

電気電子工学特別講義Ⅱ
回路の回り道 ～回路とデバイス

ザインエレクトロニクス株式会社
源代 裕治

第1章 回路の法則

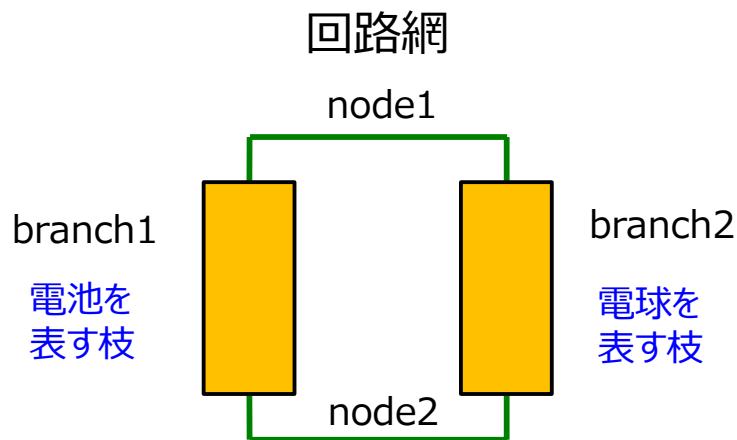
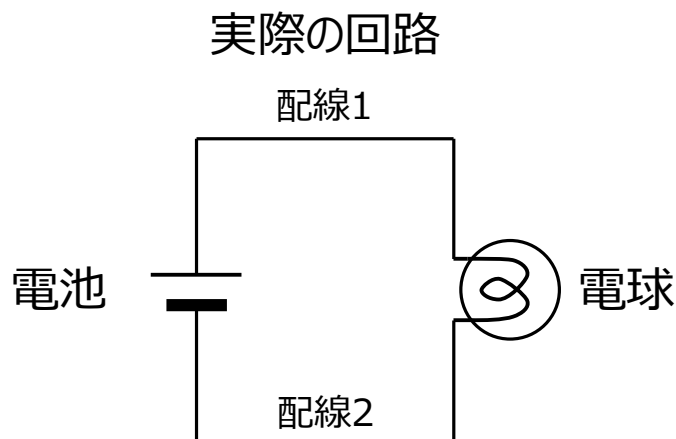


『電圧』って何？

『電流』って何？

電子回路の形式化

抽象化とも呼ばれるが、むしろ**単純化**である



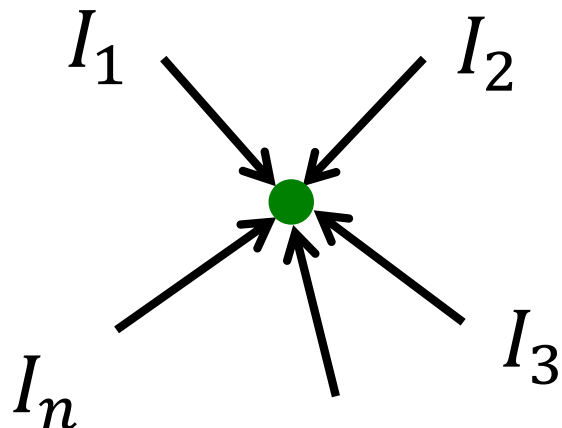
電子回路は部品と、それらをつなぐ配線からできている。そこで、各部品をまずは箱で置き換え、それらが持つ色々な機能は、箱の属性として付け加える、と定式化する。

シミュレーションプログラムはこのように構成されている。

回路網は両端に端子を持つ**枝(branch)**と、端子間を接続する**節(node)**とからできている。

配線を節と捉えると、つながっているかどうかだけの情報として抽象化されているので、長さ方向に広がっているという感覚は消失する。(配線ではなく配点になってしまう) 一方、枝の方は箱よりは線で書く方が楽だったりする。このように、回路網は回路の感覚とは反対の所がある。

電子回路を回路網として捉える時は、**node内では同一電圧**、**branchは電流一定**(入った電流がそのまま出て来る)と単純化している。



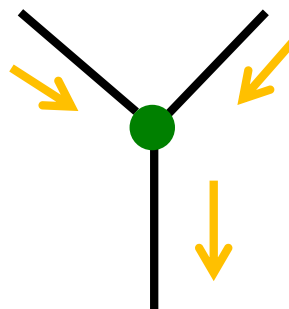
回路配線のどの点においても、その点が配線を n 本の枝に分割する($n \geq 2$)とき、各枝に流れる電流の総和は0となる。

$$\sum_{k=1}^n I_k = 0$$

ただし、電流の向きはその点に流れ込む方向を正とし、逆向きの電流は負で表す。

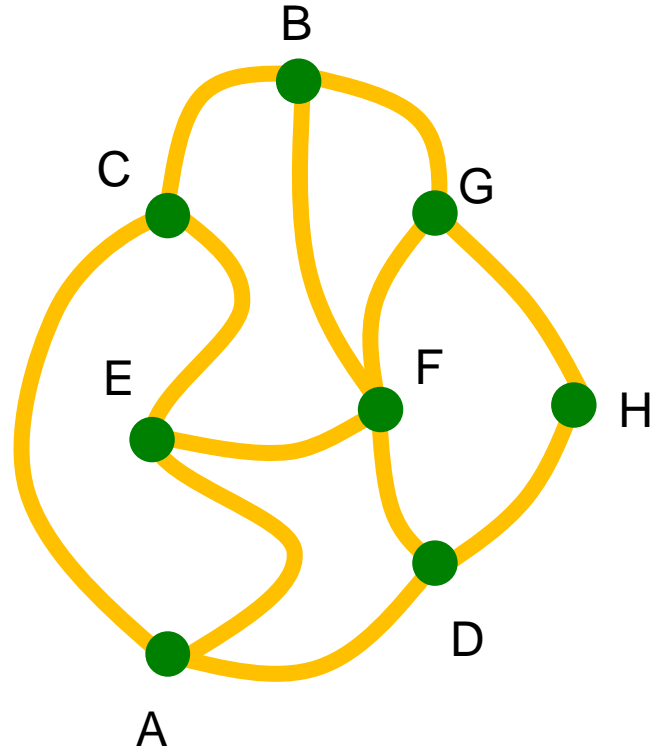


分岐していない配線なら、電流値は変わらない。



電流が合流する所では、電流値が加算されて出てゆく。

電圧は電位の差、電位はpotential



各node k に電位と呼ばれる量 V_k がある。branch両端の電圧は、電位の差で表される。例えば

$$V_{A,C} = V_C - V_A$$

となる。たとえば左図でAからBへ至るパスを考えるとA,B間の電圧 $V_{A,B}$ は

$$\begin{aligned} V_{A,B} &= V_B - V_A = (V_B - V_C) + (V_C - V_A) \\ &= V_{A,C} + V_{C,B} \end{aligned}$$

と、経路の電圧の和となる。同様に考えると、2点間の電位差は経路によらず決まることが分かる。このような量を一般に **potential** という。電位はpotentialである。

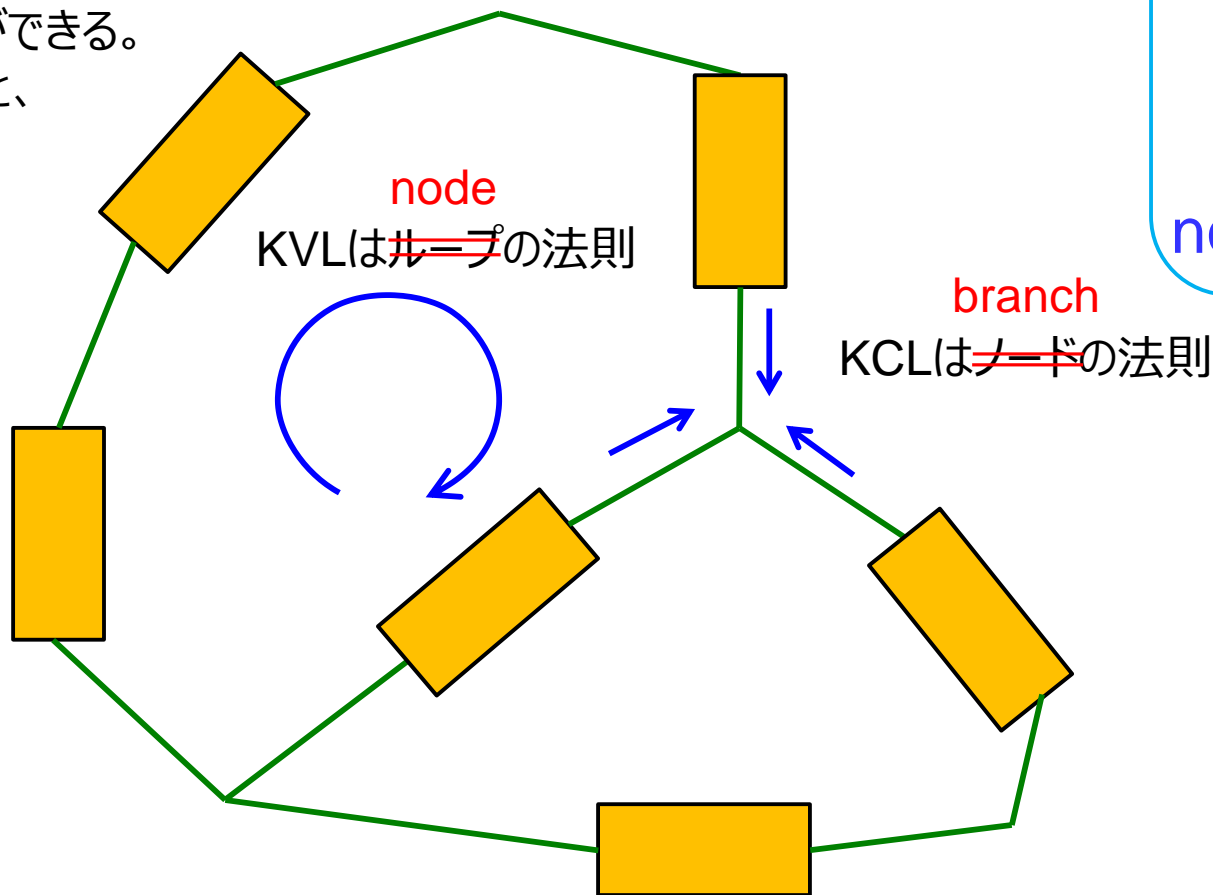
電圧は行きと帰りで符号が逆になるから、閉経路(出発点と到着点と同じ経路)に対しては、

$$\sum_{p,q} V_{p,q} = 0$$

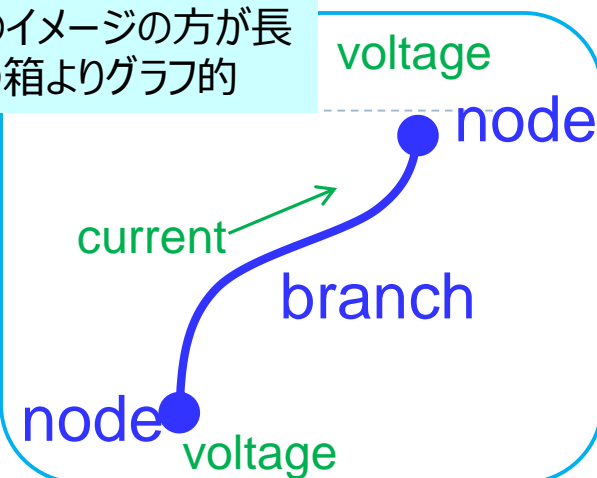
となる。これが Kirchhoff's Voltage Law の常用表現である。

回路はグラフだ

回路網はブランチ(部品)をノード(配線)で結合したグラフと見做すことができる。
すると、



こちらのイメージの方が長
方形の箱よりグラフ的



voltageやcurrentは接
続によって変わって来る
state:状態
ブランチは固有の
attribute:属性
を持ち、これはIV特性で
表現される。

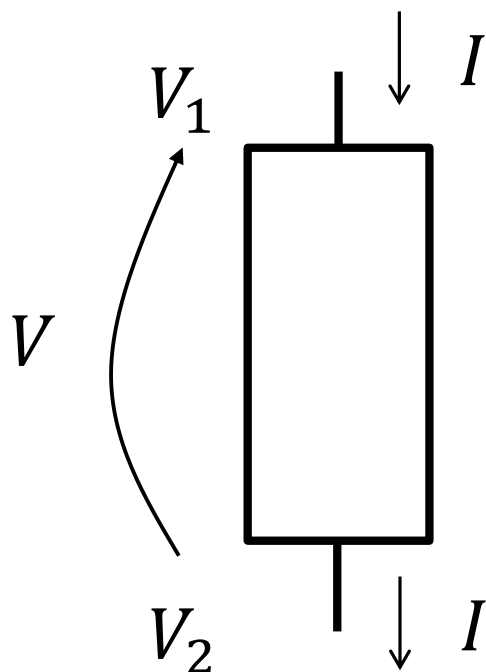
回路は、Kirchhoffの法則で規定される接続情報に、各ブランチが持つ電流対電圧特性 (IV特性)によって動作が決まる。ではIV特性(=ブランチ特性)としては、どのようなものがあるか、見て行こう。

おっと、その前に

『オームの法則』って何？

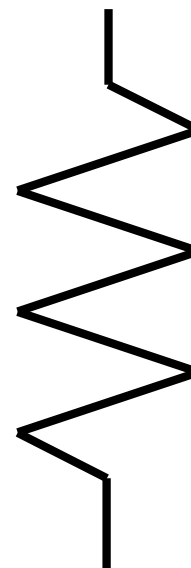
この法則も、長い歴史の中で『再定義』されてきた。Ohmが見出した法則が電気の歴史の中で大きな影響を与えて来たことは十分に認識すべきだが、回路をグラフと見る立場からは、その原型を知ることには大した意義はない。

抵抗ブランチ



$$V = RI$$

記号



$$V = V_1 - V_2$$

電圧が電流に比例するブランチを**抵抗**ブランチという。その比例係数を抵抗値と呼ぶ。

良く使われるので、専用記号を用意すると便利である。ほとんどの場合、上図に準じた記号が用いられるが、旧規格である。

旧 JIS C 0301 (1952年4月制定)

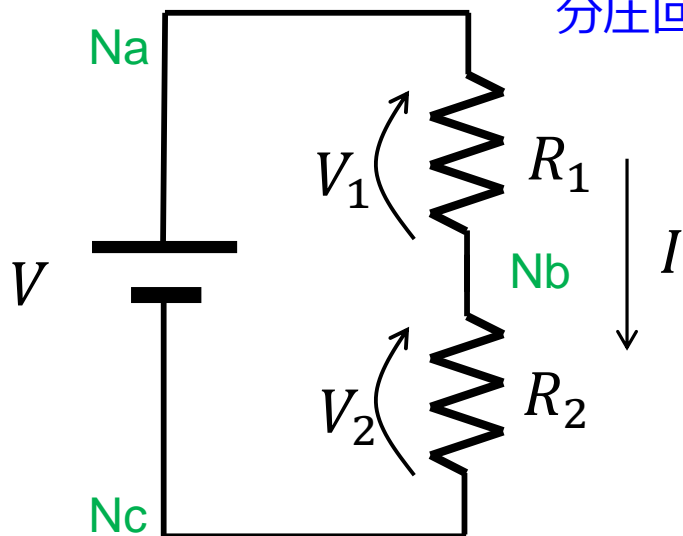
新 JIS C 0617 (1997-1999年制定)

ただし、旧規格の方が圧倒的な支持を得ている。

Ohmの法則は、回路論の立場からは抵抗の定義である。

直列抵抗、並列抵抗

分圧回路



ノードNbのKCLから R_1 と R_2 に流れる電流は共に I である。Ohmの法則より $V_1 = IR_1, V_2 = IR_2$ である。KVLから、Na-Nc間の電圧 V は、

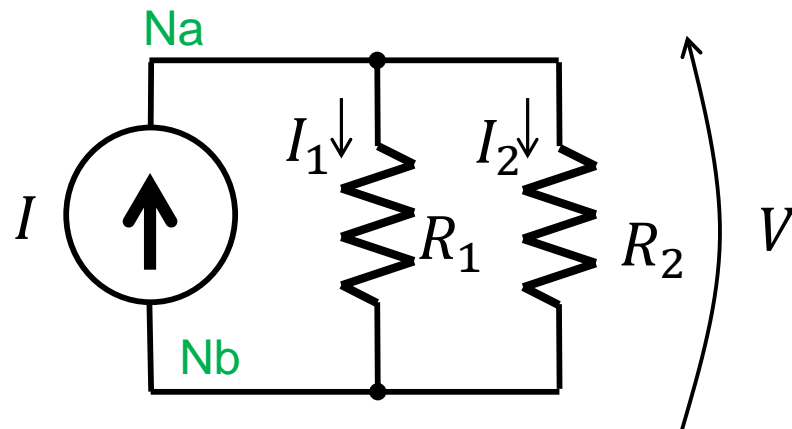
$$\begin{aligned} V &= V_1 + V_2 \\ &= IR_1 + IR_2 \\ &= I(R_1 + R_2) = IR \end{aligned}$$

すなわちこの直列抵抗は

$$R = R_1 + R_2$$

の単一抵抗と等価である。

分流回路



KVLから、 R_1 と R_2 の両端電圧は共に V である。Ohmの法則より $I_1 = V/R_1, I_2 = V/R_2$ である。NaでのKCLから、

$$\begin{aligned} I &= I_1 + I_2 \\ &= V/R_1 + V/R_2 \\ &= V(1/R_1 + 1/R_2) = V/R \end{aligned}$$

すなわちこの並列抵抗は

$$1/R = 1/R_1 + 1/R_2$$

の単一抵抗と等価である。

抵抗、あるいはコンダクタ?

直列回路 → 抵抗値の和
並列回路 → 抵抗値の逆数の和の逆数



ここで、電圧に比例する電流を流すブランチを考える。

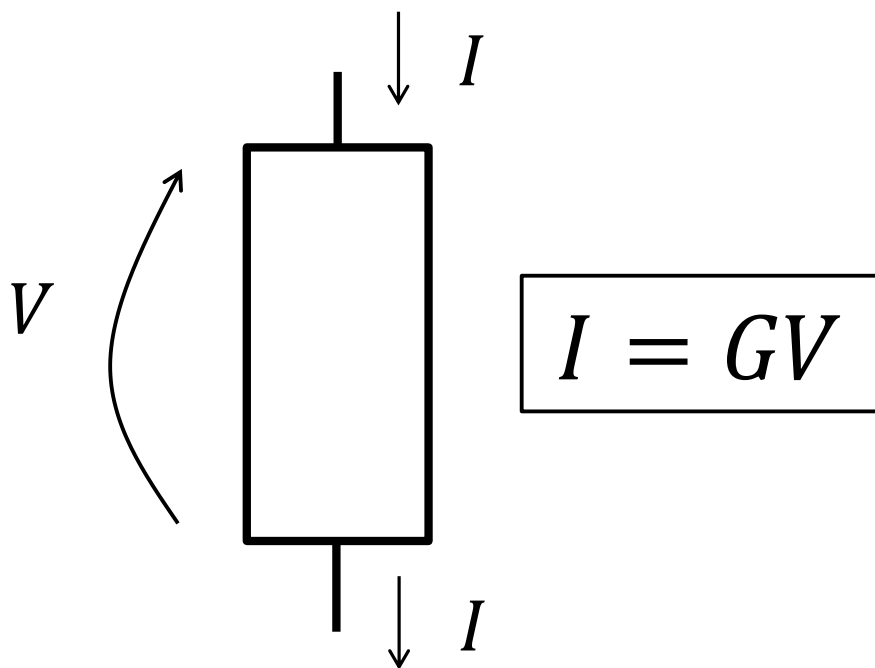
このIV特性を持つブランチを

コンダクタ(conductor)

と呼ぶ。パラメータ G をコンダクタンス (conductance) と言う。単位はS (siemens)

$$G = 1/R$$

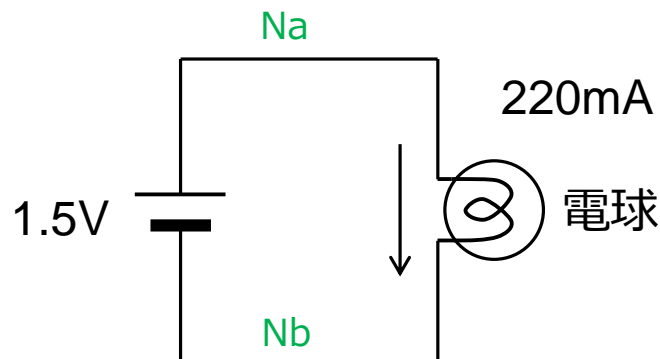
の関係が成り立つので、抵抗に対するOhmの法則を書き直しただけに見えるかも知れない。その理解で良いのであるが、コンダクタという概念を用いると、色々便利なことがある。例えば、



→ コンダクタの並列接続コンダクタンスは、各コンダクタンスの和である。

みたいな表現が可能である。この表現は、3並列とか4並列とかになっても変えなくて済む。

豆球の抵抗は?



ある豆電球では、1.5Vの電圧を与えた時に220mAの電流が流ることが観測された。この時、豆電球の抵抗 R はOhmの法則を使うと、

$$R = \frac{V}{I} \\ = \frac{1.5\text{V}}{220\text{mA}} = 6.8\Omega$$

と求まる。が、これは妥当な推論だろうか。

通電中に抵抗を測ってはいけない。

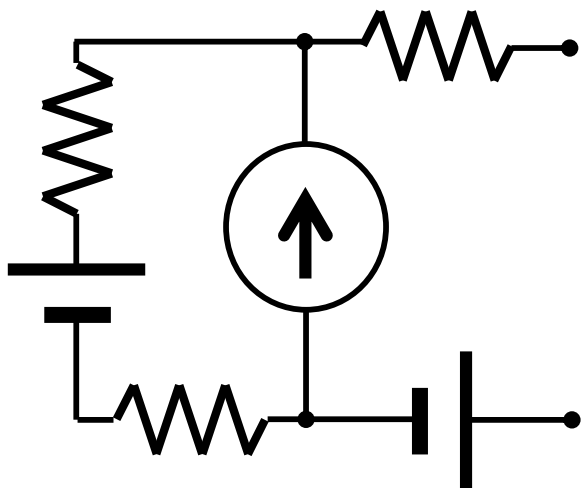
ちなみに、電池を外して豆電球の両端の抵抗を測定したら 1.0Ω であった。この不一致は、どう考えるべきだろうか。

言うまでもない注意であるが、時々やらかしてしまう^^;

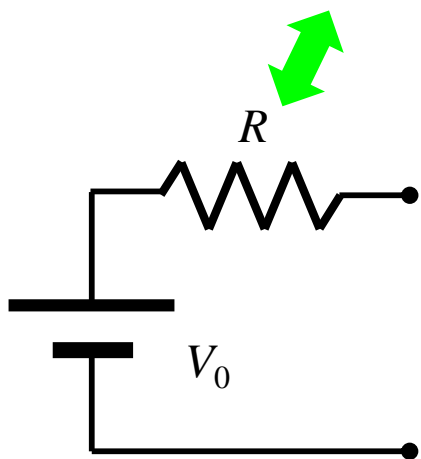
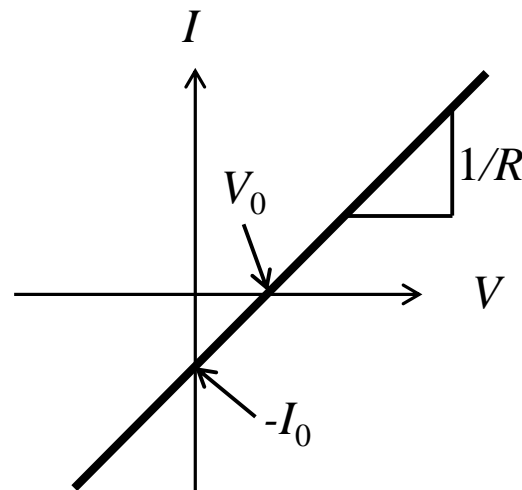
電圧源、電流源を含む場合の等化な回路網

重要

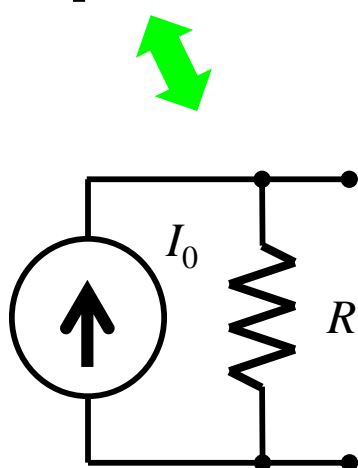
例えば適当に書いたこんな回路でも



IV特性は直線になる筈だ。



Thevenin equivalence

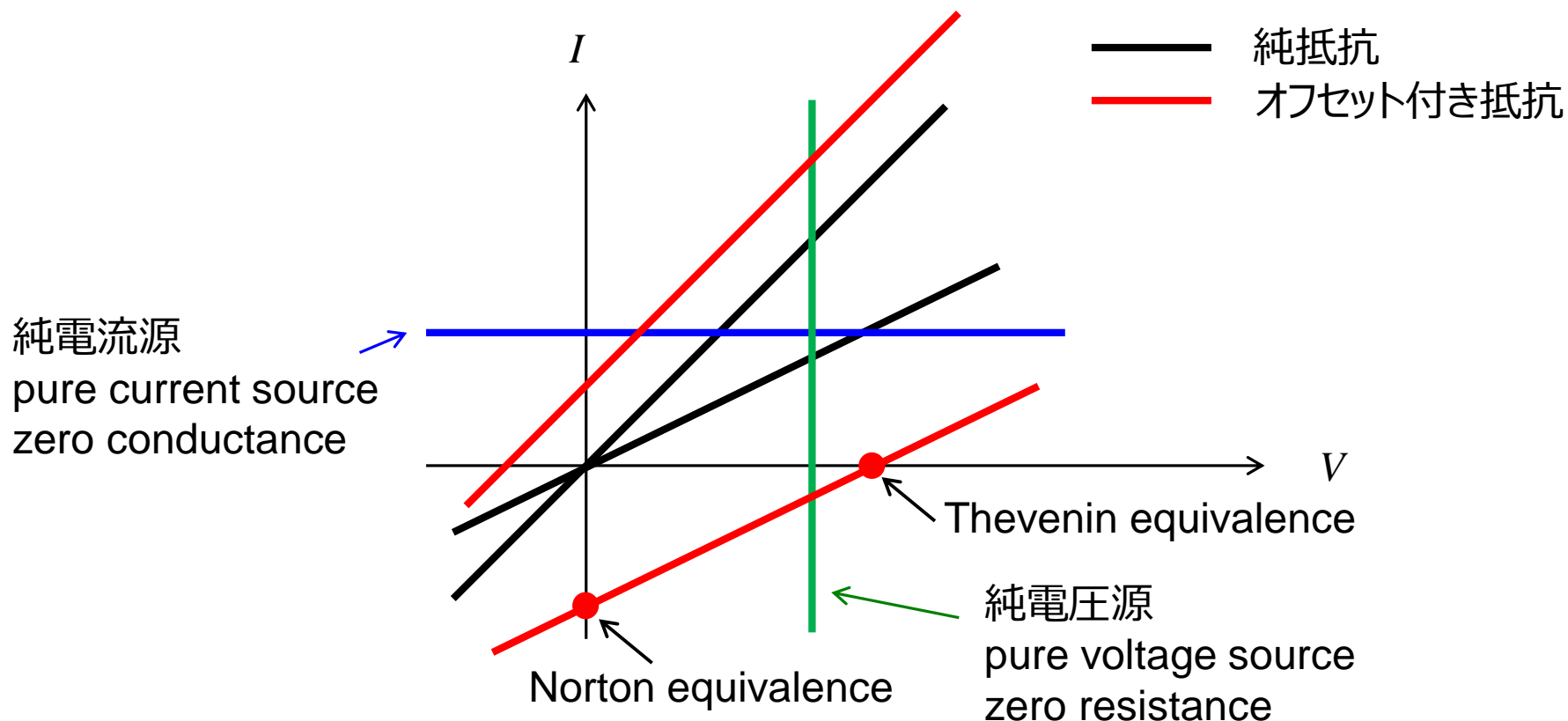


Norton equivalence

電源があると原点を通らなくなるが、
・ x切片の電圧源と傾きに対応する抵抗 (Theveninの定理)
もしくは
・ y切片の電流源と傾きに対応する抵抗 (Nortonの定理)
で表せる。

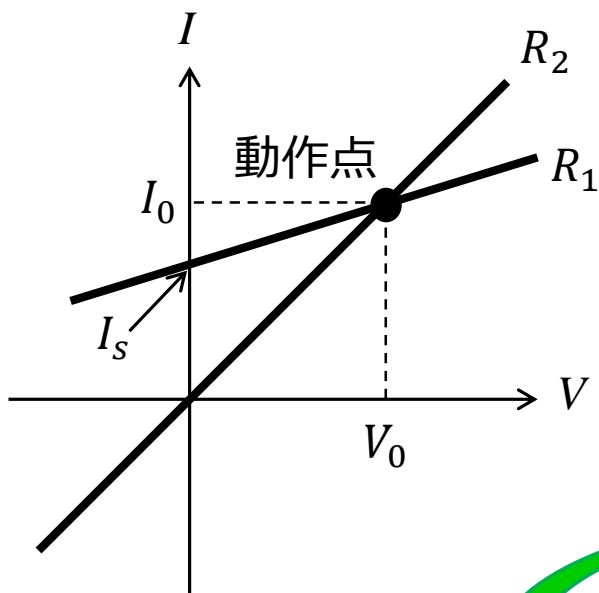
線形ブランチ特性

(純粹であろうと合成であろうと)線形ブランチは全て、IV平面上の直線で表される。
たまたま原点を通るものが純抵抗である。

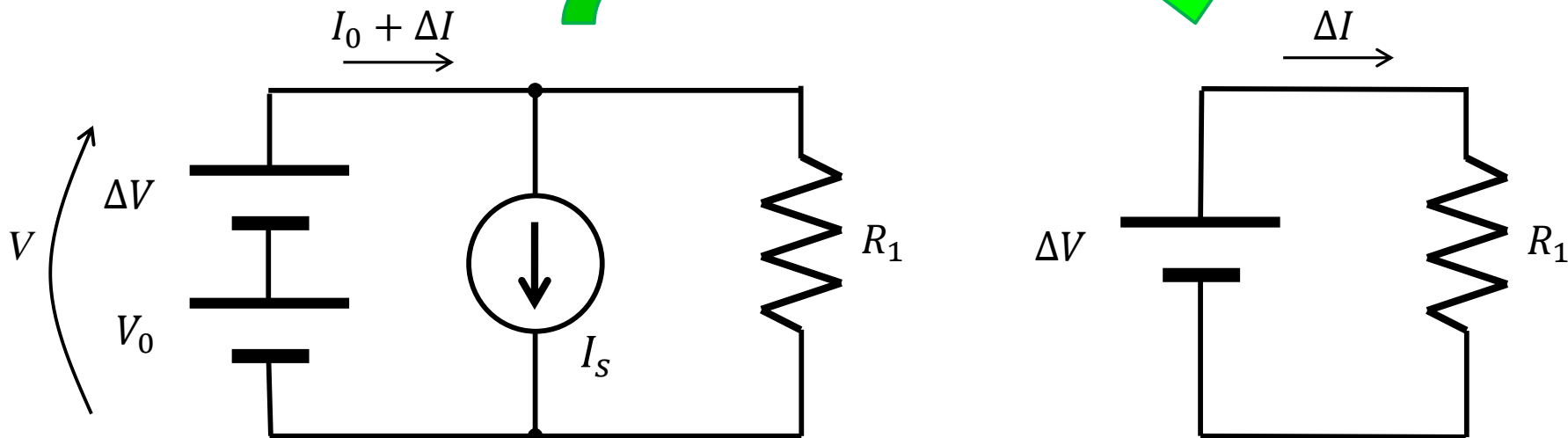


直線の傾きは、正または純電流源を最低の0とする。
負の傾きを持つブランチは負性抵抗と言う。Kirchhoffの法則からは排除する理由がない。
(もし排除したいなら、追加で別の法則を要請する必要がある。)

局所線形化



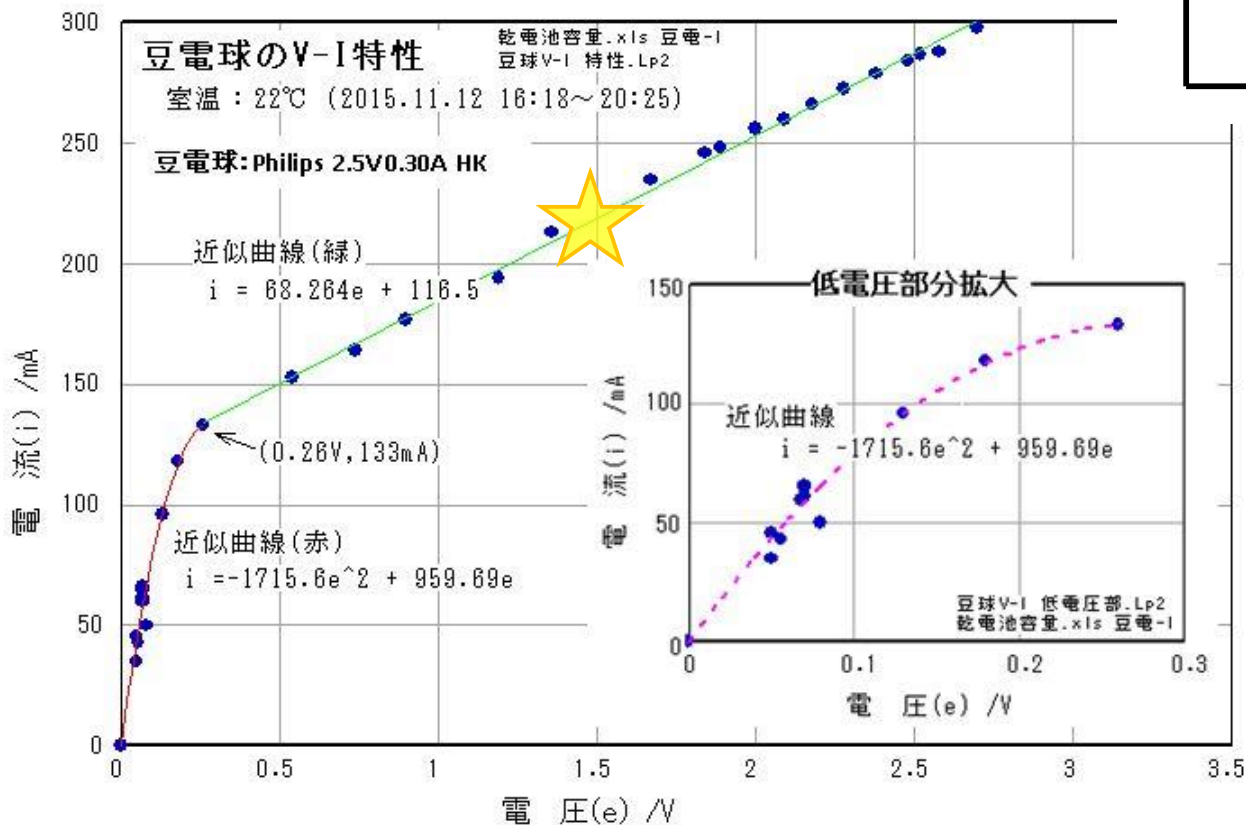
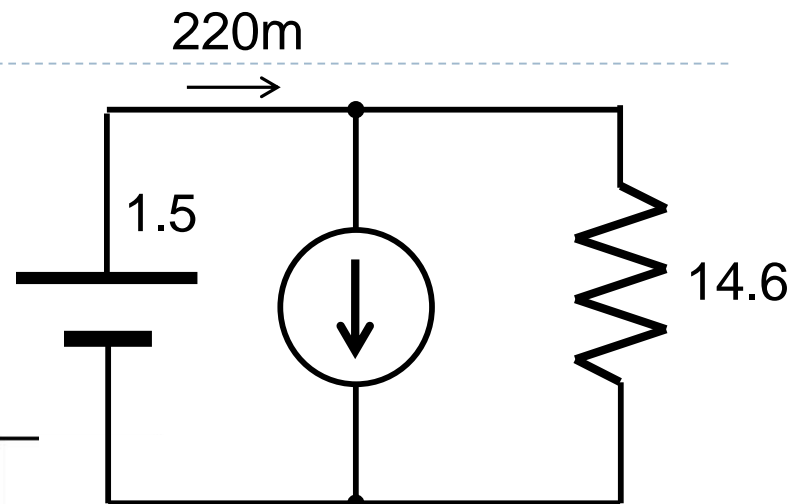
IV特性が原点を通らない場合を考えると、ブランチの電圧と電流が、ある**動作点**で同じであるからと言って、等価なブランチとは限らない。左図のように、動作点からの変化率が異なるかも知れないからである。 R_1 の直線は左下の等価回路になるが、動作点からの変化量にだけ着目すると、右下図のように簡単化できる。回路を読むときに多用する手法である。



豆電球の等価回路

局所線形化

電球はOhmの法則に従わない。
しかし動作点周りでは、電流源と抵抗の並列
回路で良く近似できる。
そこで、点灯時のこの豆電球の等価抵抗は
14.6Ωである、と言える。

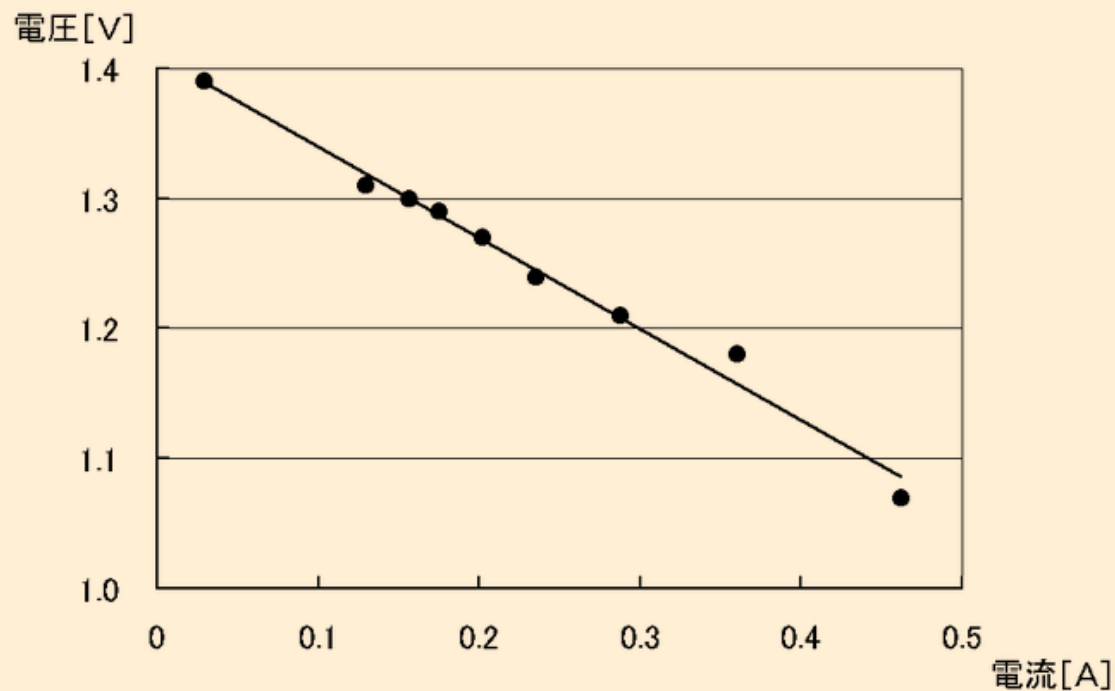


動作点周りでIV特性を直線
近似する**局所線形化**は、ト
ランジスタなどのアクティブ素
子を含む回路を読むのに、
必須とも言える手法である。

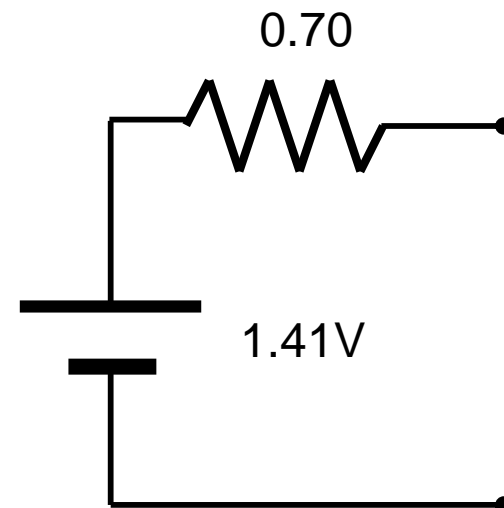


電池の内部抵抗

<http://www.aichi-c.ed.jp/contents/rika/koutou/buturi/bu8/teikoukito/naibuteikoh.htm>



(図4 実験例)



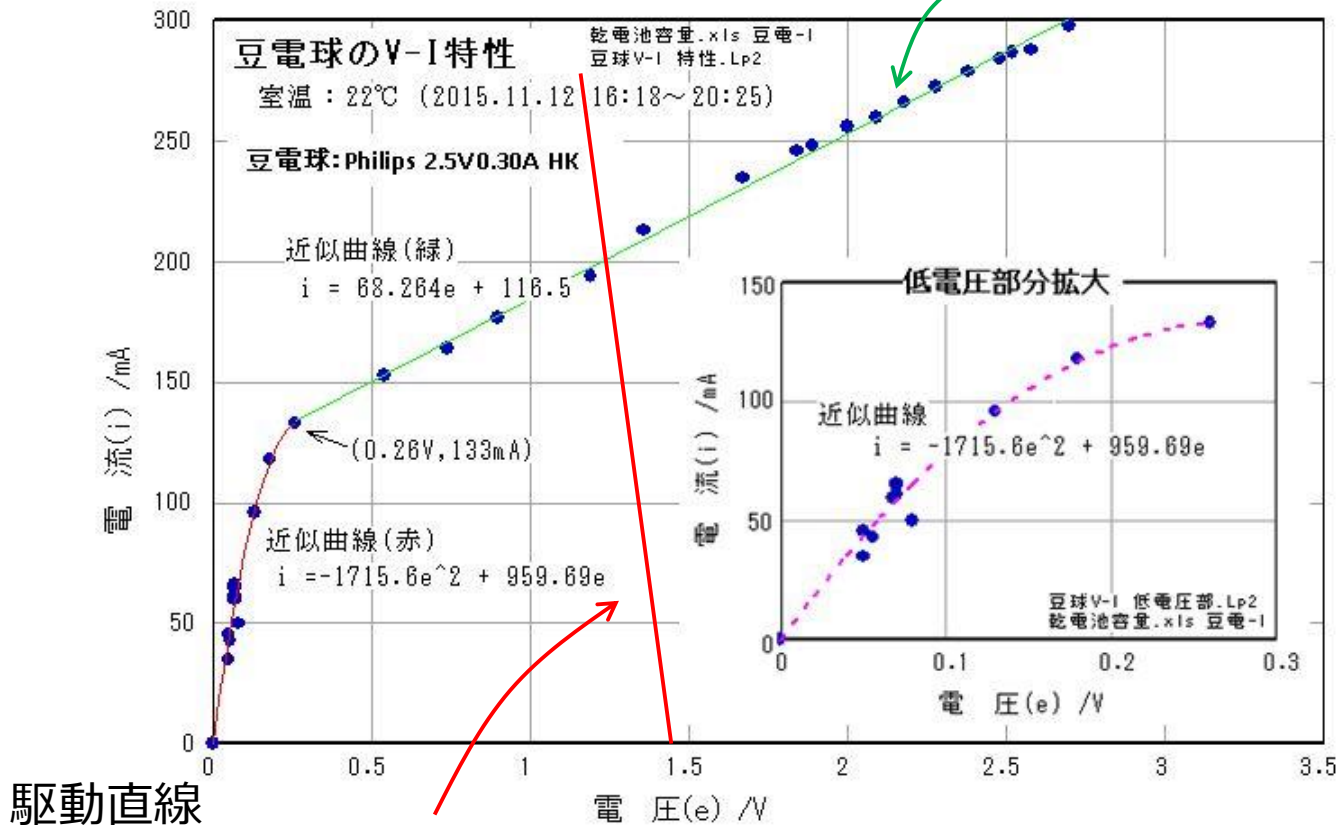
理想電圧源は、内部抵抗が0と理想化した電池と考えられる。

同様に、理想電流源はコンダクタンス(抵抗の逆数)を0と理想化した電流源である。

豆電球駆動回路の動作点

ランプと電池の特性を重ね合わせプロットすると、その交点が動作点になる。

負荷直線 $I = 0.068264V + 0.1165$

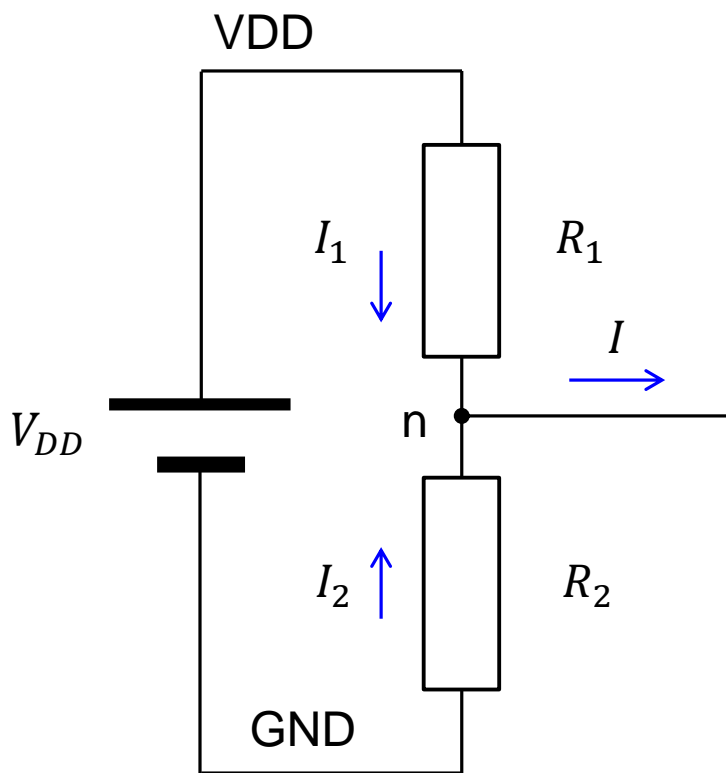


問題:
 駆動直線は負性抵抗
 になっている。なぜか。

駆動直線 $0.70 I = 1.41 - V$

図的解法は、非線形 Branche でも有効である。が、交点精度は出しにくい。それぞれを線形近似し、連立方程式を解くと、
 $I = 203\text{mA}, V = 1.27\text{V}$ と求まる。

電流はどちら向きに流れるか

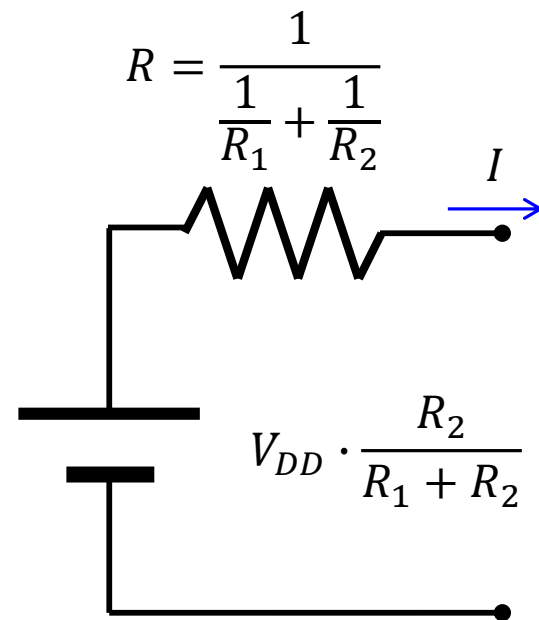


上図の状況では I_2 はGNDから V_{DD} の方向に流れる。動作点からの変化分を考えると、電源とGNDはショートされている(同電位)と見做す。

左図の分圧回路を考えよう。抵抗に流れる電流は下向きに $V_{DD}/(R_1 + R_2)$ である。常識的に、電流は低きにながれるものであるから、電圧が低い側から高い側に電流が流れることはない。

ここでノードnから電流 I を引き抜くことを考えよう。その時、ノードnの電圧は変化どれだけ変化するであろうか。また、電流 I はどのように分流して行くであろうか。

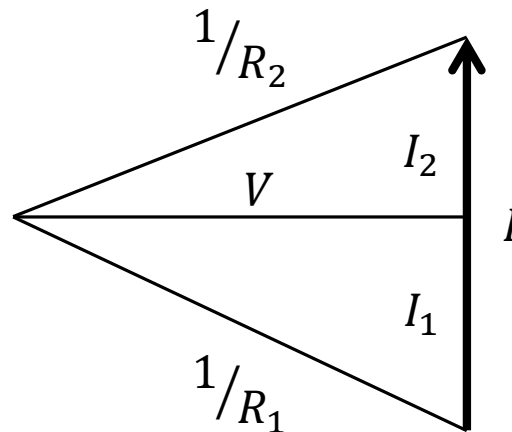
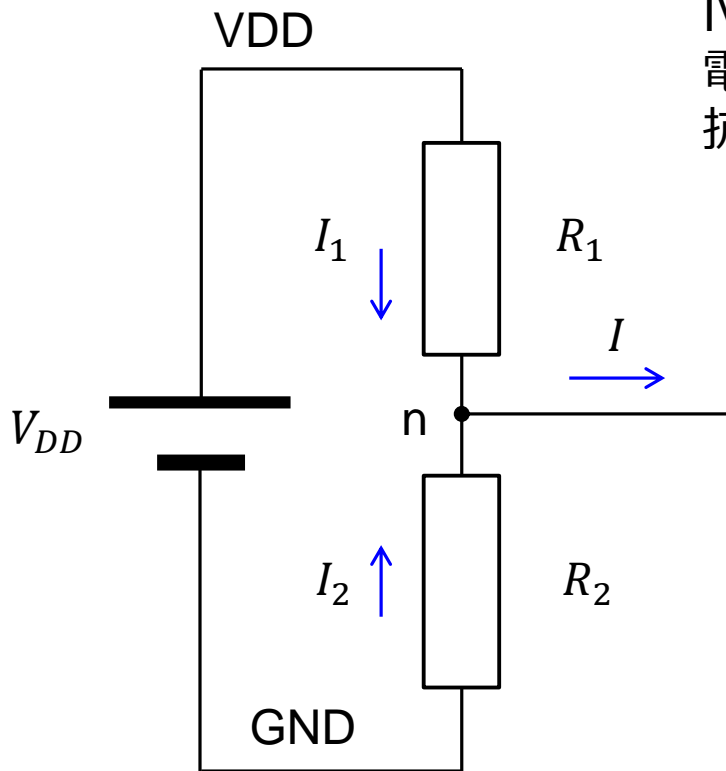
並列抵抗にThevenin equivalenceを用いると、ノードnの電圧が分かる。そこから各抵抗に流れる電流を求めて、変化分を計算する手もあるが、



並列抵抗の図的解法

IVプロットの発想を使おう。

電圧変化 V により左図の方向に、抵抗 R_1 には I_1 が、抵抗 R_2 には I_2 が流れるから、下図が成り立つ。



分かっているものから図を描いて行くと、

- 縦向きに電流 I の矢印を引く。
- I の上端から $1/R_2$ の直線を、下端から $-1/R_1$ の直線を引く。
- その交点の横幅が電圧変化 V 、 I の分割が I_2 と I_1 になる。

変化分に関しては、 Δ を付けたり小文字で i や v と表記することが多いが、回路を鑑賞する時には特に区別しない方が、思考の節約にはなる。

第2章 真空管回路



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

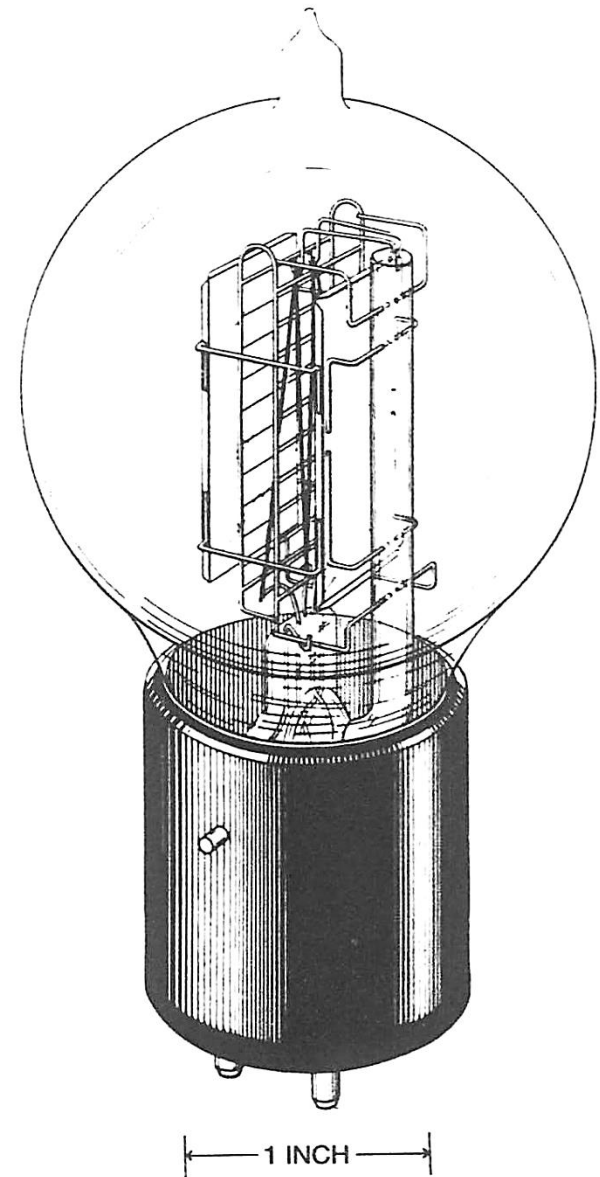


Fig. 3-1. The 101D high-vacuum triode. By 1926, when the tube had been in use for 12 years, it was the most reliable and long-lived tube ever produced. It was used in telephone repeaters.

真空管極数の増加

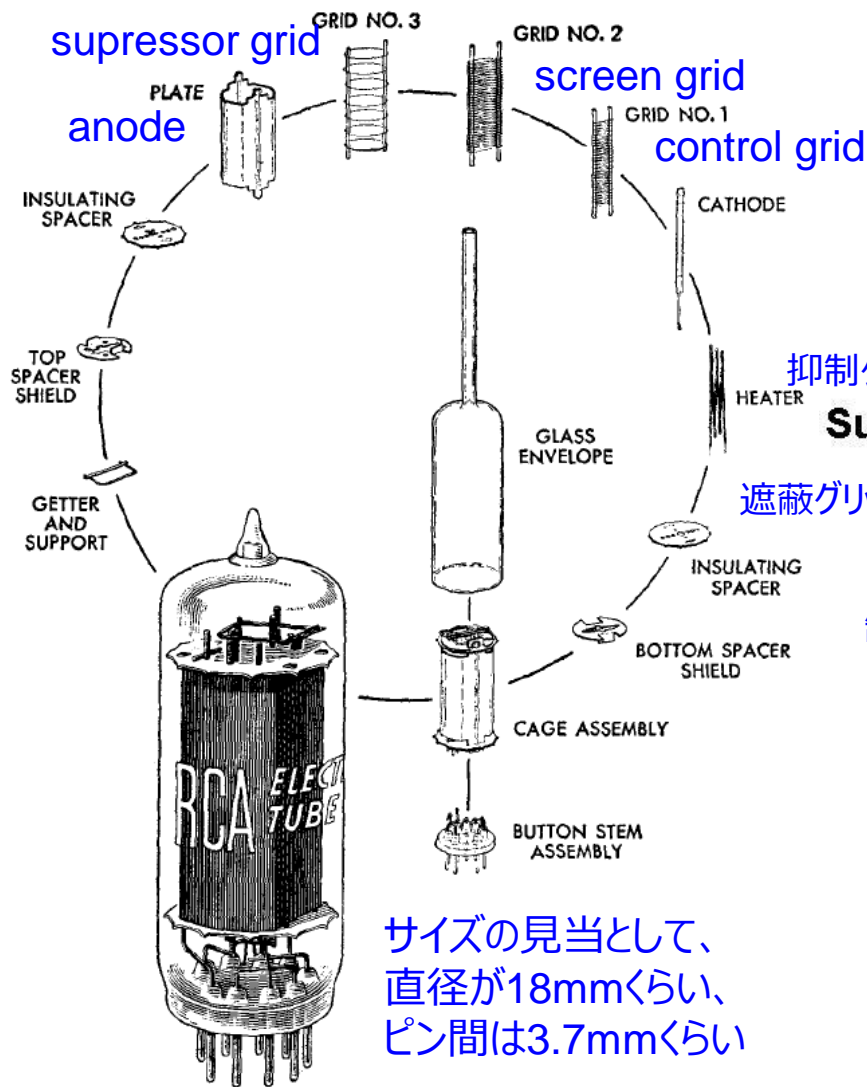
| 極数 | 英語名 | 発明者と当初の命名 | 公開年 |
|-----|---------|-----------------------------|------|
| 2極管 | diode | Fleming / Valve | 1905 |
| 3極管 | triode | DeForest / Audion | 1907 |
| 4極管 | tetrode | Schottky / Screen Grid Tube | 1915 |
| 5極管 | pentode | Round | 1927 |

極数の増加は、5極管で一応完了する。

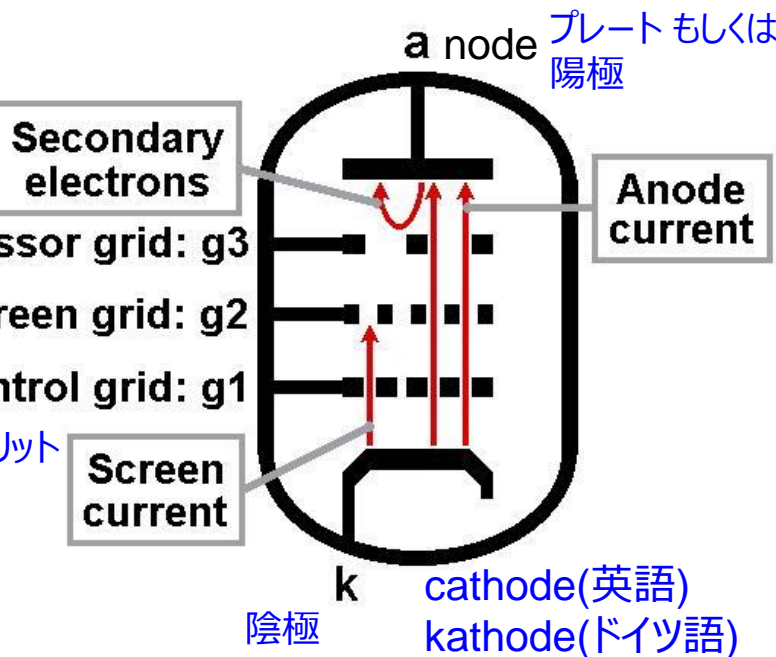
6極管は寡聞にして知らず。

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、特殊真空管の一種だろう。

真空管(5極MT管)の構成要素



Electron flow



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

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

Parts of a Miniature Pentode

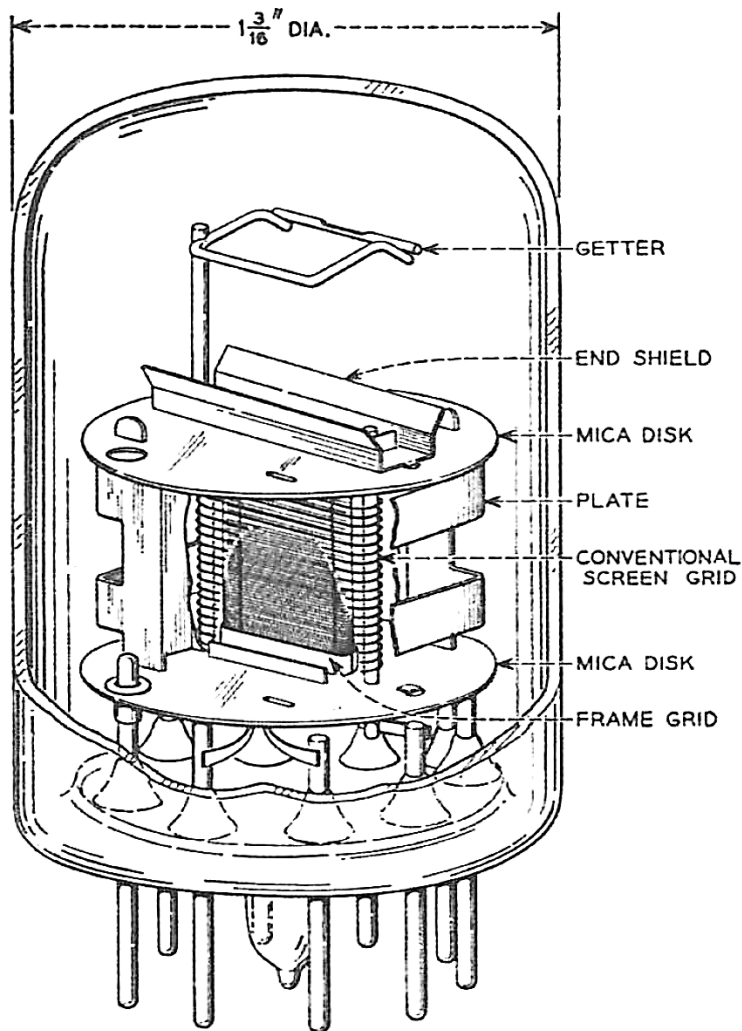
RCA Receiving Tube Manual
Technical Series RC-20, 1960

真空管の寸法

WE 436A

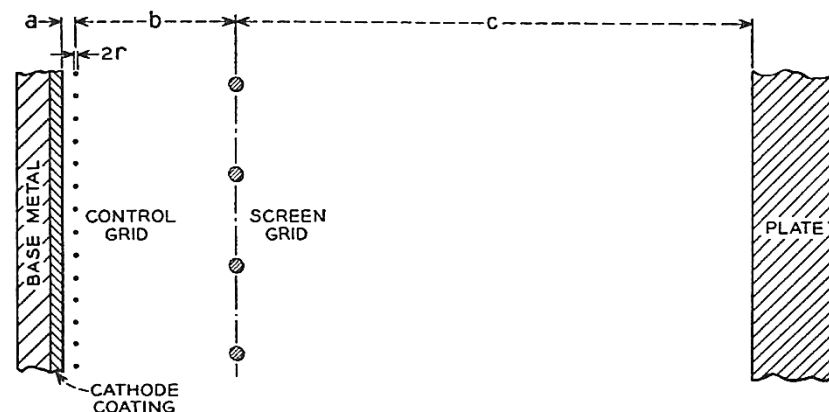
1950年ころ開発された4極管

30.2 mm



この頃には、「球」というよりは「管」と呼ぶ方がふさわしい形状に変化している。

$a=63.5\mu\text{m}$ $2r=7.6\mu\text{m}$



他の寸法は与えられていないが、図の縮尺が正しいとしてノギスで測ると、

$b = 0.87 \text{ mm}$

$c = 2.87 \text{ mm}$

control grid spacing = 0.12 mm

screen grid spacing = 0.48 mm

と求めた。

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)

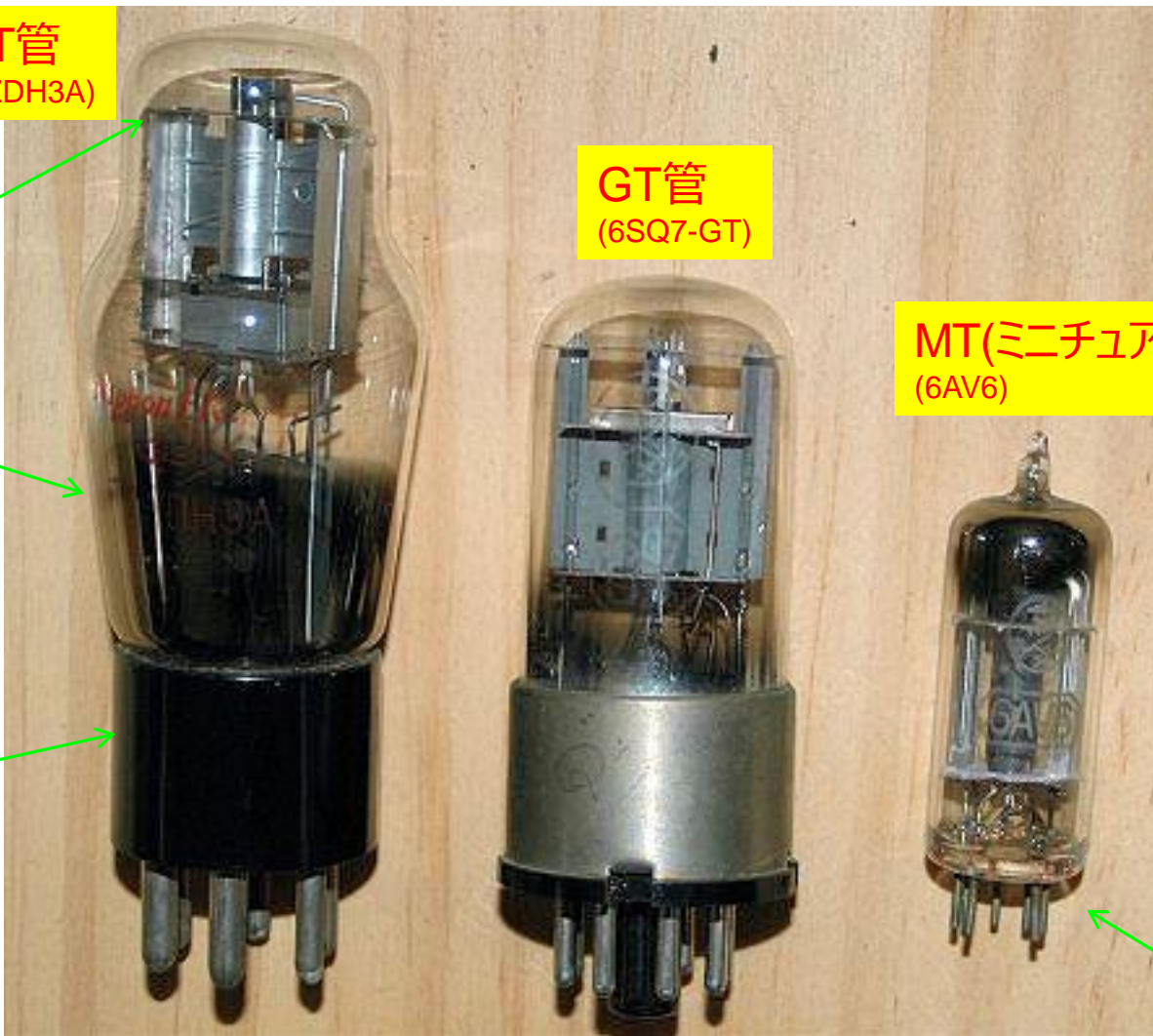
電極上部がマイカ
(雲母)で固定され
ている。

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>

制御グリッド形状の変遷

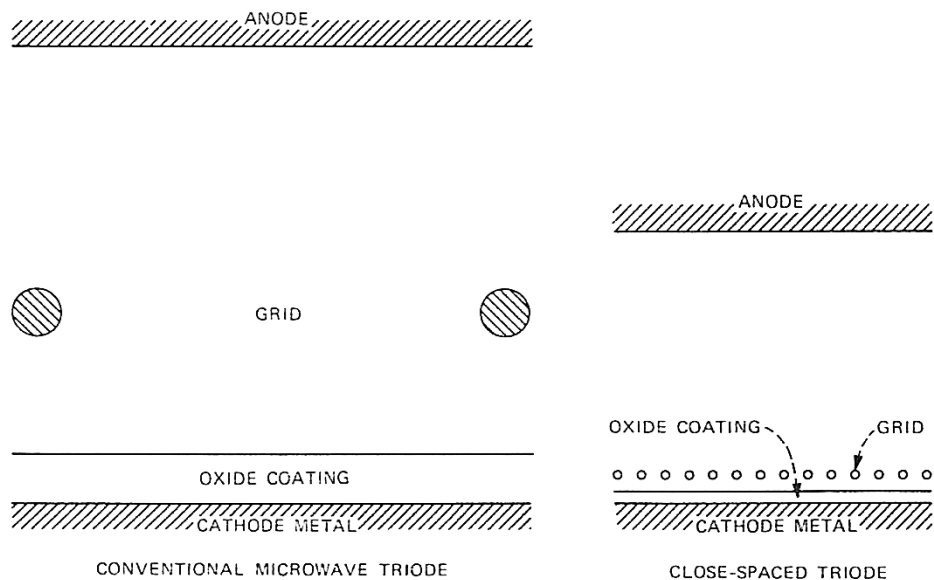


Fig. 3-26. Comparison of sizes and spacings of a 1940s triode (left) and the 416A microwave close-spaced design (right) with a grid spacing of 1/1000 inch.

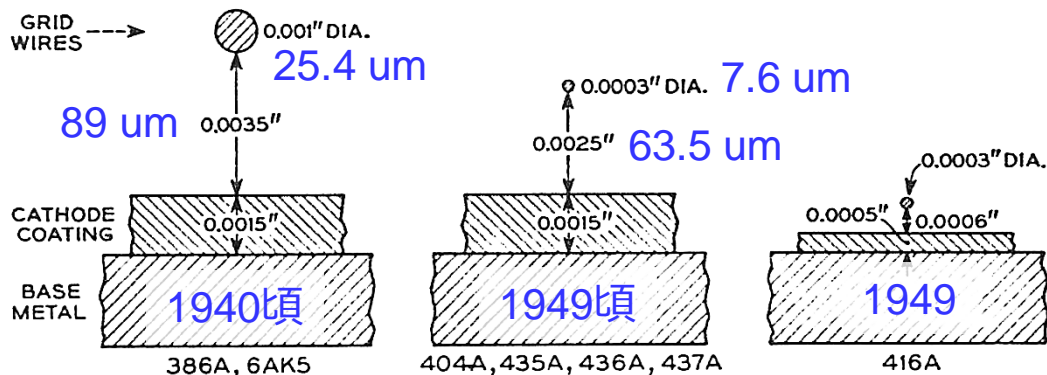


Fig. 17-3. The trend in grid-cathode spacing and grid wire size, 1939 to 1950.

カソード・プレート間とカソード・グリッド間の比が大きいほどgmが大きい真空管になる。左図はその製造技術の進化を比較したものである。

| | gm |
|-----------|--------|
| 6AK5 (5極) | 5.1 mS |
| 436A (4極) | 28 mS |
| 416A (3極) | 50 mS |

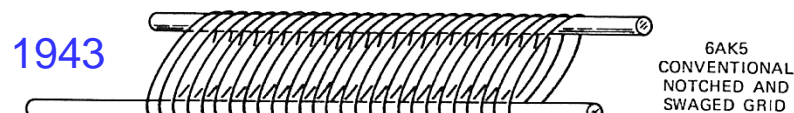
グリッドをカソードに近づけるには、グリッドが振動しないよう強力で引っ張る必要がある。WE 416Aのタングステングリッドは約30gの力で引っ張られている。圧力換算すると6kN/mm²となり、構造用鋼材の引張強度の10倍にも及ぶ力である。

ちなみに全くの仮説であるが、オーディオで「真空管の方が音が良い」とか、中でも「gmが小さい球の方が音が良い」と言われるのは、音波がグリッドを揺らす帰還がかかっているからではないかと想像している。

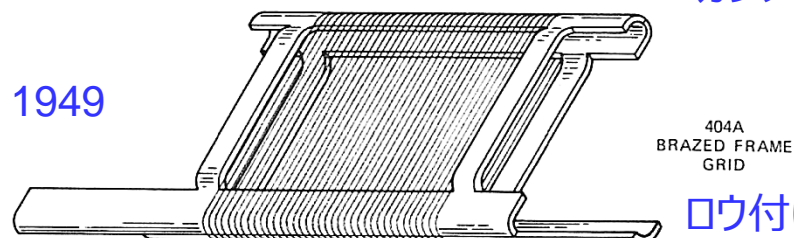
グリッド形状の進化

グリッドに対する強烈な張力要求に耐えるため、初期の曲線形状から、直線形状へと変化していった。その変遷を右図に示す。

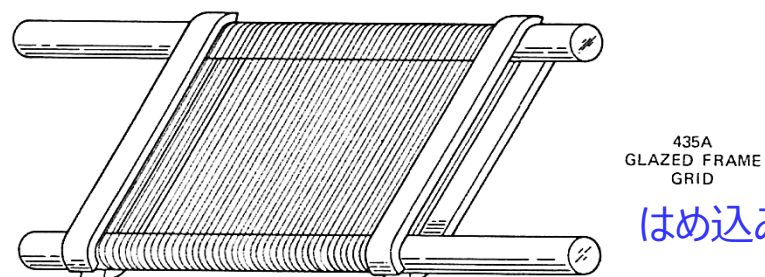
下の3つはカソード・グリッド管距離が同じ設計であり、時代も近い。並行して開発されたので、どれが何年と特定することに意義は乏しい。



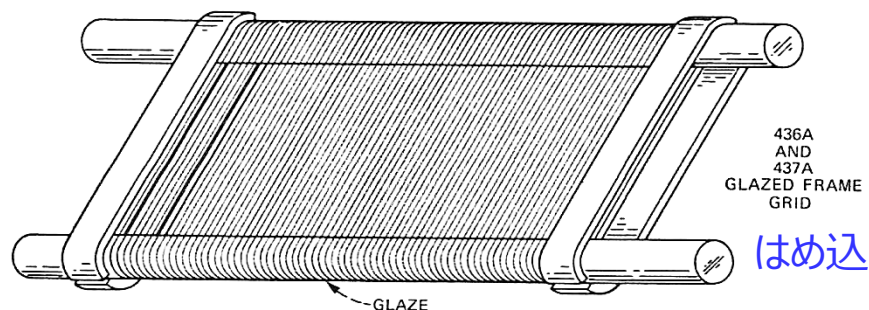
カシメ



ロウ付け



はめ込み

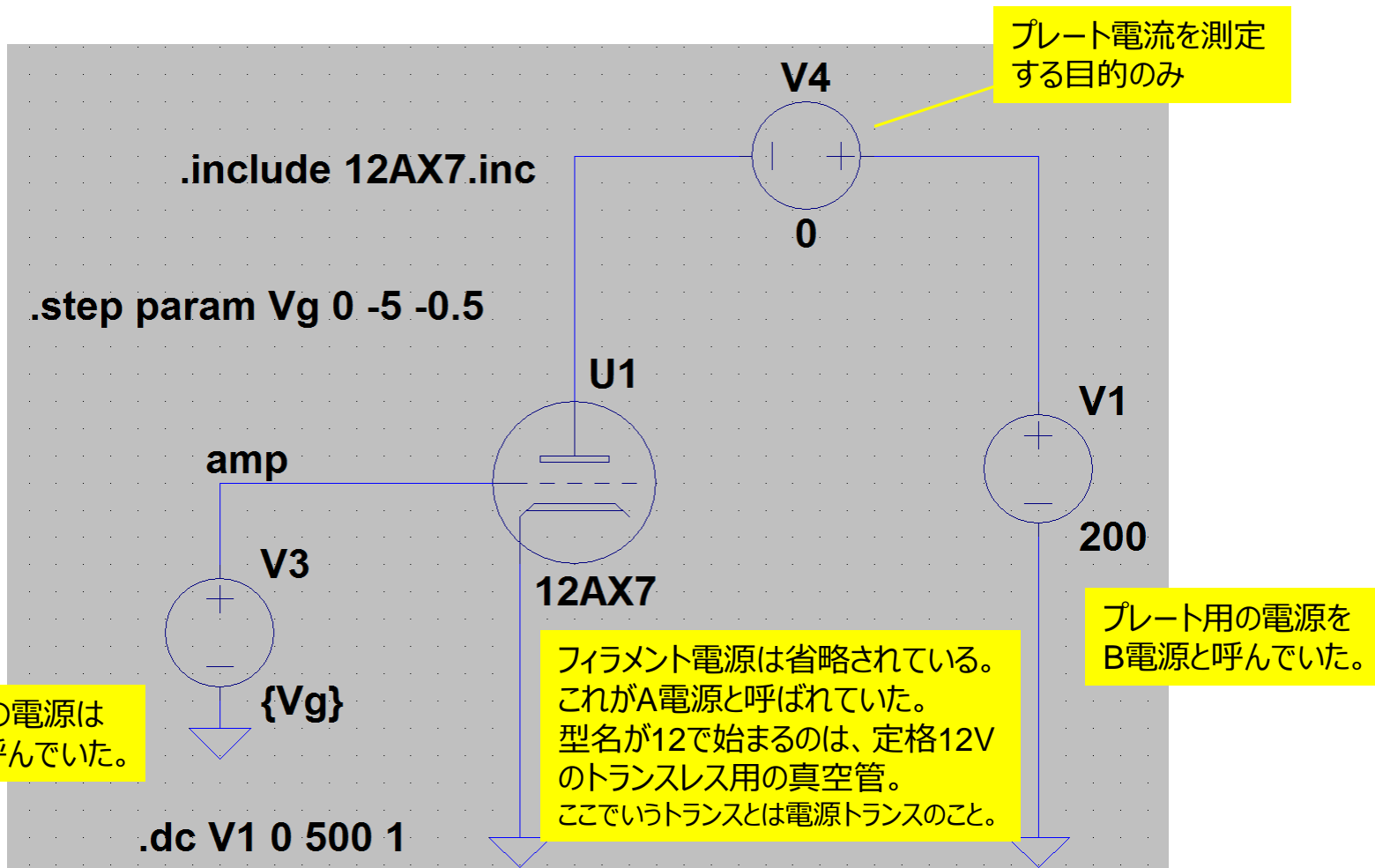


はめ込み

Fig. 3-31. The 0.0035-inch cathode grid spacing of the 6AK5 is about the minimum for conventional grid construction techniques (top). New grid designs were required for closer spacing; three examples are shown.

3極管の基本特性

LTspiceのスキーマ (回路図を英語でschematicsと呼ぶことが多い。略してスキーマ)



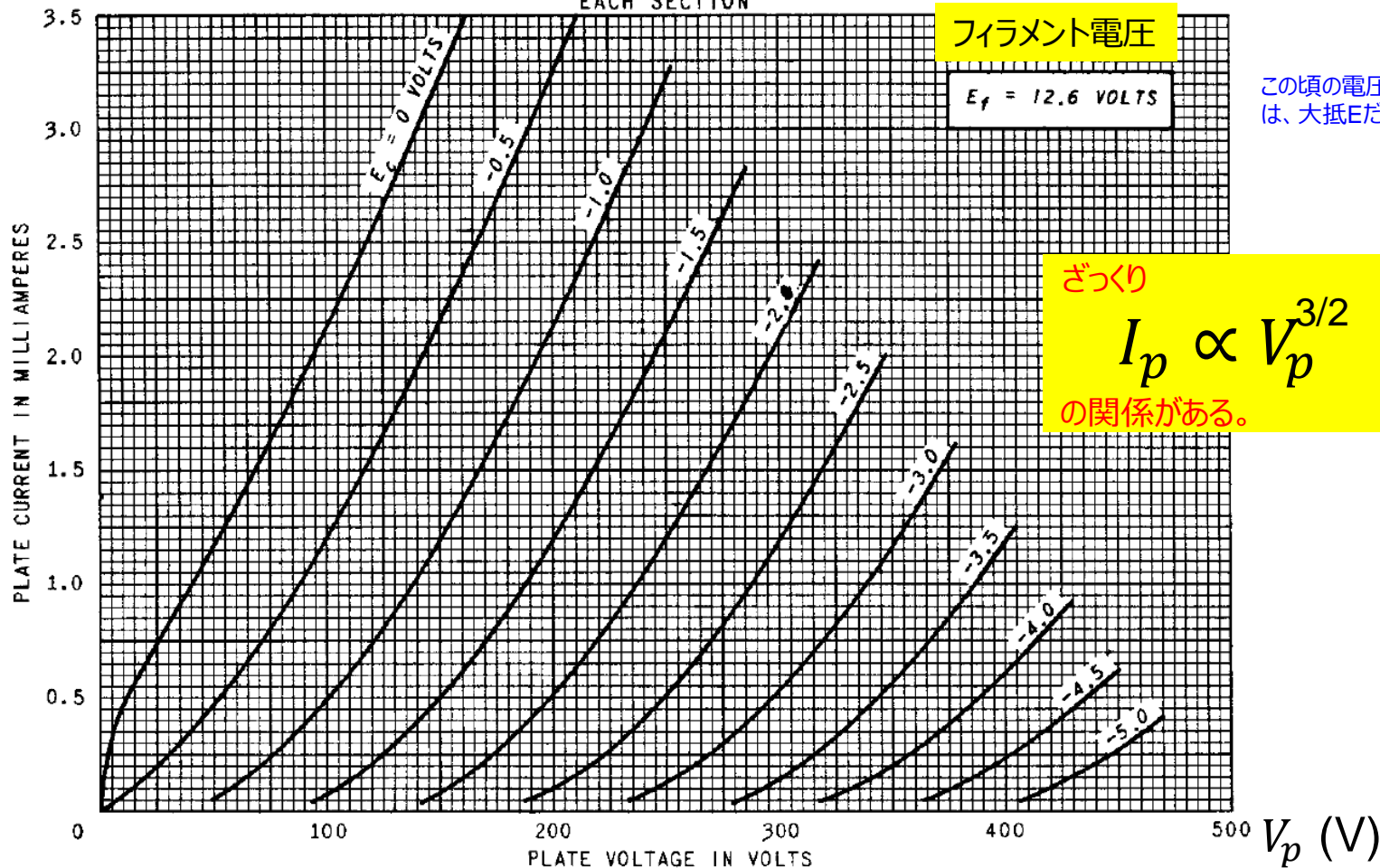
3極管のIV特性

12AX7

I_p (mA)

AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

EACH SECTION

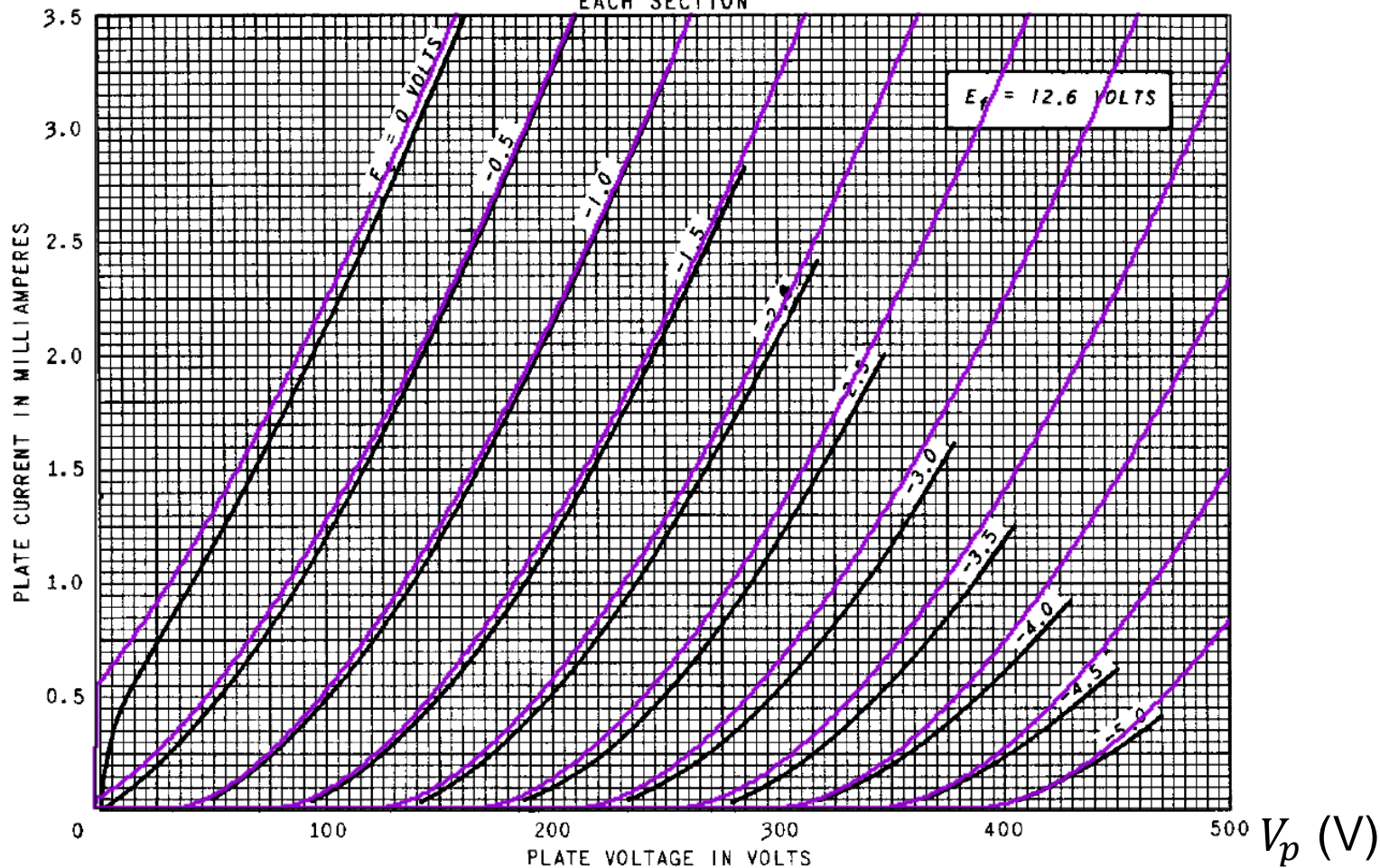


General Electric ET-T509A dated 2-51

I_p (mA)

AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

EACH SECTION

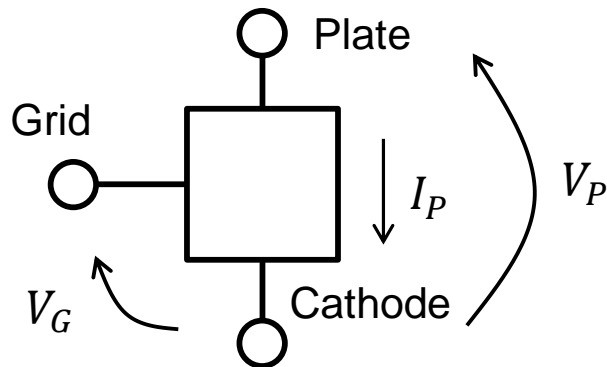


中林 歩: 真空管アンプの「しくみ」と「基本」, 技術評論社, 2009.

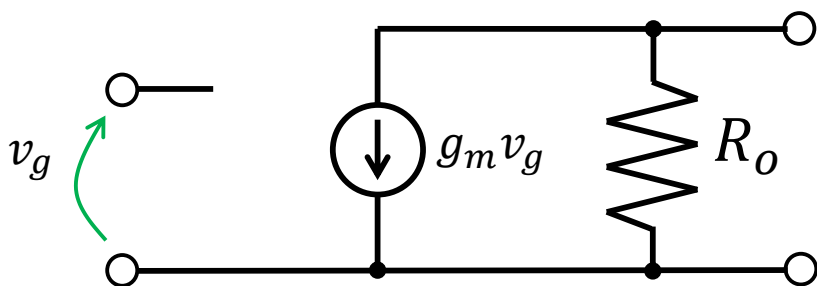
真空管の小信号等価回路

「小信号」とは振幅が小さいというより、「バイアス点を原点として、変化分を線形化して表現する」というような意味である。

真空管は、入力端子と出力ブランチを持つ3端子素子である。このような複合素子の特性を表現にはどうすれば良いか？



動作点付近で局所線形化して変化分だけを見るなら、下図のような合成ブランチで表現できよう。ポイントは、他ブランチの電圧で駆動される電流源ブランチを用いている所にある。



ここでは、変化分を小文字で表す表記法を用いた。

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。

$$g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta v_g}$$

R_o は真空管時代には**内部抵抗**とよばれた。現在の感覚では**出力抵抗**と呼ぶべきである。

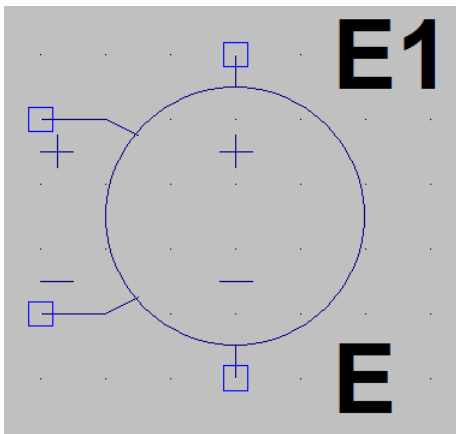
従属電源ブランチ

記号はLTspiceのもの。

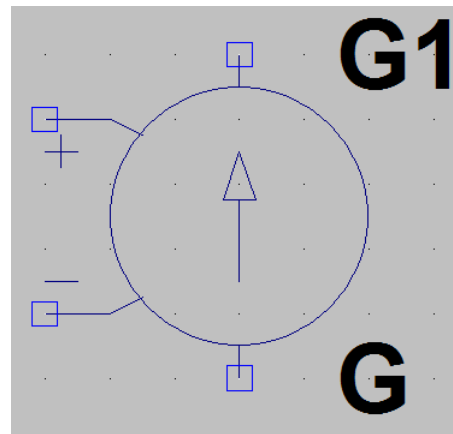
デバイスの先頭文字割り当ては、Spiceでの規則

他所の電圧や電流をパラメータとする電源ブランチをdependent sourcesと称する。
実回路図には存在しない仮想的な素子であるが、実在する物理現象(電磁誘導など)の回路的表現である。
シミュレーションで(シミュレータ内部でも)多用する。

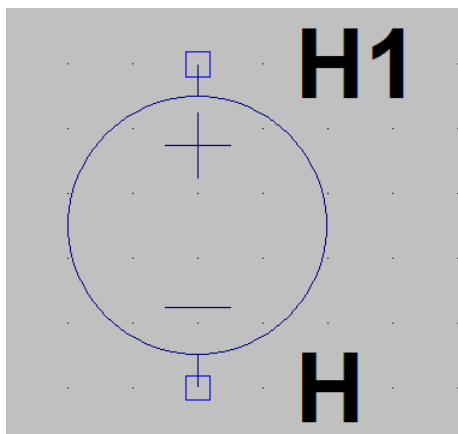
VCVS: Voltage Controlled Voltage Source



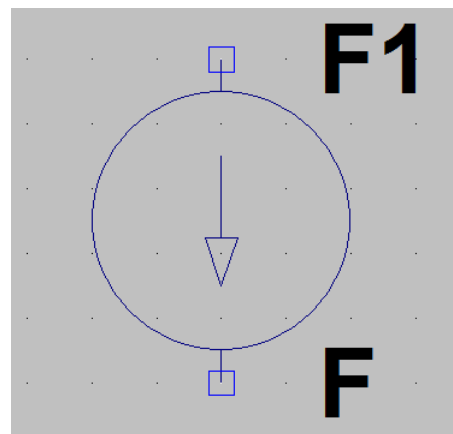
VCCS: Voltage Controlled Current Source



CCVS: Current Controlled Voltage Source



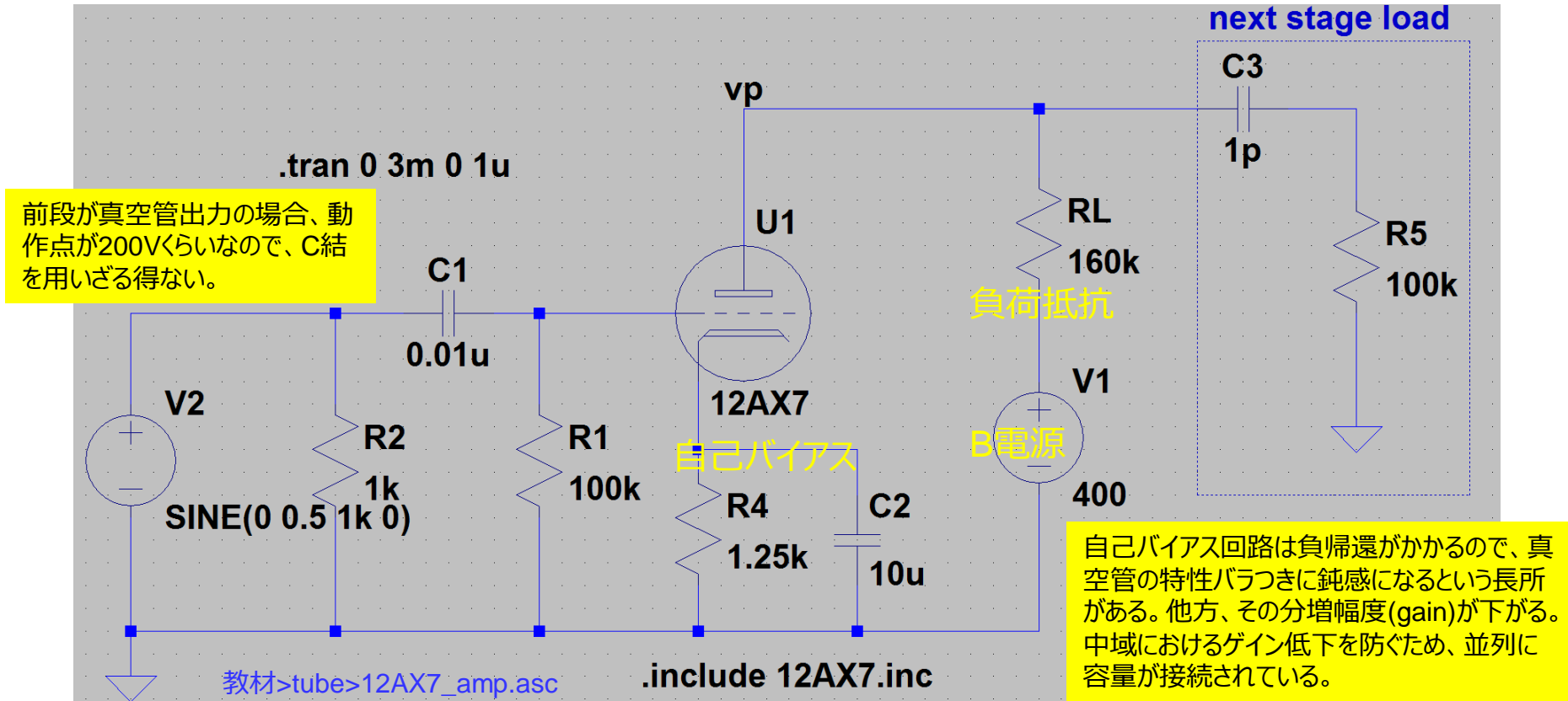
CCCS: Current Controlled Current Source



バイアス回路と負荷抵抗

真空管が線形動作をするためには、グリッド電位をプレート電位より少し低くした状態で動作させる必要がある。この動作点を設定するのものをバイアス回路と呼ぶ。真空管回路で良く用いられるのが下図のようにカソードに抵抗(下図R4)を入れる方法である。

真空管は入力の電圧変化 Δv_g を出力の電流変化 $\Delta I_p = g_m \Delta v_g$ に変換する素子なので、電流変化分を電圧に変換しないと次段で使えない。その方法としてプレートに負荷抵抗 R_L を接続する方法がある。その場合、入力電圧変動に伴いプレート電圧も変化することになるので、 $g_m R_L$ をそのままは電圧変化として取り出せなくなる。



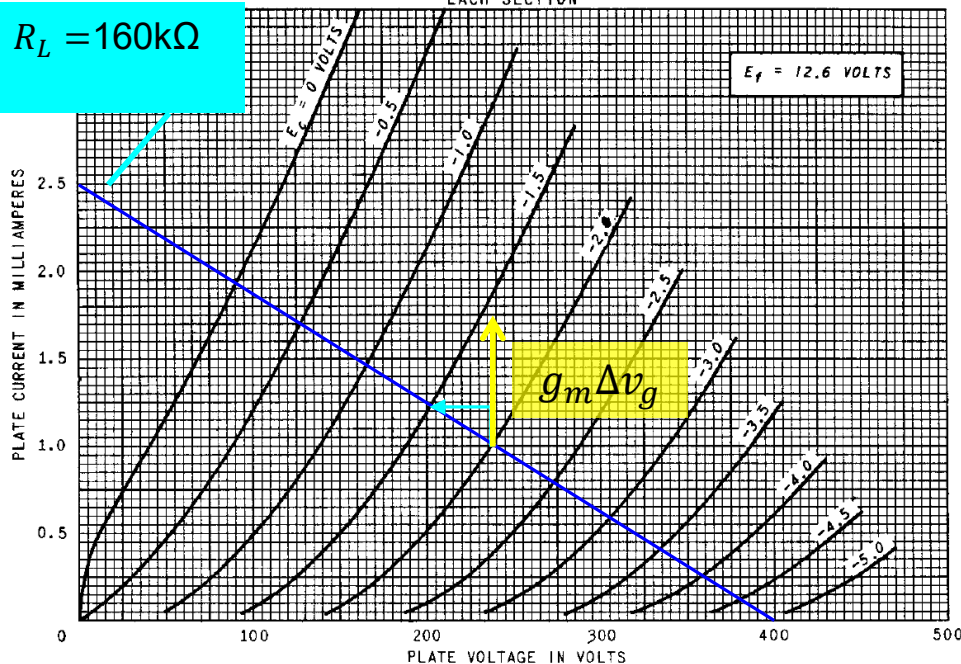
負荷直線

プレート電流によるプレート電圧はIV平面上に直線としてプロットできる。そこで、真空管のIV特性に、負荷直線(load line)を重ね書きすれば、出力電圧が交点として求まる。

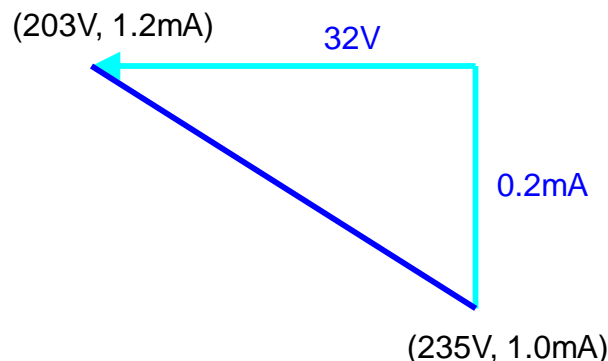
12AX7 AVERAGE PLATE CHARACTERISTICS

EACH SECTION

$E_f = 12.6 \text{ VOLTS}$



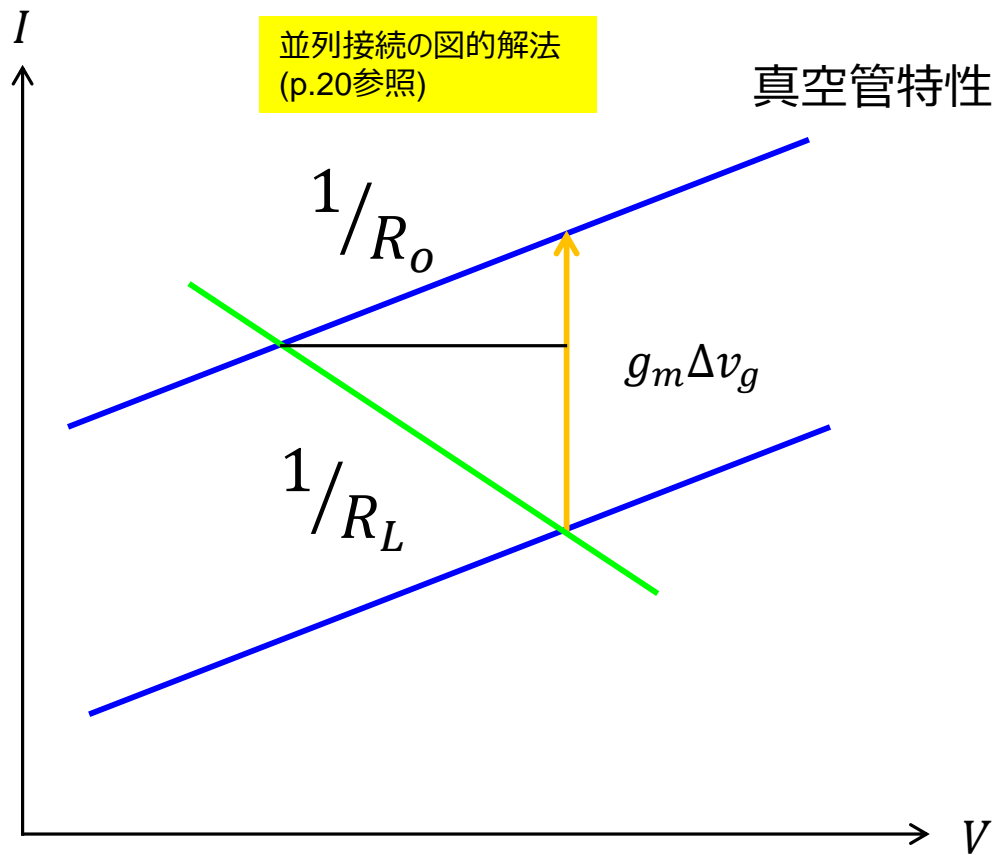
V_G が-2Vから-1.5Vに変化している部分を拡大すると



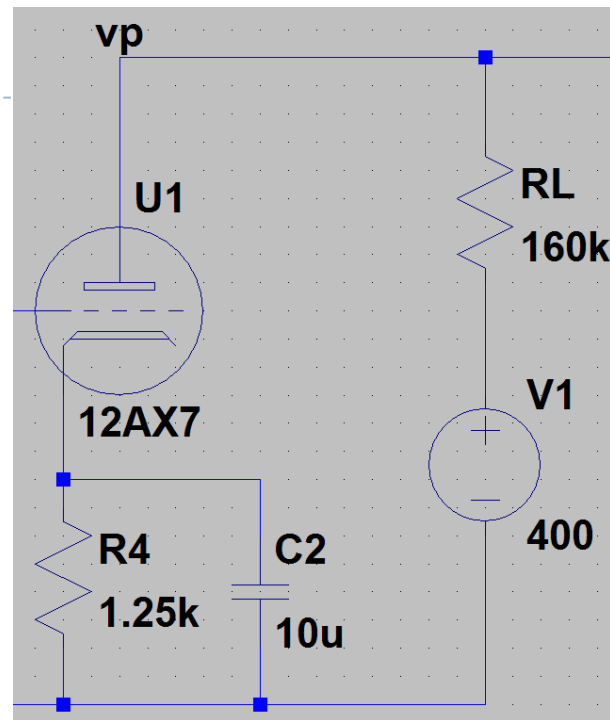
この場合、入力の0.5Vの電圧増が32Vのプレート電圧減になっているので、増幅率は-64倍になっている、と読み取れる。

図から本来、 $g_m = \frac{\Delta I_p}{\Delta v_g} = \frac{0.9\text{m}}{0.5} = 1.8\text{mS}$ がそのまま見れば0.9mA変わる筈のプレート電流が、0.2mAしか変化していない様子が観察される。

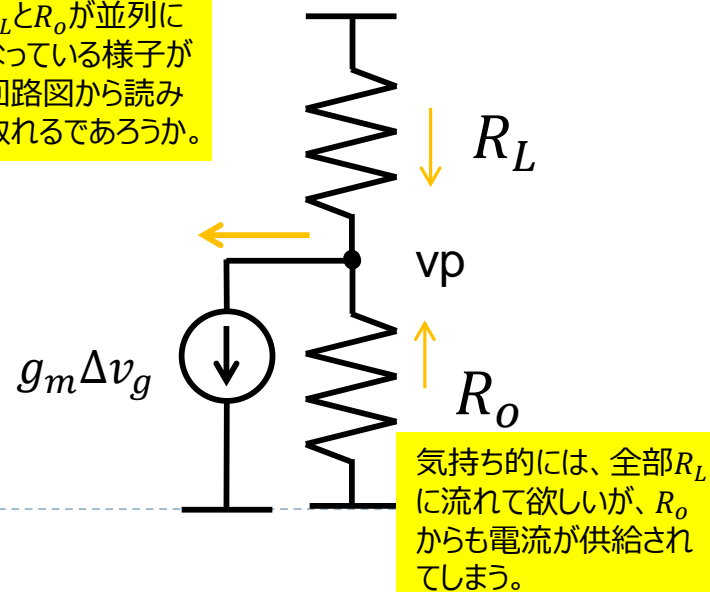
増幅度の図的考察



増幅度を上げるため R_L を大きくしたいが、そうするとプレート電位が下がってしまい、出力振幅が取れなくなる。また、出力は R_L と次段の入力インピーダンスの並列接続なので、 R_L を大きくしても段々効かなくなってくる。
1段当たりの増幅度はざっくり100倍程度が限界であろう。

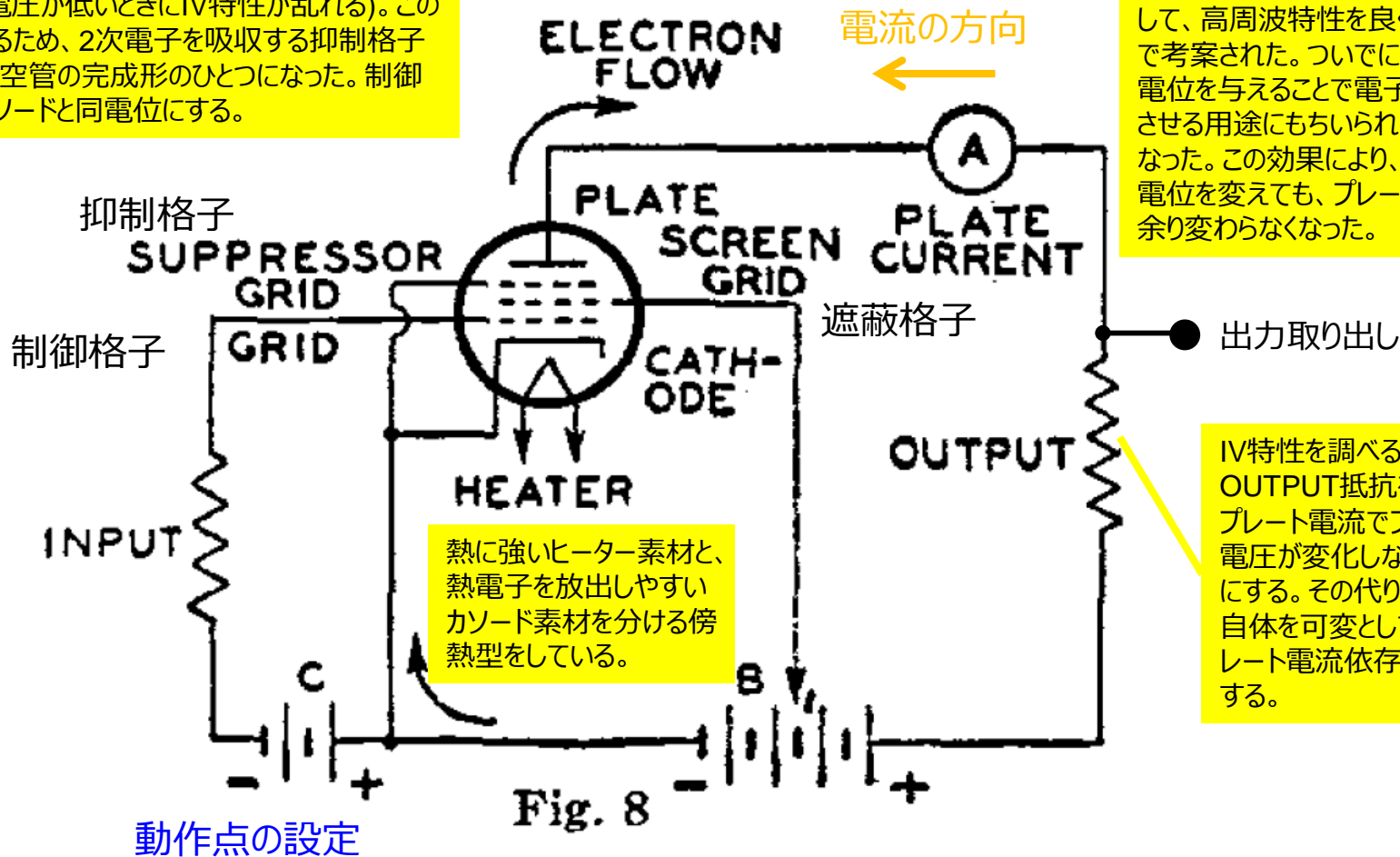


R_L と R_o が並列になっている様子が回路図から読み取れるであろうか。



5極管の基本回路

遮蔽グリッドにより加速された電子は、プレートに当たって二次電子を放出する状況が発見された(ダイナトロン現象:プレート電圧が低いときにIV特性が乱れる)。この現象を抑止するため、二次電子を吸収する抑制格子が設けられ、真空管の完成形のひとつになった。制御格子は大抵カソードと同電位にする。



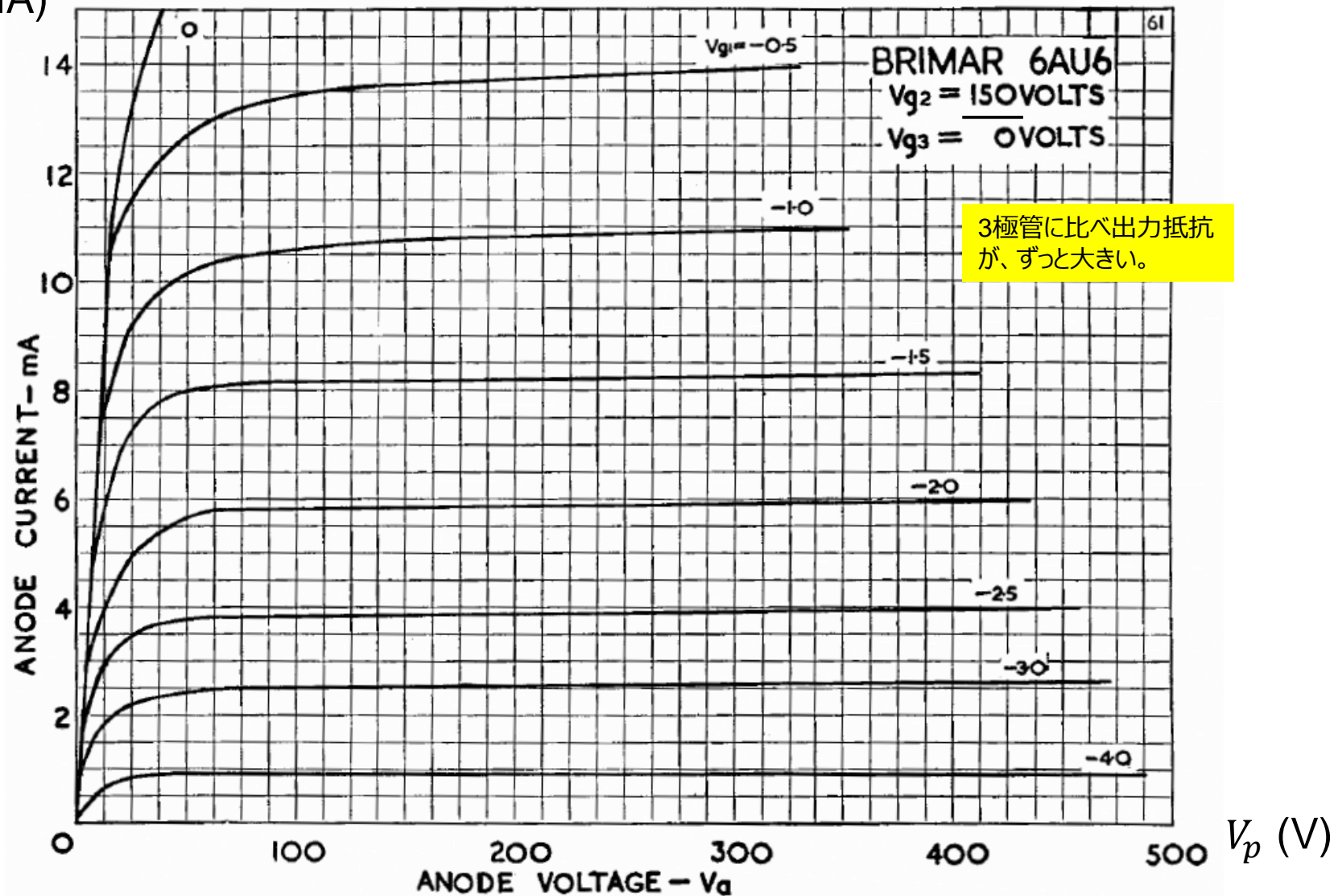
遮蔽グリッドは元々、制御グリッドとプレートとの間の寄生容量を遮断して、高周波特性を良くする目的で考案された。ついでに、プラスの電位を与えることで電子流を増大させる用途にもちいられるようになった。この効果により、プレート電位を変えても、プレート電流が余り変わらなくなった。

IV特性を調べるときは、OUTPUT抵抗を外し、プレート電流でプレート電圧が変化しないようにする。その代りB電源自体を可変として、プレート電流依存を測定する。

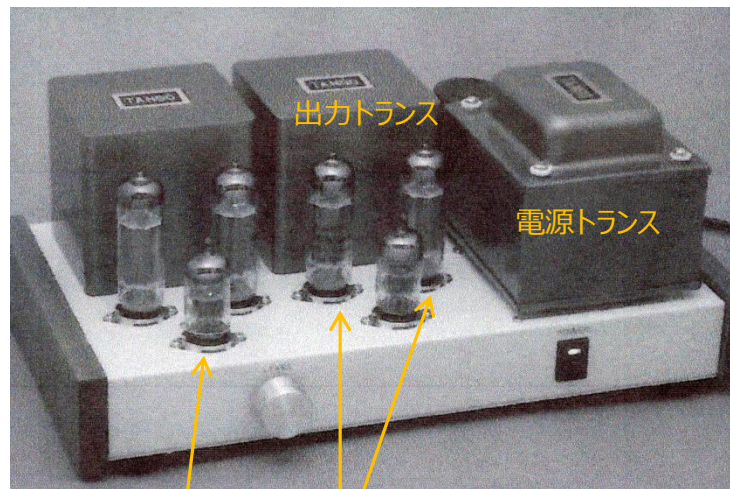
5極管のIV特性

6AU6

I_p (mA)



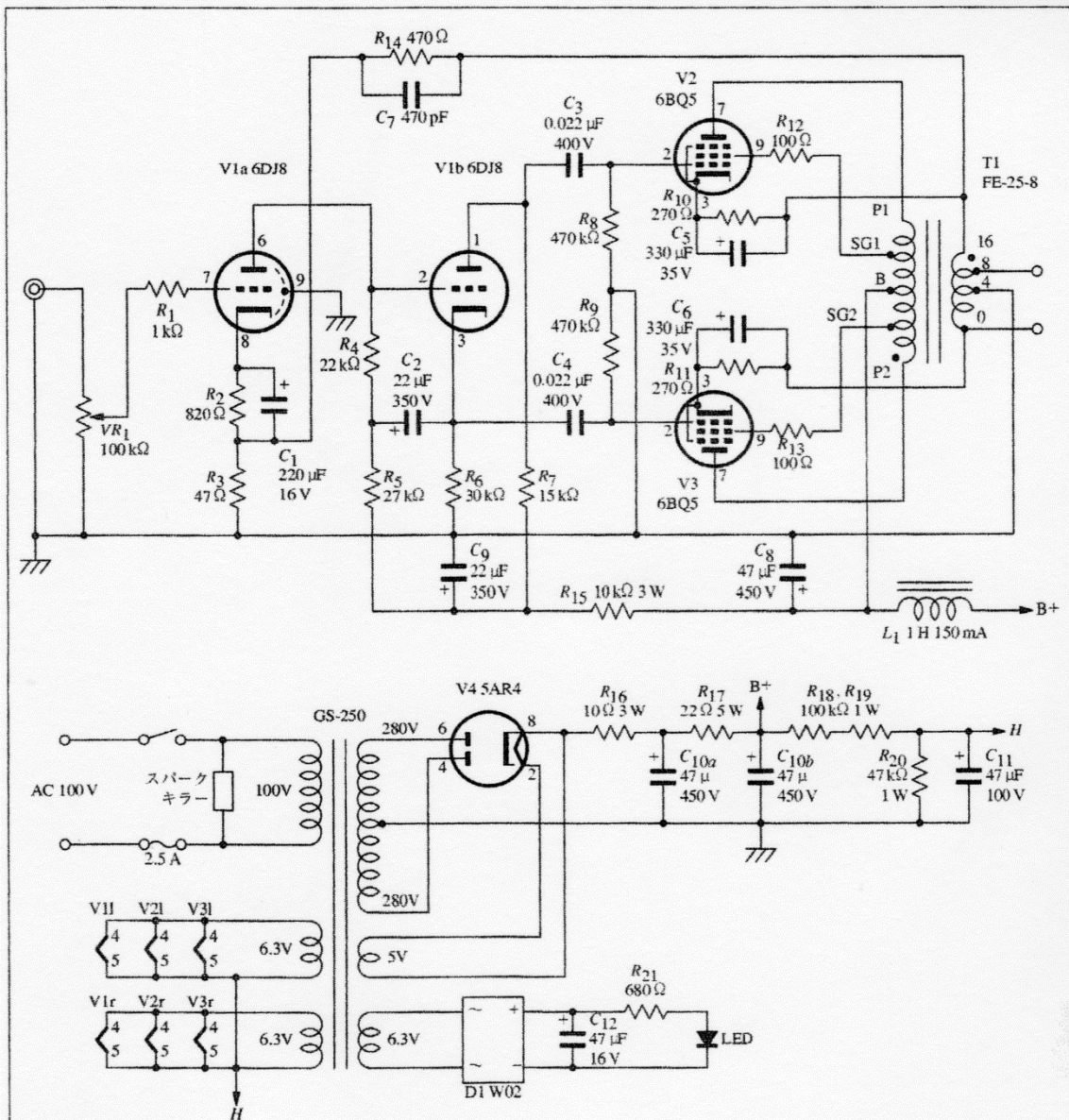
オーディオ用真空管アンプ回路図



双3極管
6DJ8

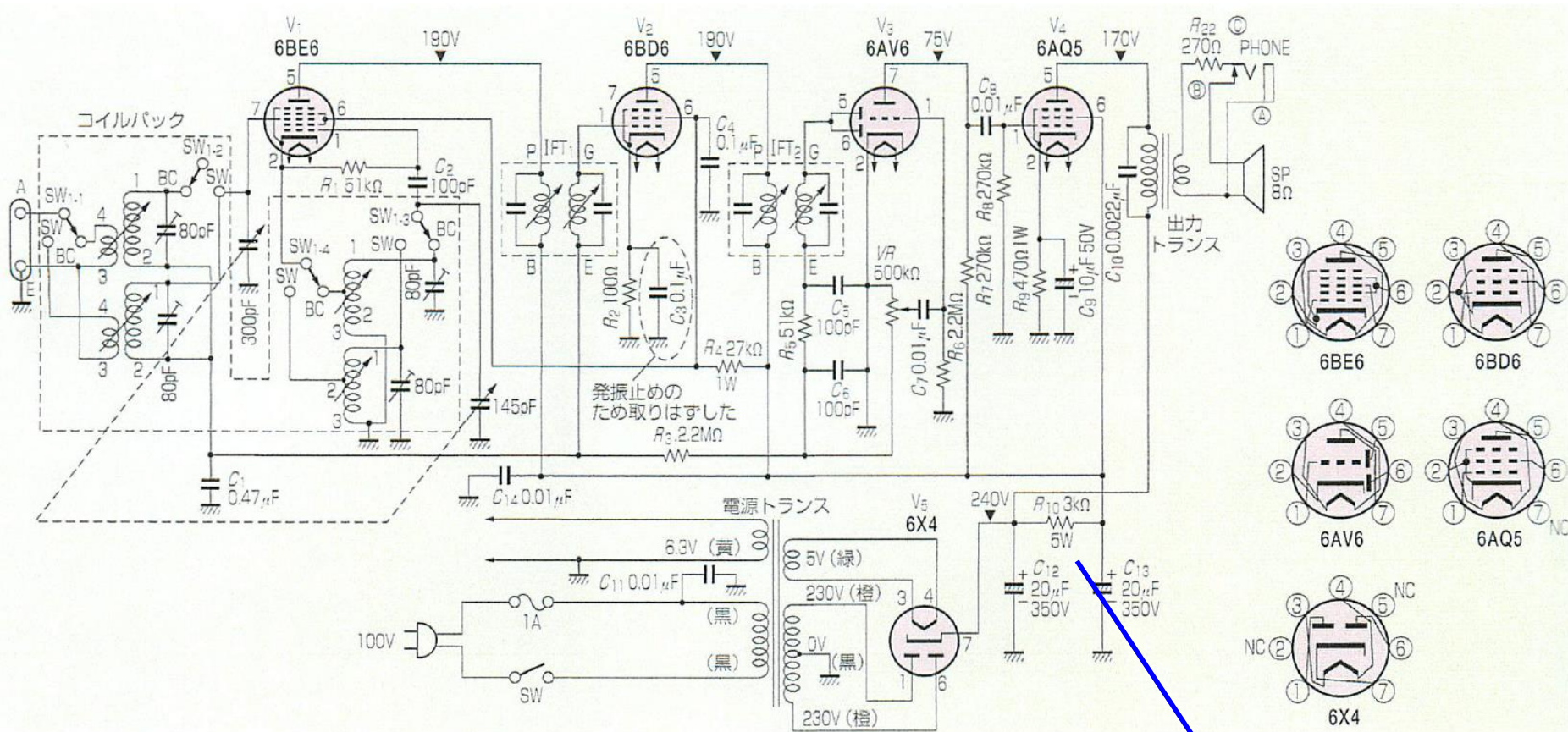
プッシュプル
の5極管
6BQ5

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。



中村歩, "真空管アンプの「しくみ」と「基本」," 技術評論社, 2009

2バンド5級スーパーラジオ回路図

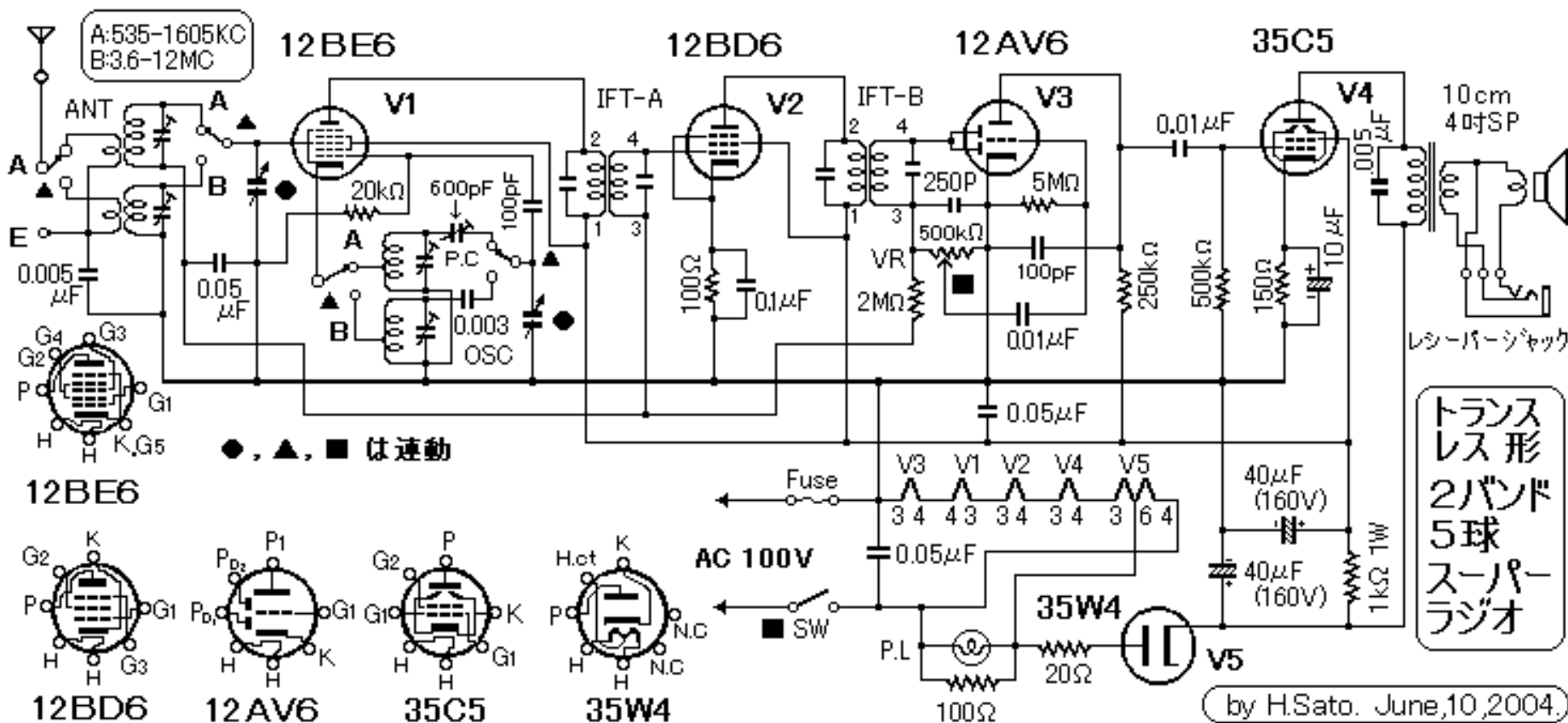


【図1】本機の全回路
昭和20年代後半、MT管が使用されるようになったころのままの回路構成。この後、真空管ラジオはトランスレスが主流になった（メーカー添付の回路図を一部変更している）

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

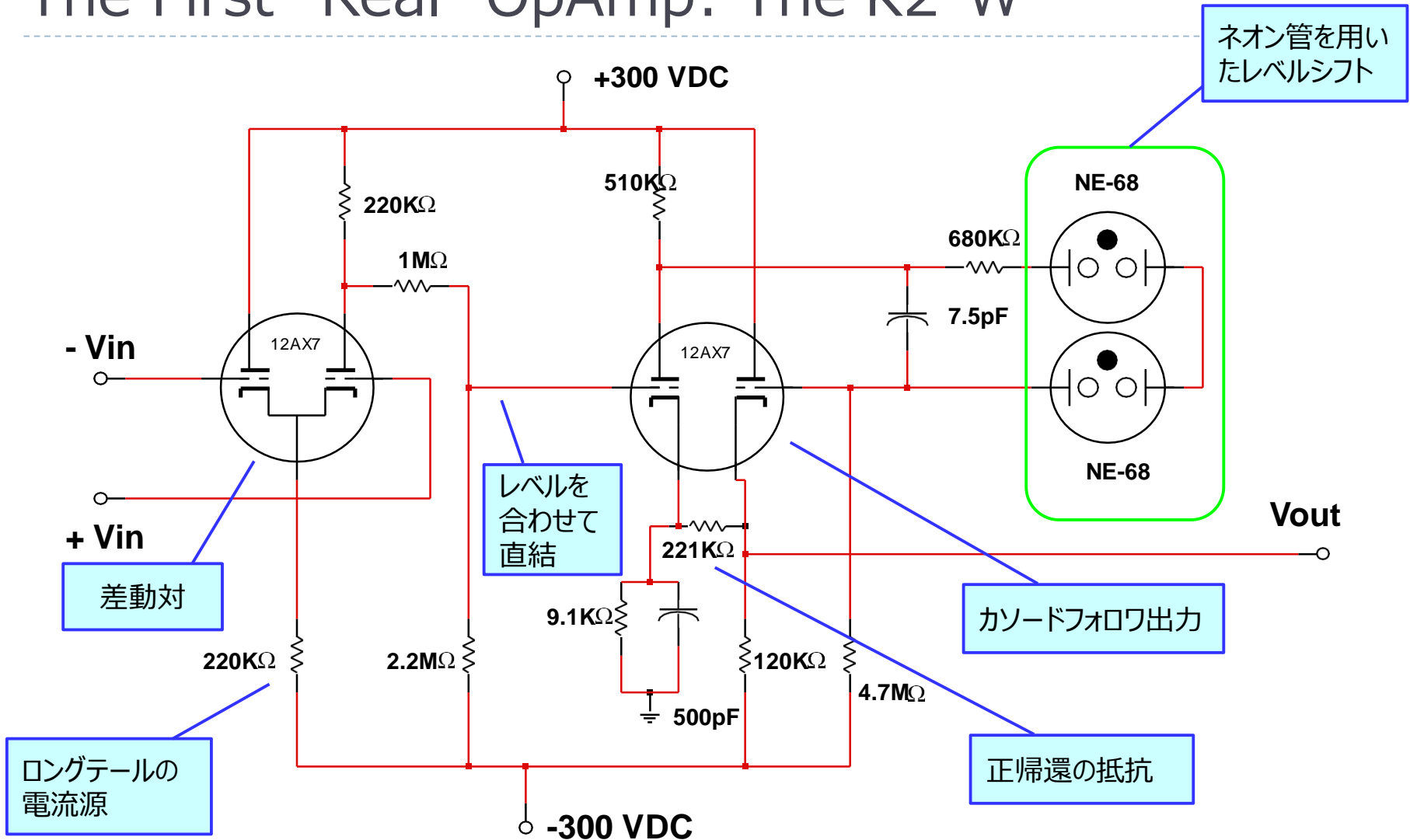


高価で重い電源トランスを省くため、真空管のヒーターを直列にする構成が、低価格ラジオの主流になった。(昭和28年頃から盛んに生産された)

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





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 | 1.5X10 ⁴ | 5X10 ⁴ | 30X10 ⁶ |
| V _{out} Swing | +/- 50V | +/- 12V | +/- 13.5 V |
| I _{out} | +/- 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 |

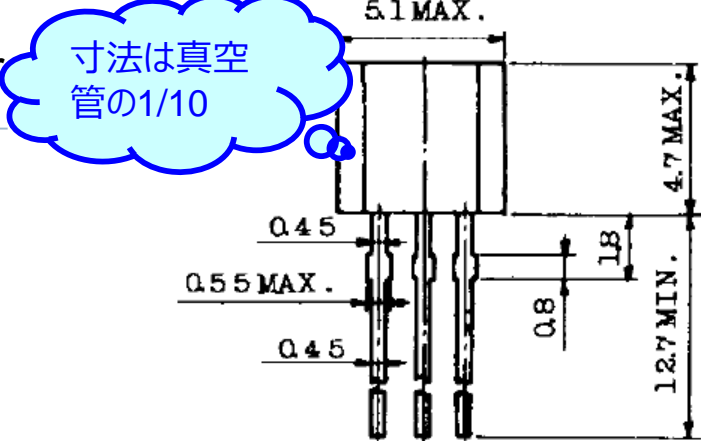
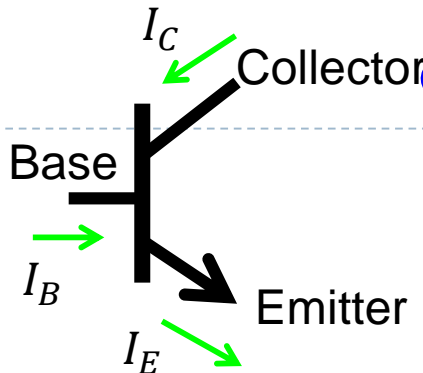


第3章 バイポーラTr回路

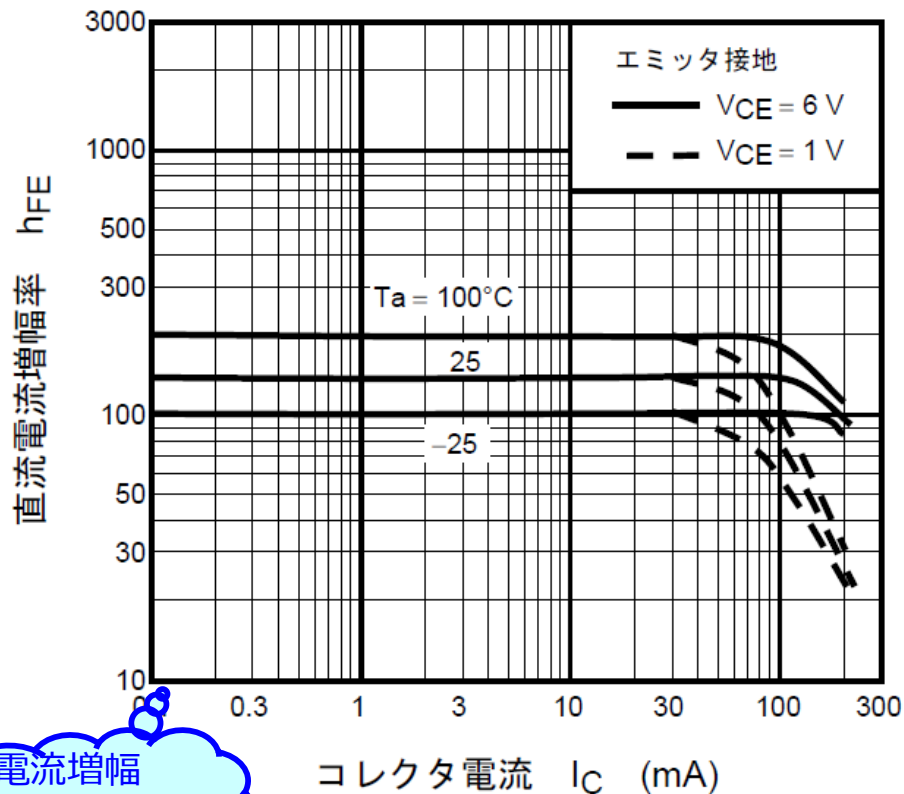
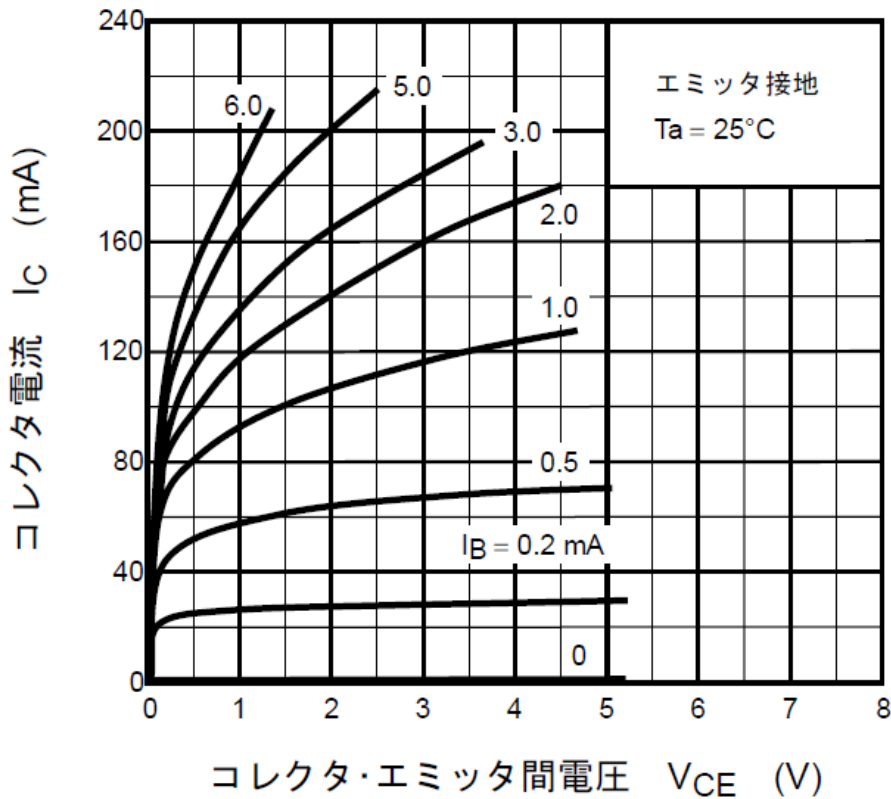
NPN Tr.のIV特性

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

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



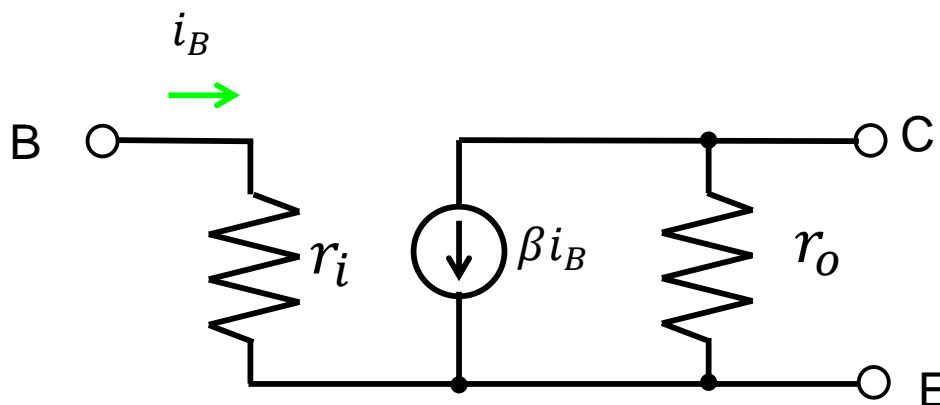
2SC1815 $I_C - V_{CE}$



電流増幅率は広い範囲で一定

バイポーラトランジスタの小信号等価回路

用途により様々な等価回路が用いられているが、電流増幅デバイスという観点からは、下記の(小信号)等価回路が分かり易いと思う。



r_i は i_B が大きいほど大きくなるが、オーダーとしては $1\text{k}\Omega$ 程度である。真空管に比べ、何桁も小さい。

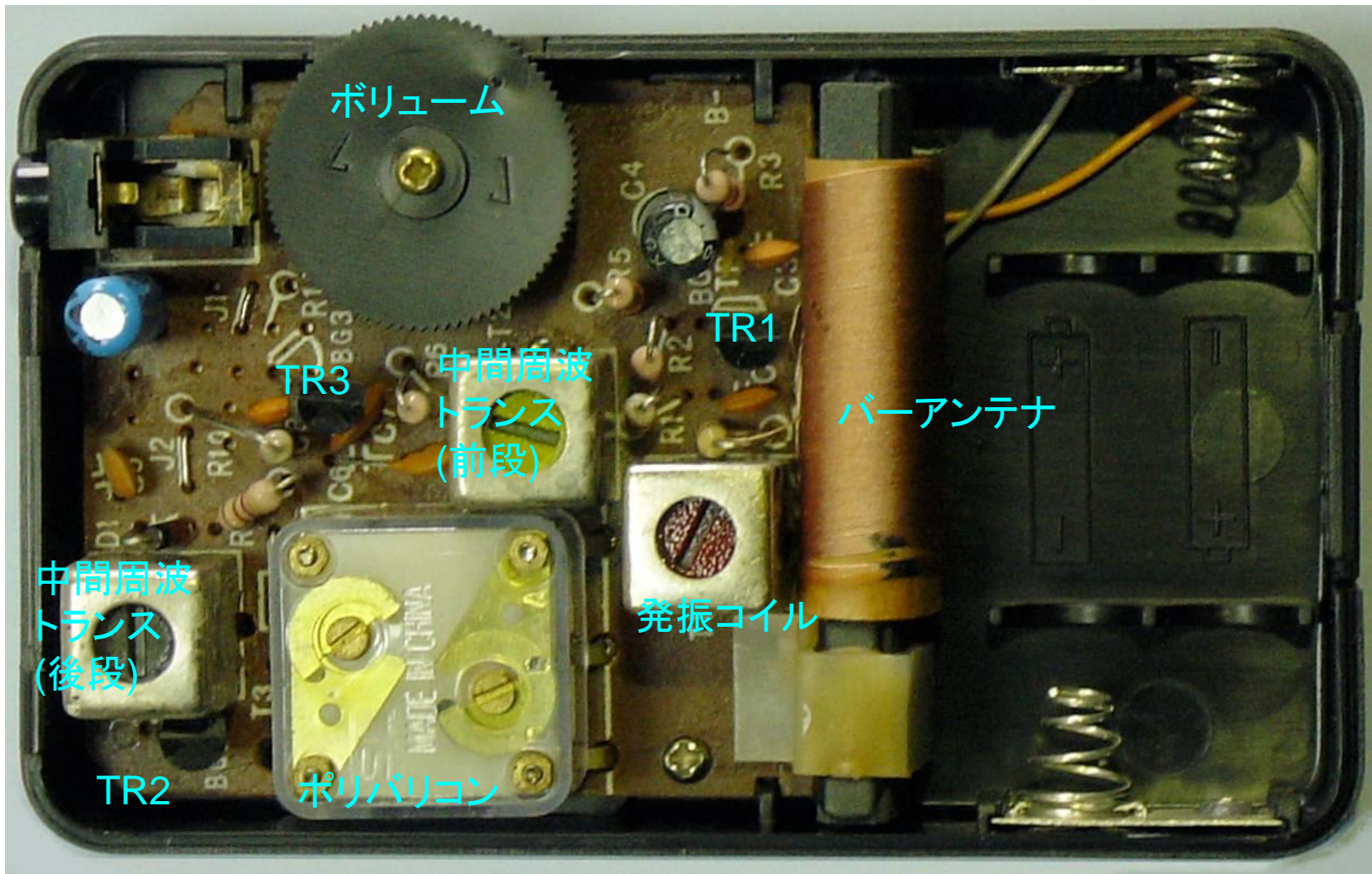
そのため、回路でC結するのに、容量値を何桁が大きくなる必要が出てきた。

その代り、入出力の電位差が 10V 以下になり、耐圧には余裕が出来た。

DC動作点としては V_{BE} は $0.6\text{V}\sim 0.7\text{V}$ になるのが普通である。直結回路を作りやすくなったが、実際には長い間、真空管時代から引き継いだ回路形式が使われた。

ダイソー100円AMラジオ

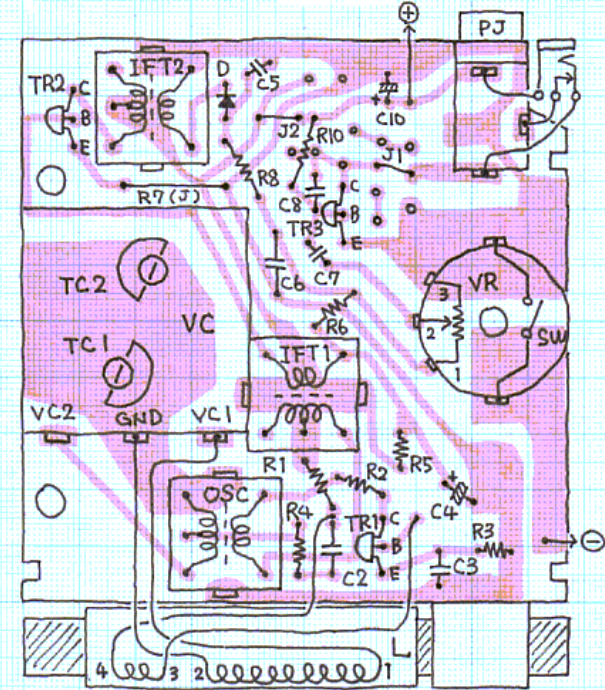
2000年頃?



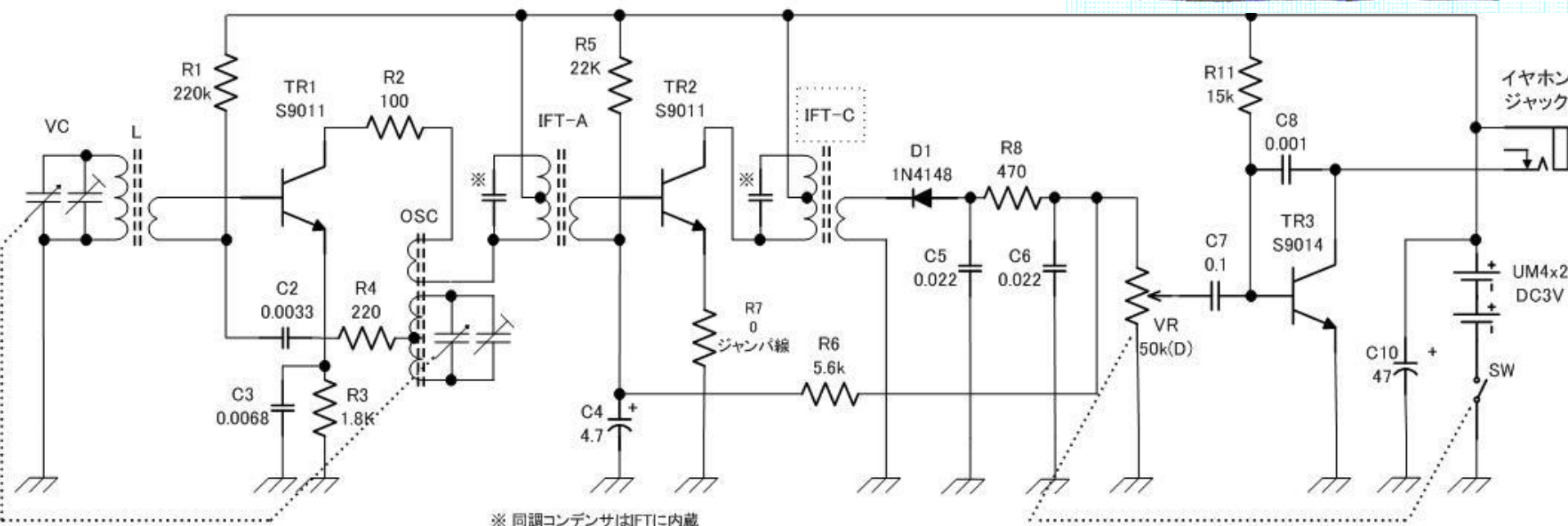
100円ラジオ回路図と実体図

<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

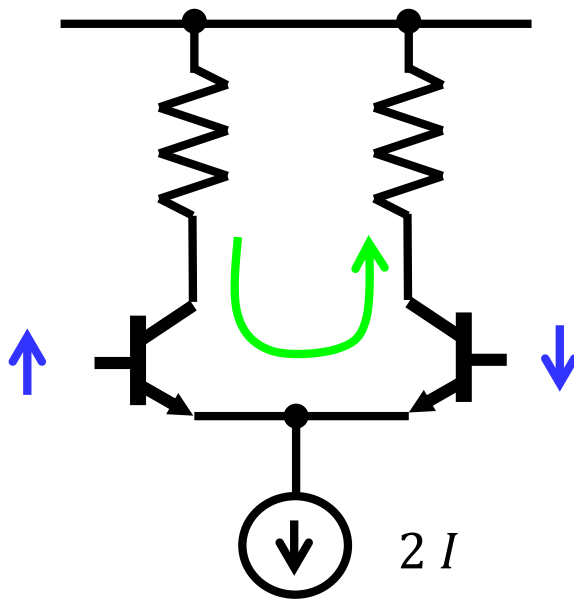


※ 同調コンデンサはIFTに内蔵

差動対の発明

Alan Blumlein GB482740, 1938

先に見たように、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。真空管の製造精度を向上させることによってバラつきを抑え、また段間をコンデンサーやトランスでAC結合することでバラつきが増幅されて行くことを避ける設計が合理的であった。真空管がひととき高価な部品だったのである。

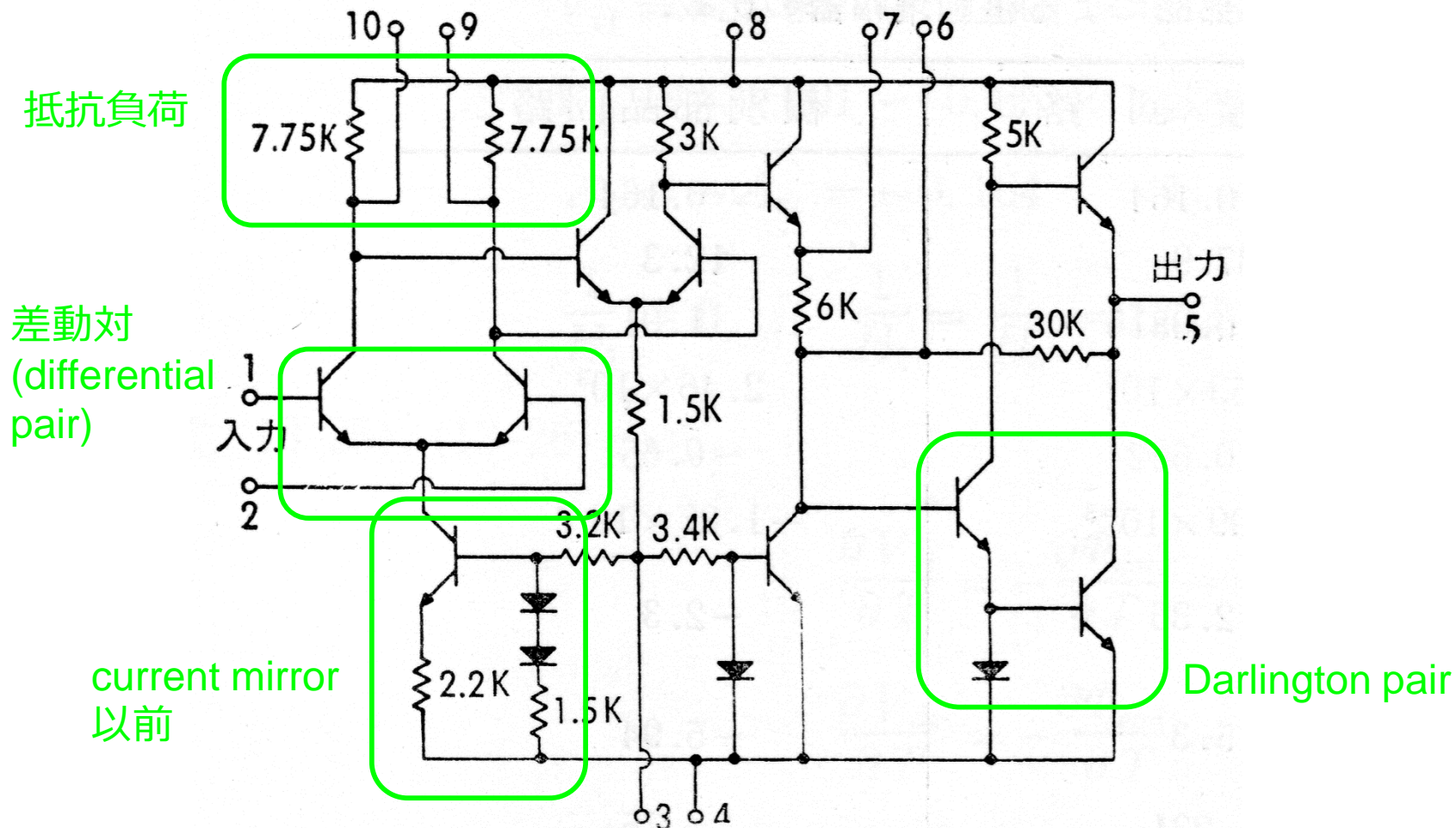


入力が同電位するとき、電流源の電流は等分され、各Trに同じ電流 I が流れる。左の入力が上がり、右の入力が同じだけ下がると、各Trは電流を増減させるが、電流源に流れる電流の総和は変わらないため、左のTrで増えた分は右のTrにそのまま流れることになる。

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。

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," Motrola, 1967

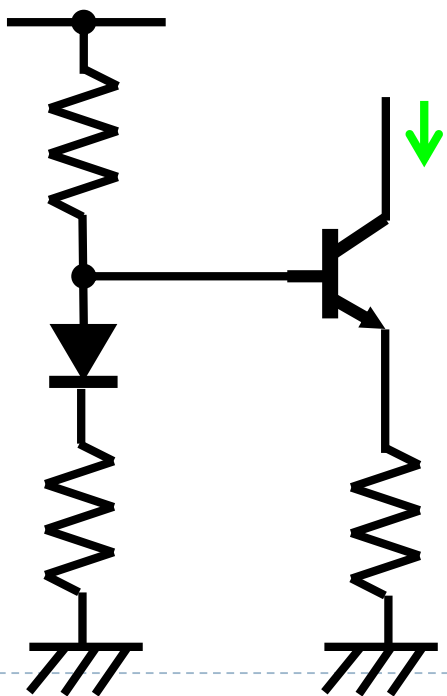
カレントミラーの登場

発明者不詳。Widlar他

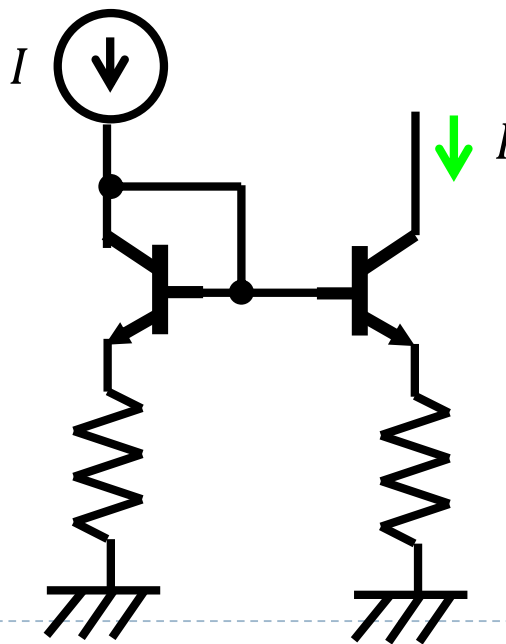
IC時代になってCやLがTrより相対的に高価になることで、段間を直結することが経済的に合理的になった。その一方で、トランジスタは温特が真空管よりずっと悪く、電流入力素子であることと相まって、動作点の安定には苦労していた。

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、同じTrを用いると温度変化に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。

ダイオードバイアス回路



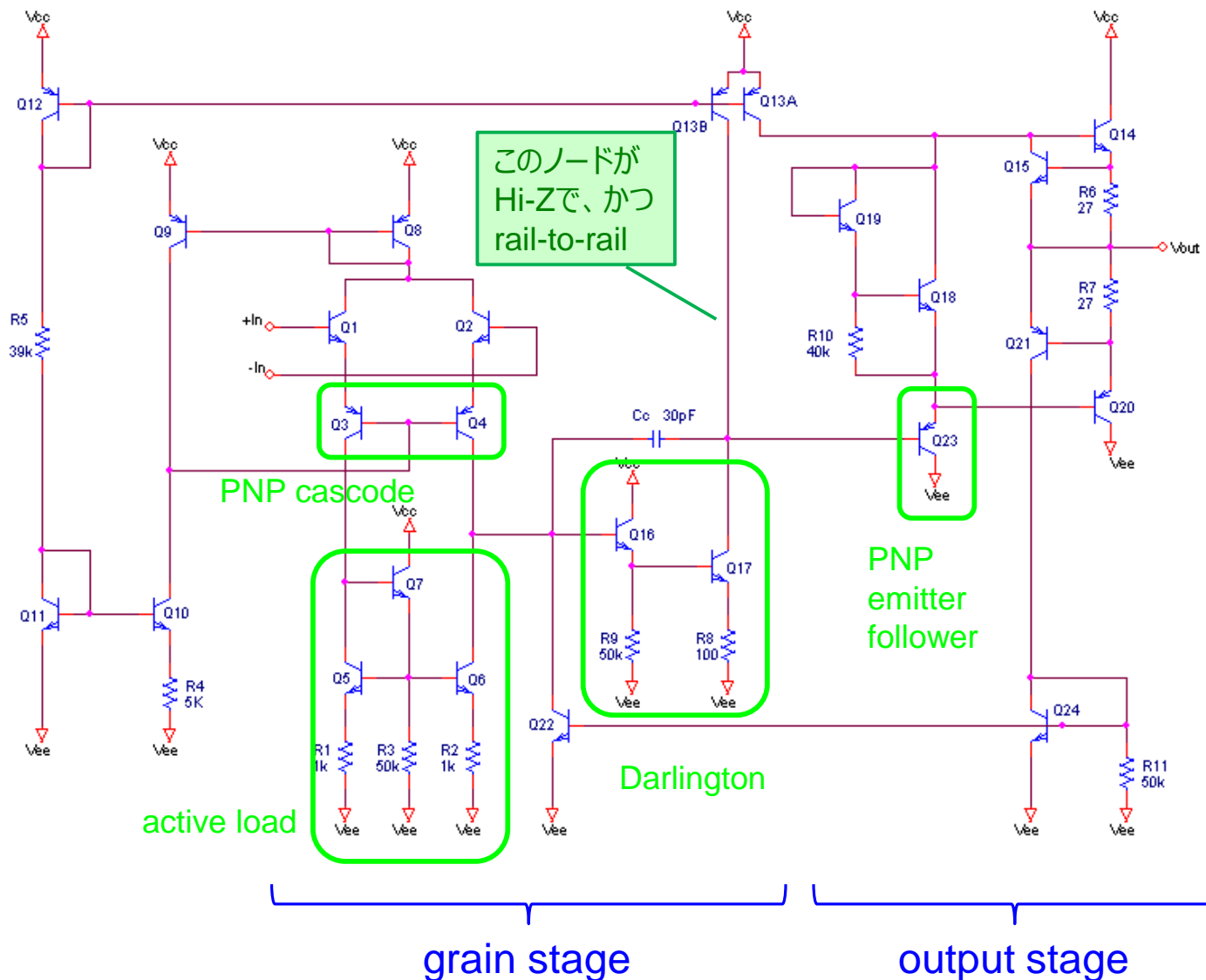
カレントミラー回路



往年のベストセラーOPAMP

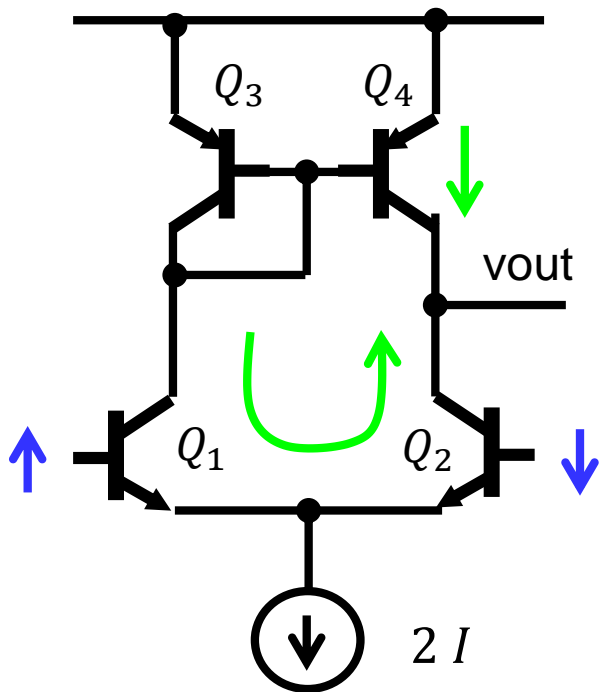
Fairchild uA741, 1968

PNP/NPNを自在に使えるcomplementary process



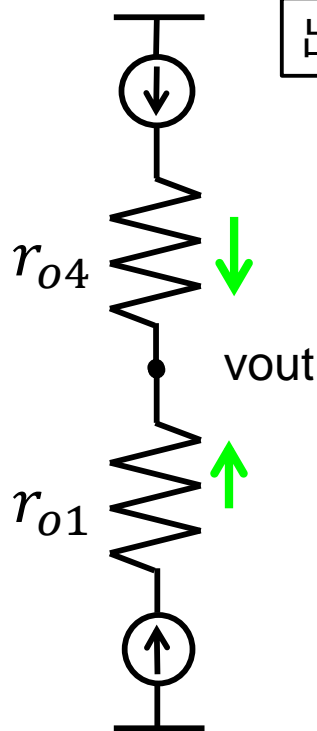
Active Loadに流れる電流

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、そんなに遅れていない。



カレントミラーは、電流の向きを逆にする。それで良く、「電流をカレントミラーで折り返す」と言う。

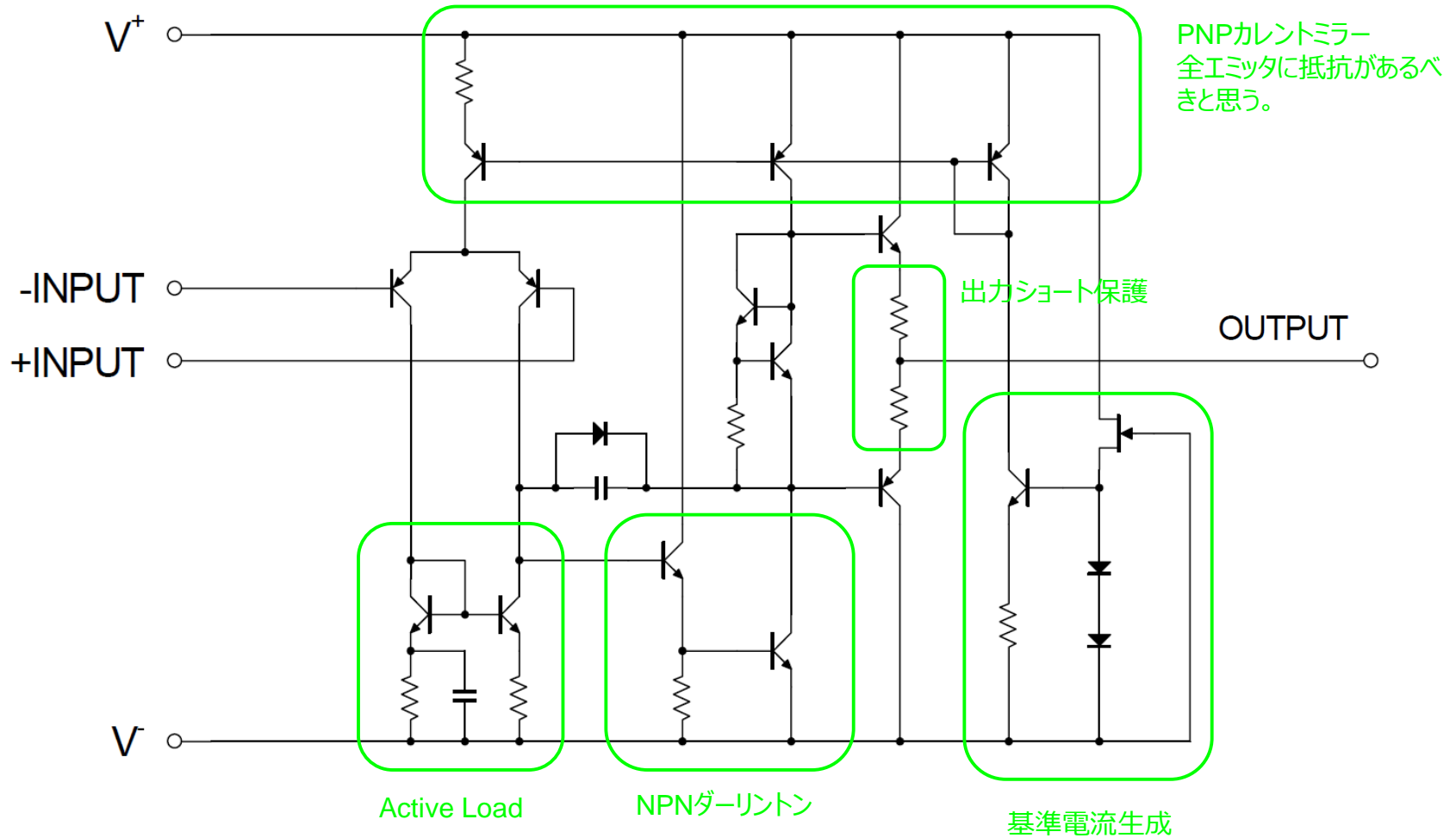
出力部の等価回路



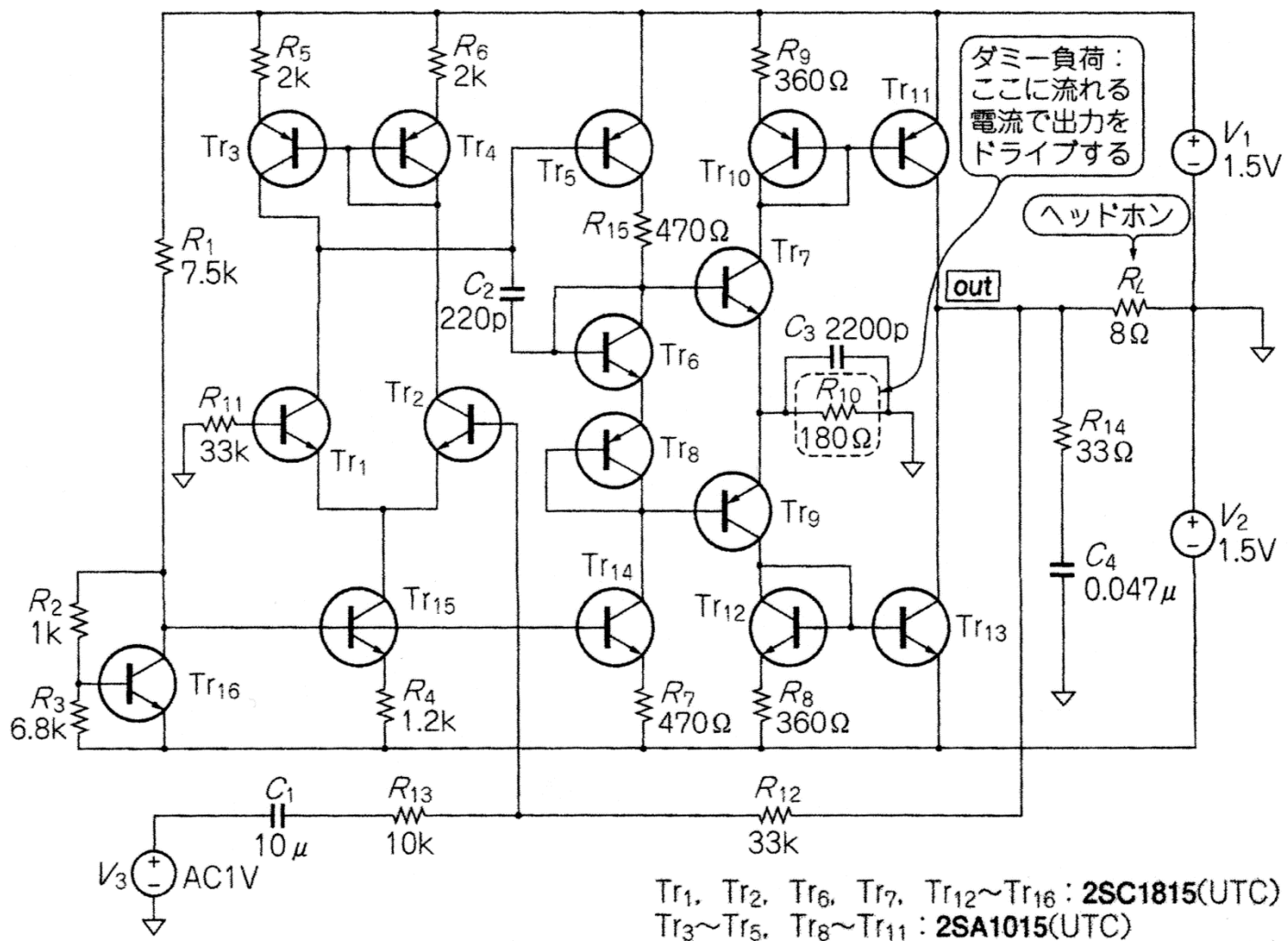
出力端子では Q_4 と Q_2 の出力抵抗が並列接続されて見える。その合成抵抗値は(かつては)抵抗素子では作れないほど大きく、アクティブロードはゲインを上げるのに好適であった。ただし負荷が低抵抗だと、この利点は享受できない。そこでEmitter Followerなどのインピーダンス低減回路と併用されることが多くなる。

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

第4章 MOS Tr回路



MOSトランジスタとは

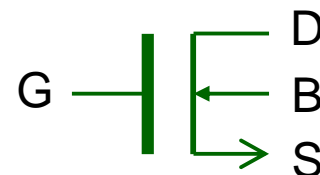
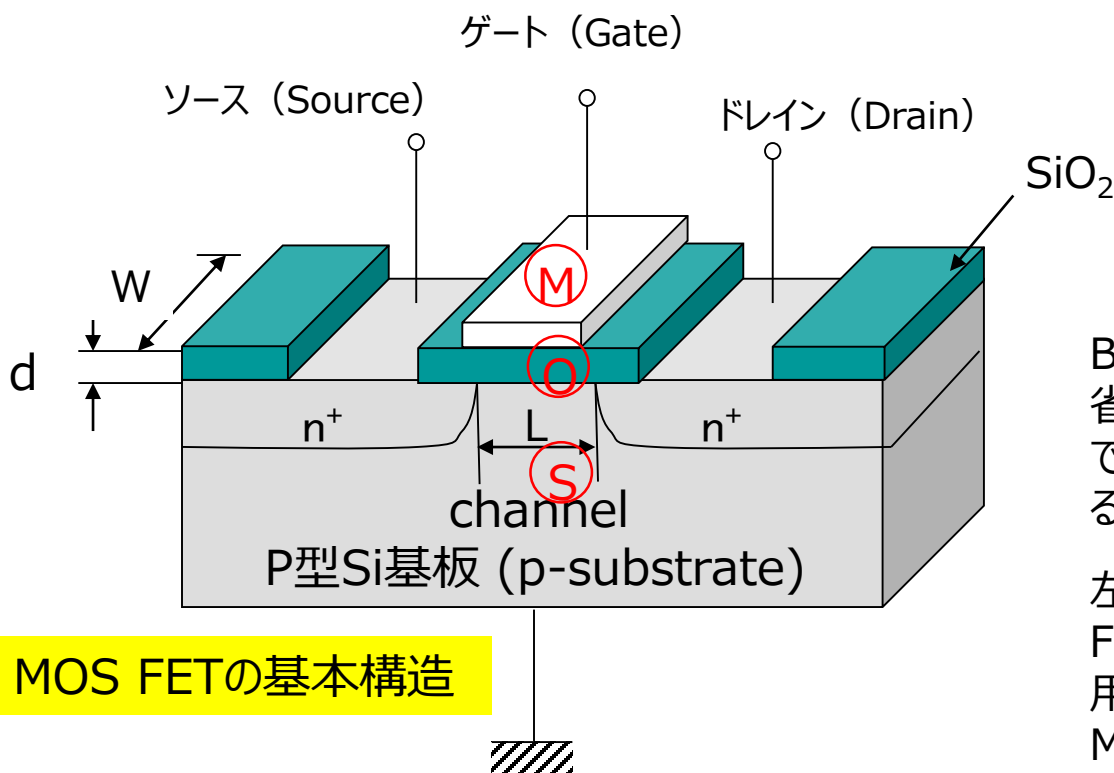
半導体中のキャリアの移動を、絶縁体を通して電界制御するトランジスタ(FET)

MOS FET

(Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect-Transistor)

金属 酸化膜 半導体

電界 効果 トランジスタ



記号

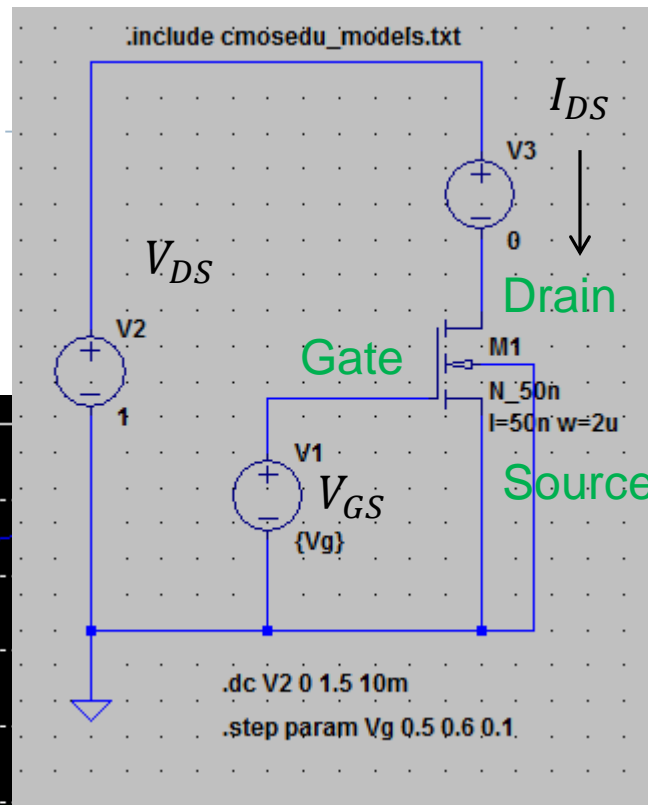
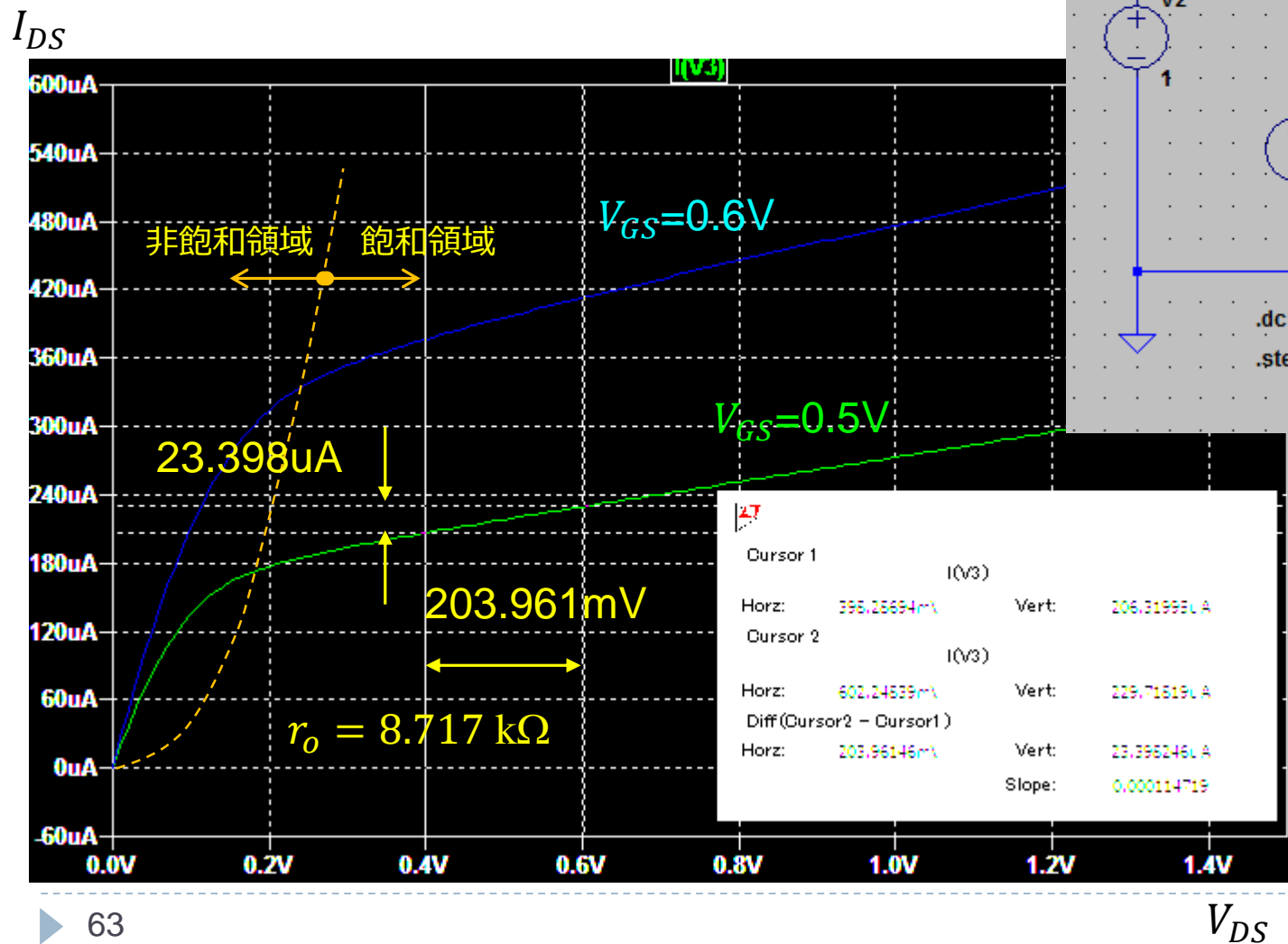
Bはバックゲート(Backgate)を示す。左図で省略したが、P型Si基板の電位を決める電極である。MOS Trは本来4端子素子なのである。

左図でP型N型を交換したものをP型MOS FETという。左図はN型MOS FETで、両方を用いるとCMOSになる。(Complementary MOS)

DrainとSourceは物理的に対称になった。使い方で区別する。CollectorとEmitterは物理的に非対称だった。

MOS TrのIV特性

Baker, "CMOS 3rd Ed.," IEEE Press, 2010.
のshort channel NMOSモデル



MOS TrのIV特性まとめ

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

| | 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 $V_{GS} > V_T$ | $I_D = \beta \left((V_{GS} - V_T) - \frac{V_{DS}}{2} \right) V_{DS}$ | $I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2 (1 + \lambda V_{DS})$ |
| 弱反転領域 $V_{GS} < V_T$ | $I_D = I_0 \exp\left(\frac{V_{GS}}{S}\right)$ | |

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

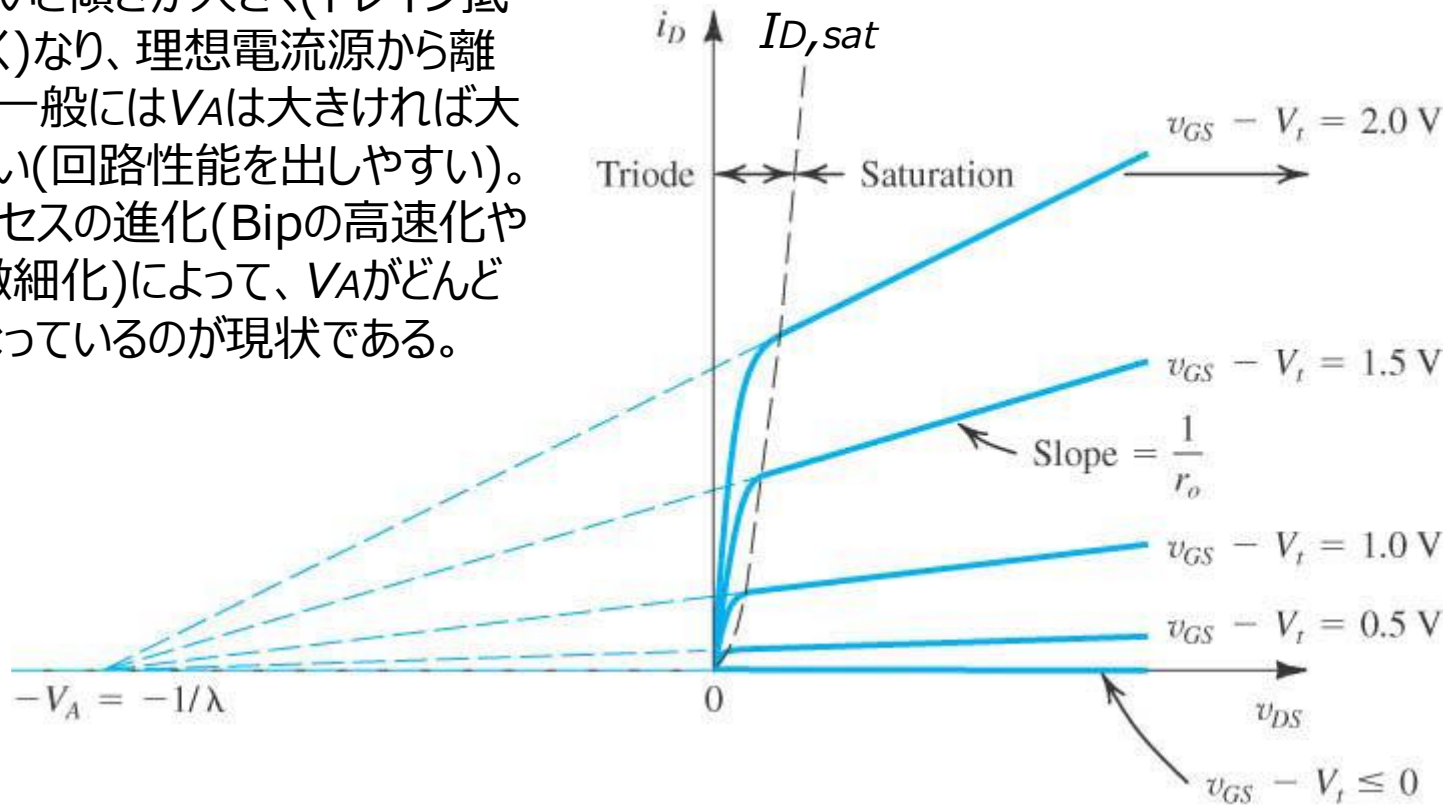
$$g_m = \left. \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} \right|_{V_{DS}=const.} = \frac{2I_D}{V_{OV}} \quad : \text{相互コンダクタンス(飽和領域での)}$$

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

アーリー電圧 (Early voltage)

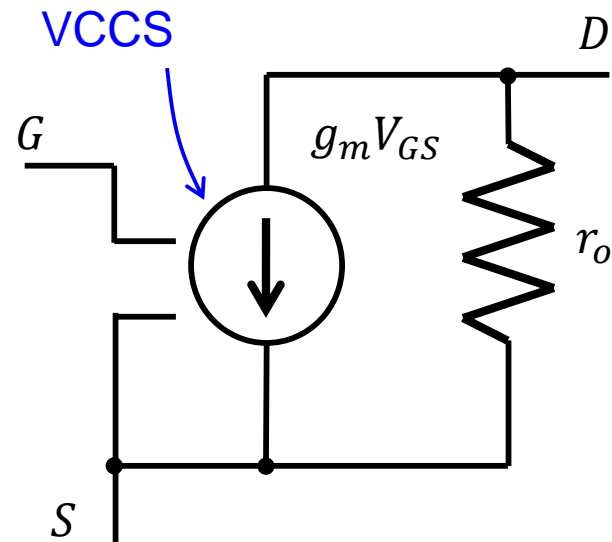
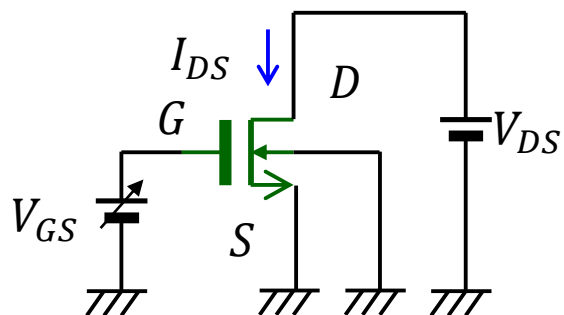
飽和領域のIV特性が $\lambda I_{D,sat}$ に比例する直線になる。これにより飽和直線は1点 - V_A で交わることになる。この V_A をEarly電圧という。バイポーラTrでも同様な現象があり、先に確立していた認識である。

V_A が小さいと傾きが大きく(ドレイン抵抗が小さく)なり、理想電流源から離れてくる。一般には V_A は大きければ大きい程良い(回路性能を出しやすい)。しかしプロセスの進化(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.ittc.ku.edu/~jstiles/312/handouts/Drain%2520Output%2520Resistance.pdf&sa=U&ei=GQBFU8XtPMLfkAWgxIDICw&ved=0CFMQFjAH&usq=AFQjCNFBbJxo1f3ygzgTqXCbqbjwtSLLipw>

MOS Trの小信号等価回路



MOSトランジスタの小信号等価回路は真空管と同じになる。
回路的に最大の違いは、動作電位(ゲート電位)がプラスになる(ソース電位より高い)ところで動作することと思われる。(enhancement型の場合。)

バイポーラとMOSのIV特性比較

| | 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 | $V_{BE} = V_T \ln \frac{I_C}{I_S}$ | $I_D = \frac{\beta}{2} (V_{GS} - V_T)^2$ |

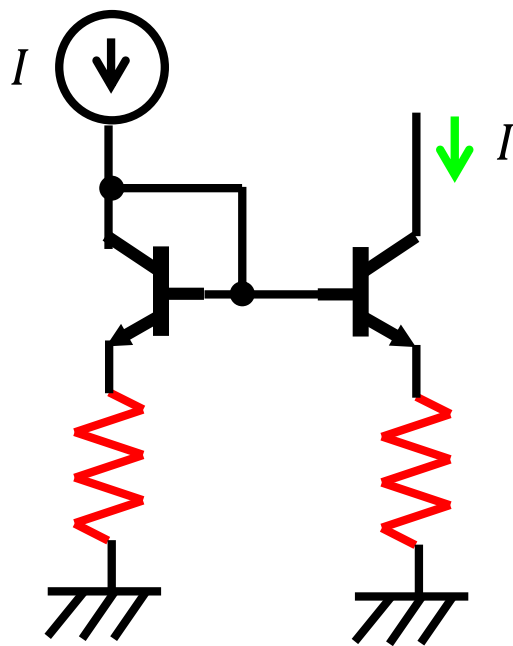
出力電流を入力電圧で微分したものが、Bipolarでは出力電流、MOSは入力電圧になる。その結果が、Bipolarにおいては指数特性、MOSにおいては自乗特性となっている。

何か理屈はあるのかもしれないが、寡聞にして知らず。

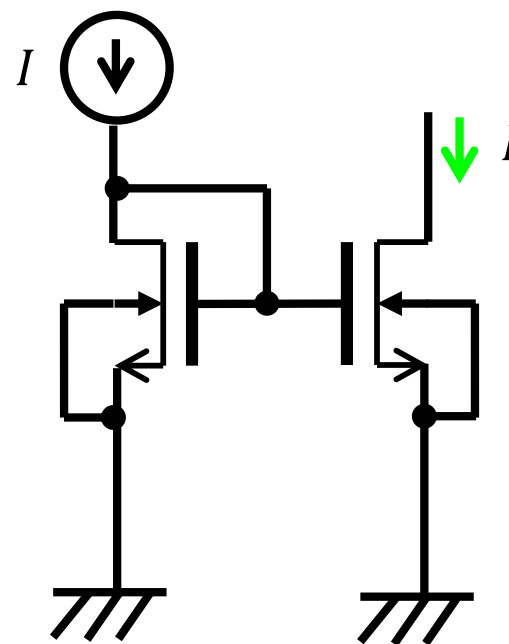
R. Wiegand, "Analysis and Synthesis of MOS Translinear Circuits," Springer, 1993.

カレントミラー回路比較

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が無くなった。
この変化は形式的には、電流増幅素子から g_m 素子(トランスインピーダンス素子)に変わった
ことに依るものと解釈できる。ただし現実的には、電流バラツキの観点から説明すべきである。
また実際のレイアウトでも、MOSと抵抗の接続がBipより面積を食う感じがする。

第5章 IC回路

ICで回路が変わったこと

特性

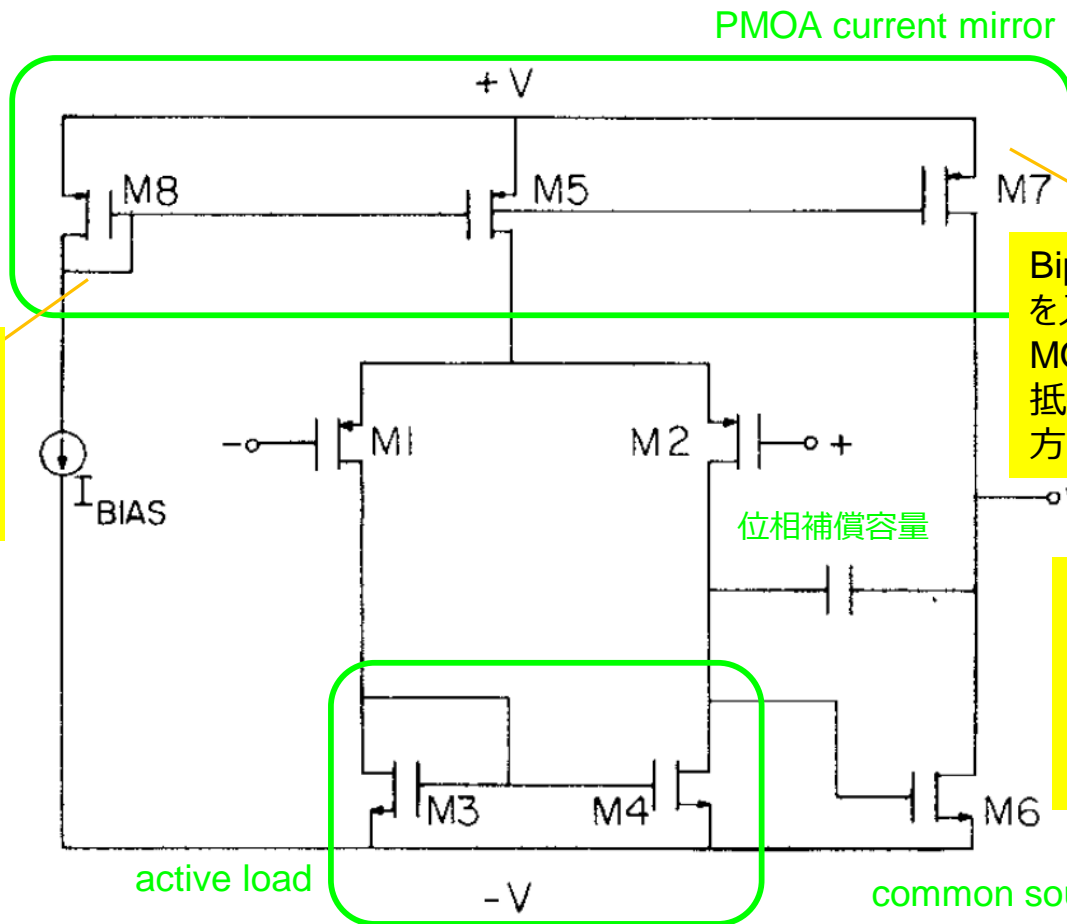
| | ディスクリート | IC |
|-------|-----------------------------------|---|
| 素子の値段 | $R < C < L < T, \text{Valve}, Tr$ | $Tr, R < C \ll L$ |
| | | $\propto \text{Masks} * \text{Area} / \text{Yield}$ |
| 精度 | 単体は良い 組合せは別途ケア | ペア比は良い 絶対精度は $\pm 15\%$ 程度 |

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 のバラツキに強くなる。 |
| 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。 |
| インピーダンス変換 | トランス | ソースフォロア | レベル変動が0.7V以下で 済むデバイスである。 |

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。



MOSのカレントミラーでは単純ダイオード構成が殆どである。BipではEFと組み合わせる方が普通であった。

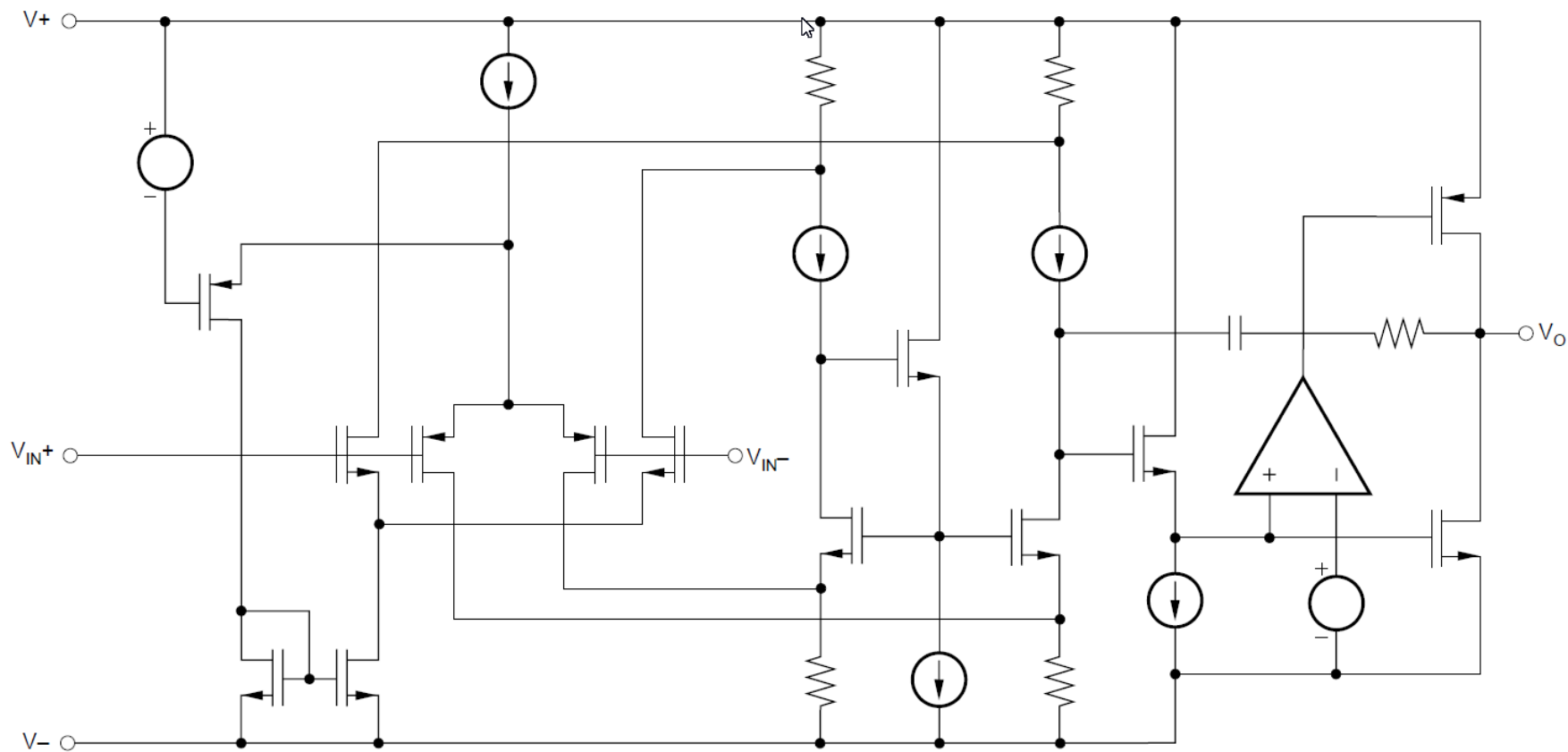
Bipolar時代はエミッタに抵抗を入れる方が普通であったが、MOSカレントミラーはソースに抵抗を入れず、Trだけで作る方が普通である。

Drain突合せの出力はrail-to-railの出力レンジが取れるが、容量性負荷の駆動はつらい。(ゲイン段しかない感じ)
定番回路ではあるが、適用範囲は限定的である。

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

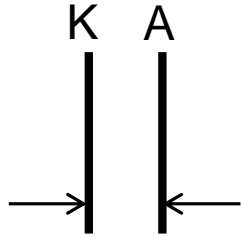
入出力Rail-to-RailのOPAMP回路

Burr-Brown OPA704 from Texas Instruments



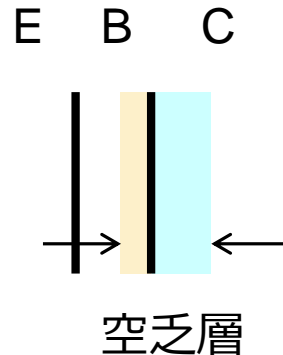
真空管は300V, トランジスタは9V

真空管



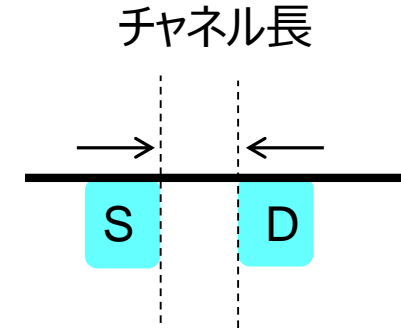
$$E = \frac{300 \text{ V}}{3 \text{ mm}} = 100 \text{ kV/m}$$

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。真空管の高電圧は、製造上の限界から来ているのではないか。ならば、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、高速デバイスになる可能性がある。

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.

レポート課題

課題: Kirchhoffの法則について調査し、自らの解釈を含めてA4 2枚程度にまとめなさい。

長さは目安であり、上下限を設けない。共著でも良いが、著者名は全て明記すること。共著の場合、学会の常識に従い、内容は共同責任とする。

提出先: yuji.gendai@gunma-u.ac.jp

提出期限: 2019年12月15日

受付フォーマット: 源代が読める形なら何でも良いが、text形式が好みである。

図や式を入れたいときには、PDF/PowerPoint/Word/TeX等

望ましいのは、

- ・講義で話した定式化と、普通に用いられる定式化を対比させる。
- ・両者の等価性や長短を比較する。意味(semantics)にまで踏み込めば、なお良い。
- ・Ohm, Thevenin, Nortonなどのキーワードにも言及すると良い。

発展形としては

- ・回路論における電圧と電流の双対性について、
- ・LやCが入ってくるとKirchhoffの法則はどのような影響を受けるか、
- ・states(電圧や電流)が複素数になったりvector量になったりすると、どのような体系になるか、
- ・回路SimulatorでKirchhoffの法則がどのように用いられているか、
- ・電磁気を司るMaxwell方程式との関係は、どうなっているか、

などが考えられる。この辺りを含めると、とてもA4 2枚のレポートでは済まなくなるが、挑戦は拒まない。
