چگونگی تصحیح ضریب توان (PFC) و مبدل تصحیح ضریب توان DC-DC بوست با کنترل تأخیری

مهندس محمود قنبری

عضو هیئت علمی دانشگاه آزاد اسلامی واحد علی آباد MM.Ghanbari@Yahoo.com

حسینعلی وفائی

دانشجو دانشگاه آزاد اسلامی واحد علی آباد Hossein_vafaei2002@Yahoo.com

چکیده :

ضریب توان چگونگی انتقال انرژی بین منبع و بار را بیان می کند، وجود هارمونیک در شکل موج ولتاژ و جریان خط باعث کاهش ضریب توان می‌گردد که این بدان معناست که نمی‌توانیم از تمام توان تحویلی از منبع استفاده نماییم .

مبدل های تصحیح کننده ضریب توان با به کارگیری از عناصر کلید زنی واستراتژی کنترل، هارمونیک‌ها را به میزان قابل توجهی کاهش داده وشکل موج ها را از جهات پالسی به حالت سینوسی هم فاز نزدیک می‌نماید . بدینوسیله ضریب توان حدالامکان به واحد نزدیک می‌شود.

واژگان کلیدی :

PF(Power factor), PFC (Power factor correction)
Boost DC-DC Converter , PWM (Pulsa wide Modulation)
DCM (Discrete control Modulation)

مقدمه :

الکترونیک قدرت عموماً بر کلید زنی المان های نیمه هادی قدرت استوار است . با پیشرفت تکنولوژی حالت جامد، قابلیت‌های به کارگیری و سرعت کلید زنی المان‌های مربوطه به طرز چشم‌گیری بهبود یافته است. با این حال استفاده از این المان‌ها معایبی را نیز به همراه دارد. غیر خطی بودن این المان ها باعث بوجود آمدن اعوجاج در شکل موج جریان و ولتاژ خط می‌شود که این خود سبب بوجود آمدن معایب زیادی از جمله کاهش ضریب توان به عنوان یکی از مهمترین اثرها می باشد . مبدل‌های تصحیح کننده ضریب توان در واقع یکسوسازهای اکتیوی هستند که با بهره‌گیری از المان های کلید زنی قدرت این معایب را تا حد قابل توجهی بر طرف می کنند .

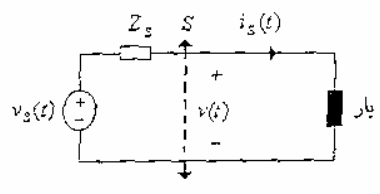
المان های نیمه هادی قدرت مثل ترانزیستورها یا ماسفت‌ها را می‌توان با اعمال سیگنال‌های کنترل به ترمینال گیت یا بیس به صورت کلید به کاربرد ، خروجی لازم از طریق تغییر دادن زمان هدایت این المان‌های کلید زنی قدرت به دست می‌آید.

به طور کلی مبدل‌های تصحیح کننده ضریب توان با کنترل زمان کارکرد المان های کلید زنی جریان ورودی را از حالت پالسی خارج کرده و آن را به صورت سینوسی همفاز با ولتاژ خط درمی‌آورند . بدین ترتیب برای بالا بردن راندمان وکاهش تلفات از مبدل‌های پیشنهادی Boost که در آینده در مورد آن صحبت خواهیم کرد استفاده می کنیم .

۱ـ بررسی ضریب توان در سیستم های غیرخطی و نقش‌هارمونیک‌ها :

می‌دانیم که المان‌های الکترونیک قدرت به دلیل دارا بودن خاصیت غیرخطی ، وجودشان در مدار اغلب باعث اعوجاج در شکل موج جریان و ولتاژ می گردند.

این حالت معمولاً در سیستم‌های غیر خطی ایجاد می گردد. به طور کلی روابطی که برای توان و انرژی در سیستم‌های خطی برقرار است برای سیستم های غیر خطی برقرار نمی‌باشد . به عنوان یک تجربه مدار ساده شکل (۱) را در نظر می گیریم.



شکل (۱)

اگر فرض کنیم جریان I_s و ولتاژ $V(t)$ متناوب باشند، در این صورت طبق رابطه سری فوریه می‌توانیم آنها را بسط دهیم:

$$V(t) = V0 + \sum_{n=1}^{\infty} V \ Cos(nw_{ac}t - \phi_n) \qquad (۱)$$

$$I_s(t) = I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} m \ Cos(mw_{ac}t - \theta_m)$$

و :

$$T_{ac} = \frac{2\pi}{W_{ac}} \qquad (۲)$$

مقدار توان متوسطی که از طرف شبکه ac به بار منتقل می‌شود می تواند از رابطه زیر بدست آید:

$$P_{av} = \frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} V(t).i_s(t).dt \qquad (۳)$$

هر گاه در رابطه فوق به جای ولتاژ و جریان روابط سری فوریه آنها را قرار دهیم معادله زیر بدست می‌آید :

$$P_{av} = \frac{1}{T_{ac}} \int_0^{T_{ac}} (V0 + \sum_{n=1}^{\infty} V_n \ Cos(nW_{ac}t - \phi_n).(I_0 + \sum_{m=1}^{\infty} I_m \ Cos(mW_{ac}t - \theta_m))dt \qquad (۴)$$

انتگرال شامل مولفه های غیر هم فرکانس ولتاژ و جریان روی یک پریود T_{ac}، صفر است و تنها انتگرال ناشی از حاصل ضرب هارمونیک‌های هم فرکانس ولتاژ و جریان غیر صفراند:

$$P_{av} = \begin{cases} 0 & (n \neq m) \\ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_n I_n}{2} Cos(\phi_n - \theta_m) + V_0 I_0 & (n = m) \end{cases} \qquad (۵)$$

لذا این رابطه به راحتی بیان می‌دارد که هرگاه شکل موج‌های ولتاژ و جریان دارای جملات همفرکانس باشند ، انرژی از شبکه AC به سمت بار سرازیر می‌شود،در غیر اینصورت انرژی منتقل شده بدان صفر است.

حالتی را در نظر بگیرید که ولتاژ سینوسی بوده ولی جریان دارای هارمونیک می باشد:

$$V(t) = V_1 Cos(W_{ac}t - \phi_1) \qquad (۶)$$

$$i_s(t) = I_0 + \sum_{n=1}^{\infty} I_n Cos(nw_{ac}t - \phi_n)$$

اگر توان متوسط منتقل شده به بار را دوباره بیابیم داریم :

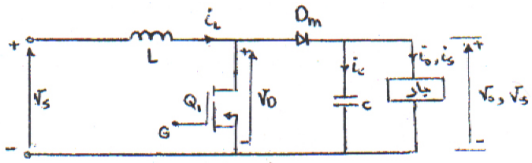
$$P_{av} = \frac{V_1 I_1}{2} Cos(\phi - \theta_1) \qquad (۷)$$

در نتیجه تنها مولفه اصلی جریان در انتقال انرژی خالص به بار ایفای نقش می‌کند وسایر مولفه‌ها نقشی در این زمینه نخواهد داشت به طور کلی برای یافتن ضریب توان از رابطه زیر سود می بریم.

$$P.F=\frac{P_{av}}{V_{rms}I_{rms}}=\frac{V_0I_0+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{V_nI_n}{2}\cos(\phi_n-\phi_m)}{\sqrt{V_02+\sum_{n=1}^{\infty}\frac{Vn^2}{2}}.\sqrt{I^20+\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\mathrm{Im}^2}{2}}} \qquad (۸)$$

۲ـ مبدل DC-DC تکفاز ساده از نوع Boost و تکنیک PWM :

مبدل ضریب توان بوست ، به منظور کاهش محتوای هارمونیکی جریان (که یکی از عوامل کاهش ضریب توان می باشد) و همفاز کردن ولتاژ و جریان خط (به منظور واحد کردن ضریب جابه جایی) به کار بـرده مـی شـود . سـاختار مـدار Boost بـا سوئیچ Mosfet قدرت در شکل (۲) آمده است .



شکل (۲) ساختار مدار Boost با سوئیچ ماسفت

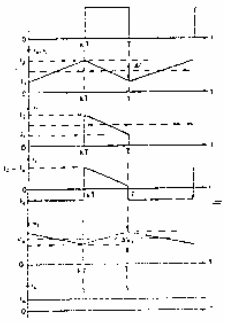
۱-۲- مراحل کاری مدار Boost :

مراحل کاری این مبدل در دو حالت قابل بیان است :

حالت اول : هنگامی آغاز می شود که ترانزیستور Q_1 در لحظه $t=0$ وصل می‌گردد . جریـان ورودی شـروع بـه زیـاد شـدن کرده و از سلف L و ترانزیستور می‌گذرد .

حالت دوم : هنگامی آغاز می‌شود که ترانزیستور Q_1 در $t=t_1$ خاموش می‌شود . جریانی که تـا قبـل از ایـن مرحلـه از داخـل ترانزیستور می گذشت اکنون از L و C و بار و دیود D_m می گذرد . جریان سلف تا آنجا پایین می افتد کـه ترانزیـستور Q_1 در سیکل بعد مجدداً روشن می‌شود.

شکل موج ولتاژ و جریان برای جریان پیوسته بار نیز در شکل (۳) دیده می‌شود[3]



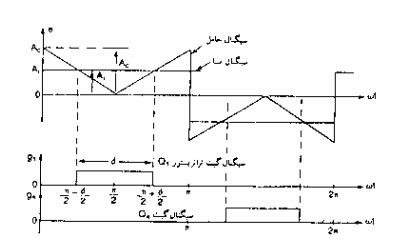
شکل (۳) شکل موج ولتاژ و جریان برای جریان پیوسته

۲ـ۲ـ تکنیک کنترل فرمان گیت (Pulse wide Modulation) :

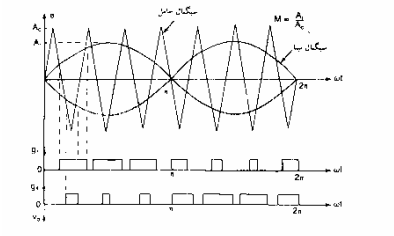
در کنترل مدولاسیون عرض پالس در حالت ساده تنها یک پالس متقارن در هر نیم سـیکل وجـود دارد و بـرای کنتـرل ولتـاژ خروجی عرض پالس را باید تغییر داد . سیگنال گیت از مقایسه یک سیگنال مستطیلی با دامنه A_r و یک موج حامل مثلثی بـا

دامنه A_c مطابق شکل (۴) تولید می‌شود. با افزایش تعداد پالس‌ها در هر نیم سیکل می توان هارمونیک‌های موجـود را کـاهش داد.

از آنجائی که می‌خواهیم شکل موج‌ها به سینوسی نزدیک گردند ، لذا می توانیم چگونگی تغییر عرض پالس را مطابق چگونگی تغییرات یک سینوسی ایجاد نماییم . مطابق شکل (۵) در این حالت سیگنال گیت از مقایسه یک سیگنال سینوسی مبنـاء یـک موج حامل مثلثی تولید می‌شود [1] البته در حال حاضر مدل‌های جدید ترکیبی برای تولید سیگنال گیـت بـه جهـت کـاهش هارمونی مطرح می‌باشد . [5 و1]



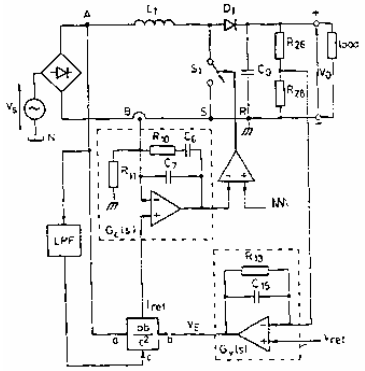
شکل (۴) مقایسه سیگنال مستطیلی با یک موج حامل مثلثی



شکل (۵) مقایسه یک سیگنال مبنا با یک موج حامل مثلثی

۳ـ انجام تصحیح ضریب توان با یک مبدل Boost , DC-DC

شکل (۶) یک مدار ساده از مبدل تصحیح ضریب توان Boost را همراه مدار کنترل آن را نشان می‌دهد.



شکل (۶) : مبدل Boost با مدار کنترل آن

در حلقه کنترل از دو فیدبک ولتاژ بیرونی و جریان درونی استفاده شده است . حلقه ولتاژ بیرونی برای ایجاد یک جریان مرجـع (I_{ref}) برای حلقه جریان تعبیه شده است . در این حلقه ، هم از ولتاژ ورودی و هم ازولتاژ خروجی فیدبک گرفتـه مـی شـود . فیدبک ولتاژ ورودی به جهت کنترل و تثبیت ولتاژ خروجی صورت می گیرد . هـر یـک از حلقـه هـا را در حـوزه فرکـانس (s) مدلسازی می نماییم. این مدلسازی‌ها برای طراحی و آنالیز رفتار و حلقه های کنترل لازم می باشد .[3]

در حلقه جریان یک تقویت کننده جریان ، خطا با تابع تبدیل $G_c(s)$ به صورت زیر داریم :

$$G_c(s)=\frac{A_c(1+\frac{S}{W_z})}{S(1+\frac{S}{W_p})} \qquad (۱۲)$$

$A_c=\frac{1}{R_{11}(c_6+c_7)}$ (بهره تقویت کننده)

$$W_z=\frac{1}{R_{10}C_6} \qquad \text{و} \qquad W_p=\frac{C_7+C_6}{R_{10}C_7C_6} \qquad (۱۳)$$

برای داشتن یک کنترل بالا و اجرای دینامیکی خوب، حلقه جریان بایستی بهره فرکانس بسیار پائینی داشته باشند.[3]
در ضمن این حلقه بایستی در برابر نویزهای کلید زنی طبقه قدرت محفوظ باشد. در حلقه مذکور جریان در نقطه B فیدبک شده و با جریان مرجع حاصله از حلقه ولتاژ ، مقایسه و جواب آن تقویت می‌گردد و جریان خطا را ایجاد می کند . سیگنال‌های جریان خطا دوباره با سیگنال های مثلثی متناوب و سیگنال های پالس (PWM) برای راه اندازی کلید قدرت ایجاد می شود . حلقه ولتاژ بیرونی همانطور که ذکر کردیم ، از ولتاژهای منبع و خروجی فیدبک می‌گردد، ولتاژ منبع از نقطه A فیدبک شده و دو سیگنال a و c (خروجی فیلتر پایین گذر) را به تابع محاسباتی $\frac{a.b}{c^2}$ اعمال می‌نماید . ولتاژ خروجی پس از فیدبک گرفته شدن به یک تقویت کننده ولتاژ خطا با تابع تبدیل $G_v(s)$ اعمال می‌گردد.

$$G_v(s)=\frac{A_v}{1+\frac{S}{W_p}} \qquad (۱۴)$$

$$A_v=\frac{R_{13}}{R_{20}} \qquad \text{و} \qquad W_p=\frac{1}{R_{13}c_{13}}$$

در این تقویت کننده ولتاژ خطا، ولتاژ از قبل تعیین شده مرجع (V_E) مقایسه شده و پس از تقویت ، ولتاژ خطا (V_s) را ایجاد می نماید که در واقع همان سیگنال (b) است که به تابع $\frac{ab}{c^2}$ اعمال شد و جریان مرجع (I_{ref}) را پدید می آورد.
به طور کلی ما دو نوع استراتژی کنترل برای مبدل‌ها داریم ، در حالت اول (که تا کنون بحث شد) حالت کنترل پیوسته (CCM) بوده که در آن از ولتاژ خروجی فیدبک گرفته شده و این ولتاژ با ولتاژی مرجع مقایسه می‌شد . این حالت باعث تقلیل هارمونیک‌های جریان به میزان بسیار زیادی می‌شد.
در حالت کنترل حلقه باز (حالت ناپیوسته (DCM)) ولتاژ خروجی با یک ولتاژ مرجع مقایسه شده و پس از تقویت بایک شکل موج مثلثی مدوله و سیگنال حاصل از آن مورد استفاده برای فرمان کلیدها می‌گردد. در این حالت کنترل ، ما دیگر احتیاج به کنترل حلقه بسته نداریم و مدار کنترل تماماً باز می باشد . البته در این حالت مقدار هارمونیک‌های جریان خط نسبت به حالت کنترل پیوسته به طور کامل حذف نمی‌گردد . از این کنترل می‌توان در کاربردهای توان پایین و متوسط سود برد.

۴ـ تصحیح ضریب توان توسط مبدل DC-DC بوست با استراتژی کنترل تأخیری :

در مبدل‌های بوست با کنترل DCM بیان شد که گین بوست و مقدار پیک ولتاژ خازنی باید نسبتاً بالا نگه داشته شود ، به منظور ساختن جریان سینوسی گین بوست باید بیشتر از1.29 (برای بدست آوردن ضریب توان بیشتر از 0.95) باشد . لذا ضریب توان (PF) بالا باعث تحمیل ولتاژ زیادی بر روی خازن می‌شود. [4]

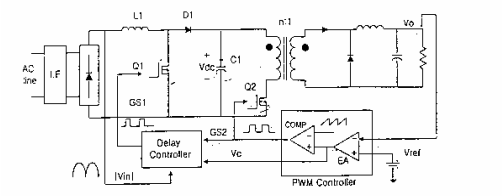
و یا می توان کمترل تغییرات فرکانس یا نسبت تغییرات زمانی انجام داد که تغییرات جریان ورودی را کاهش داد. کنترل تغییرات فرکانسی به رنج گسترده ای ازمقدار فرکانس احتیاج دارد و نسبت تغییرات زمانی احتیاج به کنترل کننده PWM دیگری دارد و مدار کنترل پیچیده‌تر می شود.

به منظور بهبود بخشیدن راندمان و کاهش هزینه از نوع PFC که شامل یک تبدیل کننده DC-DC در طرح‌های دو طبقه با کنترلر و لتاژ ورودی کم برای یک منبع تغذیه 200^{W} طراحی شده است ، استفاده می نماییم، این مدل از مبدل‌ها در یک انتقال غیر مداوم به کار می افتند.

یکی از مهمترین مسائل در این نوع مبدل‌ها ظرفیت ولتاژی بالایشان است که جهت مناسب استفاده شدن در سوئیچینگ درجات ولتاژ بالا به کار می روند.

برای کاهش ولتاژ خازنی یک روش مدوله شده فرکانس می تواند به کار گرفته شود. یک قاعده ثابت برای منابع تغذیه این است که باید توانایی ایجاد یک ولتاژ ورودی 90 تا 264 ولت و یک رنج گسترده جریان القائی را دارا باشند و با این اوصاف و محدودیت‌ها از یک مبدل PFC در شکل (۷) نمایش داده شده است استفاده می نماییم .[4]

قابل ذکر است توسط مدار فرمان سیگنال گیت با تکنیک PWM ساخته شده قسمت تأخیر مبدل بوست را راه اندازی می کند تا ولتاژ دو سر خازن را در رنج مطلوب تثبیت کند و هارمونیک جریان خط را کاهش دهد.

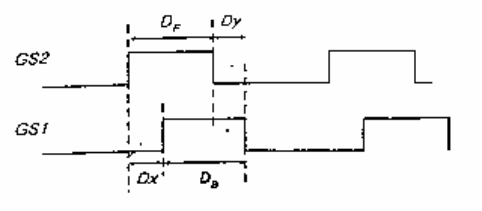


شکل (۷) نمونه‌ای از مدار PFC

۱ـ۴ـ تشریح تکنیک کنترل تأخیری :

مبدل PFC در شکل (۷) نشان داده شده است، سوئیچ Q_1 با سوئیچ Q_2 هم زمان می شود و مبدل ، مستقیم به دنبال آن بسته شده است . سوئیچ Q_2 به منظور تنظی ولتاژ خروجی PWM کنترل می‌شود و سوئیچ Q_1 به منظور تنظیم ولتاژ خازنی که وابسته به شرایط عملکرد و کاهش جریان هارمونیک ورودی است به کار می رود . در شکل (۸) می توان راه انداز گیت Q_2 را که سیگنال کنترل تأخیری می‌باشد را مشاهده کرد.

کنترل کننده تأخیری، زمان تأخیر روشن D_x و زمان تأخیر خاموشی D_y را جمع می‌کند و به سیگنال گیت ورودی ϕ_2 می‌دهد که در شکل (۸) قابل مشاهده است.



شکل (۸)

$$D_B = D_F + D_Y - D_x$$

بوسیله کنترل زمان تأخیر روشن D_x ولتاژ خازنی می تواند در درون یک رنج گسترده طراحی شود و بوسیله کنترل زمان تأخیر خاموشی D_y جریان ورودی می‌تواند کاهش یابد.

سوئیچ‌های گیت Q_1 و Q_2 همزمان می‌شوند ، عملکرد ϕ_1 ایزوله است و سیستم به صورت اتوماتیک محافظت می‌شود ،این کار بوسیله سیگنال هشدار دهنده که حاصل از افزایش جریان و ولتاژ است تولید می‌شود . همزمانی عملکرد دو سوئیچ در

شرایط بی‌باری و شرایط شروع کار اتفاق می افتد بنابراین مدار PFC نیازی به مدار محافظت ندارد و مدار به نرمی روشن می‌شود . انتخاب یک ترانس برای بازدهی مناسب می تواند تغییرات ولتاژ دو سر خازن را به حداقل برساند . برای ثابت نگه داشتن ولتاژ خازنی در درون یک رنج دلخواه ،سوئیچ تقویت کننده ، نسبت زمانی D_B باید مطابق ولتاژ خازنی متعادل شود.

$$D_B = D_{Bm}\sqrt{1-\frac{V_{in}}{V_{ac}}} \qquad (۱۶)$$

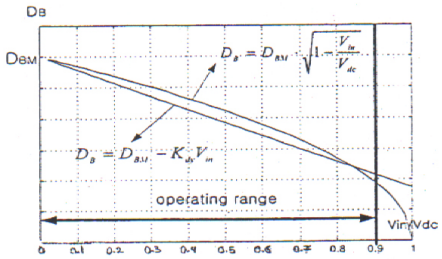
D_{Bm} ثابت است .

مقدار ولتاژ خازنی V_{dc} می‌تواند در حدود پیک ماکزیمم ولتاژ خطی کنترل شود و V_{dc} می تواند به صورت یک مقدار پایدار طرح ریزی شود و معادله D_B تقریباً می‌تواند به صورت زیر باشد.

$$D_B = D_{Bm} - \frac{K_2}{V_{dc}}V_{in} = D_{Bm} - K_{dy}.V_{in} \qquad (۱۷)$$

K_{dy} گیت زمان تأخیر خاموشی کنترل است.

شکل(۹) نشان می دهد معادله (۱۶) و (۱۷) به صورت عملگر تصحیح کننده ولتاژ خطی هستند.[4]



شکل (۹)

مقدار باید در مینیم ولتاژ ورودی با بار کامل و با شرایط در نظر گرفتن DCM طراحی شود.

شرایط DCM در پیک ولتاژ ورودی در صورتی که معادله زیر برقرار باشد تأمین می‌شود . [3]

$$\frac{V_{dc\min}}{V_{dcmim} - V_{in\min}} \le \frac{1}{D_{B\max}} \qquad (۱۸)$$

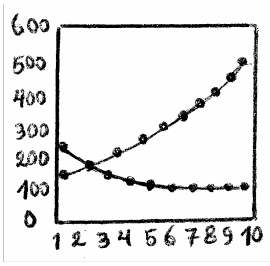
$D_{B\max}$ از رابطه زیر بدست می آید.

$$D_{B\max} = D_{F\max} + D_{Y\max}$$

$D_{F\max}$ مقدار نسبت تغییرات زمانی در ولتاژ ورودی پایین بایک بار کامل است .

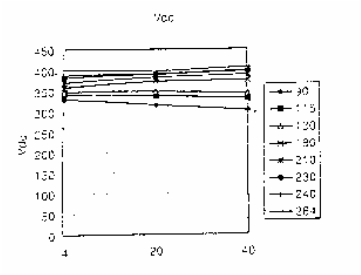
مقدار L (اندوکتانس) و f (فرکانس سوئیچینگ) بر V_{dc} و همچنین بر پیک جریان در Q_1 و مقدار موثر آن اثر می گذارد .

باتوجه به نتایج آزمایش شده در مرجع [3] که برای مقادیر موثر ورودی 90^v با یک بار 200^w می باشد، طبق شکل (۱۰) ارتباط ولتاژ خازنی و L و F مشاهده می‌شود.



شکل (۱۰) : ارتباط ولتاژ خازنی و L و F

از نتایج بدست آمده دیده می‌شود نسبت ولتاژ خازنی به جریان خروجی در فرکانس سوئیچینگ 62KH با سلف 105H و در ولتاژ ورودی 90^v و در بار کامل طبق شکل (۱۱) ولتاژ خازن بین 200^v و 410^v محدود گردیده است .



شکل (۱۱) محدودیت ولتاژ خازن

نتیجه گیری :

در حال حاضر استفاده از مبدل‌های سوئیچینگ با راندمان بالا و تلفات کم به عنوان تصحیح ضریب توان کننده PFC بسیار متداول گردیده است و یکی از بهترین مبدل های سوئیچینگ که هم راندمان بالایی دارد و هم ولتاژ محدودی را در دو سر خازن تحمیل می کند، مدار ارائه شده می‌باشد.

مراجع :

[1] م .هـ رشید ، الکترونیک صنعتی ، بهزاد قهرمان ، چاپ چهارم ،انتشارات نما ، ۱۳۸۱.

[2] اروین کرویت سیگ، ریاضیات مهندسی پیشرفته، عبدالله شیدفر و حسین فرمان ، مرکز نشردانشگاهی ، چاپ دوم ، ۱۳۶۹.

[3] R.Blundell, L. dupka,Spiteri,"Ac/Dc converter with unity power factor & minimum harmonic content of line carrent design consideration" , IEE. Proc Electer power APPL, Vol. No.6,November 1998.

[4] KYU-Chan lee, Student Member, IEEE, Many- Seokehoi, and Bo Hyung eho, Senior Member IEEE. Power Electronics. Vol.15.No4.July 2000.

[5] NED MOHAN, Department of electrical engineering (University of Minnesota)&(Minneapolis,Minnesota)