بسم الله الرحمن الرحيم

دانشکده مهندسی برق

پروژه کارشناسی ارشد

شبیه‌سازی و کنترل مبدل DC-DC سوئیچ نرم تمام پل ورودی سری خروجی موازی

استاد راهنما: **جناب آقای دکتر رحمتی**

دانشجو: **سمیه فوجی**

بهمن ۱۳۸۷

دانشکده مهندسی برق

تاییدیهٔ هیأت داوران

هیـأت داوران پـس از مطالعــه پـایـان نـامـه و شـرکـت در جلسـهٔ دفـاع از پـایـان نـامــه بـا عنـــوان

" شبیه‌سازی و کنترل مبدل DC-DC سوئیچ نرم تمام پل ورودی سری خروجی موازی "

توسط خانم سمیه فوجی کفایت تحقیق انجام شده را برای اخذ درجه کارشناسی ارشد در رشته برق، گرایش الکترونیک مورد تأیید قرار می‌دهد.

اسامی هیات داوران بشرح زیر می باشد:

۱- **دکتر شهرام محمد نژاد**	مرتبه علمی: **دانشیار**	دانشگاه: **علم و صنعت**
۲- **دکتر سید ادیب ابریشمی فر**	مرتبه علمی: **استادیار**	دانشگاه: **علم و صنعت**
۳-دکتر محمد توکلی بینا	مرتبه علمی: **استادیار**	دانشگاه: **خواجه نصیرالدین طوسی**

بسمه تعالی

اینجانب سمیه فوجی به شماره دانشجویی ۸۴۰۱۰۳۹۱ دانشجوی رشته الکترونیک مقطع تحصیلی کارشناسی ارشد بدین وسیله صحت و درستی نتایج موجود در این پایان نامه را تایید نموده و گواهی می‌نمایم که در این نتایج هیچ گونه دخل و تصرفی صورت نگرفته باشد. همچنین متعهد می‌گردم که کلیه نتایج عملی موجود در این پایان نامه حاصل کار اینجانب بوده و متعلق به هیچ یک از محققین قبلی نمی باشد .چنانچه خلاف موارد فوق حتی بصورت جزئی و در هر زمان مشخص گردد دانشگاه علم و صنعت ایران حق دارد که این پایان نامه را باطل نماید. در این صورت تعهد می‌نمایم که تبعات قانونی این مسئله و همچنین کلیه خسارات ناشی از آن به عهده اینجانب باشد.

نام و نام خانوادگی: سمیه فوجی

امضاء و تاریخ: بهمن ۱۳۸۷

سپاس

با تشکر از جناب آقای دکتر رحمتی بخاطر مطالعه ی نوشته ها و راهنمایی،

ارائه ی مراجع و همکاری و صبوریشان در انجام این پروژه

تقدیم

به پدر و مادر عزیزم

بخاطر زحمات بی دریغ شان

و همسر مهربانم

بخاطر همراهی صمیمانه اش

چکیده

امروزه تجهیزات الکترونیک قدرت، جایگاه وسیعی را در زندگی ما به خود اختصاص داده‌اند که با توجه به پیشرفت تکنولوژی نیاز به اینگونه وسایل هر روز بیش از پیش مشهود خواهد بود. یکی از پر اهمیترین تجهیزات الکترونیک قدرت، مبدل‌های DC-DC می‌باشند که ولتاژ را از سطحی به سطح دیگر تبدیل می‌کنند. در طراحی اینگونه مبدل‌ها طراحان به دنبال افزایش فرکانس و توان انتقال می‌باشند. برای تحقق این امر هر ساله پیکربندی جدیدی ارائه می‌شود.

با افزایش فرکانس، توان نیز افزایش می‌یابد؛ از طرفی، این افزایش فرکانس موجب افزایش تلفات سوئیچینگ و اعمال تنش بر روی عناصر می‌گردد. برای کاهش تلفات و بهبود عملکرد از مبدل‌هایی با تکنیک سوئیچ نرم استفاده می‌شود که مبدل سوئیچ رزونانسی از این نوع است. روش دیگر برای افزایش توان، اتصال مبدل‌ها به صورت ترکیبی می‌باشد تا به توان دلخواه برای کاربردهای مورد نظر دست یافت. راه‌کارهای مذکور در جهت افزایش توان باعث پیچیدگی محاسبات سیگنال کوچک اینـــگونه مبدل‌ها می‌گردد.

در این پایان‌نامه، دو مبدل سوئیچ رزونانسی با ترکیب ورودی سری- خروجی موازی طراحی می‌شود و برای سهولت مراحل طراحی و کنترل، مدار معادل میانگین ارائه شده است.

برای این منظور پروژه در سه مرحله انجام گرفته است. در مرحله‌ی اول مبدل‌های رزونانسی به صورت ورودی سری خروجی موازی به روش سیکل به سیکل توسط نرم افزار PSPICE شبیه‌سازی شده است. در مرحله دوم مدار سیگنال کوچک با استفاده از اتصال ترکیبی و مدل جدید ارائه و در PSPICE شبیه سازی گردیده است. در مرحله آخر نتایج شبیه‌سازی دو روش را مقایسه خواهیم کرد.

فهرست مطالب

مقدمه..... ۱

فصل اول: بررسی روش‌های کنترلی مود ولتاژ و مود جریان

مقدمه..... ۷

۱-۱- کنترل مود ولتاژ..... ۸

۱-۱-۱- شبکه‌های جبران‌سازی ۱۰

۱-۱-۲- فرآیند طراحی..... ۱۰

۱-۱-۳- ملاحظات انتخاب نوع جبران‌ساز..... ۱۵

۱-۲- کنترل مود جریان..... ۱۶

۱-۲-۱- روش کنترلی مود جریان شبه میانگین..... ۱۷

۱-۲-۲- طراحی با روش کنترلی جریان هیسترزیس..... ۲۱

۱-۲-۳- کنترل مبدل باک به روش شارژ ۲۸

۱-۳- نتیجه‌گیری..... ۳۵

فصل دوم: بررسی مبدل‌های شبه رزونانسی و روش‌های کنترل

مقدمه..... ۳۷

۲-۱- آشنایی با مبدل‌های سوئیچ رزونانسی..... ۳۷

۲-۱-۱- سوئیچ شبه رزونانسی..... ۳۷

۲-۱-۲- مبدل شبه رزونانسی سوئیچ زنی ولتاژ صفر (ZVS-QR)..... ۴۰

۳-۱-۲- مبدل باک ZVS-QR ۴۰
۲-۲- بررسی مبدل باک ورودی سری خروجی موازی ۴۵
۱-۲-۲- کنترل خطی مبدل اتصال ISOP ۴۶
۳-۲- بررسی روش‌های کنترلی ۵۳
۱-۳-۲- روش‌های دروپ ۵۳
۲-۳-۲- روش‌های تقسیم جریانی فعال ۵۴
۴-۲- نتیجه‌گیری ۶۱

فصل سوم : طراحی مبدل PS-FB-PWM و بررسی سیگنال کوچک آن

مقدمه ۶۳
۱-۳- بررسی مبدل PS-FB-PWM ۶۳
۱-۱-۳- مبدل ZVS Full Bridge PWM ۶۳
۲-۱-۳- بررسی عملکرد سوئیچینگ مبدل PS-FB-PWM ۶۴
۳-۱-۳- بررسی روابط مدل PS-FB-PWM ۶۵
۲-۳- طراحی مبدل PS-FB-PWM دو ماژوله ورودی سری خروجی موازی ۶۹
۱-۲-۳- طراحی حلقه باز مبدل PS-FB-PWM ۶۹
۲-۲-۳- طرح سیگنال کوچک مبدل PS-FB-PWM دو ماژوله به روش معمول ۷۲
۳-۲-۳- طراحی حلقه‌ی ولتاژ و جریان مبدل دو ماژوله ورودی سری
خروجی موازی ۷۸
۳-۳-نتیجه‌گیری ۸۴

فصل چهارم : استخراج مدار معادل میانگین و مقایسه‌ی نتایج

مقدمه..... ۸۶

۴-۱- مدار معادل میانگین سوئیچ‌های مبدل PS-FB-PWM..... ۸۶

۴-۲- مدار معادل میانگین مبدل باک..... ۸۸

۴-۲-۱- مدار معادل میانگین سیگنال کوچک مبدل باک..... ۸۹

۴-۲-۲- مدار معادل میانگین سیگنال بزرگ مبدل باک با استفاده

از روش شارژکنترل..... ۹۴

۴-۳- مدار معادل میانگین سیگنال بزرگ و کوچک برای مبدل PS-FB-PWM

با کنترل شارژ..... ۹۵

۴-۴- مقایسه‌ی نتایج..... ۱۰۲

۴-۵- نتیجه‌گیری..... ۱۰۸

فصل پنجم: نتیجه‌گیری و پیشنهادات

۵-۱- نتیجه‌گیری..... ۱۱۰

۵-۲- پیشنهادات..... ۱۱۲

مراجع..... ۱۱۳

جدول علائم و اختصارات

ACPM	Average Current Programming Method
ACC	Average Current Control
CC	Charge Control
CCM	Continuous Current Mode
CIC	Current Injected Control
C_{oss}	خازن موازی هر سوئیچ
C_R	خازن معادل موازی سوییچ‌ها
C_s	خازن مدل نوسان نصف فرکانس سوئیچینگ
C_T	خازن تایمینگ
C_{XFMR}	خازن ترانسفورماتور
d	دوره‌ی وظیفه
DCM	Discontinuous Current Mode
D_{eff}	دوره‌ی وظیفه موثر
D_L	افت دوره‌ی وظیفه
f_C	فرکانس گذر
F_m	بهره‌ی سیگنال کوچک مدولاتور مولد پالس PWM
f_p	فرکانس قطب
f_s	فرکانس سوئیچینگ
f_Z	فرکانس صفر
G	بهره‌ی مورد نیاز شبکه‌ی جبران‌ساز
$G_c(s)$	تابع تبدیل جبران‌ساز
G_m	بهره‌ی مدولاتور در فرکانس گذر
$H_e(s)$	تابع تبدیل سیگنال کوچک نمونه بردار جریان
I_e	منبع جریان ثابت جهت مدلسازی اثر جبران‌ساز
I_{LP}	اوج جریان سلف
$I_{primarycritical}$	جریان بحرانی طرف اول
k	تعداد ماژول‌ها
$k_f^{'}$	جمله‌ی بهره‌ی پیشخور در حالت سوئیچ وصل
$k_r^{'}$	جمله‌ی بهره‌ی پیشخور در حالت سوئیچ قطع
L_{Leak}	اندوکتانس نشتی ترانسفورماتور
M	حاشیه فاز مطلوب سیستم
m_c	نسبت اندازه تابع شیب خارجی به شیب جریان سلف در حالت روشن سوئیچ
MSCPM	Master Slave Current Programming Method
n	نسبت ثانویه به اولیه ترانس

جدول علائم و اختصارات(ادامه)

$P(s)$	توابع تبدیل تقویت کننده‌های جبران‌ساز
P_m	شیفت فاز مدولاتور در فرکانس گذر
PS-FB-PWM	Phase-shifted Full-Bridge PWM
PSM	مدولاسیون شیفت فاز
PWM	Pulse Width Modulation
Q	ضریب کیفیت
QC-PWM	charge-controlled PWM
R_i	بهره خطی شبکه حسگر جریان
SCM	Standard Control Module
S_e	شیب تابع جبران‌ساز خارجی
S_f	شیب جریان سلف در حالت خاموش سوئیچ
S_n	شیب جریان سلف در حالت روشن سوئیچ
t_{LL}	بازه‌ی تاخیر گذر بازوی چپ
t_{RL}	بازه‌ی تاخیر گذر بازوی راست
T_s	دوره تناوب سوئیچینگ
V_{ap}	ولتاژ حالت ماندگار دو سر ترمینال‌های فعال و غیرفعال
VCCS	Voltage Controlled Current Sourse
V_c	سیگنال کنترل
V_{C_T}	ولتاژ خازن تایمینگ
V_{cs}	ولتاژ اشباع مقایسه کننده
$\hat{v}_{on}$	ولتاژ ac دو سر سلف در حالت روشن سوئیچ
$\hat{v}_{off}$	ولتاژ ac دو سر سلف در حالت خاموش سوئیچ
V_{ref}	ولتاژ مرجع
V_{Se1}	سیگنال خطای تقسیم جریان
$W(s)$	توابع وزنی تقسیم جریان
ZCS	Zero current Switching
ZCS-QR	Zero Current Switch Quasi Resonant
Z_c	امپدانس کابل
Z_f	امپدانس فیلتر خروجی
ZVQR	Zero Voltage Quasi Resonant
ZVS	Zero Voltage Switching
ZVZCS	Zero Voltage Zero Current Switching
θ_{boost}	تقویت فاز مورد نیاز برای جبران‌سازی سیستم
μ	لینک‌های واسط ماژول‌ها به یک باس مشترک
τ_0	ضریب منبع وابسته به فرکانس

فصل اول

بررسی روش‌های کنترلی

مود ولتاژ و مود جریان

مقدمه

در زمینه‌ی تبدیل توان ولتاژ بالا اغلب، طرح مدار با مشکلاتی مواجه می‌شود که هیچ عنصر نیمه هادی قادر به نگه داشتن ولتاژ مورد نیاز و مناسب برای سرعت سوئیچینگ دلخواه نیست. به همین دلیل، چندین پیکربندی مبدل ارائه شده است؛ اما مشکل تثبیت ولتاژ ورودی، با توجه به تغییرات ناگهانی ولتاژ خروجی و جریان بار هنوز وجود دارد. به عنوان مثال ورودی مبدلی را در نظر بگیرید که با یکسو کردن ولتاژ خط بدست آمده است؛ بنابراین ولتاژ با تغییر در اندازه ی ولتاژ خط نوسان خواهد کرد[11].

برای متعادل کردن ولتاژ از روش‌های متعادل سازی فعال[۱] یا غیرفعال[۲] استفاده می شود. روش غیرفعال نیاز به مدار اسنابر[۳] دارد که منجر به کاهش سرعت سوئیچینگ و تلفات اضافی می‌گردد و در روش‌های فعال، نیاز به مدارات کنترلی پیچیده‌ای می باشد[12].

برای کنترل مبدل‌های DC-DC ، روش‌های کنترلی آنالوگ به دیجیتال زیادی وجود دارد که با توجه به سمت و سوی پروژه به روش‌های کنترلی مود ولتاژ[۴] و مود جریان[۵] – که به شکل گسترده‌ای در صنعت اجرا شده است – اشاره می‌شود.

[1] Active
[2] Pasive
[3] Snubber
[4] Voltage Mode Control
[5] Curent Mode Control

روش‌های کنترلی مود ولتاژ و مود جریان از انواع روش‌های کنترلی آنالوگ می‌باشند. کنترل مود ولتاژ یک روش کنترلی تک حلقه‌ای است که در آن از ولتاژ خروجی نمونه برداری شده و با ولتاژ مرجع مقایسه می‌شود و نتیجه به مدار اعمال می‌گردد، در صورتیکه روش کنترلی مود جریان با استفاده از حلقه‌ی کنترلی اضافی و نمونه گیری از جریان خروجی، جریان مرجعی برای مقایسه ایجاد می‌شود. این روش (روش کنترل مود جریان) در مقایسه با روش اول دارای مزایایی است که به آن ها اشاره می‌شود؛

تثبیت[1] خط و پاسخ حالت گذرای مناسبی داشته و برای استفاده در کنترل مبدل‌های موازی انتخاب بهتری است[3]، همچنین از فراجهش[2] بیش از اندازه جریان جلوگیری و از مبدل در قبال آن حفاظت می‌کند.

این روش عیوبی نیز دارد که بارزترین آن‌ها مساله‌ی ناپایداری و نوسانات زیر هارمونیک[3] آن است. از طرفی بطور کلی در این کنترل کننده‌ها مادامیکه دوره‌ی وظیفه[4] از ۰/۵ عبور کند بدون درنظر گرفتن نوع مبدل نوسان ایجاد می‌شود که می‌توان با استفاده از جبران‌ساز، شیب خارجی[5] به جریان سلف را اندازه گیری کرده و ناپایداری را حذف کرد.

۱-۱-کنترل مود ولتاژ

مبدل تحت کنترل مود ولتاژ در شکل ۱-۱ نمایش داده‌شده‌است[13]. همانطور که از شکل استنباط می‌شود، مبدل قدرت توسط یک حلقه ی ولتاژ کنترل می شود؛ بدین صورت که ولتاژ خروجی اندازه گیری شده و با یک ولتاژ مرجع مقایسه می‌گردد و مقدار ولتاژ خطا پس از جبران‌سازی، ولتاژ کنترلی را ایجاد می‌کند. با مقایسه این ولتاژ کنترلی با شکل موج دندان اره‌ای، پالسی با فرکانس ثابت و عرض متغیر تولید می‌شود، که این عرض متغیر دوره‌ی وظیفه نامیده شده و ولتاژ دو سر سلف مبدل قدرت را

[1] Regulation
[2] Overshoot
[3] Sub harmonic
[4] Duty Cycle
[5] External Compensation Ramp

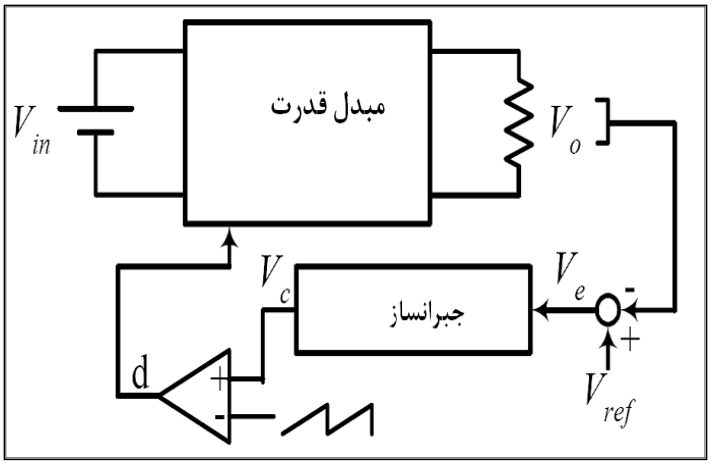
تنظیم می‌کند در نتیجه جریان سلف کنترل شده و در نهایت ولتاژ خروجی به مقدار مرجع باز می‌گردد. از جمله نقاط ضعف این روش کنترلی در کنترل مبدل‌های DC-DC می‌توان به موارد زیر اشاره کرد:

۱- قابلیت اطمینان کم سوئیچ اصلی

۲- عملکرد ضعیف برای کنترل چندین مبدل که به صورت موازی یک بار را تغذیه می‌کنند.

۳- روش‌های ناکارآمد برای نگه‌داشتن ترانسفورمر مبدل پوش‌پول برای کار در مرکز منطقه‌ی خطی

۴- پاسخ کند سیستم



شکل ۱-۱: مبدل تحت کنترل مود ولتاژ [13]

با این وجود پایدارسازی مبدل با کمترین هزینه در مقایسه با روش‌های دیگر نقطه قوت این روش کنترلی محسوب می‌شود. موضوع تضمین پایداری مبدل DC-DC به روش مود ولتاژ که با توجه به پاسخ فرکانسی تثبیت‌کننده‌های[1] سوئیچینگ بررسی می‌شود توجه زیادی را به خود جلب کرده و روش‌های مختلف طراحی جبران‌ساز مناسب برای تضمین پایداری این مبدل‌ها با این روش کنترلی ارائه شده است. در اینجا یک روش کلی طراحی جبران‌ساز برای پایداری مبدل باک به روش مود ولتاژ با کمترین هزینه و محاسبه ارائه و بررسی خواهیم کرد. این روش برای انواع دیگر مبدل‌ها نیز قابل استفاده است.

[1] Regulator

۱-۱-۱- شبکه های جبران‌سازی

در این قسمت برای آشنایی بیشتر با جبران‌سازها انواع آنرا بررسی می کنیم:

الف- جبران‌ساز نوع ۱ ساده‌ترین شکل یک شبکه‌ی جبران‌ساز است که فقط یک تک قطب دارد، این شبکه در حقیقت یک انتگرال‌گیر بوده که برای سیستم‌های با شیفت فاز حداقل استفاده می‌شود [14].

ب- شبکه‌ی جبران‌ساز نوع ۲ دارای یک جفت صفر و یک قطب است که یک ناحیه‌ی فرکانسی با بهره‌ی ثابت[1] و بدون شیفت فاز ایجاد می‌کند[15].

ج- شبکه‌ی جبران‌ساز نوع ۳ -که بهترین پاسخ گذرا را داراست- در شبکه‌ی خود یک قطب در مبداء با دو جفت صفر و قطب دیگر فراهم می‌کند[16].

برای درک بهتر و طراحی شبکه‌ی جبران‌ساز، به بررسی یک مدار باک و طراحی شبکه‌ی جبران‌ساز نوع ۳ برای آن می‌پردازیم.

۲-۱-۱- فرایند طراحی

در شکل ۲-۱ مبدل باک با مود کنترلی ولتاژ نمایش داده شده است. این مبدل با استفاده از شکل، فرایند طراحی خود را توضیح داده و امکان طراحی‌اش را به عنوان مبدل DC-DC ثابت می‌کند. سیستم مبدل بخش قدرت، جبران‌ساز و مدولاتور با پهنای پالس[2] (PWM) را در خـــود دارد. همچنین فرض می‌شود مبدل در وضعیت مود پیوسته[3]ی (CCM) عملکرد باشد[16].

۱-۲-۱-۱- بخش قدرت، مدولاتور PWM و کنترل کننده

با استفاده از تکنیک میانگین‌گیری و خطی‌سازی، تابع انتقال خروجی به کنترل شامل PWM بصورت زیر محاسبه می‌شود[17]:

[1] Constant Gain
[2] Pulse-Width Modulator
[3] Continuous Conduction Mode

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{v}_c} = g_{co}\frac{\left(1+\frac{s}{\omega_{zESR}}\right)}{1+\frac{s}{Q\omega_o}+\frac{s^2}{\omega_o^2}} \qquad (۱-۱)$$

که

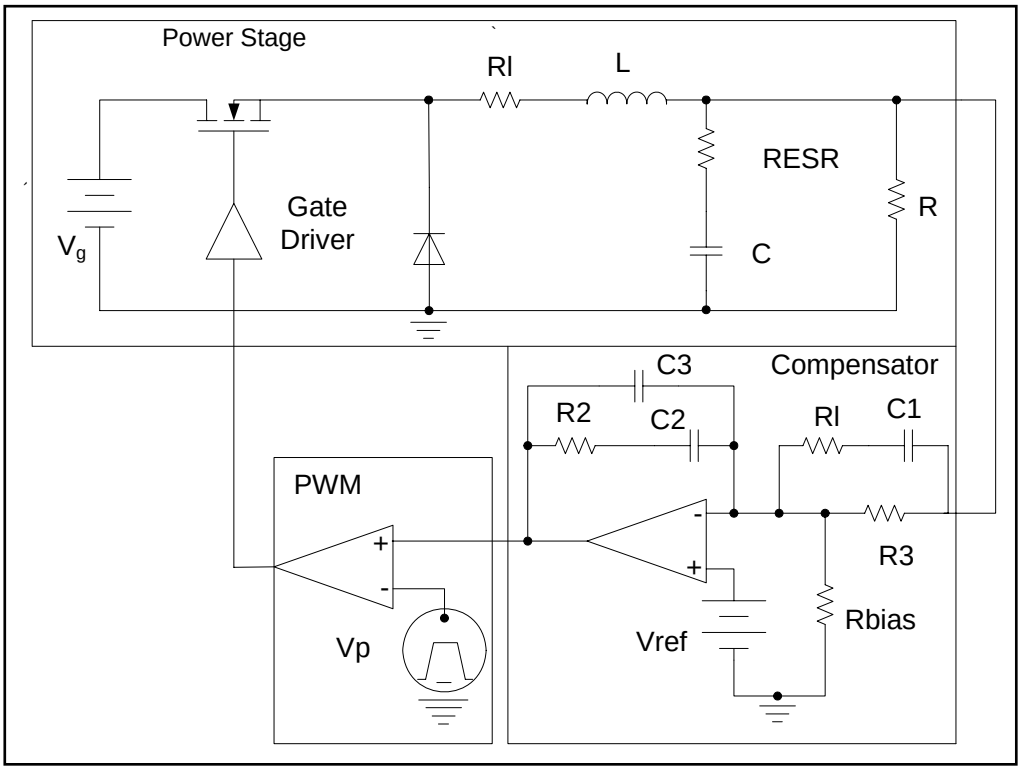
$$g_{co} = \frac{V_g}{V_p}\ , \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}\ , \omega_{zESR} = \frac{1}{R_{ESR}C} \text{ and } Q = \frac{R}{\omega_o L} \qquad (۱-۲)$$

برای مدار شکل ۱ پارامترهای بخش قدرت بدین قرارند:

$$V_g = 12V\ ,\ V_o = 5V\ ,\ R = 1.25\Omega\ ,\ Rl = 50m\Omega \qquad (۱-۳)$$

پارامترهای طراحی بخش قدرت عبارتند از: سلف Lf ، خازن Cf و ESRخازن R_{ESR}

حداکثر مقدار PWM (V_p)، ^{V}۳ فرض می‌شود. شبکه‌ی جبران‌ساز ترکیبی است از: R_3, R_2, R_1 $C_3,C_2,C_1,R_{bias},$ و V_{ref} . مقادیر V_{Ref} و R_{bias} بترتیب ^{Volt}۲٫۵ و $^{k\Omega}$۱۰ فرض شده و باقی مجهول‌ها بصورت پارامتری طراحی می‌شوند.



شکل ۲-۱: مبدل باک با مود کنترل ولتاژ [17]

۲-۲-۱-۱- معادلات طراحی بخش قدرت

مقادیر L ، C و R_{ESR} میزان CCM (وضعیت مود پیوسته) عملکرد را محاسبه و یک ریپل پیک تا پیک ولتاژ خروجی[1] بصورت پیش فرض در نظر می‌گیرد. برای فرکانس سوئیچینگ داده شده، عناصر بخش قدرت L ، C و R_{ESR} بگونه ای انتخاب می شوند که معیارهای زیر را دارا باشند[16]:

۱- مقدار اندوکتانس بگونه‌ای انتخاب می‌شود که CCM را تضمین کند. برای پایین نگهداشتن CCM در $\frac{1}{5}$ جریان خروجی I_o ، حداقل مقدار L از رابطه‌ی زیر محاسبه می‌شود:

$$L_{min} = \frac{2.5(V_g - V_o)D}{f_s \frac{V_o}{R}} \qquad (۱-۴)$$

که V_o ، f_s ، R و D بترتیب ولتاژ خروجی، فرکانس سوئیچینگ، مقاومت بار و ضریب عملکرد حالت پایدار[2] هستند.

۲- خازن C از حداکثر مجاز ریپل پیک تا پیک ولتاژ خروجی $V_{pp}=\Delta v_c$ ، با رعایت

$$\Delta v_c \leq \Delta v_{c,c} + \Delta v_{c,ESR} \qquad (۱-۵)$$

که $\Delta v_{c,c}$ ، مولفه‌ی AC ولتاژ دو سر R_{ESR} و $\Delta v_{c,ESR}$ مولفه‌ی ولتاژ دو سر خازن فیلتر C می‌باشد. بهرحال مشخص شده که پیک تا پیک ریپل ولتاژ مستقل از ولتاژ دو سر خازن فیلتر بوده [7] و فقط بواسطه‌ی ولتاژ ریپل R_{ESR} محاسبه می‌شود اگر:

$$C \geq C_{min} = max\left(\frac{1-D_{min}}{2R_{ESR}f_s}, \frac{D_{max}}{2R_{ESR}f_s}\right) \qquad (۱-۶)$$

۳- پیک تا پیک ریپل ولتاژ ΔV_c, معمولا بصورت درصدی از ولتاژ خروجی – بعنوان نمونه برابر یا کمتر از ۱٪ - تعیین می‌شود. اگر وضعیت معادله‌ی (۱-۶) برقرار باشد R_{ESR} برای پیک تا پیک ریپل ولتاژ پیش فرض بصورت زیر است:

[1] Peak-to-Peak Output Voltage
[2] Steady State duty ratio

$$R_{ESR} \leq \frac{\Delta v_c f_s L}{V_o(1-D_{min})} \quad (۱-۷)$$

۳-۲-۱-۱- معادلات طراحی جبران‌ساز

شیوه‌ی شکل‌دهی حلقه برای جایگزینی با طرح‌های دارای رفتار دینامیکی پیچیده، ساده و موثر است. از جمله روش‌های شکل‌دهی حلقه که در الکترونیک قدرت کاربرد دارد شیوه‌ی ضریب K است که در مرجع [14] مورد بحث و بررسی قرار گرفته است. ویژگی اصلی شیوه‌ی ضریب K این است که می‌توان بدون سعی و خطا مقادیر اجزای مدار را تعیین کرد. این مهم یکی از دلایلی است که باعث شده تا طرح ضریب K توسط عده‌ی بسیاری از محققان پذیرفته شود. از آنجا که معادلات طراحی حلقه‌ی کنترلی که در شیوه‌ی ضریب K مورد استفاده قرار می‌گیرد قبلا در مرجع [4] بچاپ رسیده است، جهت اختصار تنها به اصول آن اشاره می‌شود.

تقویت‌کننده‌ی خطای نوع ۳ عموما برای مدارهای جبران‌ساز باک، بوست و باک-بوست[1] بر طبق قابلیت‌شان در تامین تقویت فاز boost $\emptyset$ استفاده می‌شوند:

$$0 \leq \emptyset_{boost} \leq 180^{\circ} \quad (۱-۸)$$

تابع اتصال تقویت کننده‌ی نوع ۳ بصورت زیر است:

$$G_c(s) = \frac{\frac{\omega_{co}}{A_{co}K}\left(\frac{\sqrt{K}}{\omega_{co}}s+1\right)^2}{s\left(\frac{s}{\sqrt{K}\omega_{co}}+1\right)^2} \quad (۱-۹)$$

که ω_{co} فرکانس گذر[2] مطلوب و K ضریب کنترل فرکانس قطب[3] و صفر[4] است. مقدار K بر مبنای تقویت فازی $\emptyset_{boost}$ که برای تامین جبران فاز لازم است، تنظیم شود. برای استفاده از شیوه‌ی ضریب K، بایستی فرکانس گذر (f_{co}) انتخاب شده و سپس بهره (A_{co}) و فاز ($\emptyset_{co}$) مربوط به بخش قدرت در ω_{co} محاسبه شود.

[1] Buck-Boost
[2] Crossover Frequency
[3] Pole
[4] Zero