

## بررسی عملکرد برشگر AC کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی در حالت کنترل حلقه بسته و کاهش تلفات کلیدزنی با بهره‌گیری از روش بازه‌های مجزا شده

12-F-PQA-2040

علی ضیائی، محمد منفرد

گروه برق، دانشکده مهندسی، دانشگاه فردوسی مشهد

ایران

واژه‌های کلیدی: برشگر کاهنده-افزاینده، کنترل کننده PI، جبران‌ساز نوع سه، بازه‌های مجزا، تلفات کلیدزنی

### چکیده

AC در بازه‌های مجزا پرداخته شده است؛ به‌گونه‌ای که در هر بازه، تنها از نصف تعداد کلیدهای به کار رفته در مدار استفاده می‌شود.

شبیه‌سازی‌های انجام شده با استفاده از نرم‌افزار Matlab/Simulink کارایی و کیفیت سیستم کنترلی پیشنهادی و کاهش تلفات برشگر AC جدید را در بازه‌های مجزا شده، تایید می‌کند.

### ۱- مقدمه

برشگرهای AC خانواده‌ای از مبدل‌های AC به AC کنترل شده به روش PWM هستند که از مبدل‌های DC به DC کاهنده<sup>۳</sup>، افزایشی<sup>۴</sup>، کاهنده-افزاینده<sup>۵</sup> و... مشتق می‌شوند. به سبب مزایای فراوان، همچون قیمت ارزان، قابلیت اطمینان بالا، سادگی مدار و سیستم کنترل استفاده

برشگرهای AC گونه‌ای از مبدل‌های AC هستند که اصولی همانند برشگرهای DC داشته و به‌طور مشابه به سه دسته کاهنده، افزایشی و کاهنده-افزاینده تقسیم می‌شوند. همان‌طور که می‌دانیم در برشگر AC کاهنده-افزاینده مرسوم، پلاریته ولتاژ خروجی معکوس ولتاژ ورودی است. با این وجود، با معرفی گونه‌ای جدید از برشگرها تحت عنوان "برشگر AC کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی" مشکل فوق مرتفع شد. اما از آنجایی که بنا به دلایل متعدد، بروز اغتشاشاتی همچون کاهش<sup>۱</sup> یا افزایش ناگهانی<sup>۲</sup> ولتاژ ورودی در سیستم‌های قدرت اجتناب‌ناپذیر است، و با توجه به انتقال مستقیم این اغتشاشات به خروجی و بنابراین کاهش کیفیت توان ارائه شده به مصرف‌کننده، در این مقاله، سیستم کنترل حلقه بسته‌ای به منظور حذف این اثرات در ولتاژ خروجی طراحی شده است. همچنین، در ادامه مقاله به منظور کاهش تلفات کلیدزنی، به بررسی عملکرد برشگر جدید

<sup>3</sup> Buck

<sup>4</sup> Boost

<sup>5</sup> Buck-Boost

<sup>1</sup> Voltage Sag

<sup>2</sup> Voltage Swell

## بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

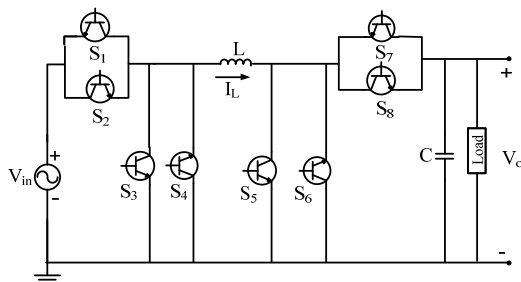
تاکنون قدمی جدی برای آن برداشته نشده است. هم‌چنین، فراوانی کلیدهای به کار رفته در برشگر AC جدید، افزایش تلفات کلیدزنی و بنابراین افزایش تلفات مدار و در نتیجه حجیم‌تر شدن خنک کننده مورد نیاز را در پی خواهد داشت.

لذا در این مقاله، دو سیستم کنترل حلقه بسته به‌منظور حذف اثرات ناشی از کاهش یا افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی طراحی شده است و هم‌چنین، به‌منظور کاهش تلفات کلیدزنی، روشی برای جداسازی بازه‌های عملکرد برشگر ارائه شده که کاهش قابل ملاحظه تعداد کلیدزنی و بنابراین کاهش تلفات مدار را در پی دارد.

### ۲- برشگر AC کاهنده-افزاینده مستقیم

#### پیشنهادی

مرجع [۷] با ایده گرفتن از برشگر DC کاهنده-افزاینده مستقیم پیشنهاد شده توسط مرجع [۵]، توپولوژی شکل (۱) را برای حالت AC پیشنهاد کرده است.



شکل (۱): برشگر AC کاهنده-افزاینده مستقیم (بدون تغییر پلاریته ولتاژ) [۷]

در روش کنترل با سیکل وظیفه یکسان برای این مبدل، کلیدهای  $S_1, S_2, S_5$  و  $S_6$  با استفاده از یک مولد پالس گیت و کلیدهای  $S_3, S_4, S_7$  و  $S_8$  با استفاده از مولدی دیگر، که مکمل پالس‌های مولد اول را تولید می‌کند، کنترل می‌شوند.

نحوه کنترل کلیدها بدین صورت است که مولدهای پالس ۱ با دوره تناوب  $T_s$  و سیکل وظیفه  $D$  و مولدهای پالس ۲ نیز با دوره تناوب  $T_s$  و سیکل وظیفه  $(1-D)$  و تاخیر

از این ادوات در سیستم قدرت در کاربردهایی همچون کنترل ولتاژ و کنترل پخش توان متداول است [۱].

مرجع [۲] به معرفی برشگرهای کاهنده، افزاینده، کاهنده-افزاینده و کاک<sup>۱</sup> در حالت AC پرداخته و توپولوژی این مبدل‌ها به همراه کاربردهایی از آن‌ها را در دو حالت تک‌فاز و سه‌فاز آورده است. مرجع [۳] جهت کاهش تلفات کلیدزنی به معرفی توپولوژی جدیدی از برشگر AC با تکنیک کلیدزنی چندگامی<sup>۲</sup> پرداخته است.

مرجع [۴] علاوه بر ارائه‌ی مدار معادل حالت دائم برشگر کاهنده-افزاینده در حالت AC، جهت حل مشکلات ناشی از کاهش یا افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی، کنترل کننده‌ای را نیز به‌منظور حفظ پایداری ولتاژ خروجی طراحی کرده است.

در مراجع [۵] و [۶] توپولوژی جدیدی از برشگر کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی در حالت DC به همراه الگوریتم کلیدزنی ارائه شده است؛ به علاوه مرجع [۵] با استفاده از دو موج مثلثی فرکانس بالا و یک خط با شیب و عرض از مبدا متغیر، روشی نوین در مجزاسازی بازه‌های عملکرد برشگر DC ارائه کرده است.

در مرجع [۷] نیز برای اولین بار، توپولوژی نوینی از برشگر کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی در حالت AC پیشنهاد شده است که از هشت کلید IGBT استفاده می‌کند که در دو گروه چهارتایی دسته‌بندی می‌شوند. نتیجه، به‌دست آوردن شکل موج AC در خروجی برشگر است که دامنه آن را می‌توان در مقداری بزرگ‌تر و یا کوچک‌تر از دامنه ولتاژ منبع تنظیم کرد؛ به‌علاوه فاز آن نیز بر خلاف برشگر AC کاهنده-افزاینده متداول، با ولتاژ منبع یکسان است. با این وجود، ارائه یک الگوریتم کنترلی نوین به منظور جلوگیری از ورود اغتشاشاتی هم‌چون کاهش و افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی به ولتاژ خروجی و بنابراین افزایش کیفیت توان تحویلی به مصرف کننده، ضروری به‌نظر می‌رسد که

<sup>۱</sup> Cuk

<sup>۲</sup> Multiple Steps Switching Capability

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

می‌باشد. لذا، هدف اصلی در این بخش، طراحی سیستم کنترلی می‌باشد که حتی الامکان موجب کاهش این اغتشاشات در ولتاژ خروجی و بهبود کیفیت برق تولیدی شود.

از آنجایی که هدف این بخش، بهبود مشخصات پاسخ حالت دائم خروجی سیستم می‌باشد، لذا طراحی کنترل کننده مرسوم PI از اولین اقدامات انجام شده در این بخش خواهد بود. بیان مشکلات کنترل کننده‌ی اخیر و طراحی کنترل کننده‌ی دیگری موسوم به جبران کننده نوع سه، اقدامات بعدی این بخش را تشکیل می‌دهد. لازم به ذکر است که در طراحی کنترل کننده‌ها از الگوریتم ژنتیک<sup>۱</sup> بهره گرفته شده است و تحلیل‌های ارائه شده در این بخش، مربوط به حالت عملکرد کاهنده-افزاینده با سیکل وظیفه یکسان می‌باشد که عمومی‌ترین حالت عملکرد این مدار بوده و در برگیرنده کلیه ویژگی‌های این مبدل است.

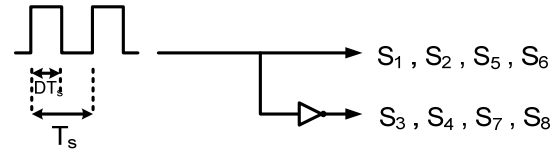
با توجه به اینکه مدل سیگنال کوچک سیستم به‌عنوان پیش‌نیازی برای طراحی کنترل کننده محسوب می‌شود، لذا، در ابتدا به تحلیل سیگنال کوچک سیستم می‌پردازیم.

#### ۳-۱- مدل سیگنال کوچک

با به‌دست آوردن معادلات دیفرانسیل مبدل‌ها در بازه‌های قطع و وصل کلید و ترکیب آن‌ها با توجه به سیکل وظیفه و اعمال کردن سیگنال کوچک، مدل سیگنال کوچک حالت میانگین مبدل به دست می‌آید.

وارد کردن عناصر پارازیتی<sup>۲</sup> مدار در معادلات سیگنال کوچک، باعث شلوغ شدن معادلات می‌شود و به علت کوچکی مقادیرشان، در پارامترهای تابع تبدیل تاثیر چندانی نخواهند داشت. بنابراین عناصر پارازیتی در تحلیل سیگنال کوچک وارد نخواهند شد. با عنایت به فرضیات فوق، مبدل کاهنده-افزاینده شکل (۱)، مدل سیگنال کوچکی به صورت زیر خواهد داشت.

پالس ( $D \times T_s$ ) نسبت به مولد یک، تولید پالس می‌کنند. با این نحوه پالس‌دهی هیچ‌گونه تداخلی بین کلیدها، همچون اتصال کوتاه منبع، رخ نخواهد داد.



شکل (۲): نحوه تولید سیگنال‌های گیت کلیدها

اگر ولتاژ ورودی را  $V_{in} = E \sin(\omega t)$  و ولتاژ خروجی را  $V_{out} = V_o \sin(\omega t)$  در نظر بگیریم، رابطه بین دامنه‌های ولتاژ ورودی و خروجی به صورت رابطه (۱) خواهد بود.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \quad (1)$$

در روابط فوق  $E$  مقدار ماکزیمم ولتاژ ورودی،  $V_o$  مقدار ماکزیمم ولتاژ خروجی و  $D$  نیز سیکل وظیفه کلیدزنی می‌باشد. به‌علاوه، مرجع  $[V]$  پس از تعیین بازه‌های مجاز برای عناصر مدار شکل (۱) (روابط (۱۶)، (۲۹) و (۴۲))، رابطه بسیار دقیق‌تری را نیز به‌عنوان رابطه بین دامنه ولتاژ ورودی و خروجی به‌صورت زیر معرفی کرده است.

$$\begin{cases} \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{V_o}{E} = \frac{D}{1-D} \left| \frac{Z_o}{Z} \right| \\ |Z_o| = \frac{R}{\sqrt{1+(R\omega C)^2}} \\ |Z| = \sqrt{\left( \frac{R}{(R\omega C)^2 + 1} \right)^2 + \left[ \frac{\omega L}{D(1-D)} - \frac{R^2 \omega C}{(R\omega C)^2 + 1} \right]^2} \end{cases} \quad (2)$$

#### ۳- سیستم کنترل حلقه بسته پیشنهادی

در سیستم‌های قدرت بنا به دلایل متعدد، بروز اغتشاشاتی چون کاهش یا افزایش ناگهانی در ولتاژ ورودی امری اجتناب‌ناپذیر است. در صورتی که از سیستم کنترل حلقه باز در مدار شکل (۱) استفاده شود، این اغتشاشات به‌طور مستقیم به خروجی منتقل می‌شوند. به بیان بهتر، سیستم کنترل حلقه باز به کار گرفته شده در مرجع  $[V]$ ، توانایی حذف این اغتشاشات را در ولتاژ خروجی نداشته که این به معنی کاهش کیفیت توان تحویلی به مصرف کننده

<sup>1</sup> Genetic Algorithm

<sup>2</sup> Parasite Elements

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

کنترل کننده PI دارای یک قطب روی مبدا و یک صفر با محل انتخابی می‌باشد. در فرکانس قطع بهره، فاز منفی قطب مبدا، تاثیر نامطلوبی بر پایداری دارد و حد فاز را کاهش می‌دهد؛ بنابراین فرکانس صفر معمولاً بیش از یک دهه قبل از فرکانس قطع بهره انتخاب می‌شود.

این کنترل کننده به علت قطب در مبدا قادر است تنظیم ولتاژ<sup>۱</sup> مبدل را بهبود بخشد و چون توانایی افزایش فاز را ندارد، ناچار هستیم فرکانس قطع بهره را کوچک بگیریم تا سیستم پایدار باشد و حد فاز مناسبی داشته باشد. بنابراین پهنای باند سیستم و در نتیجه سرعت پاسخ مبدل کم خواهد شد.

همان‌طور که ذکر شد، مقادیر مناسب پارامترهای کنترل کننده PI با استفاده از الگوریتم ژنتیک محاسبه شده است. با استفاده از این روش مقادیر  $K_p$  و  $K_I$  متعلق به تابع  $G_{PI}(S)$  مقادیری به صورت زیر خواهند داشت.

$$K_p = 0.01 \quad ; \quad K_I = 2$$

$$G_{PI}(s) = 0.01 + \frac{2}{s} \quad (7)$$

با عنایت به هدف موردنظر از طراحی کنترل کننده، شبیه‌سازی مدار شکل (۱) را به ازای مقادیر نمونه‌ای که برای عناصر مدار در بخش پیوست مقاله آورده شده است و برای حالتی که ولتاژ ورودی ۱۰۰ ولت و ولتاژ خروجی ۱۵۰ ولت باشد (حالت افزایشده)، انجام می‌دهیم. در ضمن به‌منظور بررسی عملکرد کنترل کننده‌ی فوق، ولتاژ ورودی به ترتیب در لحظات بین ۰/۲ تا ۰/۴ ثانیه و ۰/۶ تا ۰/۸ ثانیه، دچار افت و خیز ۴۰ ولتی می‌شود. شکل (۴) نتایج را نشان می‌دهد. لازم به توضیح است که در این شکل، شکل بالا مرتبط با حالتی است که از کنترل کننده PI استفاده نشده و شکل پایین نیز در صورت بهره‌گیری از کنترل کننده PI به‌دست آمده است. به‌علاوه، به‌منظور جلوگیری از شلوغی شکل، تنها پوش مثبت منحنی‌ها رسم شده است.

$$\hat{V}_o = \frac{D(1-D)/LC}{S^2 + S/RC + (1-D)^2/LC} \hat{V}_{in} \quad (3)$$

$$+ \frac{I_L/C}{S^2 + S/RC + (1-D)^2/LC} (V_{in}/L I_L - S) \hat{d}$$

این مبدل دارای دو قطب مزدوج ناشی از فیلتر LC در فرکانس  $f_p = \frac{1-D}{2\pi\sqrt{LC}}$  و یک صفر سمت راست در فرکانس  $f_z = \frac{RD(1-D)^2}{2\pi L}$  می‌باشد.

در رابطه (۳)،  $\hat{d}$  تغییرات سیگنال کوچک ورودی و  $\hat{V}_{in}$  نیز تغییرات سیگنال کوچک ورودی اغتشاش است که با صرف‌نظر کردن از ورودی اغتشاش، می‌توان تابع تبدیل سیستم را به‌صورت رابطه (۴) نوشت.

$$\frac{\hat{V}_o}{\hat{d}} = \frac{I_L/C}{S^2 + S/RC + (1-D)^2/LC} (V_{in}/L I_L - S) \quad (4)$$

در رابطه فوق،  $V_{in}$  نیز مقدار میانگین ولتاژ ورودی می‌باشد.

### ۲-۳- کنترل کننده تناسبی- انتگرالی (PI)

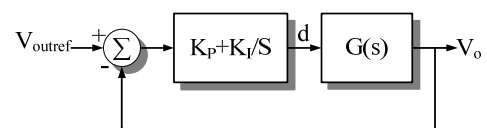
این کنترل کننده تابع تبدیلی به صورت رابطه (۵) دارد و با استفاده از این کنترل کننده، تابع تبدیل حلقه بسته سیستم، به‌صورت رابطه (۶) در می‌آید.

$$G_{PI}(S) = K_p + \frac{K_I}{S} \quad (5)$$

$$\frac{V_o}{V_{outref}} = \frac{A}{B}$$

$$A = -RLK_p I_L S^2 - R(LK_I I_L - K_p V_{in})S - RK_I V_{in} \quad (6)$$

$$B = RLCS^3 + L(1 - RK_p I_L)S^2 + R(K_p V_{in} + (1-D)^2 - LK_I I_L)S + RK_I V_{in}$$



شکل (۳): سیستم کنترل حلقه بسته بین ولتاژ ورودی و خروجی

<sup>۱</sup> Voltage Regulation

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

$$G(S) = K \cdot \frac{1 + ST_{z1}}{ST_{z1}} \cdot \frac{1 + ST_{z2}}{(1 + ST_{p1})(1 + ST_{p2})} \quad (8)$$

این جبران‌ساز، قطبی بر روی مبدا و دو قطب و دو صفر با مکان انتخابی دارد. وجود قطب بر روی مبدا، موجب افزایش نوع سیستم و بنابراین بهبود مشخصات و کاهش خطای حالت دائم می‌شود و به‌علاوه، می‌تواند میزان فاز را در یک فرکانس انتخابی تا ۹۰ درجه، افزایش دهد. لذا در صورت استفاده از این کنترل‌کننده، می‌توان فرکانس قطع بهره و پهنای باند را تا زمان رسیدن سرعت پاسخ سیستم به حد مطلوب افزایش داد.

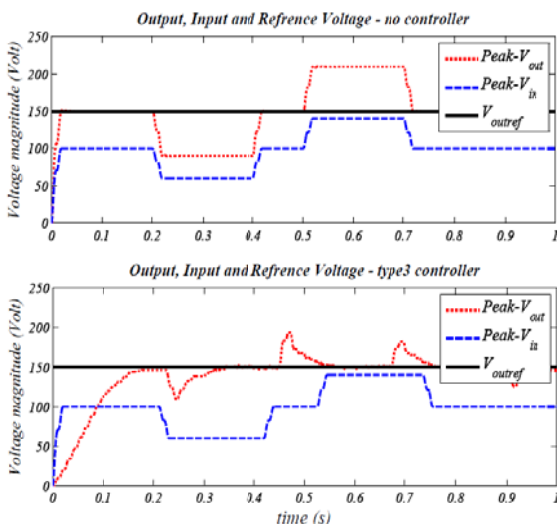
بازه‌های به دست آمده برای این کنترل‌کننده با استفاده از الگوریتم ژنتیک به صورت زیر خواهد بود:

$$K \in (1 \times 10^{-3}, 2 \times 10^{-3})$$

$$T_{z1} = T_{z2} \in \left( \frac{1}{60\pi}, \frac{1}{20\pi} \right) \quad (9)$$

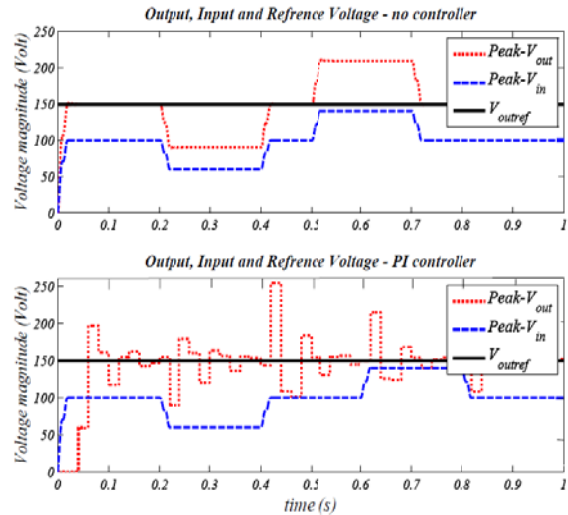
$$T_{p1} = T_{p2} \in \left( \frac{1}{1000\pi}, \frac{1}{200\pi} \right)$$

مقادیر بهینه برای شبیه‌سازی در بخش پیوست مقاله قید شده است و نتایج شبیه‌سازی به صورت شکل (۵) به دست می‌آید:



شکل (۵): بررسی عملکرد مدار، جهت حذف اثرات ناشی از کاهش و افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در صورت استفاده از جبران‌ساز نوع

سه



شکل (۴): بررسی عملکرد مدار، جهت حذف اثرات ناشی از کاهش و افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در صورت استفاده از کنترل‌کننده PI

همان‌گونه که از شکل فوق پیداست، در صورت استفاده از کنترل‌کننده PI، کاهش و افزایش ناگهانی ایجاد شده در ولتاژ ورودی که در صورت عدم استفاده از کنترل‌کننده، در شکل موج ولتاژ خروجی به‌وضوح ظاهر می‌شود، ایجاد نخواهد شد. با این وجود، تلاش جهت حذف تمامی افت و خیزهای شکل موج ولتاژ خروجی با تغییر مقادیر کنترل‌کننده فوق ممکن نیست. به‌علاوه، معایب دیگر این کنترل‌کننده عبارت است از:

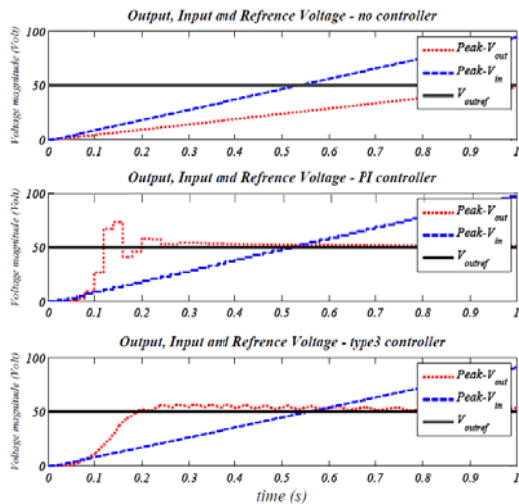
۱. سرعت ردیابی ولتاژ خروجی مرجع، پایین است.
۲. میزان توانایی سیستم در ردیابی ولتاژ خروجی مرجع با افزایش این ولتاژ در حالت عملکرد افزایشده، کاهش می‌یابد؛ به‌گونه‌ای که پس از یک مقدار مشخص در حالت افزایشده، توانایی ردیابی ولتاژ مرجع، مقدور نیست.
- با وجود دلایل فوق، به طراحی جبران‌کننده دیگری موسوم به جبران‌کننده نوع سه<sup>۱</sup> پرداختیم که با وجود پیچیدگی بیش‌تر در طراحی آن، بخش قابل‌ملاحظه‌ای از معایب ذکر شده برای کنترل‌کننده PI را مرتفع می‌کند.

### ۳-۳- جبران‌کننده نوع سه

این جبران‌کننده دارای تابع تبدیلی به صورت زیر است:

<sup>1</sup> Type3 compensator

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل (۶): مقایسه عملکرد دو کنترل کننده با استفاده از شکل موج ولتاژ سینوسی با دامنه افزایشی

### ۴- بررسی عملکرد برشگر AC در بازه‌های

#### مجزا با هدف کاهش تلفات کلیدزنی

همان‌گونه که در بخش قبل ملاحظه گردید، تعداد زیاد کلید در مدار از یکسو و تعداد زیاد تغییر حالات کلیدزنی از سوی دیگر، نقطه ضعف اصلی مبدل پیشنهادی می‌باشند. در واقع، در عملکرد کاهنده-افزاینده با سیکل وظیفه یکسان، در هر تناوب کلیدزنی، هر هشت کلید تغییر وضعیت می‌دهند. راه‌حل پیشنهادی برای کاهش تعداد کلیدزنی‌ها، مجزا کردن بازه‌های عملکرد کاهنده و افزایشده می‌باشد؛ به‌نحوی که در هر کدام از حالات عملکرد کاهنده یا افزایشده، در هر تناوب کلیدزنی، فقط چهار کلید تغییر وضعیت دهند. برای حفظ پیوستگی کنترل و کیفیت شکل موج‌های خروجی و ورودی، تغییر وضعیت عملکرد از کاهنده به افزایشده و بالعکس، آنی نبوده و با گذر از وضعیت میانی عملکرد کاهنده-افزاینده صورت خواهد پذیرفت.

به منظور درک بهتر مطالب فوق، مدار شکل (۱) به صورت ساده‌تر زیر نمایش داده شده است.

از شکل فوق پیداست که در صورت استفاده از جبران کننده نوع ۳، نه تنها کاهش و افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی ظاهر نمی‌شود، بلکه افت و خیزهای موجود در ولتاژ خروجی نیز نسبت به کنترل کننده PI بسیار کمتر است که این خود تاییدی بر عملکرد بهتر این کنترل کننده می‌باشد.

### ۳-۴- مقایسه عملکرد دو کنترل کننده با

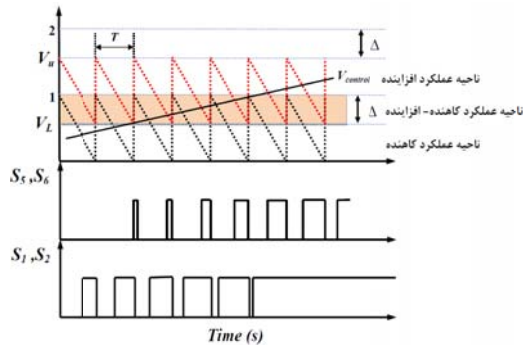
#### استفاده از شکل موج ورودی سینوسی با دامنه

#### افزایشی

به منظور مقایسه دقیق‌تر دو کنترل کننده، از یک ولتاژ ورودی سینوسی با دامنه افزایشی از صفر تا ۱۰۰ ولت، استفاده می‌کنیم. با تنظیم ولتاژ مرجع در مقدار ۵۰ ولت به مقایسه عملکرد دو کنترل کننده می‌پردازیم. شکل (۶) نتایج را نشان می‌دهد.

در حالت عدم حضور کنترل کننده، همان‌گونه که اولین مورد از شکل (۶) نشان می‌دهد، ولتاژ خروجی، مقدار ثابتی نداشته و لذا ضعف عمده سیستم کنترل حلقه باز که همان انتقال مشخصات ولتاژ ورودی به خروجی است، کاملاً مشاهده می‌شود. در صورت بهره‌گیری از کنترل کننده PI و با توجه به قسمت میانی شکل (۶)، ولتاژ خروجی در مقدار ۵۰ ولت ثابت می‌ماند. با این وجود، زمان خیز بالا، عدم کارایی کنترل کننده در ۰/۲ ثانیه ابتدای کار و وجود فراجش بالا در ولتاژ خروجی را می‌توان از عیوب عمده این کنترل کننده دانست. این عیوب با افزایش دامنه ولتاژ مرجع چشم‌گیرتر می‌شود. در قسمت انتهایی شکل (۶) نیز نتایج مرتبط با کنترل کننده نوع سه آورده شده است. عدم وجود فراجش در ولتاژ خروجی و حفظ کارایی مبدل در مقادیر بالای ولتاژ مرجع، برتری کنترل کننده اخیر را نسبت به کنترل کننده PI حتی با وجود زمان خیز برابر، نشان می‌دهد.

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق



شکل (۸): روش کنترلی جهت مجزا کردن بازه‌های عملیاتی کاهنده و افزایش

در روش فوق سه عامل جهت تغییر بازه‌های عملیاتی کاهنده و افزایش وجود دارد.

۱. شیب خط کنترلی
۲. عرض از مبدا و طول از مبدا خط کنترلی
۳. پهنای ناحیه عملکرد کاهنده-افزاینده ( $\Delta$ )

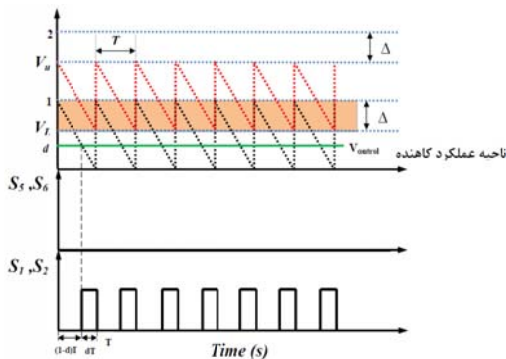
#### ۴-۲- روابط حاکم بر برشگر کاهنده-افزاینده

##### در بازه‌های عملیاتی مجزا

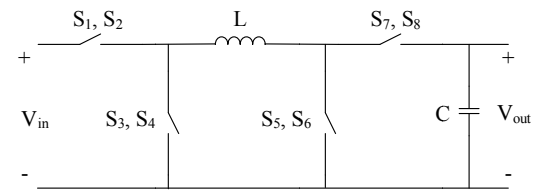
در این بخش به بررسی عملکرد مدار کاهنده-افزاینده در سه بازه عملیاتی مجزا شده می‌پردازیم.

##### ۴-۲-۱- بازه عملکرد کاهنده

زمانی که  $V_{control}$  خطی با شیب صفر و عرض از مبدا  $d$  و با شرط  $d < V_L$  باشد، برشگر به صورت کاهنده عمل می‌کند و نحوه کلیدزنی کلیدها مطابق سطر اول جدول (۱) می‌باشد. شکل (۹) جهت تفهیم بهتر مطالب فوق ترسیم شده است.



شکل (۹): روش کنترلی و نحوه کلیدزنی کلیدها، جهت محدود کردن بازه‌ی عملیاتی برشگر کاهنده-افزاینده به ناحیه عملیاتی کاهنده



شکل (۷): مدار ساده شده برشگر کاهنده-افزاینده شکل (۱)

جدول (۱) حالت‌های عملیاتی مدار فوق را در صورت استفاده از روش بازه‌های مجزا و در دو حالت مجزا شده کاهنده و افزایش نمایش می‌دهد. به علاوه همان‌گونه که ذکر شد، به منظور حفظ پیوستگی شکل موج‌های خروجی، وضعیت میانی کاهنده-افزاینده نیز آورده شده است.

جدول (۱): نحوه کلیدزنی کلیدها در بازه‌های عملیاتی مجزا

	S1, S2	S3, S4	S5, S6	S7, S8
Buck	PWM	$\overline{PWM}^1$	OFF	ON
Buck-Boost	PWM	$\overline{PWM}$	PWM	$\overline{PWM}$
Boost	ON	OFF	PWM	$\overline{PWM}$

<sup>1</sup> $\overline{PWM}$  = not of PWM

با این نحوه بهره‌برداری از مدار، تعداد کلیدزنی‌ها در هر یک از دو حالت اصلی کاهنده و افزایش به نصف کاهش می‌یابد. همراه کردن جبران کننده‌ی نوع سه با این روش کنترلی، علاوه بر حذف اغتشاشات ولتاژ خروجی، کاهش تلفات کلیدزنی را نیز در پی خواهد داشت.

#### ۴-۱- روش کنترلی پیشنهادی به منظور مجزا

##### کردن بازه‌های عملیاتی کاهنده و افزایش

بدین منظور از الگوریتم کنترلی پیشنهاد شده در مرجع [۵] بهره می‌گیریم. بدین معنی که مشابه شکل (۸)، از دو موج مثالی به همراه یک سیگنال کنترلی مرجع استفاده می‌کنیم. از تقابل بین سیگنال مرجع و دو موج مثالی، پالس‌هایی تولید می‌شود که در کنترل کلیدهای  $S_1$  تا  $S_8$  استفاده می‌شود. البته لازم به ذکر است که در این حالت سیکل وظیفه دارای پهنای متغیری خواهد بود. شکل زیر گویای مطالب فوق است.

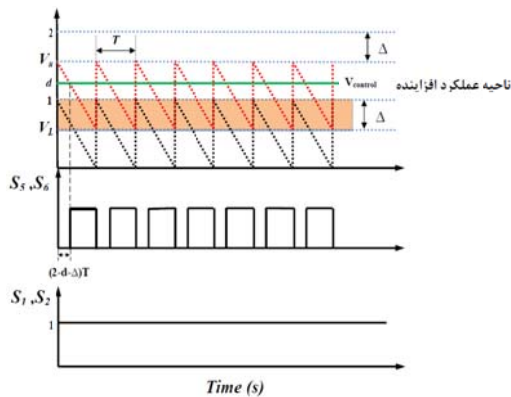
### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

$$\begin{cases} D_1 = d; & V_L < d < V_u \\ D_2 = d + \Delta - 1 \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{D_1}{1 - D_2} = \frac{d}{2 - d - \Delta} \end{cases} \quad (11)$$

لازم به ذکر است که در بازه عملکرد کاهنده-افزاینده همزمان، به ازای  $V_L < d < V_L + \frac{A}{2}$  برشگر به صورت کاهنده عمل می‌کند، به ازای  $d = V_L + \frac{A}{2}$  دامنه و فاز ولتاژ خروجی برشگر هیچ‌گونه تغییری نمی‌کند و به ازای  $V_L + \frac{A}{2} < d < 1$  برشگر به صورت افزایشی عمل می‌کند.

#### ۴-۲-۳- بازه عملکرد افزایشی

زمانی که  $V_{control}$  خطی با شیب صفر و عرض از مبدا  $d$  و با شرط  $1 < d < V_u$  باشد، برشگر به صورت افزایشی عمل می‌کند و نحوه کلیدزنی کلیدها مطابق سطر سوم جدول (۱) می‌باشد. شکل (۱۱) جهت تفهیم بهتر مطالب فوق ترسیم شده است.



شکل (۱۱): نحوه کلیدزنی کلیدها جهت محدود کردن بازه‌ی عملیاتی برشگر کاهنده-افزاینده به ناحیه عملیاتی افزایشی

رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی در این حالت نیز به صورت زیر قابل بیان است:

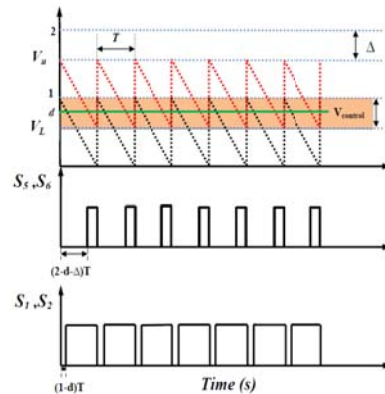
$$\begin{cases} D = d + \Delta - 1; & 1 < d < V_u \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} = \frac{1}{2 - d - \Delta} \end{cases} \quad (12)$$

در این حالت، رابطه بین ولتاژ ورودی و خروجی به صورت زیر قابل بیان است:

$$\begin{cases} D = d; & d < V_L \\ \frac{V_{out}}{V_{in}} = D = d \end{cases} \quad (10)$$

#### ۴-۲-۲- بازه عملکرد کاهنده-افزاینده

زمانی که  $V_{control}$  خطی با شیب صفر، عرض از مبدا  $d$  و با شرط  $V_L < d < 1$  باشد، برشگر به صورت کاهنده-افزاینده عمل می‌کند و نحوه کلیدزنی کلیدها مطابق سطر دوم جدول (۱) می‌باشد. شکل (۱۰) مطالب فوق را بهتر تفهیم می‌کند.



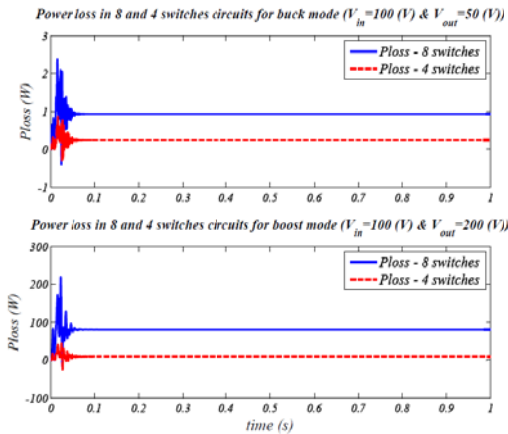
شکل (۱۰): نحوه کلیدزنی کلیدها در صورت عملکرد برشگر کاهنده-افزاینده در ناحیه عملیاتی کاهنده-افزاینده

نکته مهم قابل ذکر در این قسمت را می‌توان در تفاوت بازه‌های روشن و خاموش بودن کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  با کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  دانست، حال آنکه در عملکرد برشگر کاهنده-افزاینده با سیکل وظیفه یکسان [۷]، بازه‌های روشن و خاموش بودن کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  دقیقاً برابر با بازه‌های روشن و خاموش بودن کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  است و لذا ارتباط بین ولتاژ ورودی و خروجی به صورت رابطه (۱) است. ولی در این روش جدید، که از دو موج مثلثی استفاده می‌شود، به دلیل تفاوت بازه‌های روشن و خاموش بودن کلیدهای  $S_1$  و  $S_2$  با کلیدهای  $S_5$  و  $S_6$  و همچنین کلیدهای  $S_3$  و  $S_4$  با کلیدهای  $S_7$  و  $S_8$ ، رابطه زیر بین ولتاژ ورودی و خروجی برقرار است:



## بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

"عملکرد هر ۸ کلید با هم" و "عملکرد مدار در بازه‌های مجزا" و به‌علاوه در دو مد کاهنده و افزایشی بررسی می‌کنیم. شکل (۱۳) این نتایج را نشان می‌دهد. به وضوح دیده می‌شود که میزان تلفات مدار، در صورت بهره‌گیری از روش بازه‌های مجزا نسبت به زمان فعال بودن هر هشت کلید، در هر دو مد عملکرد کاهنده و افزایشی، کمتر است. نکته قابل توجه دیگر این است که میزان کاهش تلفات در حالت عملکرد افزایشی چشم‌گیرتر است؛ چرا که در این حالت توان تحویلی به مصرف‌کننده و بنابراین توان عبوری از کلیدها بیشتر بوده و از این رو تاثیر استفاده از روش کنترلی بازه‌های مجزا مشهودتر می‌باشد.

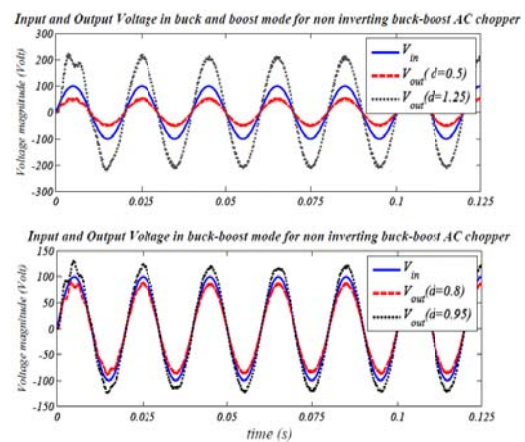


شکل (۱۳): مقایسه میزان تلفات برشگر AC کاهنده-افزاینده در دو حالت "کلید فعال" و "فعالیت ۴ کلید با استفاده از روش بازه‌های مجزا"

## ۶- نتیجه‌گیری

به دلیل نیاز به هم‌فاز بودن ولتاژ ورودی و خروجی در بسیاری از کاربردهای کنترلی، حفاظتی و آزمایشگاهی، گونه جدیدی از برشگرهای AC تحت عنوان "برشگر AC کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی" در گذشته توسط همین مولفین، معرفی شده بود. با این وجود، به دلیل عدم توانایی این برشگر در حذف اثرات ناشی از کاهش یا افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی، کیفیت توان ارائه شده به مصرف‌کننده پایین بود. به‌علاوه، وجود هشت کلید IGBT در برشگر AC

اکنون با استفاده از این روش کنترلی و با استفاده از روابط (۱۰) تا (۱۲)، به بررسی شکل موج ولتاژ خروجی مدار شکل (۱) می‌پردازیم. شکل (۱۲) نتایج را نشان می‌دهد. شکل اول مرتبط با بخش‌های ۱-۲-۴ و ۳-۲-۴ و شکل دوم نیز مرتبط با بخش ۲-۲-۴ می‌باشد. این شکل‌ها به‌وضوح، نحوه عملکرد صحیح مدار شکل (۱) را با استفاده از روش کنترلی بازه‌های مجزا نشان می‌دهند.



شکل (۱۲): بررسی عملکرد برشگر کاهنده-افزاینده در صورت بهره‌گیری از روش کنترلی بازه‌های مجزا

۵- مقایسه میزان تلفات برشگر AC کاهنده-افزاینده در حالت "فعال بودن هر هشت کلید با هم" و "فعال بودن چهار کلید با روش کنترلی بازه‌های مجزا"

همان گونه که می‌دانیم گرمای ایجاد شده در مدار، ارتباطی مستقیم با تلفات مدار دارد. در مدار شکل (۱) به دلیل وجود ۸ کلید، میزان تلفات کلیدزنی بالا بوده و به خنک‌کننده با ابعاد بزرگتری نیاز است که این موضوع علاوه بر بزرگتر شدن مدار، افزایش هزینه را نیز در پی خواهد داشت. با این وجود با نصف شدن تعداد کلیدها، میزان تلفات کلیدزنی و گرمای تولید شده کاهش یافته و بنابراین ابعاد مدار نیز کوچکتر می‌شود. جهت بررسی این موضوع، میزان تلفات مدار شکل (۱) را در دو حالت

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

[4] J. Nan, T. Hou-jun, L. Wei, and Y. Peng-sheng, "Analysis and Control of Buck-Boost Chopper Type AC Voltage Regulator," *IEEE 6th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC '09*, pp. 1019-1023, 2009.

[5] L. Young-Joo, A. Khaligh, and A. Emadi, "A Compensation Technique for Smooth Transitions in a Noninverting Buck-Boost Converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 4, pp. 1002-1015, April. 2009.

[6] An MCU-based low cost non-inverting buck-boost converter for battery chargers, ST AN2389 Application note. Available online: [www.st.com/stonline/products/literature/anp/12476.pdf](http://www.st.com/stonline/products/literature/anp/12476.pdf)

[7] علی ضیائی، محمد منفرد و سید احسان حسینی منش، "برشگر AC کاهنده-افزاینده بدون تغییر پلاریته ولتاژ ورودی" بیست و ششمین کنفرانس بین‌المللی برق (PSC 2011).

جدید معرفی شده، تلفات بالای کلیدزنی، حجیم‌تر شدن خنک‌کننده‌ی مورد نیاز و افزایش هزینه را به همراه داشت. از این‌رو، در این مقاله به منظور حذف اثرات ناشی از کاهش یا افزایش ناگهانی ولتاژ ورودی در ولتاژ خروجی، به معرفی دو روش کنترلی تحت عناوین کنترل کننده PI و جبران‌ساز نوع سه پرداختیم. نتایج شبیه‌سازی، حکایت از بهبود شکل موج ولتاژ خروجی در صورت استفاده از هر دو روش کنترلی دارد؛ هر چند که جبران‌ساز نوع سه به دلیل نداشتن فراجهدش بالا، ردیابی بهتر مقدار مرجع و رفتار بهتر در مقادیر بالای ولتاژ ورودی، عملکرد بسیار بهتری از خود نشان می‌دهد. همچنین، برای کاهش تلفات کلیدزنی برشگر AC، با استفاده از روشی تحت عنوان "بازه‌های مجزا" به بررسی عملکرد مدار و مقایسه میزان تلفات آن با عملکرد مدار در حالت عادی پرداختیم که در این مورد نیز نتایج حاکی از کاهش تلفات کلیدزنی و در نهایت، تلفات مدار بود. در ضمن، کاهش میزان تلفات مدار در حالت عملکرد افزایش‌دهنده، چشم‌گیرتر است.

### ۷- مراجع

[1] B.H. Kwon, B.D. Min, and J.H. Kim, "Novel topologies of AC choppers," *IEE Proceedings- Electric Power Applications*, Vol. 143, No. 4, pp. 323-330, July. 1996.

[2] J.C. Rosas-Caro, F.M. David, J.M. Gonzalez-Lopez, J.M. Ramirez-Arredondo, A. Gonzalez-Rodriguez, N. Salas-Cabrera, M. Gomez-Garcia, and H. Cisneros-Villegas, "A review of AC Choppers," *20th International Conference on Electronics, Communications and Computer (CONIELECOMP)*, pp. 252-259, 2010.

[3] J.C. Rosas-Caro, F.M. David, J.M. Ramirez, A. Gonzalez-Rodriguez, E.N. Salas-Cabrera, and P.A. Rojas-Molina, "AC chopper topology with multiple steps switching capability," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 1808-1815, 2010.

### بیست و هفتمین کنفرانس بین‌المللی برق

#### پیوست

پارامترهای مدار کاهنده-افزاینده شکل (۱) و مشخصات روش کنترلی بازه‌های مجزا که در قسمت شبیه‌سازی بخش (۳) و (۴) مورد استفاده قرار گرفتند، مطابق جدول زیر می‌باشد.

جدول (پ-۱): مشخصات توربین بادی

پارامتر	توصیف	مقدار
$L$	اندوکتانس مدار	150 $\mu\text{H}$
$C$	خازن خروجی	300 $\mu\text{F}$
$R$	مقاومت بار	20 $\Omega$
$f$	فرکانس منبع ولتاژ	50 Hz
$f_s$	فرکانس کلید زنی	10 KHz
$\Delta$	پهنای ناحیه عملکرد کاهنده-افزاینده	0.25
$d$	عرض از مبدا خط کنترلی در ناحیه عملکرد کاهنده	0.5
$d$	عرض از مبدا خط کنترلی در ناحیه عملکرد کاهنده-افزاینده و عملکرد به صورت کاهنده	0.8
$d$	عرض از مبدا خط کنترلی در ناحیه عملکرد کاهنده-افزاینده و عملکرد به صورت افزایشده	0.95
$d$	عرض از مبدا خط کنترلی در ناحیه عملکرد افزایشده	1.25
$T_{z1}, T_{z2}$	صفرهای جبران‌ساز نوع سه	$1/(32\pi)$
$T_{p1}, T_{p2}$	قطب‌های جبران‌ساز نوع سه	$1/(202\pi)$
K	بهره جبران‌ساز نوع سه	1.5e-3