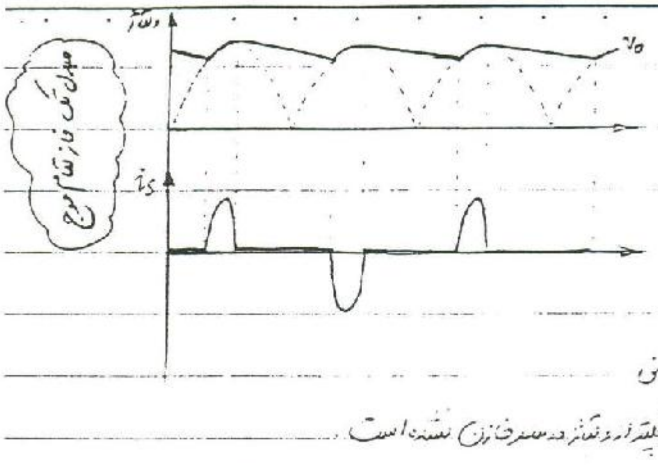


با وجود فیلتر در خروجی ، ولتاژ در مدار ولتاژ دو سر خازن خواهد بود بنابراین شکل موج خروجی به صورت مقابل خواهد بود.

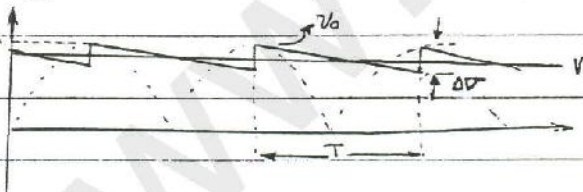
شیب افت ولتاژ خروجی به ثابت زمانی مدار بستگی دارد.

جریان منبع زمانی وجود دارد که یکسوکننده هدایت می‌کند یعنی از زمانی که ولتاژ منبع برابر ولتاژ خازن می‌شود تا زمانی که ولتاژ منبع از ولتاژ دو سر خازن بیشتر است.

قرار دادن فیلتر سبب شده است که در طرف dc به بهبود مؤلفه‌ی مورد نظر تا اندازه زیادی دست یابیم و ولتاژ طرف خروجی تا حد زیادی صاف‌تر شده است ولی جریان طرف ac با همان اندازه بدتر شده است و شکل موج برای جریان از لحاظ منبع و هارمونیک‌های آن خیلی بدتر از قبل است.

هرچه قدر خازن C بزرگتر شود T بزرگتر شده و شکل موج خروجی صاف‌تر می‌شود ولی این کار سبب می‌شود فاصله‌ی شارژ خازن کوچکتر و پهنای پالس جریان منبع به همان اندازه کوچکتر شود و به ترتیب دامنه جریان باید زیاد شود تا در همان پهنای کوچکتر به اندازه کافی خازن شارژ شود پس از لحاظ هارمونیک‌ها در طرف ac مشکلات زیادی ایجاد می‌کند.

برای بدست آوردن مقدار خازن C معمولاً C را طوری انتخاب می‌کنیم که امپدانس آن در فرکانس ریپل کمتر از 10% حداقل 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 فوق:

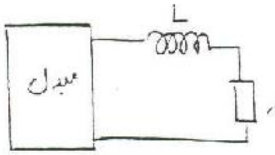
$$C\frac{dV_c}{dt} = I_{dc} \Longrightarrow C\frac{\Delta V}{T} = I_{dc} \longrightarrow \Delta V = \frac{T}{C} I_{dc} \longrightarrow C = \frac{T}{\Delta V} I_{dc}$$

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 ولتاژ بی‌باری

✓ فیلتر L :

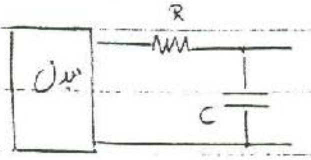


ممکن است بجای خازن dc از سلف سری استفاده شود

سلف در مقابل تغییرات جریان از خود مقاومت نشان می دهد، بنابراین موج طرف بار صاف و به تبع آن ریپل آن حذف خواهد شد و از لحاظ منبع تغذیه مناسب تر است چون جریان طرف منبع در این حالت پیوسته است و به حالت مربعی نزدیک تر است. بسته به کاربرد هر یک از این فیلترها ممکن است کاربرد داشته باشند.

✓ فیلتر RC :

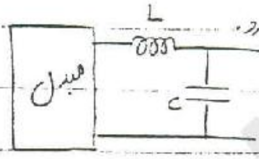
قرار دادن مقاومت سبب افزایش دوره تخلیه خازن می شود و در نتیجه از لحاظ جریان منبع بهتر است ولی سبب مقداری تلفات هم می تواند بشود. به این جهت زیاد شدن افت، R نباید بزرگ انتخاب شود.



✓ فیلتر LC :

در واقع ترکیبی از فیلترهای L و C است و محاسن آن دو را با هم یکجا دارد.

فیلتر به گونه ای عمل می کند که مؤلفه dc توسط خازن و مؤلفه ac هم روی سلف می افتد.



هرچه فرکانس بالاتر رود امپدانس سلف بزرگتر و امپدانس خازن کوچکتر می شود.

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 می افتد و دو سر خازن تقریباً ریپلی نمی افتد و برای هارمونیک های بالاتر ولتاژ دو سر خازن تقریباً صددرصد صاف خواهد شد.

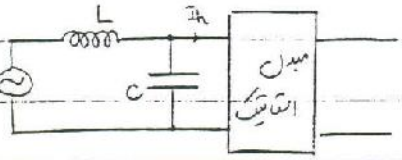
* در این فیلتر L و C طوری انتخاب می شوند که فرکانس تشدید آنها به مراتب کمتر از فرکانس ریپل خروجی یکسوکننده باشد. (مثلاً 20%)

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

www.ttnar.ir

Subject:______ Date.______

فیلتر ac :



در عمل منبع ورودی می‌تواند یک شبکه باشد و می‌تواند دارای هارمونیک‌های مختلف باشد. هدف ما منع ورود هارمونیک‌ها به مبدل می‌باشد به 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 هارمونیک‌های بالا 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 هارمونیک اصلی < فرکانس تشدید < فرکانس هارمونیک‌ها

مبدل چندفازه (m فازه):

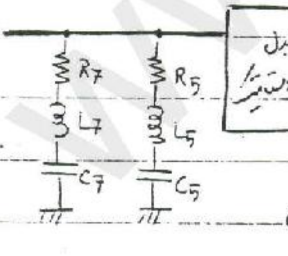
بنابر تعداد فازهای منبع ac مبدل‌ها چندفازه نامیده می‌شوند.

مبدل P پالسه:

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

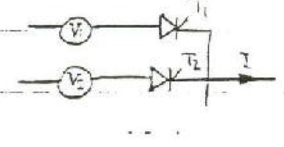


چون معمولاً مزاحم‌ترین هارمونیک‌ها، هارمونیک‌های مرتبه پایین‌تر هستند بنا به اهمیت کاربرد ممکن است برای چند تا از فیلترهای مجزا استفاده شود. به هر یک از این فیلترها Single Tune گفته می‌شود. در این نوع از فیلتر برای هر مؤلفه هارمونیکی یک شاخه موازی R، L، C که فرکانس تشدید آن منطبق بر مؤلفه مورد نظر است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

Topic

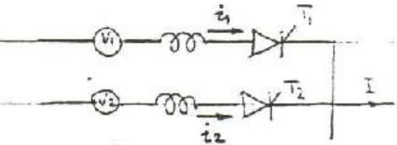
اندوکتانس منبع ac :

اکنون فرض برای این بود که ترانس ایده‌آل، منبع بدون امپدانس، یا دارای اندوکتانس بینهایت است. برای سادگی کار هم در این بخش تنها راکتانس منبع ac را در نظر گرفته و از مقاومت آن صرفنظر می‌کنیم.



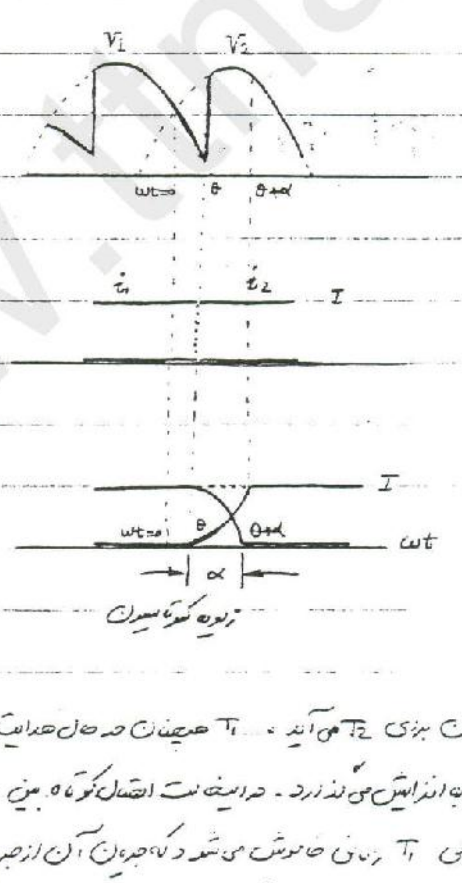
در مدارهای مختلف با چنین ترکیبی روبرو هستیم اندوکتانس منبع

حال اگر راکتانس منبع را به شکل زیر در مدار قرار دهیم 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



ناحیه کموتاسیون

زمانی که پالس فرمان برای T_2 می‌آید، T_1 همچنان در حال هدایت است و جریان i_1 آن در حال کاهش است، جریان i_2 هم از صفر شروع به افزایش می‌کند. در این حالت اتصال کوتاه بین دو تریستور صورت می‌گیرد. در این حالت باز جریان بار I ثابت خواهد ماند و از طرفی T_1 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 T_1 و کموتاسیون است. البته این توضیح با این مفاهیم است که جریان تختی به سمت بار می‌رود

یعنی برخلاف جهت i_2 ـ بلکه این مسئله وجود دارد که مجموع جریان i_1 و i_2 در هر لحظه I است و جریان i_2 بعد از پالس فرمان و روشن شدن T_2 روبه کاهش گذاشته است. بعد از کموتاسیون جریان i_1 صفر شده و T_1 خاموش می‌شود.

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

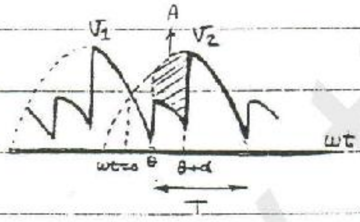
$$\begin{cases} v_o = v_1 - L_s \dfrac{di_1}{dt} \\ v_o = v_2 - L_s \dfrac{di_2}{dt} \end{cases}$$

خواهیم داشت:

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

$$i_1 + i_2 = I = cte \longrightarrow V_o = \frac{v_1 + v_2}{2}$$

بنابراین شکل موج ولتاژ بصورت زیر در واقعیت خواهد بود:



اگر سطح A را محاسبه و بر پریود T تقسیم کنیم یا 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 (به خاطر راکتانس منبع) $\Delta V_c = \dfrac{A}{2\pi/p}$

$2\pi/p$ ← به دلیل تکرار در مبدل P پالسه

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

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

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

V_{dco} ← ولتاژ dc خروجی بدون کموتاسیون

ΔV_c ← افت ولتاژ حاصل از عمل کموتاسیون

با 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

$$L_s \frac{di_2}{dt} = \frac{1}{2}(v_2 - v_1)$$

$v_2 - v_1$ ← سینوسی است که ابتدا آن صفر و مقدار آن افزایش می‌یابد و فاز این فازها صفر است.

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

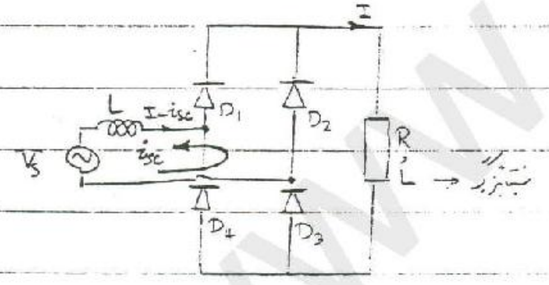
$$di_2 = \frac{U_m}{2L_s}\sin\omega t\,dt = \frac{U_m}{2\omega L_s}\sin\omega t\,d\omega t \Longrightarrow \int_{\theta}^{\theta+\alpha} di_2 = \int_{\theta}^{\theta+\alpha}\frac{U_m}{2\omega L_s}\sin\omega t\,d\omega t$$

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

زاویهٔ کموتاسیون

زاویهٔ کموتاسیون از این جهت که در چه نقطه ای زاویهٔ آتش قرار گیرد مهم است. هرچقدر اختلاف ولتاژ در دو فازی که ترانسیستورها آنها در مسیر فازهای خود اتصال کوتاه می‌شوند بیشتر باشد عمل کموتاسیون سریعتر صورت می‌گیرد و ترانسیستوری که تازه روشن شده است سریعتر با جریان بار رسیده و ترانسیستور دیگر خاموش می‌شود.

مثال :



$R = 10\Omega$, $L = 1mH$

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

حل :

L بزرگ بار به منزلهٔ صاف‌تر بودن جریان بار است. (ضمن پیوستگی که باید L خیلی کوچک حساب می‌شود)

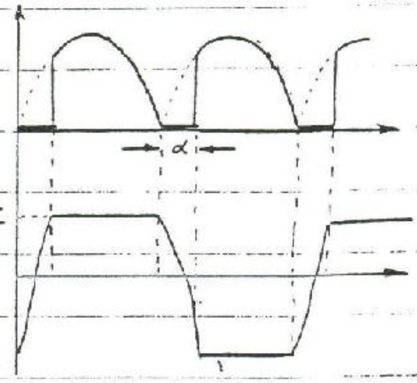
بدون در نظر گرفتن راکتانس منبع :

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

$I = \frac{V_{dc}}{R} = 19.8$ "A" → بدون L بار جریان صاف خواهد بود

Subject: ______ Date. ______

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



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

درون فاصله α که دیود دو سر بار اتصال کوتاه است با نوشتن KVL برای توان به معادله نوشت: $\pi < \omega t < \pi+\alpha$

$$V_S = V_m \sin\omega t = L_S \frac{di_{sc}}{dt} \longrightarrow di_{sc} = \frac{V_m}{L_S\omega} \sin\omega t \, d\omega t$$

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

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

بنابراین :

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

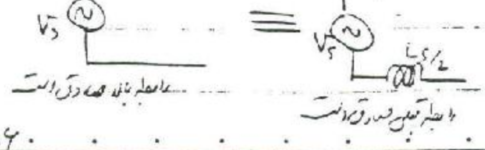
$$\Longrightarrow \alpha = \cos^{-1}\left[\frac{\omega L_S I}{V_m} - 1\right] - \pi$$

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 بجای ω از ω/2 استفاده می‌کردیم چون رابطه قبلی برای دوفاز با دو منبع دارای Ls
بدست آمده بود که در مخرج آن مقدار دارای ضریب 2 است.



عامل بالا همه دوفاز است

با عامل قبلی هم ارز است

Subject: Date.

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

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

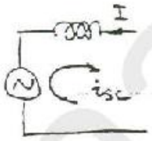
$$V_{dc} = \frac{2V_m}{\pi} - \Delta V_c$$

- - - - - -

محاسبه مجدد جریان و زاویه α :

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

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

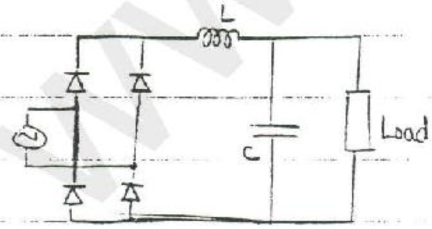


$$\Longrightarrow 2\omega L_s I / V_m = (1+\cos\alpha) \Longrightarrow \alpha = \cos^{-1}\left[\frac{2\omega L_s I}{V_m} - 1\right]$$

یکسو کننده یک فاز تمام موج :

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

$f_s = 50Hz$ ، $V_{out} = 50V$ ، $I_{Lmax} = 0.1A$



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

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

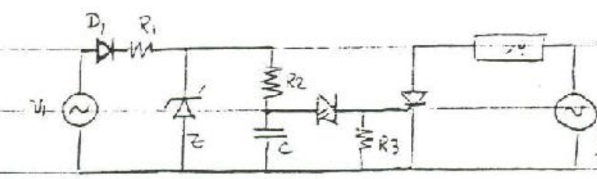
$$\frac{1}{\omega_r C} = \frac{1}{100\times 2\pi \times C} = \frac{500}{10} = 50\Omega \Longrightarrow \boxed{C = 32\mu F}$$

Topic

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

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

در مدار مقابل V_1 و V_2 هم فاز بوده و $R_2 = 10K\Omega$ 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 و فرکانس آن هم 50Hz است. مطلوب است:

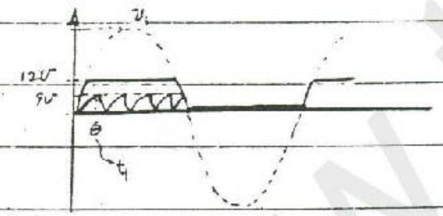


الف ـ حداقل مقدار مقاومت R1

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

ب ـ زاویه آتش تریستور

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



الف)

$$\frac{V_{max} - V_Z}{R_1} \le 50mA \Rightarrow R1 \ge 3.76 K\Omega$$

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

$$V_C = V_Z(1-e^{-t/RC}) \Rightarrow 9 = 12(1-e^{-t/10^4\times0.5\times10^{-6}}) = 12(1-e^{-200t_1})$$

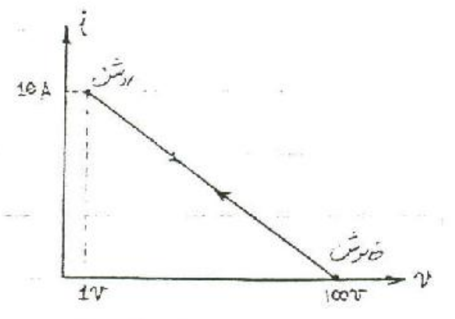
$$\Rightarrow t_1 = -\frac{1}{200}\ln\left(1-\frac{9}{12}\right) = \underline{6.93 mSec}$$

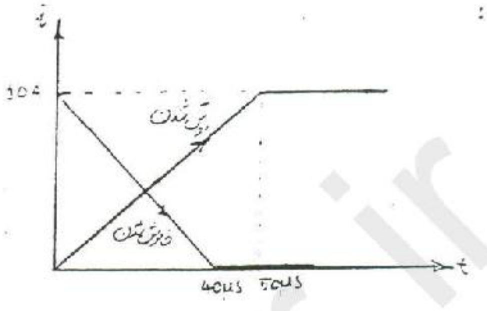
$$\theta = \omega t_1 = 2\pi f t_1 = 2\pi\times50\times6.93m = 2.18 rad = \underline{125^\circ}$$

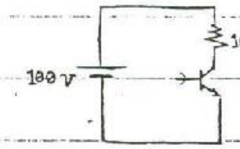
Topic

www.ttnar.ir

یک ترانزیستور قدرت با فرکانس 1KHz و با دوره‌ی کاری (Duty cycle) 0.5 روشن و خاموش می‌شود. نحوه‌ی گذر 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 سوییچینگ ترانزیستور چقدر است؟

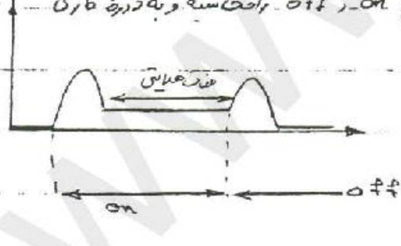
ب) تلفات هدایتی ترانزیستور چقدر است؟

$v = 100 - 10i$ ⟶ رابطه زمان سوییچینگ

الف) محاسبه تلفات سوییچینگ

طی فرآیند روشن شدن (on):

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



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

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

$$W_{on} = \int_{0}^{50\times10^{-6}} vi\,dt = \int (100 - 2\times10^{6}t)\,2\times10^{5}t\,dt = \left(10^{7}t^{2} - \frac{4}{3}\times10^{11}t^{3}\right)_{0}^{50\mu sec} =$$

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

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

Subject: Date.

طی فرآیند خاموش شدن :

$i_{(off)} = 10 - \frac{10}{40}\times10^5 t = \underline{10 - 25\times10^4 t}$

$V = 100 - 10\times(10 - 25\times10^4 t) = \underline{25\times10^5 t}$

$W_{off} = \int_0^{40\mu s} Vi\,dt = \int 25\times10^5 t\,(10 - 25\times10^4 t)\,dt = \left(12.5\times10^6 t^2 - \frac{62.5}{3}\times10^{10} t^3\right)_0^{40\mu} \Rightarrow$

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

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

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

ب) تلفات هدایتی :

در واقع برای 450μs باید محاسبه می‌شد

$P_{con} = 10\times1\times\frac{1}{2} = \underline{5\,W}$ ⟵ اگر از زمان مربوط به سوئیچینگ صرف‌نظر شود

کل تلفات $P = 15 + 5 = 20$ Watt

ج) در صورتی که از تلفات مربوط به جریان‌های (.. و I ..) صرف‌نظر 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؟

* نقطه‌ی داغ آن دسته هستند که در اثر حرارت، تغییرات مختلف در اثر شکستن پیوندها حاصل می‌شوند و نقطه‌ی اکثریت حمل از ناخالصی‌های تزریقی به پیوندها هستند، حرارت ایجاد شده در اثر سوئیچ 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 بستگی دارد بنابراین هرچقدر تلفات بیشتر شود دما بالاتر می‌رود تا تبادل حرارتی بیشتری صورت گیرد. عامل مؤثر دیگر مقاومت حرارتی بین دو سطح است. هرچقدر سطح بیشتر باشد عمل انتقال حرارت بهتر صورت می‌گیرد. موقعی که حرارت انتقالی و حرارت تولیدی با هم برابر شوند تعادل حرارتی به وجود

با پایداری رسیم. بنابراین :

۲۰W انرژی تلفاتی به حرارت تبدیل شده است . بنابراین در حالت تعادل :

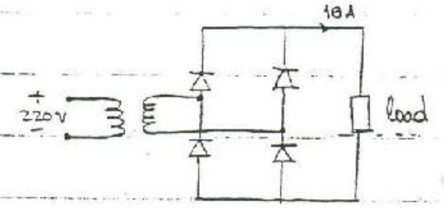
دمای محیط   دمای اتصال

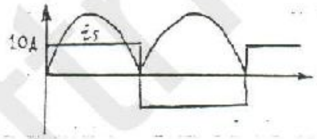
$$P = \frac{T_j - T_a}{R_{eq}}$$

مقاومت حرارتی معادل اتصال به محیط

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

می‌خواهیم یک مبدل که از برق شهر تغذیه شده ، در خروجی ولتاژ dc با مقدار متوسط $V_{dc} = 100V$ و جریان متوسط ۱۰A را تحویل دهد طراحی کنیم . اگر برای این منظور از یک مبدل تمام موج استفاده کنیم مطلوبست محاسبهٔ مقادیر نامی عناصر یکسوکننده و ترانس .





$$I_{D_{av}} = \frac{10}{2} = 5\ A$$

$$I_{D_{rms}} = \frac{10}{\sqrt{2}} =$$

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

$PIV = V_m$ پیک ولتاژ ثانویه

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

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

ترانس :

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

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

$I_s = I = \underline{10\ A} \Longrightarrow I_p = \frac{N_s}{N_p} I_s = \frac{V_s}{V_p} I_s = \underline{5\ A}$

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

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

نحوه کموتاسیون در ترانزیستورها:

مزایای ترانزیستورها {
امکان قطع مستقیم (با قطع و وصل جریان بیس در BJT و با قطع و وصل ولتاژ در FET و ...)
سرعت سوییچینگ بالا (فرکانس کاری بالا)
}

در مدارهایی که کنترل نیاز نداریم مزایای فوق مزیتی خاص نسبت به ترانزیستور محسوب نمی‌شود چون فرکانس سوییچ هم فرکانس منبع ac بوده و تنها با روشن کردن یک تریستور، تریستور قبلی خاموش می‌شود.

خاموش شدن منفرد با استفاده از پالس

⇐ به عبارتی ترانزیستورها ارجحیت دارند در فرکانس‌های بالا

فرکانس کاری بالاتری میسر است

به عبارتی زمانی باشد که مجبور به استفاده از تریستور شویم

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

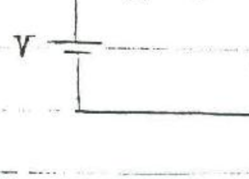
انواع کموتاسیون:

کموتاسیون طبیعی Natural Commutation
- ← کموتاسیون خط Line Commutation
- ← کموتاسیون بار Load Commutation

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

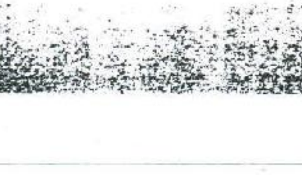
خاموش شدن تریستور در کموتاسیون طبیعی به خاطر متناوب بودن منبع ac است ← کموتاسیون خط

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



→ در این مدار کموتاسیون خط صورت می‌گیرد

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



→ در این مدار کموتاسیون بار صورت می‌گیرد

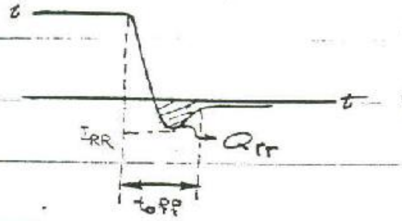
Subject: Date.

مدارهای کموتاسیون اجباری :

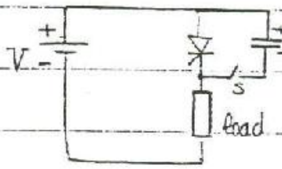
تریستور هنگامی خاموش و بلوکه می‌شود که : جریان آن قطع و زمان لازم برای جابجایی بارهای اتصال ناحیه قطع به آن داده شود.

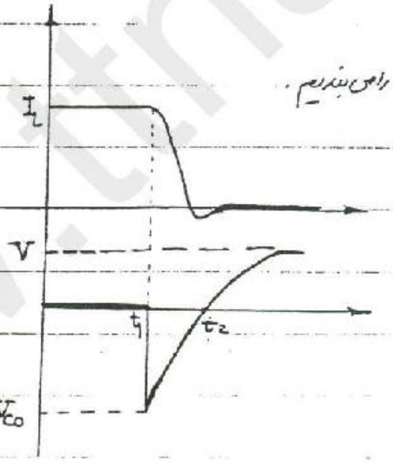
در هنگام هدایت جریان از طریق اتصال داخلی نیمه‌هادی ایجاد می‌شود و این اتصال داخلی در حالت هدایت اشباع است یعنی شامل یونهایی است که می‌خواهند و می‌توانند جابجا شوند.

حتی اگر یک عنصر نیمه هادی در حالت قطع باشد در این صورت ناحیه‌ای که جابجا می‌شوند از اتصال دور شده اند و اتصال شامل یونهایی است که نمی‌توانند جابجا شوند به این رفتاری که آن حاصل می‌شود که در برابر ولتاژ اعمالی یون‌ها سدی را ایجاد می‌کنند.



از زمانی که تصمیم قطع تریستور را می‌گیریم باید به مدت t_{off} به آن فرصت داده شود تا کاملاً خاموش و بلوکه شود، در این مدت جریان با یک شیب کاهش می‌یابد.





در لحظه t_1 کلید S را می‌بندیم.

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

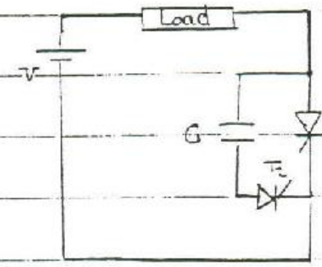
اگر فاصله Δt از زمان قطع (t_{off}) بزرگتر باشد تریستور خاموش و بلوکه خواهد شد.

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

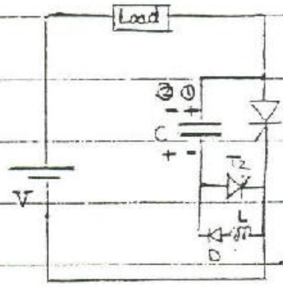
مسئله دیگر کلید است که باید از یک کلید الکترونیکی مناسب برای آن استفاده شود (فرکانس کاری بالاست).

www.ttnar.ir

T2 ترستوری کمکی است که باید در فرکانس بالاتری کار کند و نتیجتاً چون جهت قطع و وصل از آن استفاده می‌شود دارای قدرت کمتری است.



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



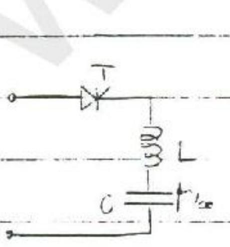
مراحل کار مدار :

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

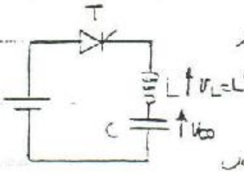
2) ترستور اصلی T1 در زمان مورد نظر فرمان داده شده و روشن می‌گردد و بار را تغذیه می‌کند ضمناً خازن C از طریق T1 ، L و D ابتدا تخلیه و سپس به دلیل وجود L در خلاف جهت قبلی (پلاریته ②) شارژ می‌گردد. خازن با این پلاریته ولتاژ آماده خاموش کردن T1 است.

3) برای خاموش کردن T1 کافیست به T2 فرمان آتش بدهیم در این صورت ولتاژ خازن به صورت معکوس در دو سر T1 قرار گرفته اگر زمان تخلیه آن بیشتر از toff باشد (مربوط به T1) آن را به طور 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 در مسیر مدار اتصال کوتاه است ولتاژ اولیه خازن V_{c0} است. حال اگر ولتاژ V_{c0} باشد و ترستور فرمان آتش بگیرد مدار روشن شده و شروع به نوسان می‌کند و ولتاژ خازن کم شده و وقتی که به صفر رسید ولتاژ بین دو سر L صفر می‌شود در این لحظه تمام انرژی به L منتقل شده است سپس با ادامه کار جریان کمتر شده و این انرژی دوباره به C فرستاده می‌گردد و خازن دوباره در جهت معکوس به اندازه V_{c0} 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 دو سر سلف مثبت خواهد بود یعنی $\frac{di}{dt} > 0$ است و جریان سلف در حال افزایش است حال زمانی که ولتاژ دو سر خازن برابر V شود $\frac{di}{dt} = 0$ شده و جریان به یک مقدار ماکزیمم خود رسیده است از این زمان به بعد جریان رو به کاهش می‌گذارد و به عبارتی خازن همچنان شارژ می‌شود تا زمانی که جریان صفر شود در این زمان C به اندازه 2V شارژ شده است که از آنجا که هیچ برگشتی نمی‌خواهد جریان در خلاف جهت 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:

$$v_c = V - (V - v_{c0})\cos\omega t$$

از طرفی:

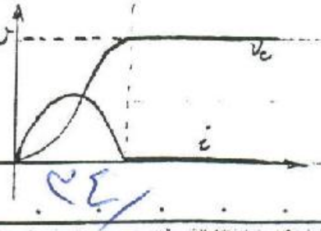
$$i = C\frac{dv_c}{dt} = \omega_c (V - v_{c0})\sin\omega t$$

با فرض اینکه تا وقتی که ثابت باشد روابط بالا صادق خواهند بود بنابراین روابط فوق به شرط $i > 0$ و $0 < \omega t < \pi$ برای مدار مورد نظر صدق می‌کند.

نتیجه‌گیری:

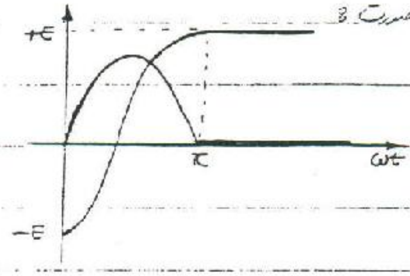
$$v_{c0} = 0 \Rightarrow \begin{cases} v_c = V(1 - \cos\omega t) \\ i = \omega_c V \sin\omega t \end{cases} \Rightarrow$$

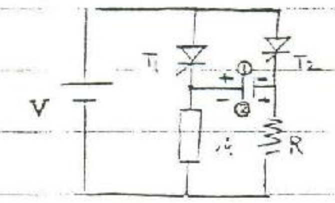
برای $0 < \omega t < \pi$



اگر $v=0$ و $v_{c0}=-E$ در این صورت

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





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

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

در یک T1 فرمان بگیرد بار تغذیه می شود و ضمناً خازن C از طریق T1 و R با پلاریته نشان داده شده (1) تا ولتاژ V شارژ می گردد.

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

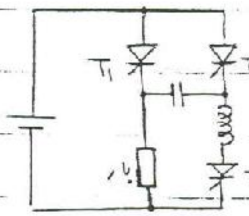
زمانی که خازن دشارژ می شود باید زمان t_{off} مربوط به T1 سپری شده باشد.

اگر زمان تخلیه کامل خازن از t_{off} ترمیستور بیشتر باشد T1 به حالت قطع کامل خواهد رفت. بعد از آن خازن با پلاریته ② تا حدود ولتاژ V شارژ می گردد.

باید خازن C طوری انتخاب شود که ثابت زمانی مدار بسیار بزرگ نشود و همچنین باید بیشتر باشد که T1 زمان t_{off} را طی کرده باشد.

باید فرکانس سوئیچینگ در این مدارها بزرگ باشد و فرکانس های فوق سریع صورت بگیرد لذا باید C مقداری قابل قبول منطقی داشته باشد (مقدار C را نباید خیلی بزرگ انتخاب کرد چون زمان شارژ آن زیاد می شود)

هر قدر R مقاومتش نسبت به بار بزرگتر باشد در این صورت تلفات آن کوچکتر 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 [illegible] است

تا از جریان در مواقع غیرضروری جلوگیری کند.

T1 و T3 همزمان فرمان می گیرند.

www.ttnar.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 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 بخاطر نوسان و V بخاطر شارژ اولیه)

* مزایا و معایب در مقایسه با مدار قبلی:

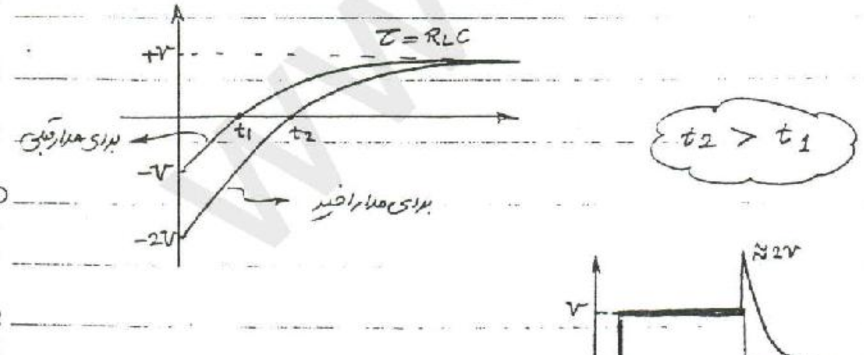
1) خاموشی بهتر و راحت‌تر با C کوچکتر (چون C تا حدود 3V می‌تواند شارژ شود)

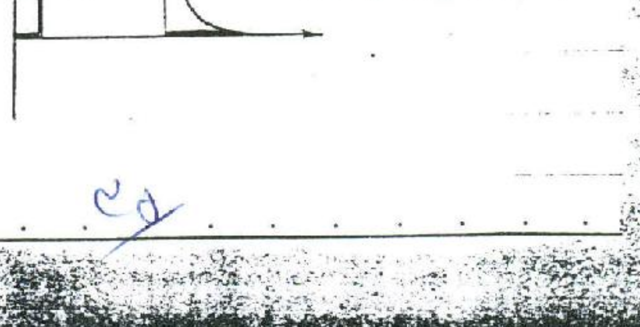
2) تلفات R در این مدار وجود ندارد.

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، با تغذیه و 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. بدلیل شارژ بیشتر خازن در این مدار خاموش کردن T1 مطمئن‌تر انجام می‌شود (می‌توانیم خازن کوچکتری انتخاب کنیم).

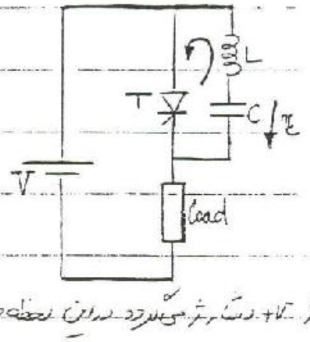




مدارهای قطع رزونانسی :

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 :

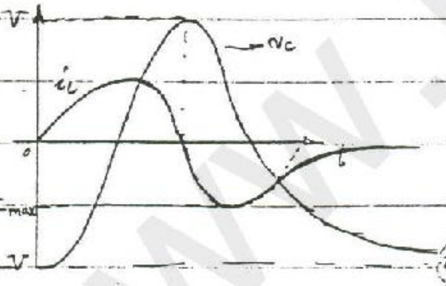


* قبل از روشن شدن T جریانی در مدار برقرار می‌گردد که باعث شارژ خازن تا هنگامی که کاملاً شارژ شود و سپس جریان قطع می‌شود (در این مدار باید توجه داشته باشیم که نباید به حالت رزونانس برود. چون در این صورت همواره جریان در مدار وجود خواهد داشت)

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

شرط عملکرد صحیح مدار فوق این است که پیک جریان تشدید از پیک جریان بار بزرگتر باشد.

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



زمان شروع نوسان زمان فرمان به T می‌باشد.

در $t=0$ به تریستور فرمان آتش وارد شده است.

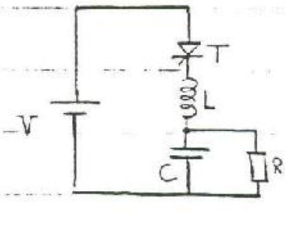
$i_T = i_{R_L} + i_C$

شرط خاموشی تریستور $I_{max} > i_{R_L}$

بر حسب مقدار R_L و مقدار 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 :

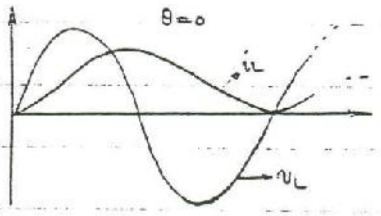


باید مقادیر به گونه ای انتخاب شوند که حالت زیر میرایی در مدار رخ دهد تا امکان برگشت جریان و خاموش شدن T فراهم شود.

مدتی که مدار on خواهد بود در دست ما نیست و تنها زمان on کردن در دست ماست.

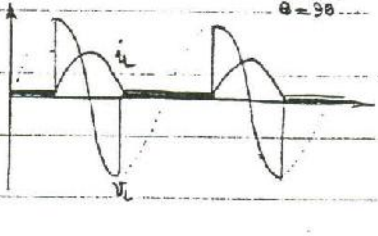
$$\begin{cases} \omega t = \theta \\ i = 0 \end{cases} \Rightarrow A = \frac{V_m}{L\omega}\cos\theta \longrightarrow i = \frac{V_m}{L\omega}(\cos\theta - \cos\omega t)$$

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



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

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



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

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

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

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

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

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.

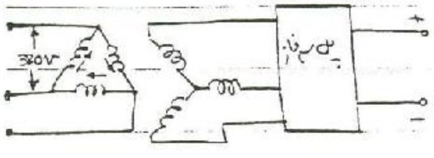
درصورتیکه از یکسوکننده 3 فاز تمام موج استفاده کنیم مطلوب است:

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

$PIV = \sqrt{3}\,V_m = U_M = 380\sqrt{3}$ 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)

www.ttmar.ir

هرقدر 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 :



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

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

پیک ولتاژ خط در ثانویه ترانس

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

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

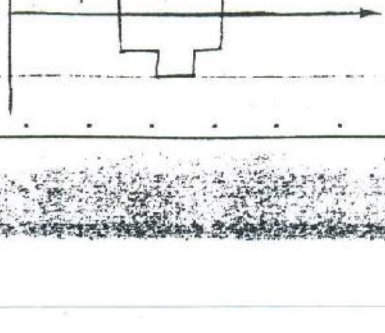
ج) نسبت تبدیل ترانس در صورتیکه از یک ترانس با اتصال $(\Delta - Y)$ جهت تطبیق ولتاژ استفاده کرده باشیم.

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

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



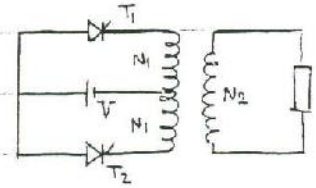
$I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot 50$

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

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

www.ttmar.ir

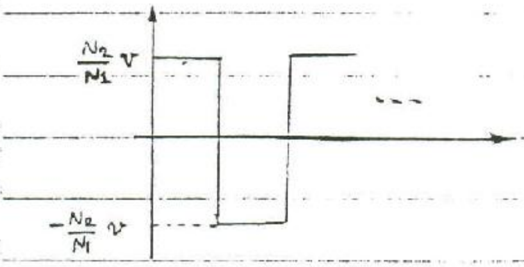
* اینورترها :



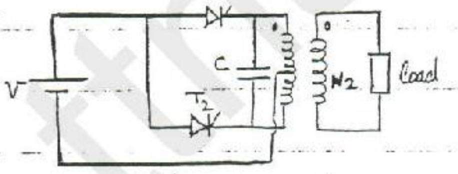
زمانی که T_1 روشن می‌شود جریانی در سیم‌پیچ برقرار می‌شود که عامل بار محدودکننده آن ولتاژ القایی درون سیم‌پیچ است که ناشی از اندوکتانس است.

بدین ترتیب، 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 V 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 درست نخواهد بود بنابراین برای کار درست مدار اگر V خیلی زیاد باشد باید زمان روشن ماندن T_1 به نسبت کم شود.

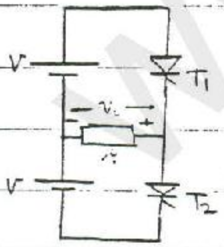


مدار فوق را اینورتر با ترانس سر وسط می‌نامند.

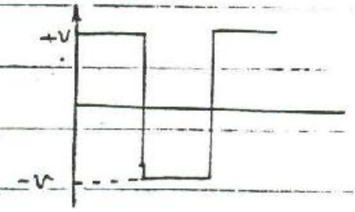


طی مدتی که T_1 روشن است، اگر خازن در مدار قرار گیرد، در این مدت V در دو سر سیم‌پیچ پایینی همین ولتاژ در جهت نقطه ظاهر می‌شود حال خازن در نیم سیکلی که T_1 روشن است به اندازه 2V شارژ می‌شود و وقتی T_2 روشن شود آنگاه این ولتاژ بصورت معکوس در دو سر T_1 ظاهر شده و آن را خاموش می‌کند و در این حالت خازن در 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.



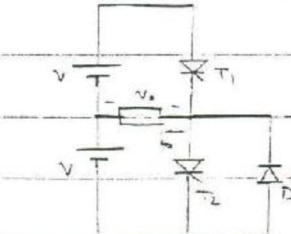
مدار روبرو اینورتر نیم پل نام دارد.

Half Bridge Inverter :

فرض می‌کنیم بار دهی القایی باشد. وقتی جریان در بار در اثر روشن شدن T_1 برقرار می‌شود اگر بخواهیم T_2 فرمان داده شده 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.

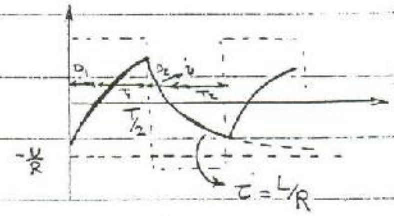
این انرژی، انرژی است که از منبع بالا گرفته شده بود

* مدارهای کموتاسیون اجباری مدارشان را در نشده است .



به دیود D_2 دیود بازیافت انرژی (Regeneration Diode) گفته می‌شود چون باعث انتقال بخش بزرگی از انرژی به منبع پایین می‌شود

همچنین چون سبب خاموشی T_1 می‌شود دیود کموتاسیون هم گفته می‌شود.



در صورتی که T_2 نبود ، در این صورت جریان i در بخش منفی نمی‌رفت

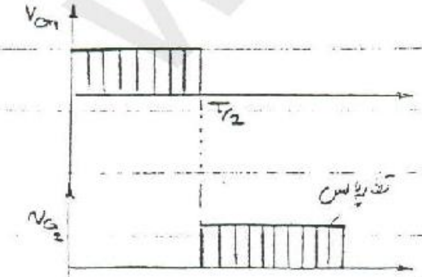
نداشت و دیود جریان منفی را از خود عبور نمی‌داد

زمانی برقرار 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 t_{off} را رعایت می‌کنیم با رعایت این مسئله پس از فرمان دادن به T_2 ، T_2 امکان روشن شدن را ندارد ولی D_2 هدایت خواهد کرد تا زمانی که جریان بار صفر شود و در این مدت ولتاژ دو سر T_2 هم اندازه دو سر بار قرار دارد ، زمانی که D_2 روشن است افت ولتاژ که دو سر بار می‌افتد برابر مجموع دو منبع ولتاژ دیود است ، در صورتی که اگر T_2 روشن باشد دیگر در کل به مدار تنها داریم و ولتاژ بار برابر V منفی افت T_2 است .

فرمان T_2 باید به صورت پیوسته باشد مانند یکسوکننده‌ها باشد چون در این صورت زمانی جریان بار صفر شد و پالس تمام شده دوباره به T_2 فرمان دهد جریان مدار قطع می‌شود

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



(وسیگنال فرمان : دائمی)

البته مدارهای فرمان ممکن است به صورت تک پالس باشند نه به شکل پیوسته چون در صورت قطع بودن پالس‌ها نمی‌توانست

هم می‌تواند کمتر شود ، همانطور که بیان شده در قسمت قبل .

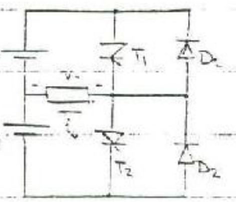
... بین پالس‌ها در تک پالس فرمان نمی‌شود به عنوان ایده آل عمل نمودن

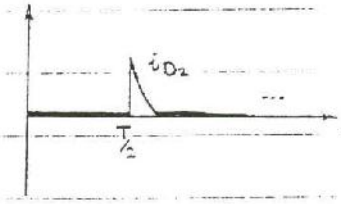
مدار مزایایی را دارد .

[illegible] ۷۹۲۳۰۰۵

Subject: Date.

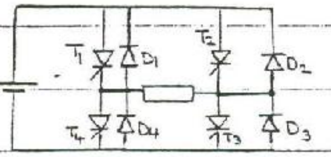
در نیم سیکل بعدی هم جریان بار به صورتی است که با خاموش شدن T2 امکان روشن شدن T1 فراهم نیست. برای تعیین درصد ارتقای از دیود دیگری استفاده می‌کنیم که در دو سر T1 قرار می‌گیرد.



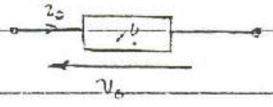


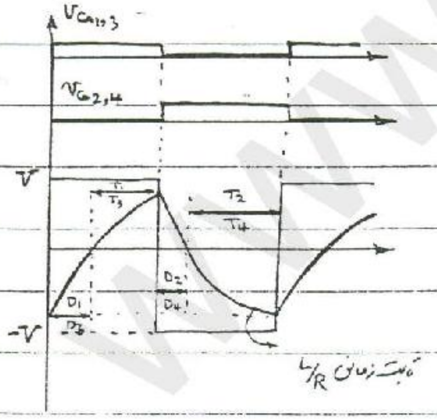
می‌توان در مدار فوق از RCT (Reverse Conducting Thyristor) هم استفاده کرد.

اینورتر پل :



در این مدار T1 و T3 با هم و T2 و T4 با هم همزمان کار می‌کنند. این مدار دارای تعداد عنصر بیشتر و منبع تکی در مدار است. ضمناً ولت مدار در هر نیم سیکل دو برابر مدار قبل است.



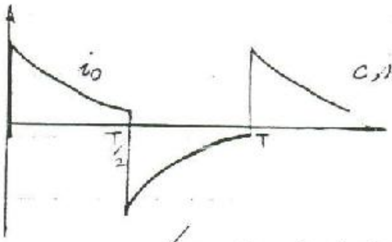


بعد از خاموش شدن T1 و T3 ، ابتدا D2 و D4 عمل می‌کنند و انرژی به منبع باز می‌گردانند.

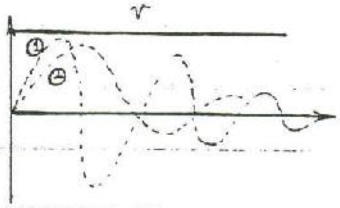
این شکل موج‌ها مربوط به حالت ماندگار (Steady State) در مدار است.

اگر مدار ما دارای بار RC باشد در این صورت اگر فرض شود که بار خازنی در ابتدا دارای شارژ اولیه (—WW—||—) باشد

حال در نیم سیکل مثبت این ولتاژ با V جمع شده و جریان مثبت بزرگی در مدار برقرار می‌شود و در نیم سیکل منفی این ولتاژ از منبع کم شده و جریان منفی بزرگی در مدار برقرار می‌شود. در این حالت دیودهای مدار یکسوکننده خاموش هستند

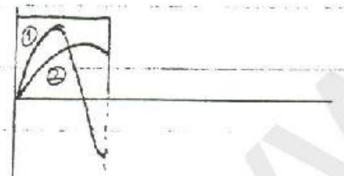


حال اگر بار سلفی بود جریان نوسانی می‌شود ولی اگر R باشد این جریان به سمت دامنه‌های کم و صفر میل می‌رود.

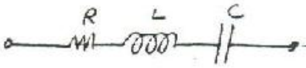


حالت ② دارای میرایی بزرگتری نسبت به حالت ① است.

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

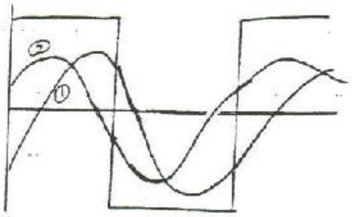


جریان در حالت‌های ① و ②



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

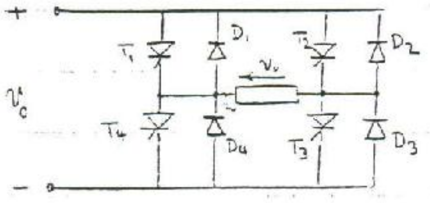
بنابراین برای این دو حالت می‌توان شکل موج زیر را داشت :

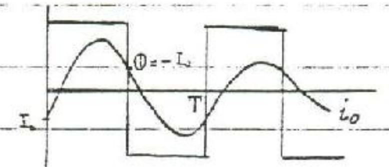


Topic

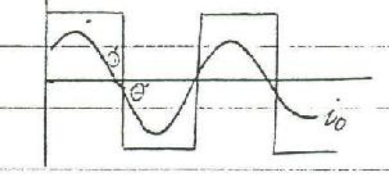
Subject:

Date. 1382-10-6





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 کوچکتر از فرکانس تشدید باشد در حالت اول خواهیم بود و فوق میرا خواهد شد و در واقع میرایی 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.

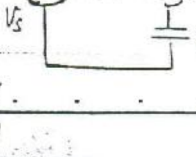
در نقطه ① در حالت اول باید کموتاسیون اجباری صورت گیرد تا T_1 و T_3 خاموش شوند ولی در حالت دوم در فاصلهٔ ① تا ② T_1 و T_3 خود بخود خاموش شده اند چون دیودها هدایت می کنند و در این فاصله هدایت دیودها، زمان مربوطه باید از t_{off} تریستورها بزرگتر باشد.

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.

محاسبهٔ جریان بار

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



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

$$Ri + L\frac{di}{dt} + \underbrace{\frac{1}{C}\int i\,dt}_{v_{c_0} + \frac{1}{C}\int_0^t i\,dt} = V_s$$

در حالت ماندگار کار مدار (Steady State) :

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

۵) ابتدا مؤلفه‌های ولتاژ را محاسبه می‌کنیم ← بسط فوریه موج ولتاژ ← سپس مؤلفه‌های جریان با روابط به ازای هر کدام از مؤلفه‌های ولتاژ بدست می‌آوریم و از ترکیب آنها جریان بار را می‌توان بدست آورد.

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

بدیهی است در این حالت تعداد محدودی از مؤلفه‌های جریان را می‌توان بدست آورد.

$V_0 = \sum_{n=1}^{\infty} V_{mn} \sin(n\omega t + \varphi_n) \longrightarrow \omega = \frac{2\pi}{T}$ ، V_{mn} : دامنه هارمونیک n ام ولتاژ

ψ_n : زاویه فاز هارمونیک n ام ولتاژ

$V_{mn} = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ ، $\psi_n = tg^{-1}\left(\frac{a_n}{b_n}\right)$ ، $a_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} V_0 \cos n\omega t \, d\omega t$

$b_n = \frac{1}{\pi}\int_0^{2\pi} V_0 \sin n\omega t \, d\omega t$

$V_n = \frac{V_{mn}}{\sqrt{2}}$ مقدار مؤثر هارمونیک n ام ولتاژ ، $i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} I_{mn} \sin(n\omega t + \underbrace{\psi_n - \varphi_n}_{})$

اختلاف فازی نسبت به موج ولتاژ دارد

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

قدر مطلق هارمونیک n ام امپدانس

زاویه فاز بار در هارمونیک n ام

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

www.ttnar.ir

قسمت ج: $V=100V$ ، $T=1ms$ ، $R=10\Omega$

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

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

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

با فرض شکل موج مربعی متقارن $\longrightarrow$ $V_{m1} = \frac{4V}{\pi} = \frac{400}{\pi} = 127.3\ Volt$ دامنه مؤلفه اصلی ولتاژ

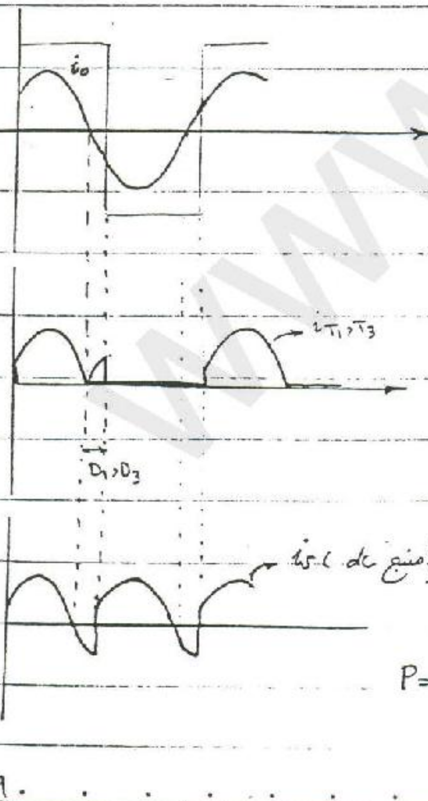
اگر مبدأ وسط نیم سیکل مثبت را در نظر گرفته شود در این صورت ضرایب b_n صفر خواهند بود (در بسط فوریه)

اگر هم مبدأ همان 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 می‌باشد که در شکل‌ها با توجه به امپدانس بزرگتر از سلف خازن اینگونه شده است.

شکل راست حالتی را نشان می‌دهد که T_1 و D_2 متناوباً باهم کار کنند

در چنین حالتی بخاطر اتصال کوتاهی که اینجا رخ می‌شود جریان در یک حلقه بسته می‌چرخد.

زمانی که دیودها هدایت می‌کنند بازیافت انرژی صورت می‌گیرد

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 نمی‌شود

در چنین حالتی جریانی هم گردنده مقدار صفر خواهد داشت.

$$P = V_1 I_1 \cos\varphi_1 = \frac{V_{m1}}{\sqrt{2}} \times \frac{V_{m1}}{\sqrt{2}Z_1}\cos(11.3^\circ)$$

$$= \underline{777.27\,Watt}$$

www.ttmar.ir

$P = RI_1^2 = \overbrace{V I_{Sav}}^{\text{توان تحویلی منبع}}$

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.

هر 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 یکسوکننده ها 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 بصورت کامل 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 عملی مشکل خواهد شد. بنابراین به این دلایل از یکسوساز استفاده نمی‌شود.

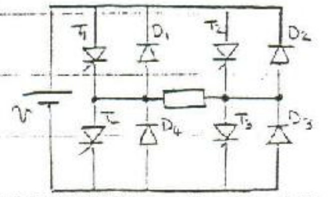
1) کنترل ولتاژ ورودی اینورتر از طریق کنترل زاویه آتش یکسوکننده طبقه قبل ← تغییر دامنه پالس

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

2) کنترل پهنای پالس PWM

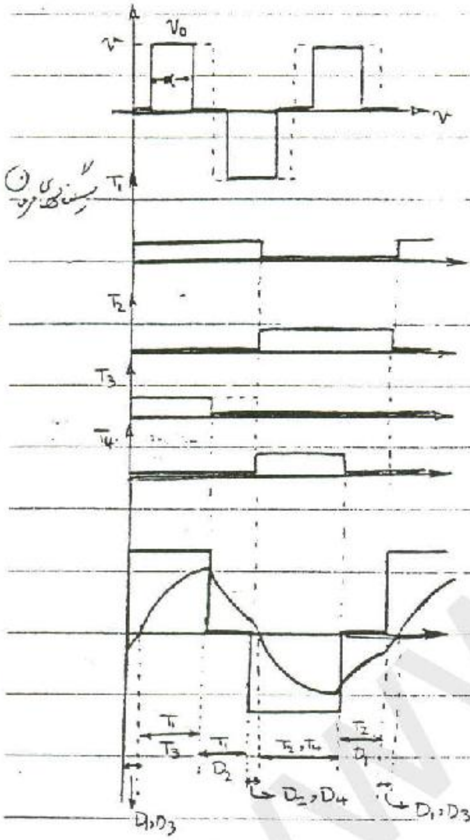
در این روش بخشی از پالس را حذف می‌کنیم یعنی با استفاده از کم کردن Duty cycle ولتاژ را کاهش می‌دهیم.

www.ttnar.ir



اگر زمانیکه در ترانزیستور یک قطر در حال هدایت هستند مثل T1 و T3 ، T3 را خاموش کنیم در این صورت جریان بار از طریق دیود D2 در بار می‌چرخد و ولتاژ تقریباً صفر در دو سر بار ایجاد می‌شود ، در این صورت جریان هرزگردی در بار و مدار ایجاد می‌شود.

همین کار را در نیم سیکل دیگر وقتی T2 و T4 هدایت می‌کنند می‌توان به انجام رساند.



روش PWM فوق را روش تک پالسی می‌نامند. چون در هر نیم سیکل تنها یک پالس وجود دارد.

مهمترین مشکل در این روش ایجاد هارمونیها در ولتاژ دو سر بار است. لذا استفاده فیلتر نمودن در اینجا مطرح می‌شود و تلاش در جهت کاهش میزان هارمونیهای موجود.

معمولاً این هارمونیهای مرتبه پایین‌تر هستند که ممکن است سبب افزایش THD شوند بنابراین اگر دامنه هارمونیهای مرتبه پایین‌تر حتی‌الامکان کاهش یابند در کاهش THD بسیار مؤثر خواهد بود.

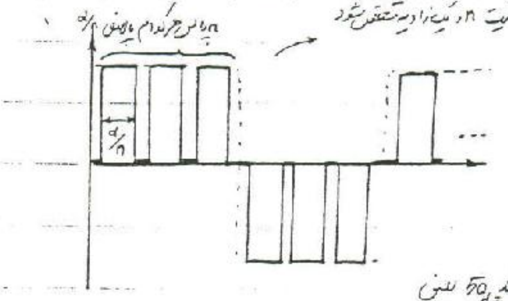
* سعی می‌کنیم حتی‌الامکان با استفاده از روشهای سوییچینگ عناصر هارمونیهای موجود در ولتاژ خروجی را به حداقل برسانیم.

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

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

هرچقدر V_1 کوچکتر شود T.H.D بدتر می‌شود بنابراین $\Longleftarrow$ $T.H.D = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \,/\, V_1$

هرچقدر پهنای ولتاژ خروجی (ولتاژ بار) کوچکتر شود و مدت زمانی بیشتر ولتاژ خروجی صفر بماند در آن صورت مشکل هارمونیها جدی‌تر خواهد بود.



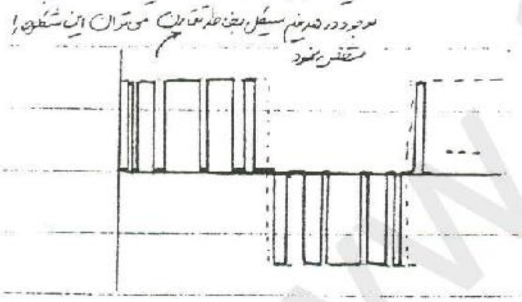
در اینجا به طور متقارن کمیت n در نیم زاویه منعکس شود

PWM چند پالسی :

از نظر هارمونیکی (درصد) مخصوصاً 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 منظور ما فرکانس بسیار بالاتر کاری کلید که بسته به تعداد سوییچهای 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 افزایش 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 سوییچ عنصر و افزایش دامنه هارمونیک‌های نزدیک به آن فرکانس می‌شود ، از لحاظ بار ، برای ما بهتر است .

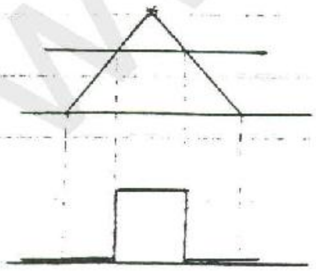


در این شکل با داشتن تعدادی زوج یا فرد تعدادی از پالس موجود در هر نیم سیکل به طور متقارن می‌توان این شکل را منعکس نمود

PWM سینوسی : "Pulse Width Modulation"

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

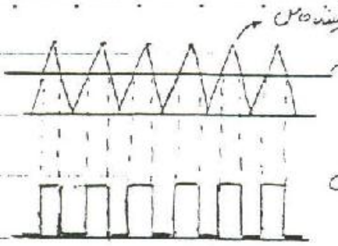
در عمل می‌توان یک موج مثلثی با پهنای α را با یک موج dc مقایسه نمود . حاصل این مقایسه در شکل زیر آمده است :



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

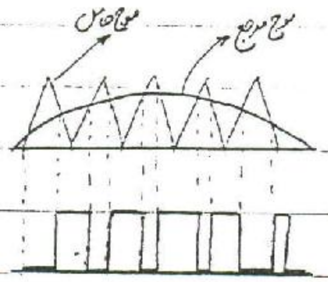
در این شکل فرکانس موج مثلثی با فرکانس موج خروجی یکسان در نظر گرفته شده است .

www.ttmar.ir

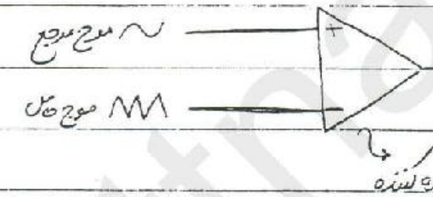


PWM چند پالسی

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



PWM سینوسی



مقایسه کننده (Comparator)

1- فرکانس موج سینوسی، فرکانس خروجی و دامنه آن ، دامنهٔ مؤثر موج خروجی را تعیین می کند.

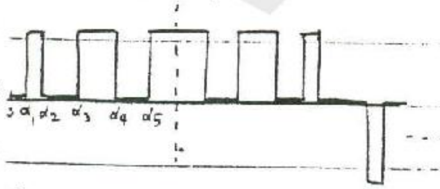
2- موج حامل ، موجی است با فرکانس چندین برابر فرکانس موج مرجع.

روشهای دیگری هم برای کنترل ولتاژ وجود دارد:

- روش حذف هارمونیکهای انتخابی - تنها برای ولتاژهای خروجی ثابت مناسب است و باعث افزایش درجه هارمونیکها و کاهش اندازه فیلتر کمکی 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 هارمونیکها مقایسه شود.



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

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

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

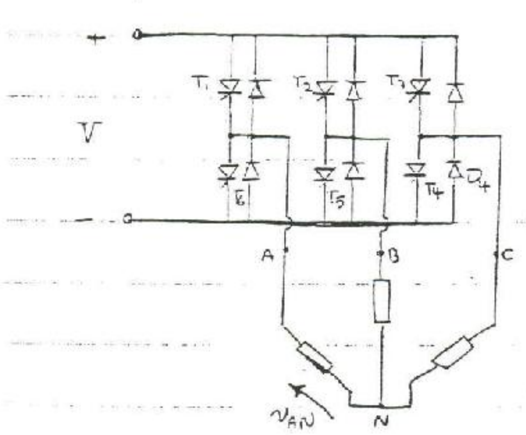
www.ttrar.ir

Subject: Date. 1382-10-13

اصلی نباید از میان برود. بنابراین هرچه تعداد پالسها بیشتر باشد بهتر است ولی یک عامل 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 اینورترهای سه فاز استفاده می شود. در این حالت تا حدی کنترل بهتری هم وجود دارد.



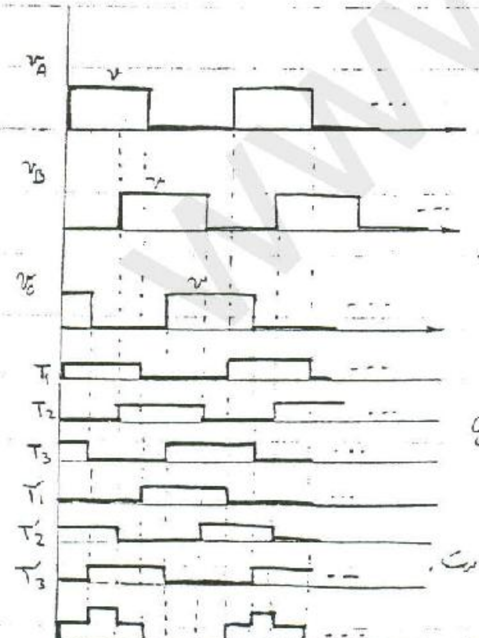
شکل کلی یک اینورتر 3 فاز ←

وقتی T1 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 T1 و جایی که صفر است T'1 باید روشن شود.

سیگنالهای فرمان نسبت به هم 60° جابجا شده اند تا ولتاژهای متعادل 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 ــ برای ایجاد ولتاژهای متعادل سه فاز سیگنالهای گیت نسبت به هم 60° جابجا شده اند.

این مسئله بخاطر 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

→ v_{AN} →

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

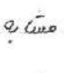
حفاظت عناصر نیمه هادی قدرت:

- خنک سازی:

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

هیت سینک - فن (Fan) - سیرکوله شدن 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:

وارستیور (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 ممانعت می کند و با افزایش ولتاژ ورودی آنگاه شروع به هدایت خواهد کرد.

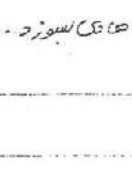
- حفاظت در مقابل جریان زیاد:

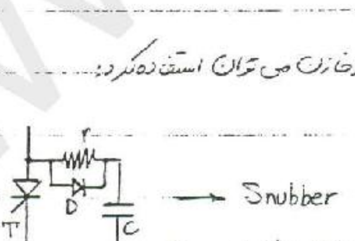
اضافه جریان و اتصال کوتاه مسائل مطروحه در این بخش هستند. اضافه جریان زمانی است که مقدار جریان 30% الی 50% از حد مجاز خود فراتر رود ← توسط یک رله اتوماتیک از اضافه جریان محافظت می شود.

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

- حفاظت در تغییرات سریع ولتاژ:

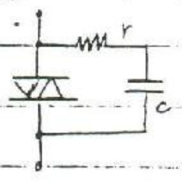
در این بخش برای حفاظت قطعه نیمه هادی از خازن می توان استفاده کرد:





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

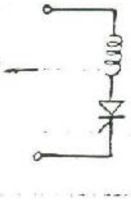


C = ? ← این مدار اسنابر پلاریزه نشده است

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

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

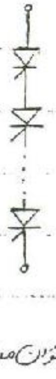
جریان برای حرکت در نیمه هادی ابتدا از یک نقطه نیمه هادی شروع کرده و هدایت آن شروع می شود. حال اگر نرخ افزایش جریان بالاتر از حد مجاز برای نیمه هادی باشد مسلماً عبوری عنصر نامناسب را منفجر خواهد کرد. برای حفاظت در مقابل این اثر از یک L استفاده می شود.



(سالار بید؟)

این مسئله معمولاً زمان روشن کردن ← مشکل نمایان می شود ولی $\frac{dv}{dt}$ زیاد معمولاً در زمان خاموش شدن روی می دهد.

سری و موازی بستن عناصر نیمه هادی :

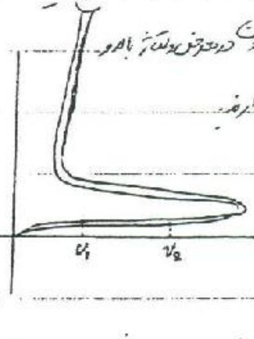


سری بستن عناصر نیمه هادی برای سطوح ولتاژ بالا (فراتر از حد تحمل یک عنصر).

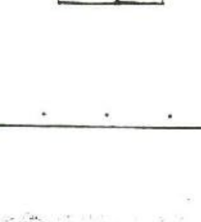
کندترین عنصر در زمان روشن کردن و سریع ترین عنصر در ← همه تریستورها باید بطور همزمان فرمان ببینند

زمان خاموش شدن در دو سر خود ولتاژ را با ... نامیزان تر دارد.

توزیع ولتاژ بصورت یکنواخت در دو سر عناصر نمی تواند صورت بگیرد. چون هیچ دو عنصری را که از هر نظر عین هم باشند نمی توان یافت. (به مشخصه می توان مراجعه نمود دو مشخصه عنصر مشابه که کاملاً بر یکدیگر منطبق نیستند.)



برای حل مسئله جریان نشتی از روش زیر استفاده می شود :



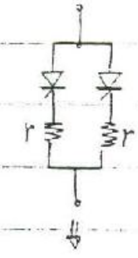
میزان اختلاف ولتاژی که ممکن است در این مدار بوجود آید خیلی کمتر است مثلاً ۳ تا ۵٪ هم با هم تفاوت داشته باشند از اختلاف در مقابل حالت قبل که می توانند تا ۱۰۰٪ باشد ناچیز است. ضمناً چون زمان بلوکه شدن ممکن است متفاوت باشد از آنجایی ممکن است ظرفیت شود در ... روشن هستند برای حل این مشکل از ... استفاده می کنیم و مسیری ... حالت برای حرکت ... باشد.

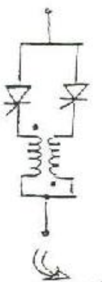
Subject:

Date. 1382 - 10 - 15

موازی بستن عناصر نیمه هادی برای جریانهای زیاد :

در این حالت جریان نمی‌تواند بطور یکسان توزیع شود .



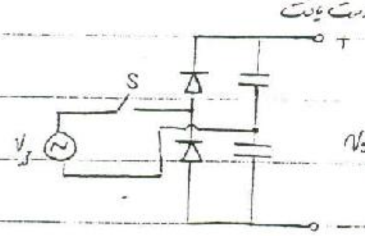


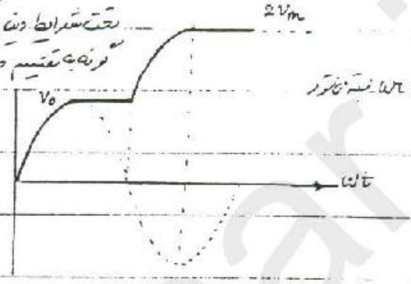
در حالت دایمی به تقسیم جریانها کمک می‌کنند

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

نمونه سؤال :

1) الف) شکل [illegible] = ωt نسبت [illegible]





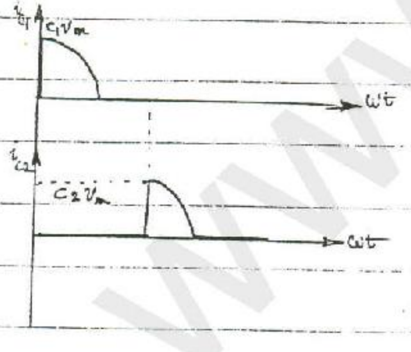
چون این مدار مثل یک دو برابر کننده ولتاژ عمل می‌کند .

ب) جریان خازن‌ها :

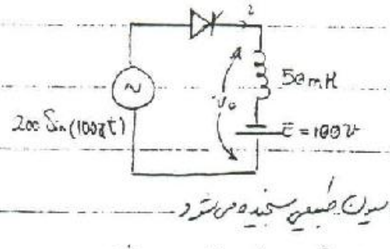
$$i_C = C\frac{dv_C}{dt} \qquad i_{C_1} = C_1\frac{d}{dt}(V_m \sin\omega t) \qquad 0 < \omega t < \pi/2$$

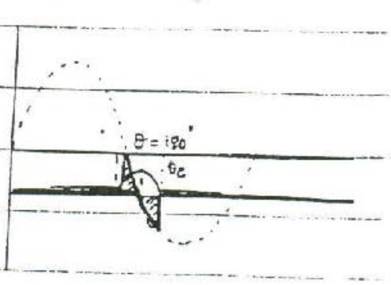
$$i_{C_1} = C_1 V_m \cos\omega t$$

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



2) زاویه آتش را ۱۲۰° در نظر گرفته و شکل جریان و ولتاژ را بدست آورید





* زاویه آتش نسبت به نقطه کموتاسیون طبیعی سنجیده می‌شود

RL برای صفر ولت شدن می‌بایست سطوح مشخص شده باهم برابر باشند

۴۶

ـ شیب برای عبور جریان نیست به مثال یک آن دیود هدایت نمی‌کند در حالیکه اگر π نبود آنگاه ولتاژ لازم در شکل موج جریان وجود داشت .

ـ میتوان θe را با توجه به برابری سطوح هاشور زده بدست آورد :

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

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

ـ ب بدست آوردن توان منبع dc ؟

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

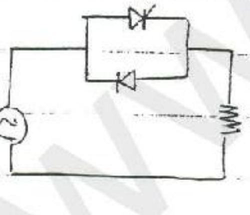
$$\Longrightarrow i=\frac{1}{\omega L}\left[-200\cos\omega t+100\omega t+C\right] \quad \begin{cases}\omega t=\pi\\ i=0\end{cases} \Longrightarrow C=-514$$

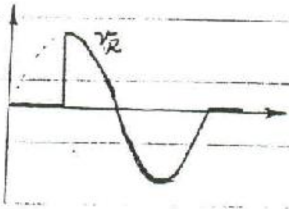
$$i=-12.73\cos\omega t+6.37\,\omega t-32.7$$

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

$$P=-0.19\times100=-19\ \text{Watt}$$

ج) با 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 بدست آمده برای محاسبه توان باید از مقدار rms استفاده کرد چون در غیر این صورت به ازای زاویه آتش صفر درجه باید توان صفر بدست آید در صورتیکه می‌دانیم توان در این حالت Max است پس باید توجه داشت از مقدار موثر استفاده شود.

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

Subject: Date.

از روی شکل منبع [illegible] است

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

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

ضریب توان از دید منبع چقدر است ؟

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

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

دامنه تغییرات قدرت مصرفی در R ؟

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

4) پل سه فاز تمام کنترل شده با بار مقاومتی ؟

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

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

به موارد قبلی با فرض پیوسته بودن جریان یعنی بزرگ فرض نمودن اندوکتانس بار، جریان بار را ثابت در نظر می‌گیریم که دارای [illegible] شکل موج دارای پله‌ای است.

مقدار موثر جریان منبع ac

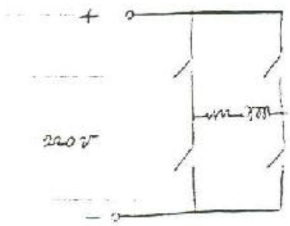
$I_S = \sqrt{\frac{1}{2\pi}\int^{2\pi} i_S^2 \, d\omega t} = \sqrt{\frac{4}{2\pi}\int_{-30^\circ}^{+30^\circ}\left[\frac{U_m}{R}\cos\omega t\right]^2 d\omega t} = 0.78\frac{U_m}{R}$

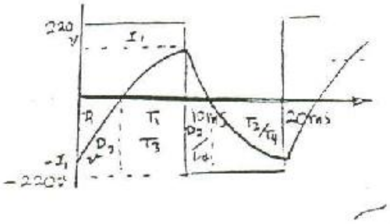
حداکثر زاویه آتش برای جریان پیوسته ؟

$\theta = 60^\circ \longrightarrow$ جواب این حالت است

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

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





در وضعیت دائمی شکل موج جریان بار را بدست آورید .

$$L\frac{di}{dt} + Ri = 220\,V \Longrightarrow i = I_0 e^{-t/\tau} + 22 \quad . \quad \tau = \frac{40\times10^{-3}}{10} = 4\times10^{-3}$$

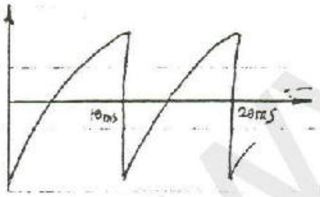
$$\Longrightarrow i = I_0 e^{-t\,250} + 22$$

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

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

$$\Longrightarrow \boxed{A = -40.66} \Longrightarrow \boxed{I_0 = 18.66\ A}$$

رسم شکل موج جریان منبع dc :



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

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

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

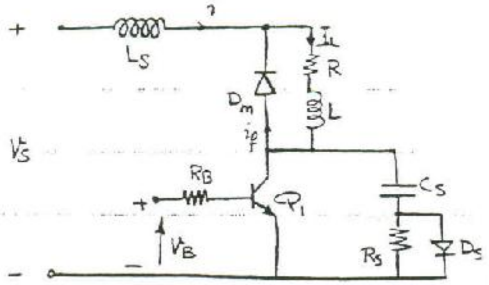
$$\Rightarrow i_0 = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi\sqrt{R^2+(n\omega L)^2}}\sin(n\omega t - \varphi_n) \longrightarrow I = \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty} \frac{4V}{n\pi\sqrt{2(R^2+(n\omega L)^2)}}}$$ مؤثر جریان بار

قدرت تحویلی منبع dc :

قدرت تحویلی منبع $= RI_{rms}^2$

www.ttnar.ir

Subject: Date.


+
L_S
i
i_L
R
D_m
L
i_f
V_S
R_B
+
Q_1
C_s
V_B
R_s
D_s
−
−

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

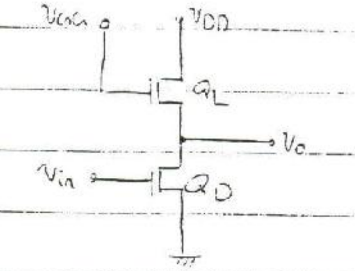
چون ترانزیستورها تکنولوژی یکسانی دارند پس جنس یکی و K برابر دارند

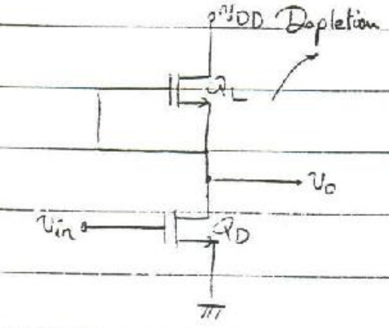
شرط لازم برای کار سیستم فوق : $\Rightarrow \frac{(W/L)_D}{(W/L)_L} \gg \frac{V_H}{2V_0}$

چون V_E 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.





if $v_{in} < V_{TD}$ ، Q_D: off

$V_{GSL} = 0$ ، $V_{DSL} < V_{GSL} - V_{TL}$

$\Rightarrow$

if $v_{in} > V_{TD} \Rightarrow Q_D$: ناحیه خطی کار کند

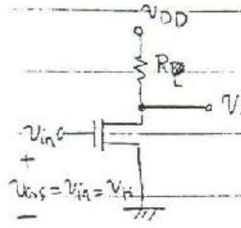
Q_L : ناحیه اشباع

$$\begin{cases} I_0 = \frac{\beta_L}{2} V_{TL}^2 = \beta_D\left[(V_{in}-V_{TD})V_0 - \underset{\text{صرفنظر}}{\cancel{\tfrac{1}{2}V_0^2}}\right] \Rightarrow V_0 \cong \frac{I_0}{\beta_D(V_i - V_{TD})} \\ V_{GSL} = 0 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \frac{\beta_D}{\beta_L} = \frac{(W/L)_D}{(W/L)_L} \gg \frac{V_{TL}^2}{2V_0(V_i - V_{TD})}$$

نوع NMOS بهتر است چون دو نسبت بزرگتری دارد.

www.ttmar.ir



هدف ما در گام اول ساخت یک inverter است.

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

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

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

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

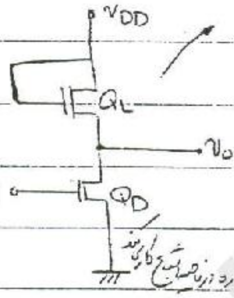
باید v_o نسبت به v_{DD} خیلی کوچک باشد

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

چون در IC ساخت مقاومت بزرگ مشکل است باید به جای مقاومت بزرگ از ترانزیستور استفاده شود. لذا از شکل زیر استفاده می‌کنیم :

برای ترانزیستور افزایشی v_T برابر مقداری مثبت است.

از نوع Enhancement



چون از نوع Enhancement ، هر دو ترانزیستور در ناحیه خاموش تشکیل شده است بدین دلیل ترانزیستور هم روشن خواهد بود و برای خاموش کردن باید ولتاژ 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 می‌کند

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

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

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

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

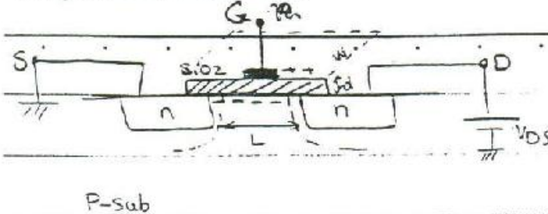
صرف نظر   صرف نظر

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

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

۴۷

Subject: ______ Date. ______



CMOS :

SiO2 چون اکسید است مثل عایق عمل می‌کند. و بنابراین خاصیت خازنی به وجود می‌آید.

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

این شکل بدون V_d مثبت به سورس رفت. کانال ایجاد شده در این حالت [illegible] 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 / زمان گذر τ (transit time) $= \frac{L}{v_d}$

زمان انتقال حامل‌ها از مرز S تا مرز D است

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

هدف بدست آوردن جریان است — در حالت روشن

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

مقاومت:

$$R_{oh} = \frac{V_{ds}}{I_d} = \frac{L^2}{\text{[illegible]}} \Rightarrow R_{oh}\,C_g = \frac{L^2}{\mu(V_{GS}-V_T)}$$

حدود [illegible] سرعت گیت

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 دو برخورد متوالی الکترون‌ها است و برای عناصر مختلف فرق می‌کند برای مثال:

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

سازندگان ترانزیستورها L کوچک می‌گیرند تا ناحیه Depletion دو طرف به هم برسند (تا از برخورد این دو ناحیه)

فرمول‌های جریان ولتاژ در ترانزیستورهای MOSFET :

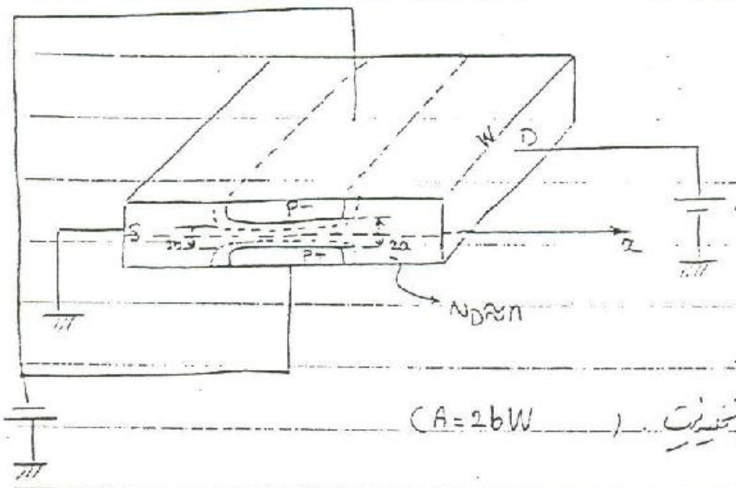
$V_{GS} < V_T \Rightarrow I_{DS} \simeq 0$

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

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

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

FET :



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

ماده کانال نوع n است چون $2p^+$ در بین قرار است.

سطح مقطعی که از آن جریان می‌گذرد در بین ناحیه تخلیه است (A=2bW)

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

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

$$I_d = A \cdot J = 2b\cdot W \cdot q N_D \mu_n \mathcal{E}_{ds} \Longrightarrow I_d = \frac{2aWqN_D\mu_n}{L}\left(1-\sqrt{\frac{v_{GS}}{V_P}}\right)v_{DS}$$

$$= 2b \cdot W q N_D \mu_n \frac{v_{ds}}{L} \Longrightarrow$$

$$b = a\left(1-\sqrt{\frac{v_{GS}}{v_P}}\right) \qquad r_d = \frac{r_{d_0}}{1-\sqrt{v_{GS}/v_P}} = \frac{v_{DS}}{I_d}$$

$$\Longrightarrow r_{d_0} \triangleq \frac{L}{2aWqN_D\mu_n}$$

فرمول دقیق‌تر کار در منطقه اهمی:

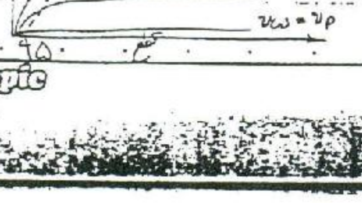
$$I_D = K\left[(v_{GS}-v_P)v_{DS} - \overset{\text{صرف‌نظر}}{\cancel{\frac{v_{DS}^2}{2}}}\right]$$

v_{DS} کوچک است

در ناحیه اهمی FET

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

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



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

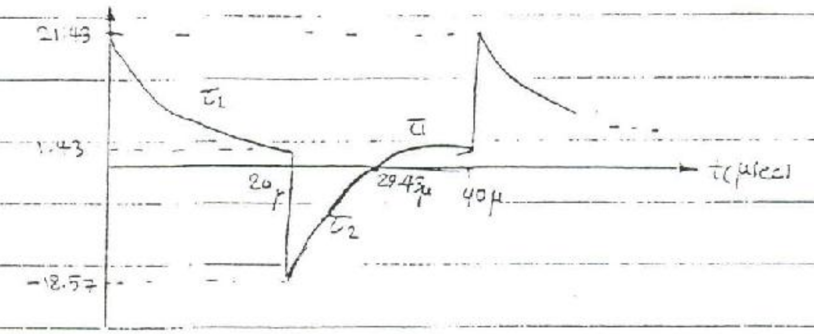
ناحیه کاری مورد نظر ما که در ناحیه اهمی است.

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