



طراحی تقویت کننده با بهره متغیر بدون افزایش توان مصرفی و پهنای باند

علی دوست رستمی زاده^۱، آزیتا رستمی زاده^۲ *

چکیده:

در این تحقیق، چالش های تقویت کننده بهره متغیر دسته بندی می شود. سپس به معرفی ویژگی های مهم و غالب در تقویت کننده های بهره متغیر که وظیفه ی فراهم نمودن تغییرات بهره بر حسب دسی بل خطی می باشد را توضیح خواهیم داد و بعد از دسته بندی این ویژگی ها، مدل ریاضی خاص شبه نمایی معرفی شده را پیاده سازی مداری خواهیم نمود.

کلمات کلیدی: تقویت کننده، بهره متغیر، دسی بل، سیگنال.

^۱ عضو هیات علمی دانشگاه، گروه مهندسی برق، دانشگاه فنی و حرفه ای، یاسوج، ایران

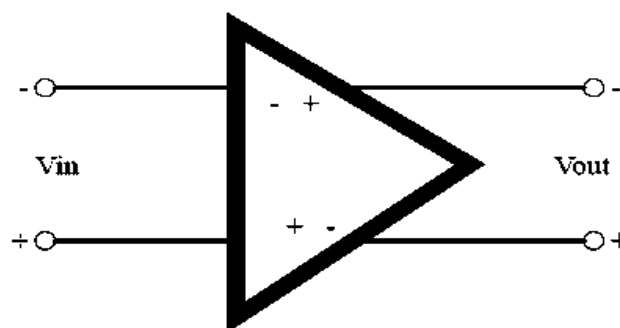
rostami0418@gmail.com

^۲ مدرس هنرآموز هنرستان فنی و حرفه ای سمیه ، یاسوج، ایران

Azita.ave@gmail.com

مقدمه:

منظور از تقویت کننده تفاضلی، تقویت کننده ای است که در خروجی آن تفاضل دو سیگنال ورودی با بهره معینی ظاهر می شود. امتیاز مهم عملکرد تفاضلی نسبت به مدار تک سر، امنیت بیشتر آن نسبت به نویز محیط، افزایش حداکثر سوئیچینگ ولتاژ قابل دسترسی و بایاس کردن ساده تر آن می باشد. اگر چه به نظر می رسد که مدارهای تفاضلی دو برابر مدارهای تک سر، جا اشغال می کنند ولی این مشکل کوچکی به حساب می آید. در عمل حذف اثرات غیر ایده آل توسط عملکرد تفاضلی اغلب منجر به مساحت کوچکتری نسبت به طراحی تک سر بصورت مقاوم می شود. نمایی که برای یک تقویت کننده تفاضلی استفاده می شود در شکل (۴-۱) آورده شده است.



شماتیک بلوکی تقویت کننده تفاضلی

ویژگی های طراحی

در طراحی یک تقویت کننده بهره متغیر، هدف داشتن رنج تغییرات وسیع با پهنای باند بزرگ همراه با تغییرات خطی در دسی بل است. مشخصات ذکر شده در جدول (۴-۱) محدوده نیازهای مورد نیاز از یک تقویت کننده بهره متغیر را نشان می دهد. [1,2]

مشخصات تقویت کننده بهره متغیر

پارامتر	مقدار
Process	180 nm CMOS process
Supply Voltage	1.8 V
Gain Range	350~3500 or 50 ~ 70 dB
Bandwidth	≤ 2 MHz

طراحی مدار

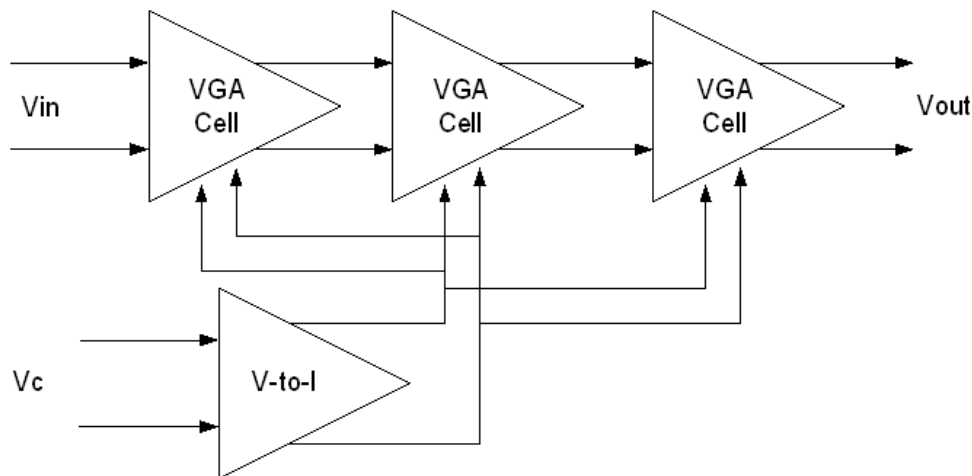
در طراحی تقویت کننده بهره متغیر، سعی می شود که مشخصات ذکر شده در جدول (۴-۱) حاصل گردد. فرایند طراحی در سطح سیستم به طور جزء به جزء توصیف می شود. سپس سیستم کنترل تقویت کننده بهره متغیر توضیح داده خواهد شد. از نقطه نظر سیستمی، طراحی تقویت کننده بهره متغیر پیشنهادی به دسته های زیر تقسیم می شود. [3]

۱- طبقه تقویت بهره

۲- طبقه کنترل بهره متغیر

۳- خازنهای جبران ساز

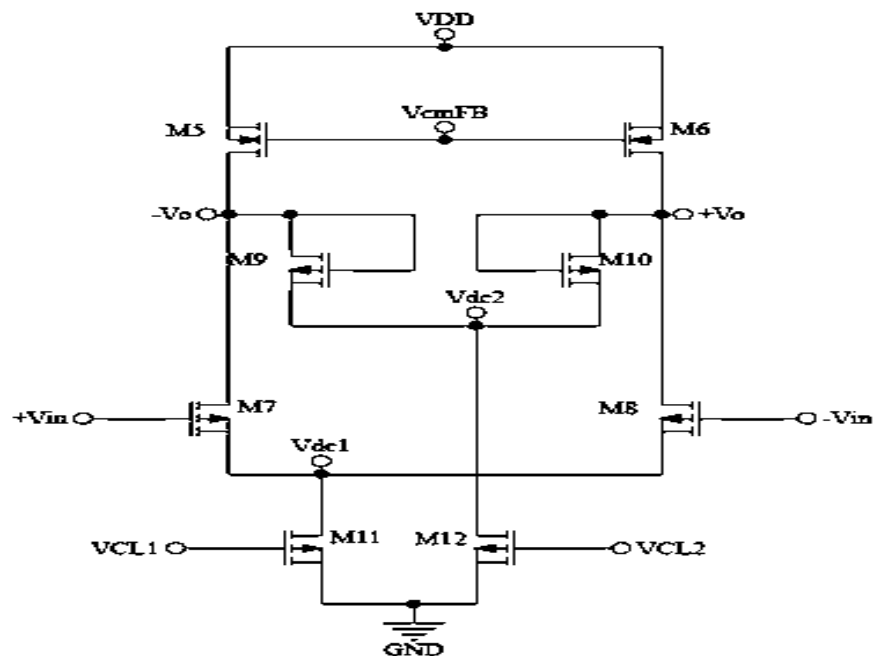
رنج بهره از 50dB تا 70dB در سه طبقه تقویت توزیع می شود. در هر طبقه، بهره ای در حدود 17dB تا 23dB فراهم می شود. بهره هر طبقه بوسیله واحد کنترل بهره، کنترل می شود. با ترکیب این سه طبقه، تغییرات بهره بزرگی حاصل می شود. بلوک دیاگرام تقویت کننده بهره متغیر پیشنهادی در شکل (۴-۲) نشان داده شده است.



بلوک دیاگرام تقویت کننده بهره متغیر پیشنهادی

طبقه تقویت کننده بهره

طبقه تقویت کننده بهره از دو زوج ترانزیستور NMOS تشکیل شده است. ترانزیستورهای MN_7 ، MN_8 ، MN_9 و MN_{10} . اولین زوج مربوط به زوج تفاضلی ورودی است و زوج دوم مربوط به ترانزیستورهای اتصال دیودی می باشد که بعنوان بار فعال عمل می کنند که اندازه MN_7 و MN_9 به ترتیب برابر با MN_8 و MN_{10} می باشد. زوج های NMOS به وسیله دو منبع جریان تغذیه می شوند. این منابع بوسیله دو ترانزیستور NMOS بنام های MN_{11} و MN_{12} ساخته می شوند. طرح طبقه بهره در شکل (۴-۲) نشان داده شده است. ترانزیستورهای PMOS، Mp_5 و Mp_6 بعنوان مقاومت خروجی تقویت کننده عمل می کنند و علاوه بر آن، ولتاژ مد مشترک بوسیله تنظیم ولتاژ گیت آنها پایدار می گردد و خروجی مدار فیدبک مد مشترک به آن متصل می گردد. از آنجاکه ترانزیستورهای PMOS، Mp_5 و Mp_6 اتصال دیودی نیستند لذا مقاومت خروجی آنها بسیار بزرگتر از ترانزیستورهای اتصال دیودی NMOS، MN_9 و MN_{10} می باشد. در نتیجه کل مقاومت خروجی طبقه تقویت کننده تفاضلی تقریباً معادل با مقاومت خروجی MN_9 و MN_{10} می باشد. [4,5]



طبقه تقویت کننده بهره

زوج ترانزیستورهای NMOS، MN_7 و MN_8 و ترانزیستورهای منبع جریان MN_{11} و MN_{12} رنج مد مشترک ورودی تقویت کننده را تعیین می کنند. مقدار مینیمم مد مشترک ورودی برابر با مقدار ولتاژی است که ترانزیستورهای MN_{11} و MN_{12} را در ناحیه اشباع نگه می دارد. در فصل قبل توضیح داده شد که منابع جریان، بهره ولتاژ را کنترل می کنند. از اینرو ولتاژ گیت- سورس ترانزیستور MN_{11} و MN_{12} مقدار ثابتی نیست. بنابراین ما بدترین حالت را برای تقویت کننده بهره متغیر در نظر می گیریم. در این حالت بهره در ماکزیمم مقدار بوده و توسط ولتاژ کنترلی محدود می شود. با معادله (۴-۱) محدوده پایین ولتاژ مد مشترک ورودی بدست می آید. [4]

$$V_{icm(min)} = V_{DS11(Max)} + V_{OV7} + V_{thn}$$

از طرفی داریم:

$$V_{DS(Max)} = V_{od11(max)} = V_{GS11(Max)} - V_{thn}$$

$$V_{icm(min)} = V_{GS11(Max)} - V_{thn} + V_{OV7} + V_{thn} = V_{GS11(Max)} + V_{OV7}$$

مقدار ماکزیمم ولتاژ مد مشترک ورودی بوسیله ناحیه اشباع ترانزیستور MP5 و MP6 با معادله (۴-۴) بدست می آید.

$$V_{icm(max)} = V_{dd} - V_{OV5} + V_{thn}$$

از معادلات بالا نتیجه می گیریم که مینیمم ولتاژ مد مشترک ورودی معادل با ولتاژ درین - سورس ترانزیستور MN_{11} بعلاوه با ولتاژ اوردرایو ترانزیستور MN_7 و ولتاژ آستانه است و ماکزیمم ولتاژ مد مشترک ورودی برابر است با ولتاژ منبع تغذیه منهای ولتاژ اوردرایو ترانزیستور MP_5 بعلاوه ولتاژ آستانه MN_7 . نسبت زوج ترانزیستورهای ورودی باید برطبق تغییرات جریان فراهم شده بوسیله ترانزیستور MN_{11} انتخاب شوند. زمانیکه تغییرات جریان افزایشی است، ولتاژ سورس زوج ورودی نیز افزایش می یابد که اگر نسبت زوج ورودی به خوبی انتخاب نشود ممکن است، بایاس کل تقویت کننده را تغییر دهد. پارامترهای الکتریکی ترانزیستورهای NMOS و PMOS در تکنولوژی 180nm در جدول (۴-۲) لیست شده است. [5]

پارامترهای ترانزیستورهای CMOS

	NMOS	PMOS
Threshold Voltage (VT)	0.53V	0.5V
μC_{ox}	220 $\mu A/V^2$	70 $\mu A/V^2$

معادله جریان درین ترانزیستور NMOS برابر است با:

$$I_d = \frac{1}{2} K'_n \frac{w}{l} (V_{GS} - V_{thn})^2$$

و معادله جریان درین ترانزیستور PMOS عبارتند از:

$$I_d = \frac{1}{2} K_p' \frac{w}{l} (V_{SG} - |V_{thp}|)^2$$

برای داشتن توان مصرفی پایین و داشتن Slew rate بالا در راه اندازی بارهای خازنی، جریان بایاس طبقه تقویت کننده که از واحد کنترل بهره آینه می شود برابر با $I_{C1}=3.5mA$ ، $I_{C2}=5mA$ (و به خاطر اینکه بهره اولیه از صفر دسی بل شروع نشود جریان ها را مختلف میگیریم) در نتیجه: [6]

$$I_{C1}+I_{C2}=4mA$$

ولتاژ های مشترک ورودی و خروجی را به منظور آن که طبقات کاملاً مشابه بوده و بتوان آنها را بصورت کسکود پیاده سازی نماییم برابر با $9V$ انتخاب می کنیم.

برای داشتن حداکثر سوئینگ هر یک از گره های V_{o+} و V_{o-} باید $9V$ سوئینگ داشته باشند. بنابراین با تغذیه $1.8V$ تمام ولتاژ قابل دسترس برای هر شاخه برابر خواهد بود:

$$V_{ov5} + V_{ov7} + V_{ov11} = V_{ov5} + V_{ov9} + V_{ov12} = 9V$$

از آنجا که ولتاژ مشترک خروجی برابر $9V$ است در نتیجه برای داشتن تقارن مناسب در ولتاژ خروجی داریم:

$$V_{ov5}=V_{ov6}=450mV$$

از آنجا که M_5 و M_6 بزرگترین جریان را دارند این مقدار ولتاژ متناسب با آن است.

$$V_{ov7} + V_{ov11} = V_{ov9} + V_{ov12} = 450mV$$

با توجه به اینکه جریان ترانزیستور M_{11} دو برابر جریان های M_7 و M_8 است لذا ولتاژ موثر آنها را دو برابر انتخاب می کنیم در نتیجه داریم: [6,7]

$$V_{ov7}=V_{ov8}=V_{ov9}=V_{ov10}=150mV$$

$$V_{ov11}=V_{ov12}=300mV$$

ولتاژ کنترلی بین 0 تا $200mV$ تغییر می کند در نتیجه برای سوئینگ ورودی داریم:

$$V_{thn}=530mV \rightarrow$$

$$V_{GS11,12} > 530mV \rightarrow I_{C1} = MAX \rightarrow V_{GS11} > 530mV, \quad I_{C2} = min \rightarrow V_{GS12} = 530mV$$

تا هر دو ترانزیستور روشن بماند لذا مقدار $650mV$ را مبنا انتخاب می کنیم بخاطر اینکه $100mV$ ورودی کنترلی که از آن کم شود ترانزیستور ها روشن بمانند و $20mV$ هم بخاطر ولتاژ سورس-بندی (V_{sb}) اضافه نموده ایم بنابراین وقتی ولتاژ کنترلی از 0 تا $200mV$ تغییر میکند V_{GS} بتواند بین $550mV$ تا $750mV$ تغییر نماید.

$$V_{icm}(min) = V_{GS11(Max)} - V_{thn} + V_{gs7} = V_{GS11(Max)} - V_{thn} + V_{thn} + V_{sb}$$

$$Vicm(min) = 750 + 530 - 530 + 50 = 800mv$$

لذا $Vicm(min)$ حداقل باید 800mv باشد به همین خاطر ولتاژ بایاس DC ورودی ترانزیستورهای M_7 و M_8 را کمی بیشتر یعنی 9V. در نظر می گیریم.

با داشتن ولتاژ موثر ترانزیستورها و جریان آنها نسبت $\frac{W}{L}$ ترانزیستورها را بدست می آوریم. طول ترانزیستورها را برابر حداقل طول یعنی $18\mu m$ در نظر می گیریم. [8]

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{11} = \frac{2 \times I_{d11}}{\mu_n C_{ox} (V_{ov11})^2} = 353.5 \Rightarrow w = 63.6\mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{12} = \frac{2 \times I_{d12}}{\mu_n C_{ox} (V_{ov12})^2} = 50.5 \Rightarrow w = 9\mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{7,8} = \frac{2 \times I_{d7}}{\mu_n C_{ox} (V_{ov7})^2} = 707 \Rightarrow w = 127.3\mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{9,10} = \frac{2 \times I_{d9}}{\mu_n C_{ox} (V_{ov9})^2} = 101 \Rightarrow w = 18.2\mu m$$

$$\left(\frac{W}{L}\right)_{5,6} = \frac{2 \times I_{d5}}{\mu_n C_{ox} (V_{ov5})^2} = 282.2 \Rightarrow w = 50.1\mu m$$

جدول (۳-۴) نسبت های ترانزیستورهای طبقه تقویت کننده بهره را نشان می دهد.

نسبت ترانزیستورهای تقویت کننده بهره

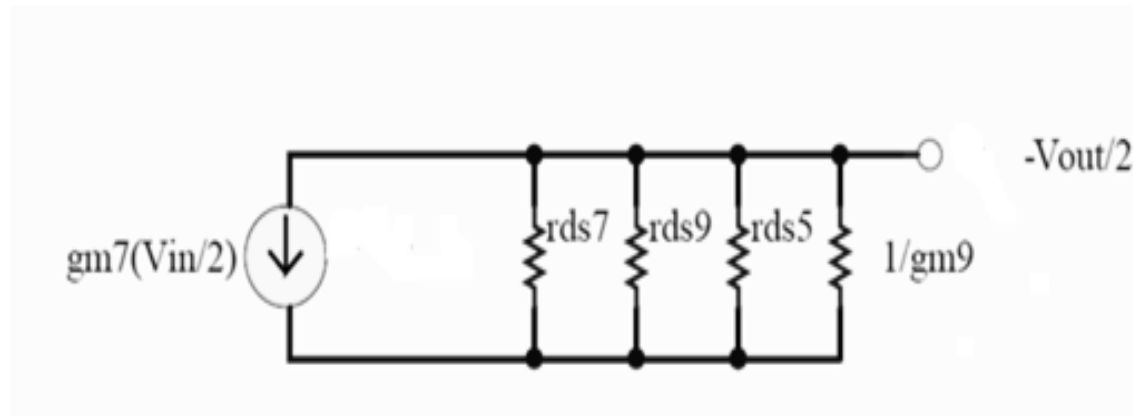
ترانزیستور	نسبت W/L
M5,M6	50.1 μm /180nm
M7,M8	127.3 μm /180nm
M9,M10	18.2 μm /180nm
M11	63.6 μm /180nm
M12	9 μm /160nm

در شبیه سازی ابتدا از مقادیر ذکر شده در جدول (۳-۴) شروع کرده و بعد از شبیه سازی به مقادیر جدول (۴-۴) برای اندازه های ترانزیستورها می رسیم. برای بهبود عملکرد ترانزیستور ها $\frac{W}{L}$ ها را مانند جدول (۴-۴) انتخاب می کنیم و نسبت های خواسته شده را با تعداد ترانزیستورهای موازی ایجاد می کنیم. [9]

جدول (۴-۴): نسبت ترانزیستورهای تقویت کننده بهره بعد از شبیه سازی

تعداد ترانزیستورها ی m	نسبت W/L	ترانزیستور
10	9μm/180nm	M5,M6
10	12.5μm/180nm	M7,M8
1	4μm/180nm	M9,M10
5	13μm/180nm	M11
1	9μm/180nm	M12

بعد از محاسبه نسبت هر یک از ترانزیستورهای طبقه تقویت کننده بهره، تقویت کننده را بوسیله مدار معادل آنالیز می کنیم و از روش نیم مدار استفاده می کنیم. فرض می کنیم که مدار تفاضلی ایده ال است گرچه در ساخت عدم تطابق ترانزیستورها وجود دارد. این مدل ایده ال به قدر کافی برای طراحی و شبیه سازی کامپیوتری دقت دارد. مدار معادل سیگنال کوچک^۳ طبقه تقویت کننده بهره در شکل (۴-۴) نشان داده شده است. [10]



مدار معادل سیگنال کوچک طبقه تقویت کننده بهره

بهره کل طبقه تقویت کننده بهره از مدار معادل سیگنال کوچک در معادله (۴-۷) نشان داده شده است. بهره کل برابر هدایت انتقالی کل که برابر هدایت انتقالی یکی از ترانزیستورهای MN_7 یا MN_8 است ضربدر مقاومت کل خروجی که برابر اتصال موازی مقاومت های درین سورس ترانزیستورهای MN_7 ، MN_9 و MP_5 است [11]

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = -g_{mMN7} \left(r_{dsMN7} \parallel r_{dsMN9} \parallel r_{dsMP5} \parallel \frac{1}{g_{mMN9}} \right)$$

³ - Small Signal

ترانزیستورهای بار، MN_9 و MN_{11} اتصال دیودی هستند و مقاومت $\frac{1}{g_{mMN9}}$ خیلی کوچکتر از مقاومت های r_{dsMN7} و r_{dsMN9} است. بر این اساس مقاومت $\frac{1}{g_{mMN9}}$ غالب است و معادله (۴-۷) را می توانیم بصورت زیر بازنویسی نماییم.

$$A_{ol} = \frac{V_{out}}{V_{in}} \approx -g_{mMN7} \left(\frac{1}{g_{mMN9}} \right)$$

هدایت انتقالی g_{mMN7} برابر است با:

$$g_{mMN7} = \sqrt{2K'_n \left(\frac{w_7}{l_7} \right) I_{c1}}$$

و مقاومت کل خروجی که تقریباً برابر با مقاومت اتصال دیودی MN_9 است برابر است با:

$$\frac{1}{g_{mMN9}} = \frac{1}{\sqrt{2K'_n \left(\frac{w_9}{l_9} \right) I_{c2}}}$$

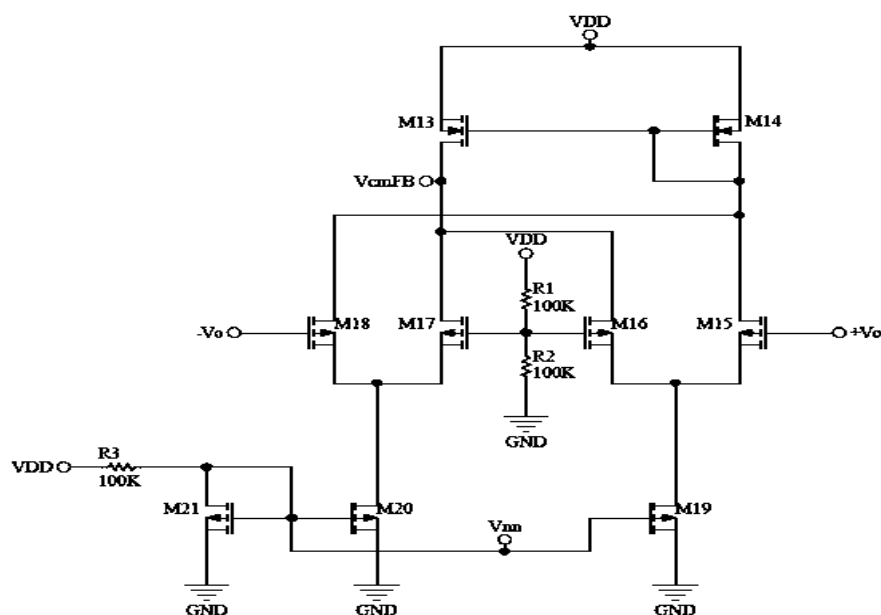
بهره از ضرب g_{mMN7} در r_{dsMN9} بدست می آید در نتیجه خواهیم داشت: [11]

$$A_{ol} = g_{mMN7} \frac{1}{g_{mMN9}} = \frac{\sqrt{2K'_n \left(\frac{w_7}{l_7} \right) I_{c1}}}{\sqrt{2K'_n \left(\frac{w_9}{l_9} \right) I_{c2}}} = \sqrt{\frac{I_{c1}}{I_{c2}}}$$

معادله (۴-۱۱) در طراحی واحد کنترل بهره نقش بسیار مهمی دارد که به زودی توضیح داده خواهد شد.

مدار فیدبک مد مشترک طبقه تقویت کننده بهره متغیر

برطبق معادله (۴-۱۱) بهره هر طبقه تقویت کننده بوسیله نسبت جریان بایاس متغیر I_{C1} و I_{C2} بدست می آید. دو منبع جریان متغیر ممکن است با تغییر بایاس DC، ولتاژ مد مشترک خروجی را شیفت دهند و در نتیجه رنج خروجی را محدود کنند. به منظور پایداری ولتاژ مد مشترک خروجی و بدست آوردن ماکزیمم رنج خروجی، مدار فیدبک مد مشترک (CMFB) مورد استفاده قرار می گیرد. هدف از مدار CMFB که در شکل (۴-۴) نشان داده شده، آن است که اختلاف بین ولتاژ مرجع خروجی V_{ref} و مقدار معادل ولتاژ مد مشترک تفاضلی که توسط دو مقاومت بزرگ بدست می آید، را حذف نماید. [12]



مدار فیدبک مد مشترک

زمانیکه V_{ref} و میانگین مد مشترک خروجی دارای اختلاف می شوند، مدار مد مشترک با تنظیم ولتاژ گیت ترانزیستورهای MP_5, MP_6 که به خروجی V_{bias} مدار مد مشترک متصل است خروجی را تنظیم می کند. تغییرات در ولتاژ گیت ترانزیستور PMOS اتصال دیودی ادامه پیدا می کند تا زمانیکه V_{ocm} به مقدار V_{ref} برسد. وقتی که V_{ocm} به مقدار بالاتر ولتاژ مد مشترک مطلوب تنظیم شده با V_{ref} افزایش می یابد، جریان ترانزیستورهای مربوطه در مدار فیدبک افزایش یافته و بدنبال آن V_{bias} افزایش می یابد. و در نتیجه جریان در طبقه تقویت کننده بهره کاهش می یابد. این کاهش در ولتاژ مد مشترک تا زمانیکه ولتاژ مد مشترک معادل با V_{ref} شود ادامه پیدا می کند. بنابراین ولتاژ مد مشترک V_{bias} بطور مستقیم وابسته به اختلال در ولتاژ مد مشترک است. این نقطه نظرات در طراحی همه طبقات تقویت کننده بهره متغیر در نظر گرفته می شود زیرا خروجی همه این طبقات معادل هستند. در طراحی بخش تقویت کننده، ولتاژ موثر ترانزیستورهای $MP_{5,6}$ برابر با 450mV انتخاب شده است، برای طراحی مدار فیدبک مد مشترک بصورت زیر عمل می نماییم: [12,13]

$$V_{GS5} = V_{od5} - V_{thp} = 450 - 500 = 950 \text{ mV}$$

$$V_{Cmfb} = V_{dd} - V_{GS5} = 1.8 \text{ v} - 950 \text{ mv} = 850 \text{ mv}$$

$$V_{GS13,14} = 1.8 \text{ v} - 850 \text{ mv} = 950 \text{ mv}$$

$$V_{Od13,14} = 950 \text{ mv} - 500 \text{ mv} = 450 \text{ mv}$$

پس ولتاژ V_{bias} باید برابر با V_{GS5} انتخاب شود. و چون در این طبقه مسیر عبور سیگنال وجود ندارد در طراحی آن سعی می شود حداقل توان مصرفی رعایت گردد لذا جریان ترانزیستور M_{19} و M_{20} را برای طراحی $35 \mu\text{A}$ در نظر می گیریم. مقادیر بدست آمده برای اندازه ترانزیستورهای مدار فیدبک در جدول (۴-۵) نشان داده شده است. جدول (۴-۵) نسبت ترانزیستورهای مدار فیدبک مد مشترک

نسبت W/L	ترانزیستور
1.83μm/180nm	M13,M14
1μm/180nm	M15,M16,M17,M18
1μm/180nm	M19
.4μm/180nm	M20

خروجی به گونه ای طراحی می شود که بتواند یک خازن 10PF را با Slew rate قابل قبولی راه اندازی کند. جریان بایاس طبقه خروجی برابر 4mA است. در نتیجه می توانیم slew rate طبقه خروجی را با گذاشتن مقدار خازن بار و جریان بایاس در معادله (۴-۱۲) بدست آوریم.

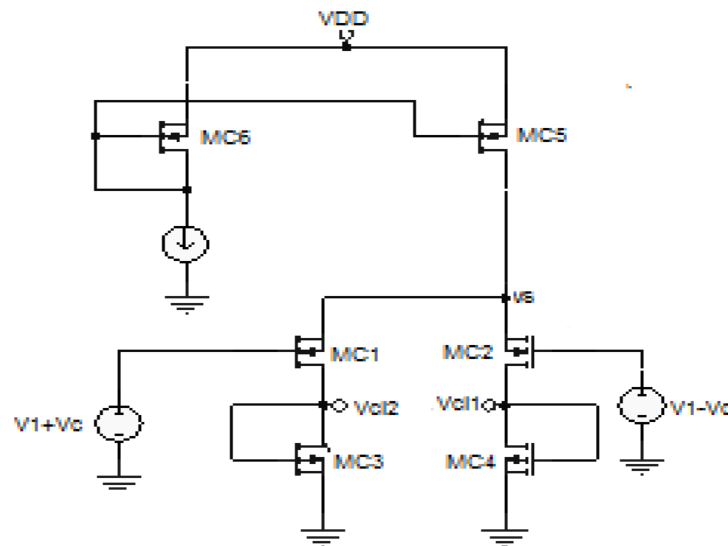
$$Slew Rate = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{C_{load}}$$

$$Slew Rate = \frac{I_{C1} + I_{C2}}{C_{load}} = \frac{4 \text{ mA}}{20 \text{ pF}} = 200 \frac{\text{V}}{\mu\text{s}}$$

از این روجریان بایاس فراهم شده توسط دو منبع جریان خازن بار 10pF را با slew rate مناسبی راه اندازی می کنند.

طبقه کنترل بهره متغیر

هدف از واحد کنترل بهره آن است که بهره در همه سه طبقه تقویت کننده بطور همزمان و بوسیله ولتاژ کنترل تفاضلی کنترل شود. کلید طراحی در واحد کنترل بهره، داشتن تغییرات نمایی بر اساس ولتاژ کنترل است. طرح کلی واحد کنترل بهره در شکل (۴-۶) نشان داده شده است. [13]



مدار واحد طبقه کنترل بهره

در این طرح، از یک تقویت کننده زوج تفاضلی PMOS با بارهای اتصال دیودی NMOS استفاده شده است. گیت ترانزیستورهای MC_4 و MC_3 به گیت دو منبع جریان واحد تقویت بهره متصل شده است. یعنی گیت ترانزیستورهای M_{11} و M_{12} . واحد کنترل بهره بوسیله تغییر جریان های بایاس طبقات تقویت کننده بهره، بهره را تقویت می کند. ولتاژ کنترلی V_C در محدوده $0 \sim 200\text{mV}$ تغییر می کند. در نتیجه اعمال ولتاژ کنترلی، ولتاژ گیت ترانزیستورهای MC_2 و MC_1 برابر $V_1 - V_C$ و $V_1 + V_C$ می شود. بر این اساس، برای جریان های I_{C1} و I_{C2} داریم: [14]

$$I_{C1} = \frac{1}{2} K'_{p1} \frac{w_{p1}}{L_{p1}} [V_S - (V_1 - V_C) - |V_{THp}|]^2$$

$$= \frac{1}{2} K'_{p1} \frac{w_{p1}}{L_{p1}} [V_S - V_1 - |V_{THp}| + V_C]^2$$

$$I_{C2} = \frac{1}{2} K'_{p2} \frac{w_{p2}}{L_{p2}} [V_S - (V_1 + V_C) - |V_{THp}|]^2$$

$$= \frac{1}{2} K'_{p2} \frac{w_{p2}}{L_{p2}} [V_S - V_1 - |V_{THp}| - V_C]^2$$

نسبت ترانزیستورهای MC_1 و MC_2 بگونه ای انتخاب می شود که در صورتیکه ولتاژ کنترلی V_C به مقدار ماکزیمم می رسد ترانزیستوری که جریان غالب را دارد در ناحیه اشباع باقی بماند. این تقویت کننده بهره متغیر باید عملکرد خطی بر حسب دسی بل داشته باشد. در نتیجه باید معادله شبیه نمایی را پیاده سازی کند. در مرحله طراحی تقویت کننده، بهره تقویت کننده با معادله (۴-۱۱) بیان شد که دوباره آن را تکرار می کنیم.

$$A_{ol} = g_{mMN7} \frac{1}{g_{mMN9}} = \frac{\sqrt{2K'_n(\frac{w_7}{l_7})I_{c1}}}{\sqrt{2K'_n(\frac{w_9}{l_9})I_{c2}}} = \sqrt{\frac{I_{c1}}{I_{c2}}}$$

اگر معادله های (۴-۱۳) و (۴-۱۴) را در معادله (۴-۱۵) جایگزین کنیم خواهیم داشت:

$$A_{ol} = \sqrt{\frac{I_{c1}}{I_{c2}}} = \sqrt{\frac{\frac{1}{2}K'_{p2}\frac{w_{p2}}{L_{p2}}[V_S-V_1-|V_{THp}|+V_C]^2}{\frac{1}{2}K'_{p1}\frac{w_{p1}}{L_{p1}}[V_S-V_1-|V_{THp}|-V_C]^2}} = \sqrt{\frac{\frac{w_{p2}}{L_{p2}}}{\frac{w_{p1}}{L_{p1}}}} \frac{1+\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}}{1-\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}} =$$

$$A_{ol} = K_m \frac{1+\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}}{1-\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}}$$

بر طبق مباحث مطرح شده در فصل ۳ که اگر $|x| \ll 1$ باشد در آن صورت $e^{2x} \approx \frac{1+x}{1-x}$ در آن صورت ماکزیمم مقدار V_C برابر با یک سوم مقدار $V_1-V_S-|V_{THp}|$ خواهد شد. با اعمال روش شبیه نمایی بر روی معادله (۴-۱۶) به معادله زیر می رسیم. [15]

$$A_{ol} = K_m \frac{1+\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}}{1-\frac{V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}} \approx K_m e^{\frac{2V_C}{V_1-V_S-|V_{THp}|}}$$

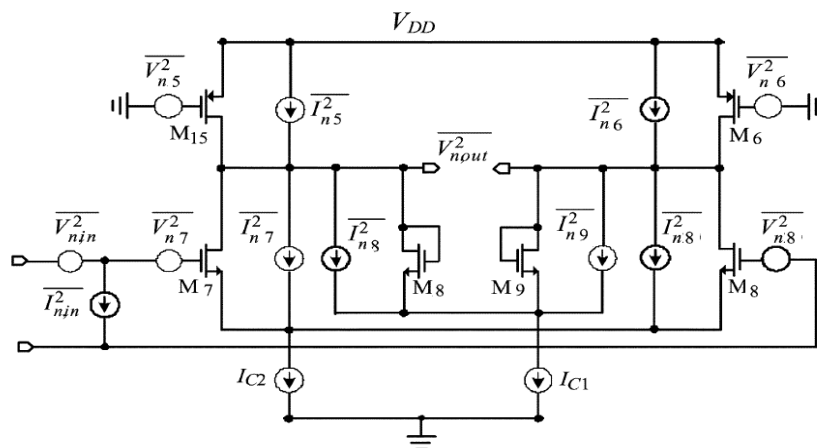
با اعمال تابع لگاریتمی بر روی سمت راست معادله (۴-۱۶) یک تابع خطی بین بهره دسی بلی و ولتاژ کنترلی بدست می آید. [14,15]

$$20\log_{10} A_{ol} = 20\log_{10} e^{Km \frac{2V_C}{V_1 - V_{S-}|V_{THP}|}} = CV_C$$

که C مقداری ثابت است.

آنالیز نویز

در مدار تقویت کننده بهره متغیر، نویز مدار تقویت کننده بهره متغیر غالب است و نویز مربوط به مدار مد مشترک و طبقه کنترل بهره نادیده گرفته می شود. اجزاء نویز مدار تقویت بهره در شکل ۴-۷ نشان داده شده است.



اجزاء نویز مدار تقویت کننده بهره متغیر

که در آن $\overline{V_{nin}^2}$ و $\overline{I_{nin}^2}$ بترتیب ولتاژ و جریان نویز رجوع داده شده نامیده می شود. نویز $1/f$ و نویز حرارتی ترانزیستورها بصورت منبع ولتاژ سری با گیت و منبع جریان موازی با درین - سورس مدل شده اند. [۱۳]

چون منابع نویز همبسته نیستند در نتیجه می توان از روش جمع اثار در آنالیز نویز استفاده کرد.

در نهایت ولتاژ نویز ارجاع داده شده به ورودی برابر است با:

$$\begin{aligned} \overline{V_{n,in}^2} = & \frac{16}{3} K_7 T \left(\frac{1}{g_{m-input}} + \frac{g_{m-load}}{g_{m-input}^2} \right) + \frac{16}{3} K_7 T \sqrt{\frac{K_5}{K_7} \left(\frac{1}{g_{m-input}^2} + \frac{g_{m-load}^2}{g_{m-input}^4} \right)} \\ & + \frac{2K_7}{C_{ox}(WL)_7 f} + \frac{2K_5}{K_{17} C_{ox}(WL)_5 f} \times \left(1 + \frac{g_{m-load}^2}{g_{m-input}^2} \right) + \frac{2K_7}{C_{ox}(WL)_7 f} \\ & \times \frac{g_{m-load}^2}{g_{m-input}^2} \end{aligned}$$

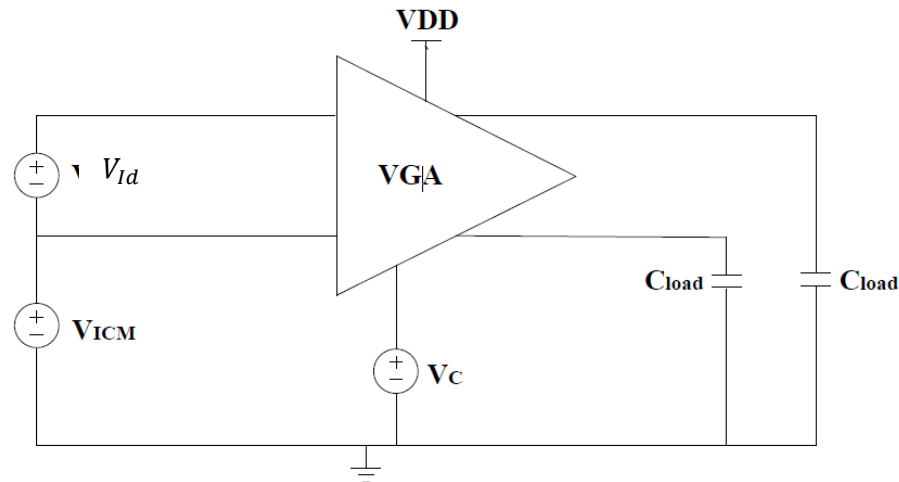
معادله (۴-۱۸) نشان می دهد که در صورتیکه هدایت انتقالی ورودی ماکزیمم و هدایت انتقالی خروجی مینیمم گردد در آن صورت ولتاژ نویز رجوع داده شده به ورودی به حداقل می رسد و از طرفی بهره برعکس این حالت است. [12]

شبیه سازی

بعد از محاسبات و طراحی تقویت کننده بهره متغیر و شبیه سازی آن در Hspice در مرحله بعد عملکرد طراحی از طریق شبیه سازی مورد بررسی قرار می گیرد. در این مرحله عملکردهای مختلف مدار مثل عملکرد AC و DC و غیره مورد بررسی قرار می گیرد.

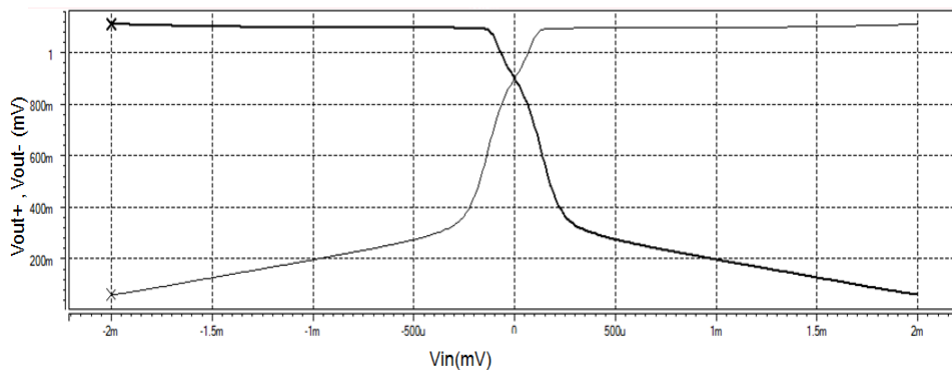
عملکرد DC

در بررسی عملکرد DC مدار، پارامترهای مشخصه انتقالی تفاضلی، توان مصرفی کل مدار بر حسب دما و سوئینگ خروجی شبیه سازی می گردد. برای اینکار تقویت کننده بهره متغیر را به صورت شکل زیر می بندیم و خازنهای بار را در حدود 10pF در نظر می گیریم.



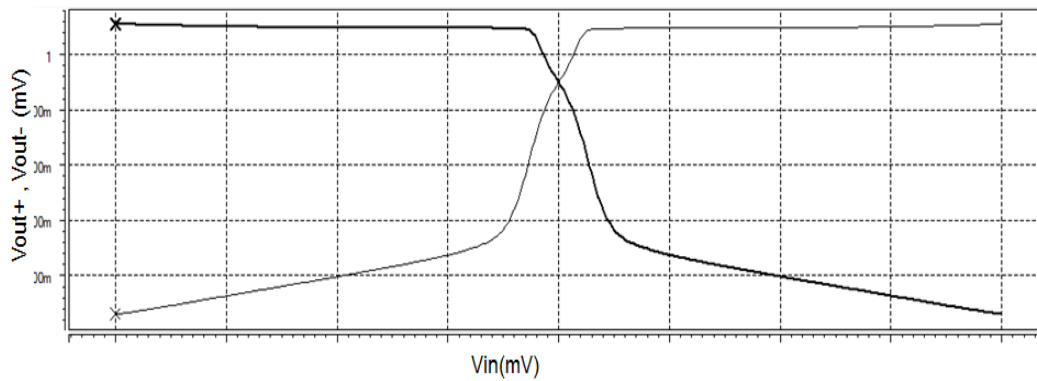
مدار مورد استفاده برای بررسی عملکرد DC مدار

ابتدا مشخصه انتقالی مدار را ترسیم میکنیم. برای این کار یک ولتاژ تفاضلی با مقدار -2mV تا 2mV در حضور سیگنال مشترک 900mV به تقویت کننده اعمال میکنیم. و ولتاژهای خروجی را بر حسب سیگنال تفاضلی در دمای 27°C سانتی گراد مطابق شکل زیر شبیه سازی مینماییم. [12]

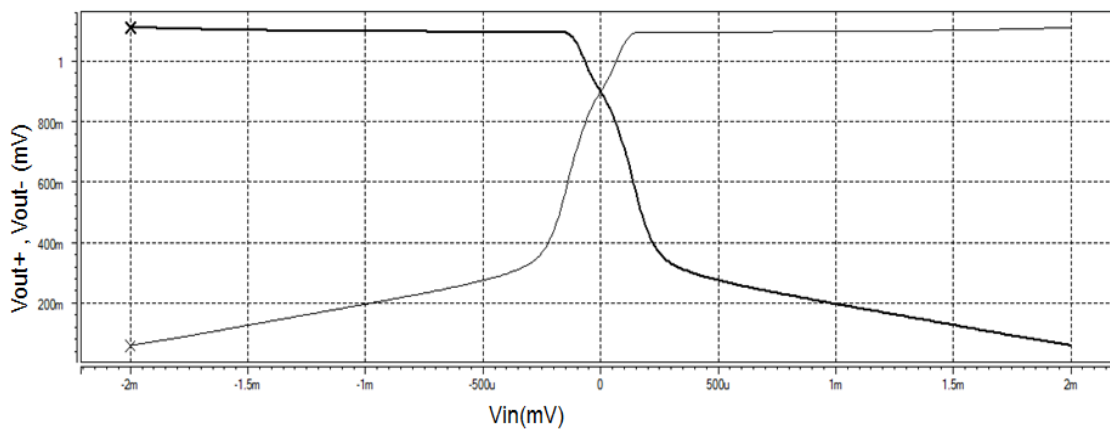


مشخصه انتقالی در دمای 27°C سانتی گراد

همانگونه که مشاهده می شود تقویت کننده در رنج -300 میکرو ولت تا 160 میکرو ولت تقریباً خطی عمل میکند و گین مدار در رنج فوق از روی شکل محاسبه شده و برابر 30.33 می باشد. شبیه سازی فوق در دماهای 125°C و -55°C درجه نیز شبیه سازی شده که در شکل های زیر نمایش داده شده اند.

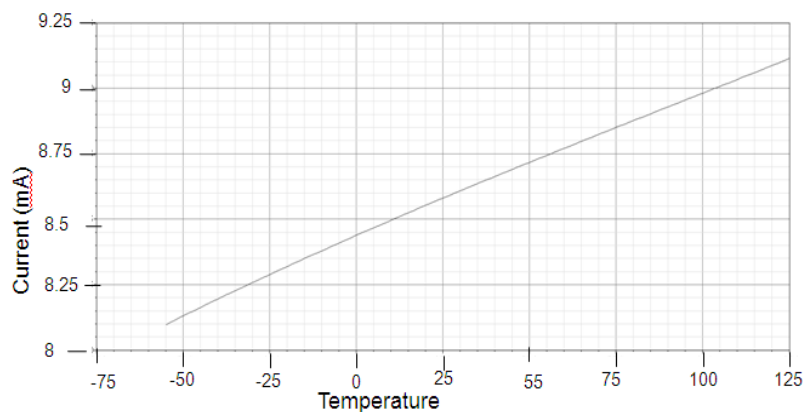


مشخصه انتقالی در دمای ۱۲۵ درجه سانتیگراد



مشخصه انتقالی در دمای ۵۵- درجه سانتیگراد

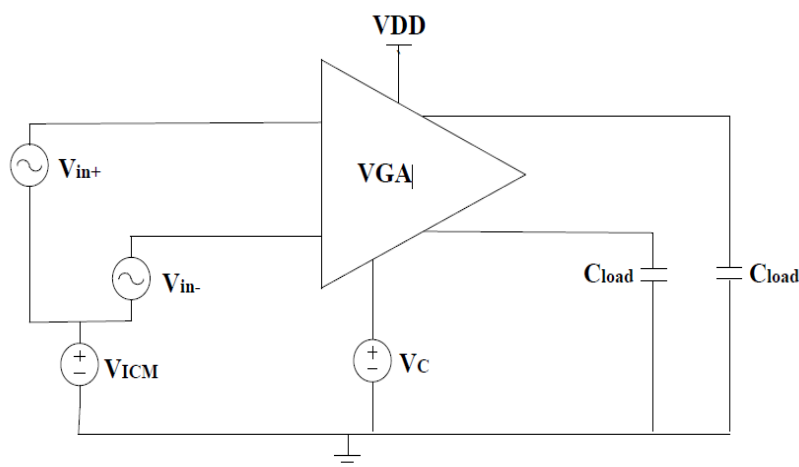
دیگر عملکرد DC مهم توان مصرفی کل مدار بر حسب دما است. برای این منظور جریان dc کل مدار را بر حسب تغییرات دما از ۵۵- تا ۱۲۵ درجه شبیه سازی می کنیم که نتیجه شبیه سازی در شکل (۴-۱۴) نشان داده شده است. شبیه سازی نشان می دهد که با تغییر دما توان مصرفی افزایش می یابد.



تغییرات جریان dc کل مدار تقویت کننده بهره متغیر بر حسب تغییرات دما از -55 تا ۱۲۵ درجه سانتیگراد

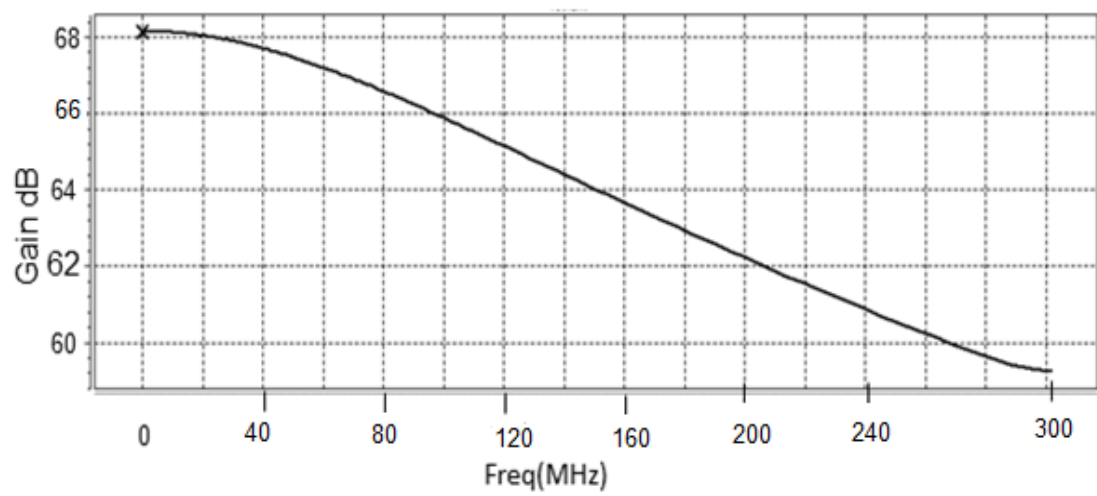
عملکرد AC

به منظور بررسی عملکرد AC تقویت کننده بهره متغیر پیشنهادی، تقویت کننده را بصورت شکل (۴-۱۵) می‌بندیم.

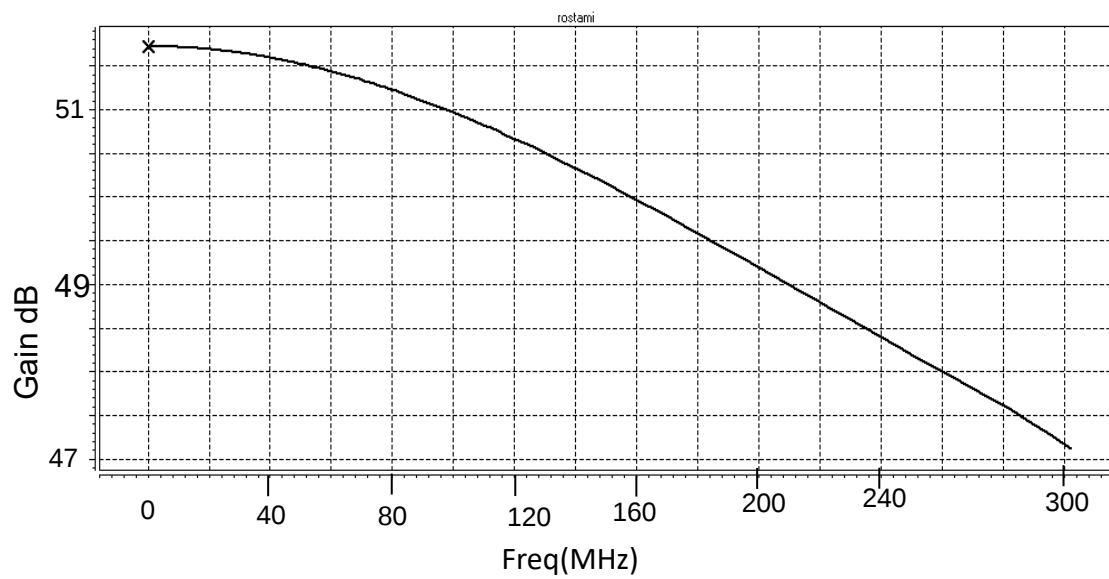


مدار استفاده شده برای بررسی عملکرد AC

بهره 3dB در دماهای مختلف شبیه سازی می‌شود.

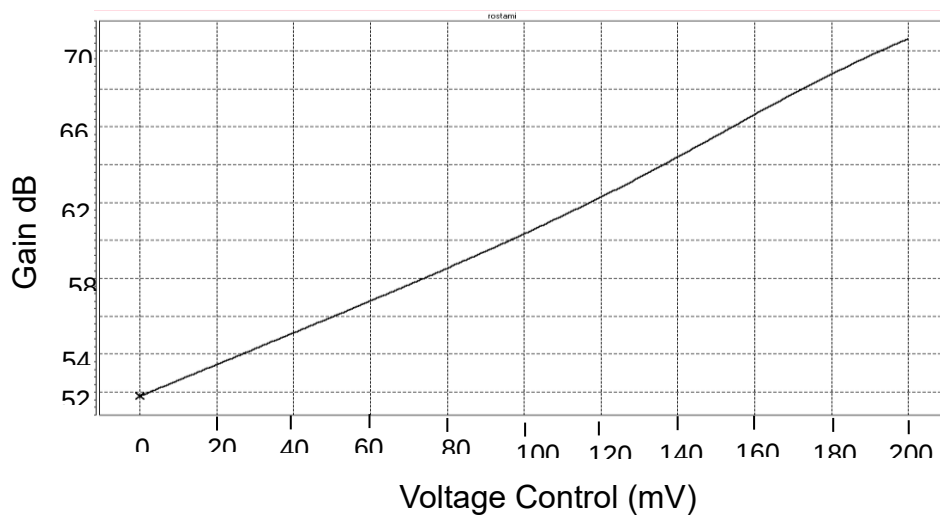


نمودار بود بهره بالا

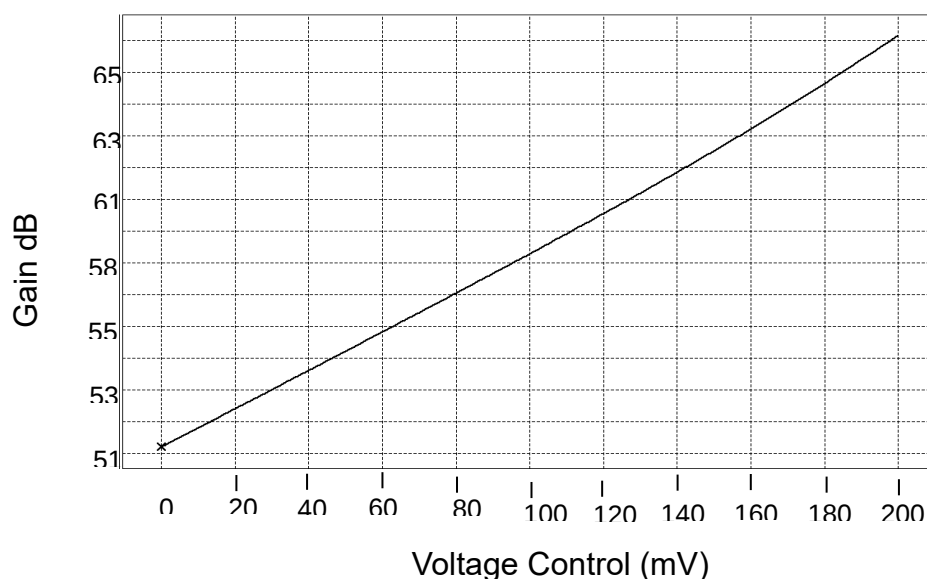


نمودار بود بهره پایین

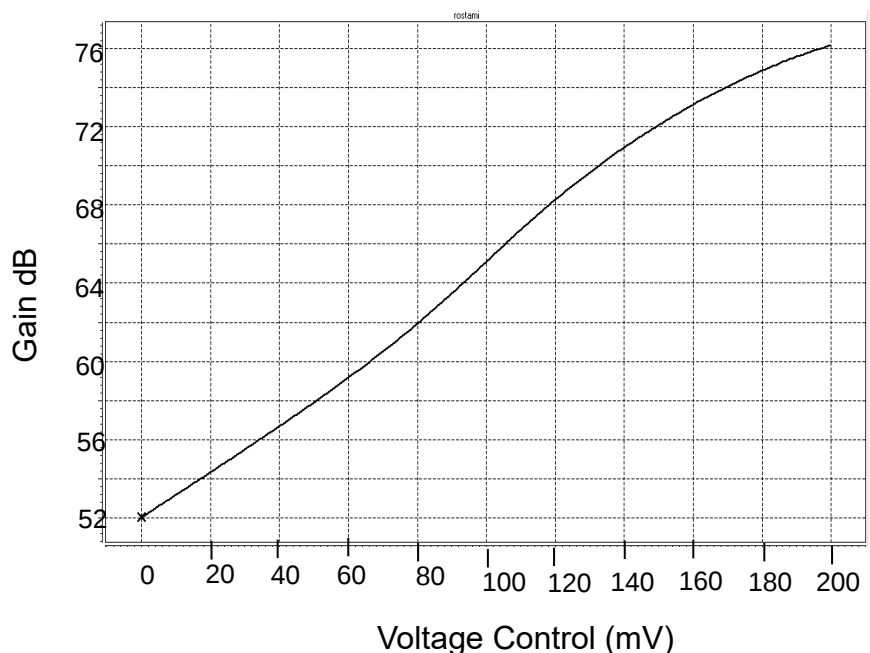
تقویت کننده بهره متغیر دارای پهنای باند مناسب در حدود 125MHz در بهره بالا و 225MHz در بهره پایین است. شبیه سازی بودی رنج تغییرات بهره با تغییرات ولتاژ کنترل است. این تغییرات باید بر حسب دسی بل خطی باشد. این شبیه سازی نشان می دهد که با تغییر ولتاژ کنترلی از 0V تا 200mV، بهره از 48dB (340) تا 71dB (3400) تغییر می کند.



تغییرات بهره دسی بلی بر حسب تغییر ولتاژ کنترل از 0V تا 200mV در دمای ۲۷ درجه سانتیگراد



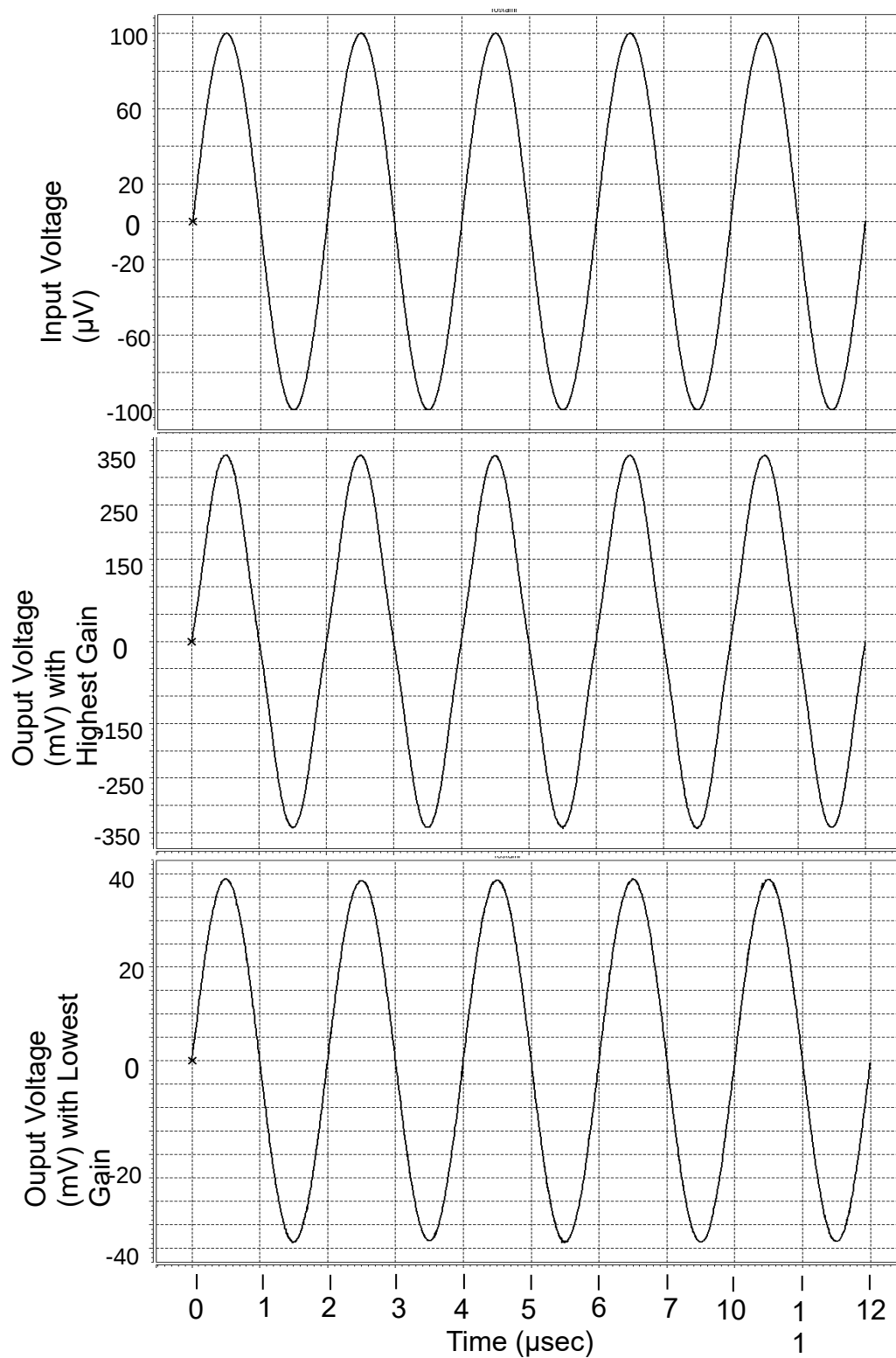
تغییرات بهره دسی بلی بر حسب تغییر ولتاژ کنترل از 0V تا 200mV در دمای ۱۲۵ درجه سانتیگراد



تغییرات بهره دسی بلی بر حسب تغییر ولتاژ کنترل از 0V تا 200mV در دمای ۵۵- درجه سانتیگراد

آنالیز زمانی

برای آنالیز زمانی تقویت کننده، تقویت کننده را در دو بهره بیشترین و کمترین مقدار که بترتیب با ولتاژ کنترلی $V_c=0V$ و $V_c=200mV$ حاصل می شود، قرار داده و ورودی سینوسی برابر با $V_{in}=100\mu V$ به آن اعمال می کنیم. شکل (۴-۲۱) خروجی آنالیز زمانی را نشان می دهد. بهره بیشترین برابر $Gain=3400$ و بهره کمترین برابر با $Gain=390$ می باشد.



آنالیز زمانی تقویت کننده بهره متغیر، نمودار اول ورودی تقویت کننده، نمودار دوم خروجی به ازای

بیشترین بهره $\text{Gain}=3400$ و نمودار سوم خروجی به ازای کمترین بهره $\text{Gain}=390$

نتیجه گیری

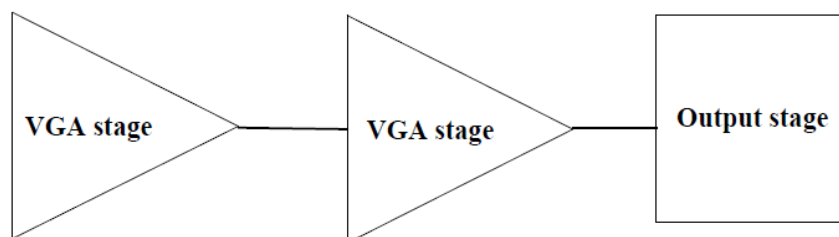
بر طبق مطالب ارائه شده در این پژوهش مهمترین چالش طراحی تقویت کننده های آنالوگ بهره متغیر با کمک تغییر هدایت انتقالی، کم بودن محدوده dB خطی آنها می باشد. علت کم بودن محدوده تغییرات dB خطی این تقویت کننده ها به محدودیت ساخت تابع نمایی با کمک تکنولوژی CMOS بر می گشت. همان طور که اشاره گردید به دلیل رفتار ترانزیستور MOS در ناحیه معکوس قوی که یک رابطه خطی یا توان دومی است. تحقق تابع نمایی با کمک این تکنولوژی با روش های بسط سری تیلور، استفاده از رابطه شبه نمایی و یا ترکیبی از این دو روش انجام می شد. توابع کنترلی که به کمک هر یک از این روش ها بدست می آید دارای رفتار نمایی محدود بود. برخلاف محدوده رفتار نمایی کم توابع کنترلی موجود، در سیستم های مخابراتی برای تقویت کننده بهره متغیر محدوده تغییرات زیاد بهره لازم است. معمولاً در سیستم های مخابراتی در قسمت IF از چند طبقه از این تقویت کننده بهره متغیر به صورت پشت سر هم استفاده می شود تا نیاز سیستم را مرتفع سازد. پیامد این کار مصرف توان زیاد و سطح چپ زیاد است. در این پایان نامه طراحی کامل یک تقویت کننده بهره متغیر تفاضلی آنالوگ، با کمک تغییر هدایت انتقالی که دارای محدوده تغییرات وسیع بهره است در تکنولوژی CMOS ارائه گردید. در این تحقیق با ارائه تابع کنترلی جدید و پیاده سازی آن رسیدن به محدوده بهره وسیع با تعداد طبقات کم برآورده شده است.

تابع کنترلی جدید به کمک تکنولوژی CMOS پیاده سازی شد. برای تحقق این تابع همان طور که در فصل چهارم بیان شد، از یک بلوک تقریب e^{ax} و e^{-ax} ، دو بلوک ضرب کننده جریان و دو بلوک مجذور کننده استفاده شد. با کمک این بلوک ها ولتاژ کنترلی اعمال شده به دو جریان متغیر با این ولتاژ تبدیل می شوند. نسبت تقسیم دو جریان متغیر ایجاد شده، تابع کنترلی جدید را می دهد. بنابراین با پیشنهاد دادن مداری که با نسبت این دو جریان متغیر کار کند یک تقویت کننده بهره متغیر وسیع تحقق یافت. تقویت کننده بهره متغیر سازگار با این تابع، از دو طبقه بهره متغیر و یک طبقه بافر تشکیل شده است. طبقات بهره متغیر استفاده شده، دارای ساختار یکسان با اختلافات جزئی نسبت به یکدیگر می باشند. در هر کدام از این طبقات از یک تقویت کننده chery hooper به همراه یک مدار CMFB استفاده شده است. در ادامه توضیح داده شد که تقویت کننده chery hooper از ساختار متداول تقویت کننده chery hooper به همراه ترانزیستورهای دیودی تشکیل شده است. در ادامه به معرفی مدار CMFB استفاده شده در طبقه بهره متغیر اشاره کردیم و نشان دادیم که هدف استفاده از مدار CMFB، ثابت نگه داشتن ولتاژ بایاس خروجی طبقه بهره متغیر است. همچنین بیان کردیم که ثابت نگه داشتن ولتاژ خروجی از دو جهت حائز اهمیت بود. اول آنکه از آنجا که برای تغییر بهره در طبقات بهره متغیر، جریان بایاس تغییر داده می شد لذا ممکن بود که به ازای تغییر دادن جریان بایاس ترانزیستورهای طبقه خروجی از ناحیه اشباع خارج شده و مدار از ناحیه کار عادی خارج شود. بنابراین لازم بود که این ولتاژ بر روی مقدار مشخصی ثابت شود که به ازای این ولتاژ مطمئن شویم که همه ترانزیستورهای طبقه جریان متغیر در حالت اشباع باقی می ماند و از طرف دیگر ولتاژ DC خروجی در حقیقت ولتاژ بایاس طبقه بعد را نیز تامین می کند که برای داشتن عملکرد مشخص طبقه بعد باید دارای ولتاژ DC ثابت باشد. بنابراین با داشتن این دو محدودیت برای مقدار DC خروجی، ما یک نقطه DC خروجی را انتخاب کرده ایم که علاوه بر اینکه این دو شرط را برآورده می کند، به بیشترین محدوده تغییرات خروجی نیز دست یافته ایم. سپس به اختلاف جرئی که در دو طبقه بهره متغیر ارائه شده بود پرداختیم. با توجه به محدوده وسیع تغییرات بهره، کاهش پهنای باند اجتناب ناپذیر خواهد بود. بنابراین تکنیک هایی در طراحی تقویت کننده بهره متغیر مورد توجه قرار گرفت تا به افزایش پهنای باند کلی تقویت کننده بهره متغیر کمک کند. از بین تکنیک های متنوع موجود تکنیک خنثی سازی خازنی مورد توجه قرار گرفت به خاطر آنکه، قطب موجود در گره بین دو طبقه بهره متغیر، قطب غالب سیستم را تشکیل

می داد لذا از این تکنیک در طبقه دوم استفاده شد تا مقدار بار خازنی در این گره را کاهش دهد. سپس با انجام شبیه سازی مداری کارایی این روش مورد بررسی و ارزیابی قرار گرفت و مشخص شد که به کمک این روش و بدون افزایش مصرف توان می توان پهنای باند تقویت کننده بهره متغیر کلی را بهبود داد.

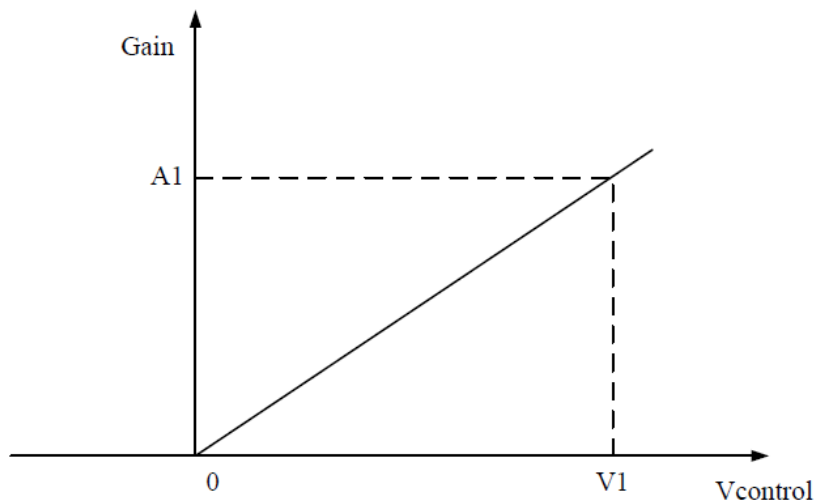
پیشنهادهای

گرچه تقویت کننده طراحی شده دارای مشخصات طراحی مورد نیاز است اما چند ویژگی آن قابل اصلاح است که بدین وسیله کارایی آن بهبود خواهد یافت. سه طبقه این تقویت کننده کاملاً مشابه اند و سوئینگ خروجی تقویت کننده بهره متغیر محدود شده است. در نتیجه اگر ولتاژ ورودی طبقه اول بزرگ باشد خروجی طبق سوم براحتی اشباع خواهد شد. این مشکل را می توان بوسیله استفاده از طبقه خروجی متفاوت حل نمود. هر یک از طبقات دارای بهره خطی بر حسب دسی بل هستند. اضافه کردن طبقه ای در خروجی با بهره ثابت می تواند بدون تاثیر بر خاصیت خطی کل تقویت کننده باشد. شکل (۵-۱) بلوک دیاگرام تقویت کننده بهره متغیر با طبقه اضافه شده در خروجی است.

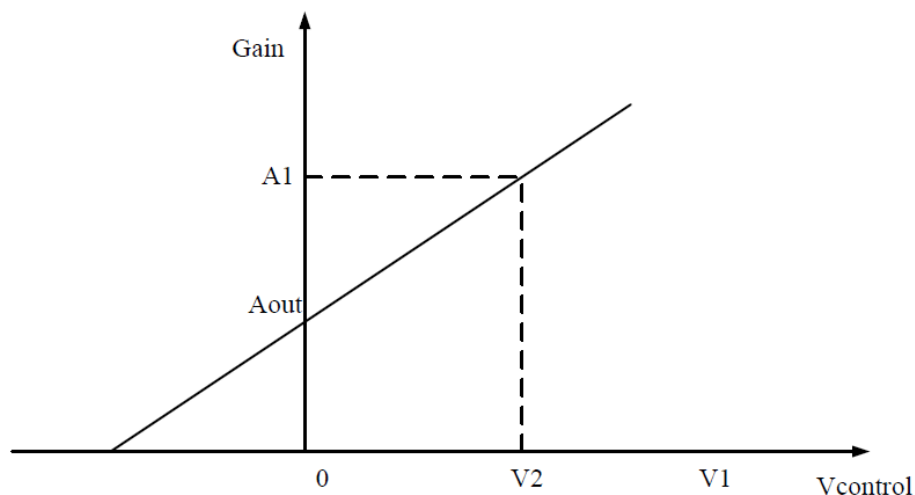


تقویت کننده بهره متغیر با طبقه خروجی

دیگر مزیت طبقه بهره ثابت اضافه شده بر تقویت کننده بهره متغیر، کاهش اعوجاج است. در شبیه سازی فهمیدیم که اگر دامنه ورودی بزرگ باشد در خروجی اعوجاج حاصل می گردد که در اثر محدودیت سوئینگ خروجی است. پس در صورتیکه سوئینگ خروجی بقدر کافی بزرگ باشد در آن صورت اعوجاج کاهش می یابد. مهمترین دلیل برای استفاده از طبقه خروجی با بهره ثابت، بهبود یافتن خاصیت خطی بهره تقویت کننده بهره متغیر است. خاصیت خطی تقویت کننده بهره متغیر با طبقه بهره ثابت و بدون آن در شکل (۵-۲) و (۵-۳) نشان داده شده است. هدف از اضافه کردن طبقه بهره ثابت به تقویت کننده بهره متغیر، تبدیل تغییرات خطی دسی بلی نشان داده شده در شکل (۵-۲) به تغییرات شبه خطی دسی بلی نشان داده شده در شکل (۵-۳) است.



نمودار تقویت کننده بهره متغیر پیشنهاد شده



نمودار تقویت کننده بهره متغیر بهبود یافته

منابع

- [1] J. Smith, "Modern Communication Circuits," United State of America: McGraw-Hill Inc, 1986.
- [2] L. Chen, "A Low Power, High Dynamic Range, Broad Band Variable Gain Amplifier for an Ultra Wideband Receiver". Texas A&M University Dissertation, May 2006.
- [3] J. M. Khoury, "On the Design of Constant Settling Time AGC Circuits," *IEEE Transactions on Circuits and Systems-II: Analog and Digital Signal Processing*, vol. 45, no. 3, March 1998.
- [4] S. Krishnanji, "Design of a Variable Gain Amplifier for An Ultra Wideband Receiver". Texas A&M University Dissertation, August 2005.
- [5] T. Cao, "A Variable Gain Amplifier for Wide Temperature Applications". University of Arkansas Ph.D. Dissertation, May 2007.
- [6] B. Razavi, "Design of Analog CMOS Integrated Circuits," Second Edition, Upper New York, NY: McGraw-Hill Inc, 2001.
- [7] Q. Duong, "A 90dB 1.32mW 1.2V 0.13mm² Two-stage Variable Gain Amplifier in 0.18um CMOS," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. E91-C, no. 5, May 2008.
- [8] P. E. Allen; D. R. Holberg "CMOS Analog Circuit Design," Second Edition, New York, NY: Oxford University Press, Inc., 2002.
- [9] <http://www.trendcomms.com/multimedia/training/broadband%20networks/web/main/copper/Theme/Appendix%201/Why%20Use%20Decibels.html>
- [10] I. Martinez, "Automatic Gain Control (AGC) Circuits Theory and Design". University of Toronto Term Paper, Fall 2001.
- [11] Q. Duong, "Ultra Low-Voltage and Low-Power dB-linear V-I Converter Using Composite NMOS Transistors," *Electronic Devices and Soli-Stage Circuits*, vol., no., pp.101-104, 2003.
- [12] Q. Duong, "A 35 dB-Linear Exponential Function Generator for VGA and AGC Applications," *Design Automation Conference*, vol., no., pp.304-309, 2004.
- [13] I. Escorcia, "Design of a High Temperature Fully-differential CMOS Amplifier in Silicon-on-Insulator". University of Arkansas MSEE Thesis, August 2010.
- [14] A. Hastings, "The Art of Analog Layout," Second Edition, Upper Saddle River, NJ: Pearson/Prentice Hall, 2006.
- [15] M. Burns; G. W. Roberts, "An Introduction to Mixed-Signal IC Test and

Measurement," New York, NY: Oxford University Press, 2001.

Amplifier design with variable gain without increasing power consumption and bandwidth

Ali Dost Rostamizadeh *, Azita Rostamizadeh *

Abstract:

In this research, the challenges of variable interest boosters are categorized. Then we will explain the introduction of the important and dominant features in variable gain amplifiers, which are responsible for providing linear decibel gain changes, and after categorizing these features, we will implement the special pseudo-exponential mathematical model introduced in a circuit. did

Keywords: amplifier, variable gain, dB, signal.