

به کارگیری نرم افزار PSpice در بررسی عملکرد مدارهای فرمان تریستور

محمد رضا مدبرنیا*

مری، دانشکده فنی و حرفه‌ای شهید چمران رشت، دانشگاه فنی و حرفه‌ای، گیلان، ایران

عبدالرضا توکلی

دانشگاه آزاد اسلامی، واحد لاهیجان، دانشکده فنی، گروه برق

تاریخ دریافت مقاله: ۱۳۹۶/۰۵/۱۷ تاریخ پذیرش نهایی: ۱۳۹۶/۰۹/۱۶

چکیده

در این مقاله به کمک شبیه‌سازی رایانه‌ای، روشی برای آموزش ساختار و شکل عملکرد مدارهای فرمان تریستورهای قدرت ارائه شده و به قابلیت PSpice در شبیه‌سازی این مدارهای فرمان اشاره می‌شود. استفاده از دیاک به منظور ایجاد پالس‌های فرمان برای ترایاک در یک میدل ac به ac در قالب مدارهای دیمر پایه و دیمر مرتبه‌ی دوم به کارگیری UJT به همراه آشکارساز عبور از صفر و خازن شارژشونده با منبع ولتاژ، تولید پالس فرمان توسط شارژر خازن با منبع جریان و PUT ایجاد پالس فرمان براساس مدولاسیون پهنای پالس و در انتها نمایش قابلیت C ااهای راه‌انداز گیت در تولید پالس‌های فرمان تریستور و ترایاک از مواردی هستند که ابتدا در این مقاله به صورت تئوری تحلیل شده‌اند. سپس نتایج تئوری آنها با نتایج شبیه‌سازی PSpice مطابقت داده شده تا محملی برای تشریح هر چه بهتر عملکرد مدارهای فرمان و آموزش آنها فراهم شود. این نتایج به نیاز آموزشی دانشجویانی پاسخ می‌دهد که به مدارهای کاربردی علاقه‌مندند و آنها را کمتر در کتاب‌های مرجع می‌یابند و نیز آنها را با قابلیت بزرگ شبیه‌سازی مبتنی بر Spice در بررسی مدارهای بزرگ و پیچیده‌ی الکترونیک قدرت آشنا می‌کند و در نهایت به آنها نشان می‌دهد که میان مفاهیم تئوری ارائه شده در کلاس‌های درس و نتایج شبیه‌سازی که به واقعیت نزدیک‌اند، تفاوتی اساسی وجود ندارد.

واژه‌های کلیدی

تریستور، مدار راه‌انداز گیت، مدار فرمان تریستور، مدولاسیون پهنای پالس، PSpice، PWM.

۱. مقدمه

در همهی جوامع، آموزش رکن اساسی پیشرفت در یکایک زمینه‌های اقتصادی، صنعتی و اجتماعی محسوب می‌شود. در دهه‌های اخیر با پیشرفت رایانه، راهکارهای جدیدی برای توسعه‌ی منابع آموزشی ایجاد شده است و محققان تکنیک‌ها، ابزارها و روش‌هایی را به‌منظور بهبود شیوه‌ی تدریس ارائه کرده‌اند (Pillage, 1993; Hwang, 1998). با به‌کارگیری شیوه‌های تعاملی مبتنی بر استفاده از رایانه، می‌توان به‌سادگی دانشجویان را با موضوعات درسی درگیر کرده و آنها را به مشارکت در تحقق اهداف آموزشی ترغیب کرد (Bengu & Swart, 1996). این امر به‌ویژه در موضوعاتی که با کارگاه‌ها و آزمایشگاه‌های گران‌قیمت مواجه است بیشتر نمود می‌یابد؛ چرا که دانشجویان در بسیاری از مواقع از مشاهده‌ی عملی پاره‌ای از موارد ساده نیز عاجز خواهند بود.

الکترونیک قدرت از یک‌سو با تجهیزات آزمایشگاهی پرهزینه مواجه است و از سوی دیگر با ولتاژها و جریان‌های قوی سروکار دارد. این امر آموزش الکترونیک قدرت را در مراکز دانشگاهی با مشکل مواجه می‌سازد. از این رو اگر بتوان با شیوه‌ای مناسب از قابلیت‌های رایانه‌ای برای ملموس کردن هر چه بیشتر مطالب تئوری الکترونیک قدرت استفاده کرد، به بهبود آموزش در این زمینه کمک شایانی خواهد شد. در آموزش عملکرد مبدل‌های قدرت به‌کارگیری PSpice تجربه شده است (Mohan, 2002; Rashid & Rashid, 2011). اما به شبیه‌سازی مدارهای فرمان تریستوری به‌دلیل ساختار الکترونیکی‌شان کمتر در کتاب‌های مرجع الکترونیک قدرت پرداخته شده و اغلب به بررسی ساختار پایه‌ی قطعاتی مانند *UJT* و *PUT* بسنده می‌شود (Rashid, 2014). این مطلب از یک جنبه سبب می‌شود مفهوم کنترل و تنظیم زاویه‌ی فرمان تریستورها در هنگام آموزش درس الکترونیک قدرت به حاشیه رانده شود و از سوی دیگر به استفاده از *C*‌های فرمان و راه‌انداز گیت - که از بخش‌های در حال پیشرفت و رشد شرکت‌های سازنده‌ی مدار مجتمع است - اشاره‌ای نشود. همچنین بیشتر دانشجویان الکترونیک علاقه‌مندند که به‌جای استفاده از مدارهای گسترده برای راه‌اندازی تریستورها از *C*‌ها استفاده کنند و اشاره به مفاهیم و کلیات مدارهای تحریک برایشان جذابیت چندانی ندارد. در این مقاله تلاش شده است این خلاء آموزشی تا حد امکان برطرف شود.

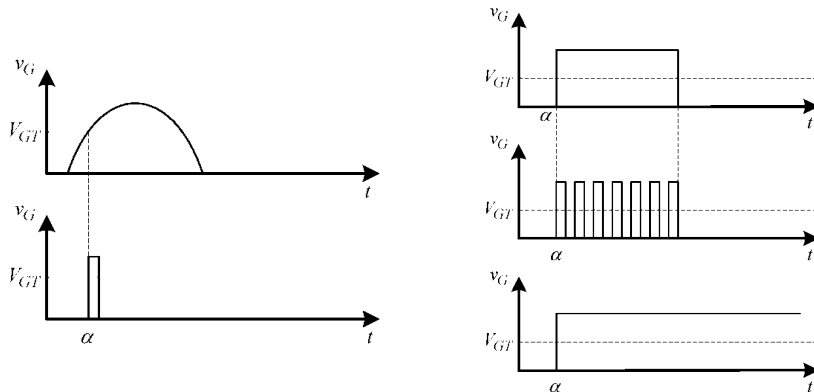
محققان در سال‌ها اخیر چندین ابزار را برای کمک به دانشجویان در یادگیری چگونگی عملکرد مدارهای پایه‌ی الکترونیک قدرت ایجاد کرده‌اند. پروفیسور رشید، منحنی مشخصه‌ی تریستور و مبدل PWM تک‌فاز را بررسی کرده است (Rashid et al., 2001). آگراوال و همکارانش بر پایه‌ی مدل تریستور جیاکولتو (Giacoleo, 1989) سیکلوکانورترهای تک‌فاز و سه‌فاز را در PSpice شبیه‌سازی کرده‌اند (Agraval et

(al., 1992). یکسوکننده‌ی تک فاز تمام موج تمام کنترل شده، توسط مدبرنیا شبیه‌سازی شده است (مدبرنیا، ۱۳۸۸). بر پایه‌ی قابلیت سیمولینک نرم افزار Matlab ابزارهایی برای شبیه‌سازی سیستم‌های قدرت ارائه شده است (Dessaint et al., 1999) و بر پایه‌ی JAVA برنامه‌ای توسط کانسین و همکاران توسعه یافته است که می‌تواند یکسوکننده‌های تک فاز و سه فاز کنترل شده و کنترل نشده را براساس معادلات تئوری شبیه‌سازی کند (Canesin et al., 2010).

این مقاله در هفت قسمت تنظیم شده است. در بخش نخست به نیازمندی‌های گیت تریستور و ویژگی‌های سیگنال تحریک آن پرداخته می‌شود. سپس مدار دیمر پایه و دیمر مرتبه‌ی دوم به تفصیل بررسی شده و نتایج تحلیل تئوری آنها با نتایج شبیه‌سازی PSpice مقایسه می‌شود. در قسمت چهارم، مدار تحریک تریستور که شامل آشکار عبور از صفر، UJT و خازن شارژشونده با منبع ولتاژ است، بررسی و شبیه‌سازی می‌شود. شارژ خازن با منبع جریان به همراه PUT و آشکار ساز عبور از صفر، مدار دیگر تحریک را شکل می‌دهد که تشریح و شبیه‌سازی خواهد شد. ایجاد پالس فرمان گیت با مدولاسیون پهنای پالس و مدار آنالوگ تولیدکننده‌ی آن در قسمت ششم معرفی و شبیه‌سازی می‌شود. در انتها بلوک دیاگرام و مدار داخلی مدار مجتمع CA3059 معرفی شده و بر پایه‌ی این مدار داخلی زیرمداری در PSpice برای شبیه‌سازی میدل ac به ac تک فاز ارائه خواهد شد. مدارهای فرمان شبیه‌سازی شده به خوبی می‌توانند استادان را در تبیین هر چه بهتر اصول عملکرد تولید پالس برای راه‌اندازی تریستورها یاری دهند و جزئیات مداری مورد نیاز دانشجویان را در ساخت این گونه مدارها فراهم آورند.

۲. پالس‌های تحریک و سیگنال‌های گیت تریستور

تریستورها با اعمال سیگنال‌های ولتاژ مثبت اعمال شده به پایه‌ی گیت شان روشن می‌شوند. جریان عبوری از گیت نیز باید از حدی فراتر رود تا تریستور روشن شود. این ولتاژ گیت (V_G) توسط مدار راه‌اندازی تولید می‌شود که مدار تحریک یا مدار آتش خوانده می‌شود. بنابراین تریستورها می‌توانند به وسیله‌ی سیگنال ac یکسوسوده با زمان برخاست کوچک، پالس تحریک تیز، سیگنال DC با دامنه‌ی ثابت و پالس تحریک با دامنه‌ی طولانی یا قطاری از پالس‌های فرکانس بالا — آنچنان که در شکل ۱ نشان داده شده است — روشن شوند.



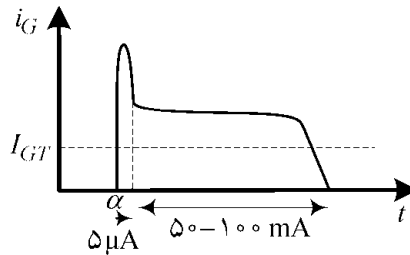
شکل ۱. انواع مختلف سیگنال تحریک تریستور

علاوه بر ولتاژ، جریان گیت نیز در فرایند روشن شدن تریستور مؤثر است. سیگنال ایده‌آل کلیدزنی تریستور باید از دامنه‌ی جریان مناسب و پهنای زمانی کافی به‌همراه زمان برخاست کم برخوردار باشد. شکل ۲، سیگنال جریان گیت ایده‌آل برای تحریک تریستور را نشان می‌دهد. دامنه‌ی اولیه‌ی زیاد و برخاست سریع جریان گیت موجب می‌شود قطعه به‌طور کامل و به‌سرعت روشن شود. بنابراین، حامل‌ها به‌سرعت در لایه‌ی پیوند سدکننده (J_p) پخش می‌شوند. این امر تلفات کلیدزنی را کاهش می‌دهد و توانایی قطعه در برابر تغییرات $\frac{di}{dt}$ را بهبود می‌بخشد. پس از چند میکروثانیه، لازم است جریان تحریک گیت را که باید از حداقل جریان گیت مورد نیاز (I_{GT}) کاهش داد.

اگر بار سلفی شدید است، به‌دلیل کند شدن افزایش جریان آند — کاتد باید از پالس‌هایی با پهنای زیاد استفاده شود. حتی در برخی حالت‌ها، نظیر مبدل‌های ac به ac با بار سلفی فرمان گیت باید تا انتهای یک نیم‌پریود به طول انجامد. اما برای بارهای مقاومتی نظیر لامپ‌ها و گرم‌کن‌ها داشتن پالسی کوتاه با زمان برخاست کم کافی است. برای کاربردهای توان زیاد، جداسازی مدارهای کنترل و تحریک از مدار قدرت امری لازم و ضروری است، زیرا تأثیرات گذرای ولتاژ و جریان قوی مدار قدرت ممکن است سبب تأثیرات مخرب بر مدار الکترونیکی تحریک شود. بدین منظور از ترانس‌های پالس یا ایزوله‌کننده‌های نوری برای جداسازی استفاده می‌شود. در کاربردهای توان بسیار زیاد نظیر خطوط انتقال ولتاژ بالای DC، کابل فیبر نوری به‌همراه تقویت‌کننده برای جداسازی به‌کار می‌رود. برای مثال یک منبع توان تحریک‌کننده‌ی نوری 5mW برای راه‌اندازی یک LASCAR در دامنه‌ی 4kV و 3kA کافی است.

به‌طور کلی، تریستور زمانی هدایت می‌کند که اولاً به‌صورت صحیح بایاس شود ($V_{AK} > 0$) و ثانیاً مدار تحریک

آن بتواند حداقل ولتاژ تحریک گیت (V_{GT}) و حداقل جریان مورد نیاز گیت (I_{GT}) را فراهم آورد. از سوی دیگر I_G ، V_G و P_G انتقال یافته به تریستور نباید از حداکثر مجاز این کمیت‌ها (V_{GM} ، I_{GM} و P_{GM}) بیشتر باشد.



شکل ۲. شکل موج جریان ایده‌آل برای تحریک تریستور

۳. دیمر با دیاک

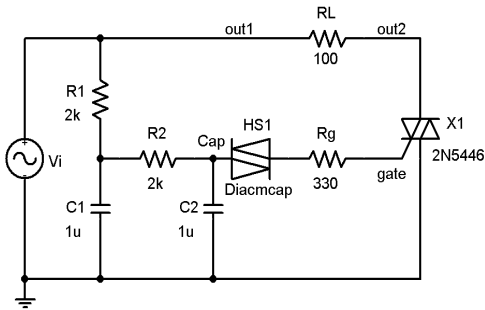
دیمر اساساً یک میدل ولتاژ ac به ac است که با کنترل فاز و تغییر زمان روشنایی ترایاک، میزان ولتاژ مؤثر منتقل شده به بار را کنترل می‌کند. عموماً در یک دیمر کنترل شونده با دیاک بار می‌تواند لامپ، هیتر یا موتورهای ac کوچک باشد که در وسایل خانگی نظیر چرخ‌گوشت، دستگاه آبمیوه‌گیری و نظایر آن به وفور یافت می‌شود. شکل‌های ۳ و ۴ به ترتیب ساختار پایه و ساختار مرتبه‌ی دوم مدار دیمر را به همراه دیاک در محیط PSpice نشان می‌دهد. در مدار پایه، خازن از طریق مقاومت متغیر R و ورودی سینوسی شارژ می‌شود. با رسیدن ولتاژ خازن به مقدار ولتاژ روشنایی دیاک (V_{BO}) دیاک روشن می‌شود و اجازه‌ی عبور جریان را می‌دهد. از این رو خازن بر روی گیت ترایاک دشارژ می‌شود و آن را روشن می‌کند. با روشن شدن ترایاک، ولتاژ ورودی به بار انتقال پیدا خواهد کرد. لحظه‌ی روشنایی ترایاک وابسته به زمانی است که ولتاژ خازن به مقدار V_{BO} می‌رسد. در انتهای نیم‌پریود اول، ولتاژ خازن صفر می‌شود و مجدداً در شروع نیم‌پریود دوم به صورت نمایی تخلیه می‌گردد. عملکرد مدار مرتبه‌ی دوم نیز مشابه مدار پایه است، با این تفاوت که خازن تحریک دیاک توسط مدار مرتبه‌ی دوم مقاومت خازنی شارژ می‌شود. ولتاژ خازن تحریک این دو مدار به ترتیب با معادله‌های ۱ و ۲ مشخص می‌شود.

$$\begin{cases} V_C = \frac{V_m}{P} \sin(\omega t - \varphi) \\ P = \sqrt{1 + R^2 C^2 \omega^2} \\ \varphi = \text{tg}^{-1}(RC\omega) \end{cases} \quad (1)$$

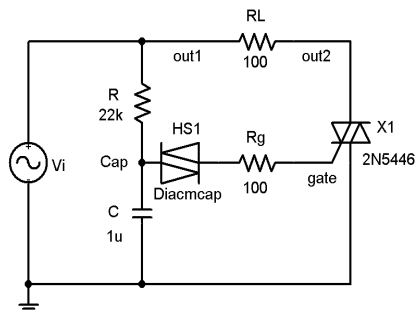
$$\left. \begin{aligned}
 V_{C2} &= \frac{V_m}{P} \sin(\omega t - \varphi) \\
 P &= \sqrt{\left(1 - R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + \frac{2C_2}{C_1}\right)^2 + (R_1 C_1 \omega + R_2 C_2 \omega + R_1 C_2 \omega)^2} \\
 \varphi &= \text{tg}^{-1} \left(\frac{R_1 C_1 \omega + R_2 C_2 \omega + R_1 C_2 \omega}{1 - R_1 R_2 C_1 C_2 \omega^2 + \frac{2C_2}{C_1}} \right)
 \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

زاویه‌ی فرمان گیت (α) در حقیقت زاویه‌ای (ωt) است که در آن ولتاژ خازن به مقدار V_{BO} می‌رسد. از این رو به تقریب خواهیم داشت:

$$\frac{V_m}{P} \sin(\alpha - \varphi) = V_{BO} \Rightarrow \alpha = \varphi + \text{Sin}^{-1} \left(\frac{P \times V_{BO}}{V_m} \right) \quad (3)$$



شکل ۴. مدار دیمر مرتبه‌ی دوم با دیاک در محیط PSpice



شکل ۳. مدار دیمر پایه با دیاک در محیط PSpice

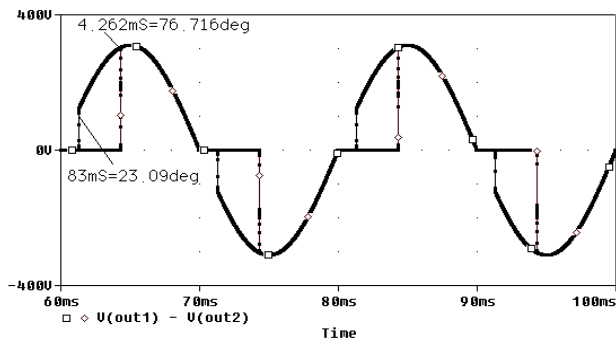
در مدارهای دیمر شکل‌های ۳ و ۴ ورودی برق شهر با ولتاژ مؤثر 220V و فرکانس 50Hz است. اگر ولتاژ شکست دیاک $V_{BO}=30V$ باشد، زاویه‌ی فرمان گیت از مدار پایه به‌ازای $R=22k\Omega$ و $C=1\mu F$ برابر خواهد بود با:

$$\left. \begin{aligned}
 p &= \sqrt{1 + \left(22 \times 10^3 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50\right)^2} = 6.9835\Omega \\
 \varphi &= \text{tg}^{-1} \left(22 \times 10^3 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50\right) = 1.4271 \text{rad} = 81.77^\circ \\
 \alpha &= \varphi + \text{Sin}^{-1} \left(\frac{P \times V_{BO}}{V_m} \right) = 1.4271 + \text{Sin}^{-1} \left(\frac{6.9835 \times 30}{311} \right) = 2.1662 \text{rad} = 124.1164^\circ
 \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

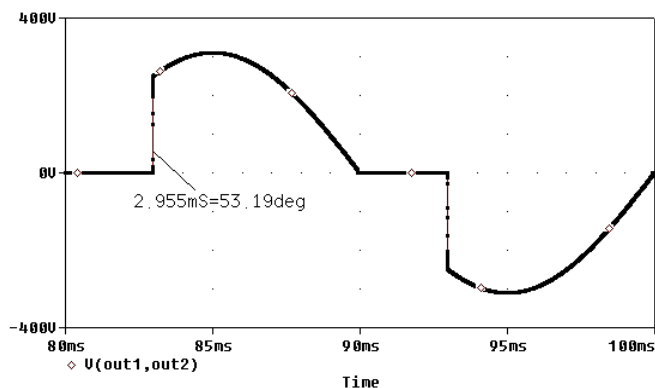
اگر مقدار مقاومت متغیر دیمپر پایه به $R=2k\Omega$ کاهش یابد، $P=1.181$ ، $\varphi=0.561rad=32.163^\circ$ و $\alpha=0.6752rad=38.6835^\circ$ خواهد شد. همچنین برای مدار دیمپر مرتبه‌ی دوم از معادله‌های ۲ و ۳ به ازای مقاومت‌های $R_1=R_2=2k\Omega$ و $C=1\mu F$ خواهیم داشت:

$$\begin{cases} C=1\mu F \\ R=2k\Omega \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \varphi=3.2156 \\ P=49.337 \end{cases} \Rightarrow \alpha = \varphi + \sin^{-1}\left(\frac{P \times V_{BO}}{V_m}\right) = 0.6263 + \sin^{-1}\left(\frac{3.2156 \times 30}{311}\right) = 0.9417rad = 53.96^\circ \quad (5)$$

شکل موج‌های حاصل از شبیه‌سازی PSpice مدارهای دیمپر پایه با مقاومت $R=2k\Omega$ و $R=22k\Omega$ در شکل ۵ و شکل موج دیمپر مرتبه‌ی دوم با مقاومت‌های $R_1=R_2=2k\Omega$ در شکل ۶ مشاهده می‌شود.



شکل ۵. شکل موج‌های حاصل از شبیه‌سازی PSpice مدارهای دیمپر پایه با مقاومت‌های $R=2k\Omega$ و $R=22k\Omega$



شکل ۶. شکل موج حاصل از شبیه‌سازی PSpice مدارهای دیمپر مرتبه‌ی دوم با مقاومت‌های $R_1=R_2=2k\Omega$

در جدول‌های ۱ و ۲ به ترتیب مقایسه‌ای میان مقادیر تئوری و نتایج حاصل از شبیه‌سازی PSpice مدارهای دیمر پایه و دیمر مرتبه دوم انجام گرفته است.

جدول ۱. مقایسه‌ی نتایج تئوری و شبیه‌سازی دیمر پایه

نتایج شبیه‌سازی	تحلیل تئوری دقیق	تحلیل تئوری تقریبی
$23,09^\circ$	$22,14^\circ$	$32,143^\circ$ با $R = 2k\Omega$ و α
$76,716^\circ$	$73,2^\circ$	$124,11^\circ$ با $R = 22k\Omega$ و α

جدول ۲. مقایسه‌ی نتایج تئوری و شبیه‌سازی دیمر مرتبه دوم

نتایج شبیه‌سازی	تحلیل تئوری تقریبی
$53,19^\circ$	$53,96^\circ$ با $R_1 = R_2 = 2k\Omega$ و α

اگر به جای تحلیل تئوری تقریبی — که مبتنی بر روش تحلیل حالت دائم سینوسی است — از معادله‌ی دیفرانسیل مرتبه‌ی اول برای یافتن معادله‌ی شارژ خازن در مدار دیمر پایه استفاده کنیم، به معادله‌ی ۶ برای ولتاژ خازن خواهیم رسید. حل این معادله‌ی غیرخطی به ازای برابری آن با V_{BO} دیاک مقادیر $22,14^\circ$ و $73,2^\circ$ را به ترتیب برای مقاومت‌های $R=2k\Omega$ و $R=22k\Omega$ در اختیار می‌گذارد که به مقادیر شبیه‌سازی بسیار نزدیک است.

۴. مدار فرمان با UJT

ترانزیستور تک‌پیوندی (UJT) یک عنصر الکترونیکی سه‌پایه‌ی تک‌پیوندی است که ساختار داخلی آن از دو نیمه‌هادی n و p تشکیل می‌شود. سه ناحیه‌ی عملکرد برای UJT قابل ردیابی است. به‌ازای ولتاژهای کمتر از V_P ترانزیستور تک‌پیوندی قطع است و جریان بسیار کمی از آن عبور می‌کند. با رسیدن به نقطه‌ی $P(V_P, I_P)$ ، UJT وارد ناحیه‌ی مقاومت منفی شده و امکان عبور جریان از امیتر (E) فراهم می‌شود. اگر منبع خارجی تأمین‌کننده‌ی ولتاژ امیتر بتواند جریان مورد نیاز UJT را برای ورود به ناحیه‌ی اشباع ($I_E > I_V$) برقرار کند، UJT وارد این ناحیه خواهد شد. به‌منظور عملکرد صحیح برای تولید پالس باید UJT نظیر دیاک یا قطع باشد یا در ناحیه‌ی مقاومت منفی قرار گیرد. نظیر دیاک از خاصیت شارژ خازن می‌توان برای ورود UJT به ناحیه‌ی مقاومت منفی استفاده کرد. شارژ خازن را می‌توان از طریق منبع ولتاژ و مقاومت انجام داد یا آنکه آن را توسط منبع جریان شارژ کرد. شکل ۷ یک یک‌سوساز تک‌فاز نیم‌موج کنترل شده را در محیط PSpice

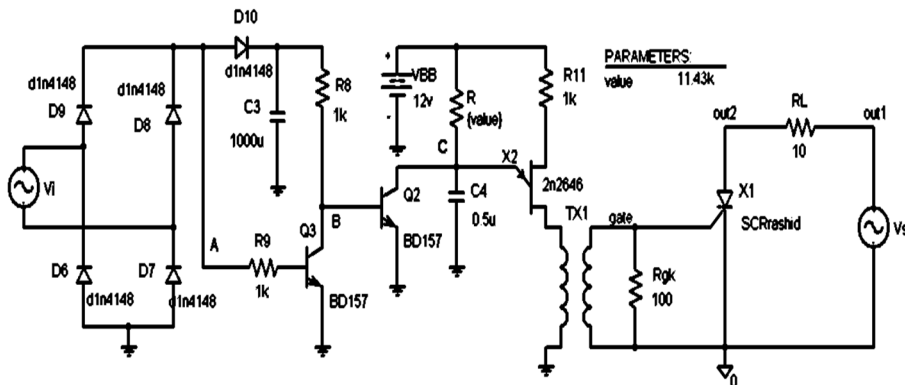
نشان می دهد که از ترانزیستور تک پیوندی 2N 2646 برای فرمان به تریستور آن استفاده شده است. ترانزیستور Q_1 آشکارساز عبور از صفر و ترانزیستور Q_2 کلید اتصال کوتاهی است که برای مدت زمان کوتاهی قبل و بعد از نقاط عبور از صفر خازن را دشارژ کامل می کند. این امر سبب می شود نقاط مرده ای بعد از نقاط کموتاسیون طبیعی برای شروع شارژ خازن و زاویه ی فرمان α به وجود آید. اگر پارامترهای ترانزیستور تک پیوندی 2N 2646 شرکت موتورولا به صورت زیر باشد:

$$I_p = 5\mu A \quad 0.58 < \eta < 0.75 \quad 4.7k\Omega < R_B < 9.1k\Omega \quad V_V = 2V \quad I_V = 6mA$$

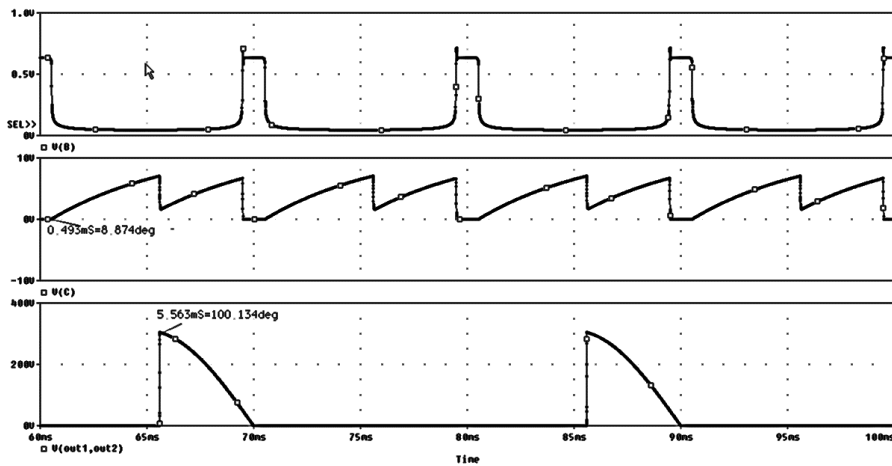
آن گاه با توجه به شارژ نمایی خازن C توسط مقاومت R و منبع ولتاژ و در نظر گرفتن $\eta = 0.583$ زاویه ی فرمان گیت حدود ۹۰ درجه خواهد شد.

$$\alpha = RC\omega Ln\left(\frac{1}{1-\eta}\right) = 11.43 \times 10^3 \times 0.5 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50 \times Ln\left(\frac{1}{1-0.583}\right) = 90^\circ \quad (6)$$

در شکل ۸ نتایج شبیه سازی PSpice مدار فرمان تریستور با UJT به همراه مقاومت متغیر $11.43k\Omega$ نشان داده شده است. مقدار α حاصل حدود ۱۰۰ درجه است که حدود ۱۰ درجه با مقدار $\alpha = 90^\circ$ به دست آمده از تحلیل تئوری اختلاف دارد. از این ۱۰ درجه، حدود ۸/۸۷ درجه ناشی از ناحیه ی مرده ی ایجاد شده در اثر آشکار عبور از صفر است. این ناحیه ی مرده به خوبی در شکل ۹ مشهود است.



شکل ۷. مدار فرمان تریستور با UJT و آشکارساز عبور از صفر



شکل ۸. نتایج شبیه‌سازی PSpice مدار فرمان تریستور با UJT و آشکارساز عبور از صفر

۵. مدار فرمان با PUT

PUT یا ترانزیستور تک‌پیوندی قابل برنامه‌ریزی، در حقیقت یک تریستور سه‌پایه است که محل اتصال گیت آن به نیمه‌هادی‌های داخلی متفاوت از تریستور است. در این ترانزیستور اگر ولتاژ آند از گیت بیشتر شود، قطعه روشن شده و جریان از آند به کاتد برقرار می‌شود. منحنی مشخصه‌ی PUT بسیار شبیه به منحنی مشخصه‌ی UJT است. تفاوت مهم این دو قطعه، آن است که به راحتی می‌توان توسط دو مقاومت خارجی R_{B1} و R_{B2} ضریب η را برای PUT ایجاد کرد. از آنجا که R_{B1} و R_{B1} دو مقاومت خارجی تغییرپذیرند، به راحتی می‌توانند توسط کاربر تغییر کنند. به عبارت دیگر کاربر به راحتی قادر است ضریب η ترانزیستور PUT را کنترل کند. این امر سبب می‌شود مطابق معادله‌ی ۶ UJT که برای PUT نیز برقرار است، بتواند علاوه بر تغییر مقاومت R برای کنترل α ضریب η را نیز توسط مقاومت‌های خارجی R_{B1} و R_{B1} تغییر دهد.

در مدار شکل ۱۰ از ترانزیستور تک‌پیوندی قابل برنامه‌ریزی 2N6028 شرکت *on semiconductor* برای فرمان به تریستور در یک یکسوکننده‌ی تک‌فاز نیم‌موج استفاده شده است. PUT دارای $V_V = 0.8V$ و $V_{PN} = 0.5V$ است. ترانزیستور Q_4 خازن C را برای مدت زمان 0.5mS بعد از نقاط کموتاسیون طبیعی اتصال کوتاه می‌کند. به عبارت دیگر نظیر مدار فرمان با UJT آشکارساز عبور از صفر منجر به ایجاد تأخیر می‌شود. V_s منبع ورودی برق شهر و V_i خروجی ترانس کاهنده برای نمونه‌برداری ولتاژ ورودی است. در این مدار خازن C از طریق منبع جریان آینه‌ای ساده متشکل از ترانزیستورهای Q_1 و Q_2 به صورت خطی شارژ می‌شود. این جریان برابر است با:

$$I_1 = I_2 = I = \frac{12 - 0.7}{15.7k\Omega} = 0.72mA \quad (7)$$

از این رو:

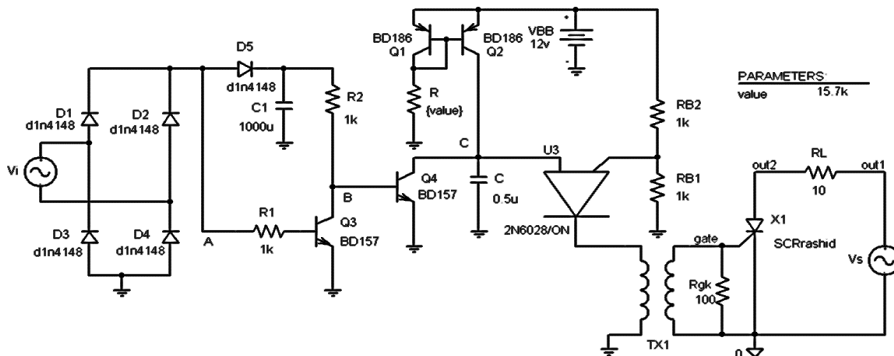
$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int I dt + V_C(0) \Rightarrow V_C(t) = \frac{I}{C} t \quad (8)$$

یعنی در صورتی که خازن با جریان ثابت I شارژ شود، ولتاژ خازن با خطی شیبدار — که شیب آن برابر $\frac{I}{C}$ است نسبت به زمان افزایش می یابد. T_{sh} مدت زمان لازم برای رسیدن ولتاژ خازن به مقدار V_p است. از این رو داریم:

$$V_C(t=T_{sh}) = V_p \Rightarrow V_p = \frac{I}{C} T_{sh} \Rightarrow T_{sh} = \frac{C \times V_p}{I} \Rightarrow \alpha = \omega T_{sh} \Rightarrow \alpha = \frac{C \times \omega \times V_p}{I} \quad (9)$$

همچنین از تقسیم ولتاژ R_{B1} و R_{B2} داریم:

$$\gamma = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{1k}{1k + 1k} = 0.5 \Rightarrow V_p = \eta V_{BB} + V_{pn} = 0.5 \times 12 + 0.5 = 6.5 \quad (10)$$



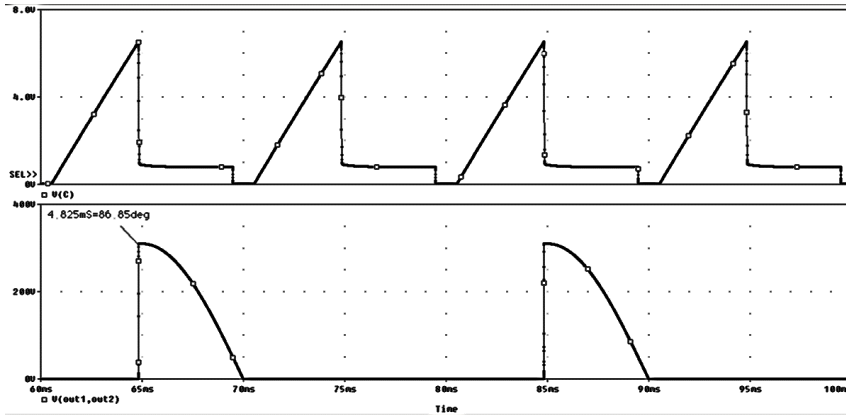
شکل ۹. مدار فرمان تریستور با PUT و آشکارساز عبور از صفر

با فرض تأخیر آشکارساز عبور از صفر داریم:

$$T_{sh} = \frac{C \times V_p}{I} = \frac{0.5 \times 10^{-6} \times 6.5}{0.72 \times 10^{-3}} = 4.51mS \quad (11)$$

$$T_{sh} + T_d = \alpha \times \frac{T}{360} \Rightarrow \alpha = (4.51mS + 0.5mS) \times \frac{360}{20mS} = 90^\circ \quad (12)$$

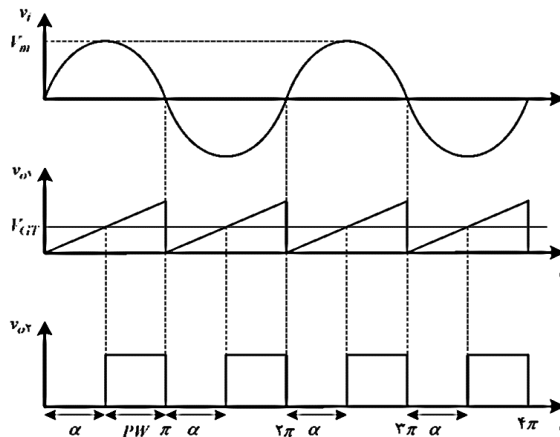
نتایج شبیه سازی مدار فرمان تریستور با PUT و آشکارساز عبور از صفر با مقاومت $R=15.7k\Omega$ که نشان دهنده زاویهی فرمان $\alpha=86.85^\circ$ است در شکل ۱۰ مشاهده می شود. اختلاف نتایج تئوری و شبیه سازی حدود ۳ درجه است.



شکل ۱۰. نتایج شبیه‌سازی PSpice مدار فرمان ترستور با PUT و آشکارساز عبور از صفر

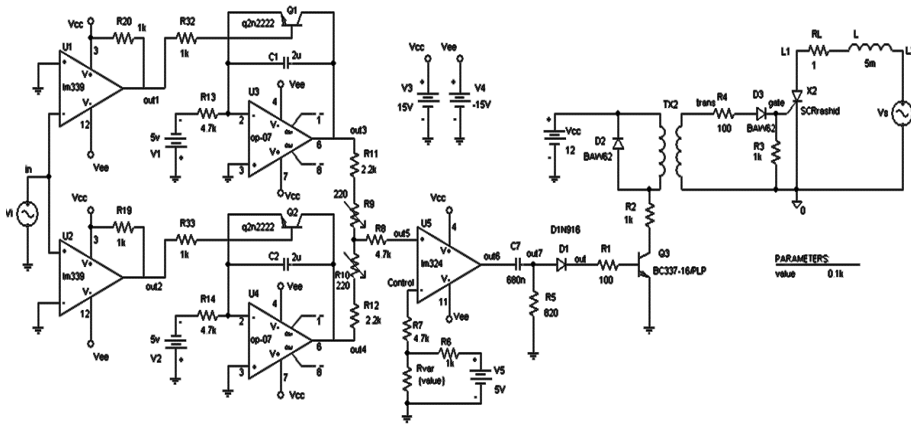
۶. مدار فرمان آنالوگ با مدولاسیون پهنای پالس (PWM)

مدولاسیون پهنای پالس (PWM) برای تولید فرمان گیت براساس مقایسه‌ی یک موج دندان‌اره‌ای با ولتاژ ثابت کنترل‌کننده انجام می‌گیرد. اگر ورودی مدار قدرت ac باشد، آن‌گاه باید نقطه‌ی شروع موج دندان‌اره‌ای منطبق بر زاویه‌ی صفر و خاتمه‌ی آن منطبق بر زاویه‌ی π یا 180° درجه باشد تا موج دندان‌اره‌ای بعدی نیز بر نقاط π و 2π انطباق یابد. شکل ۱۱ ساختار کلی این وضعیت را نشان می‌دهد.



شکل ۱۱. ساختار کلی مدولاسیون پهنای پالس برای تولید فرمان قدرت

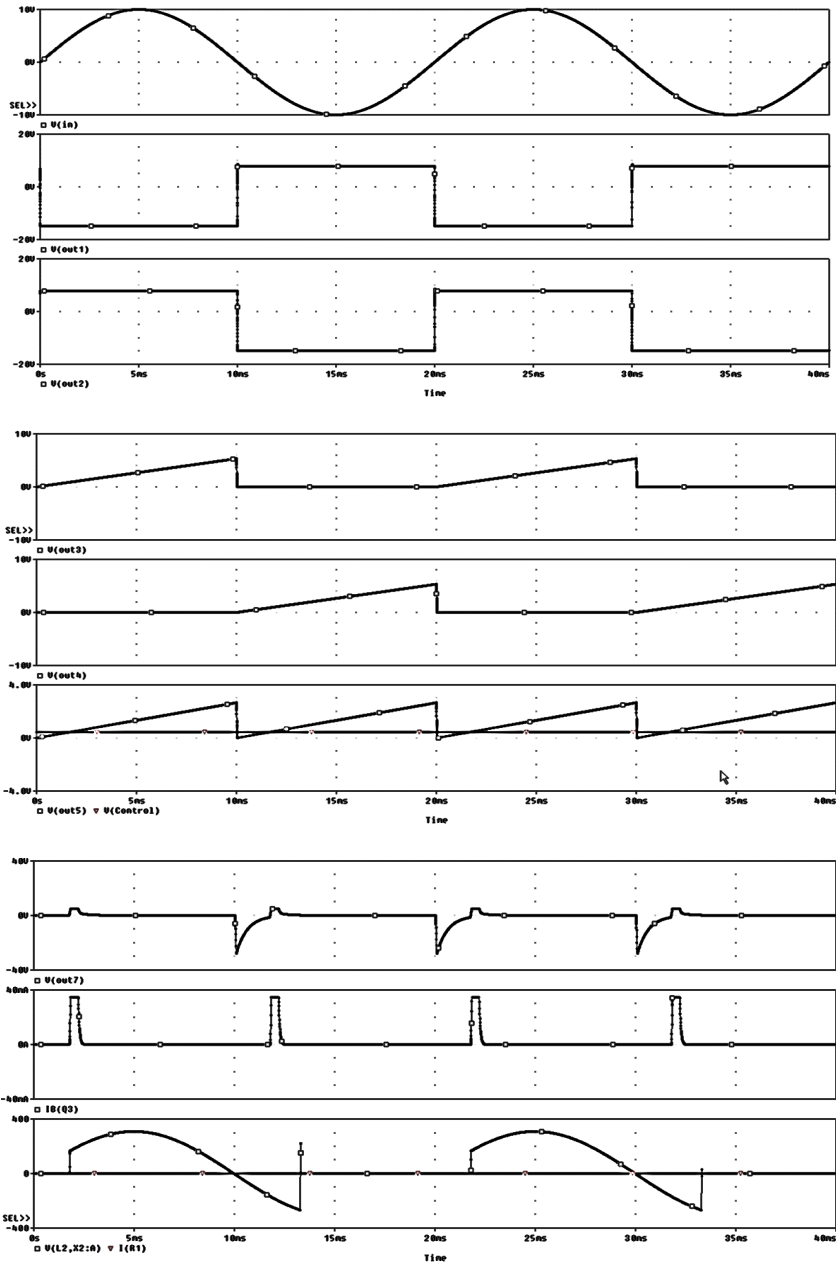
شکل ۱۲ به خوبی ساختار کلی یک مدار آنالوگ را برای تولید فرمان های گیت براساس منطق مدولاسیون پهنای پالس (PWM) نشان می دهد. بخش ورودی مدار در حقیقت ترانسی است که از ولتاژ ac ورودی نمونه برداری می کند تا با کاهش دامنه ی آن بتواند شرایط مناسب برای فرمان به مدار الکترونیکی را فراهم کند. طبقه ی ورودی از دو مقایسه کننده ی U_1 و U_2 تشکیل می شود. آنها ولتاژ سینوسی ورودی را با مقدار صفر ولت مقایسه می کنند تا بتوانند لحظه ی عبور از صفر را تشخیص دهند. تفاوت این دو مقایسه در پایانه هایی است که ورودی به آنها اعمال می شود. در U_1 ورودی سینوسی به پایانه ی + آپ امپ و در U_2 به پایانه - وارد می شود. از این رو خروجی U_1 (V_{O1}) در نیم پرپود مثبت در سطح بالا و در نیم پرپود منفی در سطح پایین قرار دارد. این وضعیت برای خروجی مقایسه گر U_2 (V_{O2}) دقیقاً برعکس است. از سیگنال های V_{O1} و V_{O2} برای فرمان به کلیدهای ترانزیستوری Q_1 و Q_2 استفاده می شود. کلید Q_1 در نیم پرپود مثبت روشن است و با اتصال کوتاه خازن C_1 انتگرال گیر آپ امپی U_3 را از کار می اندازد. بنابراین خروجی انتگرال گیر U_3 (V_{O3}) در نیم پرپود مثبت صفر است و در نیم پرپود منفی با شیب مشخص منفی از سیگنال منفی DC ورودی انتگرال می گیرد. نتیجه ی این امر ایجاد موجی با شیب مثبت در نیم پرپود منفی است. کلید Q_2 دقیقاً عمل بالا را برای انتگرال گیر U_4 در نیم پرپودهای منفی انجام می دهد. در نتیجه خروجی انتگرال گیر U_4 (V_{O4}) در نیم پرپود منفی صفر بوده و در نیم پرپود مثبت خطی شیب دار است. از آنجا که دامنه ی این دو موج دندان اره ای ممکن است با یکدیگر متفاوت باشد، مقاومت متغیر R دامنه ی آنها را در دو نیم پرپود یکسان خواهد کرد. خروجی میکسر (V_{O5}) دقیقاً موج دندان اره ای مورد نظر است که در شکل ۱۱ دیده می شود. مقایسه ی این موج با ولتاژ DC کنترل در مقایسه کننده ی U_5 انجام می گیرد. در خروجی مقایسه کننده ی (V_{O5}) پالس هایی مثبت و منفی خواهیم داشت که نقطه ی آغازین بخش مثبت آن در $\omega t = \alpha$ و نقطه ی پایان آن در $\omega t = \pi$ قرار دارد. توسط پتانسیومتر R_{var} ، سطح ولتاژ DC کنترل تغییر می کند. نتیجه ی آن جابه جایی نقطه ی آغازین بخش مثبت پالس خروجی V_{O6} و به تبع پهنای پالس مثبت آن است. شکل ۱۳ شکل موج های نقاط مختلف مدار مولد پالس فرمان براساس PWM را نشان می دهد.



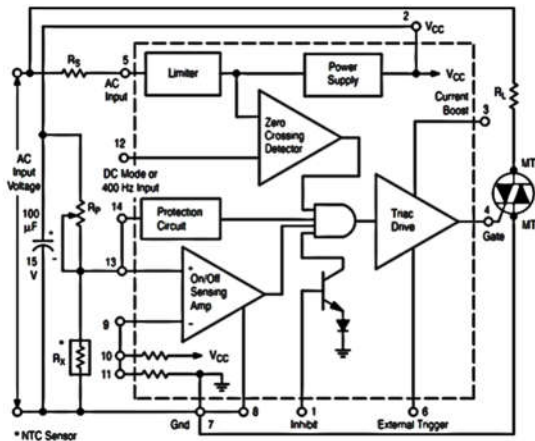
شکل ۱۲. مدار آنالوگ تولید پالس براساس روش مدولاسیون پهنای پالس

۷. ICهای تحریک گیت ترایستور (CA3059)

به منظور افزایش دقت ایجاد زاویه‌ی فرمان گیت و نیز به کارگیری سیگنال‌های فیدبک برای کنترل سیستم‌های پیچیده به مدارهای پیشرفته‌ای نیاز خواهیم داشت که عموماً از ICها برای تحریک ترایستورها، تریاک‌ها، GTOها، ترانزیستورها و ماسفت‌های قدرت استفاده می‌کنند. در وسایل منزل که در آنها عموماً از میدل‌های AC به AC استفاده می‌شود یا در خانه‌های هوشمند که تنظیم و کنترل وسایل توسط کلیدهای نیمه‌هادی صورت می‌گیرد، ایجاد ماژول‌های کنترل و قدرت در یک ساختار کامل و فشرده نقش مهمی دارد. داشتن یک IC برای راه‌اندازی قطعات قدرت می‌تواند به طراح بسیار کمک کند. CA3059 یک IC چهارده پایه است که اساساً کلید آشکارساز عبور از صفر محسوب می‌شود (ON semiconductor data sheet, 2006). این IC کاربردهای پرشماری در مواردی همچون کنترل رله‌ها، شیرهای برقی، گرم‌کن‌ها، لامپ و قطع و وصل موتورها دارد. محدوده‌ی ولتاژ AC ورودی این IC می‌تواند 24V، 120V، 208/230V و 227V در فرکانس 50/60Hz باشد. بلوک دیاگرام و چگونگی اتصال این IC به یک تریاک در شکل ۱۴ نشان داده شده است. این IC ولتاژ تغذیه‌ی DC خود را از طریق خط ac ورودی تأمین می‌کند. برحسب سطح ولتاژ ac ورودی مقاومت R_s باید مقادیر مختلفی داشته باشد. مقاومت 2kΩ برای ولتاژ ورودی 24V، مقاومت 10kΩ برای ورودی 120V، مقاومت 20kΩ برای ورودی 208/230V و در انتها مقاومت 25kΩ برای ورودی 227V مؤثر انتخاب می‌شود.



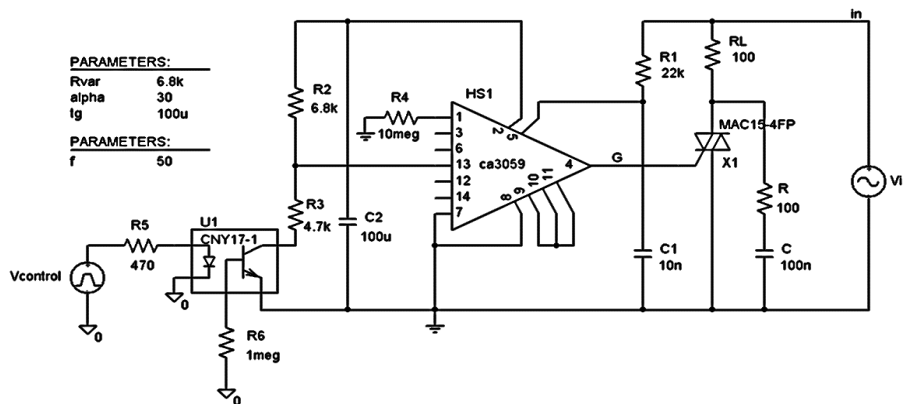
شکل ۱۳. نتایج شبیه سازی PSpice و شکل موج های نقاط مختلف مدار مولد پالس فرمان تریستور با مدولاسیون پهنای پالس



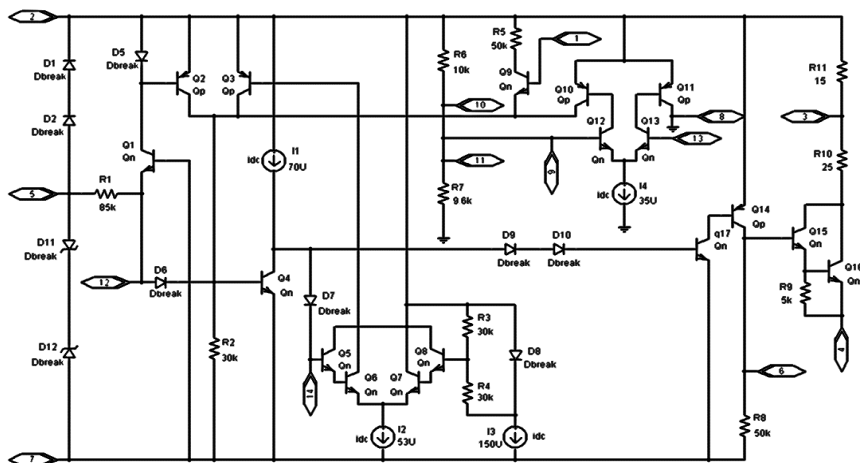
شکل ۱۴. بلوک دیاگرام مدار مجتمع CA3059 (باتشکر از شرکت On Semiconductor)

شکل ۱۵، مدار راهاندازی را در محیط PSpice نشان می‌دهد که در آن پالس‌های فرمان از طریق مدار کنترل الکترونیکی و ایزوله‌کننده‌ی نوری و مدار مجتمع CA3059 به ترایاک اعمال شده است. شکل ۱۶ مدار داخلی این IC را نشان می‌دهد که به‌عنوان زیرمدار CA3059 برای شبیه‌سازی استفاده شده است. در این زیرمدار، دیودهای D_{11} و D_{12} محدودکننده‌های ولتاژ ac ورودی هستند که سطح ولتاژ آشکارساز عبور از صفر را بر مقدار افت ولتاژ یک دیود زنر و یک دیود بایاس مستقیم در نیم‌پریودهای مثبت و منفی محدود می‌کنند. دیودهای D_1 و D_2 ولتاژ ac ورودی را یکسو می‌کنند تا خازن خارجی $C_2 = 100 \mu F$ ولتاژ DC مورد نیاز طبقات را فراهم کند. ترانزیستور Q_6 به‌همراه دیود D_4 آشکارساز عبور از صفر را شکل می‌دهند که در لحظه‌های افزایش دامنه‌ی ولتاژ پایه‌ی ۵ از حدی مشخص در حدود ۳ ولت ترانزیستور Q_6 اشباع می‌شود. سیگنال راه‌انداز گیت از پایه‌ی امیتر ترکیب دارلینگتون Q_5 و Q_{16} دریافت می‌شود. این سیگنال تنها زمانی ایجاد می‌شود که Q_{14} و Q_{17} روشن باشند. ترانزیستورهای Q_{10} تا Q_{13} طبقه‌ی حسگر روشنایی یا خاموشی را شکل می‌دهند. این طبقه یک مقایسه‌کننده‌ی چندمنظوره است که همچون یک تقویت‌کننده‌ی تفاضلی در دو حالت روشن یا خاموش کار می‌کند. ولتاژ بیس Q_{12} از مقسم ولتاژ R_6 و R_7 به‌دست می‌آید. این مقاومت‌ها را از طریق پایه‌های ۱۰ و ۱۱ نیز می‌توان به‌صورت خارجی برای IC در نظر گرفت. اگر ولتاژ پایه‌ی ۱۳ از ولتاژ مقسم ولتاژ یا ولتاژ پایه‌ی ۹ کمتر شود، ترانزیستورهای Q_{13} و Q_{11} خاموش شده و ترانزیستورهای Q_{10} و Q_{12} روشن می‌شوند. از این رو جریانی در مقاومت R_2 تزریق شده و سبب روشن شدن ترانزیستور Q_4 خواهد شد. روشن شدن این ترانزیستور سبب

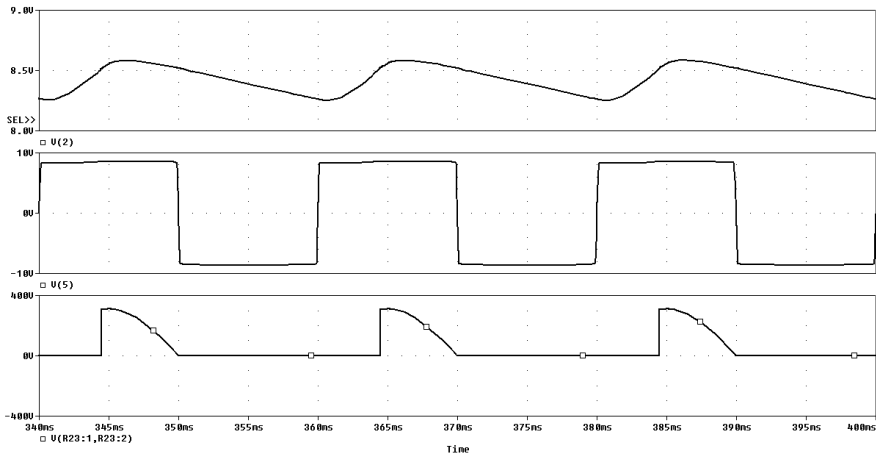
کاهش ولتاژ بیس ترانزیستور Q_{17} می شود و آن را به همراه Q_{14} قطع می کند. در نتیجه طبقه ی دارلینگتون راه انداز ترایاک از کار خواهد افتاد. در این شرایط مدار در حالت کارکرد معمول خود قرار دارد. با افزایش ولتاژ پایه ی ۱۳ از ولتاژ پایه ی ۹ - که ممکن است در اثر پالس های فرمان رسیده از مدار خارجی باشد - عکس عمل بالا سبب روشن شدن ترانزیستورهای دارلینگتون و در نتیجه فرمان به گیت ترایاک خواهد شود. شکل موج ولتاژ بار حاصل از شبیه سازی PSpice مدار فرمان ترانزیستور با مدار مجتمع CA3059 در شکل ۱۷ مشاهده می شود.



شکل ۱۵. مدار فرمان ترانزیستور با مدار مجتمع CA3059



شکل ۱۶. مدار داخلی استفاده شده برای مدل سازی مدار مجتمع CA3059 در PSpice



شکل ۱۷. شکل موج ولتاژ بار حاصل از شبیه‌سازی PSpice مدار فرمان تریتور CA3059 با مدار مجتمع

۸. نتیجه‌گیری

اهمیت آموزش الکترونیک قدرت در دانشگاه فنی و حرفه‌ای در این است که دانشجویان را با نیازمندی‌های صنعت آشنا می‌کند. از سوی دیگر برای دانشجویان، بررسی مدارهای الکترونیک قدرت به دلیل هزینه‌ی آزمایشگاهی زیاد و سر و کار داشتن این شاخه از الکترونیک با ولتاژ و جریان قوی، چندان آسان نیست. در این مقاله تلاش شده تا راهکاری مبتنی بر شبیه‌سازی PSpice برای تلطیف نقایص آزمایشگاهی و آشنایی هر چه بیشتر دانشجویان رشته‌های برق و الکترونیک با مدارهای کاربردی فرمان تریتور ارائه شود. در این مسیر، دانشجویان با قابلیت‌های PSpice نیز آشنا می‌شوند و مهارتشان در مدل‌سازی قطعات جدید برای این نرم‌افزار نیز افزایش می‌یابد. دیاک، UJT و PUT، آشکارسازهای عبور از صفر، مدولاسیون پهنای پالس و Cهای تحریک گیت از جمله مواردی هستند که توسط شبیه‌سازی PSpice به بررسی و تشریح چگونگی عملکرد آنها پرداخته شده و نتایج شبیه‌سازی با مقادیر تئوری آموزش مطابقت داده شده است. این نتایج اولاً به نیاز آموزشی دانشجویانی پاسخ می‌دهد که به مدارهای کاربردی علاقه‌مندند و آنها را کمتر در کتاب‌های مرجع می‌یابند و ثانیاً آنها را با قابلیت بزرگ شبیه‌سازهای مبتنی بر Spice در بررسی مدارهای بزرگ و پیچیده‌ی الکترونیک قدرت آشنا می‌کند.

منابع

۱. مدبرنیه، م. (۱۳۸۸)، «نرم افزار شبیه سازی میدل های AC به DC تک فاز الکترونیک قدرت»، کارافین، سال پنجم، ش ۲۵.
2. Agrawal, V.; Agrawal, A.K. & Kant, K. (1992), "A Study of single to three-phase cycloconverters using pspice," IEEE transaction on industrial electronics, Vol. 39, No. 2, pp. 141-148.
3. Bengu, G. & Swart, W. (1996), "A computer-aided, total quality approach to manufacturing education in engineering," IEEE transaction on education, Vol. 39, No. 3, pp. 415-422.
4. Canesin, C.A.; Goncalves, F.A.S. & Sampaio, L.P. (2010), "Simulation tools for power electronics courses based on java technologies," IEEE transaction on education, Vol. 53, No. 4, pp. 580-586.
5. Dessaint, L.A.; AL-Haddad, K.; Huy, H.L.; Sybille, G. & Brunelle, P. (1999), "A power system simulation tool based on simulink," IEEE transaction on industrial electronics, Vol. 46, No. 6.
6. Giacoletto, L.J. (1989), "Simple SCR and triacpspice computer models," IEEE transaction on industrial electronics, Vol. 36, No. 3, pp. 451-455.
7. Hart, D.W. (2011), "Power electronics," McGraw-Hill, ISBN: 978-0-07-338067-4.
8. Hwang, G. (1998), "A tutoring strategy supporting system for distance learning on computer networks," IEEE Trans., Educ., Vol. 41, No. 4, pp. 343-343.
9. Mohan, N. (2014), "Power electronics: converters, applications and design," John-Wiley & Sons, 4th edition.
10. ON semiconductor data sheet (July 2006), "CA3059, zero voltage switch," <http://onsemi.com>, publication order number: CA3059/D, Rev. 2.
11. Pillage, L.T. (1993), "An early introduction to circuit simulation techniques," IEEE transaction on education, Vol. 36, No. 1, pp. 16-19.
12. Rashid, M.H. (1993), "Power electronics - circuits, devices and applications," Prentice-Hall, 4th edition.
13. Rashid, M.H. & AL-Biyat, S.A. (1996) "Power electronics laboratory using pspice," Frontiers in education, 26th annual conference, Vol. 2, pp. 534-537.
14. Rashid, M.H. & Rashid, H.M. (2006), "SPICE for power electronics and electric power," Taylor & Francis group, ISBN: 0-8493-3418-7.