منبع تغذیه سوئیچینگ متغییر

منبع تغذیه طرح شده از دو بخش اصلی تشکیل شده است. بخش اول یک مدار اصلاح ضریب توان (Power Factor Correction) و بخش دوم یک منبع تغذیه متغییر با توپولوژی فلای‌بک و توان خروجی ۲۰۰ وات است که ولتاژ خروجی آن بین ۳ تا ٤٠ ولت قابل تنظیم می‌باشد و حداکثر جریان ۱۰ آمپر را تأمین می‌کند. مدار اصلاح ضریب توان به عنوان واسطه بین برق شهر و منبع فلای‌بک عمل کرده و ضمن نگاه داشتن شکل موج جریان ورودی همانند شکل موج ولتاژ ورودی ونتیجتاً ایجاد ضریب توان برابر واحد، در خروجی ولتاژ تقریبا ثابت ٤٠٠ ولت را برای راه‌اندازی رگولاتور فلای‌بک تامین می‌کند.

اصلاح ضریب توان

ضریب توان فاکتوری است که نشان دهنده میزان شباهت یک بار به یک مقاومت خطی است. کلی‌ترین تعریف ضریب توان را می‌توان به شکل زیر بیان داشت:

$$PF = \frac{P}{V_{rms} \times I_{rms}} \ (\frac{\mathrm{W}}{\mathrm{VA}})$$

که در آن P توان حقیقی تحویل داده شده به بار و V_{rms} و I_{rms} ولتاژ و جریان rms بار هستند. حوزه تغییرات PF بین صفر و یک می‌باشد وهرچه ضریب توان به ۱ نزدیکتر باشد، بار به یک مقاومت خطی شبیه‌تر است. مطلوب است که ضریب توان بار نزدیک ۱ نگاه داشته شود زیرا PF نسبت توان حقیقی دریافت شده به توان ظاهری را نشان می‌دهد. کم بودن ضریب توان چند عیب دارد: اولا منبع باید توانی بیشتر از مقدار مورد نیاز بار تامین کند.

ثانیا مقداری از این توان اضافی در رفت و برگشت بین منبع و بار در مقاومت شبکه توزیع تلف می‌گردد و ثالثا اینکه می‌تواند در شکل‌موج ولتاژ خط اعوجاج ایجاد کند. دو عامل در کاهش ضریب توان نقش دارند. عامل اول شیفت فاز هارمونیک اصلی جریان نسبت به ولتاژ خط است که هر بار دارای راکتانس می‌تواند آن را ایجاد کند. مثلا اگر θ اختلتف فاز جریان باشد:

$$v = \sin t \ , \ i = \sin(t+\theta) \Rightarrow V_{rms} \times I_{rms} = \frac{\sqrt{2}}{2} \times \frac{\sqrt{2}}{2} = \frac{1}{2}$$

$$P = \mathrm{Ave}(v \cdot i) = \mathrm{Ave}(\sin t \cdot \sin(t+\theta)) = \mathrm{Ave}(\sin^2 t \cdot \cos\theta + \frac{1}{2}\sin 2t \cdot \sin\theta) = \mathrm{Ave}(\sin^2 t \cdot \cos\theta) = \frac{1}{2}\cos\theta$$

$$\Rightarrow PF = \cos\theta$$

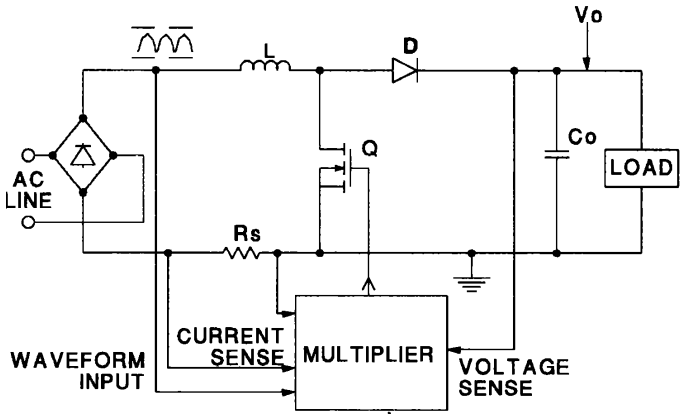
عامل دوم غیرخطی بودن بار است که در این صورت نیز چون در جریان خط هارمونیک ایجاد می‌گردد واین هارمونیک‌ها توانی را به بار منتقل نمی‌کنند باعث افزایش مقدار rms جریان می‌شوند بدون اینکه P افزایش یابد ودر نتیجه PF کاهش می‌یابد. زیرا به شرط $n \neq 1$ داریم:

$$\mathrm{Ave}(\sin t \cdot \sin nt) = 0$$

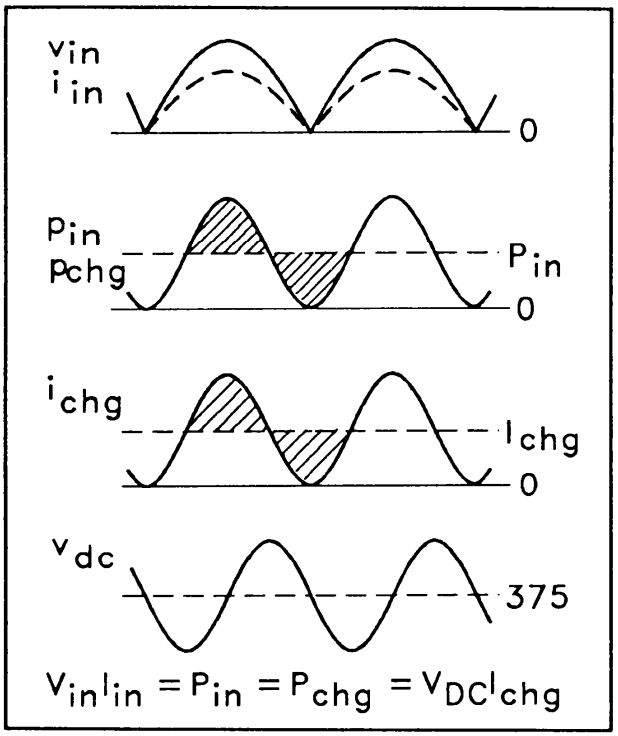
در بعضی کشورها استانداردهایی برای تعیین حداکثر توان راکتیو و هارمونیک‌های جریان خط وضع شده که تولیدکنندگان وسایل الکتریکی را ملزم به کنترل ضریب توان محصولات تولیدی خود می‌سازد.

برای افزایش ضریب توان بارهای خطی ثابت راه‌حل ساده استفاده از یک مدار اصلاح ضریب توان پسیو است. مثلا در کارخانه‌ها برای بارهای القایی یک بانک خازنی قرار می‌دهند به طوری که در فرکانس خط با اندوکتانس بار به تشدید در بیاید و بار خالص مقاومتی را نتیجه بدهد. برای مدارات غیر خطی هم می‌توان از فیلتر LC برای فیلتر کردن هارمونیک‌های جریان استفاده کرد. اما بهترین و کارآمدترین روش استفاده از مدارات اصلاح ضریب توان اکتیو است که مشابه منابع تغذیه سوئیچینک هستند با کمی تفاوت در مدارات کنترلی آنها. یکی از بهترین و متداولترین

توپولوژی‌ها مدار Boost است که در توانهای کم در حالت کنترلیCritical Conduction mode و در توانهای بالا به منظور کاهش جریان پیک ورودی مدار وکاهش نویز EMI و FRI از روش کنترلی Average Current Mode استفاده می‌گردد. مدار مورد استفاده در این پروژه مدار مرجع ارائه شده توسط سازنده برای مدار مجتمع UC۳۸۵٤ است با توپولوژی Boost و در حالت average current mode control عمل می‌کند. در این آرایش ولتاژ خروجی را باید کمی بیشتر از حداکثر قله ولتاژ ورودی تنظیم کرد تا مدار Boost بتواند به درستی عمل کند. جریان ورودی رگولاتور Boost باید توسط یک حلقه فیدبک با ولتاژ ورودی متناسب گردد. در روش کنترل جریان متوسط، گین تقویت کننده جریان بالاتر از حالت کنترل پیک جریان است و این باعث می شود که خطای جریان کم شود و ضریب توان بهتری را نتیجه دهد. بلوک دیاگرامی از PFC در شکل زیر نشان داده شده است:



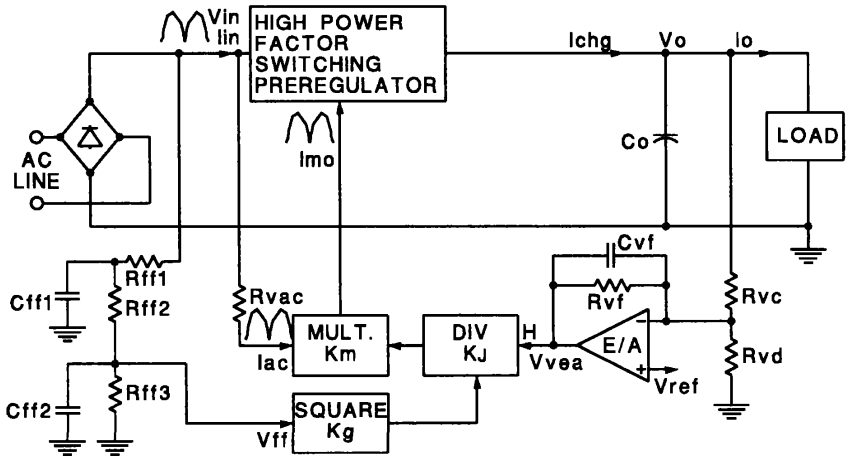
بخش قدرت آن مانند یک رگولاتور dc-dc نوع Boost است با این تفاوت که خازن بزرگ انباره از بعد از پل دیودی به خروجی رگولاتور منتقل شده است خروجی رگولاتور یک ولتاژ ثابت dc است ولی مدارات کنترلی جریان ورودی را همشکل با ولتاژ ورودی نگاه می‌دارند.



نرخ جاری شدن توان به داخل خازن خروجی ثابت نیست وشکل سینوسی با فرکانس دو برابر فرکانس خط را دارد. اولین شکل موج در بالا ولتاژ و جریان را بعد از پل دیودی نشان می‌دهد. شکل موج دوم جریان انرژی به داخل و خارج از خازن خروجی را نشان می‌دهد. برای ثابت نگاه داشتن جریان توان به خروجی رگولاتور، خازن خروجی در زمانی که ولتاژ ورودی زیاد است توان را جذب می‌کند و در زمان ولتاژ کم ورودی توان را به خروجی می‌دهد. شکل موج سوم جریان شارژ و دشارژ خازن خروجی است که با شکل موج جریان ورودی متفاوت بوده و تقریباً کلاً شامل هارمونیک دوم خط ورودی است و به همین علت و به علت ولتاژ تقریباً ثابت خروجی انرژی مبادله شده با خازن نیز همین شکل موج را دارد. این جریان باعث ایجاد یک ولتاژ ریپل در خازن می‌گردد که ۹۰ درجه با جریان آن اختلاف فاز دارد. خازن خروجی را طوری باید انتخاب کرد که این جریان ریپل و جریان ریپل ناشی از عمل سوئیچینگ را بتواند تحمل کند.

مدارات کنترلی

PFC باید هم جریان ورودی و هم ولتاژ خروجی را کنترل کند. حلقه جریان توسط ولتاژ یکسو شده ورودی برنامه‌ریزی می‌شود و ولتاژ خروجی با تغییر مقدار متوسط سیگنال برنامه‌ریزی (I_{mo}) جریان کنترل می‌شود. این کار توسط یک ضرب کننده آنالوگ صورت می‌گیرد که ولتاژ یکسو شده خط را در خروجی تقویت کننده خطای ولتاژ ضرب می کند و سیگنال برنامه ریزی جریان با شکل موج ولتاژ ورودی و با مقدار متوسطی که ولتاژ خروجی را کنترل می‌کند ایجاد می‌کند.



خروجی تقویت‌کننده خطای ولتاژ بر مربع مقدار متوسط ولتاژ ورودی تقسیم می‌شود و این کار گین حلقه فیدبک ولتاژ را ثابت می‌کند. بدون این کار گین با مربع متوسط ولتاژ ورودی تغییر می‌کرد. این سیگنال را ولتاژ فیدفوروارد می‌نامیم و با V_{ff} نشان می‌دهیم زیرا که نوعی تصحیح حلقه باز به حلقه فیدبک ولتاژ اعمال می‌کند.

برای داشتن حداکثر PF باید I_{mo} تا جای ممکن با شکل ولتاژ ورودی تطبیق داشته باشد. اگر عرض باند حلقه ولتاژ زیاد باشد با مدوله کردن جریان ورودی سعی می‌کند ولتاژ خروجی را ثابت نگاه دارد و با این کار جریان ورودی را تغییر شکل می‌دهد. پس باید عرض باند حلقه ولتاژ کمتر از فرکانس خط باشد. اما برای

داشتن پاسخ گذرای خروجی مناسب مطلوب است که عرض باند حلقه ولتاژ حداکثر شود. مدار مربع وتقسیم کننده با ثابت کردن گین حلقه ولتاژ این امکان را فراهم می‌آورد که عرض باند را تا جای ممکن به فرکانس خط نزدیک کنیم و در واقع تغییرات متوسط ولتاژ ورودی پاسخ فرکانسی حلقه ولتاژ را تحت تاثیر قرار نمی‌دهد.

با تثبیت گین حلقه ولتاژ توان ورودی متناسب با خروجی تقویت کننده خطای ولتاژ خواهد بود. مثلا فرض کنید اگر مقدار این خروجی ثابت باشد، با دو برابر شدن ولتاژ ورودی I_{ac} دو برابر می‌شود اما V_{ff} ٤ برابر می‌شود پس I_{mo} دو برابر می‌گردد و با داشتن ولتاژ دو برابر و جریان نصف توان ورودی ثابت می‌ماند. با استفاده از یک کلمپ ولتاژ در این خروجی می‌توان توان ورودی را محدود کرد.

منابع ایجاد اعوجاج در جریان ورودی

مدارات کنترلی باعث ایجاد شیفت فاز و همچنین ایجاد هارمونیک در جریان ورودی می‌شوند و عوامل اصلی آن یکسوکننده ورودی و مدار ضربکننده و مربع‌کننده و ولتاژ ریپل روی خروجی و V_{ff} هستند. یکسوکننده و ضربکننده هر دو عمل مدولاسیون انجام می‌دهند و بین ورودی‌هایشان حاصلضرب، هارمونیک وباندهای جانبی به وجود می‌آورند. اما خوشبختانه این دو روی هم تاثیر می‌گذارند و نتیجه ساده‌ای ایجاد می‌کنند: ولتاژهای ریپل تقریبا فقط شامل هارمونیک دوم خط هستند. وقتی این ولتاژهای ریپل از ضربکننده می‌گذرند و توسط جریان ورودی از یکسوکننده ورودی عبور می‌کنند این هارمونیک دوم، هارمونیک‌های اول و سوم جریان خط را همفاز با خود ایجاد می‌کند به طوری که دامنه

نسبی آنها نسبت به مقدار متوسط جریان خط برابر با نصف دامنه نسبی هارمونیک دوم I_{mo} نسبت به متوسط I_{mo} است.

ولتاژ یکسو شده ورودی شامل هارمونیک دوم ولتاژ خط با دامنه ٦٦٪ متوسط ولتاژ ورودی است:

$$a_1 = \frac{2}{\pi}\int_{-\pi}^{\pi}\cos t \cdot \cos 2t \cdot dt = 0.4244 \ , \ \ a_1 \times \frac{\pi}{2} = 0.66 \ \frac{\text{output amplitude}}{\text{input average}}$$

فیلتر ایجاد کننده V_{ff} تمام هامونیک‌های بالاتر و بیشتر این هارمونیک را فیلتر می‌کند. مقدار نسبی باقی‌مانده هارمونیک دوم با گذر از مدار مربع‌کننده دو برابر می‌شود (به علت سوار بودن بر مقدار بزرگ dc) مدار تقسیم کننده روی مقدار نسبی این هارمونیک تاثیری ندارد و این هامونیک نهایتاً به هارمونیک سوم و هارمونیک اول دارای شیفت فاز نسبت به ولتاژ ورودی در جریان ورودی تبدیل می‌شود. دامنه نسبی آنها برابر دامنه نسبی هارمونیک دوم در V_{ff} خواهد بود.

درضرب‌کننده: $(x+dx)^2 \approx x^2 + 2xdx \ \Rightarrow \ \frac{\mathrm{dx}}{\mathrm{x}} \rightarrow \frac{2dx}{x}$

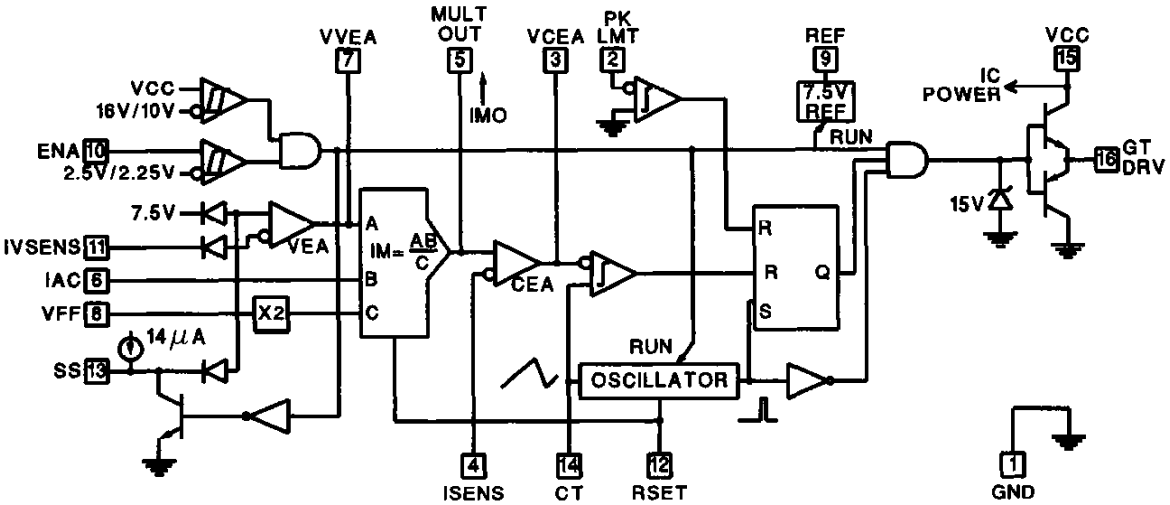
در تقسیم‌کننده: $\frac{A}{x+dx} = \frac{1}{x}\cdot\frac{A}{1+dx/x} \approx \frac{A}{x}(1-\frac{dx}{x}) \ \Rightarrow \ \frac{dx}{x} \rightarrow \frac{dx}{x}$

برای فیلتر سازنده V_{ff} به جای یک فیلتر مرتبه اول از یک فیلتر مرتبه دو استفاده می‌کنیم. اولاً به دلیل اینکه حداکثر عرض باند را با همان مقدار تضعیف در هارمونیک دوم ایجاد کند تا پاسخ گذرای خوبی به تغییرات V_{in} داشته باشیم. ثانیاً با ایجاده شیفت فاز نزدیک به ۱۸۰ درجه در هارمونیک دوم آن را در فاز مخالف با ولتاژ ورودی قرار داده و هارمونیک اصلی ایجاد شده در یکسو کننده ورودی اثر منفی روی PF نخواهد داشت و فقط تاثیر هارمونیک سوم ایجاد شده باقی می‌ماند. ولتاژ ریپل خروجی نیز از طریق تقویت‌کننده خطای ولتاژ و ضربکننده باعث ایجاد هارمونیک و شیفت فاز در جریان ورودی می‌شود. با توجه به اختلاف فاز ۹۰ درجه ولتاژ ریپل خروجی با جریان

ورودی، تقویت کننده خطا باید هارمونیک دوم را ۹۰ درجه شیفت دهد تا با ولتاژ خط هم‌فاز شود. عرض باند حلقه کنترل ولتاژ توسط مقدار مجاز اعوجاج ایجاد شده توسط ولتاژ ریپل خروجی تعیین می‌شود. یا باید عرض باند را کم کرد و یا اینکه برای داشتن عرض باند زیاد و پاسخ گذرای مطلوب مقدار خازن خروجی را بزرگ انتخاب کرد. حلقه ولتاژ یک کانورتر Boost با کنترل متوسط جریان در مشخصه کنترل به خروجی خود شامل یک قطب تنها می‌باشد. جبران‌سازی را طوری انجام می‌دهیم که حاشیه فاز ٤٥ درجه را نتیجه بدهد که پایداری و پاسخ گذرای خوبی دارد و طراحی آن بسیار ساده است. مقدار تضعیف لازم در هارمونیک دوم را تعیین می‌کنیم و سپس تا فرکانس ۰dB پیش می‌رویم. پاسخ تقویت‌کننده خطای حاصل دارای گین ثابت تا فرکانس ۰dB حلقه است و در آن فرکانس یک قطب ساده دارد که ٤٥+۹۰+۱۸۰ درجه شیفت فاز در فرکانس ۰dB نتیجه می‌دهد.

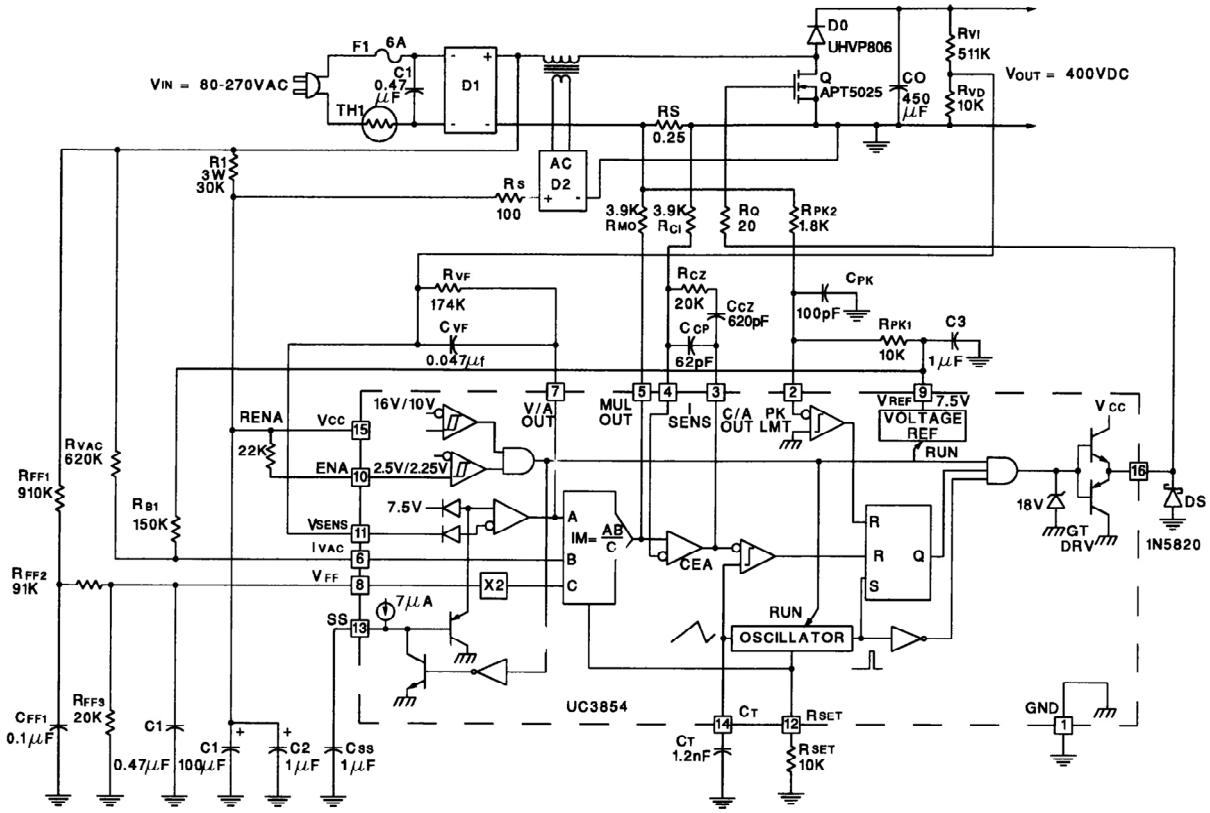
عامل اعوجاج بعدی اعوجاج cusp بر اثر نبود slewrate لازم برای داشتن مقدار جریان برنامه‌ریزی شده در ولتاژهای بسیار پایین روی شکل موج ورودی است که معمولاً شامل هارمونیک‌های بالا است. با کاهش مقدار القاگر و افزایش فرکانس کاری مقدار این اعوجاج کاهش می‌یابد.

بلوک دیاگرام UC۳۸۰٤



UC۳۸۰٤ برای عملکرد در حالت کنترل متوسط جریان طراحی شده است. در قسمت بالا چپ دو مقایسه‌کننده دارای هیسترزیس قرار دارند که خروجی هر دو باید یک باشد تا IC کار کند. اولی برای اطمینان از ولتاژ کار کافی برای IC و درایو MOSFET است و دومی یک ورودی برای فعال یا غیرفعال کردن فراهم می‌کند. سر مثبت تقویت‌کننده خطای ولتاژ به ولتاژ ثابت ۷/۵ ولت وصل است اما در شروع کار یک مدار شروع نرم ولتاژ این پایه را به آرامی افزایش می‌دهد تا از overshoot در خروجی و کار غیرعادی رگولاتور در زمان روشن شدن جلوگیری کند. دیودهای نشان داده شده در ورودی‌های این تقویت کننده و مدار softstart فقط طرز کار مدار را نشان می‌دهند و در مدار وجود ندارند پس می‌توان آنها را دیودهای ایده‌آل فرض کرد. ورودی I_{ac} در ٦ ولت ثابت قرار دارد و باید به آن جریانی متناسب با ولتاژ PFC ورودی تزریق شود. در پایه خروجی از یک کلمپ استفاده شده تا از overdrive گیت جلوگیری شود.

طراحی مدار عملی PFC



در طراحی از مدار مرجع ارائه شده توسط سازنده UC۳۸۵٤ استفاده شده که برای توان خروجی حداکثر ۲۵۰ وات و رنج ولتاژ ورودی ۸۰ تا ۲۷۰ ولت و فرکانس خط ٤۷ تا ٦۵ هرتز طراحی شده است با تغییرات کوچکی در این طرح از آن در محدوده ولتاژ ۱۸۰ تا ۲۵۰ ولت و توان خروجی ۳۳۰ وات استفاده خواهیم کرد. بازدهی، ، مدار را ۰.۸ فرض می‌کنیم.

انتخاب فرکانس سوئیچینگ

در فرکانس‌های بالای سوئیچینگ ابعاد قطعات قدرت کوچکتر می‌شود و اعوجاج cusp ایجاد شده کاهش می‌یابد اما تلفات توان در دیود و سوئیچ قدرت افزایش می‌یابد. به عنوان مقداری مناسب ۱۰۰KHz را انتخاب می‌کنیم.

تعیین مقدار القاگر

اندازه القاگر مقدار ریپل فرکانس بالا را در جریان ورودی تعیین می‌کند. حداکثر ریپل در dc=۵۰% یا نسبت Boost $M=\frac{V_o}{V_{in}}=2$ اتفاق می‌افتد اما حداکثر جریان القاگر معمولاً در قله جریان مینیمم ولتاژ ورودی اتفاق می‌افتد. در اینجا مقدار قله به قله ریپل را ۳۰% این حداکثر جریان انتخاب می‌کنیم. این انتخاب تا حدی دلخواه است چون این مقدار حداکثر ریپل را نمی‌رساند. ریپل بیشتر موجب می‌شود که کانورتر زمان بیشتری را در حالت ناپیوسته بگذراند اما این امر در کارکرد آن اثر منفی نمی‌گذارد.

$$I_{rms\max}=\frac{P_{in\max}}{V_{in\min}}=\frac{330\,\mathrm{W}}{180\,\mathrm{W}}=1.83\,\mathrm{A}$$

$$I_{peak}=\sqrt{2}I_{rms}=2.59\,\mathrm{A}\ ,\ \Delta I=0.3I_{peak}=0.777\,\mathrm{A}$$

$$I_{\max}=2.59\times1.15=2.97\,\mathrm{A}$$

برای به دست آوردن مقدار القاگر روابط زیر را در قله جریان حداقل ولتاژ ورودی حل می‌کنیم:

برای القاگر در حالت پیوسته: $\Delta_1 I=\Delta_2 I\ ,\ P_{in}=P_{out}\ \Rightarrow\ \Delta_1 I\cdot V_{in}T_{on}=\Delta_2 I(V_o-V_{in})(T-T_{on})$

$$V_{in}\delta=(V_o-V_{in})(1-\delta)\ \Rightarrow\ \delta=\frac{V_o-V_{in}}{V_o}=\frac{400-255}{400}=0.3625$$

$$\Delta I=\frac{V_{in}}{L}T_{on}=\frac{V_{in}}{L}\delta T=\frac{V_{in}}{L}\frac{\delta}{f_s}$$

$$L=\frac{V_{in}\delta}{f_s\Delta I}=\frac{255\times0.3652}{100K\times0.777}=1.19\,\mathrm{mH}$$

$$L=1.2\,\mathrm{mH}\ @\ 3\,\mathrm{A}$$

می توانیم از هسته فریت گپدار یا هسته‌های پودری استفاده کنیم. در مدار چاپی ارائه شده برای هسته فریت EER٤٢ جا در نظر گرفته شده است اما در عمل بهتر است از هسته‌های پودری با تلفات پایین استفاده کنیم. ما از ۳ هسته KOOLMu به شماره ۷۷۸۹٤ ساخت Magnetics Inc. استفاده کردیم که آنها را به هم چسبانده دور ۳ هسته یکجا سیم می‌پیچیم:

KoolMu ۷۷۸۹٤: $\mu_i = 60$, $A_L = 75$, $l_e = 6.35\,\text{cm}$

برای پیدا کردن تعداد دور لازم از روشی که در کاتالوگ این هسته‌ها آمده استفاده می‌کنیم. ابتدا فاکتور LI^2 که متناسب با انرژی ذخیره شده در هسته است را در حداکثر جریان القاگر را بدست می‌آوریم:

پس ۳ عدد از هسته‌های مورد نظر $LI^2 = 1.2\,\text{mH} \times (3\,\text{A})^2 = 10.8\,\text{mH.A}^2$ کافی است

$$A_L = 75\,\text{nH} \times 3 = 225\,\text{nH} \Rightarrow N_1 = \sqrt{\frac{1.2\,\text{mH}}{225\,\text{nH}}} = 73\,\text{turns}$$

$$H = \frac{0.4\pi \times 73 \times 3}{6.35\,\text{cm}} = 43.3\,\text{oersteds} \Rightarrow \mu = 0.75\mu_i$$

$$N_2 = \frac{73}{0.75} = 97.3\,\text{nH} \Rightarrow N_3 = 0.97 \times 93.7 = 95\,\text{turns}$$

چون در۱۰۰۰ دور داده شده و در نزدیک ۱۰۰ دور ۳% بیشتر است.

$$H = 56.4\,\text{oersteds} \Rightarrow A_L = 225 \times 0.68 = 153\,\text{nH} \Rightarrow L = (95\,\text{nH})^2 \times 153 = 1.38\,\text{mH}$$

و با چند بار تکرار پیدا می‌کنیم:

$$N = 38\,\text{turns} \Rightarrow L = 1.2\,\text{mH} @ 3\,\text{A}$$

از آنجایی که $I_{rms} < 2\,\text{A}$ است از دو رشته سیم به قطر ۰/۵ میلیمتر با عایق دو لایه (Heavy Build) به هم تابیده (با در نظر گرفتن چگالی جریان) برای سیم‌پیچی استفاده می‌کنیم.

خازن خروجی

عوامل مختلفی در انتخاب خازن خروجی دخیل‌اند. مانند جریان ریپل سوئیچینگ و هارمونیک دوم خط و ولتاژ dc خروجی و زمان بالا نگه‌داشتن خروجی و... باید خازنی را انتخاب کرد که بتواند جریان ریپل rms سوئیچینگ و هارمونیک دوم را تحمل کند. زمان بالا نگه‌داشتن معمولاً عامل تعیین کننده در ظرفیت خازن خواهد بود و معمولاً بین ۱۵ تا ۵۰ میلی ثانیه در نظر گرفته می‌شود.

اگر خروجی بین V_o و V_{omin} قابل قبول باشد با فرض $\eta = 0.85$ داریم:

$$\Delta E = P_{out} \times \Delta t = \frac{1}{2} C_o V_o^2 - \frac{1}{2} C_o V_{o\min}^2$$

$$C_o = \frac{2 \times \eta \times P_{in} \times \Delta t}{V_o^2 - V_{o\min}^2} = \frac{2 \times 0.85 \times 333 \times 55\,\text{mS}}{400^2 - 300^2} = 445\,\mu\text{F}$$

پس از یک خازن $450\,\mu$F یا $470\,\mu$F استفاده می‌کنیم.

سوئیچ و دیود

سوئیچ و دیود هر دو باید حداکثر ولتاژ خروجی و حداکثر جریان ورودی را تحمل کنند. دیود باید خیلی سریع باشد تا تلفات روشن شدن در سوئیچ و تلفات خود دیود حداقل باشد. به عنوان دیود از STTA۸۱۲DI استفاده شده که دارای rating ولتاژ ۱۲۰۰ ولت و جریان ۸ آمپر است و $t_{rr} = 50\,\text{nS}$ دارد. این تنها دیود قابل استفاده موجود در بازار بوده است اگر از دیودی با t_{rr} کمتر استفاده کنیم، تلفات بسیار پایین‌تر می‌آید. به عنوان سوئیچ از IRFP٤٦٠ استفاده شده که دارای rating ولتاژ ۵۰۰ ولت و جریان ۲۰ آمپر است. علت استفاده از این ترانزیستور قابلیت تحمل پیک‌های توان تلفاتی بالاست که از زمان روشن شدن سوئیچ تا

خاموش شدن دیود، جریان عبوری از دیود را در سطح ولتاژ خروجی باید تحمل کند.

اندازه‌گیری جریان ورودی

از یک مقاومت در مسیر برگشت جریان در ولتاژ زمین برای اندازه‌گیری جریان استفاده می‌شود. ورودی معکوس‌کننده تقویت‌کننده خطای جریان را از طریق R_{ci} به زمین وصل می‌کنیم. این تقویت‌کننده در فرکانس‌های پایین شبیه یک انتگرال‌گیر عمل می‌کند بنابر این ولتاژ متوسط ورودی غیرمعکوس‌کننده صفر خواهد بود. این ورودی مثل یک جمع‌کننده عمل می‌کند و جریان خروجی ضرب‌کننده را به جریان مقاومت حس‌کننده می‌افزاید که تفاوت این دو، رگولاتور Boost را کنترل می‌کند. در فرکانس‌های بالا ولتاژ R_s منفی است پس باید مطمئن شد پایه‌های UC۳۸۵٤ منفی نمی‌شوند و از دیودهای شاتکی معکوس بسته شده بین این پایه‌ها و زمین برای محافظت پایه‌های ۲، ۵ و ۱٦ استفاده می‌گردد. با انتخاب $R_s = 0.25\,\Omega$ در حداکثر جریان ٤ A حداکثر ۱ V روی آن افت می‌کند.

محدود کردن پیک جریان ورودی

اگر ولتاژ پایه شماره ۲ از صفر کمتر شود سوئیچ خاموش می‌شود و به این ترتیب می‌توان حداکثر جریان سوئیچ را محدود کرد. توسط یک مقسم ولتاژ ساده از ولتاژ مرجع IC به R_s این محدودکننده را می‌توان ساخت معادله مربوط به آن در نقطه صفر ولت در پایه ۲ به صورت زیر است:

$$R_{pk2} = \frac{V_{rs} \times R_{pk1}}{V_{ref}}$$

جریان $R_{pk۲}$ باید نزدیک به ۱ mA باشد پس با قرار دادن $R_{pk1} = 10\,K\Omega$ برای حداکثر $I_{\max\,peak} = 4.5\,A$:

$$R_{pk2} = \frac{4.5 \times 0.25 \times 10\,K}{7.5} = 1.5\,K\Omega$$

از یک خازن کوچک (C_{pk}) برای محافظت در برابر نویز استفاده می‌شود.

تنظیم ورودی‌های ضربکننده

خروجی ضربکننده جریان ورودی را برای داشتن ضریب توان بالا کنترل می‌کند و شکل آن مانند شکل کلی جریان ورودی است. این ضرب کننده دارای ۳ ورودی است: جریان متناسب با ولتاژ ورودی I_{ac} ، ولتاژ فیدفوروارد V_{ff} و خروجی تقویت کننده خطای ولتاژ V_{vea}. معادله جریان خروجی ضربکننده برابر است با:

$$I_{mo} = \frac{K_m \times I_{ac} \times (V_{vea} - 1)}{V_{ff}}$$

که K_m ثابتی برابر ۱ است. V_{vea} از داخل در حداکثر ۵.٦V کلمپ شده و مقدار آن با توان ورودی متناسب است پس مقدار ۵ ولت را برای حداکثر توان ورودی در نظر می‌گیریم.

ولتاژ فیدفوروارد

این ولتاژ باید حداقل ۱/٤۱ ولت و حداکثر ٤/۵ ولت باشد. اما بهتر است که در محدوده ۱/۵ تا ۳/۵ ولت قرار بگیرد. مقادیر کم V_{ff} خطای ضربکننده را کاهش می‌دهد. مدار استفاده شده شامل ۳ مقاومت $R_{ff1} = 1.8\,M\Omega$ ، $R_{ff2} = 100\,K\Omega$ و $R_{ff3} = 22\,K\Omega$ و ۲ خازن C_{ff1} و C_{ff2} است که تشکیل یک تقسیم‌کننده ولتاژ و فیلتر مرتبه ۲ را می‌دهند. ولتاژ ورودی و مقاومت R_{ff1} مانند یک منبع جریان عمل

می‌کنند که دو طبقه فیلتر شامل R_{ff2} ، C_{ff1} ، R_{ff3} ، C_{ff2} را که دو به دو تشکیل فیلترهای مرتبه اول می‌دهند تغذیه می‌کند این دو طبقه فیلتر را به علت تفاوت امپدانس عناصر آنها می‌توان مستقل از هم فرض کرد. مقدار V_{ff} در رنج ولتاژ ورودی بین ۱.۸٤V و ۲.٥٦V تغییر می‌کند.

اگر نصف THD جریان ورودی یعنی ۱/٥ % را به ریپل ولتاژ V_{ff} نسبت دهیم با توجه به اینکه درصد ریپل هارمونیک دوم سوار بر V_{ff} همان درصد هارمونیک سوم را در جریان ورودی ایجاد می‌کند و اینکه هارمونیک دوم ولتاژ بعد از یکسوکننده ورودی برابر ٦٦% مقدار متوسط آن است گین این فیلتر را در هارمونیک دوم بدست می‌آوریم:

$$G_{ff} = \frac{1.5\%}{66\%} = 0.0227$$

اگر قطبهای دو فیلتر را در یک فرکانس قرار دهیم برای فرکانس قطب یا گوشه خواهیم داشت:

$$f_c = \sqrt{G_{ff}} \times f_r = 0.15 \times 100\,\text{Hz} = 15\,\text{Hz}$$

$$C_{ff1} = \frac{1}{2\pi \times f_c \times R_{ff2}} = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 100\,\text{K}} \approx 100\,\text{nF}$$

$$C_{ff2} = \frac{1}{2\pi \times f_c \times R_{ff3}} = \frac{1}{2\pi \times 15 \times 22\,\text{K}} \approx 480\,\text{nF} \rightarrow C_{ff2} = 470\,\text{nF}$$

در شبیه‌سازی این مدار مشخص می‌شود که در ۱۰۰Hz، ۳۲dB کاهش ریپل نسبی و ۱٦۰ درجه شیفت فاز داریم.

جریان ورودی ضربکننده

جریان عمل ضربکننده توسط R_{vac} از ولتاژ ورودی تامین می‌شود و بهتر است مقدار آن بین $250\,\mu\text{A}$ - $500\,\mu\text{A}$ باشد. در صورت انتخاب $R_{vac} = 820\,\Omega$ داریم:

$$I_{ac,peak\max} = \frac{250\sqrt{2}}{820\,\mathrm{K}} = 432\,\mu\mathrm{A}$$

$$I_{ac,peak\min} = \frac{180\sqrt{2}}{820\,\mathrm{K}} = 310\,\mu\mathrm{A}$$

برای عملکرد صحیح در cusp ولتاژ ورودی باید جریان بایاس را از خارج تامین کرد زیرا ولتاژ پین I_{ac} برابر ٦ ولت ثابت است. می‌توان از مرجع ٧/٥ ولتی مقاومتی برابر $\frac{R_{vac}}{4}$ به پین I_{ac} وصل کرد:

$$R_{b1} = \frac{820\,\mathrm{K}}{4} = 205\,\mathrm{K\Omega} \rightarrow 220\,\mathrm{K\Omega}$$

حداکثر جریان I_{mo} در پیک حداقل ولتاژ ورودی اتفاق می‌افتد:

$$I_{mo\max} = \frac{1\times 310\,\mu\times(5-1)}{1.84^2} = 366\,\mu\mathrm{A}$$

دو محدودیت برای I_{mo} وجود دارد: اولی که $I_{mo} < 2I_{ac}$ در اینجا صادق است و دیگری $I_{mo} < \frac{3.75}{R_{set}}$ پس برای به دست آوردن R_{set} داریم:

$$R_{set} = \frac{3.75}{I_{mo\max}} = \frac{3.75}{366\,\mu} = 10.25\,\mathrm{K} \rightarrow 10\,\mathrm{K}$$

برای اینکه متوسط ولتاژ پین ٥ صفر باشد خواهیم داشت:

$$I_{mo\max}\times R_{mo} = R_s \times I_{in\max}$$

$$366\,\mu\times R_{mo} = 0.25\times 4 \Rightarrow R_{mo} = 2.7\,\mathrm{K\Omega}$$

R_{set} همراه با C_t فرکانس کاری کانورتر را به صورت زیر تعیین می‌کنند:

$$C_t = \frac{1.25}{R_{set}\times f_s} = \frac{1.25}{10\,\mathrm{K}\times 100\,\mathrm{K}} = 1.25\,\mathrm{nF} \rightarrow 1.2\,\mathrm{nF}$$

جبران‌سازی تقویت‌کننده خطای جریان

تابع تبدیل خروجی کنترل به جریان ورودی دارای یک قطب است که در فرکانس‌های بالا قرار دارد و به علت امپدانس القاگر Boost و

مقاومت R_s ایجاد شده است. در فرکانس‌های بین فرکانس رزونانس فیلتر خروجی ($\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_o}}$) و فرکانس سوئیچینگ این تابع تبدیل را چنین می‌توان نوشت:

$$\frac{V_{rs}}{V_{cea}} = \frac{V_{out} \times R_s}{V_s \times sL}$$

که V_{rs} ولتاژ دو سر مقاومت R_s و V_{cea} ولتاژ خروجی تقویت‌کننده خطای جریان و V_s ولتاژ قله به قله ramp اسیلاتور است. در پایین فرکانس رزونانس خازن خروجی غالب می‌شود و معادله فرق می‌کند.

مدار جبران‌ساز حلقه فیدبک جریان در نزدیکی فرکانس سوئیچینگ از گین ثابت استفاده می‌کند و برای ایجاد جبران‌سازی صحیح از قطب موجود در طبقه قدرت کانورتر Boost استفاده می‌شود. همچنین برای ایجاد کنترل حالت جریان متوسط از یک صفر فرکانس پایین و گین بالای ایجاد شده توسط آن در فرکانس‌های پایین بهره می‌گیریم. گین تقویت‌کننده خطا در نزدیکی فرکانس سوئیچینگ از برابر قرار دادن حداکثر شیب منفی جریان القاگر در زمان خاموشی سوئیچ با شیب ولتاژ اسیلاتور بدست می‌آید.

حداکثر شیب جریان القاگر در لحظه صفر بودن ولتاژ ورودی بدست می‌آید و برابر $\frac{V_o}{L}$ است که شیب ولتاژی برابر $\frac{V_o}{L}R_s$ در مقاومت R_s ایجاد می‌کند و اگر آن را در گین تقویت‌کننده خطا ضرب کنیم باید با شیب اسیلاتور برابر شود:

$$\frac{V_o}{L}R_s \times \frac{R_{cz}}{R_{ci}} = \text{oscillator ramp}$$

$$\text{oscillator ramp} = \frac{V_s}{f_s} = \frac{5.2}{100\,\text{K}} = 0.52\,\frac{\text{V}}{\mu\text{S}}$$

$$\frac{V_o}{L}R_s \times \frac{R_{cz}}{R_{ci}} = 0.52\,\frac{\text{V}}{\mu\text{S}} \Rightarrow \frac{R_{cz}}{R_{ci}} = \frac{1.2\,\text{m}}{400 \times 0.25} \times 0.52 = 6.24$$

$$R_{ci} = 2.7\,\text{K}\Omega \Rightarrow R_{cz} = 16.9\,\text{K}\Omega \rightarrow 16\,\text{K}\Omega$$

صفر را باید در فرکانس عبور از ۰dB یا کمتر قرار داد در این صورت حاشیه فازی برابر ٤٥ درجه یا بیشتر بدست می‌آید. فرکانس ۰dB از ضرب گین طبقه قدرت و گین تقویت‌کننده خطا و برابر قرار دادن این حاصل‌ضرب با ۱ بدست می‌آید:

$$f_{ci} = \frac{V_{out} \times R_s \times R_{cz}}{V_s \times 2\pi L \times R_{ci}} = \frac{400 \times 0.25 \times 16\,\mathrm{K}}{5.2 \times 2\pi \times 1.2\,\mathrm{m} \times 2.7\,\mathrm{K}} = 15.15\,\mathrm{KHz}$$

با قرار دادن صفر در این فرکانس داریم

$$C_{cz} = \frac{1}{2\pi f_{ci} R_{cz}} = 656\,\mathrm{pF}$$

که برای اطمینان و داشتن حاشیه فاز بهتر از خازن $C_{cz} = 820\,\mathrm{pF}$ استفاده می‌کنیم.

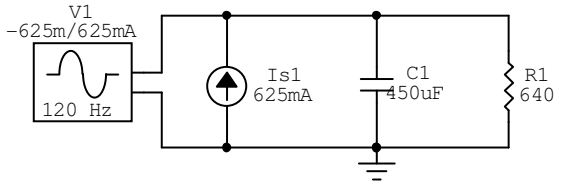
برای کاهش اثر نویز معمولاً یک قطب نیز در نزدیکی فرکانس سوئیچینگ قرار می‌دهند. می‌دانیم اگر قطبی بالای نصف f_s قرار داشته باشد اثری روی پاسخ فرکانسی حلقه کنترلی ندارد. در اینجا با قرار دادن یک خازن $C_{cp} = 82\,\mathrm{pF}$ خواهیم داشت:

$$f_p = \frac{1}{2\pi \times 16\,\mathrm{K} \times 82\,\mathrm{p}} = 121\,\mathrm{KHz}$$

جبران‌سازی تقویت‌کننده خطای ولتاژ

به علت عرض باند کم تقویت‌کننده خطای ولتاژ عامل تعیین کننده نوع جبران‌سازی آن پایداری حلقه نیست بلکه پایین نگهداشتن مدولاسیون جریان ورودی است. طبقه قدرت و حلقه کنترل جریان مثل یک منبع جریان عمل می‌کنند مقاومت بار و خازن C_o قطبی با فرکانس بسیار کم معمولاً کوچکتر از ۱Hz تشکیل می‌دهند و عملا خروجی مانند یک انتگرال‌گیر با شیب ثابت $-20^{dB}/_{dec}$ و شیفت فاز ۹۰ درجه عمل می‌کند. برای ایجاد شیفت فاز ۱۸۰ درجه و فرکانس هارمونیک دوم خط و کاهش دامنه آن در خروجی تقویت‌کننده خطای ولتاژ از یک قطب در جبران‌سازی این تقویت‌کننده استفاده

می‌کنیم. این قطب را در فرکانس تابع تبدیل حلقه باز قرار می‌دهیم تا در کل $180+90+45=235$ درجه شیفت فاز یا همان حاشیه فاز ٤٥ درجه را به دست آوریم. اما ابتدا از میزان اعوجاج مجاز ناشی از ریپل ولتاژ خروجی در جریان ورودی برای تعیین گین تقویت‌کننده خطا در هارمونیک دوم خط استفاده می‌کنیم و با استفاده از آن فرکانس dB۰ را بدست می‌آوریم. با توجه به مدل خروجی دامنه ریپل ولتاژ روی خازن خروجی مطابق فرمول زیر است:



$$V_{opk}=\frac{P_{in}\times\eta}{2\pi f_r\times 450\,\mu\times 400}=2.39\,\mathrm{V}$$

با در نظر گرفتن ۱/۵ % حاصل از این منبع در جریان ورودی و با توجه به اینکه V_{vea} نشانگر توان خروجی است در حداکثر توان خروجی، V_{vea} حداکثر خواهد بود و با توجه به $\Delta V_{vea}=4\,\mathrm{V}$ خواهیم داشت:

ریپل پیک $V_{vea}=\%Ripple\times\Delta V_{vea}=1.5\%\times 4\,\mathrm{V}=60\,\mathrm{mV}$

پس گین تقویت‌کننده خطا در فرکانس هارمونیک دوم از تقسیم این دو عدد بدست می‌آید:

$$G_{va}=\frac{V_{vea(pk,ripple)}}{V_{opk}}=\frac{60\,\mathrm{mV}}{2.39\,\mathrm{V}}=0.0251$$

اگر مقدار مقاومت R_{vi} را $511\,\mathrm{K\Omega}$ انتخاب کنیم تا نه تلفات توان زیادی داشته باشد و نه در اثر جریان بایاس تحت تاثیر قرار گیرد داریم:

$$C_{vf}=\frac{1}{2\pi f_r\times R_{vi}\times G_{va}}=\frac{1}{2\pi\times 100\times 511\,\mathrm{K}\times 0.0251}=124\,\mathrm{nF}$$

که C_{vf} و R_{vi} گین تقویت‌کننده را در فرکانس هارمونیک دوم تعیین می‌کنند. برای داشتن حاشیه فاز بهتر از $C_{vf} = 82\,\text{nF}$ استفاده می‌کنیم.

ولتاژ خروجی توسط مقسم ولتاژ R_{vi} و R_{vd} و ولتاژ $V_{ref} = 7.5\,\text{V}$ تعیین می‌شود که برای $R_{vd} = 10\,\text{K}\Omega$ خواهیم داشت $V_o = 390\,\text{V}$. R_{vi} تاثیری روی کارکرد ac تقویت‌کننده خطا ندارد. حال برای به دست آوردن تابع تبدیل حلقه باز اول تابع تبدیل طبقه Boost را بدست می‌آوریم از آنجا که توان ورودی متناسب با V_{vea} است اثر بخش قدرت و مربع‌کننده، تقسیم‌کننده و ضرب‌کننده را می‌توان یکجا به صورت ساده زیر به دست آورد:

$$G_{bst} = \frac{P_{in} \times \eta \times X_{co}}{\Delta V_{vea} \times V_o}$$

همچنین چون فرکانس ۰dB بالاتر از قطب تقویت‌کننده خطاست داریم:

$$G_{va} = \frac{X_{cf}}{R_{vi}}$$

و از ضرب این دو، تابع تبدیل حلقه باز بدست می‌آید:

$$G_v = \frac{P_{in} \times \eta \times X_{co} \times X_{cf}}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi}}$$

با قرار دادن $G_v = 1$ و نوشتن معادل‌های X_{co} و X_{cf} داریم:

$$f_{vi}^2 = \frac{P_{in} \times \eta}{\Delta V_{vea} \times V_o \times R_{vi} \times C_o \times C_{vf} \times (2\pi)^2} = \frac{333 \times 0.8}{4 \times 400 \times 511\,\text{K} \times 450\,\mu \times 82\,\text{n} \times (2\pi)^2} = 14.96\,\text{Hz}$$

حال برای داشتن این قطب R_{vf} را پیدا می‌کنیم:

$$R_{vf} = \frac{1}{2\pi \times f_{vi} \times C_{vf}} = 130\,\text{K} \rightarrow 120\,\text{K}$$

نکات جنبی

برای تغذیه مدار قبل از روشن شدن که جریان کشیده شده توسط IC حداکثر ۲mA است از R_1 استفاده می‌شود و بعد از روشن شدن سیم‌پیچ دوم پیچیده شده روی القاگر مدار یک ترانس تشکیل می‌دهد که تغذیه مدار را تامین می‌کند. از یک دیود زنر برای تثبیت این ولتاژ استفاده می‌کنیم.

ساخت منبع تغذیه ولتاژ متغییر سوئیچینگ

ساخت منابع سوئیچینگ متغییر کار دشواری است زیرا بسیاری از پارامترهای مدار مستقیماً به مقدار ولتاژ خروجی وابسته‌اند. مثلاً در توپولوژی‌های فوروارد نسبت تبدیل ترانس از روی نسبت ولتاژهای ورودی و خروجی تعیین می‌شود. توپولوژی فلای‌بک به علت عدم وابستگی ولتاژ خروجی به نسبت تبدیت ترانس برای این کاربرد بسیار مناسب می‌باشند. در واقع اثر آن تنها در میزان ولتاژ برگشتی به اولیه و تعیین حداقل ولتاژ شکست سوئیچ است. حالت خاصی از فلای‌بک وجود دارد که از دو سوئیچ که همزمان روشن می‌شوند استفاده می‌کند و به آن Two Transistor Flyback یا Diagonal Flyback نیز می‌گویند. مزیت عمده آن این است که حداکثر ولتاژ روی هر سوئیچ را به V_{in} محدود می‌کند و کاربرد Mosfetها را ساده می‌سازدو در ضمن هنگام خاموش شدن انرژی ذخیره شده در اندوکتانس نشتی اولیه به منبع ورودی باز می‌گردد ولزوم وجود اسنابر را از بین می‌برد. در ضمن اسپایک‌های ناشی از شار نشتی به V_{in} کلمپ می‌شوند.

نوی دیگری از توپولوژی فلای‌بک وجود دارد که به آن interleaved یا Multiphase می‌گویند و از چند منبع مجزا که یک خروجی مشترک دارند تشکیل شده و مزیت آن تقسیم توان بین چند منبع که در فازهای مختلف کار می‌کنند و افزایش حداکثر توان یک نوی

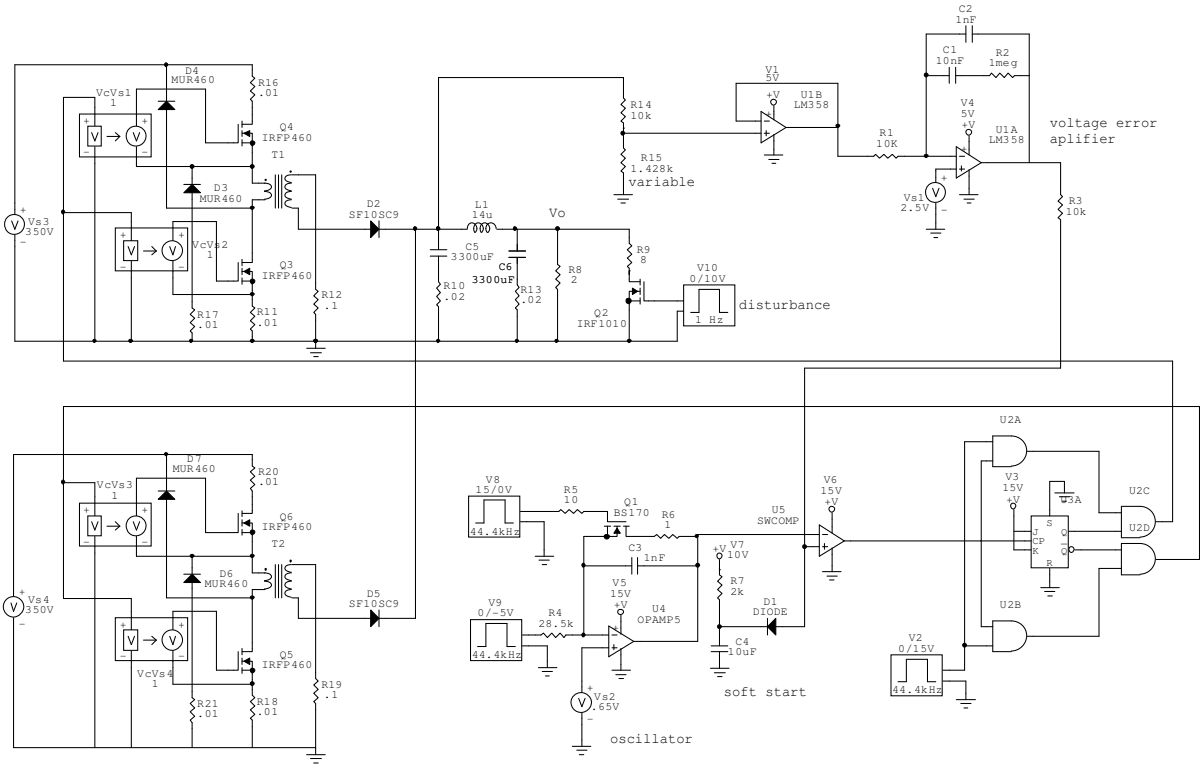
رگولاتور است، همچنین پیک ودر نتیجه rms جریان ورودی برای همان توان کاهش می‌یابد ومی‌توان از چند هسته کوچکتر به جای یک هسته بزرگ استفاده کرد.

مشخصات منبع تغذیه

هدف طراحی یک منبع با ولتاژ ورودی ۳۰۰V-۴۰۰V ، خروجی متغییر ۳V-۴۰V ، توان خروجی حداکثر ۲۰۰W و جریان خروجی حداکثر ۱۰A با راندمان ۷۵% میباشد. به دلیل محدود کردن حداکثر جریان سیم‌پیچ ثانویه و دیود و دیگر قطعات و PCB توان خروجی در ولتاژهای پایین‌تر از ۲۰V حداکثر توان خروجی به شکل خطی با ولتاژ خروجی کاهش می‌یابد.

طراحی منبع

در این منبع از یک رگولاتور فلای‌بک دو ترانزیستوری و دو فاز استفاده شده است. شماتیک مربوط به شبیه سازی این مدار را در زیر ملاحظه می‌کنید. این رگولاتور در مد کنترل ولتاژ عمل می‌کند و مجهز به شروع نرم (softstart) می‌باشد. در حالت جریان ناپیوسته عمل می‌کند تا کنترل آن آسانتر شود. به جای منبع ولتاژ وابسته از پالس ترانسفورمر استفاده می‌شود.



طراحی ترانس فلای‌بک

در ترلنس‌های فلای‌بک معمولاً از هسته‌های فریت دارای شکاف هوایی استفاده می‌کنند تا هم ظرفیت ذخیره انرژی بالاتر رود و هم در برابر اشباع شدن حاشیه اطمینانی ایجاد شود. در این طرح از هسته (EERX ٤٠٤٠) PQ٤٠٤٠ استفاده شده است.

ابتدا اندازه سلف اولیه وثانویه را تعیین می‌کنیم. به هر فاز نصف توان ورودی را نسبت می‌دهیم. برای کار در حالت ناپیوسته در توان حداکثر ورودی و ولتاژ خروجی ٢٠V حداکثر T_r را خواهیم داشت زیرا $P_o = \frac{1}{2}(1-\delta)V_o i_{ps}$ است. در حداکثر توان در ولتاژهای پایین‌تر T_r همین مقدار است ولی از آنجا که توان پایین می‌آید T_{on} کاهش می‌یابد. در ضمن برای انتقال کل انرژی ذخیره شده در هسته به خروجی باید داشته باشیم

$$\frac{N_p}{N_s}=\frac{V_{in\min}}{V_{o\max}}=\frac{300}{40}$$

و با توجه به لزوم رعایت ولت- ثانیه متعادل به ترانس و اشباع نشدن آن در این ولتاژ $T_{on}\le T_r$ و در ۲۰V ، T_r دو برابر این مقدار است. پس برای اینکه در ۲۰V در لبه حالت ناپیوسته قرار بگیریم داریم:

$$\delta_{\max}=\frac{1}{3}$$

در $V_{in\min}$ برای هر فاز

$$P_{in}=\frac{200\times\eta}{2}=135\,\mathrm{W}$$

$$P_{in}=\frac{1}{2}\delta V_{in}i_{pp}\Rightarrow 135=\frac{1}{2}\times\frac{1}{3}\times 300\times i_{pp}$$

$$i_{pp}=2.7\,\mathrm{A}$$

فرکانس کار را ۲۲.۲KHz انتخاب می‌کنیم تا حداکثر قابلیت کنترل T_{on} را داشته باشیم و همچنین بالاتر از محدوده شنوایی باشد.

$$L_p=\frac{V_{in}}{i_{pp}}T_{on}=\frac{300}{2.7}\times 15\,\mu=1.67\,\mathrm{mH}$$

در $V_{in\max}$ نیز همین i_{pp} را داریم اما δ کاهش می‌یابد:

$$P_{in}=\frac{1}{2}\delta V_{in}i_{pp}=\frac{1}{2}\delta V_{in}\frac{V_{in}}{L_p}T_{on}=\frac{\delta^2V_{in}^2T}{L_p}$$

با توجه به ثابت بودن T و Lp باتغییر Vin ، δ تغییر می‌کند اما ipp ثابت است زیرا انرژی انتقالی در هر سیکل ثابت است ($E=\frac{1}{2}L_pi_{pp}^2$).

حداقل Ls را از رابطه زیر به دست می‌آوریم:

$$\frac{300}{40}=\frac{V_{in\min}}{V_{o\max}}=\frac{N_p}{N_s}=\sqrt{\frac{L_p}{L_s}}\Rightarrow L_s=\frac{L_p}{56.25}=\frac{1.67\,\mathrm{m}}{56.25}=29.7\,\mu\mathrm{H}$$

و خداکثر آن را با فرض توان خروجی ۱۱۰W برای هر خروجی ودر ۲۰V داریم:

$$P_o = \frac{1}{2}(1-\delta)V_o i_{ps}$$

$$110 = \frac{1}{2}\times\frac{1}{3}\times 20\times i_{ps} \Rightarrow i_{ps} = \frac{3\times 110}{20} = 16.5\,\text{A}$$

$$L_s = \frac{20\,\text{V}}{16.5\,\text{A}}\times 30\,\mu\text{s} = 36.3\,\mu\text{H}$$

متوسط جریان خروجی برای تعیین دیود برابر است با:

$$\frac{1}{2}i_p(1-\delta) = \frac{1}{2}\times\frac{2}{3}\times 16.5 = 5.5\,\text{A}$$

داریم:

$$29.7\,\mu\text{H} < \text{L}_\text{s} < 36.3\,\mu\text{H}$$

برای PQ٤٠٤٠ با شکاف هوایی ۱.۲۵mm داریم:

$$A_L = 230\,\text{nH}$$

با $N_s = 12\,\text{turn}$ خواهیم داشت:

$$L_s = N_p^2 \times A_L = 12^2 \times 230\,\text{n} = 33.12\,\mu\text{H}$$

برای ورودی داریم:

$$N_p = \sqrt{\frac{L_p}{A_L}} = \sqrt{\frac{1.67\,\text{m}}{230\,\text{n}}} = 85.2 \rightarrow 85\,\text{turn}$$

برای هسته گپدار:

$$L = \frac{N^2}{R_m} \Rightarrow A_L = \frac{1}{R_m} = \frac{\mu_e A_e}{l_e} \Rightarrow \mu_{re} = \frac{A_L l_e}{\mu_0 A_e}$$

بای هسته مورد نظر $\mu_{re} = 94$ است پس:

$$B_{\max} = \mu H_{\max} = \frac{\mu_{re}\mu_0 N_p I_{pp}}{l_e} = \frac{94\times 4\pi\times 10^{-7}\times 85\times 2.7}{102\times 10^{-3}} = 0.266\,\text{Tesla}$$

که برای یک هسته گپدار مقدار قابل قبولی است.

برای محاسبه قطر سیم اولیه داریم:

در Ton: $i(t) = \frac{2.7^2}{T}t$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_T i(t)^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{3}} \frac{2.7^4}{T^2} t^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\mathrm{T}} \frac{53.2}{T^2} \frac{(T/3)^3}{3}} = 0.8\,\mathrm{A}$$

پس از سیم با قطر 0.5mm استفاده می‌کنیم.

برای ثانویه نیز از همان نوع سیم که ۳ بار تابانده شده است که تشکیل ۸ رشته سیم می‌دهد و قادر به تحمل ۸A است استفاده می‌کنیم تا اثر پوستی کاهش یابد.

از دو پالس ترانسفورمر برای درایو گیت mosfetها استفاده می‌کنیم. هسته این ترانسها باید دارای μ_r بسیار بالا باشد تا اندوکتانس نشتی وخان پارازیتی کمتری بوجود آورد و t_r مناسبی حاصل شود. می‌توان از هته‌های فریت با ماده W ساخت Magnetics Inc. با $\mu_r = 10000$ استفاده کنیم و یک ترانس ۱:۱ با L=۱۰ mH که به صورت سه سیم wirewrap به‌هم تابیده به عنوان یک اولیه و دو ثانویه برای تحریک همزمان دو سوئیچ است استفاده می‌کنیم. علت این نوع سیم‌پیچی کاهش شدید اندوکتانس نشتی وبهبود عملکرد ترانس است. برای درایو آن دو تقویت کننده جریان به شکل دو جفت ترانزیستور مکمل بسته شده به صورت امیتر مشترک به خروجی‌های SG۳۵۲۵ وصل می‌کنیم و خروجی آنها را به دو سر اولیه پالس ترانسفورمر می‌دهیم.

در خروجی مدار از یک فیلتر LC برای کاهش ریپل ولتاژ استفاده می‌کنیم. دیودهای خروجی را از نوع شاتکی rating جریان ۱۰A و ولتاژ معکوس ۹۰V به شماره SF۱۰SC۹ است که دو پایه آند آنها را یکی می‌کنیم.

جبران‌ساز حلقه فیدبک شامل یک قطب برای تضعیف فرکانس سوئیچینگ راه یافته به مدار کنترل و یک صفر برای کاهش خطای رگولاسیون است.

برای تغذیه مدار کنترل از یک ترانس کاهنده کم توان ۵۰Hz و رگولاتور خطی استفاده می‌کنیم.

در طرح شماتیک simulation بعضی خصوصیات SG۳۵۲۵ مثل اسیلاتور و دو خروجی و softstart و مقدار واقعی ΔV_{vea} رعایت شده است.

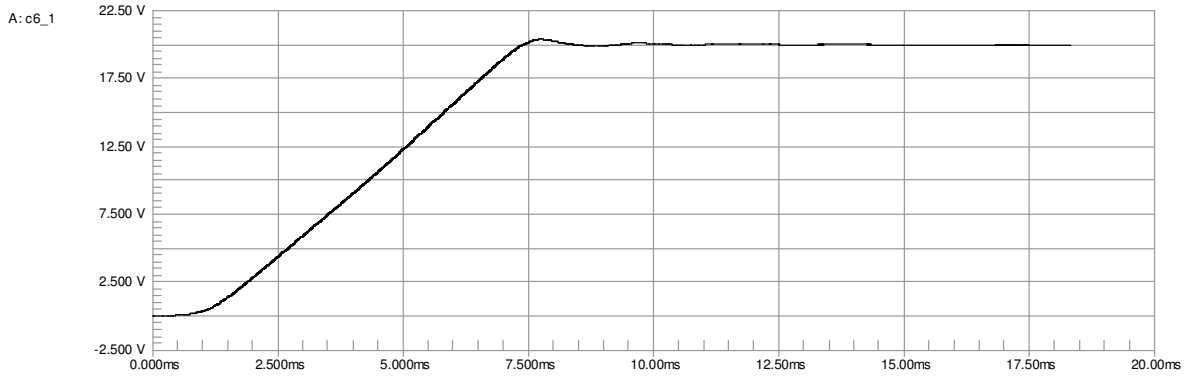
باتغییر اندازه مقاومت R۱۵ می‌توان ولتاژ خروجی راتغییر داد ورابطه آن به این صورت است:

$$R_{15} = \frac{25\,\mathrm{K}}{2.5 - \mathrm{V_o}}$$

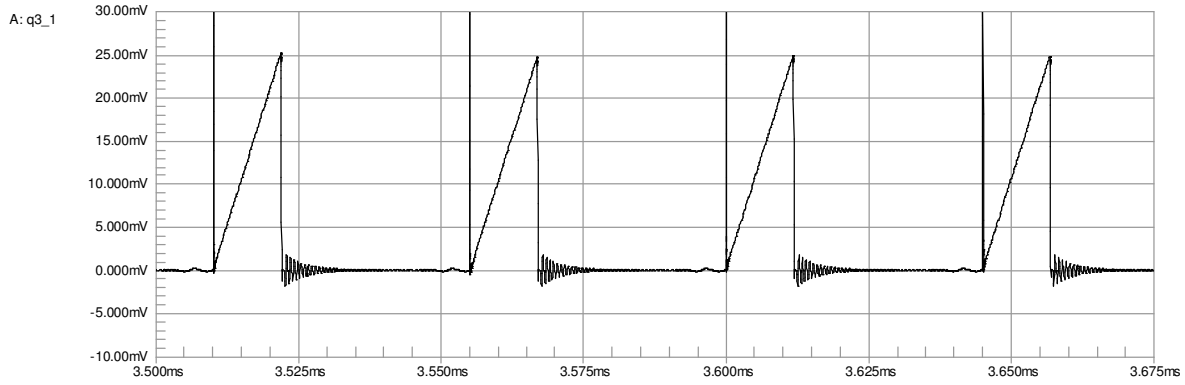
برای داشتن خروجی ۳ ت ٤٠ ولت مقدار این مقوت را می‌توان از ٥٠K تا 666Ω توسط یک ولوم تغییر داد.

شکل موج‌های مدار

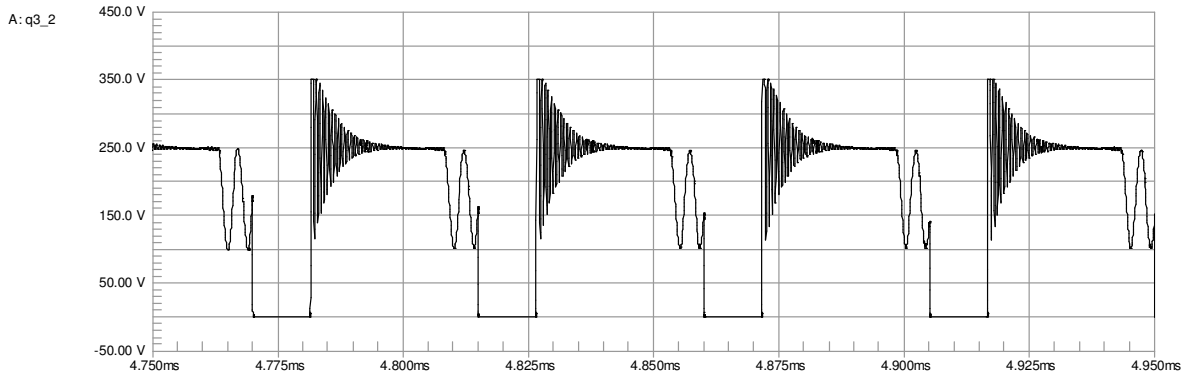
Softsart و رسیدن خروجی به مقدار تعیین شده:



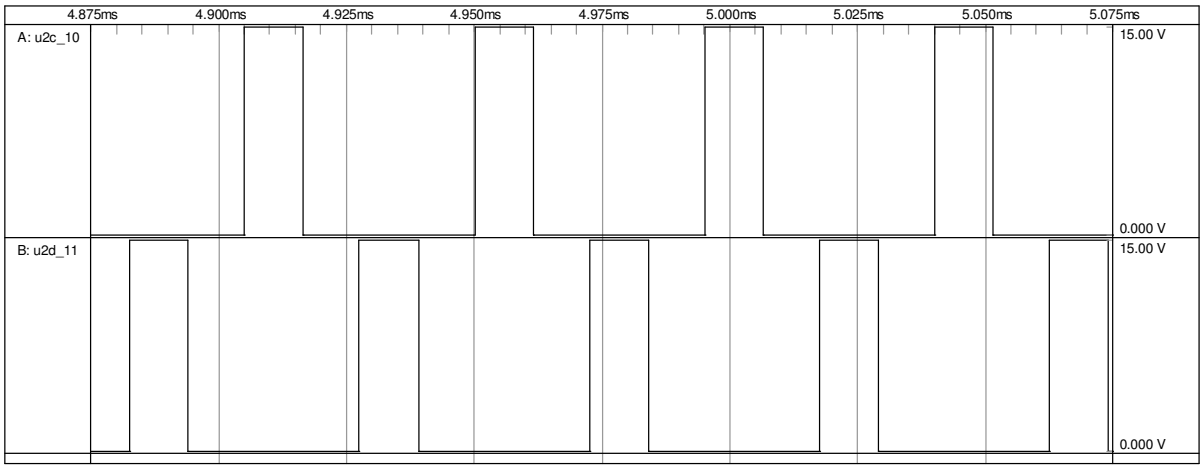
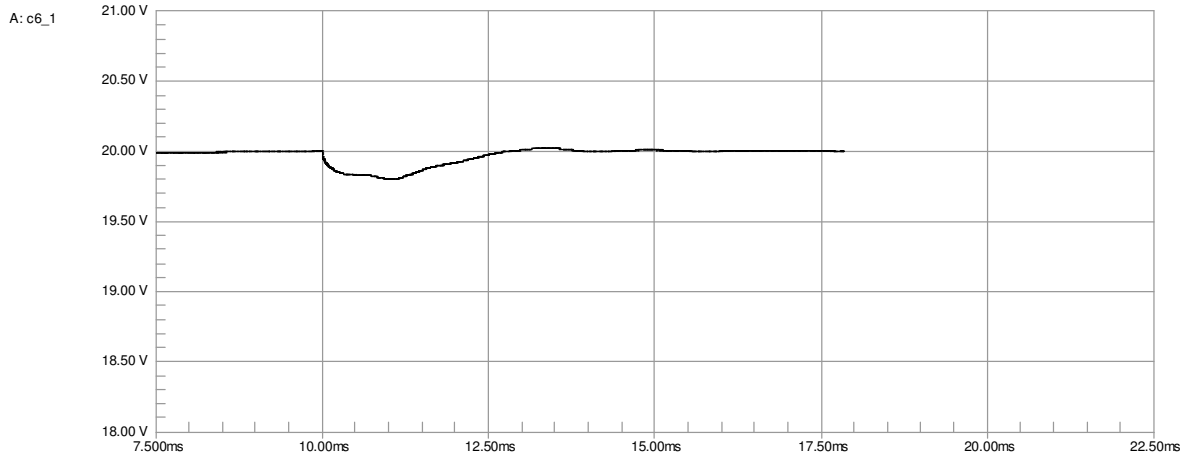
جریان ورودی یکی از دو فاز (ولتاژ مقاومت سری اندازه‌گیری شده برای به دست آوردن جریان، مقادیر ولتاژ روی نمودار را در ۱۰۰ ضرب کنید):



ولتاژ درین-سورس mosfetهای قدرت:



ولتاژهای درایوکننده گیت‌ها:



پاسخ گذرا به بار سوئیچ شده: