

集積電子回路
2022年11月 1日
11月 8日
11月15日

電気電子工学特別講義Ⅱ

回路設計論 3.回路屋の身だしなみ

ザインエレクトロニクス株式会社
源代 裕治
yuji.gendai@gunma-u.ac.jp

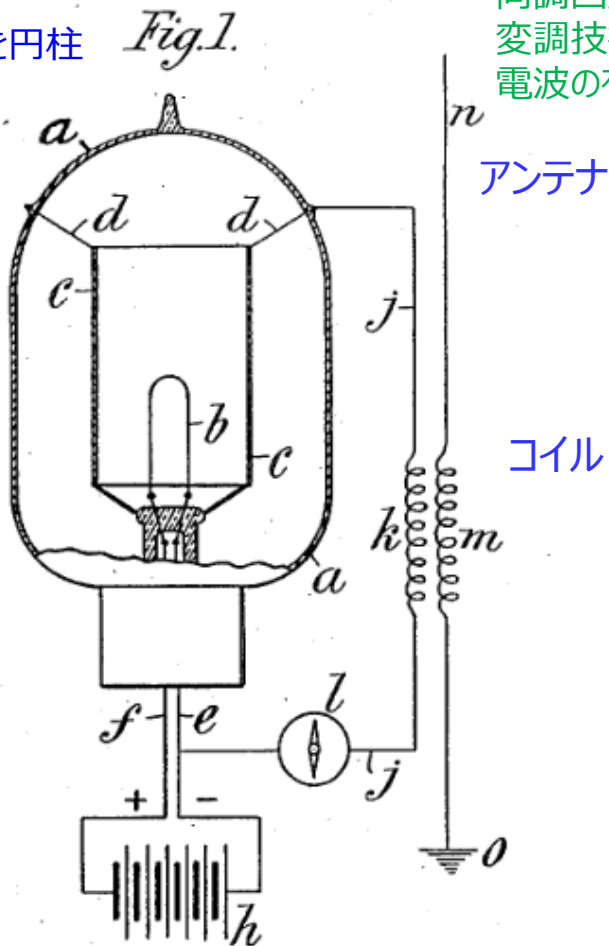
第1章 能動素子の変遷

真空管、トランジスタ、MOS

主役が交代する時期に教科書は、従来主役に接ぎ木するように新主役を登場させざる得なかった。今の我々は長く続いているCMOS時代にいるので、CMOSのみを想定して作られた教科書も多くなっている。それはそれですっきりするのだが、我々は歴代主役たちの個性を眺めことで、『能動素子(あるいは『従属ブランチ』)』の理解を深めよう。

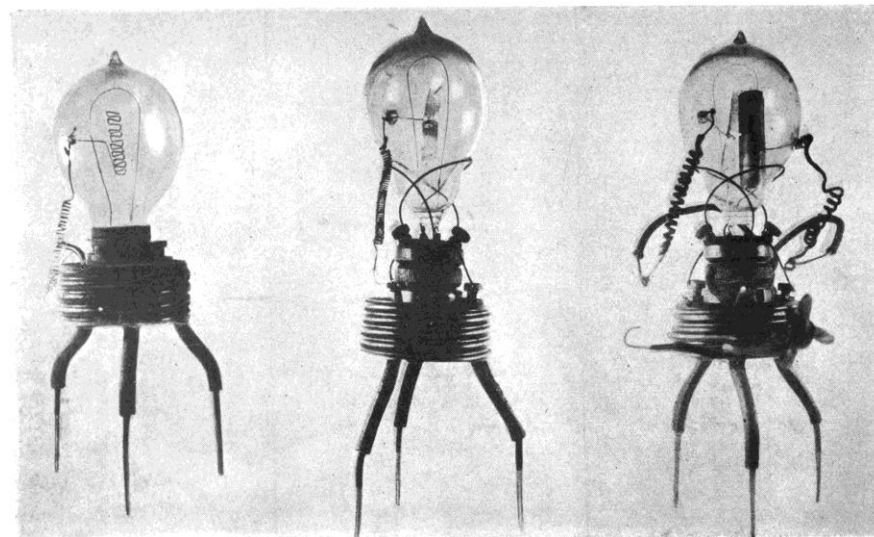
なお実際には、ずっと沢山の素子が登場したが、主役になれないまま忘れ去られてしまった。主役だけではドラマにならないのも事実だが、ここでそれらを追うことは断念しよう。

フィラメントbを円柱cが囲む構造



同調回路はまだ発明されていない。
変調技術もまだ発明されていない。
電波の有無でモールス信号を伝えていた。

Fleming valves



http://en.wikipedia.org/wiki/File:Fleming_valves.jpg

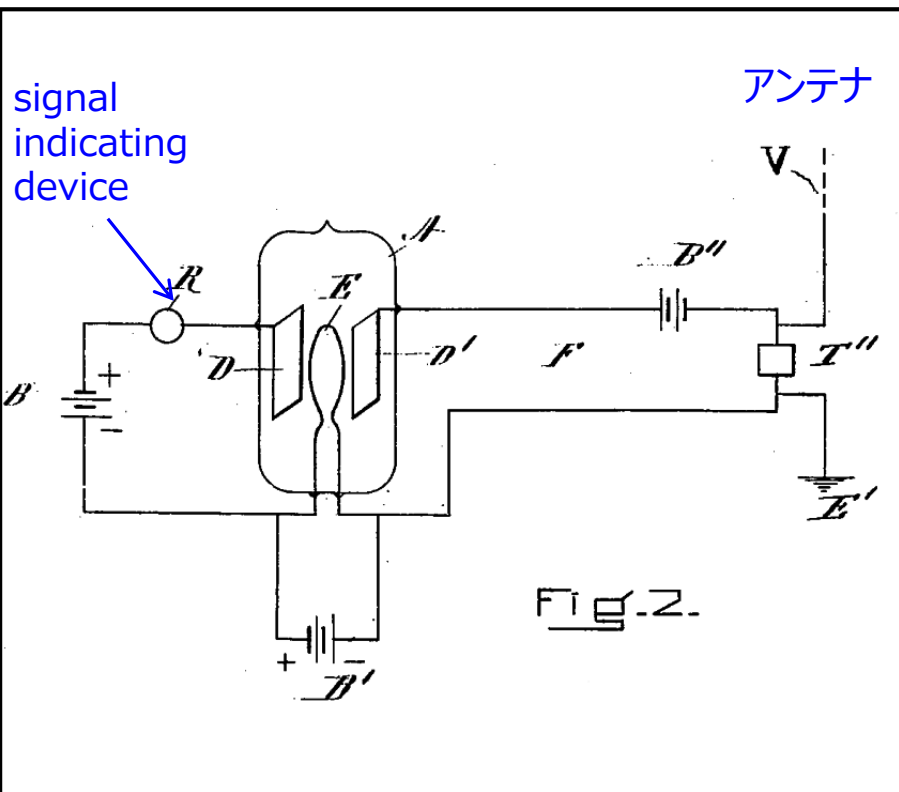
写真ではフィラメントが1ターンのループになっており、陽極はその中央にある。左の特許図とは異なる構造のようだ。

J. A. Fleming, "Instrument for Converting Alternating Electric Currents into Continuous Currents," US Patent Number 803,684, patented Nov. 7, 1905

DeForestのAudion

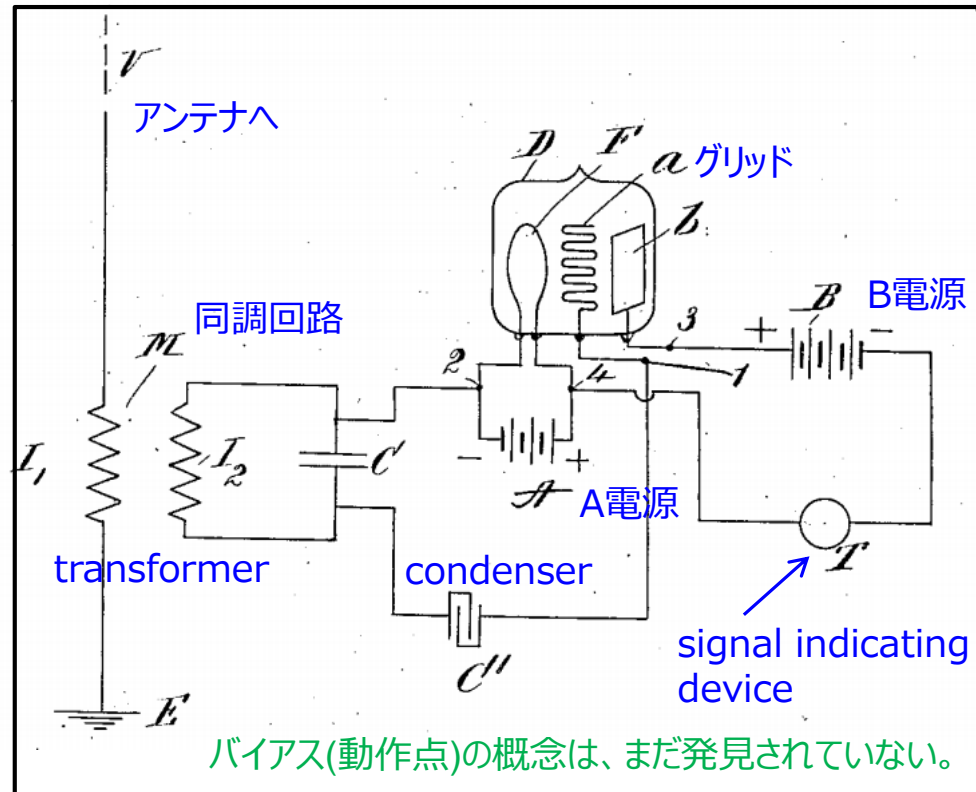
Audion

1907



3極管

1908



エレクトロニクス時代の先鞭をつけたDeForestは、発明起業家であったが、会社を育てることに失敗した。Armstrongらによって開拓された3極管理論は、最後まで理解できなかったのではないかとされている。

L. De Forest, "Device for Amplifying Feeble Electrical Currents," US Patent No. 841,387, patented Jan. 15, 1907

L. De Forest, "Space Telegraphy," US Patent No. 879,532, patented Feb. 18, 1908

初期の真空管

101D

発明当初、真空管内で電気を伝えるものは残留ガスではないかと想像されていた。真空中でも電流が流れること、むしろ高真空の方が、特性が良く寿命も長くなることが解明されて、右図の101Dのような高真空の真空管が開発された。

右図からは、当時の真空管が真空管記号そっくりの構造であったことが見て取れる。日本語で真空管を「球」というのも、この形状から来たものかもしれない。

その脚注には、「1926年までに既に12年間、電話の中継器に使われて、それまで製造された最も高信頼で長寿命だった」と記されている。

出展

“A History of Engineering & Science in the Bell Systems, Electronic Technology 1925-1975,”
AT&T Bell Laboratories

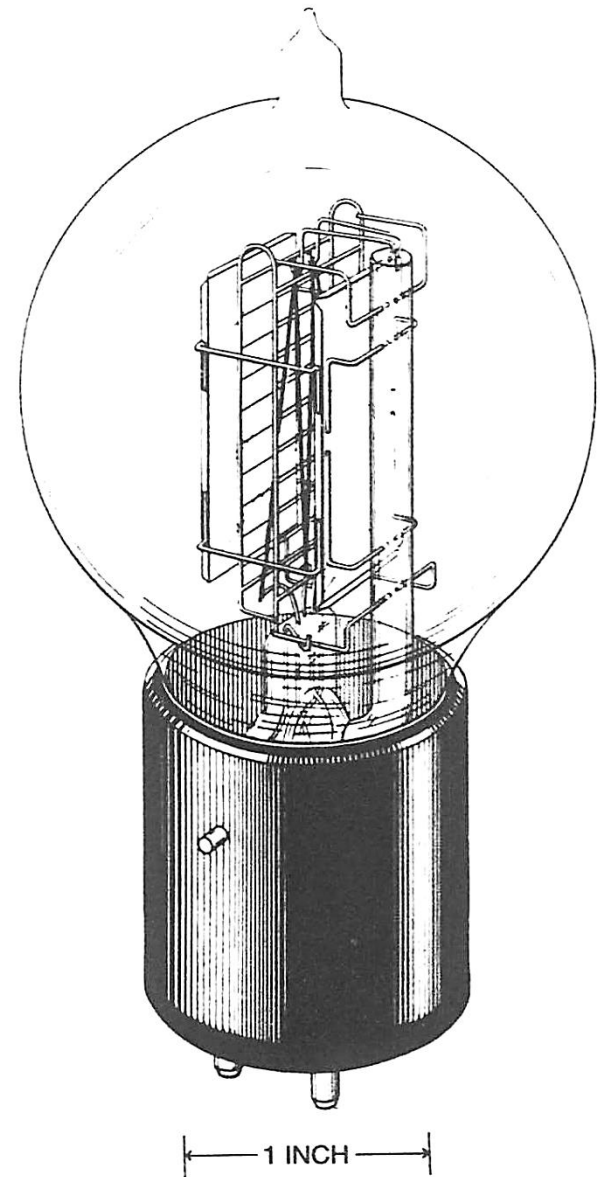


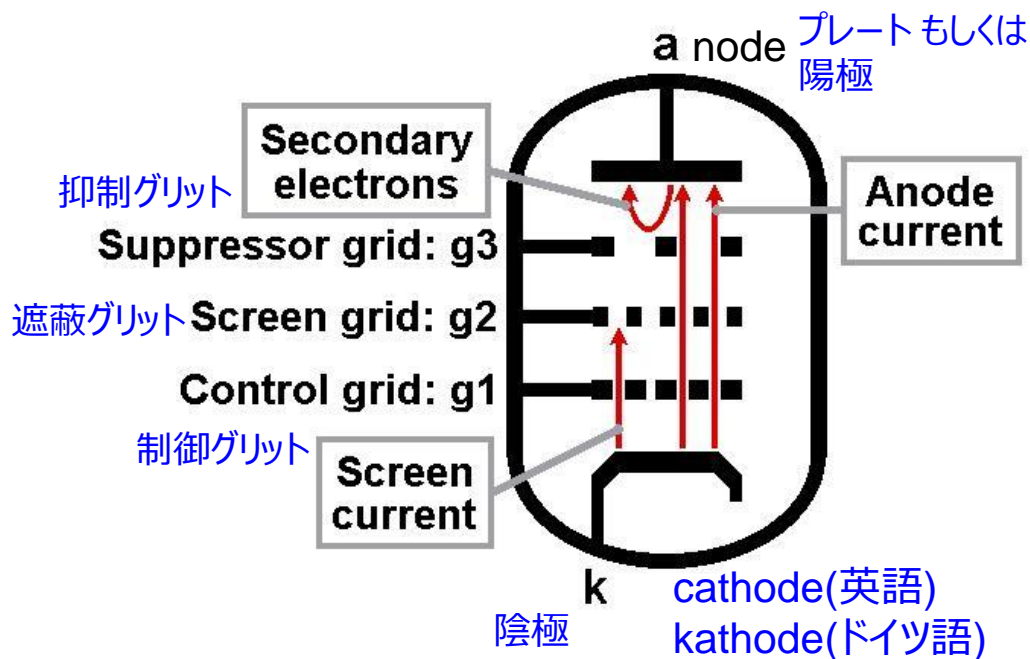
Fig. 3-1. The 101D high-vacuum triode. By 1926, when the tube had been in use for 12 years, it was the most reliable and long-lived tube ever produced. It was used in telephone repeaters.

真空管極数の増加

極数	英語名	発明者と当初の命名	公開年
2極管	diode	Fleming / Valve	1905
3極管	triode	DeForest / Audion	1907
4極管	tetrode	Schottky / Screen Grid Tube	1915
5極管	pentode	Holst, Tellegen / Round	1926/1927

control gridだけだと3極管に、screen gridを追加すると4極管に、さらにsuppressor gridを追加すると5極管になる。

極数の増加は、5極管で一応完了する。6極管は寡聞にして知らず。ラジオ受信機では初段に7極管が広く用いられていたが、数ある特殊真空管の一種と見なして良いだろう。



<http://www.valvewizard.co.uk/pentode.html>

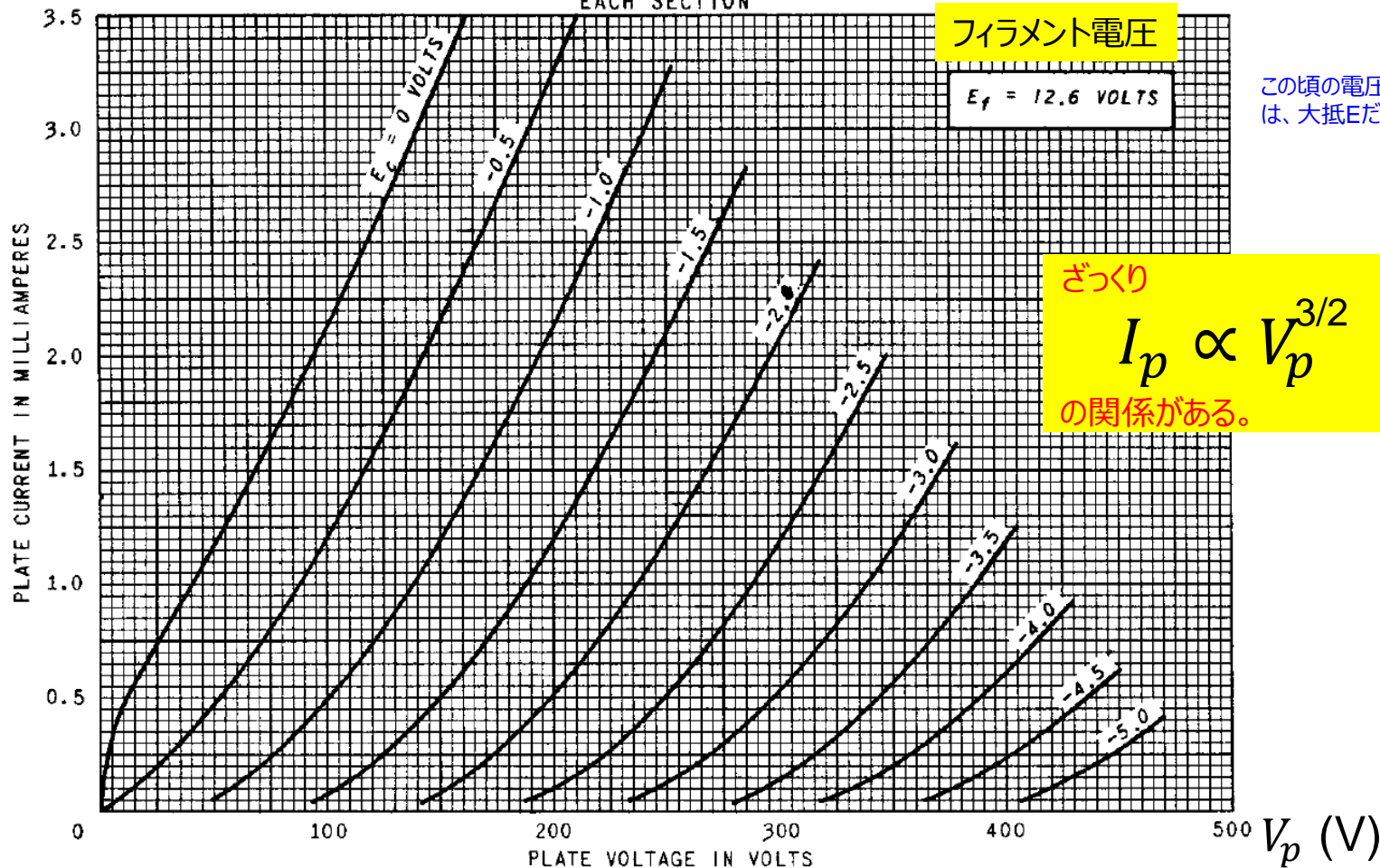
3極管のIV特性

12AX7

I_p (mA)

AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

EACH SECTION

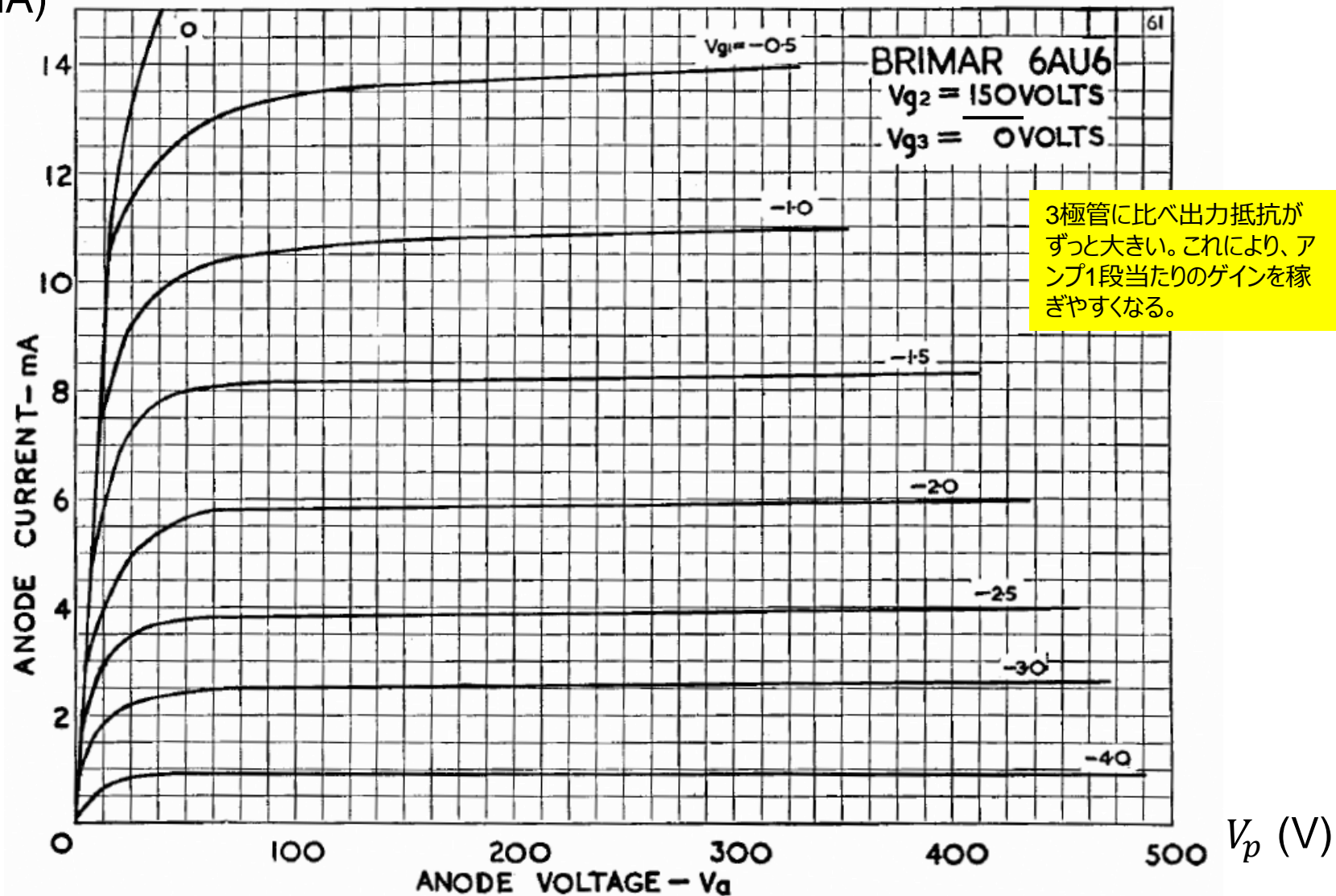


General Electric ET-T509A dated 2-51

5極管のIV特性

6AU6

I_p (mA)



真空管外形の変遷

歴史的には勿論、色々な形状が量産されましたが、

ST管
(6ZDH3A)

電極上部がマイカ
(雲母)で固定され
ている。

この銀色はゲッターと
呼ばれる金属で、球の
内側のガラスに蒸着され
ている。その過程で管内
のガスを吸収することで、
真空度を改善する。

ベース
(ベークライト等)
ピンにかかる荷重
を受け持つ

GT管
(6SQ7-GT)

MT(ミニチュア)管
(6AV6)

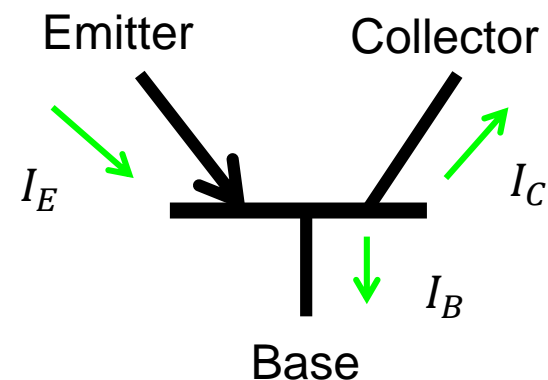
ピンの荷重を、直
接ガラスが受ける
構造

<http://www.japanradiomuseum.jp/MTsuper.html>

トランジスタの発明

のちにMOSトランジスタと区別するため
バイポーラトランジスタと呼ばれるようになる。

1947年12月23日に発明された最初のトランジスタ（複製品）

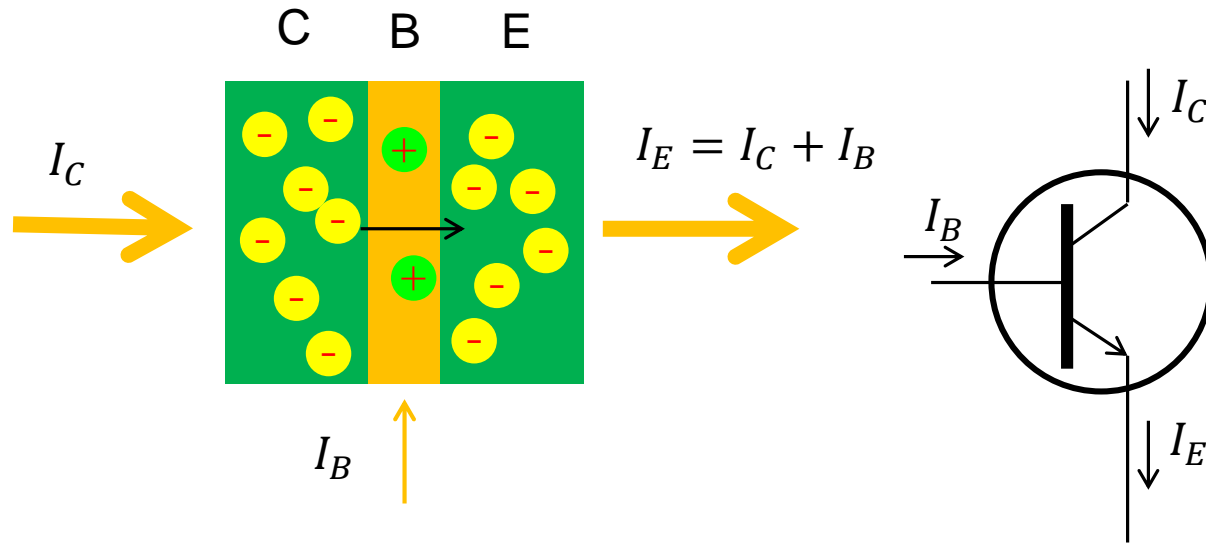


I_B の β 倍が I_C になるという
電流増幅素子である。

<https://clintonwhitehouse4.archives.gov/Initiatives/Millennium/capsule/mayo.html>

少数キャリアによる多数キャリアの制御

NPN Trの場合



Tr記号で全体を囲む○が省略される事は当初なかった。今は省略される方が普通になっている。多分IC屋の仕業だろう

Collectorから入った大部分のキャリアは、そのままBaseを乗り越えてEmitterから出力される(ように作る)。不思議なことに、Baseを通過するキャリア量は、Baseに注入する電流を少し変えるだけで大きく(h_{fe} 倍)変化させられる。とまかくBaseは薄ければ薄いほど高性能にできる。

なお、動作原理からは $I_C = h_{fe} I_B$ と $I_E = (h_{fe} + 1) I_B$ が本質と思われるが、IC回路では主にIV関係

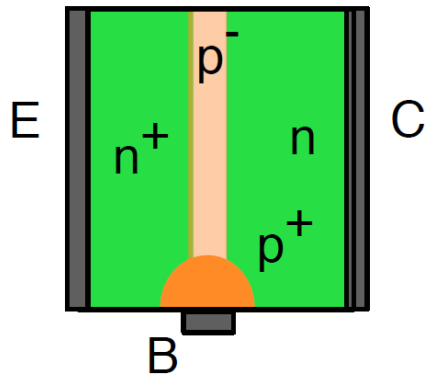
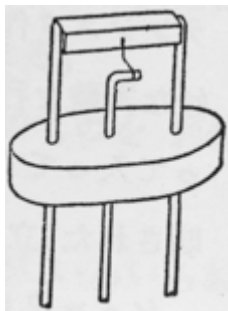
$$V_{BE} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_C}{I_S}$$

IC以前は電流値そのものよりは、変化量の関係(局所線形化)に設計の主眼が置かれていた。

を利用して設計する。アナログ回路の大家であるBarrie Gilbertさんはベース電流 I_B を、バイポーラ素子の必要悪と見なしさえしている。 [トランジスタ技術 2020 4月号 p.117](#)

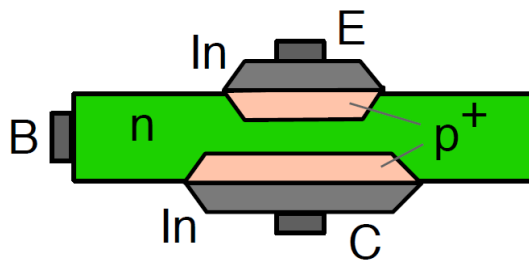
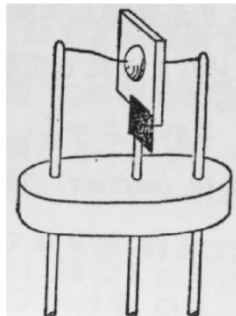
薄いBaseから、どうやって電極を出すか？

成長型
grown-junction



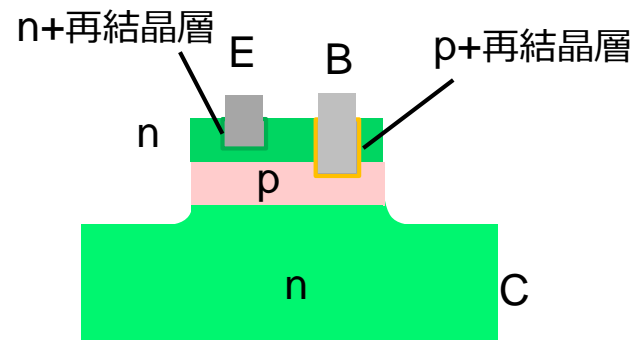
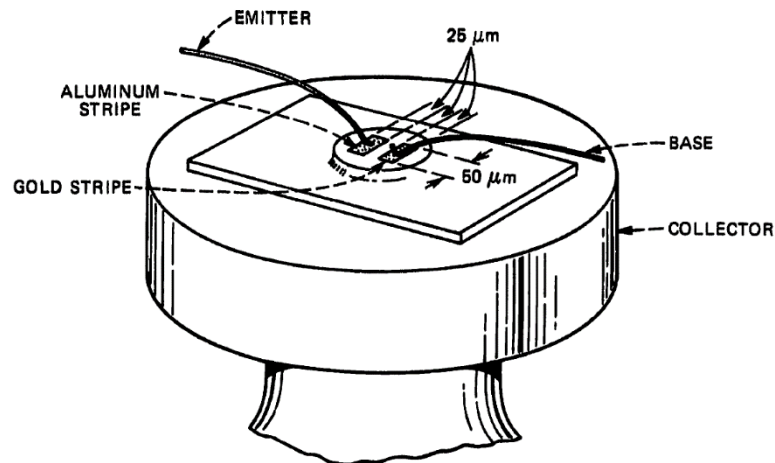
1952年

合金型
Alloy



1952年

メサ型
Mesa/
diffused-base



1955年

Planar技術

March 20, 1962

J. A. HOERNI

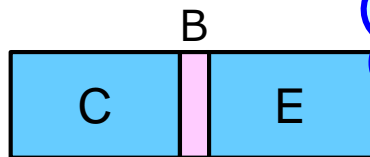
3,025,589

METHOD OF MANUFACTURING SEMICONDUCTOR DEVICES

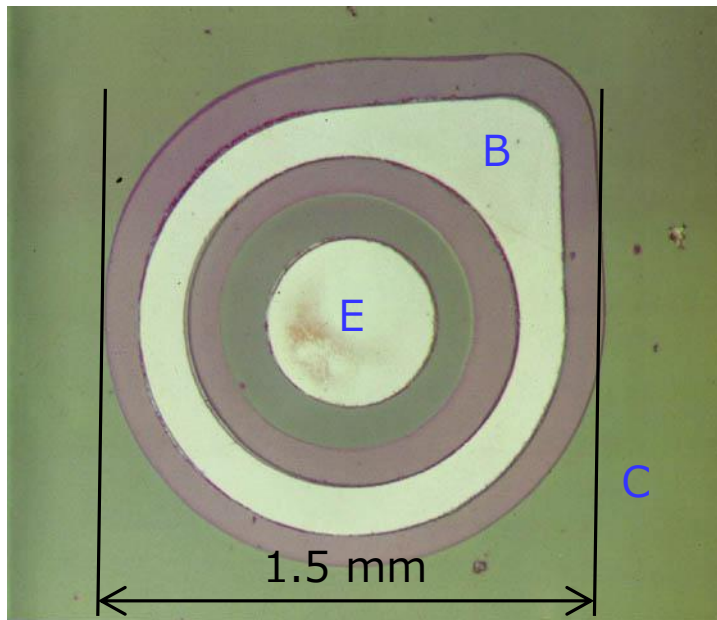
Filed May 1, 1959

Planar技術
からICまでは、
ほんの一步

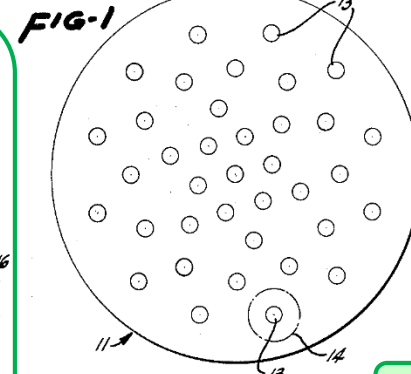
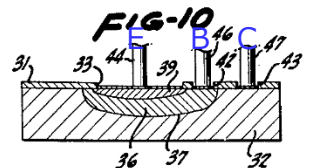
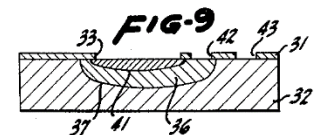
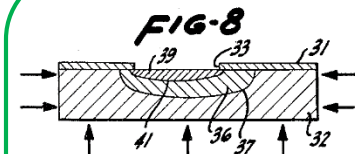
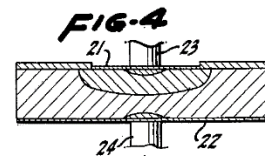
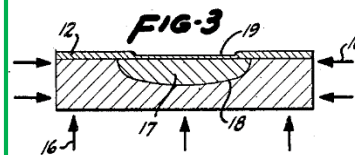
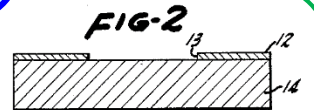
ダイオード



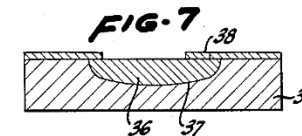
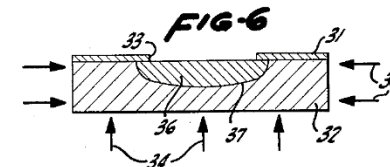
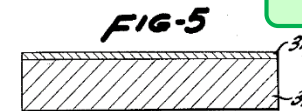
薄いベースにどうやって電極をつなぐかという課題
に対するfinal answerがplanar technology
である。



<http://smithsonianchips.si.edu/augarten/i8.htm>



トランジスタ

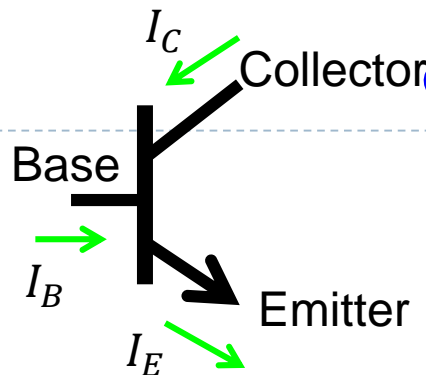


INVENTOR.
JEAN A. HOERNI

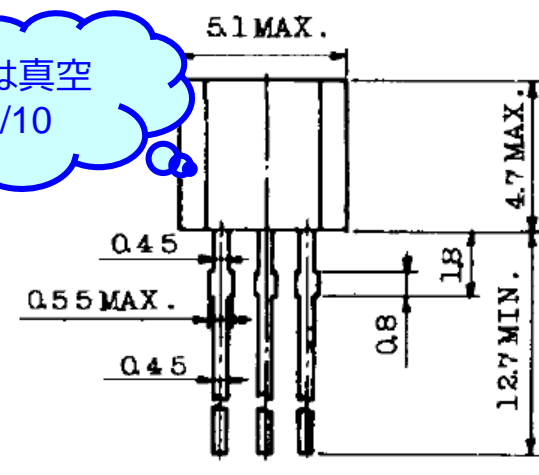
BY

Lippincott & Ralls
ATTORNEYS

NPN Tr.のIV特性



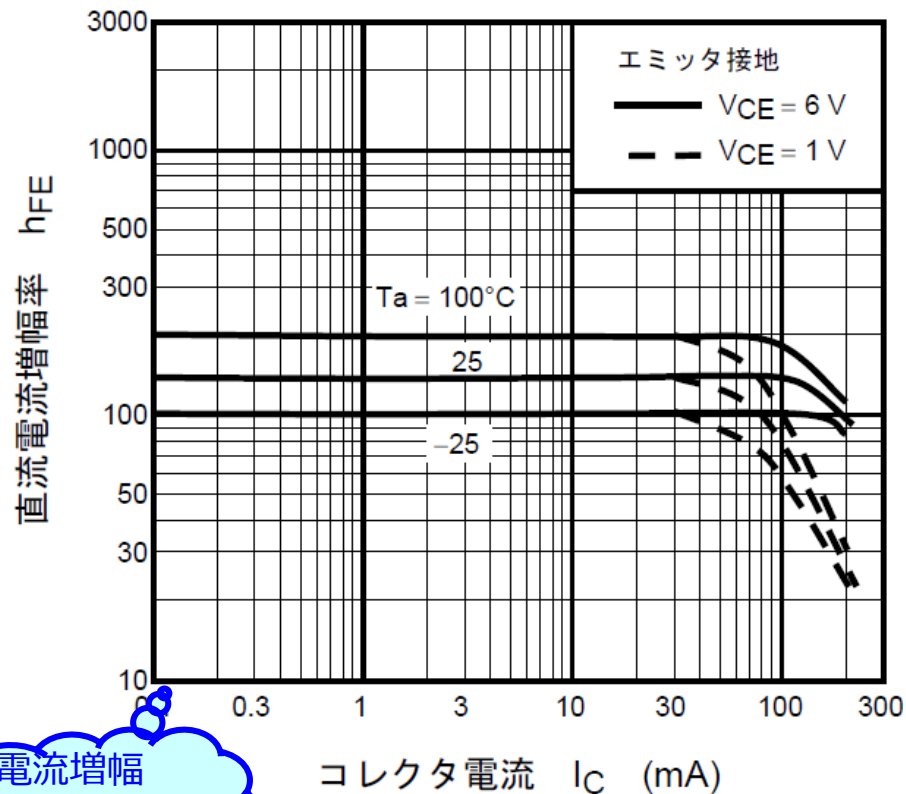
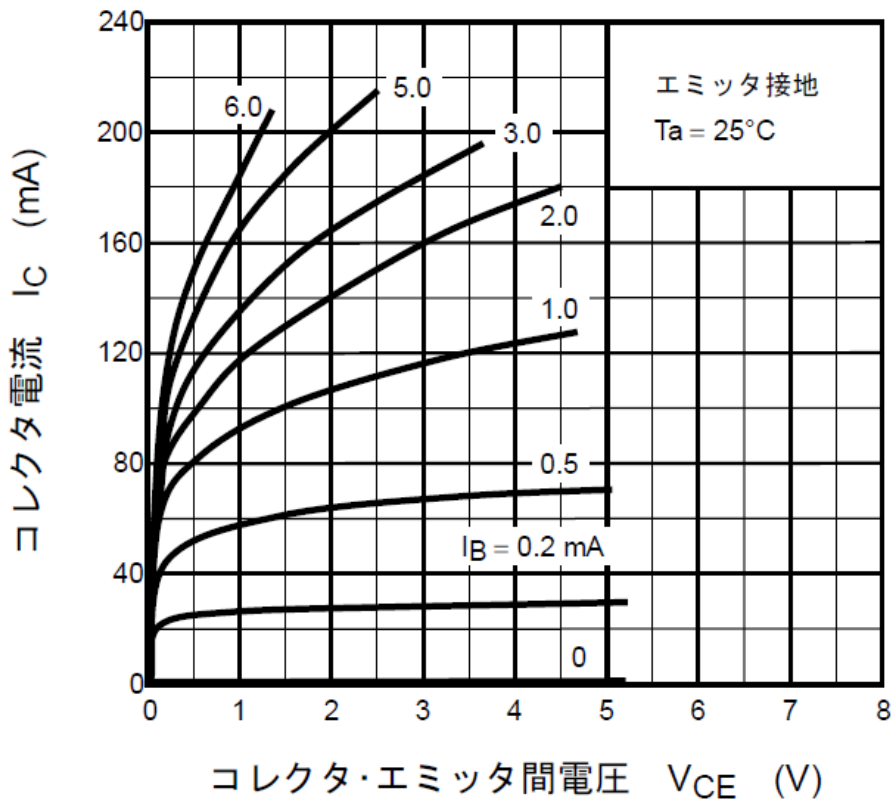
寸法は真空管の1/10



$$I_E = I_C + I_B \quad h_{fe} = \frac{I_C}{I_B}$$

$$I_C = I_s \exp \frac{V_{BE}}{V_T} \quad V_T = \frac{kT}{q} \approx 26mV$$

2SC1815 $I_C - V_{CE}$



電流増幅率は広い範囲で一定

MOSトランジスタの発明

(Field Effect Transistor)

US Patent 3,056,888

M. M. Atalla

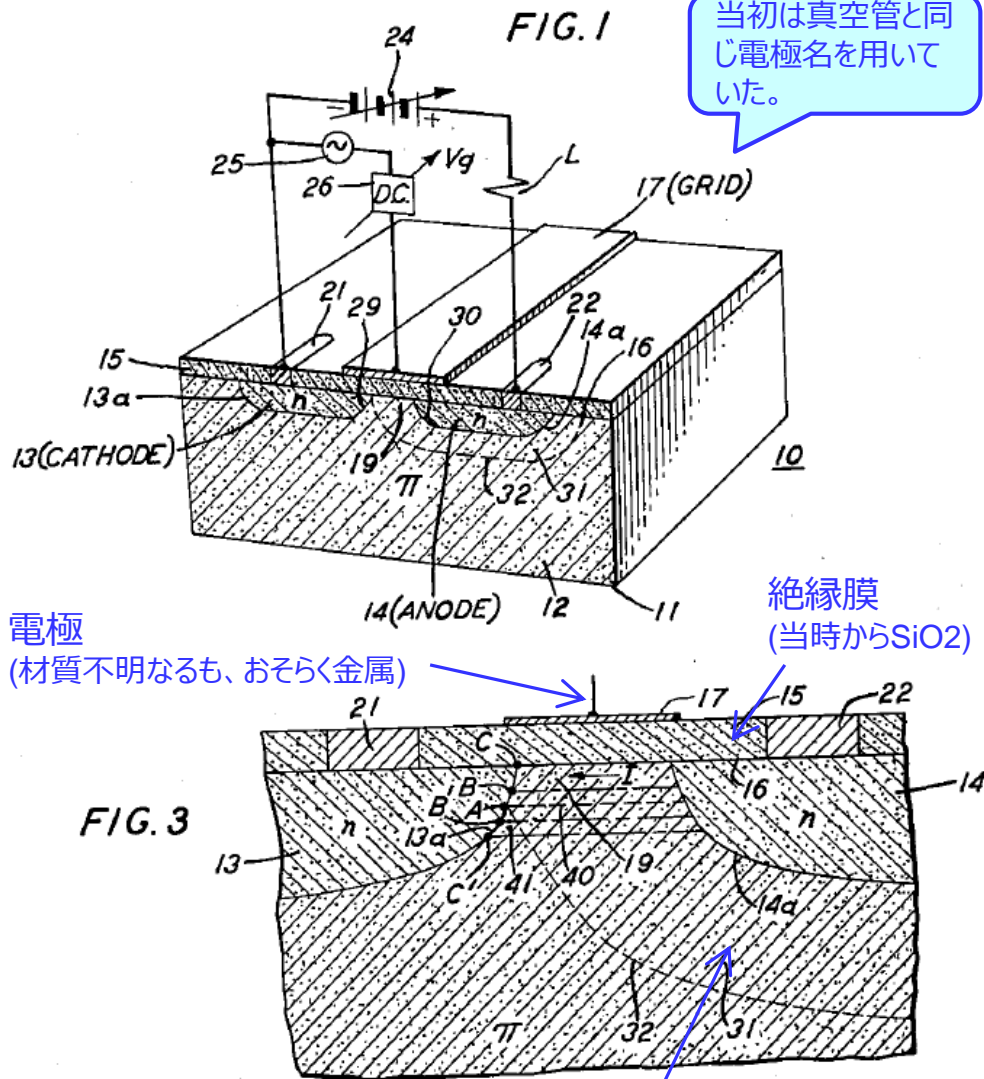
Semiconductor Triode

Filed Aug. 17, 1960

当初は真空管と同じ電極名を用いていた。

半導体物性の理解が十分に進んでからの発明である。それまでに長い失敗の歴史がある。

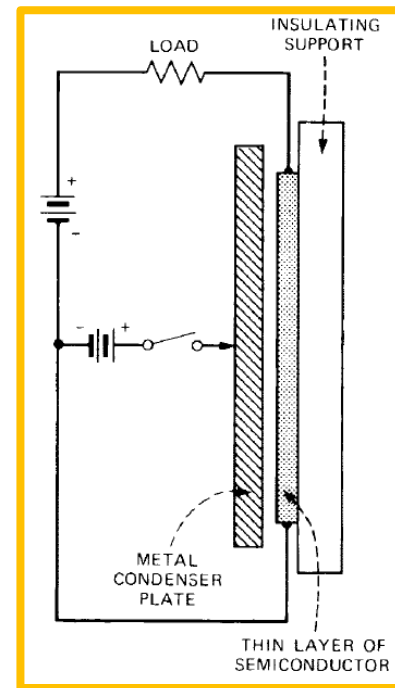
Sockleyの当初のアイデア(1946年以前)うまく行かなかった。



電極
(材質不明なるも、おそらく金属)

絶縁膜
(当時からSiO₂)

空乏層
(本発明ではspace charge regionと呼んでいた)

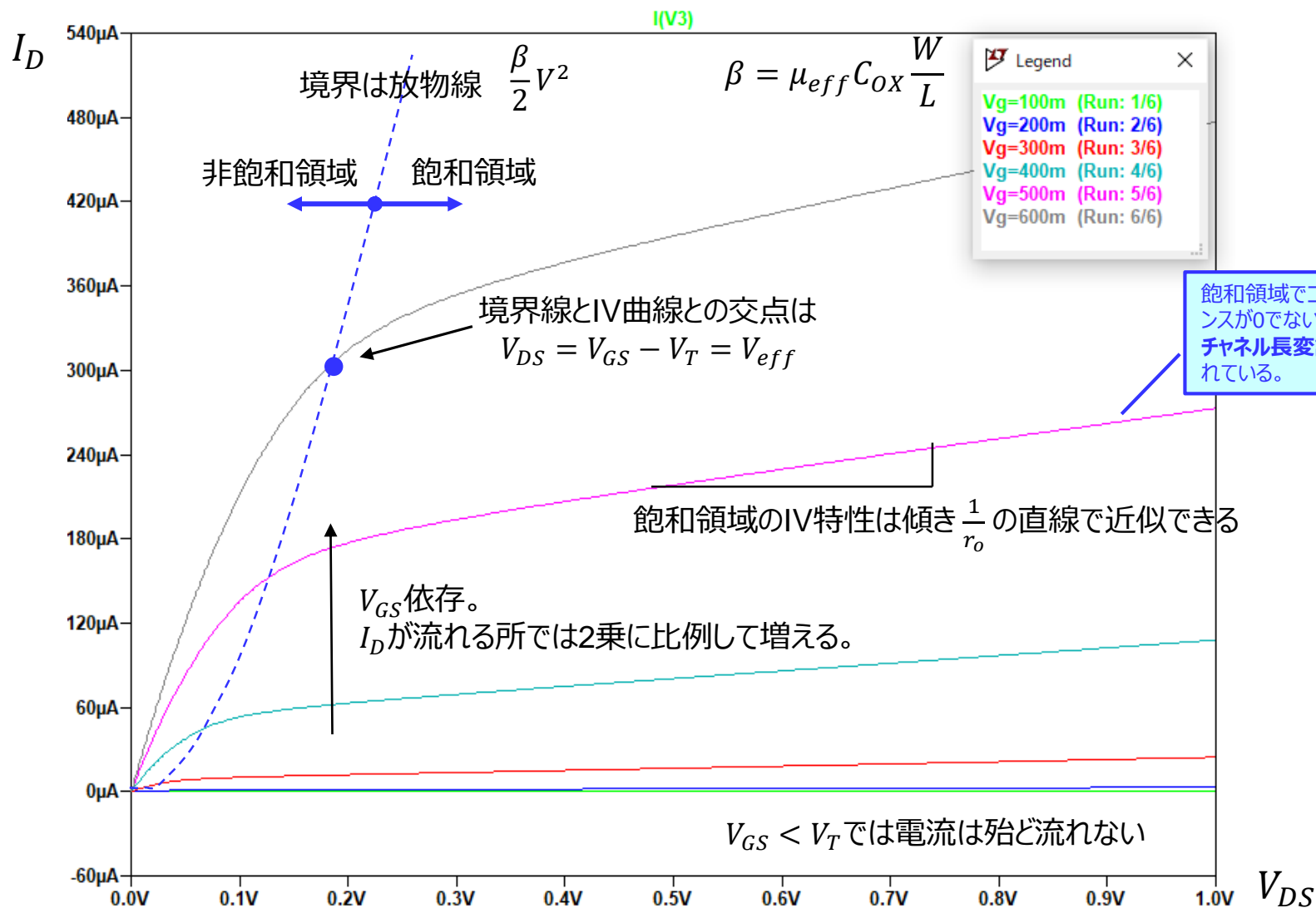


文献上はLilienfield(1925)まで遡れるそうである。

MOS FETのIV特性

トランジスタはBakerのshort channelモデル。講義資料のおまけ参照

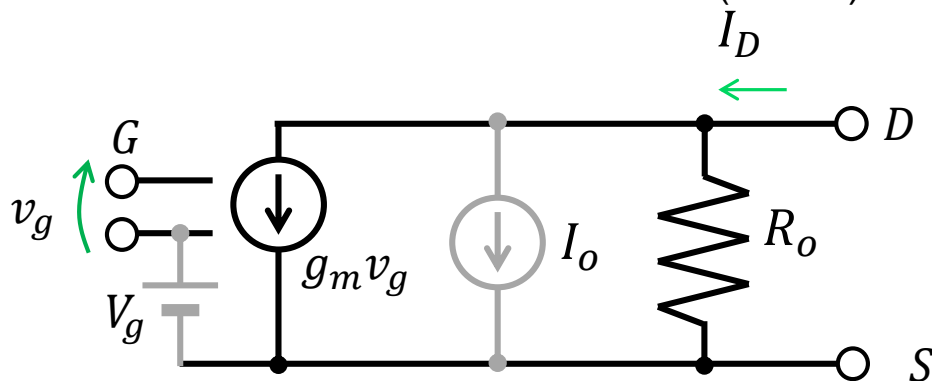
出力側(ドレイン電流)の特性が基本的である。入出力特性は付随して考察する。



MOS FETの等価回路

定量的な設計には、MOSトランジスタのIV特性の動作点付近で線形化して(IV直線を引いて)Norton等価回路を考えると良い。

ドレイン電流のゲート電位依存分は、電流源(VCCS)で表現できる。



局所的な等価回路では、**変化しない**
電流源は削除、電圧源はショート

入出力の変換比はコンダクタンスの次元となり、かつ違うブランチでの比であるため、**相互コンダクタンス** g_m と呼ばれる。

$$g_m = \frac{\Delta I_d}{\Delta V_g}$$

R_o は真空管時代には**内部抵抗**とよばれていた。現在の感覚で**出力抵抗**と呼ぶ方がしっくりくる。

動作点付近の変化分だけを見るなら、 I_o と V_g を省略してよい。この場合を「**小信号等価回路**」という。ここで「小信号」とは振幅が小さいという意味ではない。着目点からの差分を、局所線形化した等価回路で考えるという意思表示である。

⇒ IV特性を線形化後、原点をずらす

変化分を小文字で表す記法がある。

これを用いると $g_m = \frac{i_d}{v_g}$

無次元数 $g_m R_o$ は、無負荷時の入出力の**増幅率** μ になる。現在は**固有ゲイン** (intrinsic gain) と呼ばれる。実現可能な増幅度の上限を示す重要な性能指標である。

MOS FET IV特性

$$\beta = \mu_{eff} C_{ox} \frac{W}{L}$$

色々な近似が入っているので、辻褄が合わない所が若干あるが、MOS FET というデバイスの特徴なので、馴染んで使いこなせるのが良い。

	非飽和領域 $V_{DS} < V_{GS} - V_T$	飽和領域 $V_{DS} > V_{GS} - V_T$
強反転領域 $V_{GS} > V_T$	$I_D = \beta \left((V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$	二乗則 (square law) $I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$
弱反転領域 $V_{GS} < V_T$	$I_D = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{S}\right)$	

$V_{OV} = V_{eff} = V_{GS} - V_T = V_{sat}$: オーバードライブ電圧, 有効電圧, 飽和電圧

$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=const.} = \frac{2I_D}{V_{eff}}$: 相互コンダクタンス(飽和領域での)

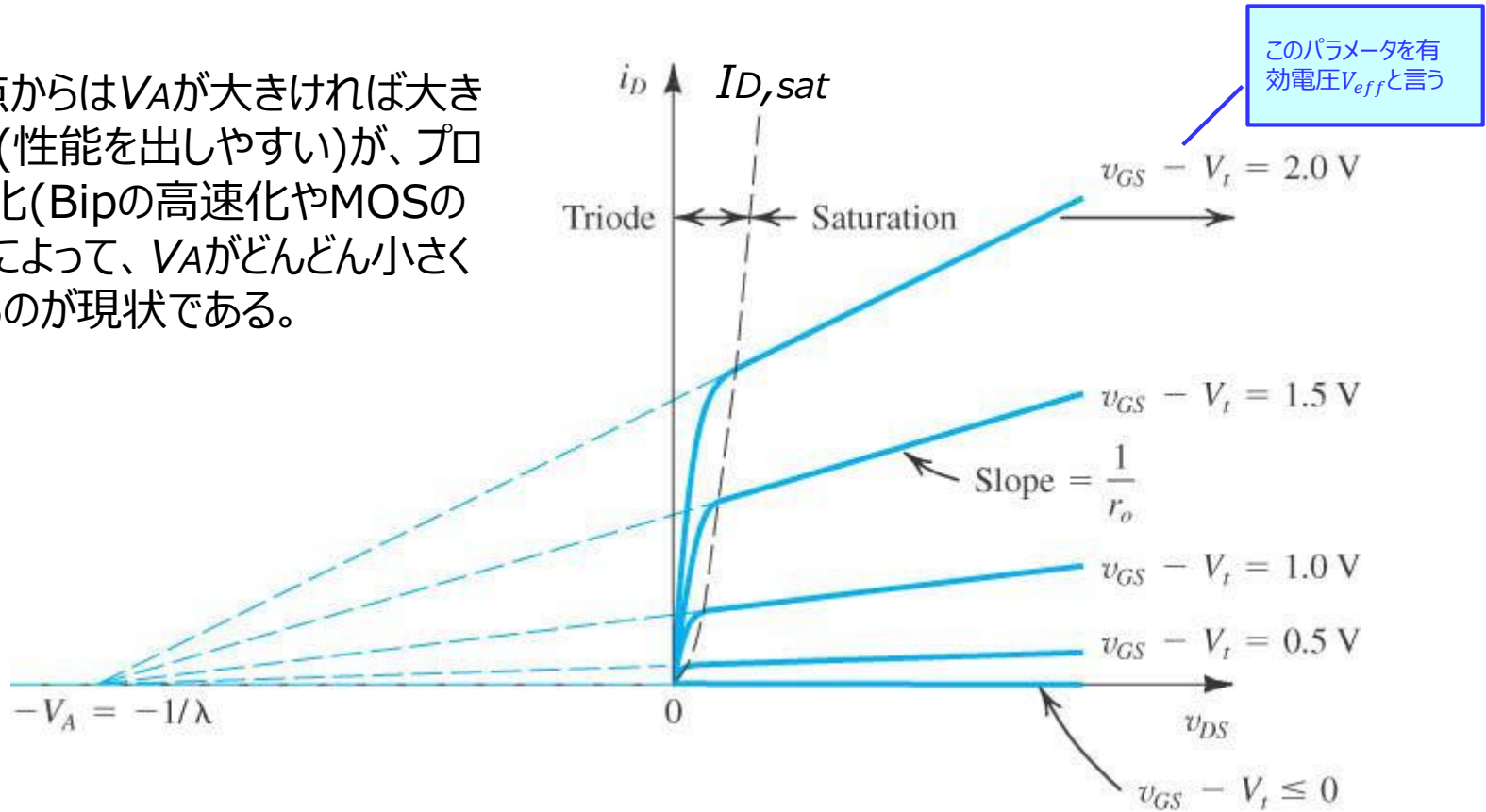
$g_o = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{DS}} \right|_{V_{GS}=const.} = \lambda I_D = \frac{I_D}{V_A}$: 出力ドレインコンダクタンス(飽和領域での)

$V_A = 1/\lambda$: アーリー電圧

アーリー電圧 (Early voltage): 出力抵抗の V_{GS} 依存

飽和領域のIV特性は傾き $1/r_o$ の直線になる。 V_{GS} をパラメータとして飽和直線を描くと、1点 $-V_A$ で交わる現象が観測される。この V_A をEarly電圧という。バイポーラTrでも同様な現象があり、MOS FETより前に確立していた認識である。

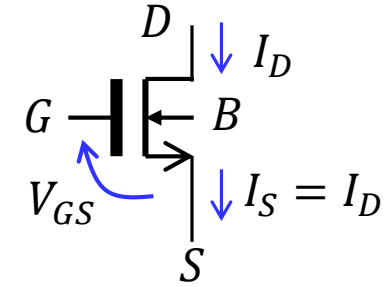
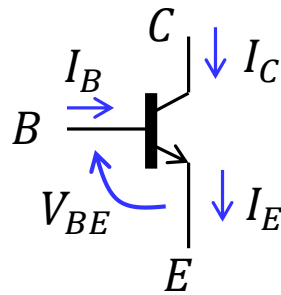
回路観点からは V_A が大きければ大きい程良い(性能を出しやすい)が、プロセスの進化(Bipの高速化やMOSの微細化)によって、 V_A がどんどん小さくなっているのが現状である。



<https://www.google.co.jp/url?q=http://www.itcc.ku.edu/~jstiles/312/handouts/Drain%2520Output%2520Resistance.pdf&sa=U&ei=GQBFU8XtPMLfkAWgxIDICw&ved=0CFMQFjAH&usg=AFQjCNFBbJxo1f3yzgTqXCbqbjwtSLLipw>

余談ながら、 BipolarとMOSの入出力特性の違い

Bipolarは電流入力電流出力の h_{fe} 素子
MOSは電圧入力電流出力の g_m 素子



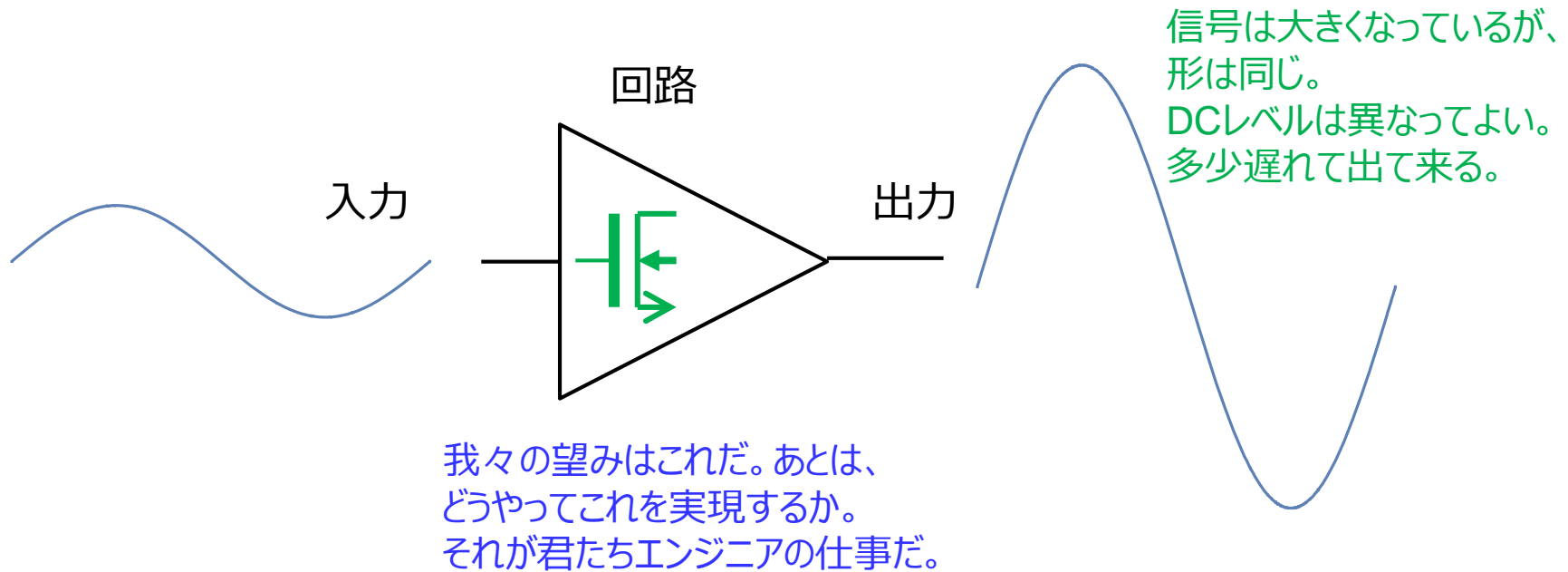
	Bipolar	MOS
微分形	$I_C = V_T \frac{dI_C}{dV_{BE}}$	$V_{GS} = \beta \frac{dI_D}{dV_{GS}}$
直接形	$I_C = I_S \exp\left(\frac{V_{BE}}{V_T}\right)$	$I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2$

微分形の右辺は共に、出力電流を入力電圧で微分したものである。左辺は、Bipolarでは出力電流、MOSでは入力電圧になる。その結果として入出力特性は、Bipolarにおいては指数特性、MOSにおいては二乗特性となる。何か理屈はあるのかもしれないが、寡聞にして知らず。

R. Wiegink, "Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits," Springer, 1993.

第2章 動作点設定

回路の重要な役割に、信号を増幅することがある



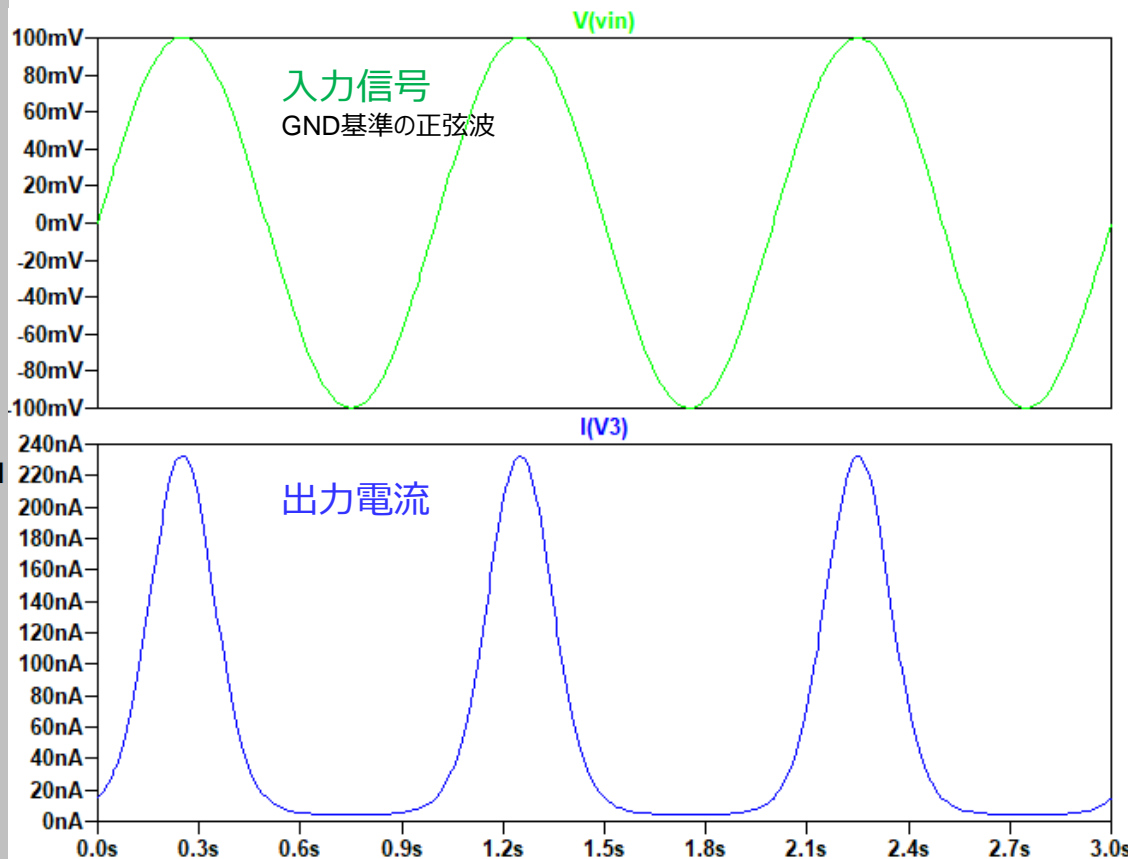
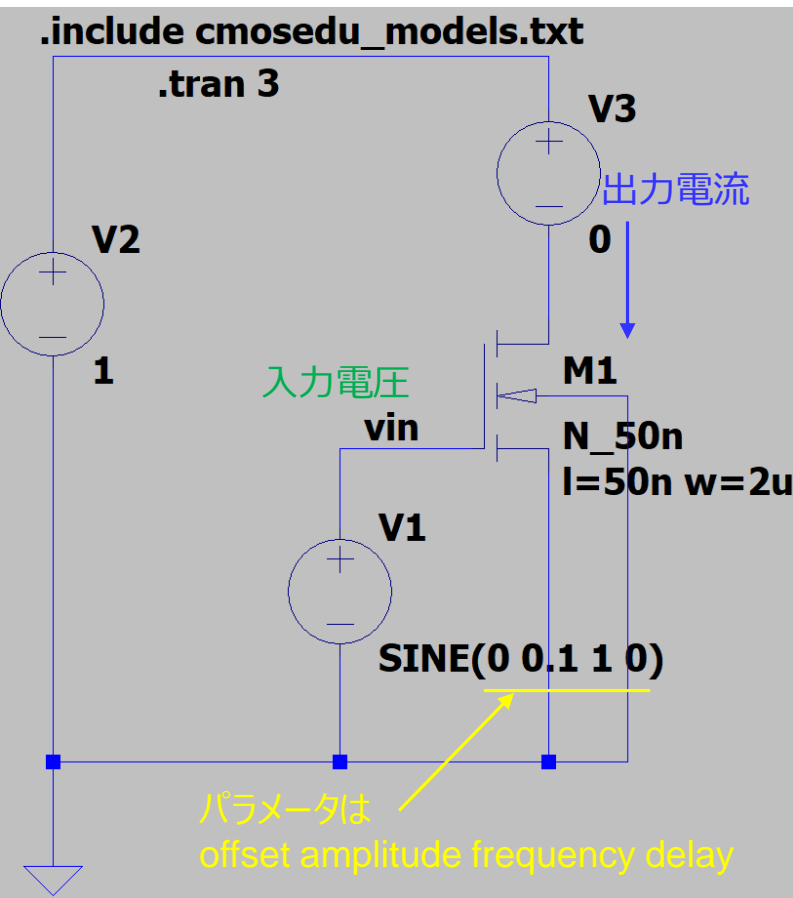
しかし既存の能動素子達は、「入力信号を入れれば出力信号が拡大されて出て来る」という動作はしない。各端子に適切な電位を与えておくことで、設定点からの差分として所望の動作をする。この動作規準を**動作点**と言う。

(バイアスという言い方も良く用いられる。これはしかし、多少濫用気味の用語である。ここではもっと限定的な『動作点』と言う用語を使おう。)

回路の動作点設定は、どのような目的の回路においても、常に重要な設計項目である。

MOSトランジスタをそのまま使うと

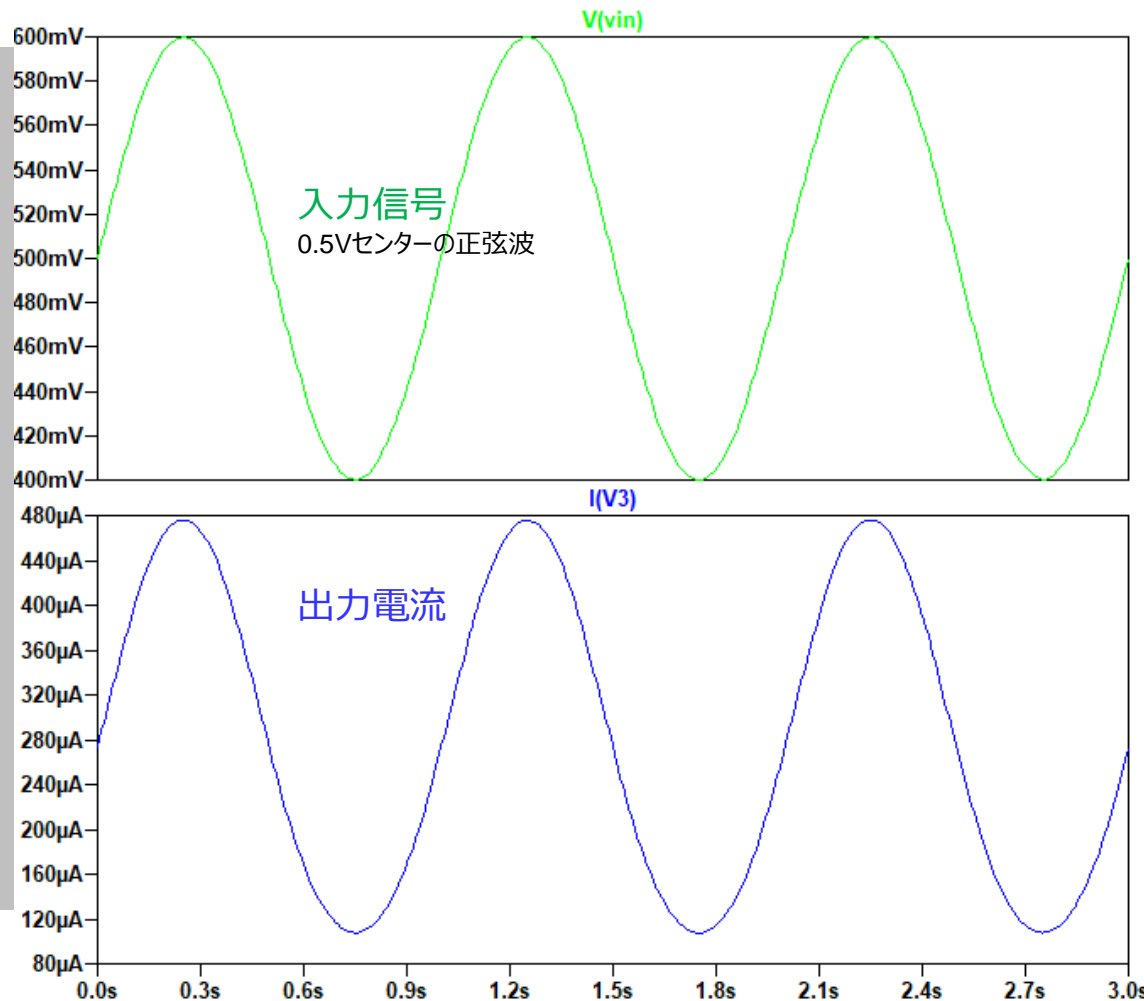
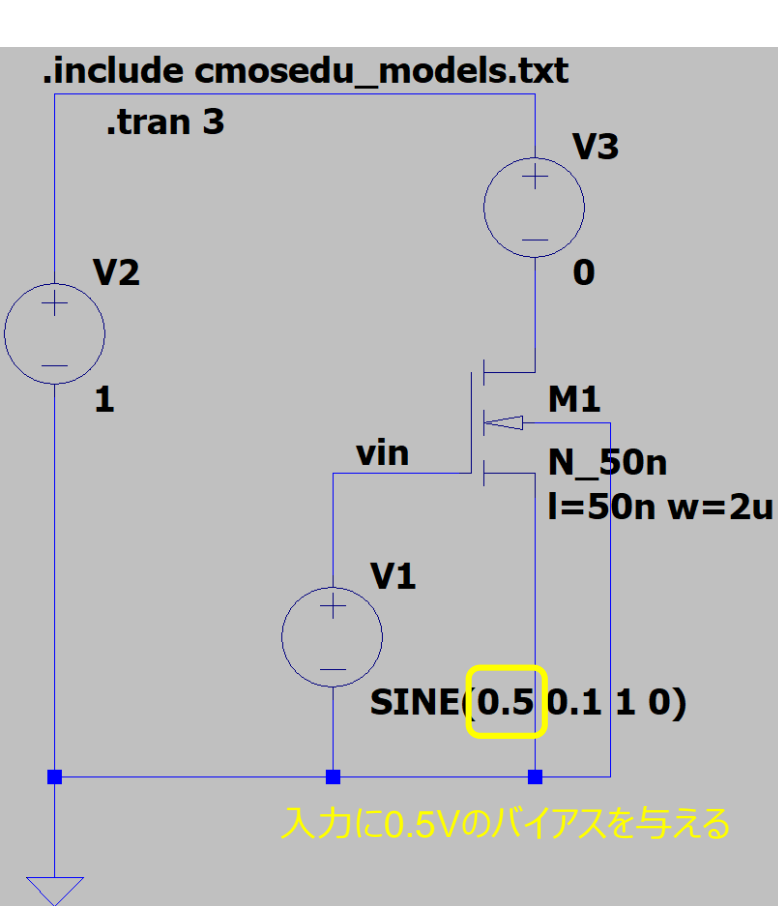
入出力が大きく異なる形状をしている。また出力電流は極めて小さい。



Baker, "CMOS Circuit Design, Layout, and Simulation, Fourth Edition," John Wiley & Sons, July 2019.
のshort channel NMOSモデルを使用

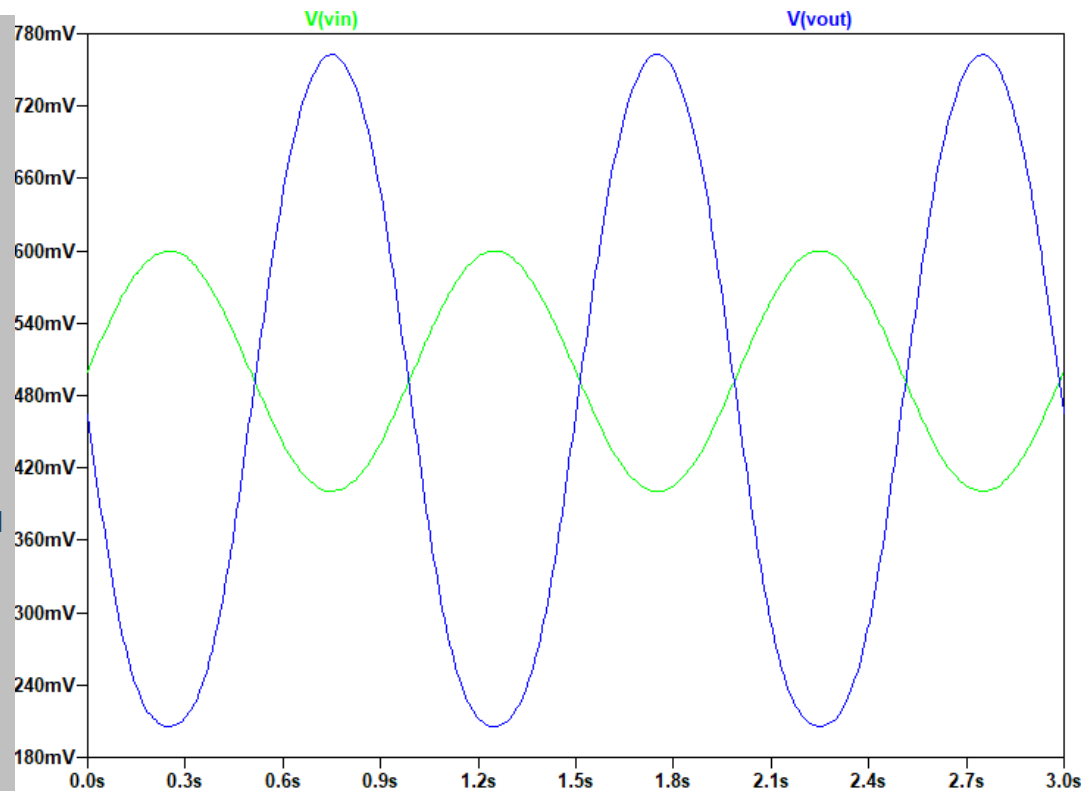
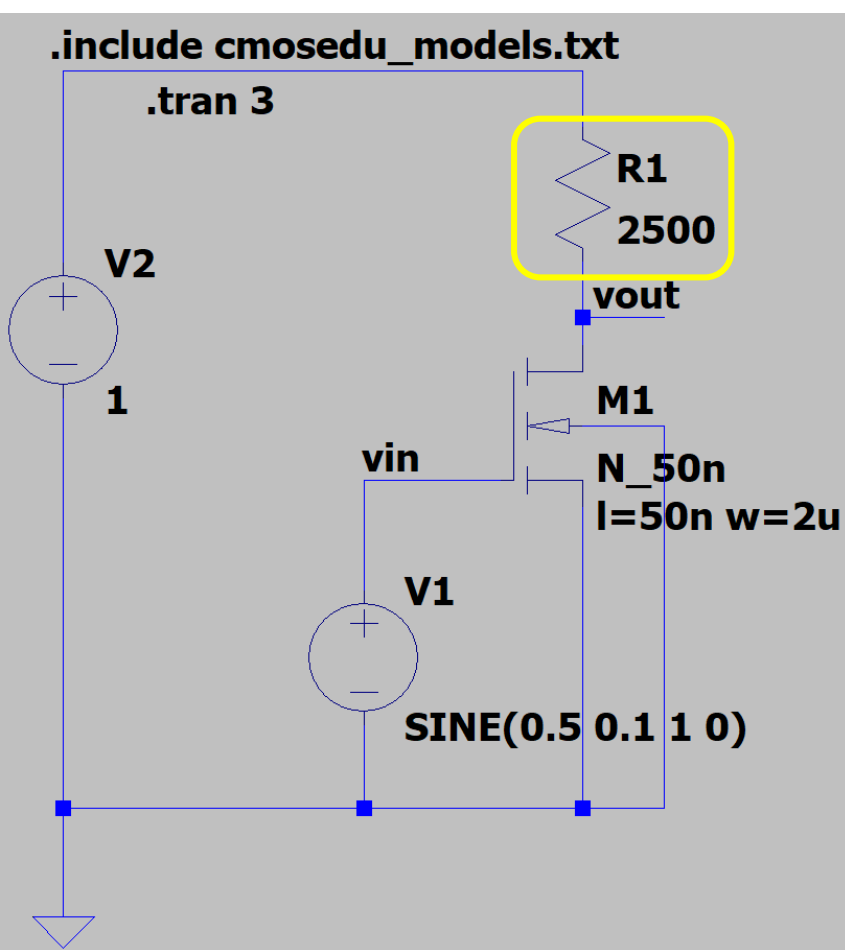
入りにバイアスを与えると

入出力の形状が大分近づいた。出力電流も3桁大きくなった。



出力を電圧で取り出すには

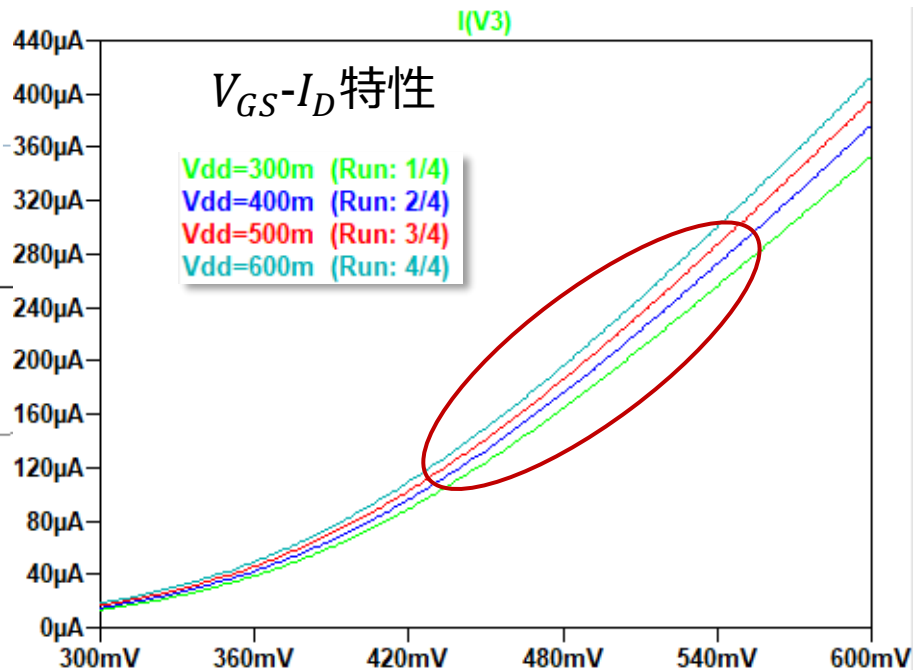
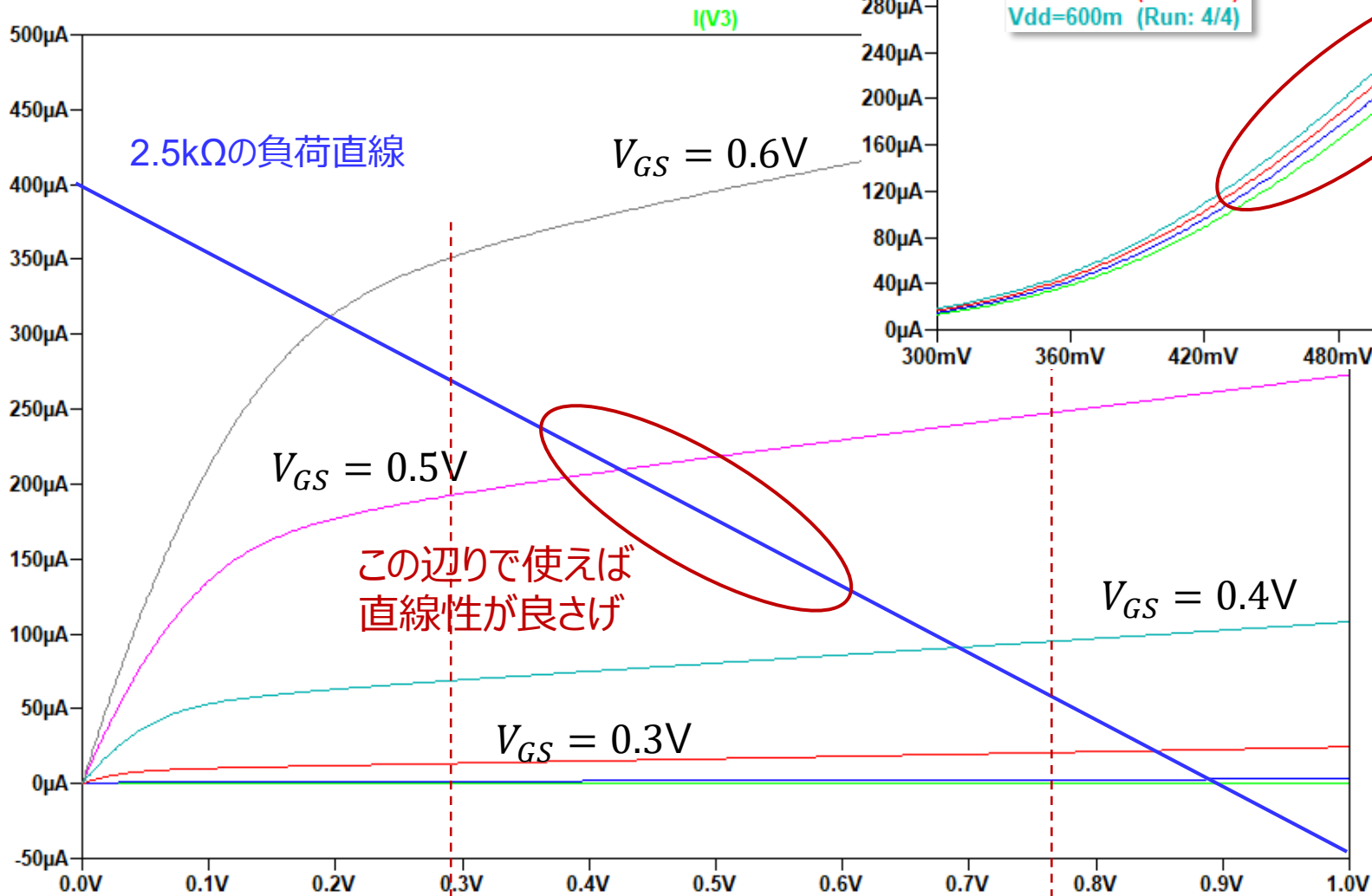
ひとつの方法は、ドレイン電流を抵抗に流すことである。



2.5k Ω の抵抗を用いると、入出力のDCレベルが大体合う。
波形は2.7倍程度に大きくなり、位相は反転した。
同じ回路を直結すると、増幅度は掛け算で7倍超にできる計算となる。
ただし信号振幅の限界にぶつかる。扱える信号振幅に限界があるのである。

どの辺りを動作点に選ぶか

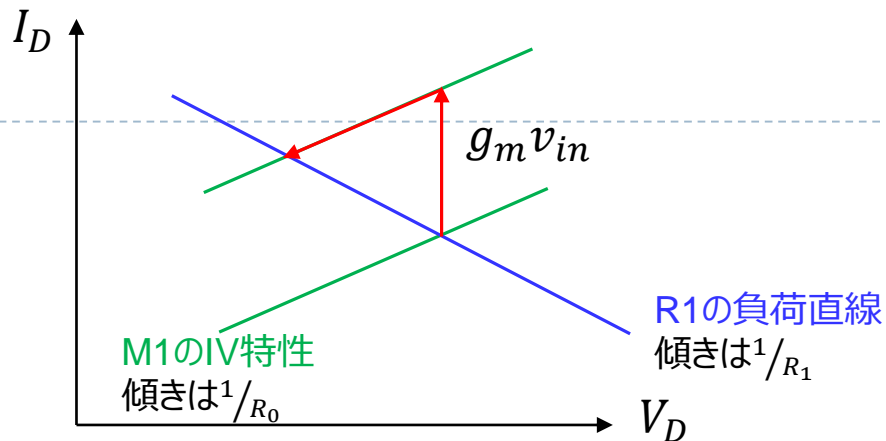
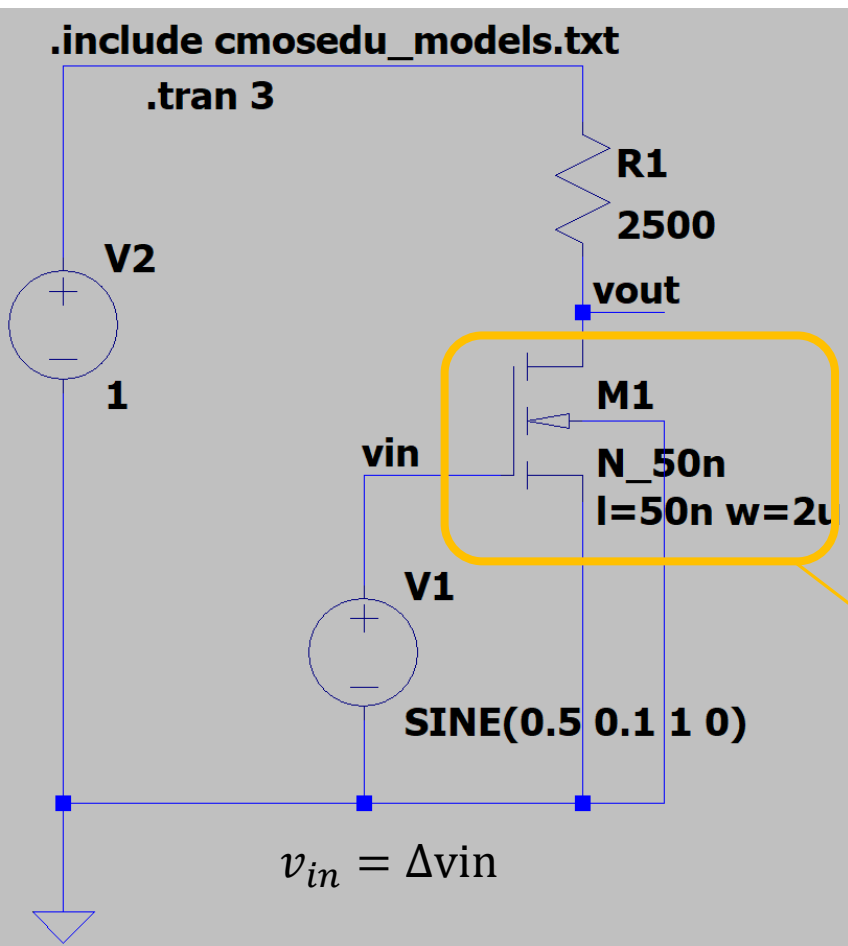
トランジスタのIV特性を眺める。



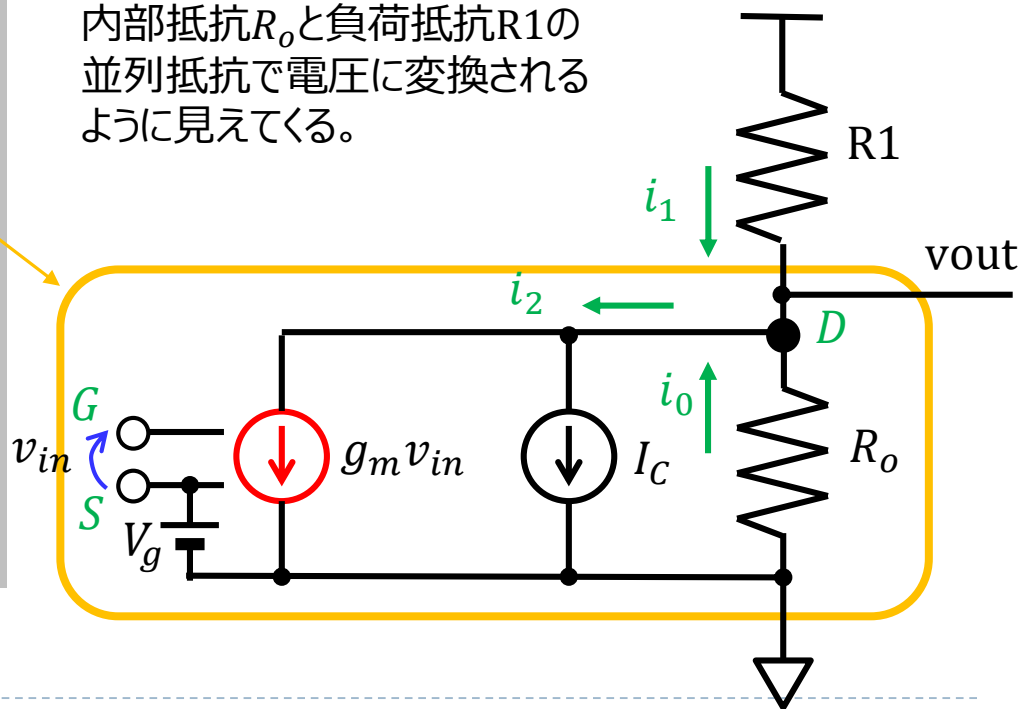
この辺りで使えば
直線性が良さげ

D-range(dynamic range)は
0.5Vが限界だろう

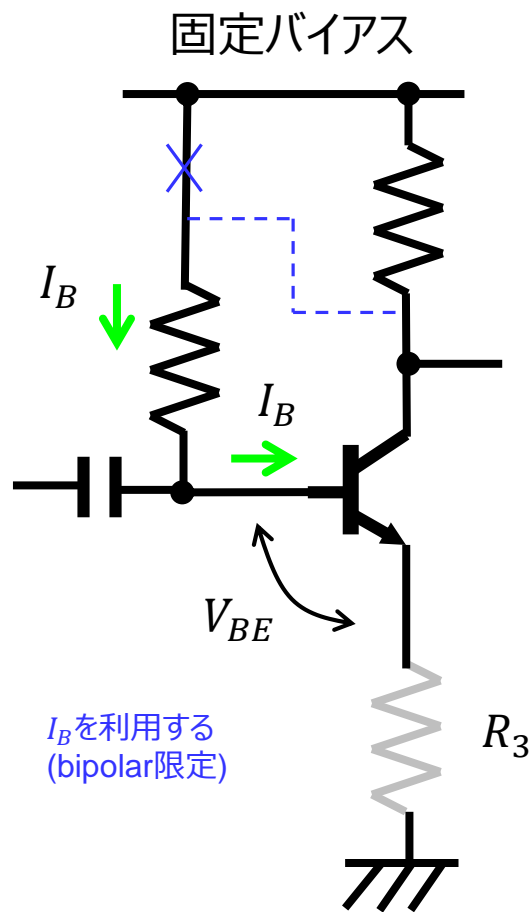
ゲインの見積もり



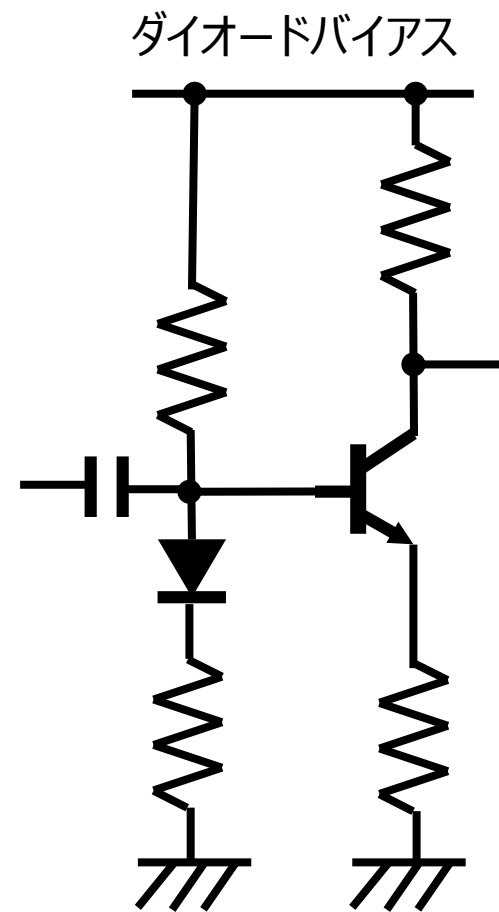
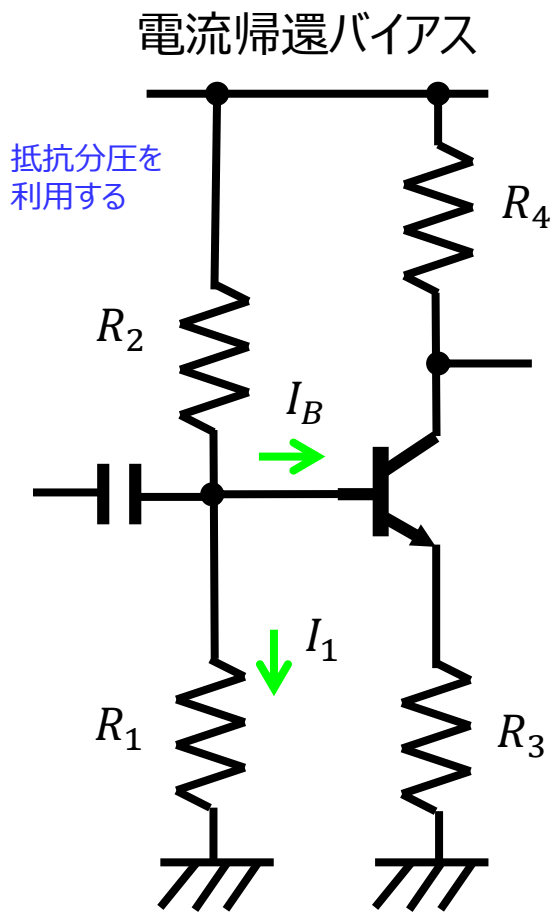
IV平面の考えに馴染むと、 g_m 倍されたドレイン電流の変化が、内部抵抗 R_0 と負荷抵抗 R_1 の並列抵抗で電圧に変換されるように見えてくる。



動作点をどのように作ってきたか



青線のように繋ぎ変えると自己バイアス回路
 R_3 なしも可

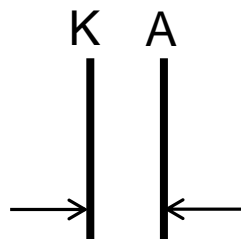


温特による動作点変動を抑える。

真空管は300V, トランジスタは9V, ICは1V

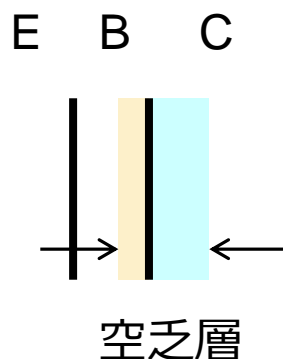
と、ドンドン電源電圧は下がっているのだが

真空管



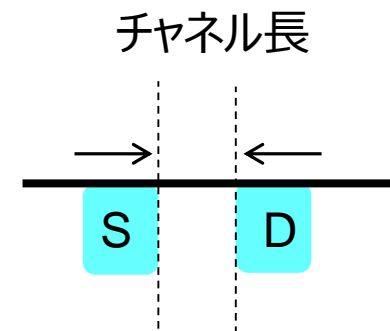
$$E = \frac{300 \text{ V}}{3 \text{ mm}} = 100 \text{ kV/m}$$

トランジスタ



$$E = \frac{9 \text{ V}}{0.4 \text{ } \mu\text{m}} = 22.5 \text{ MV/m}$$

MOS



$$E = \frac{1 \text{ V}}{40 \text{ nm}} = 25 \text{ MV/m}$$

電界のざっくり見積もりでは、真空管の方が半導体より大分電界が低い所で使われている。とすると真空管を高電圧で使うのは、製造法上の限界から来ているのではないか。最新のリソグラフィを用いれば、数V以下で動作する真空管(もはや管ではない)が作れるのではないか。真空中の電子の方が物質中より高速に出来るのであれば、固体素子より高速なデバイスになる可能性を感じる。

第3章 ICの基本回路

カレントミラー、差動対、ソースフォロアー

ICで回路が変わったこと

特性	ディスクリート	IC
素子の値段	$R < C < L < T, \text{Valve}, Tr$	$Tr, R < C \ll L$
		$\propto \text{Masks} * \text{Area} / \text{Yield}$
精度	単体は良い 組合せは別途ケア	ペア比は良い 絶対精度は±15%程度 物性から決まる温特が大きい。

回路上の変化

	ディスクリート	IC	コメント(IC観点)
ゲイン段構成	単体	差動対	直結でもバラつきに耐える。
バイアス	自己バイアス	カレントミラー(CM) バンドギャップリファレンス (Band Gap Reference)	差動対と相性が良い。 BGRを使うと電源や温度 の変動に強くなる。
出力IV変換	抵抗	アクティブロード(CM)	gmの低さを補う
段間接続	コンデンサ(orトランス)	直結	素子の値段比が劇的に変 わった。設計技術も然り。
インピーダンス変換	トランス	ソースフォロア	真空管と違いDCレベル変 動が0.7V以下で済むデバ イスである。

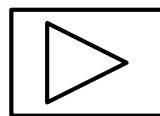
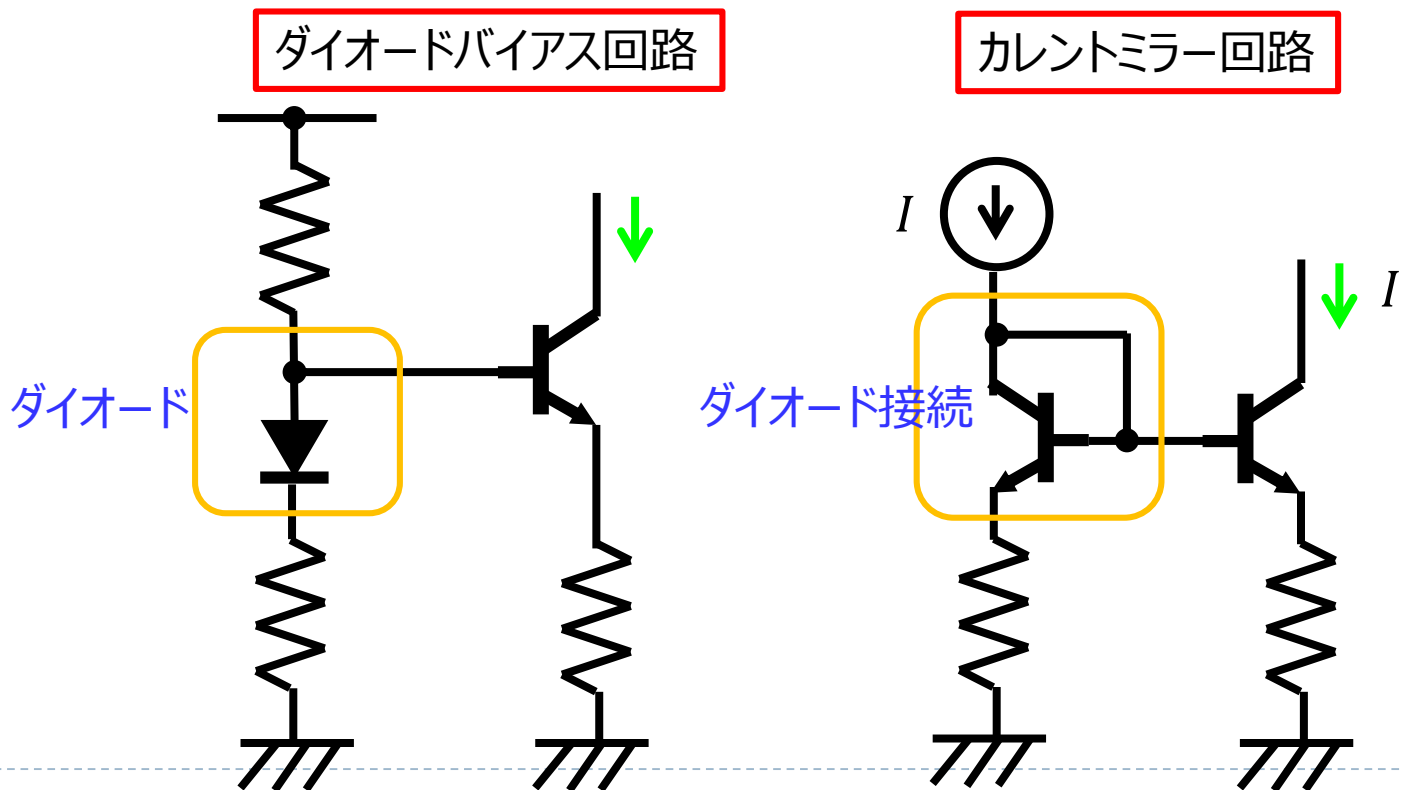
カレントミラーの登場

発明者不詳。古典的論文としては

Widlar, "Some Circuit Design Techniques for Linear Integrated Circuits," IEEE Tran. on Circuit Theory, Vol. CT-12, No. 4, pp. 586-590, December 1965

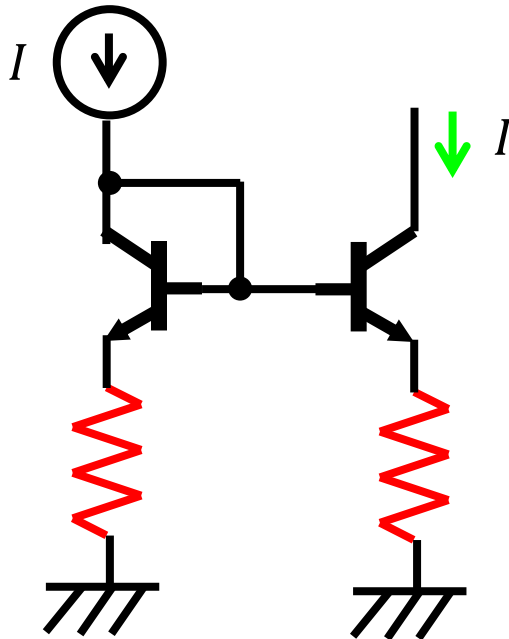
IC時代になってCやLがTrより相対的に高価になることで、段間を直結することが経済的に合理的になった。その一方で、トランジスタは温特が真空管よりずっと悪く、電流入力素子であることと相まって、動作点の安定には苦労していた。

温特を抑えるために工夫していたダイオードバイアスであるが、TrのCB間ショートがダイオードと同様の特性を持つことと、IC内で同じTrを用いると温度変化で同じ変化をすることで電流比が保たれることが分かってきた。カレントミラーの登場である。

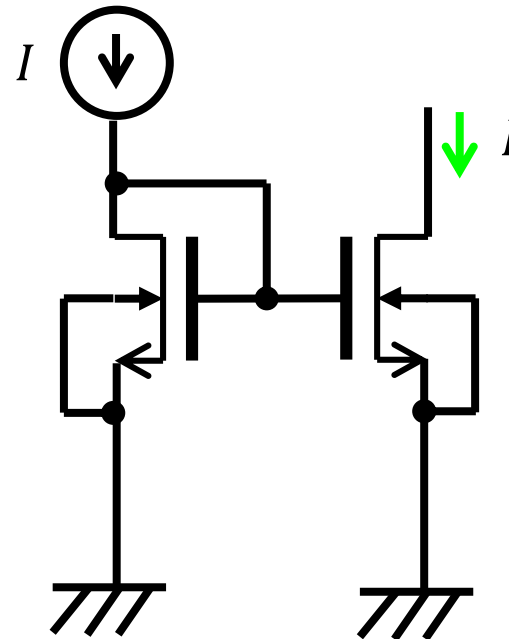


カレントミラー回路のBip/MOS比較

Bipolar Current Mirror



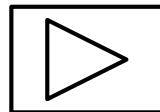
MOS Current Mirror



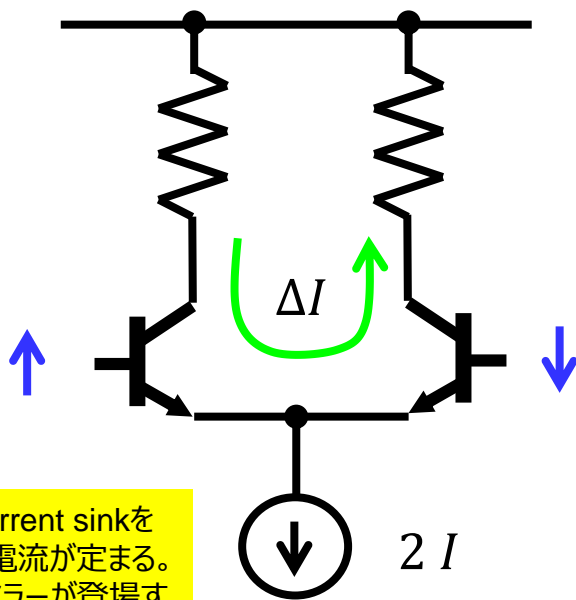
Bipolar ICからMOS ICに代わるときに、カレントソースから抵抗を無くすのが主流になった。この変化は、MOSの g_m がBip.より小さいため、抵抗無しでも電流バラつきが小さくなるためであろう。またレイアウトでMOSと抵抗の接続が、Bip.の時より面積が大きくなる傾向が強い。なお、バラつき対策にはMOS Tr.の W/L を小さくすることが有効であるが、同一電流に対し V_{eff} (結果ゲート電位)を上げないといけないので、低電圧動作に対する制約となる。

差動対の発明

Alan Blumlein GB482740, 1938



差動対は真空管時代から既に知られていたが、広く用いられるまでには至らなかった。回路を差動化すると、コモンモードノイズや電源揺れに強くなり、素子のペア比が取れば絶対バラつきに強くなることなど大きなメリットがある反面、真空管数が2倍必要というコスト増に見合わなかったのである。真空管は、抵抗やコンデンサに比べ、ひときわ高価な部品だったのである。IC時代になって、コスト構造が一変する。素子の値段はざっくり面積比例。Trは抵抗と同等か、それ以下、キャパシタはかなり大きく、インダクタになると内蔵は非現実的になった。これらの状況変化で、差動対のメリットが活きてくるようになったのである。



差動対は、current sinkを与えると動作電流が定まる。ここにカレントミラーが登場するのである。

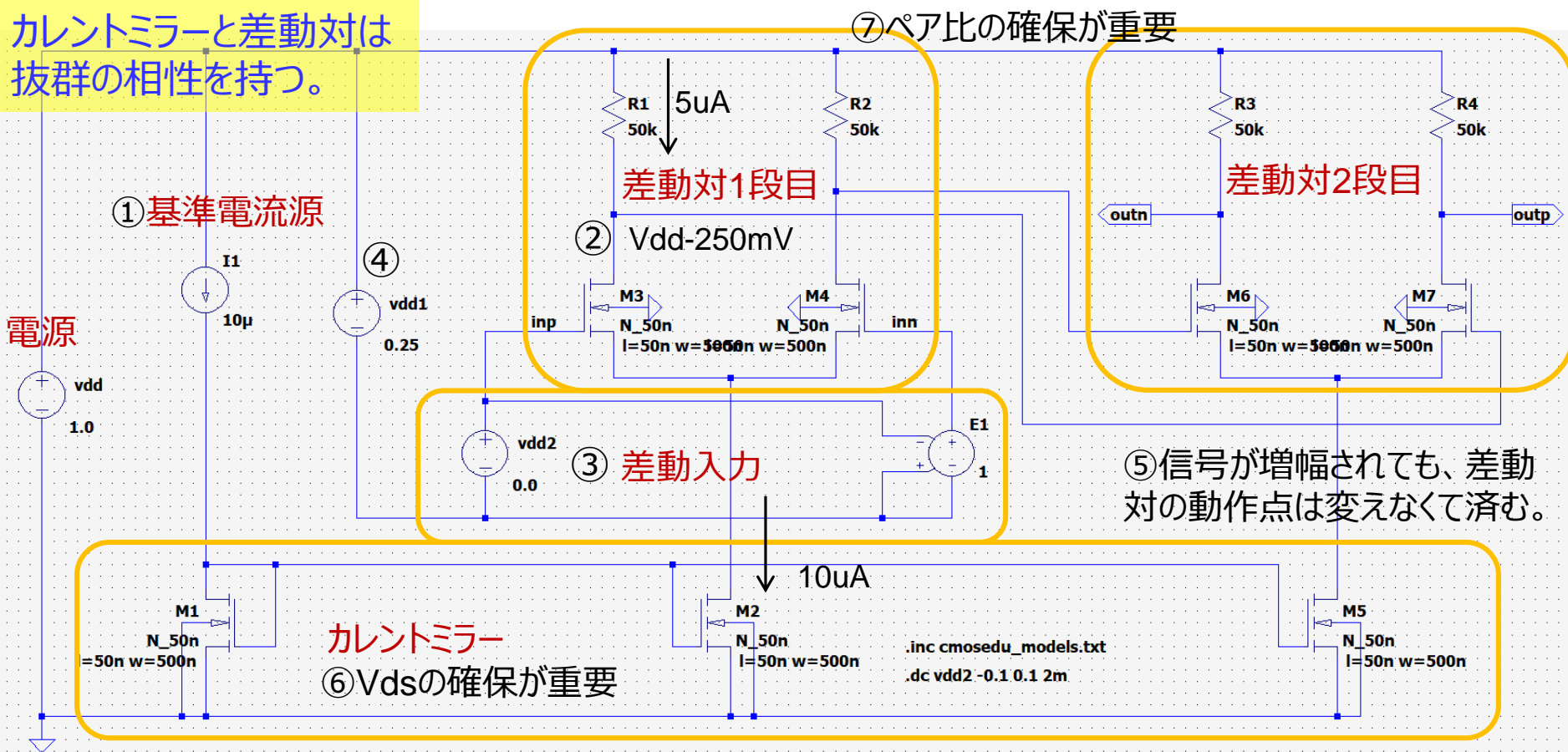
入力が同電位するとき、電流源の電流は等分され、各Trに同じ電流 I が流れる。左の入力が上がり、右の入力が同じだけ下がると、各Trは電流を増減させるが、電流源に流れる電流の総和は変わらないため、左のTrで増えた分は右のTrにそのまま流れることになる。

回路を追うには、電圧を逆流している電流が見えるよう訓練すると良い。

差動対の多段接続

IC内でトランジスタの差動対は(容易に)直結できる。

カレントミラーと差動対は
抜群の相性を持つ。



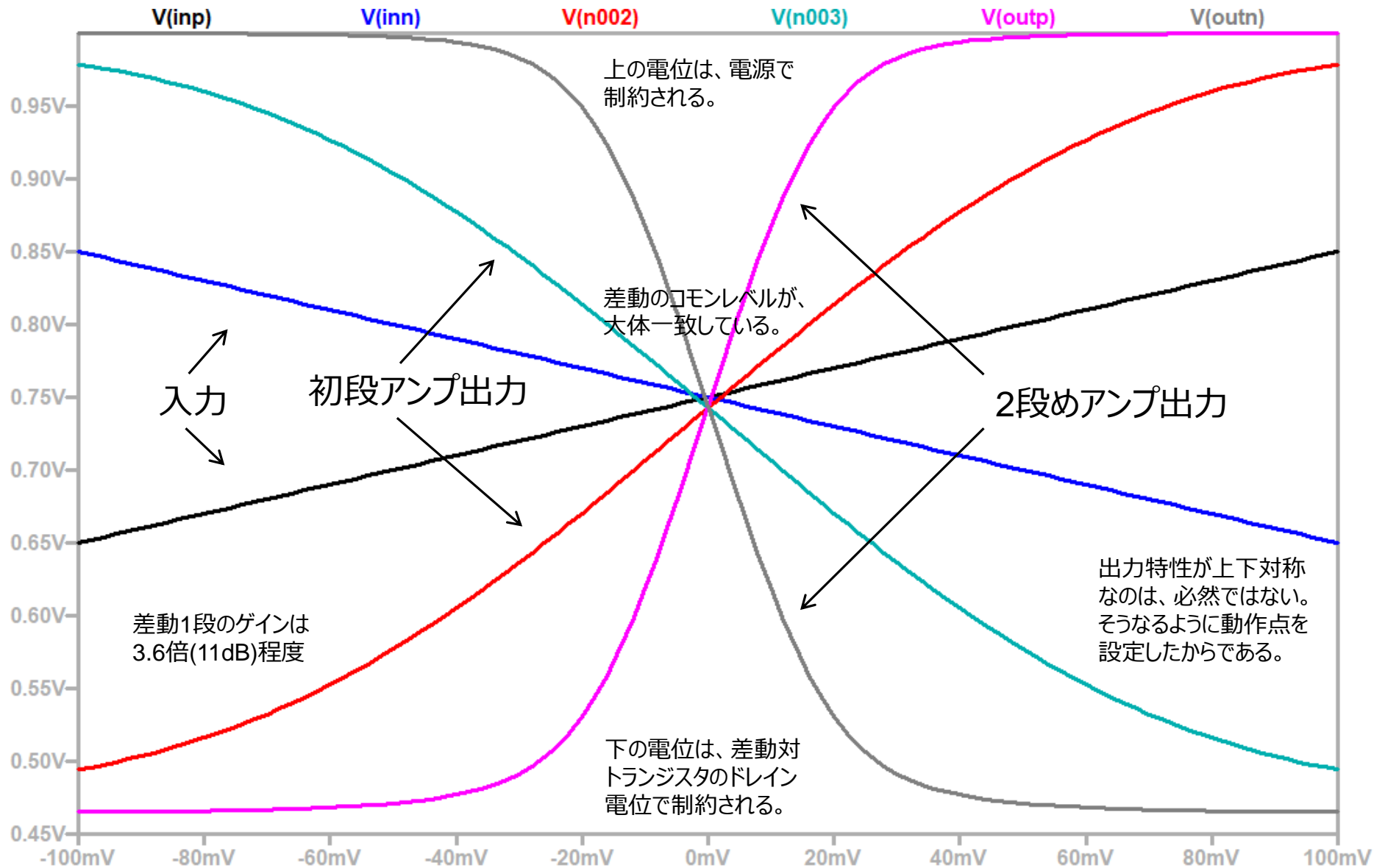
① 基準電流はband-gap reference回路から作ることが多い。DOI: 10.1109/MSSC.2016.2577978

② 差動対の動作点は、電流源(Current Sink)電流が二つに分かれ、それが抵抗に流れることにより決まる。

③ テストベンチで用いる差動入力の作り方の定番のひとつは、VCVSを用いる。

④ この差動対の信号は電源基準である(IC回路で抑えるべきポイントのひとつ)。そこで入力も電源基準で作る。

シミュレーション波形

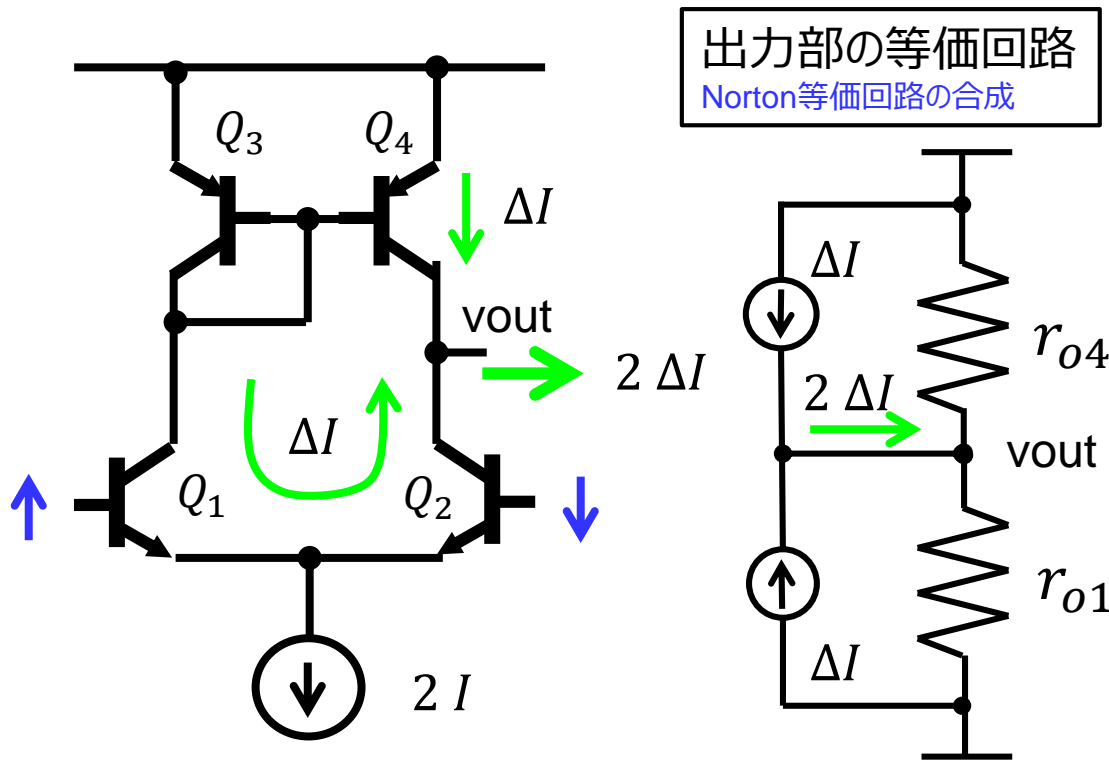


Active Load

差動1段で、もっとゲインを稼ぎたい

ということで工夫されたのが、

カレントミラーの発明から大分経って、負荷にカレントミラーを使う動きが出てきた。これを active load と言う。# おそらく発想自体は、カレントミラー発明からはそんなに遅れていない。



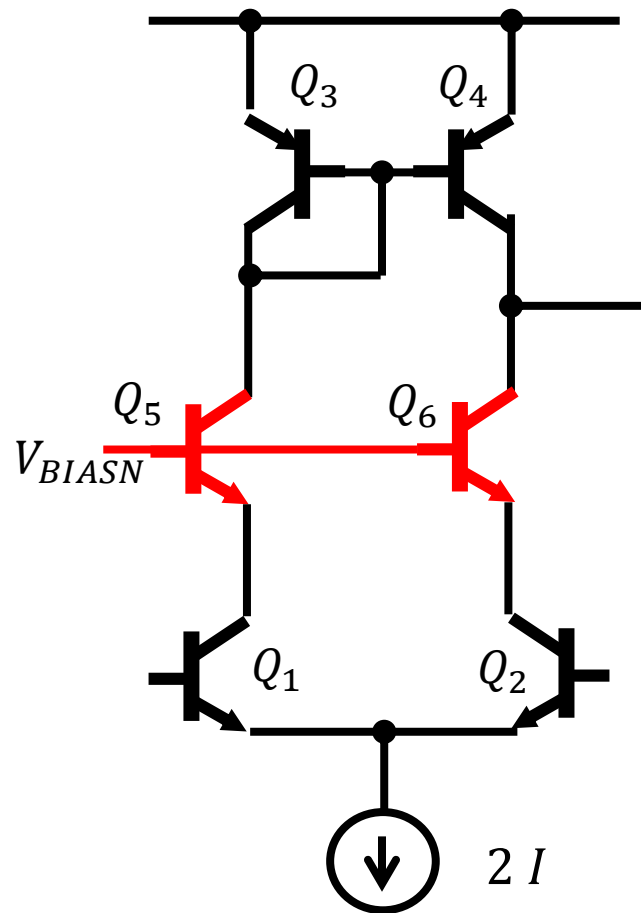
出力端子 v_{out} では Q_4 と Q_2 の出力抵抗が並列接続になる。その合成抵抗が抵抗素子を使うより大きいことを利用してゲインを稼いでいる。

抵抗負荷でゲインを大きくしようと抵抗値を大きくすると v_{out} の信号レベルが下がってしまうので、 r_{o4} よりは大分小さい値しか使用できない。

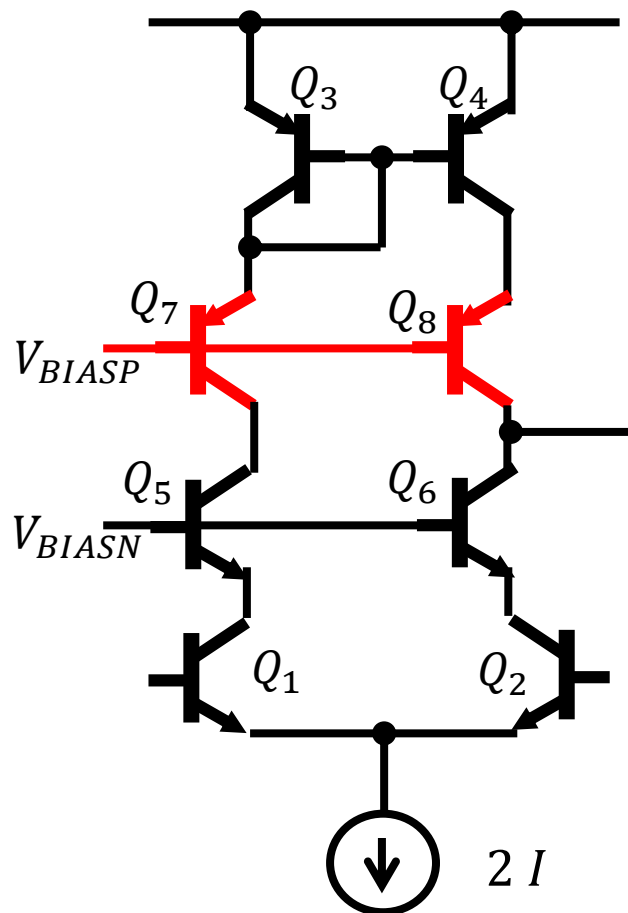
ただし v_{out} に低抵抗(低インピーダンス)の負荷がつながる(負荷が重い)と、この利点が享受できなくなる。

この問題は2ページ先で解決する。

active loadではsingle出力になってしまう。
先人たちがこの問題をどうやって解決したかは、各自で調べると良い。
が、その前に自分で悩んでみるのも、良い修行になろう。



Q_6 のエミッタ電位はエミッタ電流にあまり依存せず決まるため Q_2 の r_o が見え難くなる。

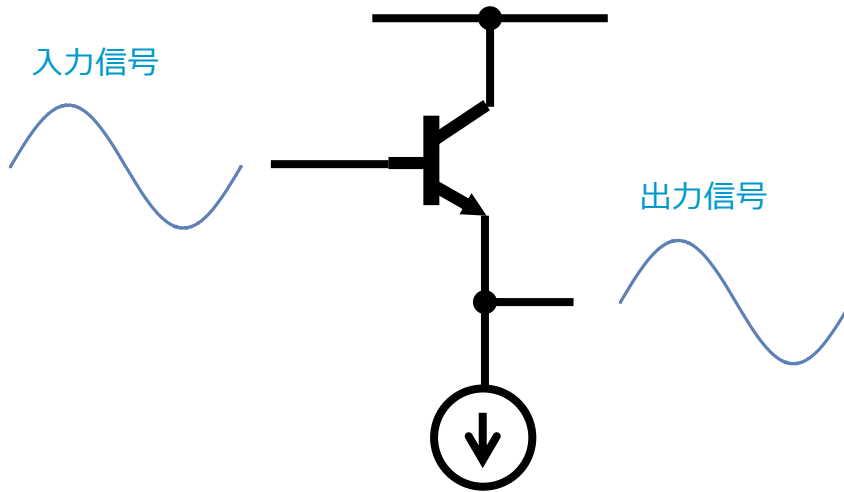


Q_8 も追加すると Q_4 の r_o も見え難くなる。

ゲインを稼げば稼ぐほど、ますます負荷駆動能力が減ってくる。

Emitter(Source) Follower

EF もしくは SF と略記

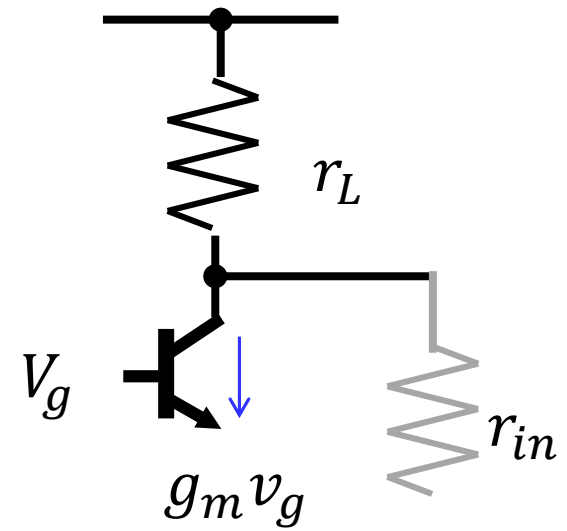


Emitter Followerは、Base電位の変化をほぼそのまま (実際には若干小さくなって) Emitterに伝える。MOS Trでは増幅率がさらに小さく、0.8倍程度になる (バックゲート効果など)。

ゲイン1以下のアンプが、何の役にたつのだろうか。

SFの入力は、そもそも電流が殆ど流れない。出力は、後段からの電流(キックバック)が少々変化しても電位があまり変わらない。

差動対の出力段

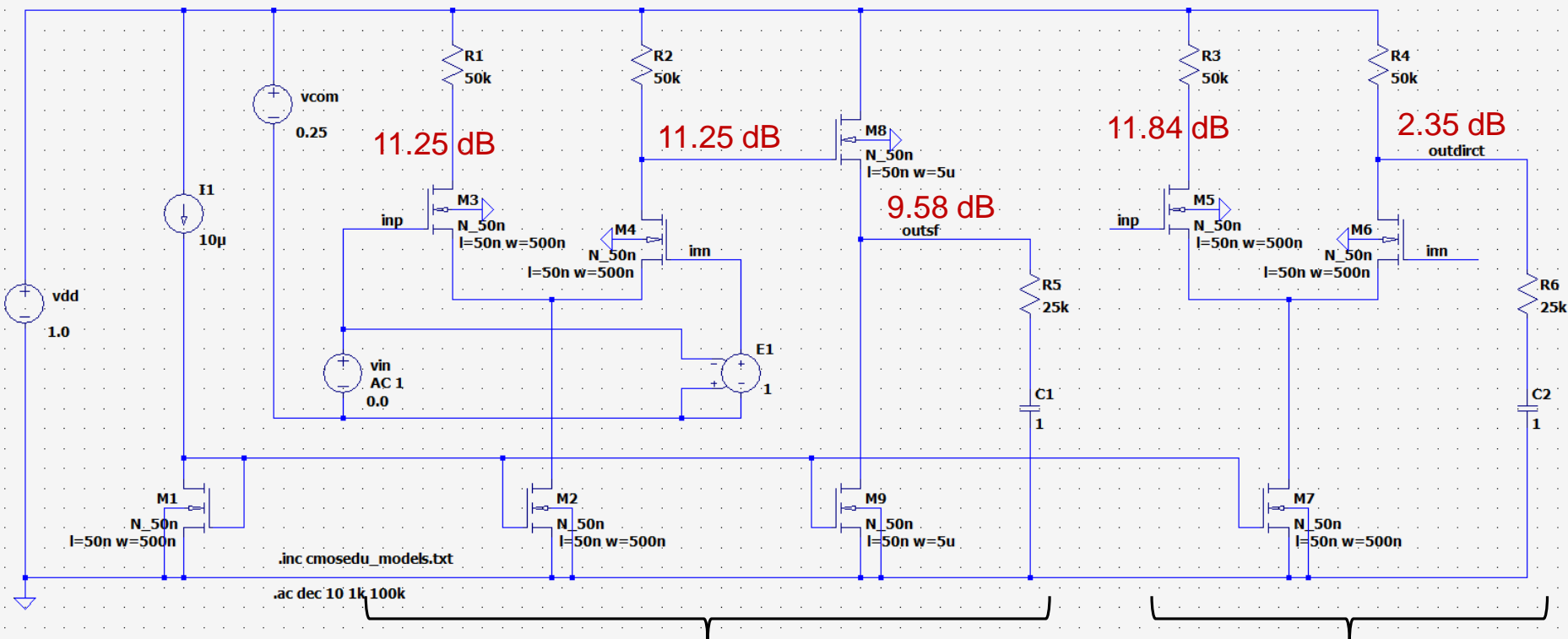


負荷 r_{in} (とコレクタ抵抗)がなければ、ゲインは $g_m r_L$ から $g_m (r_L \parallel r_{in})$ に落ちてしまう。

しかし出力と負荷の間にSFを挟むとアンプゲインが殆ど減らなくて済む。

SF有無によるゲイン比較

同一の差動対定数で、出力負荷 $25k\Omega$ を駆動した。
VGS分の電位の違いを無視できるように、直列に大容量(ここでは1F)を入れた。
そのため、DCゲインを見るのにAC解析が必要となった。



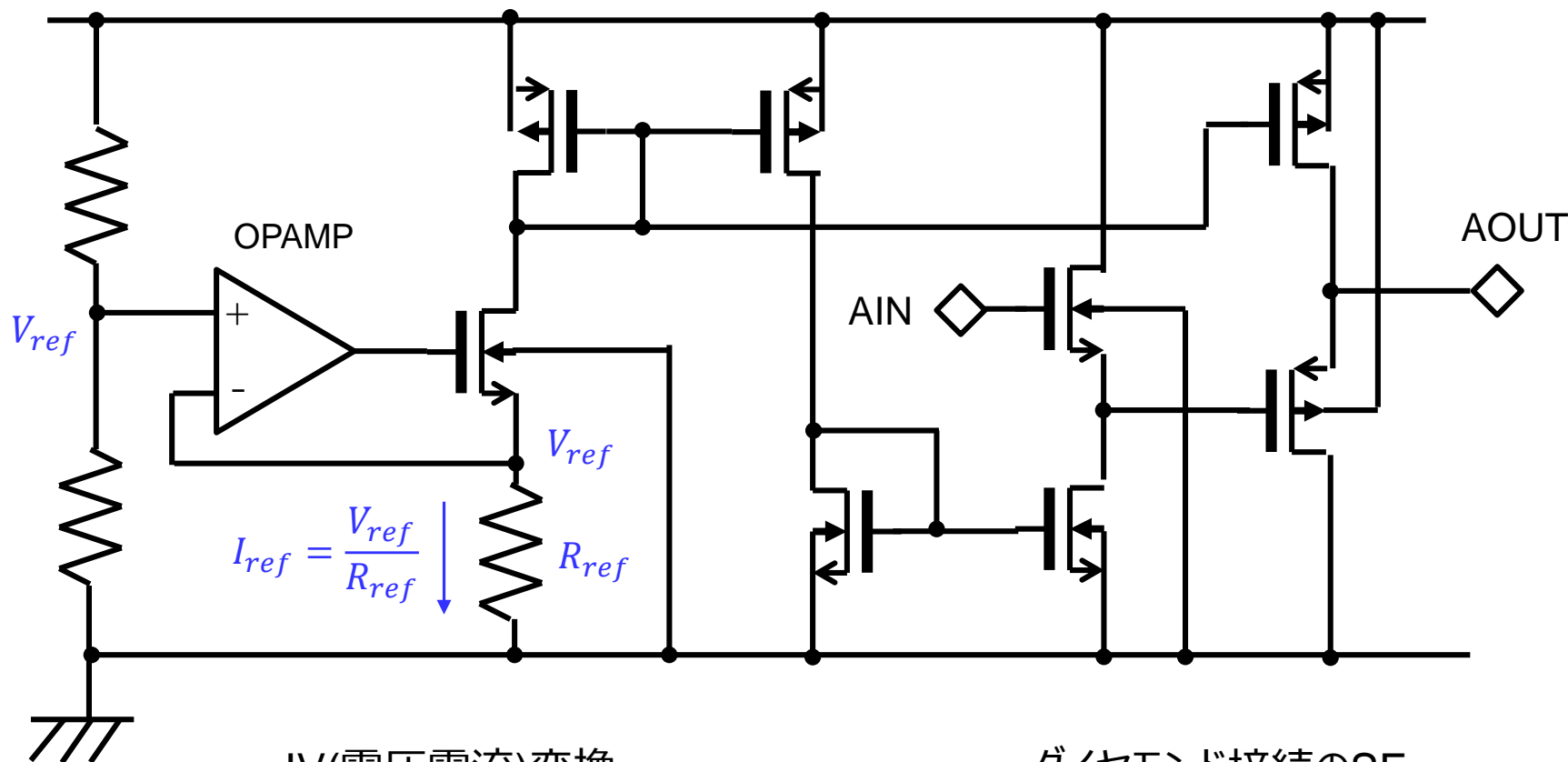
差動対にSFとload

駆動力を上げるため、SFには10倍の電流を流している。

差動対とload

SFがない以外は左の回路と同一

基準電流の生成分配と多段SF



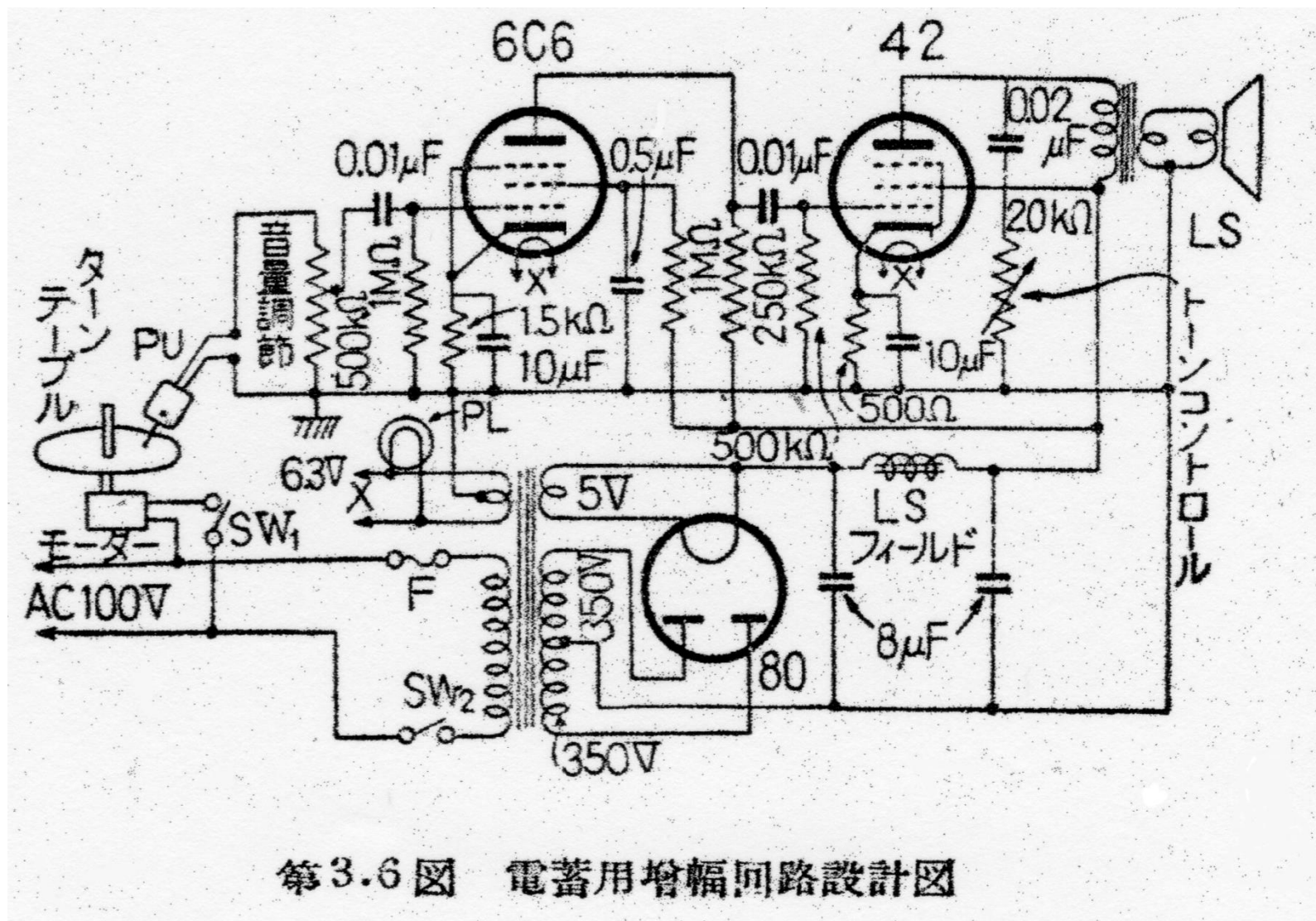
基準電圧
ここでは抵抗分圧
Band-Gap回路
も良く使われる

IV(電圧電流)変換
SFのドレイン側の電流を利用する。
OPAMPをこのように用いることで、ト
ランジスタばらつきの影響を抑える。
抵抗値ばらつきは、トランジスタのば
らつきより小さめにできる。

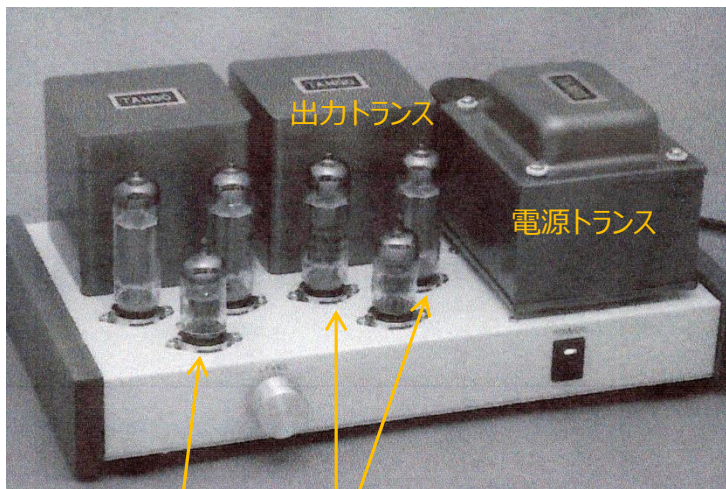
ダイヤモンド接続のSF
入出力が同一レベルに近い。
多段でもD-rangeが圧迫されない。
温度変化によるレベル変動が小さい。
信号振幅はSF段数に応じて現象する。

第4章 実用回路たち

電蓄用増幅器回路図



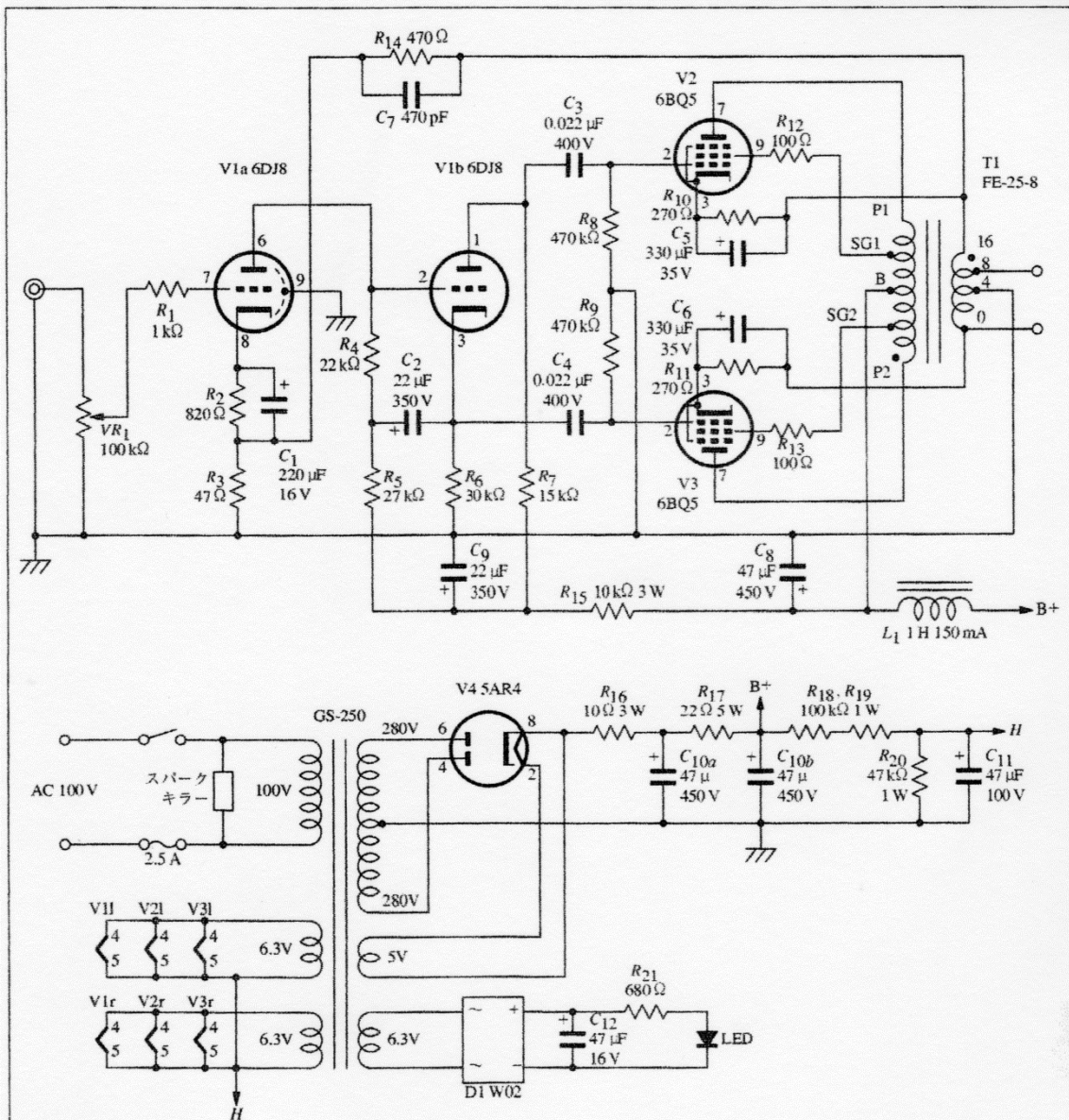
オーディオ用真空管アンプ回路図



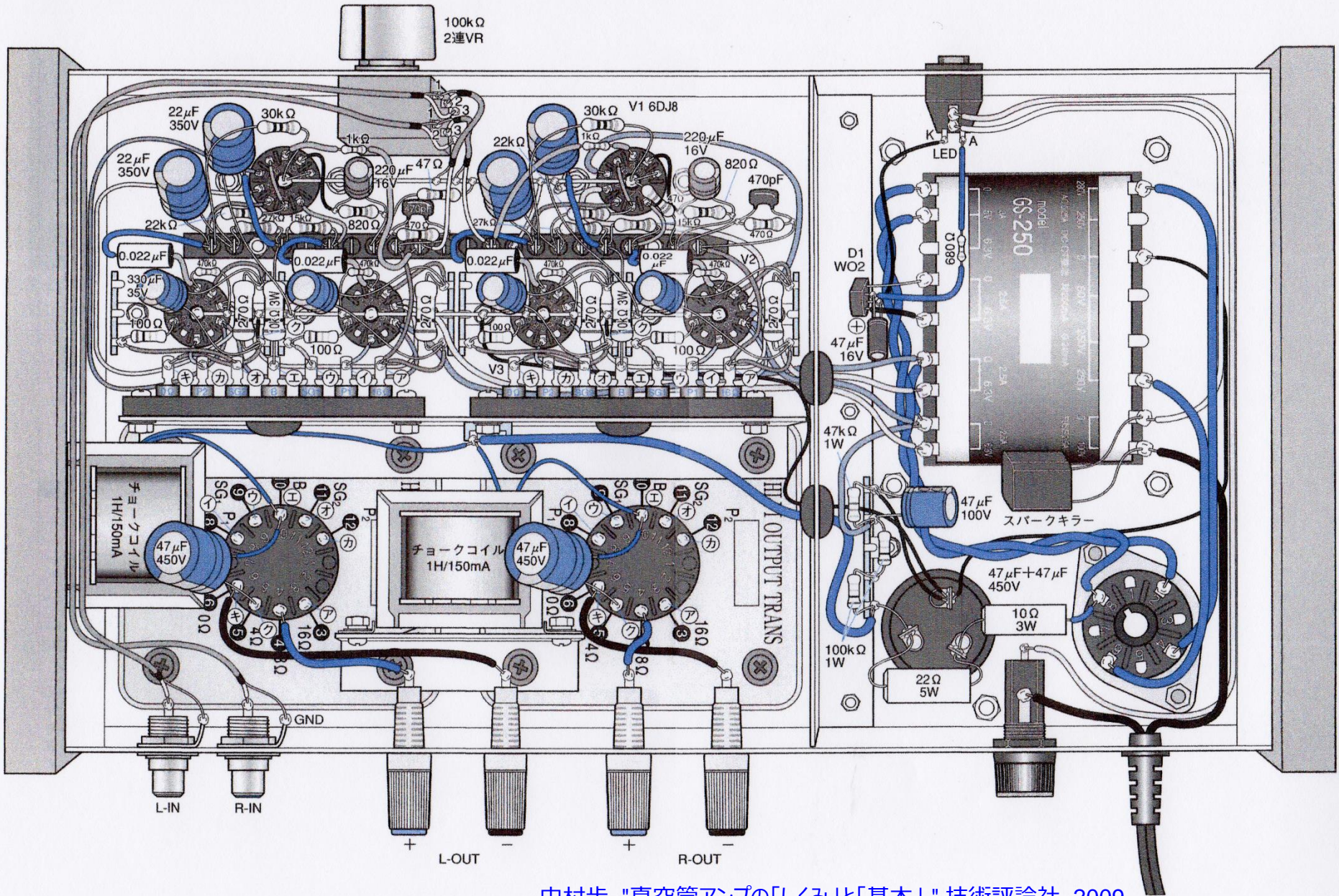
双3極管
6DJ8

プッシュプル
の5極管
6BQ5

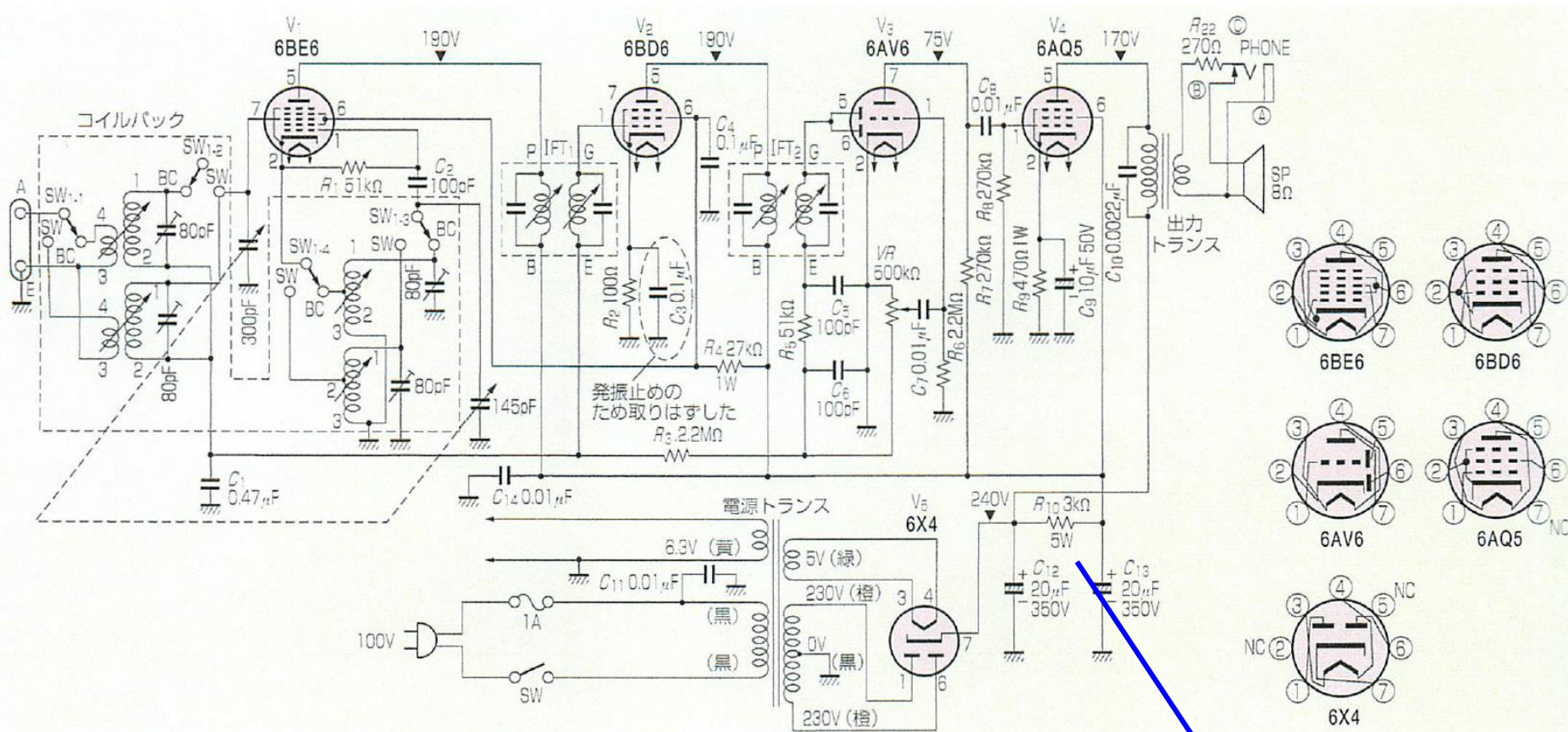
トランスの大きさを感じて欲しい。しかも重い。銅と鉄の塊なのである。音質に与えるトランスの影響は大きい。このアンプでは初段の3極管が直結されているが、真空管の時代には稀な構成であった。



オーディオ用真空管アンプ実体図



2バンド5級スーパーラジオ回路図



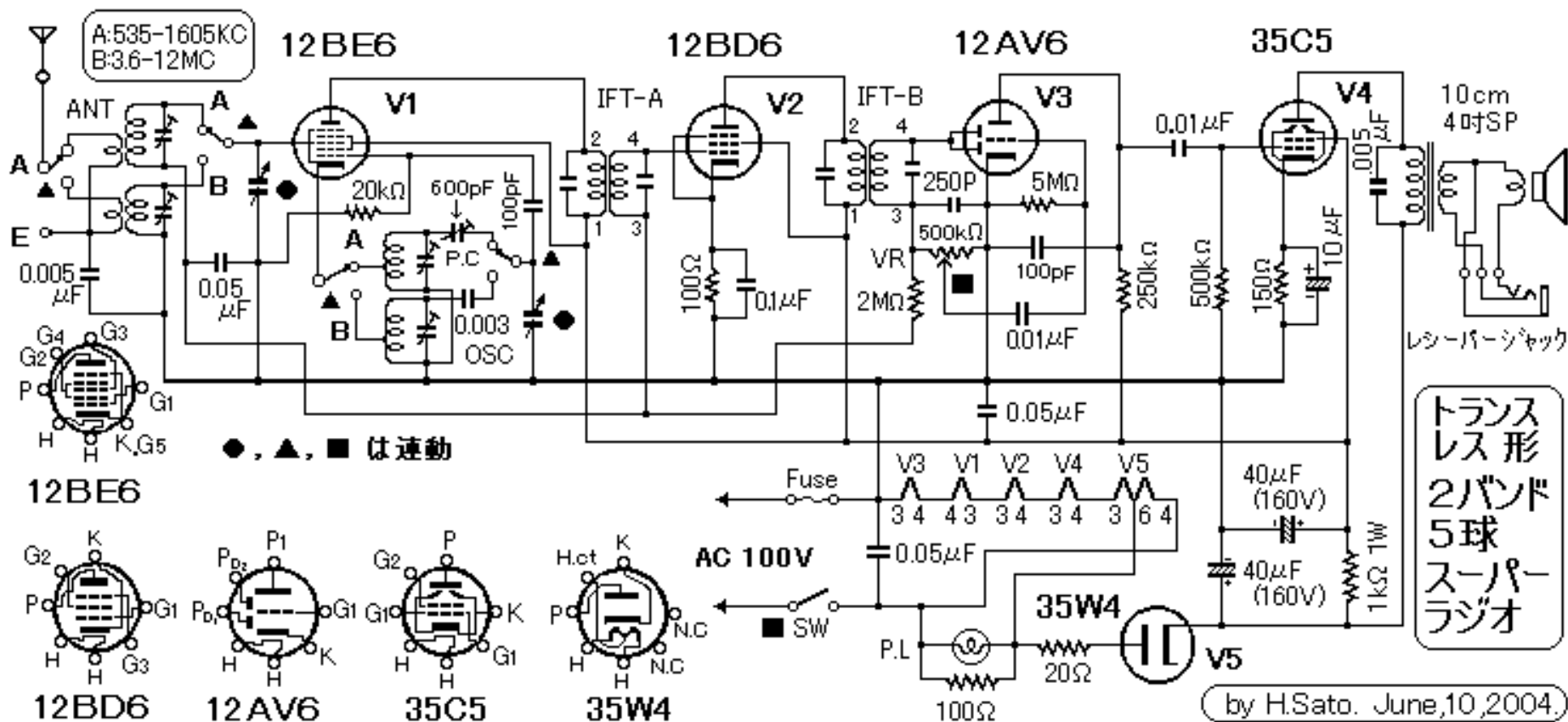
【図1】本機の全回路

昭和20年代後半、MT管が使用されるようになったころのままの回路構成。この後、真空管ラジオはトランスレスが主流になった（メーカー添付の回路図を一部変更している）

オームの法則から、 $P=V^2/R=19.2W$ ではないのか？

藤本伸一, "2バンド5級スーパーの製作," ラジオ少年の時代, 誠文堂新光社, 2002.

トランスレス5級スーパーラジオ回路図



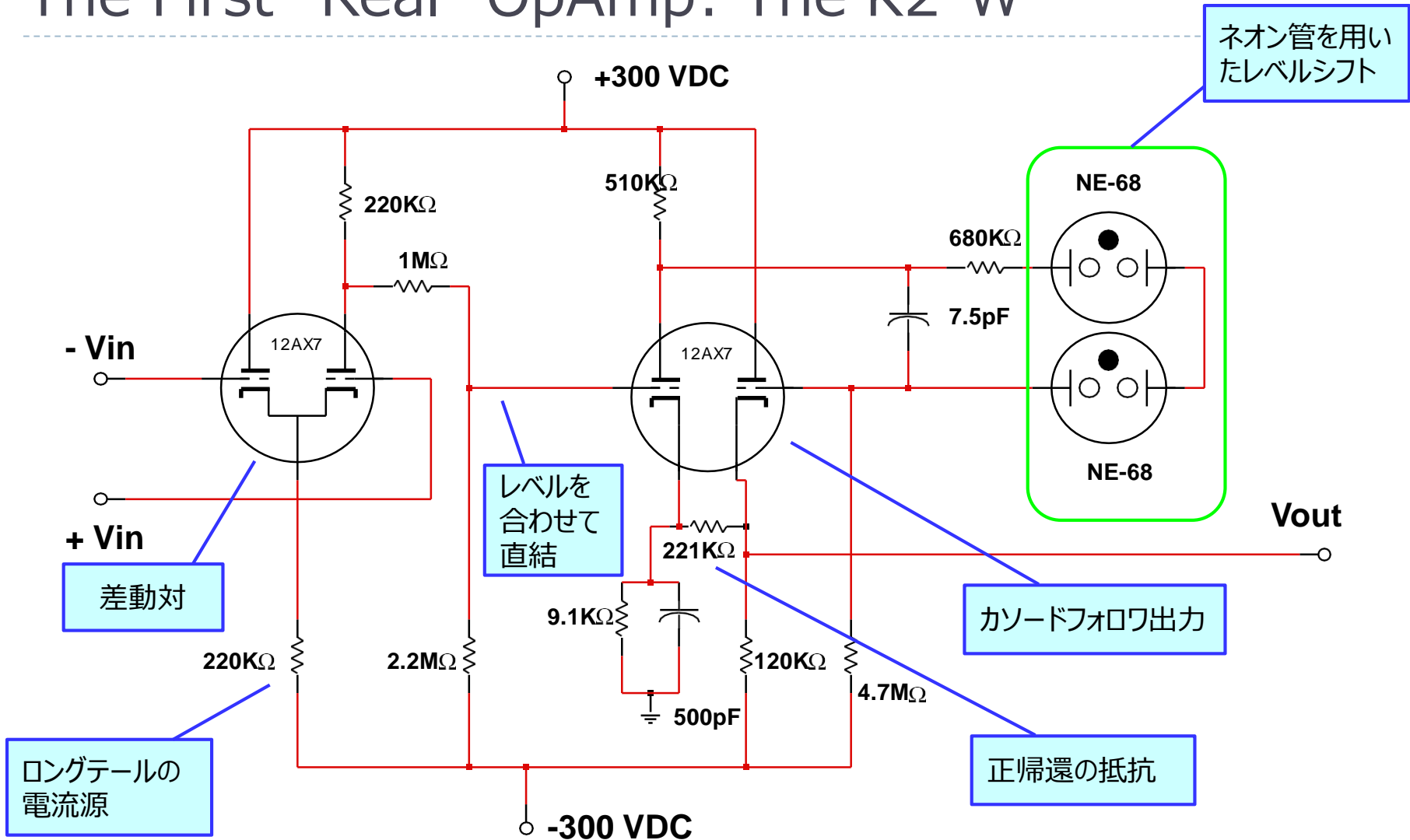
高価で重い電源トランスを省くため、真空管のヒーターを直列にする構成が、低価格ラジオの主流になった。(昭和28年頃から盛んに生産された)

そのためシャーシアースだと感電する危険がある。(フローティングアースなら、地面から絶縁されているので感電しない。)

<http://ja7bal.la.cocan.jp/5super.htm>

The First "Real" OpAmp: The K2-W

1952年





K2-XA

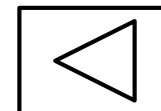


EE122, Stanford University, Prof. Greg Kovacs

The K2-W Tube OpAmp

- Invented by Julie Loebe and George Philbrick (early 1950's)
- The first "mass production" OpAmp...
- Cost (in 1950's) approximately \$22.00...
- Basic specifications comparison to 741 and LT1037...

Parameters	K2-W OpAmp	741 OpAmp	LT1037 OpAmp
Power Supplies	+/- 300 VDC, 6.3 VAC (filaments)	+/- 15V	+/- 15V
Open-Loop Gain	1.5×10^4	5×10^4	30×10^6
Vout Swing	+/- 50V	+/- 12V	+/- 13.5 V
Iout	+/- 1 mA	25 mA	25 mA
I _{drain}	5 mA (no load)	1.7 mA	2.7 mA
R _L (min)	50 K Ω	none (SC protect)	none (SC protect)
Slew Rate	+/- 12 V/ μ Sec	+/- 0.5 V/ μ S	15 V/ μ S



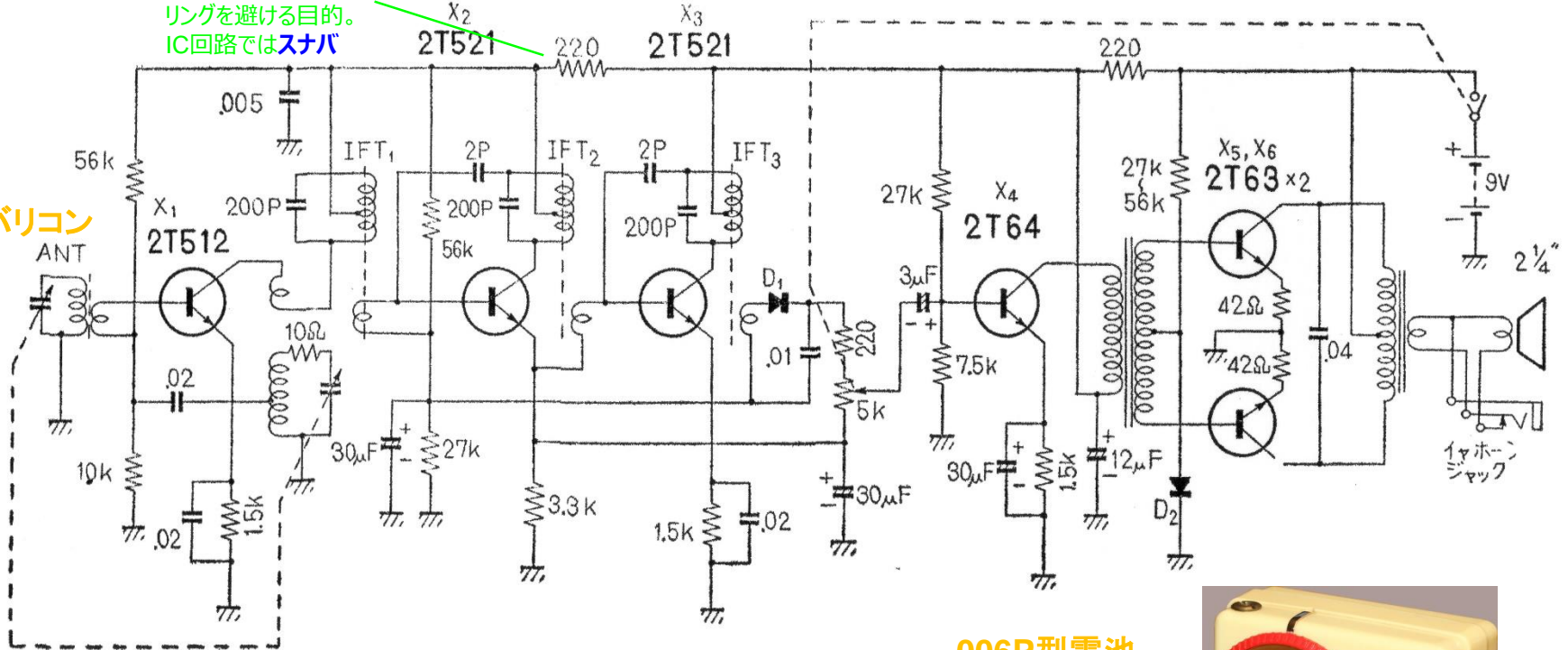
Sony TR-63

6石スーパー(Super Heterodyne方式)

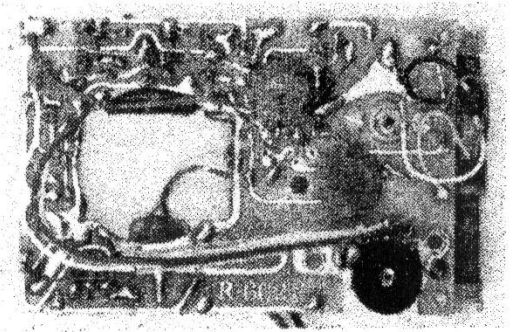
1957年発売

電源に直列に入る
抵抗は、電源カップ
リングを避ける目的。
IC回路ではスナバ

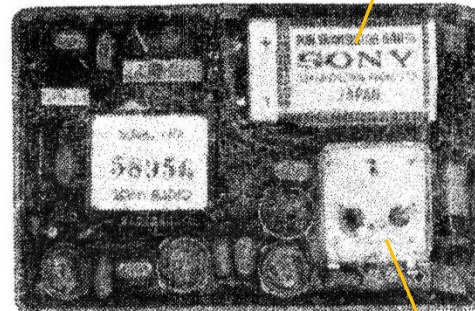
ポリバリコン



プリント基板
と配線



部品マウント図



外観写真

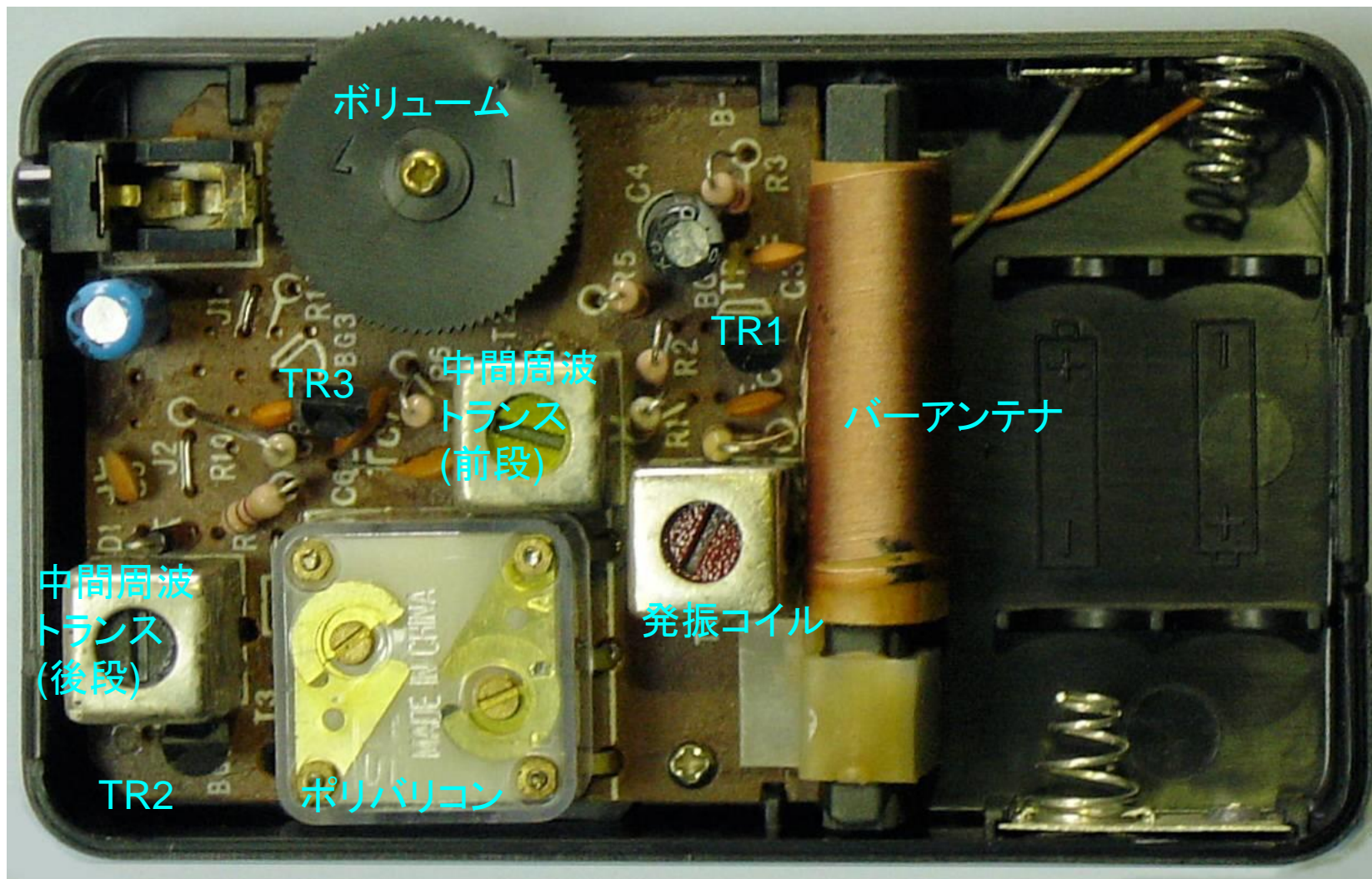


006P型電池

ポリバリコン

ダイソー100円AMラジオ

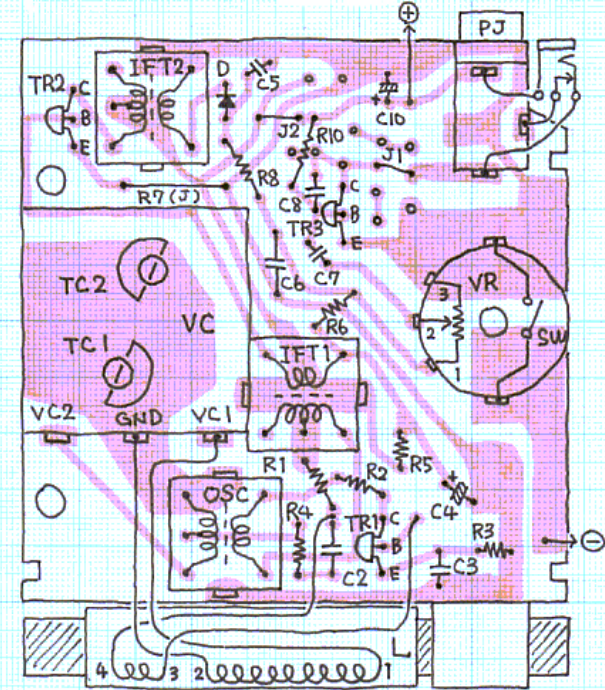
2000年頃?



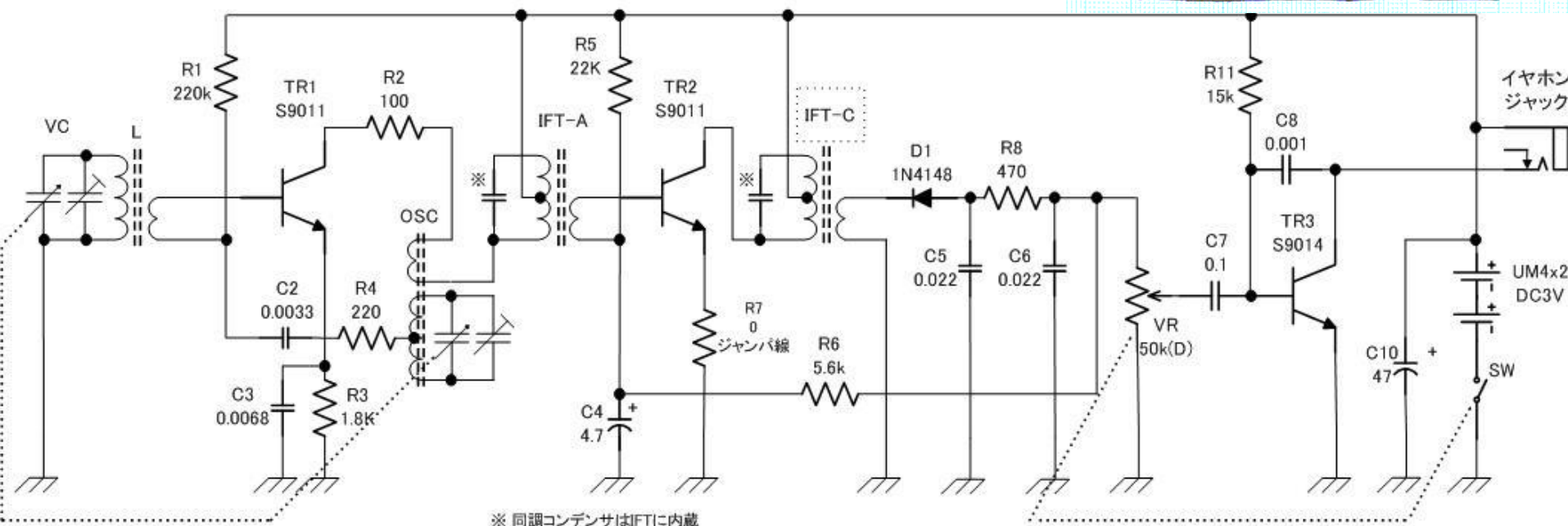
100円ラジオ回路図と実体図

<http://bbradio.sakura.ne.jp/100am/100am.html>

標準的な3石スーパーである。無駄がない。
設計もレイアウトも素晴らしい。かなりの技術力である。
TR-63からの進化を感じる。しかし製造は雑である。



ダイソー100円ラジオ回路図



※ 同調コンデンサはIFTに内蔵

オーディオ用Trアンプ

メインアンプ部は全段直結OCL

1971年

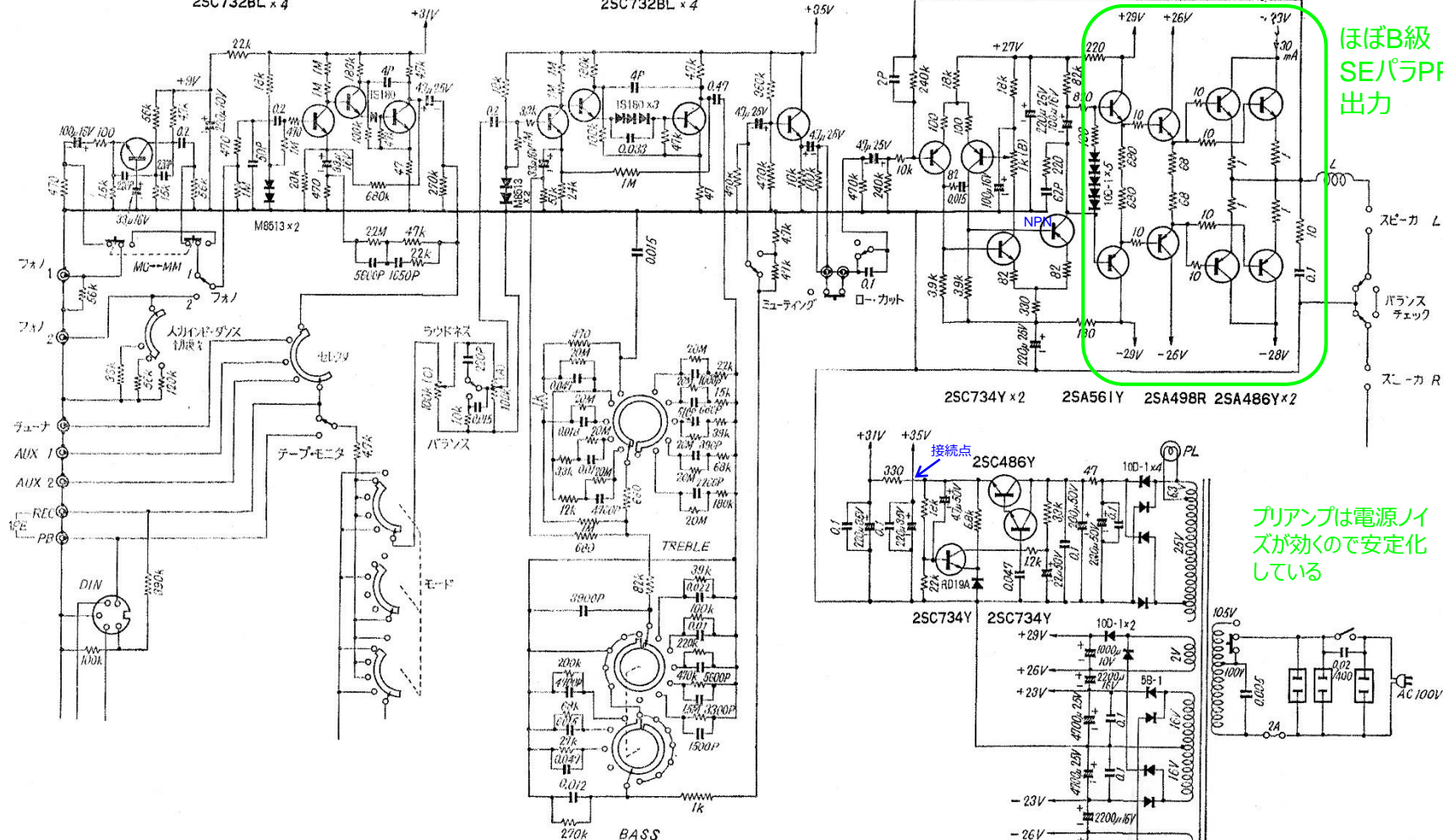
コンプリメンタリの差動対

プリアンプ部

2SC732BL x 4

トーンコントロール部

2SC732BL x 4



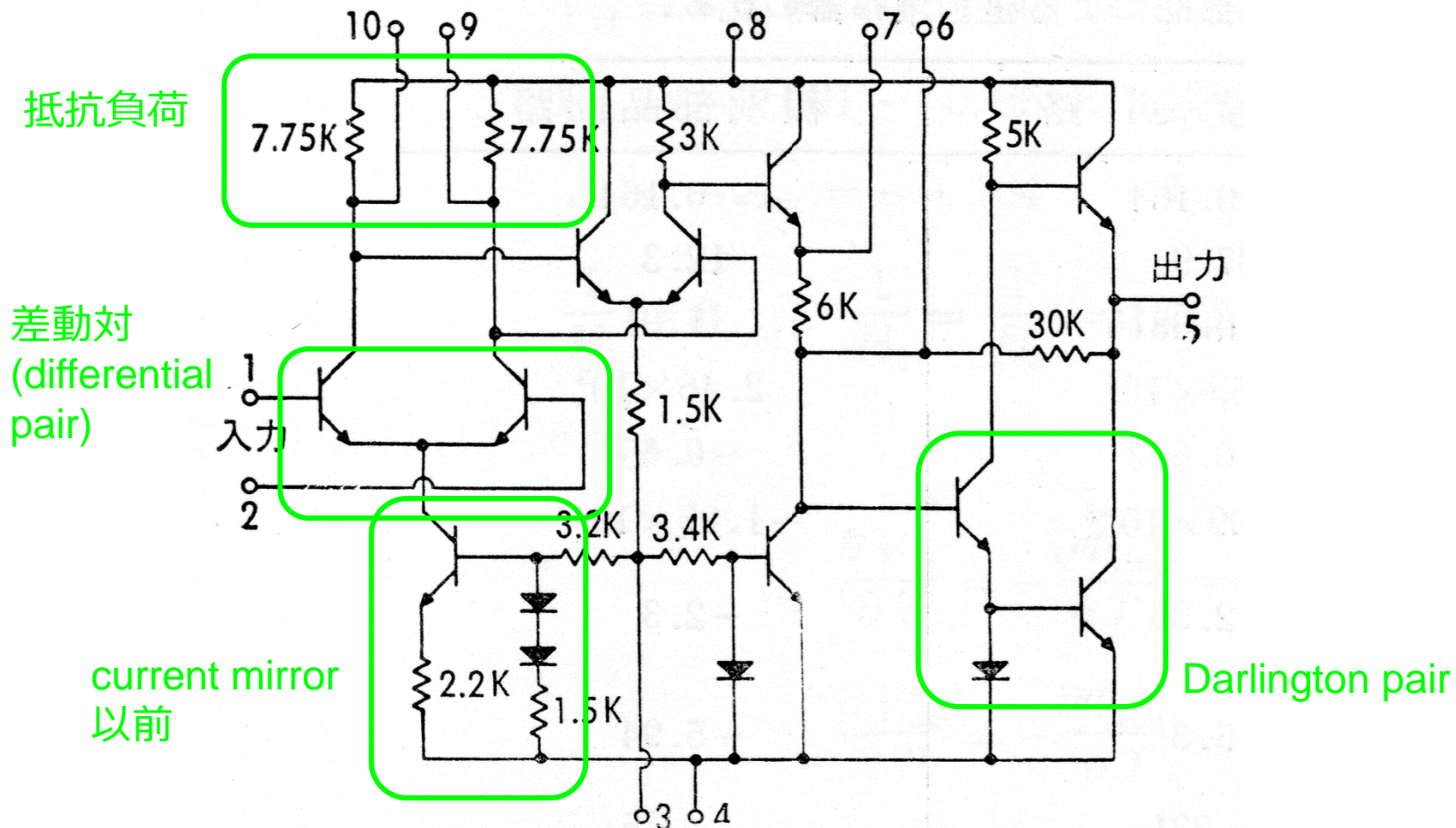
ほぼB級
SEパラPP
出力

プリアンプは電源ノイズが効くので安定化している

高級オーディオでは特を制限するコンデンサやトランスを避け、金に糸目をつけず各段を直結することが試みられた。そこで活躍したのが差動対回路である。

最初期のIC OPAMP

すでに全段直結で、キャパシターは内蔵されていない。
当初PNPも作り辛かったので、NPNだけで何とかする工夫がなされた。

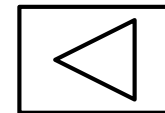
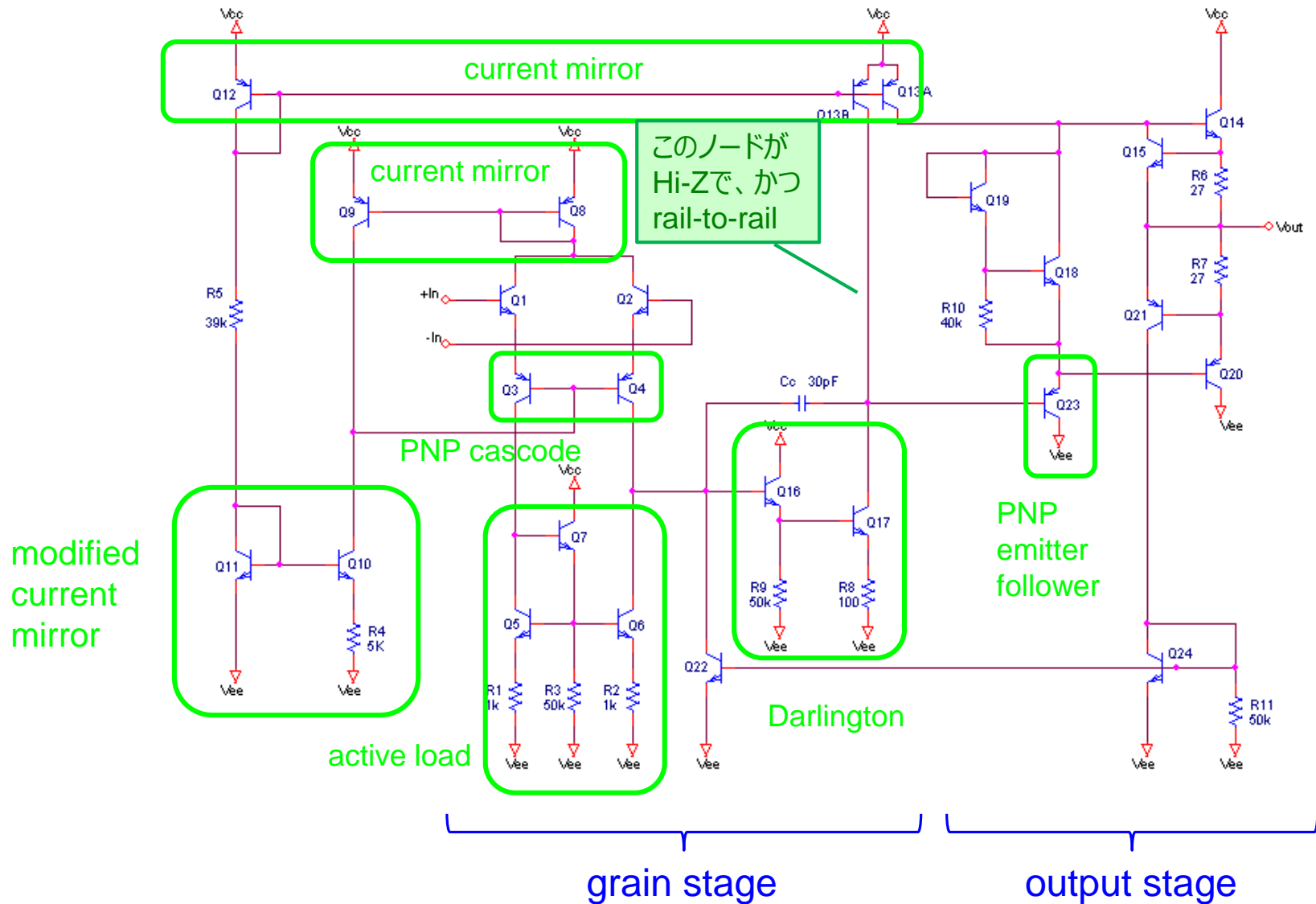


D. K. Lynn, et.al. "Analysis and Design of Integrated Circuits," Motorola, 1967

往年のベストセラーOPAMP

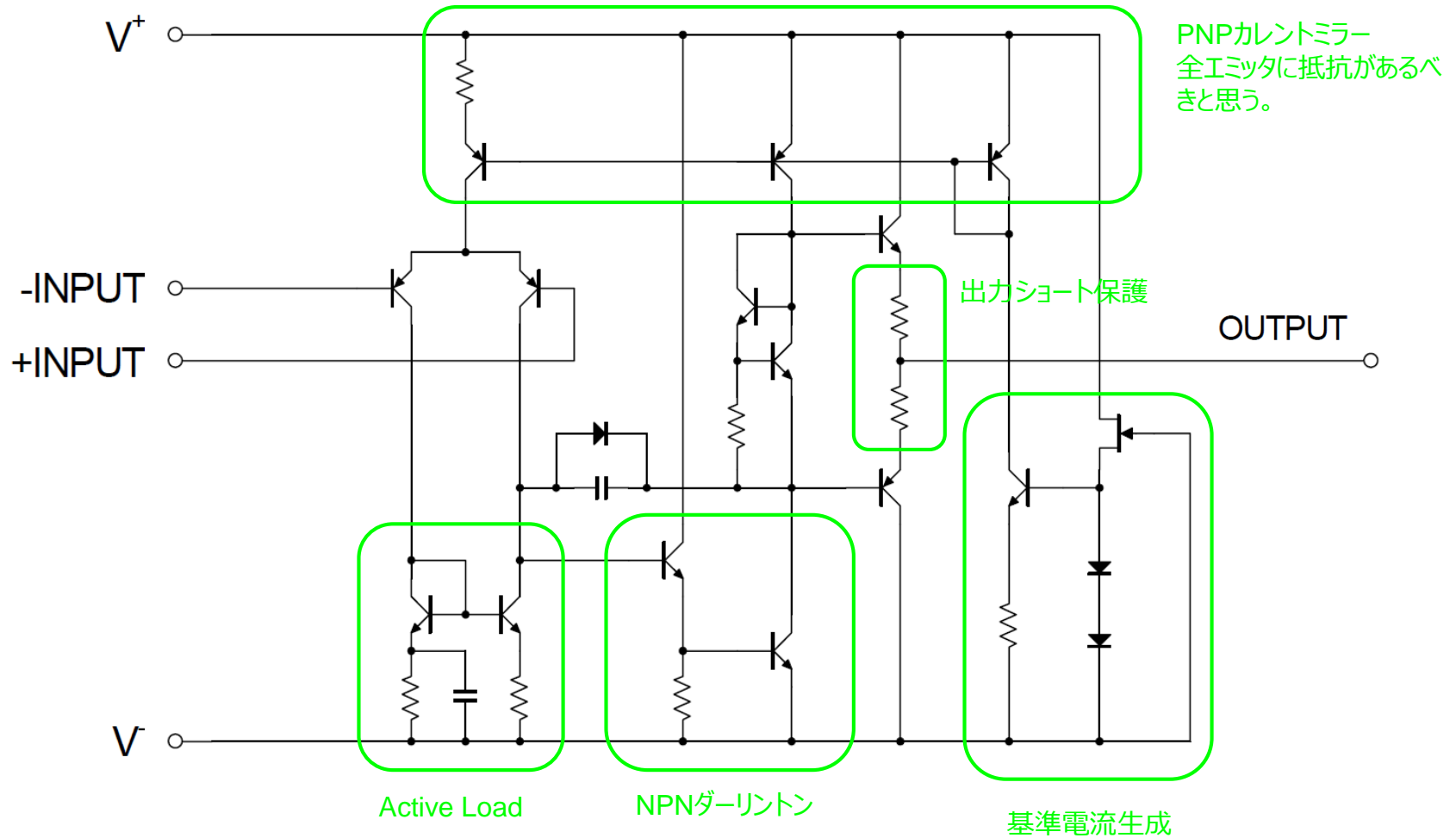
Fairchild uA741, 1968

PNP/NPNを自在に使えるcomplementary process

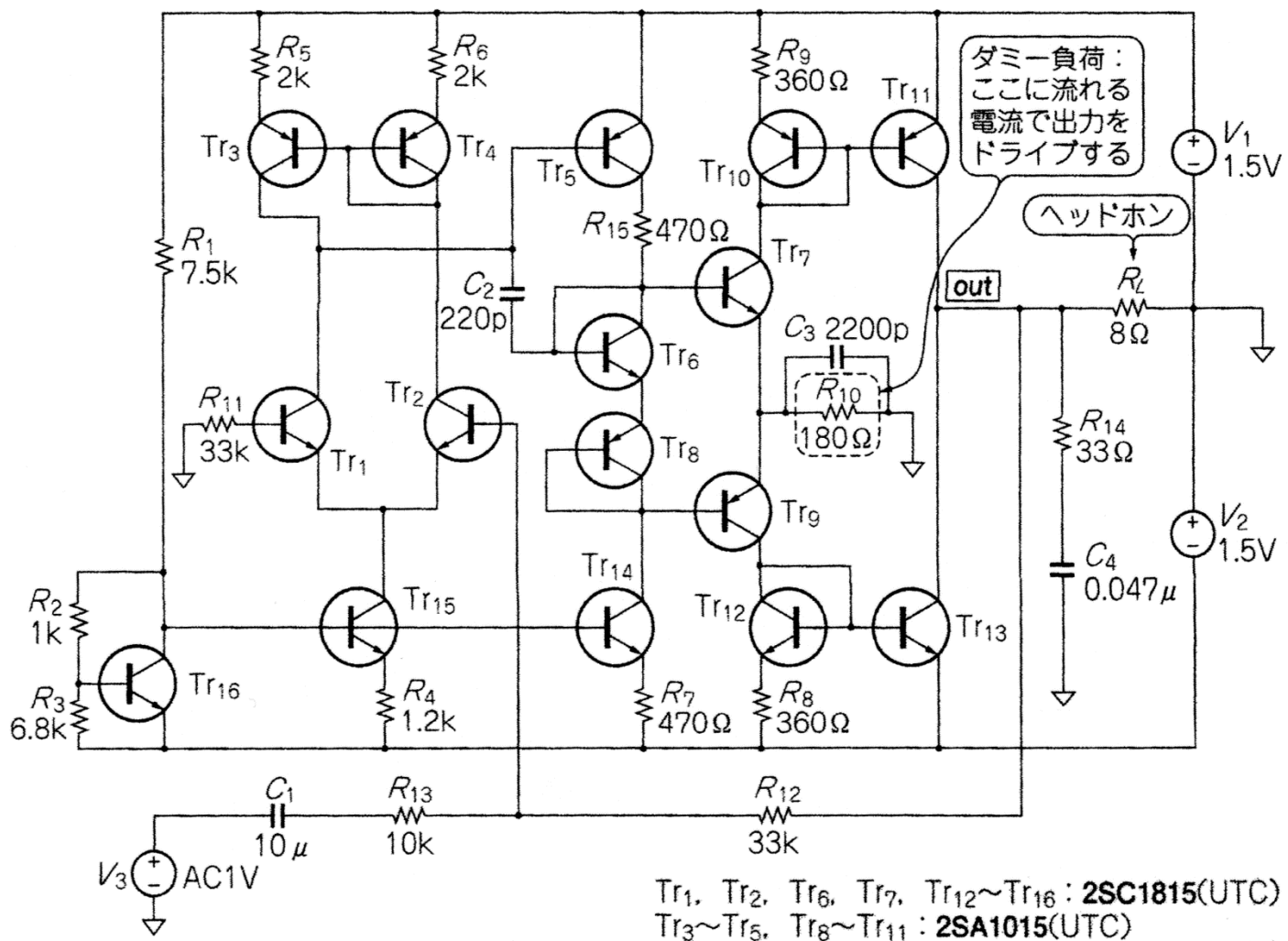


現行のシンプルなBipolar OPAMP

新日本無線 NJM4580



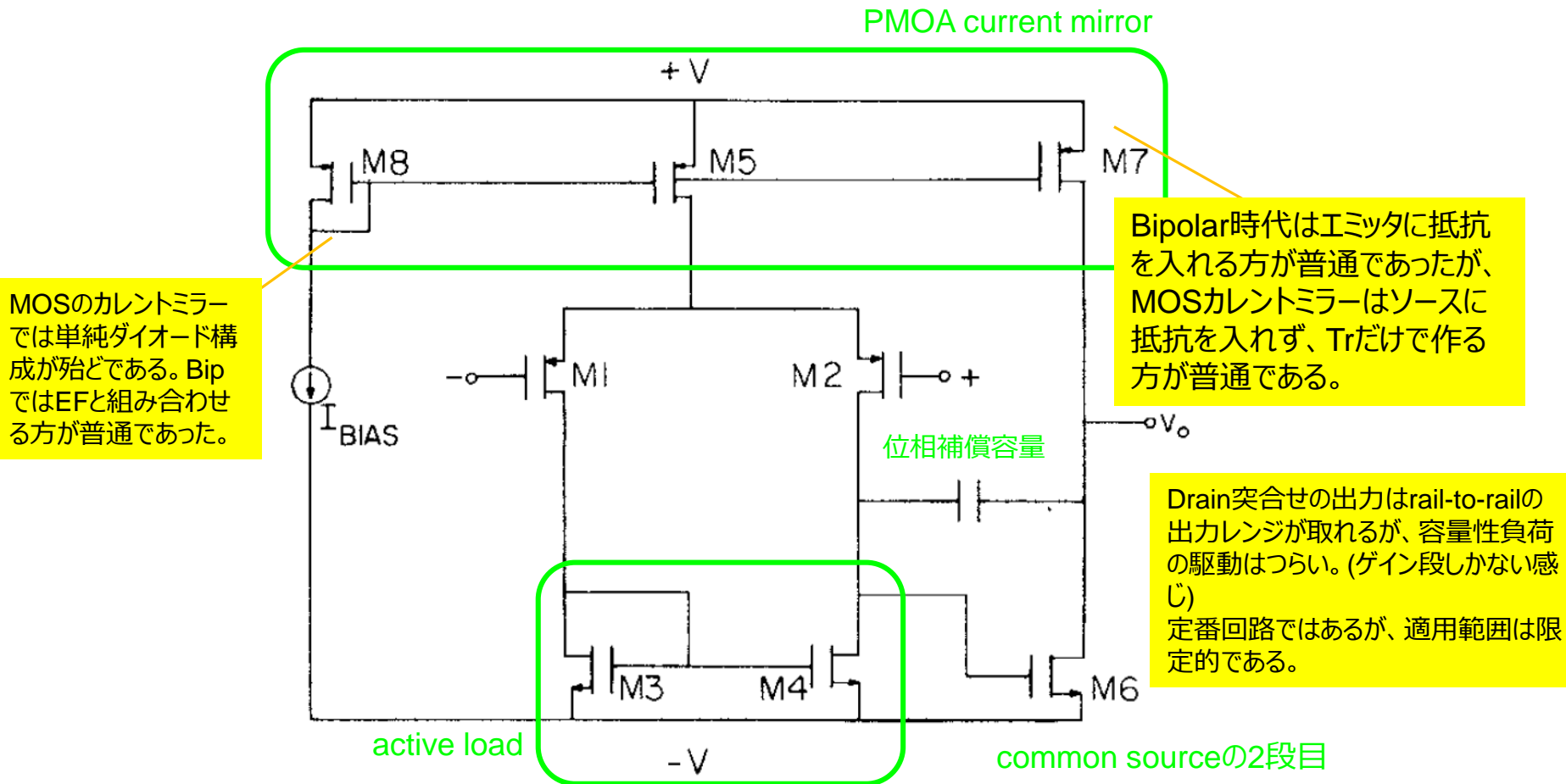
スピーカーも鳴らせるヘッドホンアンプ



加藤 大, トランジスタ技術 2018年10月号 図12

CMOS OPAMPの定番回路

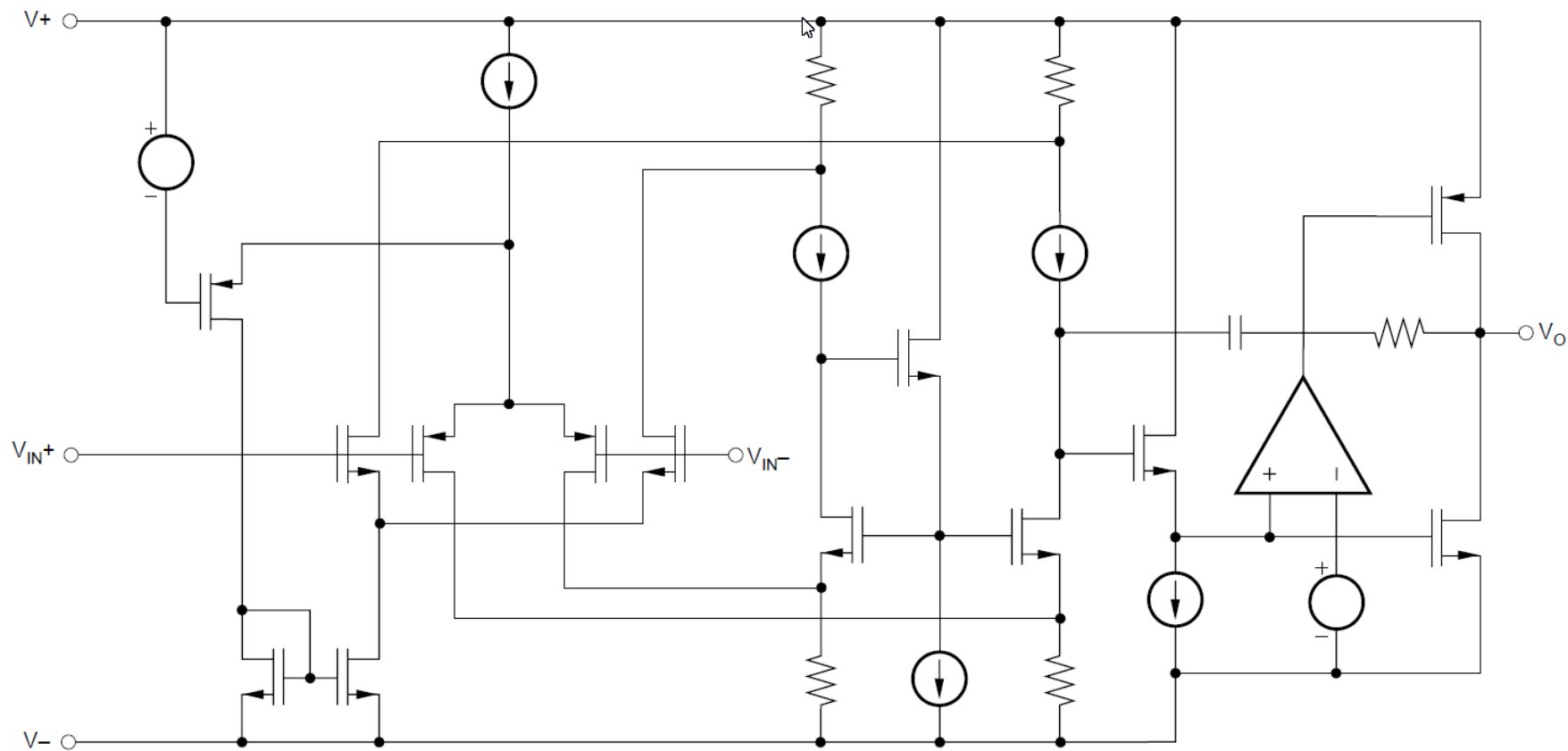
MOSも当初はNMOSだけで無理やり感があったが、じきにcomplementary processが使えるようになった。プロセス屋さんの執念であろう。



P. Gray, R. Meyer, "MOS operational amplifier design-a tutorial overview," *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, Vol. SC-7, No. 6, pp. 969-982, December 1982.

入出力Rail-to-RailのOPAMP回路

Burr-Brown OPA704 from Texas Instruments



参考文献

- ▶ RCA Manufacturing Company, Inc. "Vacuum Tube Design," Harrison, 1940.
- ▶ 原島修, "真空管," 岩波全書, 1956.
- ▶ 川上正光, "電子回路I" 共立全書, 1953. ~Vまで、全5巻のシリーズ
- ▶ 黒川達夫, "デジタル時代の真空管アンプ," 誠文堂新光社, 1989.
- ▶ 中村歩, "真空管アンプの「しくみ」と基本," 技術評論社, 2009.
- ▶ Ayumi's Lab., <http://ayumi.cava.jp/>
- ▶ 阿部豊比古 訳, Richard F. Shea, "トランジスタ増幅器の設計," 無線従事者教育協会, 1955.
- ▶ 安田順一, "設計・応用 トランジスタ回路," 電波技術社, 1959.
- ▶ グレイ 他, "システムLSIのためのアナログ集積回路設計技術," 培風館, 2003.
- ▶ Behzad Razavi, "アナログCMOS集積回路の設計," 丸善, 2003. 基礎編と応用編の2分冊、原書は1巻
- ▶ Behzad Razavi, "A Circuit for All Seasons," IEEE Solid-State Circuit Magazine, 連載中.