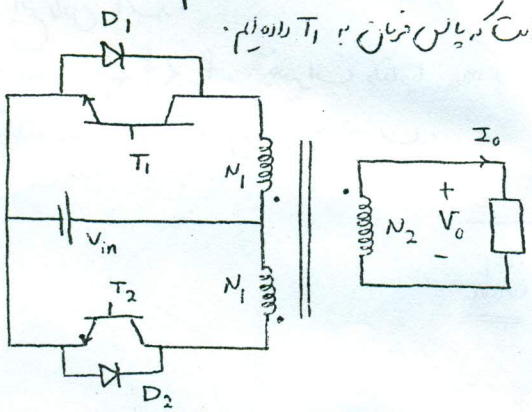


$i_{o1} = \frac{V_{o1} - E_1}{jX}$

$i_{oh} = \frac{V_{oh}}{jXh}$

معمولاً THD جریان بسیار کمتر از ولتاژ است.

اگر ولتاژ ورودی DC کم باشد برای ایجاد ولتاژ متناوب می‌توانیم از ساختار Push-Pull استفاده کنیم.



منظور این است که پالس فرمان به T_1 داده‌ایم.

T_1 : on , $V_o = V_{in} \frac{N_2}{N_1}$

در این شرایط اگر $I_o > 0$ باشد T_1 هدایت کرده و در غیر این صورت D_1 جریان را هدایت خواهد کرد.

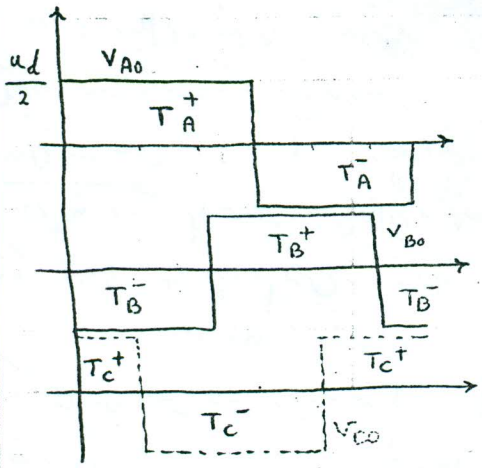
T_2 : on , $V_o = -V_{in} \frac{N_2}{N_1}$

در این شرایط اگر $I_o > 0$ باشد D_2 جریان را هدایت کرده و در غیر این صورت T_2 هدایت خواهد کرد.

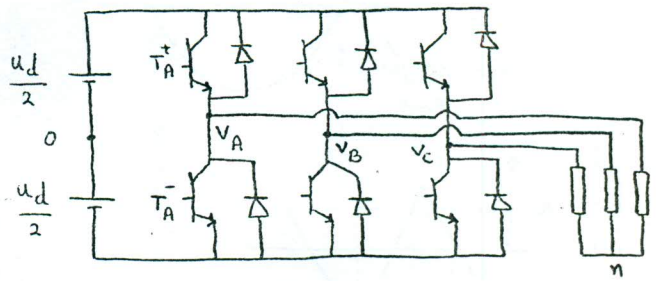
روش‌های PWM سینوسی و یا مربعی با تأخیر نیز برای این مدل نیز می‌توان به کار برد. مزیت دیگر این سیستم در درایو ساده‌ی switch های آن است (زیرا پالس‌های فرمان نسبت به یک زمین باید داده شوند.)

برای ساخت اینورترهای سه فاز از روش سل های پل با سه سان استفاده می شود. برای ساخت ولتاژ سه فاز متعادل لازم است ولتاژ سان ها با هم ۱۲۰ درجه اختلاف فاز داشته باشند.

مرجع



$$V_{Ao} - V_{Bo} = V_{AB}$$



اگر فرض کنیم ولتاژهای القایی داخل بار تولفه صفر نداشته و جریان فازهای مختلف هم تولفه ی صفر نداشته باشند می توانیم بنویسیم:

$$V_{An} + V_{Bn} + V_{Cn} = 0$$

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} V_{An} \\ V_{Bn} \\ V_{Cn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/3 & 0 & -1/3 \\ -2/3 & 0 & -1/3 \\ -2/3 & -1 & -1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} \qquad V_{An} = \frac{V_{AB} + V_{AC}}{3}$$

با توجه به معادلات ولتاژ خط و معادلاتی مثل می توان معادلات ماتریسی را نیز گرفت.

$$= \begin{bmatrix} 2/3 & 1/3 & 0 \\ 0 & 2/3 & 1/3 \\ 1/3 & 0 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix}$$

$V_{An} - V_{Bn} = V_{AB}$

ولتاژهای V_{Ao} و ... هارمونیک های زوج را نداریم ولی هارمونیک های مضرب 3 را داریم، درصورتیکه ولتاژهای خط و ولتاژهای V_{An} و ... که ولتاژ فاز هستند هارمونیک های مضرب 3 را هم نخواهیم داشت پس THD ولتاژهای خط و فاز بسیار بهتر از ولتاژ V_{Ao} خواهد بود.

$$V_{An1} = \frac{1}{2}\frac{4}{\pi}u_d = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}\frac{4}{\pi}u_d\right)\frac{1}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}}V_{LL_1}$$

$$V_{Ao1} = \frac{4}{\pi}u_d/2$$

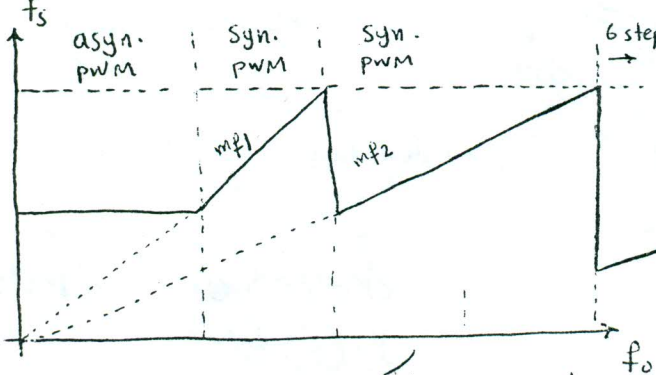
(برای توضیحات اضافه مراجعه شود)

$$\Rightarrow V_{Ao1} = V_{An1}$$

در این اینورترهای سه فازی توانیم از روش SPWM استفاده کنیم در این صورت:

$$V_{Ao1} = V_{An1} = m_a \frac{u_d}{2} \sin(\omega t)$$

معمولاً تغییرات فرکانس کلیدزنی با فرکانس هارمونیک اول خروجی به صورت زیر می باشد (سیستم های کنترل را اینگونه طراحی می کنند.)

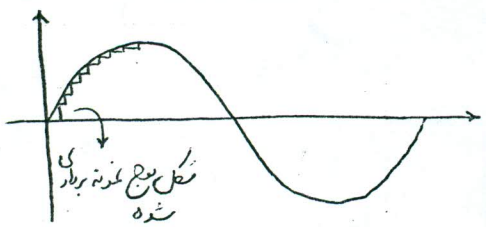


اروجی مولد برای داشتن کیفیت ولتاژ بهتر، مرجع ولتاژ را به صورت ولتاژ هارمونیک اول و سوم (کاذوصد مجموع) داخلی ولتاژ هارمونیک اول) درنظر می گیرند. گاهاً شکل موج های دیگری نیز به عنوان مرجع استفاده شده است ولی همه ی این روش ها لازم است رابطه ی خطی بین ولتاژ خروجی و m_a را حفظ کند.

" پایان جلسه "

به نام خداوند بخشنده‌ی مهربان — جلسه‌ی هیجدهم — 1387,9,4

در روش PWM دیجیتال از شکل موج دلتا، مرجع نمونه برداری کرده و هدف ساخت شکل موج نمونه برداری شده، بررسی یک سال اینورتر است: (توضیحات دوره‌ی اصلی)



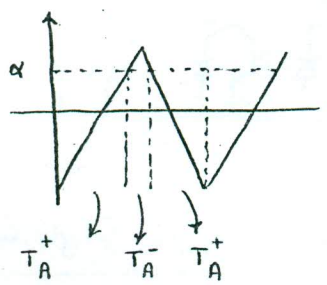
با فرض $m_a \leq 1$، هرکدام از نمونه ها دارای تناوب بین منفی یک و یک هستند که آنها را α_K می نامیم داریم:

$$\langle v_0 \rangle = \alpha \frac{u_d}{2} \quad , \quad \alpha = 2D - 1$$

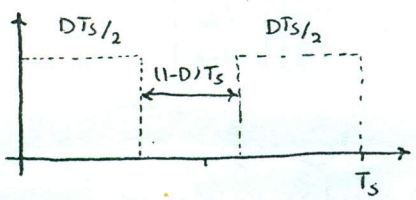
پس در هر نمونه کافی برای داشتن دلتا، duty ای مناسب صورت زیر تعیین می کنیم:

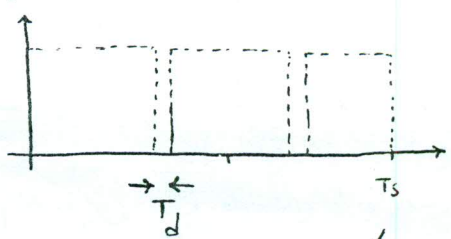
$$\langle v_{0K} \rangle = \alpha_K \frac{u_d}{2}$$

$$D_K = \frac{\alpha_K + 1}{2} \Rightarrow v_{Ap1} = m_a \frac{u_d}{2} \sin(wt)$$



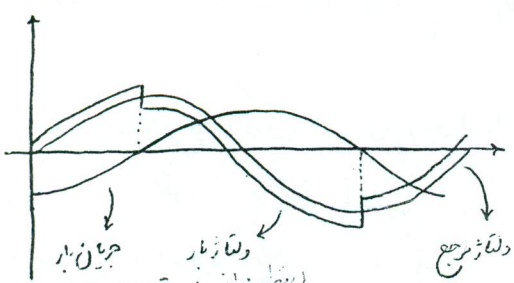
در این روش فرکانس طبیعی با فرکانس نمونه برداری برابر خواهد بود. برای اعمال D_K ها باید از تایمرهای دیجیتال استفاده شود. در عمل لازم است ابتدا switch روشن را خاموش کرده پس مدتی صبر کرده و بعد از آن switch دیگر را روشن کنیم (اعمال روش dead time) این مطلب سبب می شود برای مدتی دلتا، حرجی با آنچه مورد انتظار است متفاوت باشد.





می توان نشان داد اگر در لحظه طبیعی (در محدوده‌ی dead time) جریان خروجی سالم مثبت باشد آنگاه میانگین دلتا، خروجی به صورت $\langle v_0 \rangle = (\alpha - \frac{2T_d}{T_S}) \frac{u_d}{2}$ بوده و اگر جریان خروجی منفی باشد آنگاه میانگین دلتا، خروجی به صورت $\langle v_0 \rangle = (\alpha + \frac{2T_d}{T_S}) \frac{u_d}{2}$ خواهد بود.

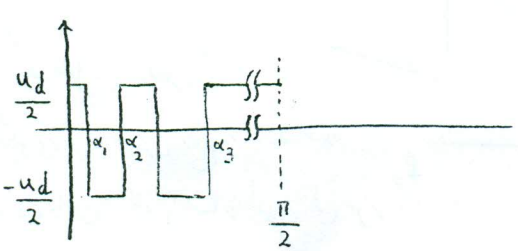
بنابراین شکل موج دلتا، خروجی در یک سیکل به صورت زیر خواهد بود:



برای رفع این مشکل سعی می شود مرجع دلتا، در نقاط عبور جریان از صفر تغییر کند و با انتخاب براساس علامت جریان سعی کنیم مقدار α_K را به گونه‌ای انتخاب کنیم تا اثر dead time از بین برود.

روش PWM برنامه ریزی شده:

در این روش با یک چهارم اول موج سینوس α_i ها افزایش پیدا کرده و همین الگو نسبت به $\frac{\pi}{2}$ تا π به صورت زوج و کل الگوی بدست آمده نسبت به π به صورت فرد گسترش داده می شود.



$\alpha_1, \alpha_2, \ldots, \alpha_m$

در این صورت می‌توان نوشت:

$$v_{ao}(\omega t) = V_{dc}^{\cancel{0}} + \sum V_{an}\sin(n\omega t) + \sum \cancel{V_{bn}}^{0}\cos(n\omega t)$$

$$(n = 2K+1) \quad , \quad V_{an} = \frac{4}{\pi}\int_0^{\pi/2} v_{ao}\sin(n\omega t)\,d\omega t \qquad \text{(برای n های فرد)}$$

$$\Rightarrow V_{an} = \frac{2u_d}{n\pi}\left[1 + 2\sum_{k=1}^{m}(-1)^K \cos(n\alpha_K)\right]$$

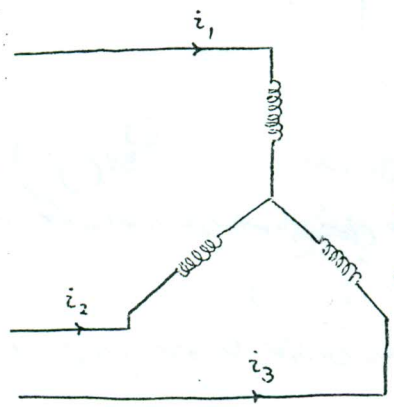
در این صورت با تعیین مقادیر α_K به صورت offline (یعنی مقادیر α_K از قبل تعیین شده و به حافظه سیستم داده می‌شوند) می‌توانیم کاری کنیم که دامنه‌ی هارمونیک اول کنترل شده و دامنه‌ی دیگر هارمونیک‌های مرتبه‌ی پایین را صفر کنیم:

$$V_{a1} = m\frac{u_d}{2} \quad , \quad V_{a5} = V_{a7} = V_{a11} = V_{a13} = 0$$

این روش، به روش Harmonic elimination معروف است. (هارمونیک‌های ضرب 3 در ولتاژ خط ظاهر نمی‌شوند)

روش دیگری که در اینورترها مورد استفاده قرار می‌گیرد روش SVM (Space Vector Modulation) است.

حسن این روش این است که به سخت‌افزار سیستم‌های دیجیتال همخوانی دارد. (روش PWM سنتی به سخت‌افزار سیستم‌های آنالوگ همخوانی دارد.)



$$\bar{I} \triangleq K(i_1 + a i_2 + a^2 i_3) \quad , \quad a = \exp\left(j\frac{2\pi}{3}\right)$$

اگر i_1، i_2، i_3 جریان‌های سه فاز سینوسی با دامنه‌ی I_0 باشند (با توالی مثبت)

$$\bar{I} = \frac{3}{2}KI_0 e^{j\omega t}$$

در این صورت:

یعنی بردار $\bar{I}$ یک بردار است که با سرعت ωt دامنه‌ی ثابت حول مرکز مختصات می‌چرخد. برای تبدیل معکوس به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$i_1 = \mathrm{Re}\left\{\frac{2}{3K}\bar{I}\right\} \quad , \quad i_2 = \frac{2}{3K}\mathrm{Re}\left\{a^2\bar{I}\right\}$$

$$i_3 = \frac{2}{3K}\mathrm{Re}\left\{a\bar{I}\right\}$$

$$P_{3\phi} = \tfrac{3}{2}V_0 I_0 \cos\phi$$

تبدیل T

برای K دو مقدار متداول وجود دارد.

یکی از این مقادیر $K = \frac{2}{3}$ است که در این صورت $\bar{I} = I_0 e^{j\omega t}$ و اگر تعریف کنیم $\bar{V} \triangleq K(V_1 + aV_2 + a^2V_3)$

در این صورت خواهیم داشت: $P_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \frac{3}{2}\mathrm{Re}\left\{\bar{V}\bar{I}^*\right\} = \tfrac{3}{2}V_0 I_0\cos\phi$

این حالت را تبدیل ثابت نگه دارنده‌ی دامنه می‌نامند. اگر $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$ انتخاب شود:

$$\bar{I} = \sqrt{\frac{3}{2}}\,I e^{j\omega t} \Rightarrow P_{3\phi} = \mathrm{Re}\left\{\bar{V}\bar{I}^*\right\}$$

این تبدیل را تبدیل ثابت نگه دار توان می‌نامند.

برای استفاده از روش SVM در اینورترها، تابع Switching را به صورت زیر تعریف می‌کنیم:

$$S_a = \begin{cases} 1 & T_A^+ : \text{on} \ , \ T_A^- : \text{off} \\ 0 & T_A^+ : \text{off} \ , \ T_A^- : \text{on} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{ao} = u_d\left(S_a - \frac{1}{2}\right) \\ V_{bo} = u_d\left(S_b - \frac{1}{2}\right) \\ V_{co} = u_d\left(S_c - \frac{1}{2}\right) \end{cases}$$

$$\Rightarrow V_{ao} + V_{bo} + V_{co} = \frac{-3}{2}u_d + u_d(S_a + S_b + S_c) \neq 0$$

اگر $\bar{V}$ را بردار حاصل از انجام تبدیل T روی V_{an} ، V_{bn} ، V_{cn} (به شکل جمله‌ی تبدیل رجوع شود) در نظر بگیریم، در این صورت:

$$\bar{V} = T(V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) = T(V_{ao}, V_{bo}, V_{co}) - T(V_{no}, V_{no}, V_{no})$$

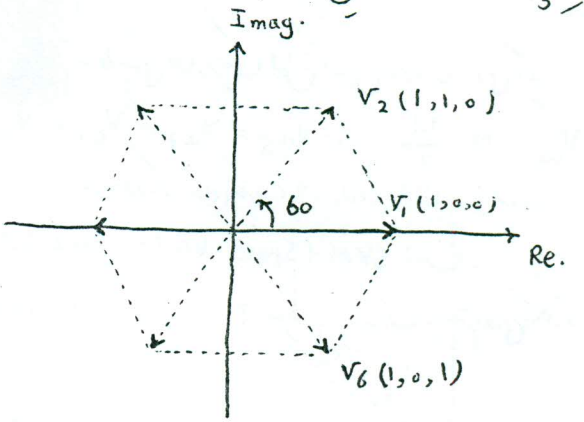
$$T(V_{ao}, V_{bo}, V_{co}) = K u_d (S_a + a S_b + a^2 S_c)$$

برای (S_a, S_b, S_c) 8 حالت مختلف وجود دارد که در هر حالت برای بردار $\bar{V}$ مقادیر مختلفی بدست خواهد آمد. در اینجا فرض کنید $K = 2/3$ باشد، در این صورت:

$(0,0,0) \longrightarrow \bar{V} = 0$

$(1,0,0) \longrightarrow \bar{V} = \frac{2}{3} u_d$

$(1,1,1) \longrightarrow \bar{V} = 0$



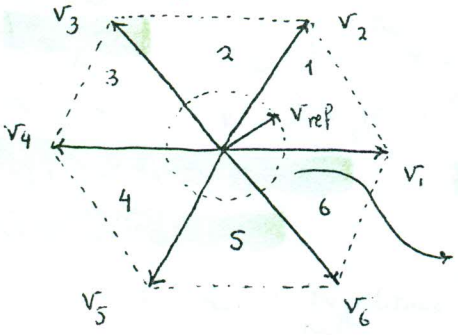
« پایان جلسه »

1387/9/9

جلسه‌ی نوزدهم

در جلسه‌ی قبل برای کنترل‌های سه‌فازه سیم تابع تبدیلی معرفی کردیم که با استفاده از تبدیل ثابت گشتاورزنده‌ی داشته، $V_1 = \frac{2}{3} u_d$ می‌شود پس در هر لحظه ولتاژی که در خروجی اینورتر سه‌فاز ظاهر می‌شود یکی از بردارهای فوق خواهد بود. دراین روش برای تولید ولتاژ لحظه‌ای مستقیماً سعی می‌کنیم متوسط ولتاژ لحظه‌ای را با ولتاژ مرجع مستقیماً برابر کنیم، که اساس آن به شرح زیر است:

دراین روش به کمک ولتاژهای V_{aref}، V_{bref}، V_{cref} می‌توانیم بردار تبدیل یافته V_{ref} را به روش گفته شده در جلسه‌ی قبل بدست آورده (که یک بردار با اندازه و فاز دلخواه است) و ولتاژهای لازم برای تولید کردن را اندوزه‌ی آن بیابیم. واضح است که در یک پریود از کلیدزنی بزرگترین بردارهایی که می‌توان ساخت یکی از 6 بردار اصلی روی است (و آن هم در صورتی امکان‌پذیر است که در تمام پریود آن بردار را در خروجی داشته باشیم) 6 بردار روی شش ضلعی زیر 6 ناحیه تقسیم می‌کنند وابسته به محل قرارگرفتن V_{ref} می‌توان بردارهای مناسب جهت ساختن آنرا برگزید ولی مشکل آن است که در هر ناحیه بردارهای مناسب جهت تولید V_{ref}، دو بردار مرزی آن ناحیه باشند به این صورت که در شکل فوق برای تولید V_{ref} از بردارهای V_1 و V_2 استفاده شود.



نکات هندسی بردار V_{ref} که با سرعت $\frac{1}{6}$ دور در ثانیه چرخش است.

برای بدست آوردن بردارهای ازسازی شده V_{ref}، آنرا برداری در بردار مرزی تصویر کرده و به صورت زیر عمل می‌کنیم:

$$V_{ref} T_S = V_1 T_1 + V_2 T_2$$

در رابطه فوق لازم است $T_S \geq T_1 + T_2$ باشد.

در ضمن برای دقیقتر پریود ولتاژ تصفیری کنند به خروجی به کمک حالات $(0,0,0)$ یا $(1,1,1)$ ولتاژ صفر را اعمال می‌کنیم داین صورت

$$T_{0\,\&\,7} = T_S - T_1 - T_2$$

تمرین: (توضیحات به برگ اضافی)

در ادامه فرض کنید $V_{ref} = m\frac{u_d}{2}e^{j\phi}$ که در آن m ضریب مدولاسیون است و $(i-1)\frac{\pi}{3} < \phi < i\frac{\pi}{3}$ که $1 \le i \le 6$ (در حقیقت ناحیه‌ی که V_{ref} را تعیین می‌کند) پس می‌توان نوشت:

$$V_i = \frac{2}{3}u_d e^{j(i-1)\pi/3} \Rightarrow V_{ref}\cdot T_S = \frac{2}{3}u_d\left(T_i \exp\left(j(i-1)\pi/3\right) + T_{i+1}\exp\left(ji\frac{\pi}{3}\right)\right)$$

$$\Rightarrow T_S m\frac{u_d}{2}e^{j\phi} = \frac{2}{3}u_d \exp\left(j(i-1)\frac{\pi}{3}\right)\left[T_i + T_{i+1}e^{j\pi/3}\right]$$

$$\Rightarrow T_i + T_{i+1}e^{j\pi/3} = \frac{3}{4}mT_S \exp\left(j\left(\phi - (i-1)\frac{\pi}{3}\right)\right)$$

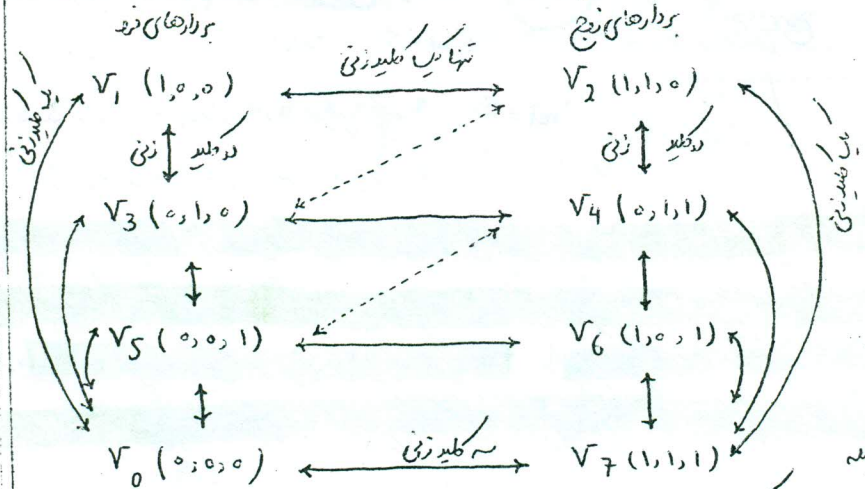
$$\Rightarrow T_{i+1}\sin\pi/3 = \frac{3}{4}T_S m\sin\left(\phi-(i-1)\pi/3\right) \Rightarrow T_{i+1} = \frac{\sqrt{3}}{2}T_S m\sin\left(\phi-(i-1)\frac{\pi}{3}\right)$$

$$T_{i+1}\cos\pi/3 + T_i = \frac{3}{4}mT_S\cos\left(\phi-(i-1)\pi/3\right) \Rightarrow T_i = \frac{\sqrt{3}}{2}T_S m\sin\left(i\pi/3-\phi\right)$$

به عنوان مثال با فرض $m=\frac{2}{\sqrt{3}}$ ، $\phi = 30^\circ$ ، $i=1$ بوده و خواهیم داشت:

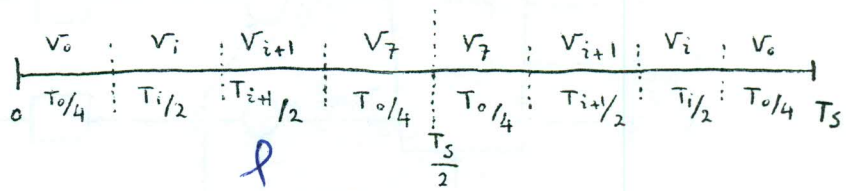
$$T_1 = \frac{\sqrt{3}}{2}T_S\frac{2}{\sqrt{3}}\sin 30^\circ = \frac{T_S}{2} \quad , \quad T_2 = \frac{\sqrt{3}}{2}T_S\frac{2}{\sqrt{3}}\sin 30^\circ = \frac{T_S}{2}$$

توجه کنید که بهینه‌ترین کلیدزنی یا Pattern بستگی به هدف مورد نظر متفاوت خواهد بود، به عنوان مثال هدف می‌تواند THD پایین، دلتاتور و یا فرکانس کلیدزنی کم (منظور این است که در یک پریود از کلیدزنی کمترین تعداد تغییر حالات در کلیدها را داشته باشیم) یا ... باشد.

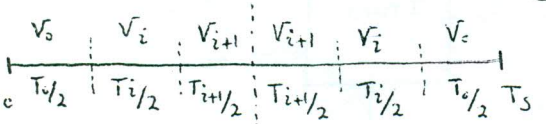


فرض کنید i فرد باشد در این صورت برای زمینه الگوی کلیدزنی متقارن باشد می‌توانیم به صورت زیر عمل کنیم:

$$T_{0\,1\,7} = T_S - T_i - T_{i+1} = T_0$$



در صورت استفاده از روش حق فرکانس کلیدزنی با فرکانس نمونه برداری برابر خواهد شد ($f_{sw} = f_S$). در یک روش دیگر نیز ارائه شده که کاملا متقارن است و در آن فرکانس کلیدزنی $\frac{2}{3}$ فرکانس نمونه برداری است.



بطور کلی در روش SVM در هر پریود از زمان مرجع خروجی، هر کدام از فازهای a, b, c در یک بازه 120° ای بدون کلیدزنی باقی خواهند ماند. روش SVM مزایای عمده‌ای نسبت به روش PWM دارد که سبب شده است در حال حاضر بیشتر کاربرد داشته باشد.

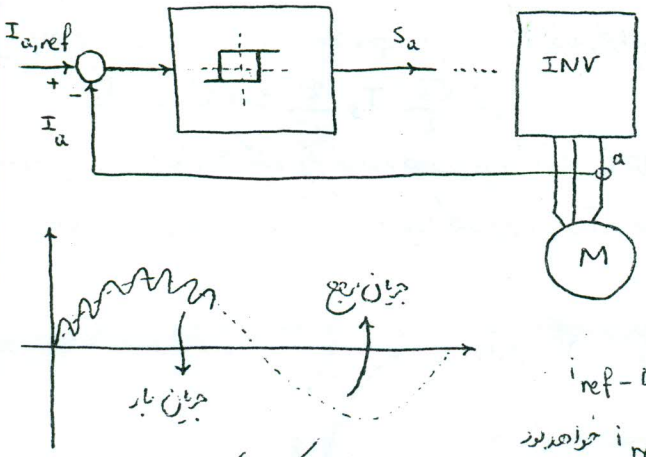
در روش SVM حداکثر ولتاژ در خط قابل استحصال به صورت $u_d \cdot \frac{\sqrt{3}}{2} \sqrt{3} = u_d$ یا $\frac{2}{3} u_d$ می باشد.

از مزایای این روش دراین است که در آن جریان فازها به صورت جداگانه در سه فاز تولید نمی شود بلکه هر سه جریان به صورت یکجا تولید خواهند شد. حداکثر هارمونیک اول ولتاژی که توسط روش بردار فضا می توان ساخت به کمک بزرگترین دایره ای که در شش ضلعی صفحات قبل محاط می گردد، به صورت زیر خواهد بود: (مقدار موثر ولتاژ فاز)

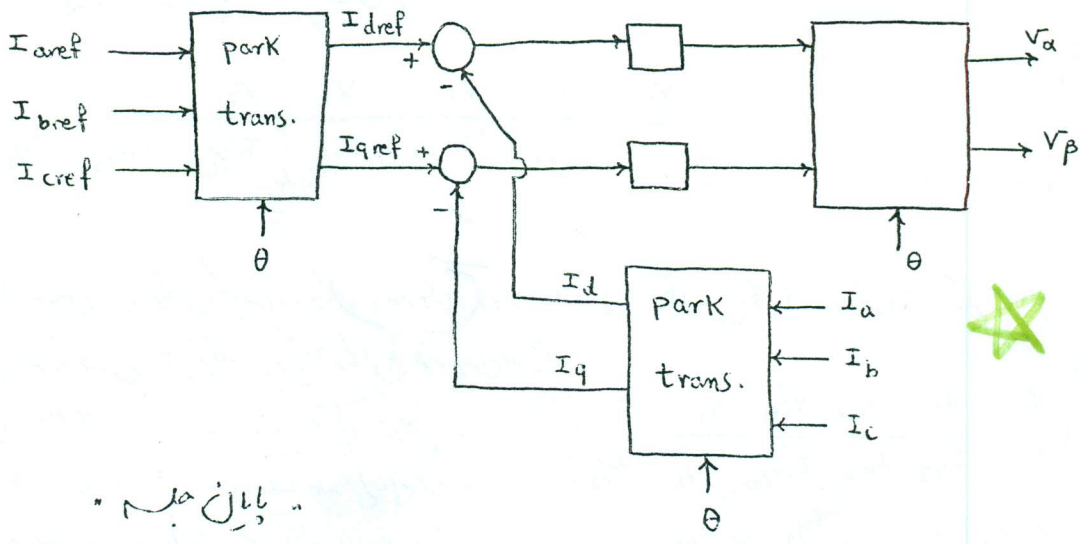
$$V_{a1,Max} = V_1 \cos 30^\circ = \frac{2}{3} u_d \frac{\sqrt{3}}{2} = 1.155\, u_d/2$$

در بسیاری از سیستم های کنترلی به جای V_a، V_b و V_c مرجع، ولتاژهای کنترل شده مستقیماً V_{ref} خواسته می شود. روش PWM به dead time سبب بی ثبات شدن با علامت جریان بار، ولتاژ خروجی خطا داشته باشیم که در روش SVM نیز چنین است.

مثال: روش کنترل جریان یک موتور سه فاز به صورت هیسترزیس در شکل روبرو دیده می شود. (البته تبدیک جریان داخل از هر سه فاز گرفته شده است)



یکی از معایب این روش تغییرات نامنظم بودن فرکانس کلیدزنی است. عیب دیگر این روش این است که اگر جریان هر فاز باشد (به صورت مستقیم یا غیر مستقیم) مانیتور نشود ممکن است حالتی اتفاق افتد که جریان هر دو فاز b و a در یک لحظه به $i_{ref} - \Delta i$ کاهش یابد که در این حالت جریان فاز c به $i_{ref} + 2\Delta i$ خواهد رسید پس در صورت عدم استفاده مناسب از این روش، جریان می تواند تا بازه $2\Delta i$ حول i_{ref} نوسان کند. یک راه حل برای کنترل حداکثر فرکانس کلیدزنی این است که تفاضل I_{ref} و I_a را در لحظات خاص و به صورت گسسته انجام دهیم ولی عیب این راه حل آن است که جریان به راحتی از باند هیسترزیس خارج خواهد گردید. راه حل دیگر این است که با تبدیلی که در مورد ولتاژ به کار بردیم، در اینجا جریان سه فاز را با تبدیل پارک به دو جریان dc تبدیل کرده و این دو جریان dc را کنترل نماییم. غالب از کنترل سیستم های درایو آینده این است:



پایان جلسه.