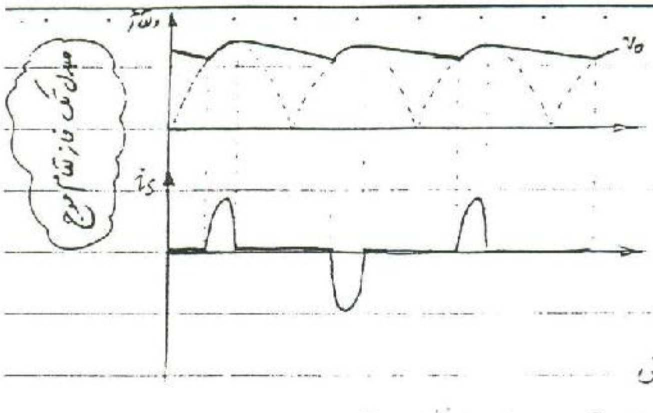


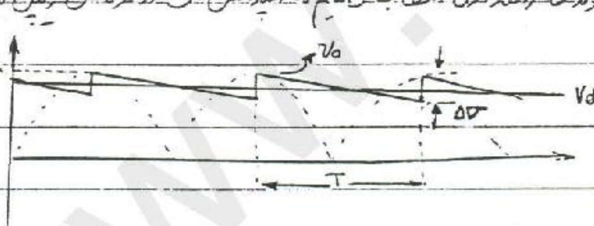
با وجود فیلتر در خروجی ، ولتاژ دو سر بار
ولتاژ دو سر خازن خواهد بود بنابراین شکل موج
جریان به صورت مقابل خواهد بود.
شیب افت ولتاژ خروجی به ثابت زمانی مدار بستگی دارد.

چون منبع زمانی وجود دارد که یکسوکننده هدایت می‌کند یعنی از زمانی
که ولتاژ منبع برابر ولتاژ خازن می‌شود تا زمانی که ولتاژ منبع کوچکتر از ولتاژ دو سر خازن نشده است.

قرار دادن فیلتر سبب شده است که مؤلفه ac به میزان مورد نظر تا حدود زیادی از دست برود و ولتاژ شکل موج خروجی تقریبا
نزدیک صاف‌تر شده است ولی جریان مؤلفه ac با همان اندازه بزرگتر شده است و شکل موج جریان از لحاظ منبع و خروجی
آن خیلی بدتر از قبل است.

هر چقدر خازن C بزرگتر شود ΔT بزرگتر شده و شکل موج خروجی صافتر می‌شود ولی این کار سبب می‌شود فاصله کمتر
خازن کوچکتر و پهنای پالس جریان منبع به جای اینکه کوچکتر شود و بنابراین دامنه جریان باید زیاد شود تا همان پهنای کوچکتر به
اندازه قبلی خازن شارژ شود پس از لحاظ هارمونیک‌ها در طرف ac مشکلات زیادی ایجاد می‌کند.

بدست آوردن مقدار خازن C : معمولاً C را به مقداری انتخاب می‌کنیم که امپدانس آن در فرکانس ریپل کمتر از 10% مقاومت
مقاومت بار باشد.



T دوره تناوب شکل موج خروجی یا نصف منبع است

با فرض جریان صاف در بار و تقریب شکل موج ولتاژ خروجی به صورت مقابل :

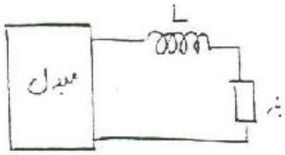
$$C\frac{dV_c}{dt} = I_{dc} \Longrightarrow C\frac{\Delta V}{T} = I_{dc} \longrightarrow \Delta V = \frac{T}{C} I_{dc} \rightarrow C = \frac{T}{\Delta V} I_{dc}$$

بنابراین ؛

$$V_{dc} = V_m - \frac{1}{2}\Delta V = V_m - \frac{1}{2}\frac{T}{C} I_{dc} \Longrightarrow \boxed{V_{dc} = V_m - \frac{T}{2C} I_{dc}}$$

اگر C بزرگ باشد خازن تا مقدار پیک ولتاژ شارژ خواهد شد. V_m ← ولتاژ پیک یا درست زیر باری

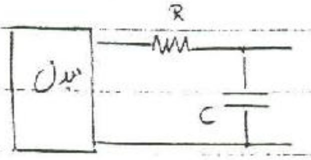
✓ فیلتر L :



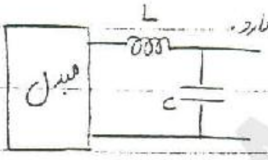
ممکن است بجای خازن dc از سلف سری استفاده شود
سلف در مقابل تغییرات جریان از خود مقاومت نشان می‌دهد، در صورت نامیزان بودن جریان طرف بار جریان به تبع آن رفته‌رفته حذف خواهد شد و از لحاظ منبع تغذیه مناسب‌تر است چون جریان طرف منبع در این حالت پیوسته است. و به حالت موجی نزدیک‌تر است. بسته به کاربرد هر یک از این فیلترها ممکن است کاربرد داشته باشد.

✓ فیلتر RC :

قرار دادن مقاومت سبب افزایش دوره تخلیه خازن می‌شود و در نتیجه از لحاظ جریان منبع بهتر است ولی سبب مقدار زیادی تلفات هم می‌تواند بشود. بنابراین جهت زیاد نشدن افت، R نباید بزرگ انتخاب شود.



✓ فیلتر LC :



در واقع ترکیبی از فیلترهای L و C است و محاسن آن دو را با هم یکجا دارد.
فیلتر به گونه‌ای عمل می‌کند که مؤلفه dc روی خازن و مؤلفه ac در روی سلف می‌افتد.

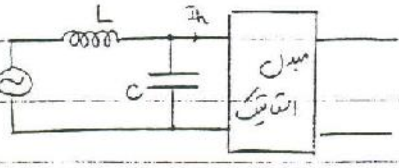
هرچه فرکانس بالاتر برود امپدانس سلف بزرگتر و امپدانس خازن کوچکتر می‌شود.

اگر فرکانس تشدید به صورتی طراحی گردد که از مقدار ریپل کوچکتر باشد آنگاه در فرکانس ریپل امپدانس سلف چندین برابر امپدانس خازن خواهد بود. بنابراین ولتاژ ریپل روی سلف می‌افتد و در دو سر خازن ولتاژ کوچکی می‌افتد و برای همین هارمونیک‌های بالاتر ولتاژ دو سر خازن تا حد زیادی حذف خواهد شد.

* در این فیلتر L و C طوری انتخاب می‌شوند که فرکانس تشدید آنها به مراتب کمتر از فرکانس ریپل خروجی یکسوکننده باشد. (مثلاً 20%)

ابتدا خازن C طوری انتخاب می‌شود که امپدانس آن در فرکانس ریپل کمتر از مثلاً 10% حداقل مقاومت بار باشد و سپس L بر اساس آن محاسبه می‌شود.

فیلتر ac :



در عمل منبع خروجی نمی‌تواند تک شکله باشد و می‌تواند دارای هارمونیک‌های مختلف باشد. هدف ما منع ورود هارمونیک‌ها به مبدل می‌باشد غیر از هارمونیک اصلی.

فیلتر برای هارمونیک اصلی امپدانس خازن بزرگ و امپدانس سلف کوچک باشد تا از منبع به مبدل برسد و در مورد فرکانس هارمونیک‌ها بالا برود باید امپدانس سلف بزرگ و امپدانس خازن کوچک باشد.

* L و C طوری انتخاب می‌شوند که فرکانس تشدید آنها به اندازه کافی از کوچکترین مرتبه هارمونیک موجود در جریان کمتر ولی در عین حال از فرکانس قدرت (مؤلفه اصلی) به قدر کافی بزرگتر باشد.

فرکانس هارمونیک‌های فرعی > فرکانس تشدید > فرکانس هارمونیک اصلی

مبدل چندفازه (m فازه) :

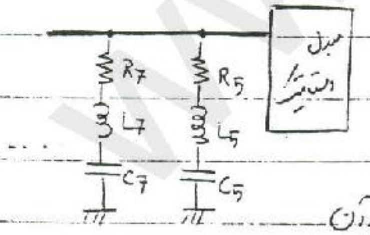
بنابر تعداد فازهای منبع ac مبدل‌ها چندفازه نامیده می‌شوند.

مبدل P پالسه :

فرکانس ریپل به ازای هر سیکل منبع است. در واقع همان فرکانس ریپل تعداد پالس‌ها را نشان می‌دهد. مثلاً در سه‌فاز نیم موج یک مبدل سه پالسه داریم.

در یک مبدل P پالسه جریان طرف ac دارای هارمونیک‌هایی از مرتبه KP±1 است. (K عددی صحیح است)

فیلترهای تک تنظیمه (Single Tune) :



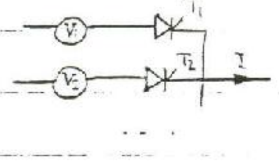
چون معمولاً مزاحم‌ترین هارمونیک‌ها، هارمونیک‌های مرتبه پایین‌تر هستند به اهمیت کاربرد ممکن است برای چند تا از فیلترهای مجزا استفاده شود. به هر یک از این فیلترها Single Tune گفته می‌شود. در این نوع از فیلتر برای هر مؤلفه هارمونیکی یک شاخه موازی R ، L ، C که فرکانس تشدید آن مطابق با مؤلفه مورد نظر است استفاده می‌شود.

Topic

www.ttnar.ir

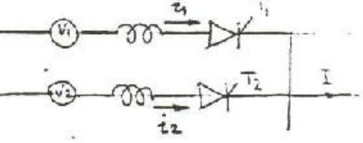
اثر امپدانس منبع ac :

تاکنون فرض براین بود که ترانس ایده آل، منبع بدون امپدانس، یا دارای اندوکتانس بینهایت است. برای سادگی تا آخر در این بخش، راکتانس منبع ac را درنظر گرفته و از مقاومت آن صرفنظر می‌کنیم.

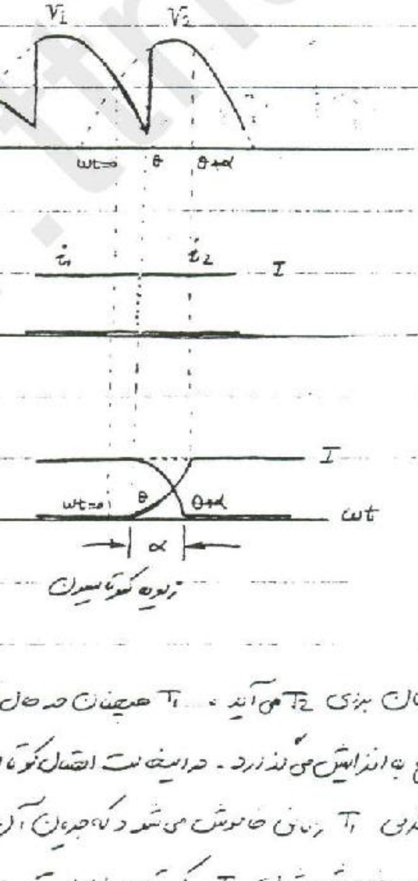


در مبدلهای مختلف با چنین ترکیبی روبرو هستیم بدون راکتانس منبع

حال اگر راکتانس منبع را به شکل زیر در مدار بگذاریم در این صورت شکل موج جریان دو تریستور به صورت زیر خواهد بود:



با فرض اینکه جریان در بار ثابت و I باشد و منبع بدون راکتانس



زاویه کموتاسیون

زمانی که پالس فرمان برای T2 می‌آید، T1 همچنان در حال هدایت است. و جریان i1 آن در حال کاهش است. جریان i2 هم از صفر شروع به افزایش می‌کند. در این حالت اتصال کوتاه بین دو تریستور صورت می‌گیرد. در این حالت باز جریان بار I خواهد ماند تقریباً و از طرفی T1 زمانی خاموش می‌شود که جریان آن از جریان اتصال کوتاه کوچکتر شود یعنی زمانی که $I=i_2$ و i_1 برابر صفر شود. مدت خاموش شدن T1 و کموتاسیون است. البته این توضیح با این مفاهیم است که جریان بخشی به سمت بار می‌رود

Subject: Date.

در جهت خلاف جهت i_2 . بلکه این مسئله وجود دارد که منتجه جریان i_1 و i_2 در هر لحظه I است و جریان i_2 بعد از فرمان روشن شدن T_2 رو به کاهش گذاشته است. بعد از کموتاسیون جریان i_1 منفی شده و T_1 خاموش می‌شود.

$\theta < \omega t < \theta + \alpha$:

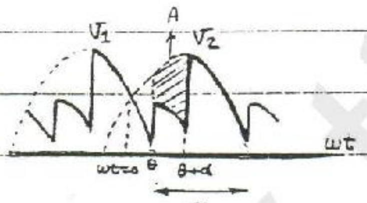
$$\begin{cases} v_o = v_1 - L_s \dfrac{di_1}{dt} \\ v_o = v_2 - L_s \dfrac{di_2}{dt} \end{cases}$$

بنابراین:

$$v_c = (v_1 + v_2)/2 - 1/2\, L_s \frac{d(i_1 + i_2)}{dt} \qquad \xrightarrow{} i_1 + i_2 = I = cte$$

$$i_1 + i_2 = I = cte \longrightarrow V_c = \frac{V_1 + V_2}{2}$$

بنابراین شکل موج ولتاژ بصورت زیر در واقعیت خواهد بود:



اگر سطح A را محاسبه و بر بازه T تقسیم کنیم، با کم کردن آن از مقدار dc که بدون راکتانس در نظر گرفته بودیم مقدار جدید V_{dc} بدست می‌آید.

افت ولتاژ متوسط ناشی از کموتاسیون (در طول راکتانس منبع) $\Delta V_c = \dfrac{A}{2\pi/p}$

$2\pi/p \rightsquigarrow$ به دوره تناوب مبدل P پالسه

$$A = \int_{\theta}^{\theta+\alpha} (v_2 - v_c)\, d\omega t = \int_{\theta}^{\alpha+\theta} L_s \frac{di_2}{dt}\, d\omega t = \omega L_s \int_{\theta}^{\theta+\alpha} di_2 = \omega L_s \left[i_2|_{\theta+\alpha} - i_2|_{\theta} \right]$$

$$\Rightarrow A = \omega L_s I \Longrightarrow \Delta V_c = \frac{\omega L_s I}{2\pi/p} = \frac{P \omega L_s I}{2\pi} = V_{dco} - \Delta V_c$$

$$\boxed{V_{dc} = \frac{P}{\pi} \sin\frac{\pi}{P} \cdot V_m \cdot \cos\theta - \frac{P \omega L_s I}{2\pi}}$$

V_{dco} ← ولتاژ dc خروجی بدون کموتاسیون

ΔV_c ← افت ولتاژ حاصل از عمل کموتاسیون

یا به عبارت دیگر اگر $I=0$ باشد در این صورت $\Delta V_c = 0$ خواهد شد و بنابراین ولتاژ خروجی برابر V_{dco} خواهد شد.

افت ولتاژ کموتاسیون − ولتاژ بی باری = ولتاژ dc

محاسبهٔ زاویهٔ کموتاسیون :

V_1 و V_2 موجهای سینوسی هستند

$$L_s \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{2}(V_2 - V_1)$$

$V_2 - V_1 \longrightarrow$ سینوسی است که ابتدا آن صفر و مقدار آن افزایش می‌یابد و فاز آن صفر است.

$$= \frac{1}{2} U_m \sin\omega t$$

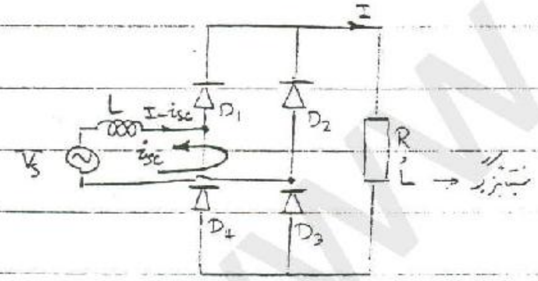
$$di_2 = \frac{U_m}{2L_s}\sin\omega t\, dt = \frac{U_m}{2\omega L_s}\sin\omega t\, d\omega t \Longrightarrow \int_{\theta}^{\theta+\alpha} di_2 = \int_{\theta}^{\theta+\alpha} \frac{U_m}{2\omega L_s}\sin\omega t\, d\omega t$$

$$\Longrightarrow I = \frac{U_m}{2\omega L_s}\left[\cos\theta - \cos(\theta+\alpha)\right] \Longrightarrow \boxed{\alpha = \cos^{-1}\left[-\frac{2\omega L_s I}{U_M} + \cos\theta\right] - \theta}$$

زاویهٔ کموتاسیون

زاویهٔ کموتاسیون ازاین جهت که در چه نقطه ای زاویهٔ آتش قرار گیرد متغیر است. هرچقدر اختلاف ولتاژ در دو فازی که ترانسیستورها آنها در مسیر کاتدهای خود اتصال کوتاه می شوند بیشتر باشد عمل کموتاسیون سریعتر صورت می گیرد و ترانسیستوری که تازه روشن شده است سریعتر با جریان بار رسیده و ترانسیستور دیگر خاموش می شود.

مثال :



R = 10Ω , L = 1mH

$V_s = 220\sqrt{2}\sin\omega t$

حل :

L بزرگ بار به منزلهٔ صاف تر بودن جریان بار است. (ضمن پوشش که باید L خیلی کوچک محسوب می شود)

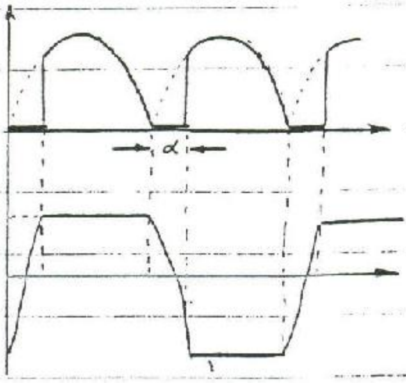
بدون درنظر گرفتن راکتانس منبع :

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = \frac{2\times 220\sqrt{2}}{\pi} = 198 \text{ Volt}$$

$$I = \frac{V_{dc}}{R} = 19.8 \text{ A} \longrightarrow$$ با فرض L بار جریان صاف خواهد بود

www.ttnar.ir

در صورتی که راکتانس منبع (Ls) در نظر گرفته شود و فرض اینکه جریان بار ثابت 19.8 A باشد:



در فاصله α: دو سر بار اتصال کوتاه است، جریان منبع + جریان که برابر از D1 و D2 همزمان وارد باشند و $\frac{I}{2}$ را تأمین می‌کنند چون دو سر بار اتصال کوتاه است همین جریان است منفی وارد منبع و فاز می‌شود.

درون فاصله isc وجود دارد و بار اتصال کوتاه است بنابراین KVL را می‌توان به صورت زیر نوشت: $\pi < \omega t < \pi+\alpha$

$$V_s = V_m \sin\omega t = L_s \frac{di_{sc}}{dt} \Rightarrow di_{sc} = \frac{V_m}{L_s\omega}\sin\omega t\, d\omega t$$

$$\Rightarrow \int_{\pi}^{\omega t} di_{sc} = \int_{\pi}^{\omega t} \sin\omega t\, d\omega t \rightarrow i_{sc}(\omega t) = \frac{V_m}{\omega L_s}\left[-\cos\omega t\right]_{\pi}^{\omega t} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow i_{sc}(\omega t) = -\frac{V_m}{\omega L_s}\left[1+\cos\omega t\right] \rightarrow \begin{cases} \omega t = \pi+\alpha \\ i_{sc} = -I \end{cases}$$

بنابراین:

$$I = -\frac{V_m}{L_s\omega}\left[1+\cos(\pi+\alpha)\right] \Rightarrow 1+\cos(\pi+\alpha) = \frac{\omega L_s I}{V_m} \Rightarrow \cos(\pi+\alpha) = \frac{\omega L_s I}{V_m} - 1$$

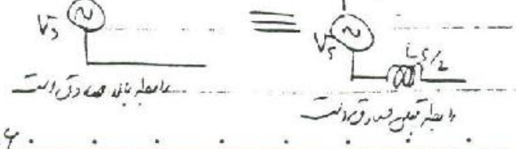
$$\Rightarrow \alpha = \cos^{-1}\left[\frac{\omega L_s I}{V_m} - 1\right] - \pi$$

در صفحه قبل این روابط دچار اشتباه شده‌ایم

بنابراین:

$$\alpha = \cos^{-1}\left[\frac{100\pi \times 10^{-3} \times 19.8}{220\sqrt{2}} - 1\right] - \pi = 11.5^\circ$$

اگر از رابطه قبلی که بدست آورده بودیم باید به جای Ls از $\frac{L_s}{2}$ استفاده می‌کردیم چون رابطه قبلی برای دو فاز یا دو منبع دارای Ls بدست آمده بود که در مخرج آن مقدار دارای ضریب 2 است.



$$\Delta V_c = \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} V_m \sin\omega t \, d\omega t = \frac{V_m}{\pi}\left[-\cos\omega t\right]_0^{\alpha}$$

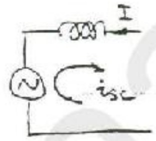
$$\Delta V_c = \frac{V_m}{\pi}(1-\cos\alpha) \implies \Delta V_c = \frac{220\sqrt{2}}{\pi}(1-\cos\alpha)$$

$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} - \Delta V_c$$

محاسبه مجدد جریان و زاویه α :

$$\int_0^{\omega t} di_{sc} = \frac{V_m}{\omega L_s}\int_0^{\omega t}\sin\omega t \, d\omega t \implies i_{sc}(\omega t) = \frac{V_m}{\omega L_s}\left[1-\cos\omega t\right]$$

$$\begin{cases}\omega t = \alpha \\ i_{sc} = 2I\end{cases} \implies 2I = \frac{V_m}{\omega L_S}\left[1-\cos\alpha\right]$$

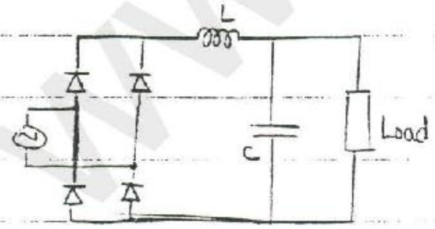


$$\implies 2\omega L_s I / V_m = (1+\cos\alpha) \implies \alpha = \cos^{-1}\left[\frac{2\omega L_s I}{V_m} - 1\right]$$

یکسوکنندهٔ یک فاز تمام موج :

یک فیلتر LC برای خروجی یکسوکننده طوری طراحی کنید که فرکانس تشدید آن ده درصد فرکانس ریپل باشد.

$$f_s = 50\,Hz \quad , V_{out} = 50\,V \quad , I_{Lmax} = 0.1\,A$$



C را طوری انتخاب می‌کنند که در فرکانس ریپل امپدانس آن از امپدانس بار به اندازهٔ کافی کوچکتر باشد. (تقریباً ده درصد حداقل مقاومت بار)

حداکثر مقاومت بار $= \frac{50}{0.1} = 500\Omega$ ، فرکانس ریپل $= 2f_s = 100\,Hz$

$$\frac{1}{\omega_r C} = \frac{1}{100 \times 2\pi \times C} = \frac{500}{10} = 50\Omega \implies \underline{C = 32\mu f}$$

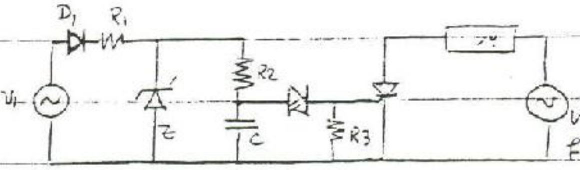
۲۰/

Subject: Date. 1382-9-10

فرکانس تشدید برابر است $= f_0 = \frac{100}{10} = 10Hz \longrightarrow \frac{1}{\omega_0 C} = \omega_0 L \longrightarrow L = \frac{1}{C\omega_0^2}$

$$\Rightarrow L = \frac{1}{32\mu F \times (2\pi \times 10)^2} = \boxed{0.8\,mH}$$

در مدار مقابل V_1 و V_2 هم‌فاز بوده، $R_2 = 10K\Omega$ و $C = 0.5\mu F$ و $V_Z = 12V$ جریان Max مجاز دیود زنر $I_m = 50mA$ و ولتاژ شکست دیاک 9 ولت است. پیک ولتاژ منبع V_1 برابر 200V می‌باشد $f = 50Hz$ و فرکانس آن 50Hz است. مطلوبست:

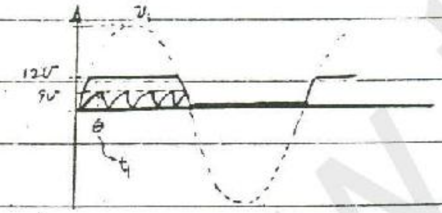


الف) حداقل مقدار مقاومت R1

در نیم سیکل مثبت زنر هدایت کرده و ولتاژ دو سر آن 12 ولت می‌شود و جریان

ب) زاویه آتش تریستور

حد زمانی که ولتاژ دیاک 9 ولت شود هدایت کرده و مدار روشن می‌شود.



الف)

$$\frac{v_{max} - v_Z}{R_1} \leqslant 50\,mA \Longrightarrow R1 \geqslant 3.76\,K\Omega$$

ب) اگر از زاویه (زمان) مربوط به افزایش ولتاژ منبع تا 12 ولت صرفنظر کنیم:

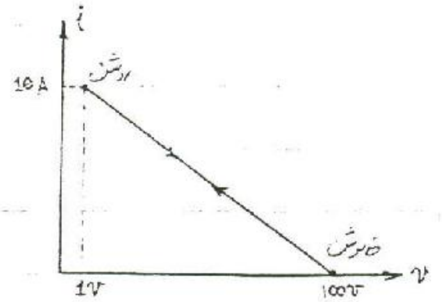
$$v_c = v_z(1 - e^{-t/RC}) \Longrightarrow 9 = 12(1 - e^{-t/10^4 \times 0.5 \times 10^{-6}}) = 12(1 - e^{-200t_1})$$

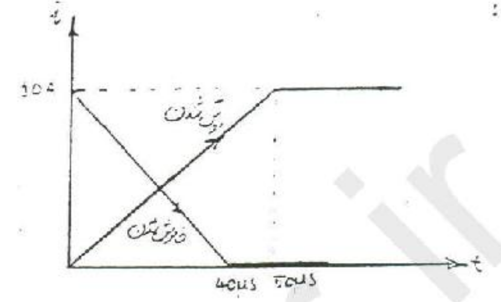
$$\Longrightarrow t_1 = -\frac{1}{200} \ln\left(1 - \frac{9}{12}\right) = \boxed{6.93\,mSec}$$

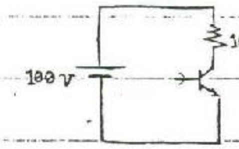
$$\theta = \omega t_1 = 2\pi f t_1 = 2\pi \times 50 \times 6.93m = 2.18\,rad = \boxed{125^\circ}$$

www.ttnar.ir

یک ترانزیستور قدرت با فرکانس 1KHz و با دوره کاری (Duty cycle) 0.5 روشن و خاموش می‌شود. نحوه گذار از خاموشی به روشنی و بالعکس و همچنین تغییرات جریان نسبت به زمان طی فرآیند روشن شدن و خاموش شدن مطابق شکل زیر است:







الف) تلفات سوئیچینگ ترانزیستور چقدر است؟

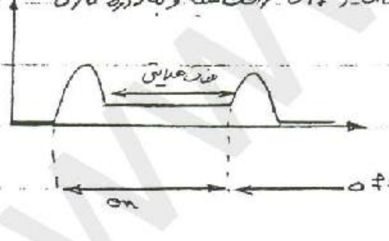
ب) تلفات هدایتی ترانزیستور چقدر است؟

$v = 100 - 10i \longrightarrow$ رابطه زمان سوئیچینگ

الف) محاسبه تلفات سوئیچینگ

طی فرآیند روشن شدن (on):

فرکانس 1KHz یعنی زمان یک on و off، یک میلی ثانیه است و با توجه به دوره کاری 0.5ms روشن و 0.5ms خاموش خواهد بود. برای محاسبه تلف سوئیچ باید کل تلفات سوئیچ on و off را محاسبه و به دوره کاری تقسیم کنیم.



$$i_{(on)} = \frac{10}{50\times10^{-6}}t = 2\times10^{5}t$$

$$v = 100 - 2\times10^{6}t$$

$$W_{on} = \int_0^{50\times10^{-6}} vi\,dt = \int (100 - 2\times10^{6}t)\,2\times10^{5}t\,dt = \left(10^{7}t^{2} - \frac{4}{3}\times10^{11}t^{3}\right)\Big|_0^{50\mu sec} =$$

$$\Rightarrow W_{on} = \frac{25}{3}\,mJ$$

اگر تلفات تنها در زمان روشن و خاموش محاسبه می‌شد مقداری بسیار بزرگ حاصل می‌شد ولی هدف ما محاسبه مقدار متوسط است.

www.ttnar.ir

طی فرآیند خاموش شدن :

$$i_{(off)} = 10 - \frac{10}{40}\times 10^5 t = \underline{10 - 25\times 10^4 t}$$

$$V = 100 - 10\times(10 - 25\times 10^4 t) = \underline{25\times 10^5 t}$$

$$W_{off} = \int_0^{40\mu s} V i\,dt = \int 25\times 10^5 t\,(10 - 25\times 10^4 t)\,dt = \left(12.5\times 10^6 t^2 - \frac{62.5}{3}\times 10^{10} t^3\right)_0^{40\mu} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \underline{W_{off} = \frac{20}{3}\ mJ}$$

$$W_{SW} = W_{on} + W_{off} = \frac{25}{3} + \frac{20}{3} = \underline{15\ mJ}$$

$$P_{SW} = 15mJ \times \underbrace{10^3}_{1KHz} = \underline{15\ W}$$

ب) تلفات هدایتی :

در واقع برای 450μs باید محاسبه می شد

$$P_{con} = 10\times 1\times \frac{1}{2} = \underline{5\ W}$$ → اگر از زمان مربوط به سوییچینگ صرف نظر شود

$$\boxed{\text{کل تلفات}\quad P = 15 + 5 = 20\ Watt}$$

ج) در صورتیکه از تلفات مربوط به جریان پایه (I_B) صرف نظر شود و دمای محیط 25°c باشد و بخواهیم دمای اتصال ترانزیستور از 125°c تجاوز نکند مقاومت حرارتی معادل اتصال به محیط حداکثر چقدر باید باشد؟

* نقص‌های شبکه‌ای آن دسته هستند که در اثر حرارت و تغییرات مختلف در اثر شکستن پیوندها حاصل می‌شوند و نقص‌های اکثریت حامل از ناخالصی‌های تزریقی به پیوندها هستند. حرارت ایجاد شده در اثر سوییچ ابتدا در پیوند حاصل شده و سپس در سطح قطعه پخش می‌شود حال اگر تبادل حرارتی به گونه‌ای صورت گیرد که دما از حد معینی تجاوز نکند قطعه نمی‌سوزد. هرچقدر تلفات بیشتر شود دما بیشتر بالا می‌رود. انتقال حرارت از یک نقطه به نقطه دیگر به اختلاف دمای آن دو بستگی دارد بنابراین هرچقدر تلفات بیشتر شود دما بالاتر می‌رود تا تبادل حرارتی بیشتری صورت گیرد. عامل موثر دیگر مقاومت حرارتی بین دو سطح است. هرچقدر سطح بیشتر باشد عملاً انتقال حرارت بهتری صورت می‌گیرد. موقعیکه حرارت انتقالی و حرارت تولیدی با هم برابر شوند تعادل صورت به دست

Subject: Date.

[illegible] بنابراین :

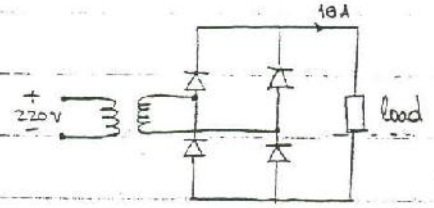
20W انرژی تلفاتی به حرارت تبدیل شده است. بنابراین در حالت تعادل: دمای محیط   دمای اتصال

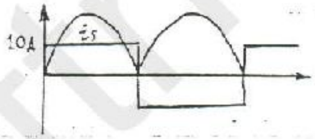
$$P = \frac{T_J - T_a}{R_{eq}}$$

مقاومت حرارتی معادل اتصال به محیط

$$\Rightarrow 20 = \frac{125-25}{R_{eq}} = 20 \Rightarrow R = 5\ {}^{\circ}C/W$$

می خواهیم یک مبدل که از برق شهر تغذیه شده، در خروجی ولتاژ dc با مقدار متوسط $V_{dc} = 100V$ و جریان متوسط 10A را تحویل دهد طراحی کنیم. اگر برای این منظور از یک مبدل تک فاز تمام موج استفاده کنیم مطلوبست محاسبه مقادیر نامی عناصر یکسوکننده و ترانس.





$$I_{Dav} = \frac{10}{2} = 5\ A$$

$$I_{Drms} = \frac{10}{\sqrt{2}} =$$

دیود مورد استفاده باید دارای مشخصه با جریان بیشتر از مقادیر فوق باشد.

$PIV = V_m$ پیک ولتاژ ثانویه

$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} = 100 \Rightarrow \underline{V_m = 157\ Volt}$

مقدار موثر : $\boxed{V_s = \frac{157}{\sqrt{2}}}$

ترانس :

$V_p = 110 \times 2 = \underline{220\ Volt}$

$V_S = \frac{157}{\sqrt{2}} = \underline{110\ Volt}$

$I_S = I = \underline{10\ A} \Longrightarrow I_p = \frac{N_S}{N_p} I_S = \frac{V_S}{V_p} I_S = \underline{5\ A}$

S ترانس $= \underset{VA}{110 \times 10} = \underset{VA}{5 \times 220} = V_p I_p = V_s I_s$

توان گرفته شده از ترانس در ثانویه 1000 W است و ترانس طراحی شده 1100 VA است.

www.tinar.ir

Subject: power Electronics Date. 1382-9-15

نحوه کموتاسیون در ترانزیستورها :

امکان قطع مستقیم (با قطع و وصل جریان بیس در BJT و با قطع و وصل ولتاژ در FET و ...)

سرعت سوئیچینگ بالا (فرکانس کاری بالا)

مزایای ترانزیستورها

در مدارهایی که کنترل نیاز داریم مزایای فوق ... تلفات خاموشی نسبت به تریستور بیشتر حساب می‌شد چون فرکانس سوئیچ ... فرکانس.

منبع dc بود و ضمناً با روشن کردن یک تریستور، تریستور قبلی خاموش می‌شد.

خاموش شدن مستقیم با استفاده از پالس

⇐ بنابراین ترانزیستورها ارجحیت دارند در فرکانس‌های بالا

فرکانس کاری بالاتری پیدا کرد

جریان‌های بالا باشند که مجبور به استفاده از تریستور می‌شویم

تعریف کموتاسیون : کموتاسیون فرآیند خاموش کردن تریستور بوده و معمولاً عبارت است از انتقال جریان به قسمت دیگری از مدار می‌شود.

انواع کموتاسیون :

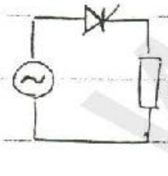
ـ کموتاسیون طبیعی ← کموتاسیون خط Line Commutation

Natural Commutation ← کموتاسیون بار Load Commutation

ـ کموتاسیون اجباری Forced Commutation ← شرایطی است که منبع ما ac نیست و بار هم دارای خاصیت ایجاد کموتاسیون نیست.

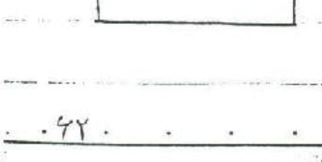
خاموش شدن تریستور در کموتاسیون طبیعی به خاطر متناوب بودن منبع ac است ← کموتاسیون خط

طبیعت منبع ac به این صورت است که بعد از نیم سیکل جریان از صفر رد و بالطبع قطع تریستور می‌شود.



← در این مدار کموتاسیون خط صورت می‌گیرد

به خاطر نوع بار جریان از صفر عبور می‌کند ولذا تریستور خاموش می‌شود ← کموتاسیون بار

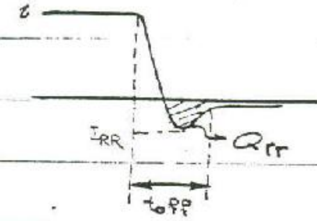


← در این مدار کموتاسیون بار صورت می‌گیرد

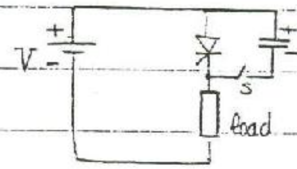
مدارهای کموتاسیون اجباری :

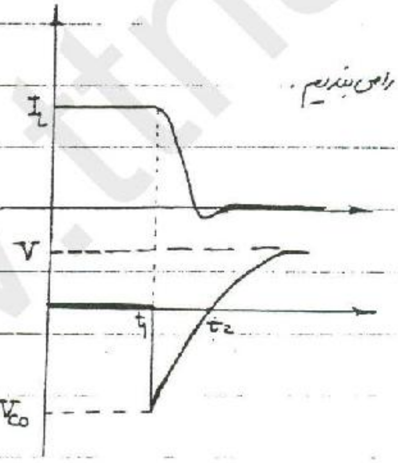
ترستیور هنگامی خاموش و بلوکه می شود که : جریان آن قطع و زمان لازم برای جابجایی بارهای اتصال و ترکیب ناحیه قطع به آن داده شود. در هنگام هدایت جریان از طریق اتصال داخلی نیمه هادی ایجاد می شود و در اتصال داخلی در حالت هدایت اشباع است یعنی شامل یونهایی است که می خواهند و می توانند جابجا شوند.

حال اگر عنصر نیمه هادی در حالت قطع باشد در این صورت یونهایی که جابجا می شدند از اتصال دور شده اند و اتصال شامل یونهایی است که نمی توانند جابجا شوند. بنابراین رفتاری که از آن مشخص می شود که دیوار و بستر اعظمی یون سدی را بسته می کنند.



از زمانی که تصمیم قطع ترستیور را می گیریم باید به مدت toff به آن فرصت داده شود تا کاملاً خاموش و بلوکه شود، در این مدت جریان با یک شیب کاهش می یابد.





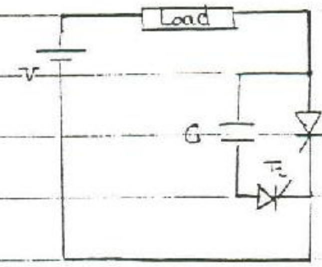
در لحظه t_1 کلید S را می بندیم.

$\Delta t = t_2 - t_1 =$ زمان تخلیه خازن

اگر فاصله Δt از زمان قطع (toff) بزرگتر باشد ترستیور خاموش و بلوکه خواهد شد.

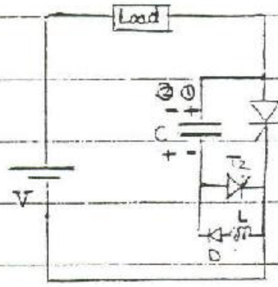
مسئله اصلی در این مدار شارژ خازن است یعنی اینکه هر بار خازن استفاده شود باید دوباره بتواند همچون گذشته شارژ شود.

مسئله دیگر کلیدی است که باید از یک کلید الکترونیکی مناسب برای آن استفاده شود (هزینه کلی بالاست).



T2 تریستور کمکی است که باید در فرکانس بالاتری کار کند و نتیجتاً چون جهت قطع و وصل از آن استفاده می‌شود دارای قیمت گرانتری است.

در ضمن این شکل مناسب نیست و پلاریته مناسب شارژ خازن در آن فراهم نیست.



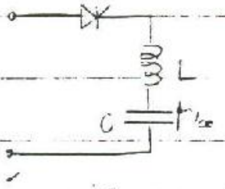
مراحل کار مدار :

1) ابتدا به T2 فرمان می‌دهیم خازن از طریق بار و منبع با پلاریته ① شارژ می‌شود و جریان مدار قطع می‌شود.

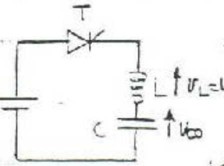
2) تریستور اصلی T1 در زمان مورد نظر فرمان داده شده و روشن می‌گردد و بار را تغذیه می‌کند ضمناً خازن C از طریق T1 و L و D ابتدا تخلیه و سپس بدلیل وجود L در خلاف جهت قبلی (پلاریته ②) شارژ می‌گردد. خازن با این پلاریته ولتاژ آماده خاموش کردن T1 است.

3) برای خاموش کردن T1 کافیست به T2 فرمان آتش بدهیم در این صورت ولتاژ خازن بصورت معکوس در دو سر T1 قرار گرفته اگر زمان تخلیه آن بیشتر از toff باشد (مربوط به T1) آن را بطور موفقیت آمیز خاموش می‌نماید و در ضمن خازن مجدداً با پلاریته قبلی ① شارژ شده آماده عمل برای سیکل بعدی خواهد بود.

نوسان LC :



فرض کنیم دو سر مدار اتصال کوتاه است و شارژ اولیه خازن V_0 است. حال اگر شارژ V_0 باشد و تریستور فرمان آتش بگیرد مدار روشن شده و شروع به نوسان می‌کند و شارژ خازن کم شده و وقتی که به صفر رسید ولتاژ آن در لحظه صفر می‌شود ولی در لحظه تمام انرژی به L منتقل شده است سپس بدلیل کار جریان منتشر شده ولی انرژی ذخیره شده در L فرو نمی‌گردد و خازن را دوباره در جهت معکوس به اندازه همان V_0 شارژ می‌شود. (این در حالتی است که تلفات نباشد)



** در مدار روبرو وقتی تریستور T آتش داده شود در مدار جریان برقرار می‌شود و خازن شروع به شارژ می‌کند در این صورت در هر لحظه تا قبل از زمانی که C به اندازه V شارژ شود ولتاژ ترمینالی در دو سر سلف مثبت خواهد بود یعنی $\frac{di}{dt}>0$ است و جریان سلف در حال صعود است حال زمانی که ولتاژ در دو سر خازن برابر V شود $\frac{di}{dt}=0$ شده و جریان به یک مقدار ماکزیمم رسیده است از این زمان به بعد جریان رو به کاهش می‌گذارد و بنابراین خازن همچنان شارژ می‌شود تا زمانی که جریان صفر شود در این زمان C به اندازه 2V شارژ شده است که از آنجا که تریستور یکطرفه است نمی‌خواهد جریان در خلاف جهت عبور ایجاد کند که تریستور مانع آن می‌شود و بنابراین از این زمان به بعد خازن با شارژ 2V خواهد بود.

$$V_L + V_C = V \Rightarrow \begin{cases} L\frac{di}{dt} + V_C = V \\ i = C\frac{dV_C}{dt} \end{cases} \Rightarrow L\frac{di}{dt} = LC\frac{d^2V_C}{dt^2} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow LC\frac{d^2V_C}{dt^2} + V_C = V \Rightarrow \frac{d^2V_C}{dt^2} + \frac{V_C}{LC} = \frac{V}{LC} \rightarrow S^2 + \frac{1}{LC} = 0 \Rightarrow S = \pm j\frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$\Rightarrow V_C = A_1 e^{j\omega t} + A_2 e^{-j\omega t} \Rightarrow V_C = A\cos\omega t + B\sin\omega t + V$$

شرایط اولیه
$$\begin{cases} t=0 \\ i=0 \Rightarrow \frac{dV_{c0}}{dt}=0 \\ V_C = V_{c0} \end{cases} \longrightarrow \begin{cases} V_{c0} = A + V \Rightarrow \boxed{A = V_{c0} - V} \\ 0 = B\omega \Rightarrow \boxed{B=0} \end{cases}$$

بنابراین:
$$\boxed{V_C = V - (V - V_{c0})\cos\omega t}$$

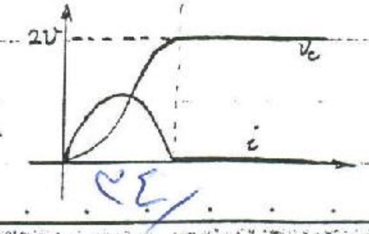
از طرفی:
$$\boxed{i = C\frac{dV_C}{dt} = \omega_C (V - V_{c0})\sin\omega t}$$

ـــ تا زمانی که [illegible] باشد روابط بالا صادق خواهد بود [illegible] روابط فوق به شرط $V_{c0} < V$ و $0 < \omega t < \pi$ برای مدار مورد نظر صدق می‌کند.

نتیجه‌گیری:

$$V_{c0} = 0 \Rightarrow \begin{cases} V_C = V(1 - \cos\omega_0 t) \\ i = \omega_C V \sin\omega t \end{cases} \Rightarrow$$

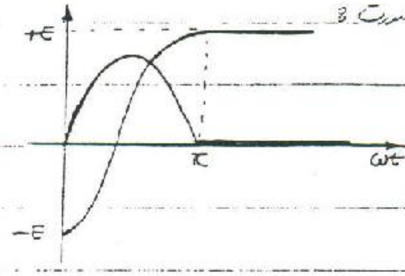
برای $0 < \omega t < \pi$



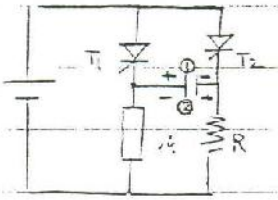
Subject:

Date. 1382-2-17

$$\begin{cases} V_c = -E\cos\omega t \\ i_c = \omega C E \sin\omega t \end{cases}$$



آنگاه $v=0$ و $v_{co}=-E$ در این صورت 3



* T2 ترستور کمکی است که برای خاموش کردن T1 بکار می رود.

مقاومت R جهت تأمین شارژ اولیه خازن قرار داده شده است.

هنگامیکه T1 فرمان بگیرد بار تغذیه می شود و ضمناً خازن C از طریق T1 و R با پلاریته نشان داده شده تا ولتاژ V شارژ می گردد.

برای خاموش کردن T1 کافیست به T2 فرمان آتش دهیم در این صورت ولتاژ خازن بصورت معکوس در سر T1 قرار می گیرد ضمناً خازن از طریق بار شروع به تخلیه می کند

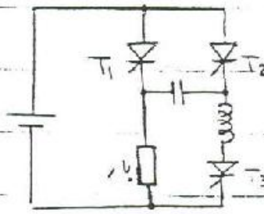
زمانی که خازن دشارژ می شود باید زمان toff مربوط به T1 سپری شده باشد

اگر زمان تخلیه کامل خازن از toff ترستور بیشتر باشد T1 به حالت قطع کامل خواهد رفت... بعد از آن خازن با پلاریته ② تا حدود ولتاژ V شارژ می گردد.

بنابراین C را طوری انتخاب می شود که ثابت زمانی مدار بسیار بزرگ نشود و همچنین باید بحدی باشد که T1 زمان toff را طی کرده باشد.

باید فرکانس سوئیچینگ در این مدارها بزرگ باشد ولی در مدهای فوق سریع حتماً باید C مقداری قابل قبول داشته باشد. (مثلاً C را نباید خیلی بزرگ انتخاب کرد چون زمان شارژ آن زیاد می شود)

هر قدر R مقاومت بیشتر باشد بار مؤثرتر باشد در این صورت تلفات آن کمتر خواهد بود ولی R را هم نمی توانیم هر قدر بخواهیم بزرگ کنیم بلکه باید توجه داشت در این صورت فرکانس کاری مدار محدود خواهد شد چون زمان شارژ خازن افزایش خواهد یافت



T1 ، T2 و T3 نباید همزمان فرمان بگیرند ، T3 در مدار بکار گرفته است

تا از جریان در مواقع غیرضروری جلوگیری کند.

T1 و T3 همزمان فرمان می گیرند

www.ttmar.ir

اگر همزمان به T1 و T3 فرمان دهیم مسیر آن بسته شده و خازن تا 2V شارژ می‌شود. با اتمام شارژ خازن T3 خاموش می‌شود ولی T1 همچنان روشن خواهد ماند ولی اگر به T2 فرمان داده شود ولتاژ منفی خازن در دو سر T1 افتاده و آن را خاموش خواهد کرد چون خازن تا 2V شارژ شده است به خازن کوچکتری نیاز است و همچنین در ادامه کار با شارژ خازن در جهت معکوس T2 هم خاموش و مدار قطع می‌شود.

حال در سیکل بعدی با فرمان T1 و T3 خازن تا 3V شارژ خواهد شد. (2V به خاطر نوسان و V به خاطر شارژ اولیه)

* مزایا و معایب در مقایسه با مدار قبلی:

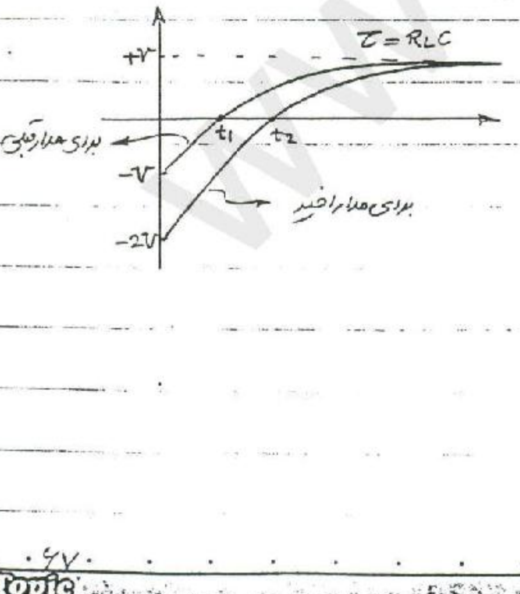
1) خاموشی بهتر و راحت‌تر با C کوچک‌تر (چون C تا حدود 3V می‌تواند شارژ شود)

2) تلفات R در این مدار وجود ندارد.

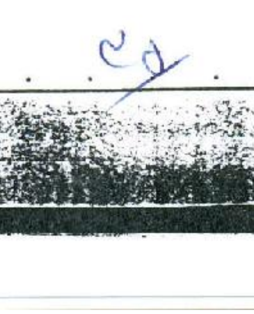
مشکل این مدار این است که اگر به T2 و T3 همزمان فرمان داده شده باشد در این صورت دو سر منبع اتصال کوتاه شده و مدار دچار مشکل خواهد شد.

نتیجه:

T1 روشن، بار تغذیه، ضمناً T3 همزمان با T1 فرمان می‌گیرد بنابراین در اثر نوسان بین L و C خازن تا حدود 2V در سیکل اول (اگر خازن شارژ اولیه نداشته باشد) و تا حدود 3V در سیکل‌های بعدی شارژ می‌شود و T3 خاموش می‌گردد. برای خاموش کردن T1 به T2 فرمان می‌دهیم. T1 خاموش و خازن تا V در خلاف جهت شارژ می‌شود. به دلیل شارژ بیشتر خازن در این مدار خاموش کردن T1 مطمئن‌تر انجام می‌شود (می‌توانیم خازن کوچک‌تری انتخاب کنیم).



$t_2 > t_1$



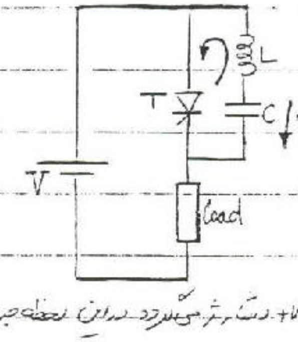
ولتاژ بار در زمان روشن بودن T1

ولتاژ بار در زمان دشارژ خازن

مدارهای قطع رزونانس :

خاموشی تریستور پس از مدتی از زمان روشن شدن صورت می‌گیرد و در دست ما نیست اما زمان شروع به کار تریستورها در دست ماست.

مدار رزونانس موازی :

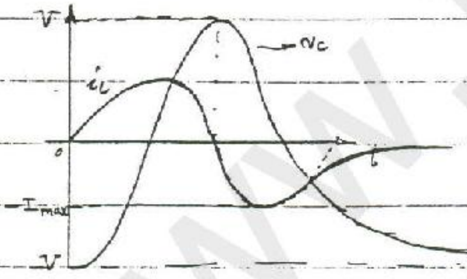


* قبل از روشن شدن T جریانی در مدار برقرار می‌گردد که باعث شارژ خازن تا حد V می‌شود و سپس جریان قطع می‌شود (در این مدار باید توجه داشته باشیم که نباید به حالت رزونانس برود. چون در این صورت همواره جریان در مدار وجود خواهد داشت)

زمانی که به T فرمان آتش دهیم جریان بار برقرار شده خازن هم از طریق T + L دشارژ می‌گردد در این لحظه جریان صفر می‌شود و در این لحظه خازن می‌خواهد جریان در خلاف جهت ایجاد کند در صورتیکه جریان نوسانی مدار از جریان بار بزرگتر شود T خاموش خواهد شد.

شرط عملکرد صحیح مدار رزونانس این است که پیک جریان نوسانی از پیک جریان بار بزرگتر باشد

$$\frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}LI_{max}^2 \Rightarrow I_{max} = \sqrt{\frac{C}{L}}V > I_{R_L}$$



زمان شروع نوسان زمان فرمان به T می‌باشد.

در t=0 به تریستور فرمان آتش داده شده است.

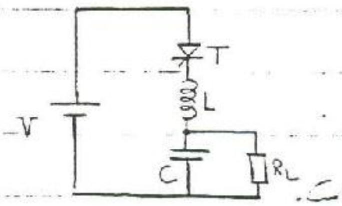
$i_T = i_{R_L} + i_L$

شرط خاموشی تریستور $I_{max} \geq i_{R_L}$

بر حسب مقدار R_L ولتاژ خازن به سمت مقدار نهایی خود می‌رود و جریان سلف مقدار نهایی خود را می‌گیرد.

اگر R_L کوچک باشد حالت زیر میرایی و اگر R بزرگ باشد حالت فوق میرایی رخ می‌دهد. حالت نوسانی خالص نداریم چون در مدار R وجود دارد.

مدار رزونانس سری :



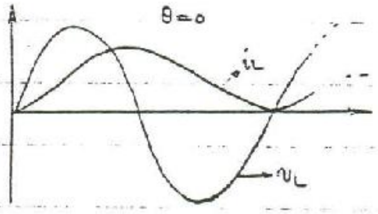
باید مقادیر به گونه ای انتخاب شوند که حالت زیر میرایی در مدار رخ دهد تا امکان برگشت جریان و خاموش شدن T فراهم شود.

مدتی که مدار on خواهد بود در دست ما نیست ولی زمان [illegible] on کردن در دست ماست.

www.ttnar.ir

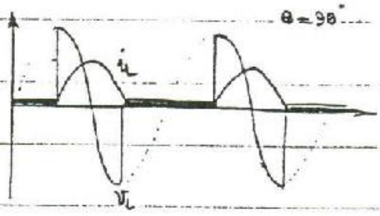
$$\begin{cases} \omega t = \theta \\ i = 0 \end{cases} \Rightarrow A = \frac{V_m}{L\omega}\cos\theta \longrightarrow i = \frac{V_m}{L\omega}(\cos\theta - \cos\omega t)$$

$$\begin{cases} i = 0 \\ \omega t = \theta_e \end{cases} \Longrightarrow \cos\theta_e = \cos\theta \longrightarrow \theta_e = 2\pi - \theta$$



$$i = \frac{V_m}{L\omega}(1 - \cos\omega t)$$

$$I_{dc} = \frac{V_m}{L\omega} \quad , \quad i_{peak} = \frac{2V_m}{L\omega}$$



$$i = -\frac{V_m}{L\omega}\cos\omega t \qquad 90 < \omega t < 270$$

$$I_{dc} = \frac{V_m}{\pi\omega L}$$

$$I_{dc} = \frac{1}{2\pi}\int_{90}^{270}\frac{V_m}{L\omega}\cos\omega t\, d\omega t = \frac{V_m}{\cancel{2}\pi\omega L}\times\cancel{2}$$

$$\boxed{I_{Peak} = \frac{V_m}{L\omega}}$$

می‌خواهیم یک یکسوکننده با خروجی قابل کنترل بین صفر و 200 ولت طراحی کنیم که بتواند تا 50A جریان تحویل بار دهد. منبع ولتاژ شبکه موجود 380 ولت (خط به خط) و 50 هرتز می‌باشد.

الف) اگر ریپل کم در خروجی مدنظر باشد و با توجه به سایر ملاحظات چه نوع یکسوکننده‌ای را پیشنهاد می‌نمایید.

چون توان مورد نظر 10KW است بهتر است از 3 فاز استفاده کنیم.

بین نیم موج و تمام موج، تمام موج دارای برتری‌های بسیاری است.

ریپل کم ← تمام موج دارای فرکانس ریپل 6f و R.F=0.04 ولی نیم موج دارای فرکانس ریپل 3f و R.F=0.18 است.

درصورتیکه از یکسوکننده 3 فاز تمام موج استفاده کنیم مطلوب است.

ب) PIV (پیک ولتاژ معکوس) جریان متوسط و موثر تریستورها در بازه‌ی یکسوکننده.

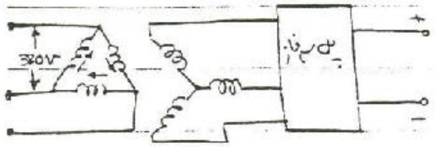
چون Max خروجی مورد نظر 200 ولت است لذا این مقدار در زاویه آتش صفر حاصل می‌شود. (حداقل زاویه آتش حداکثر ولتاژ خروجی را می‌دهد)

$PIV = \sqrt{3}V_m = V_M = 380\sqrt{3}$

۲۴/

Subject: ______ Date. ______

هر قدر زاویه آتش بزرگتر انتخاب شود ریپل خروجی بیشتر می شود (بریدگی‌ها در شکل موج بزرگتر است). بنابراین باید ابتدا ولتاژ ثانویه ترانس را محاسبه کنیم :



$$V_{dc} = \frac{3}{\pi} U_M \cos\theta \;\dots\; \theta = 0 \Rightarrow V_{dc} = 200\,V$$

$$\Rightarrow \frac{3U_m}{\pi} = 200 \Rightarrow U_M = 209 \text{ Volt}$$

پیک ولتاژ خط در ثانویه ترانس

$$\Rightarrow PIV = U_M = 209 \text{ Volt}$$

$$I_{dc} = 50\,A \Rightarrow \begin{cases} I_{T(av)} = \frac{50}{3} \rightarrow \boxed{16.7A} \\ I_{T(rms)} = \frac{50}{\sqrt{3}} \rightarrow \boxed{28.9A} \end{cases}$$

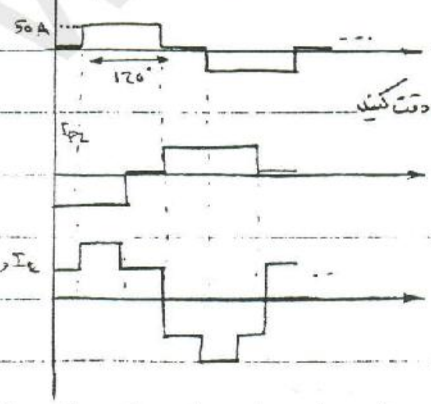
ج) نسبت تبدیل ترانس در صورتیکه از یک ترانس با اتصال (Δ − Y) جهت تطبیق ولتاژ استفاده کرده باشیم.

جواب :

نسبت تبدیل خط به خط ترانس $= \frac{209/\sqrt{2}}{380} = 0.39$ ، نسبت تبدیل فاز به فاز $= \frac{85}{380} = 0.224$

ولتاژ مؤثر ثانویه ترانس $= \frac{209}{\sqrt{2}} = 148$ Volt ، مقدار مؤثر ولتاژ فاز در ثانویه $= \frac{148}{\sqrt{3}} = 85V$

این جریان مقادیری هستند که برای مراجعه به کاتالوگ از آنها استفاده می شود.

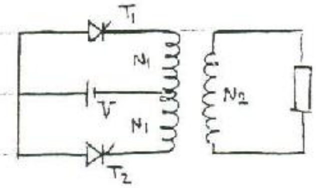


$$I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 50$$

دقت کنید → $I_P = \underline{\underline{0.224}} \times 50 \times \sqrt{2/3}$

جریان ورودی، $\sqrt{3}$ برابر I_P بدست آمده است.

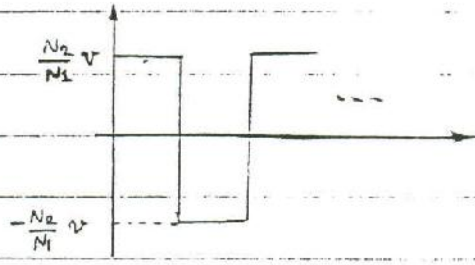
* اینورترها:



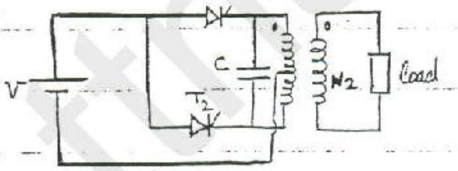
زمانی که T_1 روشن می‌شود جریانی در سیم‌پیچ برقرار می‌شود که عامل محدودکننده آن ولتاژ القایی درون سیم‌پیچ است که ناشی از اینداکتانس است. بار

برای اینکه ولتاژ القایی در سطح V در سیم‌پیچ ظاهر شود باید شار بطور خطی افزایش یابد. با توجه به جنس هسته و مدت زمان روشن بودن T_1 ممکن است هسته به اشباع رود.

اگر زمان روشن بودن T_1 خیلی زیاد شود و یا تا خیلی بزرگ باشد در این صورت شار ممکن است بطور خطی افزایش نیابد و پس از مدتی از حالت Ramp و دارای شیب ثابت بودن خارج شود که در این صورت کار آن غلط خواهد بود بنابراین برای کار درست مدار اگر V خیلی زیاد باشد باید زمان روشن ماندن T_1 به نسبت کم شود.

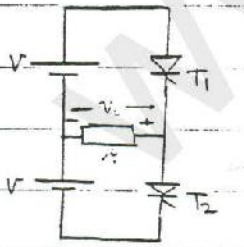


مدار فوق را اینورتر با ترانس سر وسط می‌نامند.



طی مدتی که T_1 روشن است اگر خازنی در مدار قرار گیرد در این مدت V در دو سر سیم‌پیچ پایینی هم القا در جهت [illegible] ظاهر می‌شود حال خازن در نیم سیکلی که T_1 روشن است به اندازه 2V شارژ می‌شود و وقتی T_2 روشن شود آنگاه این ولتاژ به طور معکوس در دو سر T_1 ظاهر شده و آن را خاموش می‌کند و در این حالت خازن در جهت معکوس به اندازه 2V شارژ خواهد شد. لازم به ذکر است که شارژ خازن باید حداقل به اندازه T_{off} باشد. در این مدار C جهت کموتاسیون اجباری استفاده شده است.

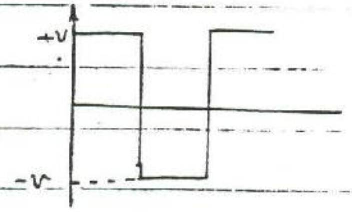
* * *



در این مدار نباید شرایطی فراهم شود که T_1 و T_2 همزمان فرمان بگیرند چون در این صورت دو سر منبع اتصال کوتاه شده و جریان شدیدی از منبع می‌گذرد.

مدار روبرو اینورتر نیم پل نام دارد.

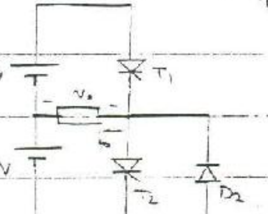
Half Bridge Inverter



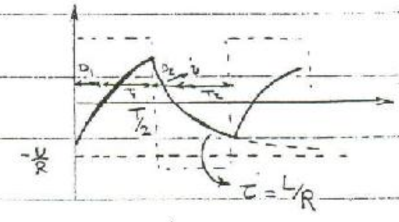
فرض می‌کنیم بار دهی ـ القایی باشد. وقتی جریان در بار در اثر روشن شدن T_1 برقرار می‌شود اگر بخواهیم T_2 فرمان داده شود و روشن شود خاموش نمودن T_1 را مشکل نشان می‌دهد چون بار دارای خاصیت القایی است بنابراین باید به کمک یک مسیر فرعی با تغییر جهت جریان T_1 خاموش شود. برای این مسئله از دیود هرزگرد استفاده می‌کنیم.

این انرژی، انرژی است که از منبع بالا گرفته شده بود

* مدارهای کموتاسیون اجباری مدارشان را در نشان داده است.



به دیود D_2 دیود بازیابی انرژی (Regeneration Diode) گفته می‌شود چون باعث انتقال بخش بزرگی از انرژی به منبع پایین می‌شود همچنین چون سبب خاموشی T_1 می‌شود در بیان آن دیود کموتاسیون هم گفته می‌شود.



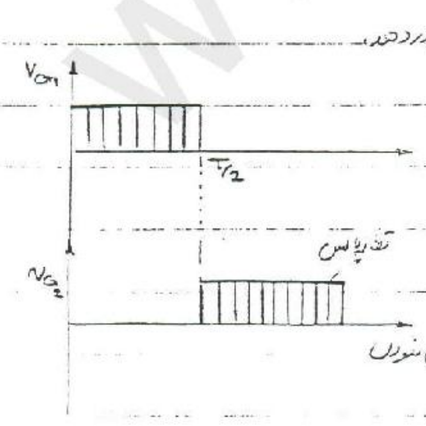
در صورتی که T_2 نبود، در این صورت جریان در بخش منفی نمی‌رود نداشت و دیود جریان منفی را از خود عبور نمی‌دهد در حالت فوق

زمانی مرزی است که فرمان خاموشی T_1 و روشن شدن T_2 با هم برابر است.

در عمل معمولاً بلافاصله پس از خاموشی T_1 به T_2 فرمان نمی‌دهیم بلکه زمان dead را رعایت می‌کنیم ـ با رعایت این مسئله پس از فرمان دادن به T_2، T_2 امکان روشن شدن ندارد ولی D_2 هدایت خواهد کرد تا زمانیکه جریان بار صفر شود و در این مدت ولتاژ دو سر تریستور بار ندارد ـ زمانی که D_2 روشن است افت ولتاژ که دو سر بار می‌افتد برابر مجموع ولتاژ منبع و افت دیود است. در صورتیکه اگر T_2 وصل باشد ولت کمی در کار است به مدار نیاز داریم و ولتاژ بار برابر V منهای افت T_2 است.

فرمان T_2 باید به صورت پیوسته باشد مانند کلید کننده‌ها باشد چون در این صورت زمانی جریان بار صفر شد و پالس پایان شد که دوباره به T_2 فرمان دهد جریان مدار قطع می‌شود.

پس از صفر شدن جریان بار T_2 می‌تواند روشن شود و می‌تواند خود جریان عبور دهد.



سیگنال فرمان

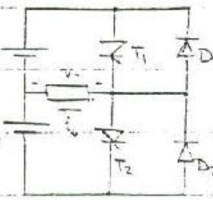
البته مدارهای فرمان ممکن است به صورت تک پالس باشند نه به شکل پیوسته چون در صورت قطع بودن پالس‌ها ... هم می‌تواند کمتر شود، اصلاح مشکل بیان شده در قسمت قبل.

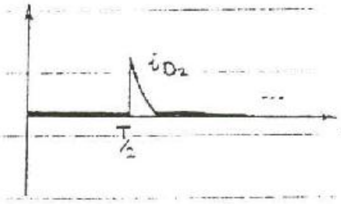
فاصله بین پالس‌ها در تک پالس فرمان بستگی به سیگنال ایده آل حمل شود

مدار مزایایی دارد.

Topic

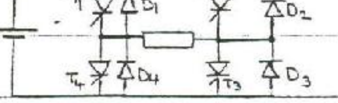
در نیم سیکل بعدی هم جریان بار به صورتی است که با خاموش شدن T2 امکان روشن شدن T1 فراهم نیست. برای تعیین درصد ارتقای از دیود دیگری استفاده می‌کنیم که در دو سر T1 قرار می‌گیرد.





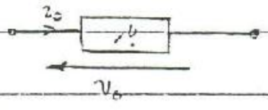
می‌توان در مدار فوق از (Reverse Conducting Thyristor) RCT هم استفاده کرد.

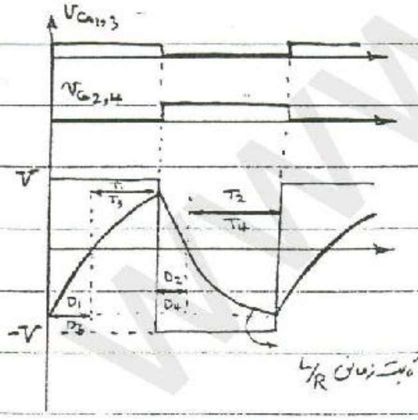
اینورتر پل:



در این مدار T1 و T3 با هم و T2 و T4 با هم به طور همزمان کار می‌کنند.

این مدار دارای تعداد عناصر بیشتر و منبع تکی در مدار است. ضمناً ولت مدار در هر نیم سیکل دو برابر مدار قبلی است.

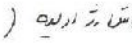




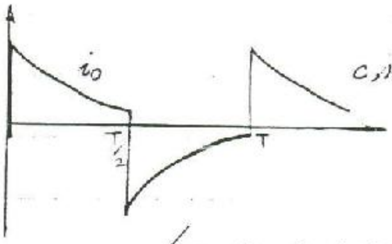
ثابت زمانی L/R

بعد از خاموش شدن T1 و T3 ابتدا D2 و D4 عمل می‌کنند و انرژی به منبع باز می‌گردانند.

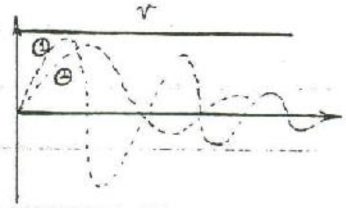
این شکل موج‌ها مربوط به حالت ماندگار (Steady State) در مدار است.

اگر مدار ما دارای بار RC باشد در این صورت اگر فرض شود که بار خازن ها در ابتدا دارای شارژ اولیه () باشد

حال در نیم سیکل مثبت این V_0 با V جمع شده و جریان مثبت بزرگی در مدار برقرار می شود و در نیم سیکل منفی این ولتاژها منبع کم شده و جریان منفی بزرگ در مدار برقرار می شود. در این حالت دیودهای مدار یکسوکننده [illegible] خواهند شد

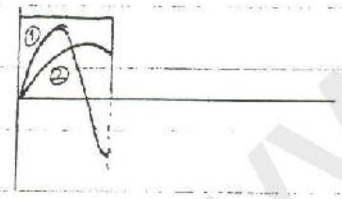


حال اگر بار سلفی بود جریان نوسانی می شد ولی اگر R باشد این جریان به سمت دامنه های کم و میرایی می رود.

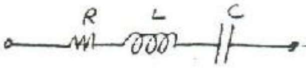


حالت ② دارای میرایی بزرگتری نسبت به حالت ① است.

برای این شکل‌ها اگر شکل موج ولتاژ به صورت زیر باشد آنگاه :

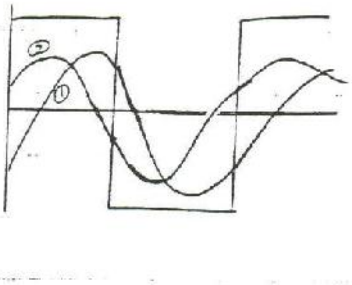


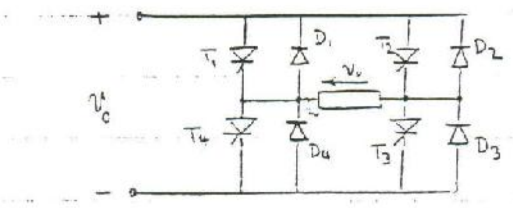
⟹ جریان در حالتهای ① و ②

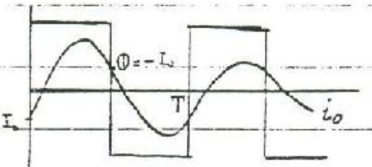


بنابراین نسبت به میرایی مدار دو حالت ممکن است روی دهد ابتدا در اینکه در پایان نیم سیکل جریان که در جهت موافق منبع بوده در جهت موافق با آن بماند یا اینکه جریان در جهت عکس ولتاژ منبع مخالف وجود داشته باشد

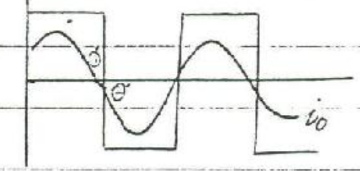
بنابراین برای این دو حالت می توان شکل موج زیر را داشت :







جریان نسبت به ولتاژ تأخیر دارد و خاصیت اندوکتیو دارد.



جریان نسبت به ولتاژ پیش فاز است و یا خاصیت خازنی دارد.

هرگاه فرکانس سوئیچینگ کمتر از فرکانس تشدید باشد در حالت اول خواهیم بود و [illegible] خواهد شد و در وقوع [illegible] بیشتر است و عکس آن در حالت دوم است.

در حالت اول فرکانس f_s از فرکانس نوسان f_0 بیشتر است و در حالت دوم f_s کمتر از فرکانس نوسان f_0 است.

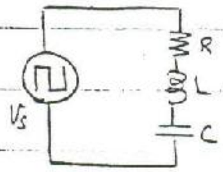
در نقطه ① در حالت اول باید کموتاسیون اجباری صورت گیرد تا T_1 و T_3 خاموش شوند. در حالت دوم در فاصله ① تا ② T_1 و T_3 خود به خود خاموش شده اند چون دیودها هدایت می کنند و در این فاصله هدایت دیودها، زمان مربوطه باید از t_{off} تریستورها بزرگتر باشد.

برای نیم سیکل مثبت ولتاژ خروجی ← تریستورهای T_1 و T_3 در حالت جریان مثبت روشن هستند و برای حالت جریان منفی دیودها هدایت می کنند.

برای نیم سیکل منفی ولتاژ خروجی ← عکس فوق است.

محاسبه جریان بار

با نوشتن معادله دیفرانسیل مدار در هر فاصله زمانی و حل آن با توجه به شرایط اولیه مدار.



$$V_s = \begin{cases} V & 0 < t < T/2 \\ -V & T/2 < t < T \end{cases}$$

$$Ri + L\frac{di}{dt} + \underbrace{\frac{1}{C}\int i\,dt}_{v_{c0}+\frac{1}{C}\int_0^t i\,dt} = V_s$$

در حالت ماندگار (Steady State) :

$t=0 \longrightarrow i=I_0$ ، $t=T/2 \longrightarrow i=-I_0$

در ابتدا مؤلفه های ولتاژ را محاسبه می کنیم ← بسط فوریه موج ولتاژ ← سپس مؤلفه های جریان با روابط ازای هرکدام از مؤلفه های ولتاژ بدست می آوریم و از ترکیب آنها جریان بار را می توان بدست آورد.

مهمترین نقص در استفاده از این روش آن است که امکان محاسبه بینهایت مؤلفه جریان با توجه به تعداد بینهایت مؤلفه های ولتاژ وجود ندارد و باید محاسبات خود را به تعداد محدودی از هارمونیک ها محدود کنیم.

بدیهی است در این حالت تعداد محدودی از مؤلفه های جریان را می توان بدست آورد.

$V_o = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn}\sin(n\omega t+\varphi_n) \longrightarrow \omega=\frac{2\pi}{T}$ ، V_{mn} : دامنه هارمونیک n ام ولتاژ

ψ_n : زاویه فاز هارمونیک n ام ولتاژ

$V_{mn}=\sqrt{a_n^2+b_n^2}$ ، $\psi_n = tg^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$ ، $a_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} V_o\cos n\omega t\,d\omega t$

$b_n=\frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} V_o\sin n\omega t\,d\omega t$

$V_n=\frac{V_{mn}}{\sqrt{2}}$ مقدار موثر هارمونیک n ام ولتاژ ، $i_o=\sum_{n=1}^{\infty} I_{mn}\sin(n\omega t+\underbrace{\psi_n-\varphi_n})$

اختلاف فاز نسبت به موج ولتاژ دارد

$I_{mn}=\frac{V_{mn}}{Z_n}$ ، $Z_n=\sqrt{R^2+(\underbrace{n\omega L-\frac{1}{n\omega C}}_{X})^2}$ ، $\varphi_n = tg^{-1}\left(\frac{X}{R}\right)$ ، $I_n=\frac{I_{mn}}{\sqrt{2}}$ جریان موثر

قدر مطلق هارمونیک n ام امپدانس

زاویه فاز بار در هارمونیک n ام

مقدار موثر کل جریان $\Rightarrow I=\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} I_n^2}$

www.ttnar.ir

مثال ۸: $R = 10\Omega$, $T = 1ms$, $V = 100V$

$$L\omega = 10\Omega \longrightarrow L = \frac{10}{\omega} = \frac{10}{2000\pi} = 1.6\,mH$$

$$\frac{1}{C\omega} = 12\Omega \longrightarrow C = \frac{1}{12\omega} = 13.26\,\mu f$$

با صرفنظر کردن از هارمونیک های دیگر (فقط منظور نمودن مؤلفه اصلی ولتاژ) جریان را بدست آورید.

با فرض شکل موج مربعی خروجی $\longrightarrow$ $V_{m_1} = \frac{4V}{\pi} = \frac{400}{\pi} = 127.3\ Volt$. دامنه مؤلفه اصلی ولتاژ

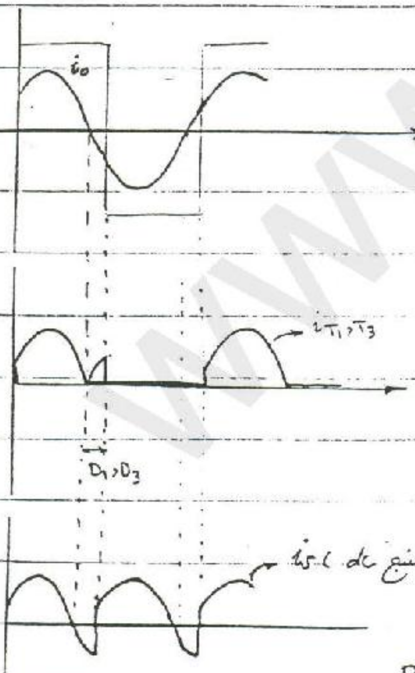
اگر مبدأ وسط نیم سیکل مثبت را در نظر گرفته شود در این صورت ضرایب b_n صفر خواهد بود (در بسط فوریه)

اگر همچنان مبدأ مشخص شده باشد:

$$\begin{cases} b_1 = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} V_s \sin\omega t \, d\omega t = \frac{2}{\pi}\int_0^{\pi} V_s \sin\omega t \, d\omega = \frac{4V_s}{\pi} \\ a_1 = 0 \end{cases}$$

$$|Z_1| = \sqrt{10^2 + (10-12)^2} = \underline{10.2\Omega} \qquad \varphi_1 = tg^{-1}\left(\frac{10-12}{10}\right) = \underline{-11.3^\circ}$$

$$i_1 = \frac{4V}{Z_1\pi} \sin(2000\pi t + 11.3^\circ) = 12.48 \sin(2000\pi t + 11.3^\circ)$$



این شکل موج برای حالتی که بار خاصیت خازنی دارد می باشد که در شکل ها با توجه به امپدانس بزرگتر از سلف خازن اینگونه شده است.

ممکن است حالتی رخ دهد که T_1 و D_2 همزمانا باهم کار کنند در چنین حالتی بخاطر اتصال کوتاهی که ایجاد می شود جریان در یک حلقه بسته می چرخد.

زمانی که دیودها هدایت می کنند بازیافت انرژی صورت می گیرد

زمانی که یک دیود و یک ترانزیستور هدایت کنند در این صورت دو سر بار اتصال کوتاه شده و جریانی از منبع خارج و یا به آن وارد نمی شود

در چنین حالتی جریانی هم از گردنده مدار مقدار صفر خواهد داشت.

$$P = V_1 I_1 \cos\varphi_1 = \frac{V_{m_1}}{\sqrt{2}} \times \frac{V_{m_1}}{\sqrt{2}Z_1} \cos(11.3^\circ)$$

$$= 777.27\ Watt$$

Subject: Date.

$P = R I_r^2 = \overbrace{V I_{Sav}}$ توان تحویلی منبع

توان تحویلی توسط منبع dc = توان تلفاتی در مقاومت بار

$$I_{Sav} = \frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} I_{M1} \sin(200\pi t + 11.3^\circ)\, d\omega t$$

در کنترل موتورهای القایی ولتاژ دو سر بار باید متناسب با تغییر فرکانس تغییر نماید و این یکی از مسائلی است که ما در خروجی اینورترها هم به دنبال آن هستیم یعنی ولتاژ قابل تغییر با فرکانس.

مدار فوق به ازای مقدار مشخص ولتاژ dc منبع مقدار مشخصی برای خروجی خواهیم داشت و توان ثابتی به بار تحویل می‌شود لذا ما به دنبال تغییر و کنترل ولتاژ خروجی هستیم.

کنترل ولتاژ خروجی:

اولین تغییری که به ذهن می‌رسد با تغییر دادن ولتاژ است یعنی تغییر منبع dc. و این امر هم میسر نمی‌شود مگر با استفاده از یک یکسوکننده، چون امکان تغییر باتری وجود ندارد.

حال با تغییر زاویه آتش در یکسوکننده‌ها می‌توان به خروجی اینورترهای مختلف دست یافت. ولی در حالت کلی این روش روش مناسبی محسوب نمی‌شود. چون اگر $\theta = 0$ برای یکسوساز شکل موج خروجی به صورت تپه باشد حال اگر θ را کم کنیم تا ولتاژ ورودی اینورتر کاهش یابد در این صورت تموجات این ولتاژ زیاد و ریپل‌ها بیشتر می‌شود و فیلتر نمودن عملاً مشکل خواهد شد. بنابراین به این دلایل از یکسوساز استفاده نمی‌شود.

۱) کنترل ولتاژ ورودی اینورتر از طریق کنترل زاویه آتش یکسوکننده طبقه قبل ← تغییر دامنه پالس

به این دلیل که تموجات ولتاژ dc ورودی اینورتر را زیاد می‌کند معمولاً مورد استفاده قرار نمی‌گیرد.

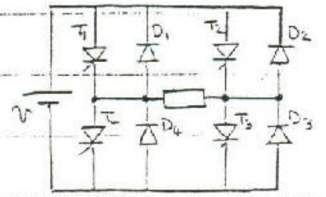
۲) کنترل پهنای پالس PWM

در این روش بخشی از پالس را حذف می‌کنیم یعنی با استفاده از کم کردن Duty cycle ولتاژ را کاهش می‌دهیم.

www.ttnar.ir

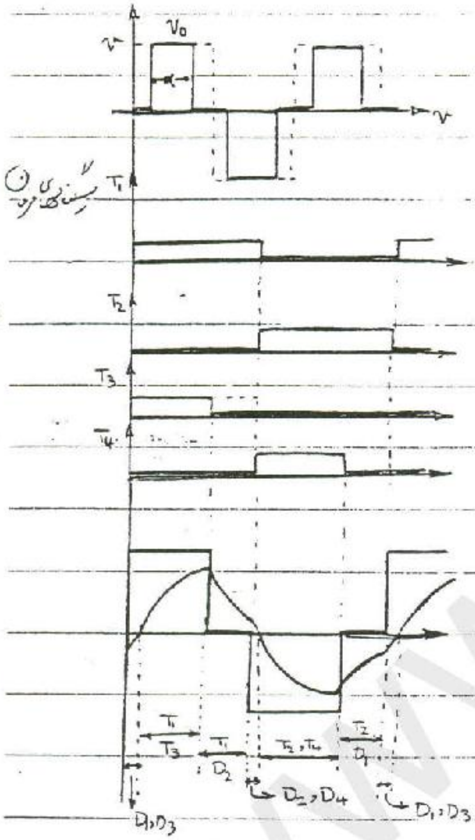
Subject:

Date. 1382-10-8



اگر زمانیکه در ترانزیستور یک قطر در حال هدایت هستند مثلاً T4 و T3 ، T3 را خاموش کنیم در این صورت جریان بار از طریق دیود D2 در بار می چرخد و ولتاژ تقریباً صفر در دو سر بار ایجاد می شود ، در این صورت جریان هرزگردی در بار و مدار ایجاد می شود.

همین کار را در نیم سیکل دیگر وقتی T2 و T1 هدایت می کنند می توان به انجام رسانید.



روش PWM متقارن ، از روش تک پالس می باشد ، چون در هر نیم سیکل تنها تک پالس وجود دارد.

مهمترین مشکل در این روش ایجاد هارمونیها در ولتاژ دو سر بار است لذا مسئله فیلتر کردن در اینجا مطرح می شود و تلاش در جهت کاهش میزان هارمونیهای موجود.

معمولاً این هارمونیهای مرتبه پایین تر هستند که ممکن است سبب افزایش THD شوند بنابراین اگر دامنه هارمونیهای مرتبه پایین تر حتی المقدور کاهش یابند در کاهش THD بسیار موثر خواهد بود.

* سعی می کنیم حتی المقدور با استفاده از روشهای سوییچینگ عناصر هارمونیهای موجود در ولتاژ خروجی را به حداقل برسانیم.

دامنه هر هارمونی با مرتبه آن نسبت عکس دارد ——— در موج مربعی : $V_n = \frac{2\sqrt{2}}{n\pi} V$

$$\Longrightarrow \frac{V_n}{V_1} = \frac{1}{n}$$

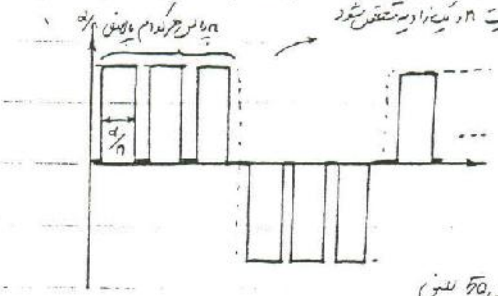
$$T.H.D = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \Big/ V_1$$

⟵ هرچقدر V_1 کوچکتر شود T.H.D بدتر می شود به عبارتی هرچقدر پهنای ولتاژ خروجی (ولتاژ بار) کوچکتر شود و مدت زمان بیشتر ولتاژ خروجی صفر بماند در این صورت مشکل هارمونیها جدی تر خواهد بود.

Subject: Date.

n پالس هر کدام با پهنای d/n

در اینجا بجای تقارن کافیست π درجه زاویه منتقل شود



PWM چند پالسی:

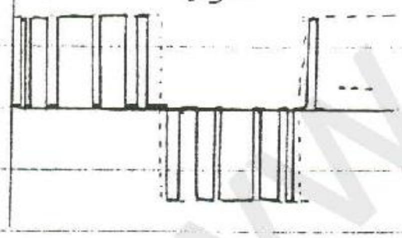
از درصد هارمونیها بخصوص در پهنای پالس کم. این حالت وضعیت بهتری نسبت به حالت تک پالسی دارد.

* در اینورترها با فرکانسهای بالا سروکار داریم. البته فرکانس خروجی اینورتر مثلاً 50 Hz یعنی همان فرکانس برق شهر است که پایین می‌باشد ولی عناصر مدار با فرکانس بسیار بالاتر کار می‌کنند که بسته به تعداد سوئیچهای صورت گرفته برای هر عنصر در یک نیم سیکل دارد. مثلاً اگر 30 پالس در هر نیم سیکل ایجاد شود در این صورت فرکانس کاری هر عنصر چیزی حدود 1500 Hz خواهد شد.

✓ چون فرکانسهای بالاتر راحت‌تر فیلتر می‌شوند و همچنین فیلترهای آنها کوچکتر است، لذا با توجه به اینکه حالت‌های چند پالسی باعث افزایش فرکانس سوئیچ عناصر و افزایش دامنه هارمونیهای نزدیک به آن فرکانس می‌شود، از لحاظ بار، برای ما بهتر است.

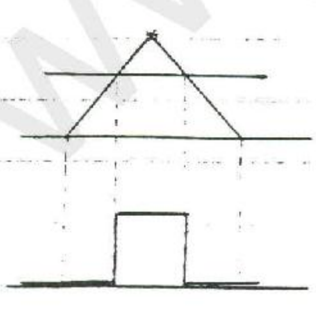
در این شکل با داشتن تعدادی زوج بجای تعداد فرد از پالس موجود در هر نیم سیکل بجای تقارن می‌توان این شکل را منتقل نمود

PWM سینوسی: "Pulse Width Modulation"



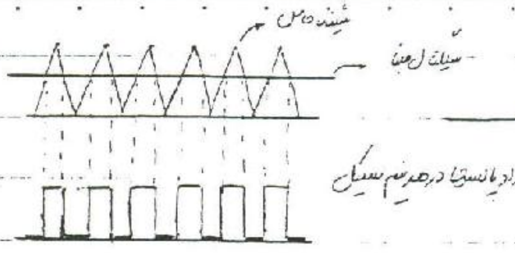
* در این روش پهنای پالسهای واقع در وسط هر نیم سیکل پهن‌تر از پالسهای کناری هستند.

در عمل می‌توان یک موج مثلثی با پهنای α را با یک موج dc مقایسه نمود. حاصل این مقایسه در شکل زیر آمده است:



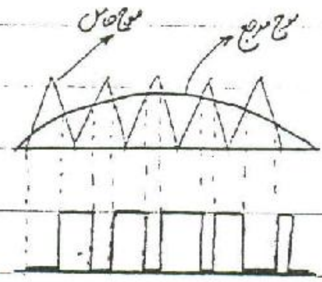
با تغییر سطح dc می‌توان پهنای پالس حاصل ⟸ را تغییر داد. برای این کار از یک مقایسه کننده استفاده می‌شود.

در این شکل فرکانس موج مثلثی با فرکانس موج خروجی یکسان در نظر گرفته شده است.

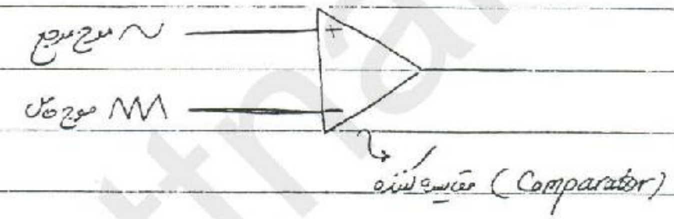

سیگنال حامل
سیگنال مبنا

PWM چند پالسی

فرکانس سیگنال مبنا ، فرکانس خروجی f_o و فرکانس حامل f_c ، تعداد پالسها در هر نیم سیکل را تعیین می کند .


موج حامل
موج مرجع

PWM سینوسی


موج مرجع
موج حامل
+
-
مقایسه کننده (Comparator)

۱ـ فرکانس موج سینوسی، فرکانس خروجی و دامنه آن ، دامنهٔ مؤثر موج خروجی را تعیین می کند .

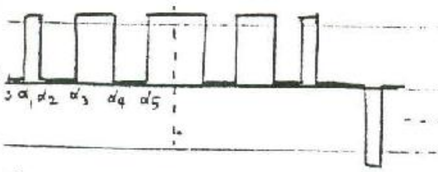
۲ـ موج حامل ، موجی است با فرکانس چندین برابر فرکانس موج مرجع .

روشهای دیگری هم برای کنترل ولتاژ وجود دارد :

ـ روش حذف هارمونیهای انتخابی ـ تنها برای ولتاژهای خروجی ثابت مناسب است و باعث افزایش درجه هارمونیها و کاهش اندازه فیلترهای خروجی می شود برای این کار باید لحظات سوئیچینگ به دقت انتخاب شوند .

* * * * *

مزیت فوق باید با افزایش تلفات کلیدزنی المانهای قدرت و افزایش تلفات آهنی یا مغناطیسی ترانسفورمر در فرکانسهای بالاتر هارمونیها مقایسه شود .


0
α_1
α_2
α_3
α_4
α_5

با انتخاب مناسب α_1 و α_2 و ... و α_n می توان به گونه ای عمل کرد که مقدار هارمونی n ام برابر صفر شود .

$$V_n = f(\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_n)$$

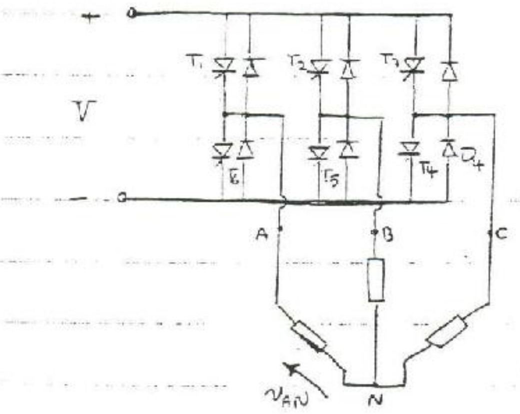
از آنجایی که در واقع برای یک هارمونی و حذف آن یک معادله و n مجهول داریم پس بینهایت جواب خواهد داشت بنابراین می توان برای حذف بیش از یک هارمونی از دو معادله همزمان استفاده کرد و به همین ترتیب می توان ادامه داد البته باید توجه داشت که هارمونی

Subject: Date. 1382-10-13

اصلی نباید از میان برود. بنابراین هرچه تعداد پالسها بیشتر باشد بهتر است ولی یک عمل محدود کننده در مدار وجود دارد و آن مربوط به فرکانس سوییچ زنی ترانزیستورهای مورد استفاده در مدار است.

اینورتر سه فاز:

معمولاً برای مصرف کننده های سه فاز از این مدارهای سه فاز استفاده می شود. در این حالت تا شکل مدار بهتری هم وجود دارد.



شکل کلی یک اینورتر سه فاز ←

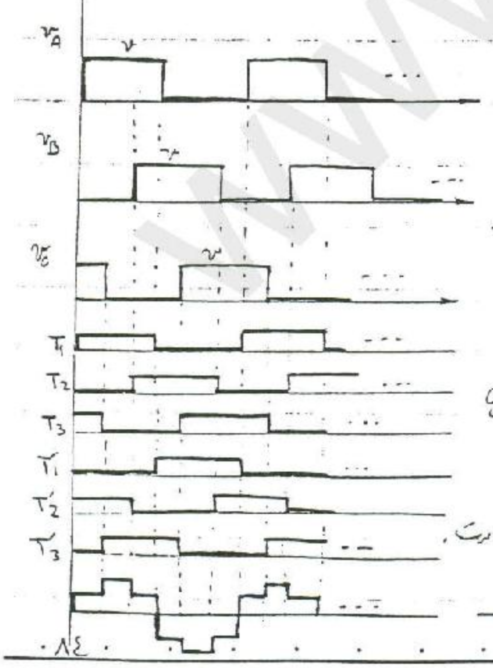
وقتی T_1 روشن شود، ترمینال فاز a به ترمینال مثبت ولتاژ DC ورودی وصل می شود و

وقتی T_1' روشن می شود ترمینال فاز a به ترمینال منفی منبع DC وصل می شود.

در هر سیکل 6 مرحله کاری وجود دارد که هر یک 60° است.

اگر از سه اینورتر تک فاز استفاده می کردیم به سه برابر دیود و ترانزیستور نیاز پیدا می کردیم.

با فرض صفر بودن ولتاژ نقطه منفی شکل موج ولتاژ به صورت مقابل خواهد شد.



با توجه به v_A جایی که مقدار ولتاژ مثبت است T_1 و جایی که صفر است T_1' باید روشن شود.

سیگنالهای فرمان نسبت به هم 60° جابجا شده اند تا ولتاژهای متقارن سه فاز بوجود آید.

$$v_N = 1/3(v_A + v_B + v_C)$$

$$v_{AN} = 1/3(2v_A - v_B - v_C)$$

هر ترانزیستور 180° در حال هدایت است ـــ برای ایجاد ولتاژهای متقارن سه فاز سیگنالهای گیت نسبت به هم 60° جابجا شده اند.

این مسئله به خاطر آن است که بار به صورت مثلث نیست و به صورت ستاره بسته شده است. ←

این شکل دارای هارمونیک سوم و مضارب آن نمی باشد

که معمولاً با کنترل فرکانس ولتاژ فاز، سرعت موتور کنترل می شود.

حفاظت عناصر نیمه هادی قدرت:

- خنک سازی:

برای جلوگیری از افزایش دمای اتصال ناشی از تلفات ← مخصوص در توانهای بالا مطرح می شود

هیت سینک - فن (Fan) - سیرکولاسیون مایع سرد (عبور دادن آب از سطح جسم حساس و جلوگیری از افزایش دما) ← از جمله روشهای خنک سازی محسوب می شوند.

- حفاظت در مقابل ولتاژ زیاد:

وارسیتور (Variable Resistor) مشابه دو زنر است که پشت به پشت به یکدیگر وصل شده اند و در هر دو جهت تا حد معینی از عبور جریان جلوگیری می کند و با افزایش ولتاژ ورودی آنگاه شروع به هدایت خواهد کرد.

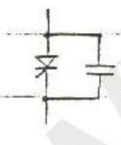
- حفاظت در مقابل جریان زیاد:

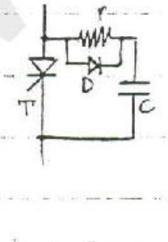
اضافه جریان و اتصال کوتاه دو مسئله مطرح در این بخش هستند. اضافه جریان زمانی است که مقدار جریان 30% الی 50% از مقدار نامی فراتر رود ← توسط یک کلید اتوماتیک از اضافه جریان محافظت می شود.

در اتصال کوتاه، سرعت بسیار مهم است، بنابراین باید از قطعه ای استفاده نمود که سریعاً و قبل از نیمه هادی بسوزد. بنابراین باید ارزانتر هم باشد ← توسط فیوز (فیوز سریع) حفاظت می شود.

- حفاظت در تغییرات سریع ولتاژ:

در این بخش برای حفاظت قطعه نیمه هادی از خازن می توان استفاده کرد:

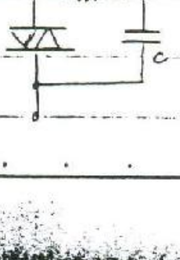




→ Snubber

برای جلوگیری از جریان شدید در هنگام تخلیه خازن C از r و برای جلوگیری از اثر r در مدار از دیود استفاده شده است.

اگر بجای تریستور، ترایاک در مدار باشد نمی توان از دیود استفاده کرد و در نتیجه باید اثر غیر مناسب r را تحمل کرد.



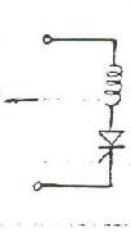
C = ?

این مدار اسنابر پلاریزه نشده است ←

همچنین دارای $\frac{dv}{dt}$ ماکزیمم معینی است. معیار مناسبت C در مدار این است که از این میزان بیشتر، در دو سر نیمه هادی تغییر ولتاژ حاصل نشود. (تذکر: C را می‌بینید)

ـ حفاظت در مقابل $\frac{di}{dt}$ زیاد :

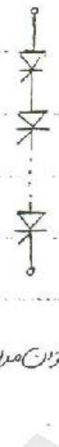
جریان برای حرکت در نیمه هادی ابتدا از یک نقطه نیمه هادی شروع نموده و هدایت آن شروع می‌شود. حال اگر نرخ افزایش جریان بالاتر از حد مجاز برای نیمه هادی باشد مسلماً عبوری منفذ را مناسب از منفذ خواهد برد. برای حفاظت در مقابل این اثر از یک L استفاده می‌شود.



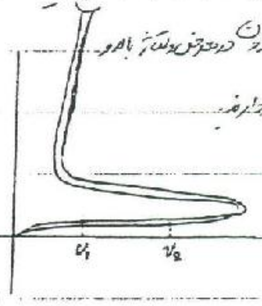
این مسئله عمدتاً زمان روشن نمودن ← نقطه نخستان می‌شود ولی $\frac{di}{dt}$ زیاد معمولاً در روی خاموش شدن روی می‌دهد.

سری و موازی بستن عناصر نیمه هادی :

سری بستن عناصر نیمه هادی برای سطوح ولتاژ بالا (فراتر از حد تحمل یک عنصر).

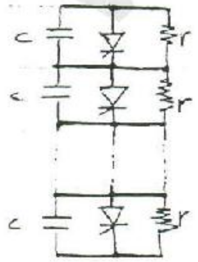


کندترین عنصر در زمان روشن کردن و سریع‌ترین عنصر در زمان خاموش شدن در معرض ولتاژ بالا و نابودی قرار دارند. ← همه تریستورها باید بطور همزمان فرمان بگیرند



توزیع ولتاژ بصورت یکنواخت در دو سر عناصر نمی‌تواند صورت بگیرد. چون هیچ دو عنصر مشابه‌ای را که از هر نظر عین هم باشند نمی‌توان یافت. (به منحنی می‌توان مراجعه نمود و دید که منحنی عناصر مشابه که کاملاً بر یکدیگر منطبق نیستند.)

برای حل مسئله جریان نشتی از روش زیر استفاده می‌شود:



میزان اختلاف ولتاژی که ممکن است در این مدار بوجود آید خیلی کمتر است مثلاً ۲ تا ۵٪ هم با هم تفاوت داشته باشند از اختلاف در حالت قبل که می‌توانند تا ۱۰۰٪ باشد ناچیز است.

ضمناً چون زمان بلوکه شدن ممکن است متفاوت باشد از آنکه ممکن است ملزم شود در دیگر بقیه روشن هستند برای حل این مشکل از C استفاده می‌کنیم. مسیری همین حالت برای حرکت C مهیا باشد.

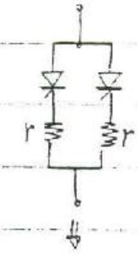
www.ttnar.ir

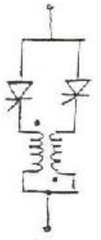
Subject:

Date. 1382 - 10 - 15

موازی بستن عناصر نیمه هادی برای جریانهای زیاد :

در این حالت جریان حالتهای گذرا با اندوکتانس توزیع شود.



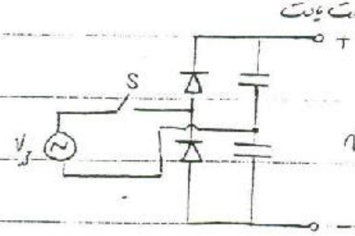


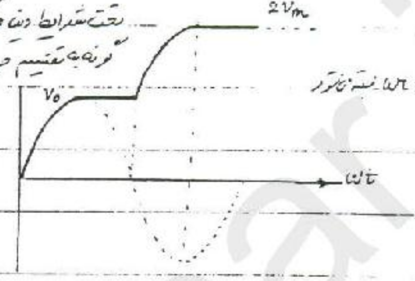
در حالت دائمی به تقسیم جریانها کمک می‌کنند

تحت شرایط دینامیک می‌توان این گونه به تقسیم جریان مورد نظر دست یافت

نمونه سؤال :

۱) الف) کلید در $\omega t = 0$ بسته شود





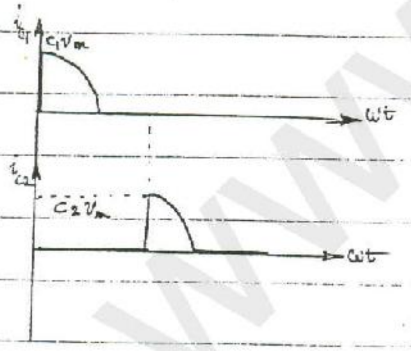
چنانچه این مدار مثل یک دوبرابرکننده ولتاژ عمل می‌کند.

ب) جریان خازن‌ها :

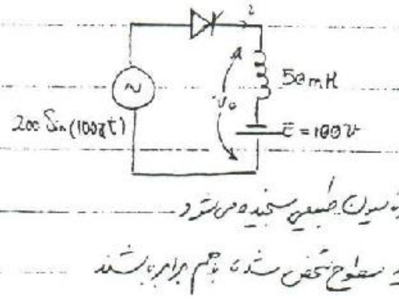
$$i_c = C\frac{dv_c}{dt} \qquad i_{C_1} = C_1 \frac{d}{dt}(V_m \sin\omega t) \quad 0 < \omega t < \pi/2$$

$$i_{C_1} = C_1 V_m \cos\omega t$$

$$\pi < \omega t < \frac{3\pi}{2} \qquad i_{C_2} = C_2 \frac{d}{dt}(-V_m \sin\omega t) = -C_2 V_m \cos\omega t$$

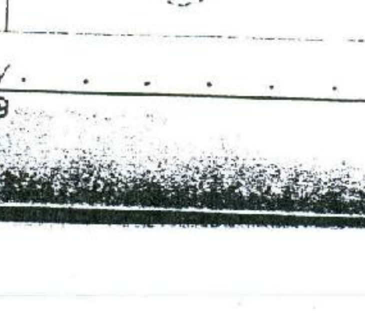


۲)



زاویه آتش را ۱۵۰° در نظر بگیرید

و شکل جریان و ولتاژ را بدست آورید



* زاویه آتش نسبت به نقطه کموتاسیون طبیعی سنجیده می‌شود

R برابر صفر است بنابراین باید سطوح مشخص شده با هم برابر باشند

۴۶

ب- بلی برای توان جریان نیست به تنهایی یک آن درون مدار وجود ندارد در حالیکه اگر π نبود آنگاه توان لازم در شکل موج جریان وجود داشت .

می‌توان θ_e را با توجه به ~~[illegible]~~ برابری سطوح هاشور زده بدست آورد :

$$\int_{\pi}^{\theta_e}(100+V_m\sin\omega t)\,d\omega t=0 \Longrightarrow \left(100\,\omega t - V_m\cos\omega t\right)\Big|_{\pi}^{\theta_e}=0$$

$$\Longrightarrow 100\theta_e-200\cos\theta_e-100\pi-200=0 \Longrightarrow \theta_e-2\cos\theta_e=\pi-2 \Longrightarrow \boxed{\theta_e=243.5^\circ}$$

ب- توان تحویلی منبع dc ؟

$$200\sin\omega t=L\frac{di}{dt}-100 \Longrightarrow di=\frac{1}{L\omega}\left[200\sin\omega t+100\right]d\omega t$$

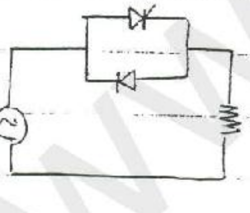
$$\Longrightarrow i=\frac{1}{\omega L}\left[-200\cos\omega t+100\omega t+C\right] \qquad \begin{cases}\omega t=\pi\\ i=0\end{cases} \Longrightarrow C=-514$$

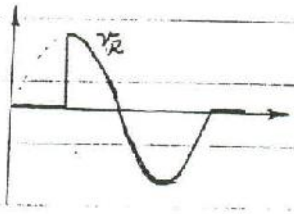
$$i=-12.73\cos\omega t+6.37\,\omega t-32.7$$

$$P=EI_{dc} \Longrightarrow I_{dc}=\frac{1}{2\pi}\int_{180^\circ}^{243.5^\circ}(-12.73\cos\omega t+6.37\omega t-32.7)\,d\omega t\approx 0.19A$$

$P=-0.19\times100=-19$ Watt

ج) بازای زاویه آتش ۹۰ مطلوبست شکل موج :





$$P_R=\frac{1}{2\pi}\int^{2\pi} i_R v_R\,d\omega t=\frac{v_R^2}{R}$$ ، v_R مقدار موثر دو سر مقاومت

با توجه به شکل موج بالا برای محاسبه توان باید از مقدار rms استفاده کرد چون در غیر این صورت به ازای زاویه آتش صفر درجه به توان صفر باید

می‌رسیم که می‌دانیم توان حداکثر در این حالت Max است پس باید توجه داشت از مقدار موثر استفاده شود.

$$V_R=\sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_{\pi/2}^{2\pi}(220\sqrt{2}\sin\omega t)^2\,d\omega t}=190.5\,V$$

www.ttmar.ir

Subject: Date.

از روی شکل منبع هم توان ثابت

$v_R = 220\sqrt{3/4}$

$P_R = \frac{190.5^2}{20} = \underline{1814.5 \text{ Watt}}$

ضریب توان از دید منبع چقدر است ؟

$P.f = \frac{P}{S} = \frac{P_R}{V I_R}$

$I_R = \frac{V_R}{R} = \frac{190.5}{20} = 9.5A \Rightarrow P.f = \frac{1814.5}{220 \times 9.5} \approx 0.87$

محدوده تغییرات قدرت مصرفی در R ؟

$0 < \theta < \pi \longrightarrow \frac{220^2}{20} > P > \frac{220^2}{20(\sqrt{2})^2} \longrightarrow \boxed{1210_W < P < 2420_W}$

۴) پل سه فاز تمام کنترل شده ، بار مقاومتی .

$v_{dc} = \frac{3U_m}{\pi}\cos\theta$

$\theta = 0 \longrightarrow v_{dc} = \frac{3U_m}{\cancel{R}\pi} \qquad I_{dc} = \frac{v_{dc}}{R} = \frac{3U_m}{\pi R}$

به موارد قبلی با فرض پیوسته بودن جریان بار و بزرگ فرض نمودن اندوکتانس بار ، جریان بار ثابت و در کل بار ثابت هم دارای هیچ ریپل نیست شکل موج جریان دارای پله است .

$I_s = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int_0^{2\pi} i_s^2 \, d\omega t} = \sqrt{\frac{4}{2\pi}\int_{-30}^{+30}\left[\frac{U_m}{R}\cos\omega t\right]^2 d\omega t} = 0.78\frac{U_m}{R}$ مقدار موثر جریان منبع ac

حداکثر زاویه آتش برای جریان ناپیوسته / پیوسته ؟

$\theta = 60° \longrightarrow$ جواب در این حالت است

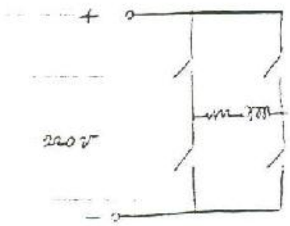
۰۸۹۰ ۴۹

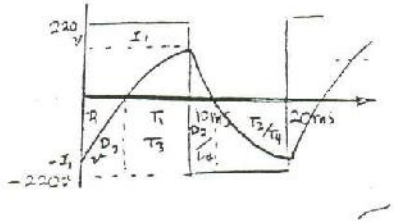
www.ttnar.ir

Subject: Date.

اینورتر تکفاز شکل زیر مفروض است. بار به صورت RL سری با $(R=10\,\Omega,\ L=40\ mH)$

کلیدها به گونه‌ای تحریک شده‌اند که خروجی به صورت زیر است.





در حالت دائمی شکل موج جریان بار را بدست آورید.

$$L\frac{di}{dt}+Ri=220\,V \Longrightarrow i=I_0e^{-t/\tau}+22 \quad . \quad \tau=\frac{40\times10^{-3}}{10}=4\times10^{-3}$$

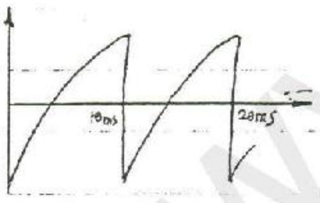
$$\Longrightarrow i=I_0e^{-t\,250}+22$$

$$t=0 \Longrightarrow i=-I_1 \Longrightarrow A+22=-I_1$$

$$t=10ms \Longrightarrow i=+I_1 \Longrightarrow Ae^{-2.5}+22=+I_1$$

$$\Longrightarrow \boxed{A=-40.66} \Longrightarrow \boxed{I_0=19.66\ A}$$

رسم شکل موج جریان منبع dc :



سری فوریه ولتاژ خروجی اینورتر، جریان بار اینورتر و جریان مؤثر را بدست آورید.

$$V_{nm}=\frac{4V}{n\pi} \Rightarrow v_0=\sum_{\substack{n=1\\ \text{فرد}}}^{\infty}\frac{4V}{n\pi}\sin n\omega t \qquad |Z_n|=\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}$$

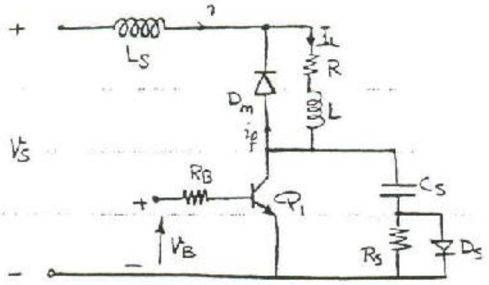
$$\varphi_n=tg^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right)$$

$$\Rightarrow i_0=\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4V}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}}\sin(n\omega t-\varphi_n) \longrightarrow I=\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}\frac{4V}{n\pi\sqrt{2(R^2+(n\omega L)^2)}}}$$ موثر جریان بار

قدرت تحویلی منبع dc :

قدرت تحویلی منبع $=RI^2_{rms}$

www.ttmar.ir


+
L_S
i
i_L
R
L
D_m
i_f
V_S
R_B
+
Q_1
C_S
R_S
D_S
V_B
−
−

کلید ترانزیستوری با حفاظت $\frac{di}{dt}$ و $\frac{dv}{dt}$ در شکل مقابل نشان داده شده است.

www.ttnar.ir

Subject:

Date. 1382-8-12

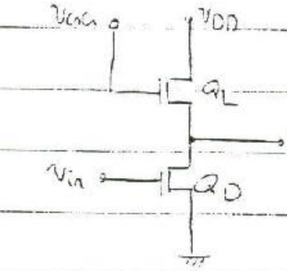
چون ترانزیستورها یکسان ساخته می‌شوند پس جنس یکسانی دارند و K برابر دارند

شرط لازم برای کار سیستم فوق : $\Rightarrow \frac{(W/L)_D}{(W/L)_L} \geqslant \frac{V_{TL}}{2V_o}$

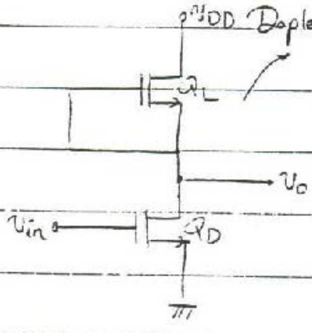
چون V_T کوچک است این مسئله نقطه ضعف مدار محسوب می‌شود.

تمرین :

اگر $V_{GG} > V_{DD}+V_{TL}$ باشد ثابت کنید که Q_L در ناحیه خطی کار می‌کند.



بار Depletion :



if $V_{in} < V_{TD}$, Q_D : off

$V_{GS_L} = 0$, $V_{DS_L} < V_{GS_L} - V_{TL}$

$\Rightarrow$

if $V_{in} > V_{TD} \Rightarrow Q_D$: در ناحیه خطی کار می‌کند

Q_L : در ناحیه اشباع

$$\begin{cases} I_D = \frac{\beta_L}{2} V_{TL}^2 = \beta_D\left[(V_{in}-V_{TD})V_o - \cancel{\frac{1}{2}V_o^2}\right] \Rightarrow V_o \cong \frac{I_D}{\beta_D(V_i - V_{TD})} \\ V_{GS_L} = 0 \end{cases}$$

صرفنظر

$$\Rightarrow \frac{\beta_D}{\beta_L} = \frac{(W/L)_D}{(W/L)_L} \geqslant \frac{V_{TL}^2}{2V_o(V_i - V_{TD})}$$

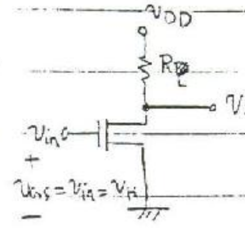
نوع NMOS بهتر است چون نوسان بزرگتری دارد.

www.ttmar.ir

Subject: Date.

هدف ما در تمام اول ساختن یک inverter است .

منظور ما برای اینکه در حکم یک inverter عمل کند این است که در ناحیه قطع و اهمی کار کند .



if $v_{in} < v_T \Longrightarrow \underset{\text{قطع}}{I_D = 0} \Longrightarrow v_o \simeq v_{DD}$

if $v_{in} = v_H > v_T \longrightarrow$ Q در ناحیه اهمی باید کار کند

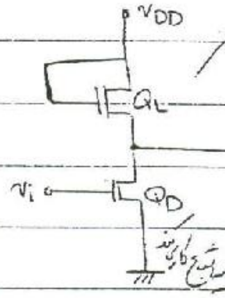
$I_d = \frac{v_{DD} - v_o}{R_L} = \beta\left[(v_H - v_T)v_o - \frac{1}{2}v_o^2\right] \longleftarrow$ شرط ما در ناحیه اهمی

باید v_o نسبت به v_{DD} خیلی کوچک باشد

$$v_o \ll v_{DD} \Longrightarrow I_o \cong \frac{v_{DD}}{R_L} = \beta(v_H - v_T)v_o \Longrightarrow \boxed{v_o \cong \frac{I_o}{\beta(v_H - v_T)}}$$

چون در IC ها ساخت یک مقاومت بزرگ سخت است از یک ترانزیستور استفاده می‌شود . لذا از شکل زیر استفاده می‌کنیم :

برای ترانزیستور افزایشی v_T برابر مقدار ثابت است . از نوع enhancement



چون از نوع enhancement ، برای ترانزیستور در ناحیه فعال داشته شده است بدون اینکه ثابت هم روشن خواهد بود و برای خاموش کردن باید ثابت v_T کوچکتر از صفر اعمال شود .

چون $v_{GS} = v_{DS}$ است و v_{DS} بزرگتر از $v_{GS} - v_T$ است لذا Q_L همواره در ناحیه اشباع کار کند

if $v_{in} < v_T \Longrightarrow Q_D$: قطع $I_D = 0$

$$I_{DL} = \frac{\beta_L}{2}\left[v_{GS_L} - v_{TL}\right]^2 = 0 \Longrightarrow v_{DD} - v_o - v_{TL} = 0 \Longrightarrow \underline{v_o = v_{DD} - v_{TL}}$$

$v_{in} = v_H > v_{TD} \Longrightarrow v_o = v_{DS} < v_{GS} - v_T \longrightarrow$ ناحیه کار Q_D اهمی

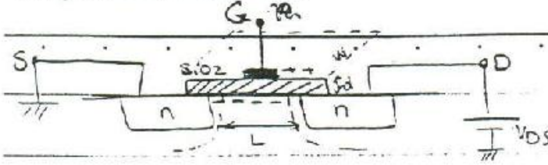
$$\frac{\beta_L}{2}\left[\overbrace{v_{DD} - v_o}^{v_H} - v_{TL}\right]^2 = \beta_D\left[(\overbrace{v_H - v_{TD}}^{v_H})v_o - \frac{1}{2}v_o^2\right]$$

صرف‌نظر صرف‌نظر

اگر $v_o \ll v_{DD} \Longrightarrow \beta_D(v_H - v_{TD})v_o \approx \frac{\beta_L}{2}\left[v_{DD} - v_{TL}\right]^2 = I_o$

$$\Longrightarrow v_o = \frac{I_o}{\beta_D(v_H - v_{TD})} \longrightarrow \frac{\beta_D}{\beta_L} \geqslant \frac{v_H}{2v_o}$$

Subject: Date.



CMOS :

SiO2 چون اکسید است مثل عایق عمل می‌کند و بنابراین جریانی

خازنی به وجود می‌آید.

اگر $V_G > 0$ باشد در این صورت در نزدیکی سطح اکسید الکترون‌ها جمع شده کانالی ایجاد می‌کنند و در نتیجه ترانزیستور روشن می‌شود [illegible]

این شرط بدون V_D مثبت به صورت زیر است. کانال ایجاد شده در تمام طول وجود دارد.

اگر V_{DS} خیلی بزرگ شود ترانزیستور به ناحیه اشباع خواهد رفت.

سرعت رانش الکترون‌ها $v_d = \mu \cdot E_{ds} = \mu \frac{v_{ds}}{L}$ سرعت گذر τ (transit time) $= \frac{L}{v_d}$ زمان عبور

زمان انتقال حامل‌ها از مرز S تا مرز D است.

خازن گیت $C_g = \frac{\epsilon A}{d} = \frac{\epsilon . W . L}{d}$, $Q = C_g(\Delta V) = C_g(V_{GS} - V_T)$

صرف بدست آوردن جریان است ولتاژ روشن

$$I_d = \frac{Q}{\tau} = \frac{C_g (V_{GS} - V_T)}{L^2 / \mu_n V_{ds}} = \frac{\mu_n \epsilon W}{L \cdot d} (V_{GS} - V_T) V_{ds}$$

بنابراین :

$$R_{oh} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{L^2}{\mu \epsilon \cdots} \Rightarrow R_{oh} C_g = \frac{L^2}{\mu (V_{GS} - V_T)}$$

[illegible]

بنابراین C_g را نمی‌توان زیاد کرد برای اینکه R_{oh} را کاهش دهیم. ضمناً با تغییر μ هم می‌توان R_{oh} را کاهش دهیم.

زیرا $\mu = \frac{q\tau}{m}$ و τ زمان متوسط بین برخوردهای الکترون‌ها است و برای عناصر مختلف فرق می‌کند برای مثال:

$$\mu_{n_{GaAs}} > 10\, \mu_{Si}$$

ساز و کار دیگر جریان، کوچک شدن ناحیه Depletion دو طرف به هم می‌رسند (ناشی از برخورد این دو ناحیه)

فرمول‌های جریان ولتاژ در ترانزیستورهای MOSFET :

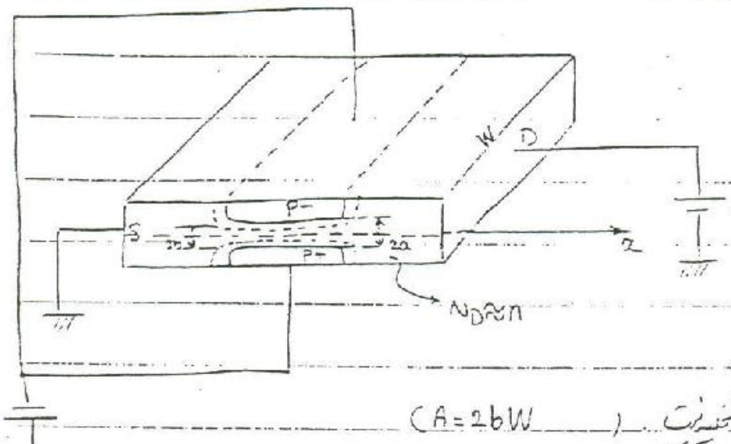
$$V_{GS} < V_T \Rightarrow I_{DS} \simeq 0$$

$$V_{DS} < V_{GS} - V_T \Rightarrow I_D = \beta \left[(V_{GS} - V_T) V_{DS} - \frac{1}{2} V_{DS}^2 \right]$$

$$V_{DS} > V_{GS} - V_T \Rightarrow I_D = \frac{\beta}{2} \left[V_{GS} - V_T \right]^2$$

$$\beta = \frac{W}{L} \cdot \frac{\epsilon_{ox}}{t_{ox}} \mu = \underbrace{\frac{W}{L}}_{\text{وابسته به حجم}} \cdot \underbrace{K'}_{\text{نوع ماده، میزان ناخالصی}}$$

FET :



$v_{DS} = \mathcal{E}_{DS} \cdot L$ [illegible]

عمدهٔ کانال نوع n است چون $2p^+$ ناچیز است.

سطح مقطعی که از آن جریان می‌گذرد شامل ناحیه تخلیه نیست ($A = 2bW$)

$$q\mathcal{E} = m\cdot a = m\frac{v_d}{\tau} \xrightarrow{\text{سرعت رانش}} \underbrace{\left(\frac{q\tau}{m}\right)}_{\mu}\mathcal{E}_{ds} \Rightarrow v_d = \mu_n \mathcal{E}_{ds}$$

$$J_d = N_D \cdot v_d \cdot q = qN_D\mu_n\mathcal{E}_{ds}$$

$$I_d = A\cdot J = 2b\cdot W\cdot qN_D\mu_n\mathcal{E}_{ds} = 2bWqN_D\mu_n\frac{v_{DS}}{L}$$

$$b = a\left(1-\sqrt{\frac{v_{GS}}{v_p}}\right)$$

$$\Rightarrow I_d = \frac{2aWqN_D\mu_n}{L}\left(1-\sqrt{\frac{v_{GS}}{v_p}}\right)v_{DS} \Rightarrow r_d = \frac{r_{d0}}{1-\sqrt{v_{GS}/v_p}} = \frac{v_{DS}}{I_d}$$

$$\Rightarrow r_{d0} \triangleq \frac{L}{2aWqN_D\mu_n}$$

فرمول دقیق‌تر کار در منطقه اهمی:

$$I_D = K\left[(v_{GS}-v_p)v_{DS} - \overset{\text{صرف‌نظر}}{\cancel{\frac{v_{DS}^2}{2}}}\right]$$

v_{DS} کوچک است

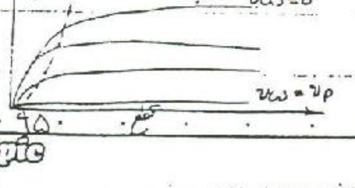
در ناحیه اهمی FET

$$R_{oh} = \frac{v_{DS}}{I_D} = \frac{1}{K(v_{GS}-v_p)}$$

K ثابتی است که تابع هندسه ترانزیستور و میزان ناخالصی آن است (تابع dope و سطح مقطع مربوطه است)

ناحیه اشباع . $v_{DS} > v_{GS} - v_p$. محدوده‌ای یعنی کانال بیشترین عرض را دارد.

جایی که کانال در نقطه‌ای که در ناحیه اهمی است .

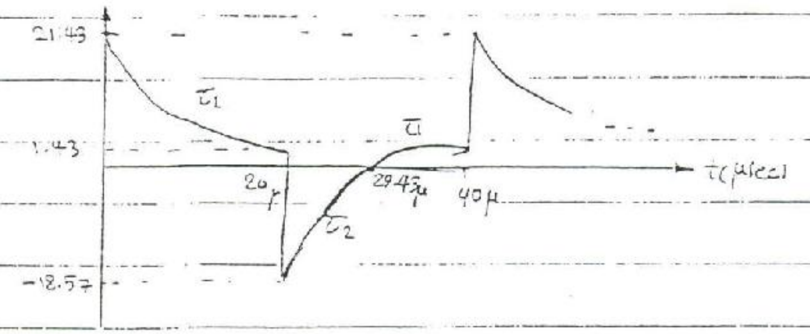


Subject: ______

Date. ______

$\Rightarrow v_o(40\mu s^-) = 1.43\ (V) \Rightarrow v_o(40\mu s^+) = 21.43\ (V)$

: Steady-State [illegible]



www.ttnar.ir