



همایش ملی انرژی
دانشگاه آزاد اسلامی واحد خمینی شهر
آذر ۱۳۹۴



بکارگیری روش کنترل موج حامل غیر خطی به منظور بهبود ضریب توان یکسو کننده پل تکفاز

مبثنی بر مبدل چوک

احسان زمانی علویجه^۱، سید مهدی بهاری زاده^۲، محمد حسین ارشادی^۳

* نویسنده مسئول: محمد حسین ارشادی ershadi@iaukhsh.ac.ir

واژه‌های کلیدی

کلمات کلیدی: تصحیح ضریب توان، موج حامل غیر خطی، مبدل های DC به DC

چکیده

در این مقاله روش کنترل موج حامل غیر خطی جهت بهبود ضریب توان یکسو کننده ها بیان میشود. یکسو سازها به علت دارا بودن المانهای غیر خطی، ذاتا ضریب قدرت پایینی دارند و معمولا جهت تصحیح ضریب توان آنها از مبدل های DC به DC استفاده میشود. در روش کنترل موج حامل غیر خطی، شکل موج حامل با نمونه برداری از ولتاژ خروجی و مقایسه آن با یک مقدار مرجع بصورت یک سیگنال غیر خطی تولید شده و طی مقایسه با سیگنال جریان سوئیچ مبدل باعث میشود جریان خروجی یکسوساز ولتاژ آنرا کاملا دنبال کرده و مقادیر هارمونیک های جریانی به حداقل برسد و یکسوساز با کم شدن مقدار اعوجاج جریان دارای ضریب قدرت نزدیک به واحد گردد. [۳]

۱- دانشجوی کارشناسی ارشد، دانشکده برق، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

۲- مربی، دانشکده برق، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

۳- استاد یار، دانشکده برق، دانشگاه آزاد واحد خمینی شهر

مقدمه

متناوب تعیین میشود. هدف نگهداشتن جریان ورودی مبدل i_g متناسب با ولتاژ ورودی v_g است.

$$i_g = \frac{v_g}{R_g} \quad (1)$$

برای اینکه جریان ورودی i_g بصورت خودکار ولتاژ v_g را دنبال کند تا ضریب توان واحد یکسوساز ایجاد شود شکل موج v_c ساخته میشود. شکل موج v_c به توپولوژی مبدل و سیگنال جریان سوئیچ بستگی دارد. همچنین سیگنال v_m بر روی دامنه v_c اثر میگذارد و مقاومت R_g را تعیین میکند و مطابق شکل v_m از حلقه تنظیم ولتاژ خروجی (مقدار خطای اندازه گیری شده) بدست می آید. بعنوان مزیت در مقایسه با روشهای کنترلی دیگر کنترل NLC فقط به جریان سوئیچ و ولتاژ خروجی احتیاج دارد.

اساس کار ما در این فصل برای مبدل های سوئیچینگ در حالت ماندگار رابطه زیر است: [۲]

$$\frac{v_o}{v_g} = n \frac{D}{1-D} \quad (2)$$

در جایکه n یک ثابت دلخواه است و میتواند برابر ۱- باشد برای مبدلهایی که ولتاژ ورودی را عکس میکنند یا دارای ترانس جدا باشند. در تمامی این مبدل ها جزء فرکانس پایین جریان سوئیچ i_s برابر جزء فرکانس پایین جریان مبدل i_g است یعنی:

$$i_g = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_s(\tau) d\tau = \frac{v_g}{R_g} \quad (3)$$

با فرض شروع کلیدزنی همیشه در $t=0$ جهت سادگی روابط پیش رو را خواهیم داشت:

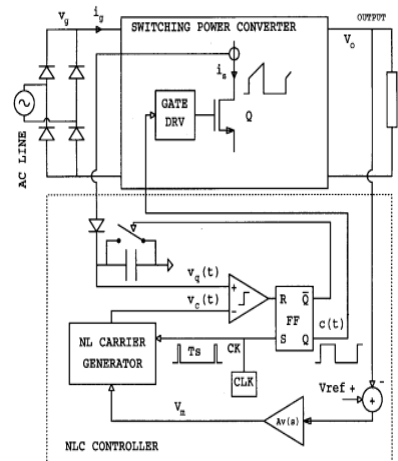
$$\frac{R_g}{T_s} \int_0^{DT_s} i_s(\tau) d\tau = \frac{R_g v_g}{R_g} \frac{1-D}{D} = v_m \frac{1-D}{D} \quad (4)$$

$$R_g = R_s \frac{v_g}{v_m} \quad (5)$$

$$R_s \frac{v_g}{R_g} = v_m \quad (6)$$

که R_s مقاومت معادل سنسور جریان است. v_m سیگنال ولتاژ خطا در خروجی و R_g مقاومت ورودی مبدل است که با تغییرات آرام v_m در حلقه فیدبک ولتاژ سازگاری دارد. [۲]

به منظور بهبود ضریب توان یکسو کننده ها معمولاً از مبدلهای DC به DC نظیر افزایشده (Boost)، چوک (CUK) و سپیک (SEPIC) استفاده میگردد. یکی از روشهایی که برای کنترل مدار اصلاح ضریب توان استفاده میشود، روش کنترل موج حامل غیر خطی (NLC) میباشد. اساس کار این روش در شکل زیر آمده است:



شکل (۱) مدار روش موج حامل غیر خطی برای بهبود ضریب توان یکسوساز بر اساس مبدل های سوئیچینگ [۲]

بر طبق این شکل و در شروع یک سیکل کلیدزنی یک پالس ساعت به فلیپ فلاپ (FF) اعمال شده و سوئیچ Q را روشن میکند، سپس مکانیزم کنترل بر اساس مقایسه جریان سوئیچ i_s با موج متناوب حامل غیر خطی $v_c(t)$ عمل میکند. سیگنال t در واقع انتگرال جریان سوئیچ میباشد که با $v_c(t)$ مقایسه میگردد.

در لحظه $t = DT_s$ خواهیم داشت $v_c(t) = v_q(t)$ و خروجی مقایسه کننده یک شده و FF را Reset میکند، در نتیجه Q خاموش میشود به منظور بهبود ضریب توان میتوان $v_c(t)$ را طوری تنظیم نمود که جریان ورودی i_g به طور خودکار ولتاژ ورودی v_g را دنبال کند.

۲) معرفی روش موج حامل غیر خطی

با توجه به توضیحات در قسمت مقدمه سیکل کار مبدل (D) بر اساس مقایسه یک سیگنال سوئیچ با شکل موج حامل غیر خطی

در ناحیه CCM این رابطه برابر رابطه (۲) بود بنابراین یعنی:

$$\frac{v_g}{R_s} > \frac{v_g}{1L_f s} D^2 \quad (12)$$

یا

$$K > \frac{1}{\gamma} \left(\frac{M_g}{1+m_g} \right)^2 \quad (13)$$

در حالیکه

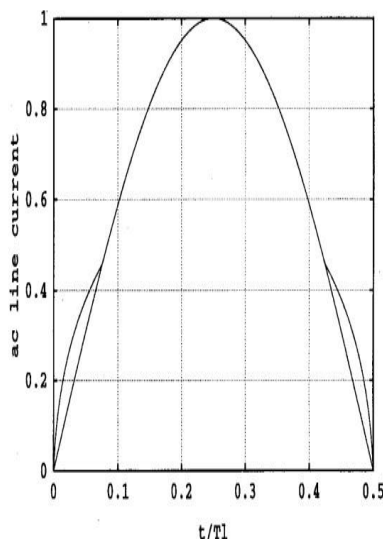
$$K = \frac{1L_f s}{R/n^2} \quad (14)$$

که K پارامتر معمول بار مربوط به آنالیز DCM است و $R = \frac{v_o}{i_o}$ مقاومت dc بار است.

از معادله (۱۴) نتیجه میشود اگر $K > \frac{M_g^2}{\gamma}$ مبدل همیشه در ناحیه CCM کار میکند و اگر

$K < \frac{1}{\gamma} \left(\frac{M_g}{1+m_g} \right)^2$ باشد مبدل همیشه در ناحیه DCM است. برای بارهای بین مقدار مرز مبدل از ناحیه DCM به CCM رفته و دوباره در طول یک نیم سیکل به ناحیه DCM برمیگردد.

در شکل (۳) تفاوت جریان ورودی از دو حالت CCM و DCM مقایسه شده است که اعوجاج جریان ورودی در حالت DCM کاملاً مشخص است. [۲]



شکل (۳) اختلاف جریان ورودی i_g در دو حالت CCM و DCM

در یک نیم سیکل [۲]

در هر دوره سوئیچ زنی D از مقایسه v_q با شکل موج v_c بدست می آید با دکر این نکته که v_q انتگرال جریان سوئیچ، v_c موج حامل غیر خطی (NLC) است.

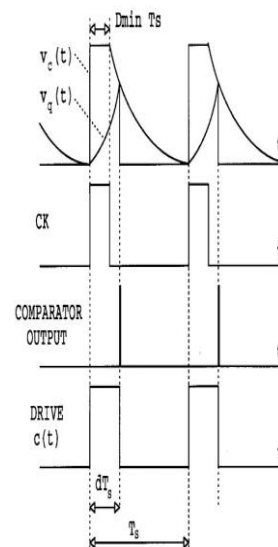
$$\Rightarrow v_q(t) = \frac{R_s}{T_s} \int_0^t i_s(\tau) d\tau \quad (8)$$

و ولتاژ v_c (شکل موج حامل غیر خطی) با جایگذاری $D \rightarrow \frac{t}{T_s}$ در رابطه (۶) بدست می آید

$$v_c(t) = v_m \frac{T_s}{t} \left(1 - \frac{t}{T_s} \right) \quad 0 < t \leq T_s \quad (9)$$

$$v_c(t + T_s) = v_c(t)$$

عملکرد این کنترلر بوسیله شکل (۲) توضیح داده میشود: [۲]



شکل (۲) شکل موج های روش کنترل موج حامل غیر خطی. [۲]

۳) اعوجاج جریان در ناحیه DCM

فرضیات و روابط بیان شده قبل مربوط به عملکرد مبدل در ناحیه CCM بود. در ناحیه DCM رابطه (۵) برقرار نخواهد بود و جریان ورودی دقیقاً ولتاژ ورودی را دنبال نخواهد کرد. هدف از این قسمت تعیین شرایط برای عملکرد در ناحیه CCM و تعیین انحراف جریان بدست آمده در ناحیه DCM است. در ناحیه DCM جریان سوئیچ در ابتدای هر کلیدزنی صفر است یعنی $i_s(0) = 0$

میانگین جریان سوئیچ تابعی از D است در ناحیه DCM خواهیم داشت: [۲]

$$i_g = \frac{1}{T_s} \int_0^{DT_s} i_s(\tau) d\tau = \frac{v_g}{1L_f s} D^2 \quad (11)$$

هنگامی که ولتاژ خروجی $|v_o| > 0$ مبدل همیشه با یک D بزرگتر از D_{min} عمل میکند.

$$D \geq D_{min} = \frac{\dot{v}_o}{\dot{v}_o + v_{gp\text{peak}}} = \frac{1}{1 + M_g} \quad (16)$$

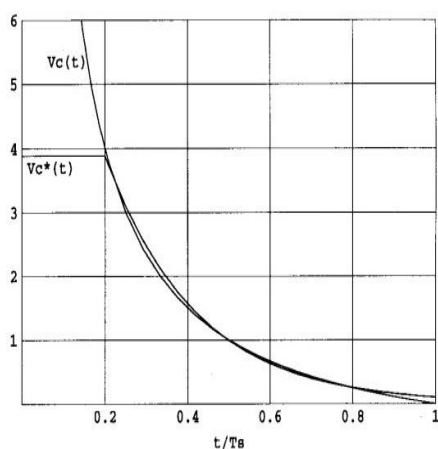
بنابراین یک تقریب دقیق v_c برای زمانهای $D_{min} T_s \leq t < T_s$ لازم است.

$$0 \leq t \leq D_{min} T_s$$

$$v_c^*(t) = \begin{cases} AV_m & 0 \leq t \leq D_{min} T_s \\ AV_m e^{-\frac{t - D_{min} T_s}{a T_s}} & D_{min} T_s < t \leq T_s \end{cases} \quad (17)$$

ثابت زمانی در این تخمین از کسری از دوره کلیدزنی با استفاده از پارامتر a مشخص میشود.

در شکل (۵) مقدار تخمین زده $V_c^*(t)$ در یک دوره کلیدزنی برای مقادیر $a=0.22$ و $D_{min}=0.2$ نشان داده شده است. [۲]



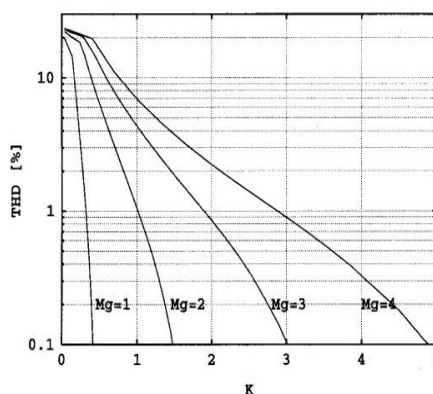
شکل (۵) شکل موج ایدآل موج حامل غیرخطی و موج حامل تخمین زده شده برای $D_{min} = 0/2, a = 0/22$ [۲]

در شکل (۶) نحوه تولید $V_c^*(t)$ نشان داده شده است:

جریان ورودی i_g هنگامی که مبدل در ناحیه DCM است از رابطه (۱۱) بدست آمد جایی که D از حل معادله زیر بدست می آید:

$$\left(\frac{M_g}{1K}\right) m_g D^2 + D - 1 = 0 \quad (15)$$

اعوجاج هارمونیک مجموع (THD) جریان ورودی بعنوان یک نتیجه از عملکرد در ناحیه DCM بوسیله تابعی از پارامتر K و چندین M_g در شکل (۴) نشان داده شده است مقدار رنج در نظر گرفته شده برای M_g از $M_g = 1$ تا $M_g = 4$ است.



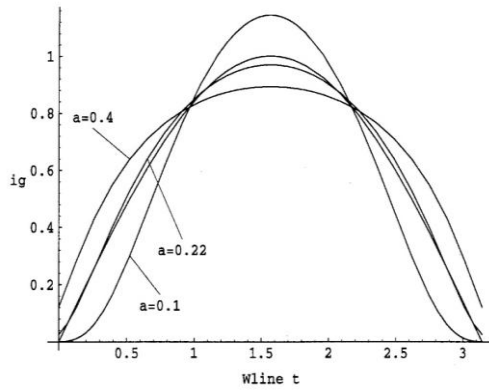
شکل (۴) THD جریان ورودی i_g به عنوان تابعی از پارامتر بار (K) برای چندین مقدار M_g [۲]

بدترین حالت THD در حالت ولتاژ خط ماکزیمم (ماکزیمم M_g) و جریان بار مینی موم (ماکزیمم R و مینی موم K) است. مقدار قابل توجه THD زمانی حاصل میشود که بار به مقداری زیر مرز CCM/DCM کاهش یابد.

اگر $M_g = 4$ بعنوان بدترین حالت ولتاژ ورودی باشد مقدار THD برای بارهای کمتر از $0/8$ (بدترین حالت جریان) کمتر $0/10$ است که یک دهم بار برای $K=8$ است در زمانی که مبدل شروع بکار در طول یک سیکل در ناحیه DCM میکند بنابراین اعوجاج جریان در ناحیه DCM در طراحی عملی مشکلی بوجود نمی آورد.

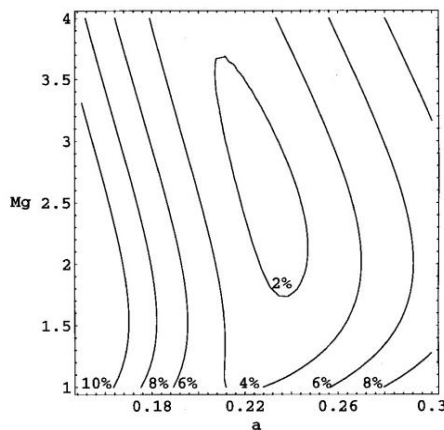
۴) تولید شکل موج حامل

جزء اصلی کنترلر NLC است که چگونگی ایجاد v_c را توضیح میدهد. اکنون ما نشان خواهیم داد که چگونه در این بخش شکل موج متناوب غیر خطی تقریب زده میشود:



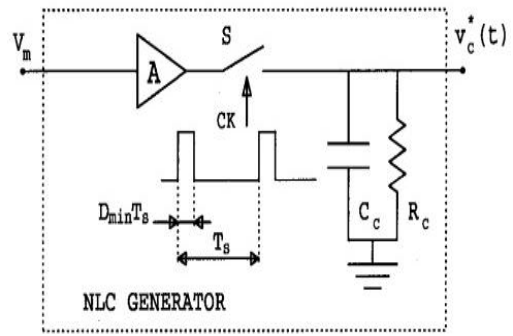
شکل (۷) شکل موج ایده آل جریان ورودی i_g و سه مقدار تخمین زده آن با سه مقدار پارامتر a در طول یک نیم سیکل. [۲]

در شکل (۸) منحنی های THD ثابت بعنوان تابعی از پارامتر M_g و a رسم شده اند که مقدار $a=0.22$ جهت مینی موم کردن بیشترین THD جریان تخمینی در نظر گرفته شده است. [۲]



شکل (۸) منحنی های THD جریان ورودی i_g به عنوان تابعی از M_g و پارامتر a . [۲]

در شکل (۹) THD جریان بعنوان تابعی از M_g برای مقدار بهینه پارامتر a نشان داده شده است ماکزیمم THD برابر 3.84٪ برای $M_g = 1$ بدست آمده است. [۲]



شکل (۹) نحوه تولید شکل موج حامل غیرخطی [۲]

بر طبق این شکل با اعمال پالس ساعت با سیکل کار D_{min} به سوئیچ، سوئیچ را در بازه $0 \leq t \leq D_{min} T_s$ روشن میکند و در بازه زمانی $D_{min} T_s \leq t \leq T_s$ خاموش میشود از مقدار AV_m به مقدار صفر میل میکند با ثابت زمانی $\tau = aT_s = R_c C_c$ (خازن شروع به تخلیه میکند).

در این حالت جریان ورودی i_g^* دقیقاً با مقدار ایده آل آن $(i_g = \frac{v_g}{R_s})$ برابر نیست حتی اگر مبدل در ناحیه CCM کار کند. [۲]

مقدار واقعی i_g^* از رابطه زیر بدست می آید:

$$i_g^* = \frac{v_c^* DT_c}{R_s} \quad (18)$$

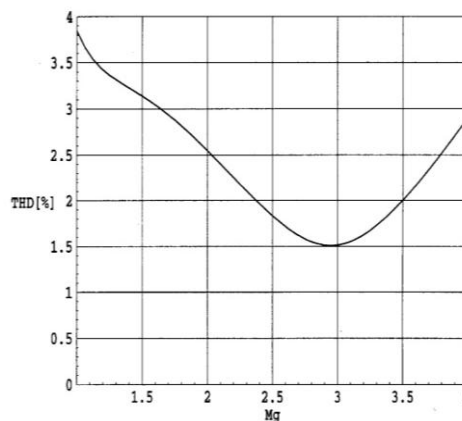
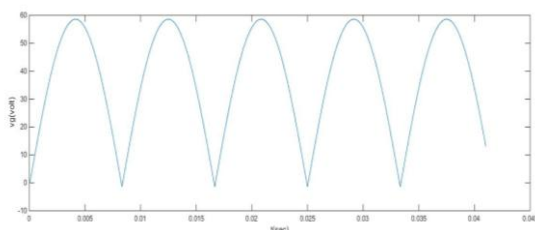
$$\Rightarrow D = \frac{1}{1 + m_g} = \frac{1}{1 + m_g |\sin \omega t|} \quad (19)$$

$$\Rightarrow i_g^* = \frac{AV_m}{R_s} e^{-\frac{1}{a} (\frac{1}{1 + M_g |\sin \omega t|} - D_{min})} \quad (20)$$

در شکل (۷) مقدار i_g و i_g^* در طول یک نیم سیکل برای ۳ مقدار پارامتر a رسم شده اند که تفاوت

i_g ایده آل و i_g^* تخمین زده شده برای مقدارهای $a=0.1$ و $a=0.22$ و $a=0.4$ مشخص است. [۲]

همانطور از شکل موج v_o مشاهده می شود در این حالت v_o با مقدار ریبیل مشخص مقدار ولتاژ مرجع را که برابر ۹- ولت بود دنبال می کند. این شکل موج در زمان حدوداً $t=0/045$ به پایداری می رسد و حالت گذاری خود را پشت سر می گذارد. همین شکل موج ولتاژ خروجی است که در یک سیکل بسته قرار می گیرد و با یک مقدار مرجع مقایسه شده و باعث تولید ولتاژ حامل غیر خطی می شود.

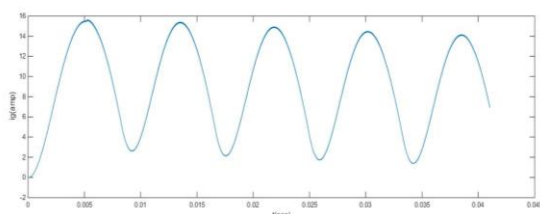


شکل (۹) شکل موج THD جریان ورودی به عنوان تابعی از M_g برای مقدار $a=0/22$

(۵) شبیه سازی

شکل (۱۱) شکل موج ولتاژ ورودی مبدل CUK بر حسب ولت در طول زمان

این موج ولتاژ خروجی DC شده ریبیل دار یکسوساز تمام موج است که به ورودی مبدل CUK وصل می شود و در شکل (۱) تحت عنوان v_g نامگذاری شده است.



شکل (۱۲) جریان ورودی مبدل CUK بر حسب آمپر در طول زمان

و در نهایت موج i_g که جریان خروجی یکسوساز و ورودی مبدل CUK است. همانطور که از شکل مشخص است به صورت بسیار مناسب v_g را دنبال می کند. این جریان نیز شکل موجی DC همراه با ریبیل دارد و با مقدار ولتاژ v_g کاملاً هم فاز است.

ب) شبیه سازی تحت $V_{ac} = 18, V_{ref} = -30$ در حالت افزایشده:

همانند حالت قبل نتایج شبیه سازی را در سه شکل ولتاژ خروجی مبدل، ولتاژ ورودی مبدل و جریان ورودی مبدل بیان میکنیم:

سیستم مورد نظر در شکل (۱) با توجه به قرار گرفتن مبدل CUK در شکل تحت دو مقدار V_{REF} مختلف و دو مقدار ولتاژ ورودی در فرکانس 60Hz شبیه سازی گردید که مقادیر مبدل CUK در هر دو حالت یکسان و برابر مقادیر زیر در نظر گرفته شد:

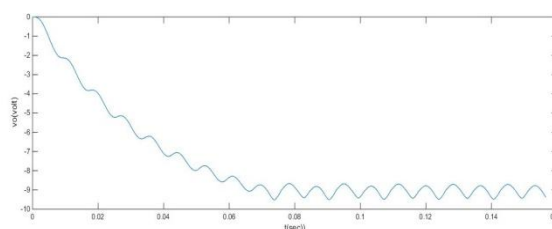
$$L_1 = 4mH, \quad C_1 = 200\mu F, \quad L_2 = 2.5mH$$

$$C_2 = 30mF, \quad R = 2\Omega$$

همچنین مقادیر M_g, a معرفی شده در این شبیه سازی ها برابر $M_g = 3, a = 0.22$ قرار داده شده اند.

الف) شبیه سازی تحت $V_{ac} = 60, V_{ref} = -9$ برای حالت کاهشده:

بصورت خلاصه نتایج شبیه سازی تحت مقادیر فوق برای شکل موجهای ولتاژ خروجی مبدل، ولتاژ ورودی مبدل و جریان ورودی آن اینگونه بیان میشوند:



شکل (۱۰) شکل موج ولتاژ خروجی مبدل CUK بر حسب ولت در طول زمان

ذکر این توضیح ضروری است که در این حالت هم شکل موج i_g به صورت مناسب v_g را دنبال می کند و ولتاژ خروجی v_o هم با مقدار V_{ref} منطبق است.

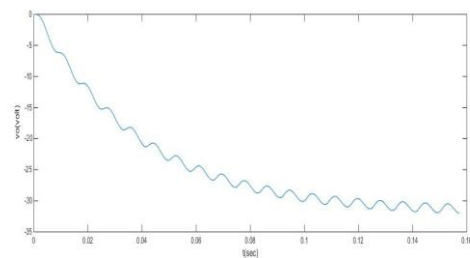
نتیجه گیری:

همان طور که در شبیه سازی های انجام شده قبل مشاهده شد و در قبل هم اشاره شد مکانیزم کنترل در روش موج حامل غیرخطی بر اساس دنبال کردن جریان i_g از V_g اتکا دارد تا ضریب توان یکسوساز به مقدار نزدیک واحد برسد و دقیقاً همین دنباله روی در اشکال قبل در دو حالت شبیه سازی شده مشاهده گردید. شکل موج i_g به صورت کاملاً مناسب هر زمان که V_g سیر صعودی دارد صعود می کند، حداکثر می شود و هر زمان سیر نزولی دارد نزول می کند و به مقدار حداقل خود می رسد.

بنابراین در این روش قادر شدیم ضریب توان یکسوساز را افزایش دهیم و به مقادیر نزدیک به واحد برسانیم همچنین با مقادیر ولتاژ مرجع مختلف قادر خواهیم بود ولتاژ DC مورد نیاز خود را چه در حالت کاهنده و چه افزایشنده تامین کنیم.

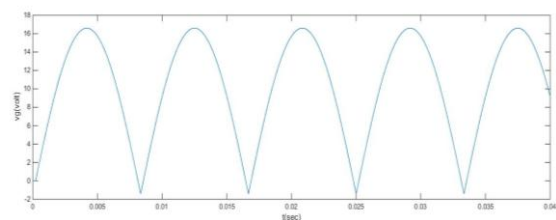
منابع:

- [1] M.H.Rashid, "Power electronics circuits, devices and application" 2002
- [2] R.Zane and D.maksimovic "nonlinear – carrier control for high – power – factor rectifiers based on up – down switching converters " IEEE trans power – elec 1998
- [3] R.Zane, "Nonlinear carrier control for high power factor rectifiers based on Buck-Boost converters" IEEE Trans power. Elec.1998
- [4] E.Thanpo, "Negative sbperamp carrier control for high power factor Boost converter in CCM operation" Word Academy of science, 2009
- [5] H.Kim, "An improved modulated carrier control of Boost PFC converter" Int.Pow.Elec.Conf.2014
- [6] R.Haron, "Study of nonlinear carrier control stability for PFC Boost converters" IEEE Trans.Power.Elec2010



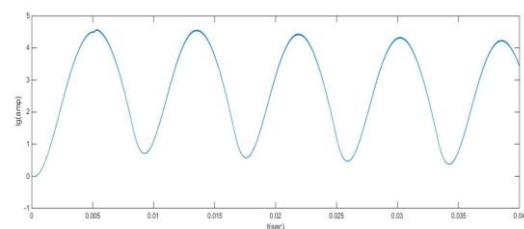
شکل (۱۳) شکل موج ولتاژ خروجی مبدل CUK برحسب ولت در طول زمان

همانطور از شکل موج v_o مشاهده می شود در این حالت v_o با مقدار ریپل مشخص مقدار ولتاژ مرجع را که برابر ۳۰- ولت بود دنبال می کند. این شکل موج در زمان حدوداً $t=0/05$ به پایداری می رسد و حالت گذاری خود را پشت سر می گذارد. همین شکل موج ولتاژ خروجی است که از نهایت طی یک مسیر باعث تولید v_o می شود.



شکل (۱۴) شکل موج ولتاژ ورودی مبدل CUK برحسب ولت در طول زمان

این موج ولتاژ خروجی DC شده ریپل دار یکسوساز تمام موج است که به ورودی مبدل CUK وصل می شود و در شکل (۱) تحت عنوان v_g نامگذاری شده است.



شکل (۱۵) جریان ورودی مبدل CUK بر حسب آمپر در طول زمان

و در نهایت موج i_g که جریان خروجی یکسوساز و ورودی مبدل CUK است همانطور که از شکل مشخص است به صورت بسیار مناسب v_g را دنبال می کند. این جریان نیز شکل موجی DC همراه بار پیل دارد و با تعداد ولتاژ v_g کاملاً هم فاز است.

-
- [7] L.Rossetto, "Control techniques for power factor correction converters" Department of electrical engineering.Padova – Italy.
- [8] D.Maksimovic, "Nonlinear carrier control for high power factor Boost rectifier" IEEE Trans power.elec.1996
- [9] D.simonti, I.sebastian .F.S " criteria for sepic and cuk converters as power factor preregulators in discontinuous mode" IEEE IECON 1992
- [10] M.Brkovic and S.cuk "Input current shaping using CUK converter" in proc . Intelec " 1992
- [11] G.spiazzi , L.Rossetto "high quality vectifier based on coupled-inductor sepic topology" PESC conf proc, 1994
- [12] G. spiazzi , P.Mattavelli "Design criteria for power factor preregulators based on, Sepic and Cuk converters in continuous conduction mode"
- [13] W.Tang, Y.jiang "power factor correction with Flyback converters employing charg control" APEC conf proc.