電子回路論 (1999 年度後期開講)

担当:延與秀人

1　この講義の目標

京都大学の物理の大学院の入試問題を過去眺めてみると、結構高い頻度で電子回路に関する選択問題が見られる。残念なことに、この問題を選択する人は非常に少ない。問題の多くは極めて基礎的で、エレキの好きな人なら高校生や中学生でも簡単にとけてしまうような問題でも、受験生の多くはそれらを避けてしまう。やはり「電子回路は苦手」という意識が学生諸君の間に蔓延しているのに違いない。

この問題は教官から見るととっても深刻である。実際、実験系の大学院生に 5 ボルトの定電圧電源の回路図を書きなさいと尋ね、すらすら出来る人は 10 人に 1 人程度しかない。日常、頻繁に利用しているものの原理もよく知らないわけである。また、私がよくする質問で、「電話はダイアルできて、向うの話が聞けて、こちらの話が伝わるんだけど電話線に導線は何本入っている？」というのもあります。

よく考えてみると、電気回路、電子回路という分野は、広い意味で電磁気学の一分野で、それが進んで工学になった分野という見方もできる。昔の電磁気学の教科書のいくつかには結構ちゃんとした電気回路の記述がある。やはりマックスウェル方程式を勉強する前にこっちも学んでおいて欲しいと思うわけである。電子回路という言葉には工学的な色彩が強く、特に、「紙の上で理解しても何も作れない」という実験的な学問である。「習うより慣れろ」という態度が重要だと思う。

そこでこの講義の目標は極めて低く設定した。すなわち中学や高校でエレキの好きな人が普通知っている事を学ぶ。数式も少しは出てこようが、基本的にはあまり重要ではない。感じがわかることが重要である。ちょっとした知識に裏打ちされると電子回路に対するアレルギーは簡単に除去できるはずだし、電子機器が壊れたらまず開けてみようと言う態度を持つようになって欲しい。できれば何か、はんだごてを持って製作してみようという気になって欲しいと思う。

2　パーツ屋に行ってみよう

私がまだ中学生だったころ、突然電子回路に興味を持った。最初にゲルマラジオ、次に 2 石レフレックスラジオを作った。教科書はもちろん「初歩のラジオ」である。その当時の私の最終目標はオーディオセットの完全自作であった。その目的のためにちゃんとした経験を積もうと考えた私は、ラジオもキットに頼らずパーツ一点一点の購入から始めようと決意した。

パーツ屋に行ってみてびっくりしたのは、そこに並んでいるものが何かわからないのが最大の問題であるということである。自分のコズカイで購入するのだから失敗はゆるされない。抵抗一つとっても多種多様、ワッテージ、精度、それにもちろん値段も違う。店のおじさんに聞くのも恥ずかしいほどの初心者である。解決方法は唯一つ、いろいろな店先をじっと眺めよく考えることである。店によってはパーツの種類を解説した小さなタグがついていたりするわけである。もちろん「初歩のラジオ」の写真や説明が非常に有効であったことは言うまでもない。というわけで以下練習問題です

2.1　[問題 2-1] これはなんでしょう。

答え:抵抗
現在もっともポピュラーなものは金属被膜抵抗です。ご存じカラーコードがついたやつです。この機会におぼえておきましょう。この表示が無い抵抗にはかならず ＸＸＸΩ とか書いてあるのでご安心を。性能は落ちるけど値段の安いカーボン抵抗、電力を食うとき (熱くなるとき) つかう巻線抵抗、セメント抵抗などあります。(性能が落ちるという意味は今後のお話にとっておきます。)

カラーコード表示には４色と５色があります。 カラーコードは

黒	茶	赤	橙	黄	緑	青	紫	灰	白
0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

緑	茶	赤	金	銀	なし
0.5%	1%	2%	5%	10%	20%

で、４色の場合は大抵、茶赤黄金みたいに並んでいてこの場合は茶 1-赤 2 でゼロが 4 つ (黄色) というわけで 120000 Ω です。金色は精度 5%ということです。５色の場合は大抵精度が 2%で赤表示のリングがちょっと離れてついてます (これで方向が分かる!)。 数字３桁で、ゼロの数が４つめのリングです。大体、調子の悪い電子機器を直そうと思うと、回路に組み込まれているため抵抗値はテスターで測れません。そのときそこの抵抗値の桁数だけでも分かるとその抵抗が何をしているか想像しやすいことが多いです。大体電子回路に出てくる抵抗値は数十Ω から数百 k Ω ですので、初めの 5 つだけでもコードを覚えていると大分役に立ちます。コードがないものは数字で書いてありますが単位がΩ のかわりに J と書いてあったりするので混乱します。

ここに出てくる数式は一つです。説明の必要もない。

$$V[volt] = IR[ampere - ohm] \tag{1}$$

記号は

です。抵抗値には温度係数というのがあって熱くなると抵抗値は上がります。ここの上がり方は抵抗によって異なり性能の違いとなります。あと歪み率 (ノイズですね) とか、容量、インダクタンスなど上の式にのらない「非線型」成分がありますがあまり気にしなくてよいです。あと非線型成分ではない重要な性質にワッテージがあります。金属被膜抵抗の場合は大抵 1/2、1/4、1/8p と呼ばれます。p は power の略で単位は W(ワット) です。この値は手元にあるものは大きさから想像し、正しくは買うときに指定します。これを越えると抵抗が燃えます。

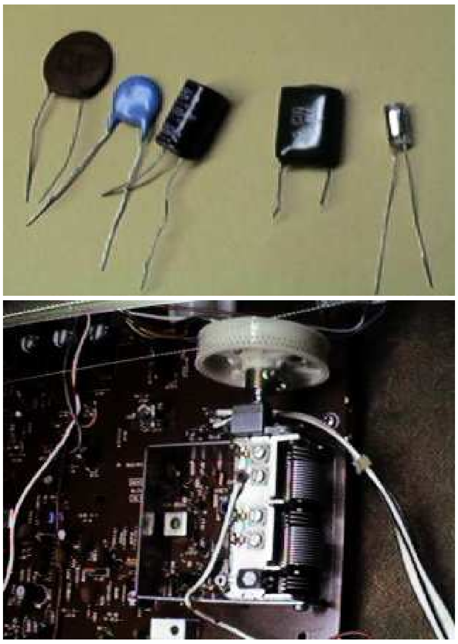
半導体の温度係数は抵抗と逆になることを知っておくとちょっといいかも知れない。半導体の熱暴走という話がよくあります。あと最近は計算機用に集合抵抗が多く出回っていて便利です。

2.2 [問題 2-2] これはなんでしょう

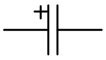
答え:ボリューム (可変抵抗器)
抵抗が可変なものがあります。ボリュームと呼ばれることが多いのはみなさんご存じの通り。いつも回していると思いますが現物は写真のようなものです。通常みかけられるものにＡタイプとＢタイプがあって、Ｂタイプは回転角にたいして抵抗値がリニアーにかわります。Ａタイプは通常の音量コントロールに用いられ、回転角が小さい時には少しずつ、大きくなると大きく抵抗値が変わるようになっています。これは人間の聴覚に合わせて設定されています。ステレオセットではこれらが２連になっています。左右音量バランスにはＭＮタイプが用いられます。これは回転中点までは導体その後Ｂタイプというものとその逆のものを組み合わせたものです。

基盤上の微調整につかう可変抵抗器はトリマーなどと呼ばれます。まー絵をみてください。もちろんＢタイプです。

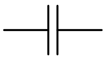
2.3 [問題 2-3] これはなんでしょう。



答え:コンデンサー
これも多種多様ですが極性のある電解コンデンサーとそれ以外と考えておけばよいでしょう。電解コンデンサーは大容量 (数μ F 以上) で、極性表示と容量、耐圧が明記されていますので安心です。極性を間違えると熱くなり最後には爆発したりするので注意が必要です。どうしても大容量の極性がないコンデンサーが必要なときには電解コンデンサー２つを逆向に直列につなぐという技がありますがあまりおすすめできません。記号は



です。極性無しコンデンサーでもっともポピュラーなのがセラミックコンデンサーです。大抵茶色くて丸い格好をしています。ここにもコードがあって 472 とか書いてあります。これは最後の数が 0 の数を表し、この場合は 4700pF(ピコファラッド) のことです。常に単位は pF で, そうでないときには明記されています。同様によくつかわれるのがマイラーコンとかスチロールコンとかです。容量で守備範囲が分かれていて、容量が電解>スチロール>マイラー>セラミックの順で、高周波特性や耐圧もほぼその逆です (耐圧はもちろん大きさにもよります)。記号は



です。コンデンサーの基本式は以下の常識的なものです。

$$CV = \int I dt = Q \tag{2}$$

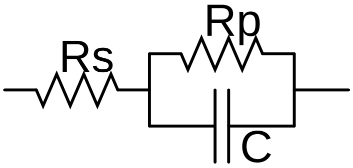
一般に電気信号はフーリエ分解できますから所詮正弦波の重ねあわせです。電圧 $V = V_0 \exp i\omega t$ とおいて考えると当然電流 $I = I_0 \exp i\omega t$ とおけて (I_0は複素数で位相が回っている)、結局上の式に放り込んで、

$$\frac{I_0}{i\omega C} \exp i\omega t = V_0 \exp i\omega t \tag{3}$$

でいわゆる複素インピーダンス $Z = 1/i\omega C$ を導入すると

$$V = IZ \tag{4}$$

というオームの法則の交流版を得ます (これについては後日ちゃんとやります)。内部の誘電体の損失で C は高周波になると小さくなります。これが高周波特性です。電解コンデンサーは可聴周波数帯 (20Hz ~ 20kH) でしか働きませんがセラミックコンデンサーなら数十 GHz まで OK です (衛星放送や携帯電話の周波数帯)。コンデンサーは大抵並列な抵抗成分を持っています。これが漏洩電流とよばれるものです。これと容量の周波数依存性をまとめた形でコンデンサーの等価回路 (あとでちゃんとやるとして)



で表すことができます。 実用上、R_sは十分小さいので並列成分だけを考えればよく、複素インピーダンスは

$$Z = 1/(i\omega \mathrm{C} + 1/R_p) \tag{5}$$

と書くことができます。 実数部を虚部で割った比を tan δ (タンデルタ) とよんでコンデンサーの性能の目安にしています。

$$tan\,\delta = 1/wCR \tag{6}$$

だいたい 10^{-4}から 10^{-1}の値を取ります。これが少ないほど高周波向けのコンデンサーになるわけです。あとインダクタンス成分も持っていて (リード線や内部のインダクタンス) ある周波数以上になるとかえってインピーダンスが上がってしまいます。高周波用 (100MHz 以上) にはなるべく小さいもの (1000pF) 以下短い足で利用することが重要です。このためいろいろの大きさの種類が違うものを並列で使うことが結構あります。

可変コンデンサー (バリコン) というのがあって一昔前まではすべてのラジオについていたのですが最近はあまりみかけません。まー写真をご覧下さい。なかなか印象的なものです。誘電体はもちろん空気です。

2.4 [問題 2-4] これはなんでしょう

答え:コイル(トランス)
コイルはインダクタンスとよばれ電子回路では一番やっかいなものです。電磁気でならったようにコイルとは電流の変化を嫌うダンパーみたいなもので、磁力線を利用しているため自己インダクタンスだけでなく相互インダクタンスももちます。自己インダクタンスを利用するものをコイル、相互インダクタンスを利用するものをトランスとよびます. インダクタンスの電子回路での利用はほとんど高周波共振回路と電源回路にかぎられます。形状は千差万別ですが、電源トランスだけは重いのですぐ分かります。

高周波用のコイルは抵抗と同じようなカラーコードで表されたものも多いです。また例のセラミックコンデンサーと同じような $104{=}10\times 10^4$ とかいう表示もあります。ただし単位はμ H です。これは一見抵抗と区別がつきませんが全体が緑っぽいのものが多いようです。抵抗をテスターで測ってみるとゼロだったら嬉しいのですが残念ながらコイルは長い導線なので数~数10オームの抵抗をもちます。一般に高周波コイルやトランスの規格は外見からは分からないことの方が多いです。ラジオの中を覗くと高周波用トランスや微調用可変コイルがいっぱい入っていますので一度中を見てみてください。

さてちょっと数式。電磁誘導の法則によると電圧と磁束の関係は

$$V = d\Phi/dt \tag{7}$$

です。但し磁束Φは 磁束密度 B× 断面積 Sです。磁束は電流 Iに比例するので$\Phi = LI$と書いて L を自己インダクタンスと定義します。従って基本式は

$$V = LdI/dt \tag{8}$$

で与えられます。複素インピーダンスでいうならば前と同様に

$$Z = i\omega L \tag{9}$$

です。

ここでちょっと磁束漏洩のない透磁率μ のトロイダル(ドーナッツ)に導線を n_1回まいたコイルを考えてみましょう。周長を lとすると磁束は一様で$\Phi = BS = \mu n_1 IS/l$です。この磁束が n 回コイルを貫いていますから、回路全体としての起電力は

$$V = n_1 d\Phi/dt = \mu n_1^2 S/l \cdot dI/dt \text{ です。} \tag{10}$$

従ってこのコイルの自己インダクタンスは

$$L = \mu n_1^2 S/l \tag{11}$$

で与えられ、自己インダクタンスは巻き数の二乗に比例することが分かります。このトロイダルに別の回線を n_2回巻き付けると相互インダクタンスが発生しトランスとして動作します。相互インダクタンスは;

$$M = \mu n_1 n_2 S/l \tag{12}$$

となります。もうちょっと一般化して一次がわと二次側をサフィックスであらわすと;

$$\Phi_1 = L_{11}I_1 + M_{21}I_2 \tag{13}$$

$$\Phi_2 = L_{22}I_2 + M_{12}I_1 \tag{14}$$

時間微分すると

$$V_1 = i\omega L_{11}\dot{I}_1 + i\omega M_{21}\dot{I}_2 \tag{15}$$

$$V_2 = i\omega L_{22}\dot{I}_2 + i\omega M_{12}\dot{I}_1 \tag{16}$$

一般に $M_{21} = M_{12}$なので M とおき直すと

$$V_2 = \frac{M}{L_{11}}V_1 + i\omega\frac{L_{11}L_{22} - M^2}{L_{11}}I_2 \tag{17}$$

となります。$M = \sqrt{L_{11}L_{22}}$の時には周波数依存性が消える理想トランスとなり、ここで考えている場合はあきらかにこの条件を満たしています。従って

$$V_2 = \sqrt{\frac{L_{22}}{L_{11}}}V_1 \tag{18}$$

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n_2}{n_1} \tag{19}$$

同様にして、M が大きな極限では

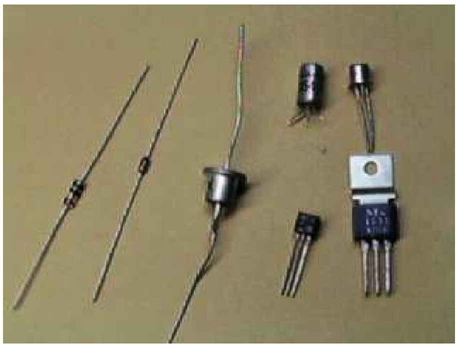
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{n_1}{n_2} \tag{20}$$

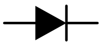
となるので一次側と二次側のインピーダンス比は

$$\frac{V_2}{I_2}/\frac{V_1}{I_1} = (\frac{n_2}{n_1})^2 \tag{21}$$

になるわけです。ちょっと式が多かったのですが、この問題は 2000 年度の大学院入試問題になっていたので寄り道をしました。残念ながらできは非常に悪かったと聞いています。

2.5 [問題 2-4] これはなんでしょう





答え:半導体 ダイオード、トランジスタ、ＦＥＴ (通称「石」)
半導体には p 型と n 型があるのはご存じでしょう。p から n に電流が流れ (順バイアス方向)、その逆は流れません (逆バイアス方向)。これを利用したのがダイオードで記号はです。pn 接合は半導体のバンドギャップを利用しているので順方向の時にも電圧降下をおこします。その値はシリコンで 0.6 V、ゲルマニュームで 0.3 V程度です。この値を覚えておけば、その半導体が生きているかどうかを確かめことができるという非常にに重要な値です。逆バイアス電圧をどんどん高めていくと余剰電子とホール以外のシリコンの電子がさらに剥ぎ取られ逆方向に電流が流れます。これをブレークダウンと言います。

これとは別に構造に工夫をして逆バイアスをかけると、価電子が導電帯に飛び移り逆電流が流れる現象があります。この特性を積極的に利用したダイオードを発見者の名前をとってツェナーダイオード (定電圧ダイオード) とよびます。pn 両層を薄くつくるとおこる現象で一定の電圧を出す特性を持っています。実際には 3、4.5、6 Vぐらいのものが多いです。記号は

です。普通、見た目には区別がつきませんので、入手するとき型番をみてまぜこぜにしないようにするしかありません。こいつは矢印の反対方向に電流が流れ一定電圧を出します (普通のダイオードと逆向)。

ガッチリした感じのは交流を整流するのに使います。シリコン製で、順方向に数Ａ流せるものがおおいです。色は大抵黒です。整流の時は後述するように四本組で使うときが多いので四個まとめてパッケージされた整流専用の「石」があります (もうほとんど使うことの無い真空管は「球」と呼ばれてました)。このときは特別にブリッジとよびます。

ゲルマニュームダイオードはガラスに入っているものが多く順方向の電圧降下が小さいことを利用して高周波の検波 (整流) にもちいます。大電流を流すと簡単に死にます。ガラスに入っているシリコンも結構あります。

さて、あとはなくてはならないトランジスターと FET です。トランジスタにはエミッタ、ベース、コレクタ (EBC) という三つの足、FET は電解効果型トランジスタの略称でソース、ドレイン、ゲートという三つの足をもっています。ｐ型半導体と n 型半導体の組合わせで pnp タイプと npn タイプがあるのはさすがにご承知でしょう。これらに関しては章を改めてちゃんと勉強することにします。

これらの半導体は一般的に名前のつけ方が決まっています。トランジスターなら

2SAxxxx	高周波用 pnp
2SBxxxx	低周波用 pnp
2SCxxxx	高周波用 npn
2SDxxxx	低周波用 npn

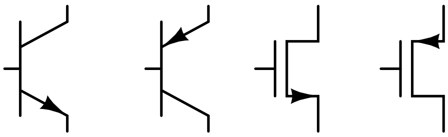
です。2 は足の数引く 1 で、S がセミコンダクターの S、ABCD がタイプ、以下型番。足の位置は標準的には型番名を見て左から ECB の順です (えくぼと覚えます)。この法則には例外も結構あるので注意が必要です。

FET は

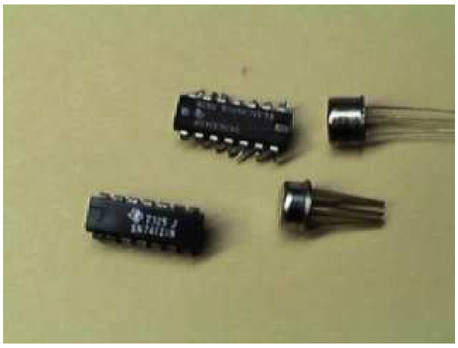
2SKxxxx	npn に対応
2SJxxxx	pnp に対応

です。足の位置 (DSG) は会社でまちまちなので注意が必要です。

ダイオードは 1Sxxxx となりますが、そうでないものも結構あります。カラーリングの書いてある方向が電流の流れる方向で順方向です。ツェナーダイオードは RDxxxx とか HZxxxx とかいう型番のものが多いです。記号は以下の図の通りです。



2.6 [問題 2-4] これはなんでしょう



答え:IC です。

IC にはアナログ IC とデジタル IC があります。さすがに今日のデジタル技術の基礎を築いた SN74xxxx シリーズのことは聞いたことがあると思います。SN74 シリーズのようなげじげじ型のものをモノリシックパッケージとよびます。上から型番をみると左側にくぼみがあります。その左下から時計回りに左上までぐるっとまわってピン番号が 1 から 16 か 14 まで回ります。 最終ピンが電源で, 右下の 7 もしくは 8 番ピンがグラウンドなのが標準です。もちろん例外がありますので使うときにはデータシートをチャンと見て注意が必要です。

アナログ IC は千差万別で何でもありです。メタル缶に入ったものも多いです。これはまずデータシートをみなければいけません。

2.7 [問題 2-6] これはなんでしょう

答え:そのほかのものです (ふざけんなよってかんじですか)。ユニバーサル基盤はテスト的に回路を組むときよく使います。あとは放熱板、LED(光るダイオード)、リレー、IC ソケット、スピーカー、スイッチ、水晶などです。今後機会があったらふりかえることにします。

2.8 まとめとして定電圧電源

さて、これでひとまずパーツ屋はおわりです。私が某大学院の面接試験をうけたとき、面接室に入るとパーツボックスがおいてありました。開口一番、そのなかからトランジスター

を探せ、書いてある型番の意味を言えとの質問でした。私はさすがに大丈夫でしたが、原子核理論にすすんだ友人は「ばーか、それはコンデンサーだ。足の数もしらんのか」とやられてしまったそうです。それでも彼は偉くなりましたから理論をやる人は知らなくても困らないようです。

最後に、ここまで学んだことで定電圧電源は作れるるので考えてみましょう。

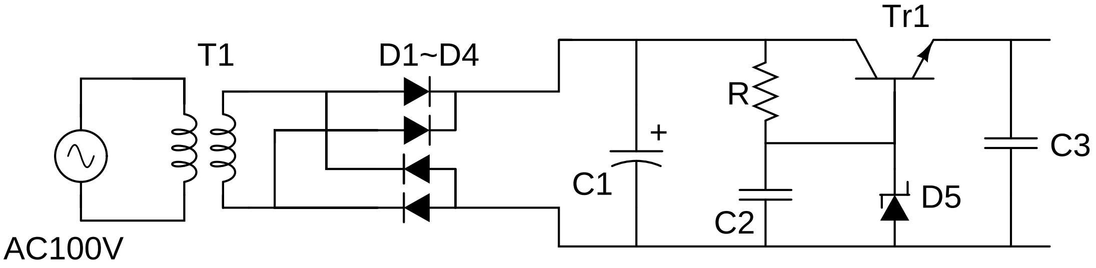


Figure 1: 定電圧電源回路図

電源トランスからの交流出力をダイオード四個のブリッジで受けて整流します。それを電解コンデンサーで平滑します。出力電圧はツェナーダイオードとベース・エミッタ間の順方向の電位差が決まっていることを利用します。出力側とに高周波特性のよいコンデンサーを入れておけば完璧です。ツェナーダイオードにもパラレルにコンデンサーを入れておきます。この回路は簡単です。でも、実はこの部品選定がちゃんと出来るかが問題なわけです。この講義の終わる頃には出来るようになっているとよいのですが。

そうそう。回路図を見るときのシークレットをひとつ。一般に交差した 2 本の線は繋がっていないとしています。繋がっているときはクロマルを交点に重ね書きします。Tの字の場合は繋がっていると見ます。子供の時これで悩んだので念のため。

3　世の中のブラックボックスたち (交直流回路の概論をかねて)

ここから世の中でよくみる、電話とかラジオとかの仕組みを明らかにしたいのですがちょっとは準備も要ります。その前に、交流回路の基礎知識をまとめておきます。時間積分が無限大にならないすべての波形は周波数に分解してフーリエ変換できるという事実さえ分かっていれば簡単なはなしです。

まず質問。　部屋の電気コンセントからは正弦波の交流電圧がとれます。正弦波だから山と谷がありますがその電圧差は何ボルトでしょうか？　又、周波数はいくつですか。

さすがにこれが分かってない人はいないと期待したいです。答えは 282 Vで６０ Hz （関西）です。ちなみにこの周波数は発電タービンの速度で決まっていて、周波数はさほど安定していないのですが、長期的な平均周波数が６０Ｈｚになるように発電所で調整しますので、この周波数を利用した時計は結構あります。月差で数分になるはずです。この安定度は結構大した物で、10^{-4}の安定度ということになります。さて山谷の間が 282 Vなのに 100 Vというのは、普通交流は実効値であらわすからです。実行値は自乗平均であらわし、

$$V = \frac{1}{T}\int_0^T v^2(t)dt$$

で定義されます。$v(t)$ を瞬時値、Vを実効値とよびます。$v(t) = v_{max}\sin(\omega t)$ と書けるので正弦波の場合実効値は $v_{max}/\sqrt{2}$になるわけです。v_{max}を尖頭値とよびます。だからダイオードブリッジ整流回路をコンセントに直づけにすると 141 Vの直流電圧が得られます。整流した後の交流成分の山と谷の電圧差を直流成分の平均値でわったものをリップル率と呼んで電源の性能の一番重要な目安に成ります。したがってブリッジ整流のあとコンデンサーをつけなかったらリップル率はほぼ 100%になります。コンデンサーをつけて、平滑し

てやると、負荷抵抗がおおきいときはリップル率が 0 です。リップルは安物のラジカセでカセットをとめてボリュームを最大にしてやると大抵ブーンと聞こえたりします。これをハムと呼んでいて、雑音のうちもっとも基本的なものです。(ホンとのことをいうと、整流したあとの交流成分は１２０Ｈｚで、よく聞こえるのは６０Ｈｚですが...)。

ついでに蛇足ですが、$100\mathrm{V}$ の電灯線のうち、触ってしびれるのはどっちか知っていますか?一度試してください。これは電信柱の上で送電線を家庭用 $100\mathrm{V}$ に落とすトランスは片側を地面に接地してあるからです。このため、ぼろい洗濯機などでしびれたときはまず、コンセントをひっくり返すとＯＫになることが多いのは知っててよい知識です。ぼろい洗濯機はモーターの巻き線で漏電が起こることがありこの漏電しているほうを地面の電位に近づけてやることで漏電をとめられる(洗濯機の電位が回りの電位と近づく)わけです(正しくは買い換える、貧乏だったらアースをチャンと取ることが大切ですが)。この事実は結構高級なステレオアンプなどでも有効な知識です。たとえばアンプとチューナーをつなぐときコンセントをひっくり返してつなぐと音がよくなることがあります。これは各々の機器の中のトランスに電線を巻くときに内側ほうに巻いた電線からトランスに微弱な漏電がおこり機器の筐体の電位を変動させるからです。このために信号ケーブルに筐体間の電位差による電流が流れてノイズが乗ってしまうためです。すべての機器のコンセントの差し方の順列組み合わせで一番よいものを探す人たちのことをオーディオマニアと呼んでいます。

あと、嫁さん(原子核理論)と話していて気づいたのですが、わりと知られていないのかもしれない事があります。扇風機のコンセントを引っくり返して差しても扇風機が逆に回らないのはナゼか知っていますか？まーこれは宿題。

3.1 信号の複素表現

さて、一般に負荷をつなぎたいから電源があるわけで、容易に想像できるように負荷抵抗とコンデンサーの容量でリップル率がきまります。この時使うべきパーツの値をなどを簡単に決めるための処方箋が交流回路理論です。周期的なものを考えるときは実効値でかんがえ(フーリエ成分で考える)、過渡的な応答を考えるときには微分方程式を解くか、ラプラス変換をするのが常套的なやりかたです。まーラプラス変換をしなきゃならない時はほとんどないと思います。

では数式:ＲＬＣに対する瞬時値の応答は、

$$v(t)=i(t)R,\ v(t)=L\frac{di(t)}{dt},\ v(t)=\frac{1}{C}\int i(t)dt$$

実効値の応答も複素インピーダンスで書けて、

$$V(\omega)=I(\omega)R,\ V(\omega)=i\omega LI(\omega),\ V(\omega)=\frac{1}{i\omega C}I(\omega)$$

です。これらは $i(t)=i_{max}\exp i\omega t$ とおけば容易に確かめられます。複素数は位相の回り方をあらわしていています。普通電流を基準にして電圧の位相を考えます。コイルの電圧の位相は 90 度進み、コンデンサーは 90 度遅れるということです。実際に複素数の電流が流れてるわけではなく、これは一種の便法です。ＲとＬを並べた回路に $v(t)=v_0\sin(\omega t+\phi)$ の起電力をかけた場合を考えてみます。解くべき微分方程式は、

$$v(t)=L\frac{di(t)}{dt}+Ri(t)$$

ですが、$v(t).i(t)$ の変わりに複素数表示の $Ve^{i\omega t},Ie^{i\omega t}$を代入してみます。このとき V,Iは複素数で、例えば $v_0e^{i\phi}$とおくと $v(t)=\Im Ve^{i\omega t}$ との関係を満たすことも簡単にわかります。ものの本ではこのとき $v(t)=\Im\sqrt{2}V_{eff}e^{i\omega t}$ と書いてあることが多いです(複素数表示は一

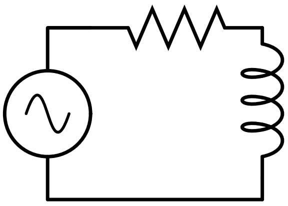


Figure 2: RL 直列回路

般に実効値で書くため）。ここではあまりこだわらないことにします。これは電灯線の電圧は 141 Ｖだと思い直すことに対応します。さて

$$Ve^{i\omega t} = L\frac{dIe^{i\omega t}}{dt} + RIe^{i\omega i(t)}$$

$$V = (i\omega L + R)I$$

で、複素数表示（フェザー表示とも言う）が成り立つための条件が得られる。これと複素共役なもの、$V^*e^{-i\omega t}, I^*e^{-i\omega t}$も微分方程式をみたすための条件は

$$V^*e^{-i\omega t} = L\frac{dI^*e^{-i\omega t}}{dt} + RI^*e^{-i\omega i(t)}$$

$$V^*e^{-i\omega t} = -i\omega LI^*e^{-i\omega t} + RI^*e^{-i\omega i(t)}$$

$$V^* = (-i\omega L + R)I^*$$

で、差をとって i をかければ、虚部がもとまり現実の世界に戻れます。すなわち

$$v(t) = \Im V^*e^{-i\omega t} = L\frac{d\Im I^*e^{-i\omega t}}{dt} + R\Im I^*e^{-i\omega i(t)}$$

です。従って、i(t) を得るためには複素表示で解いて虚部をみればよいことになります。ポイントは：

- 微分・積分はそれぞれ $i\omega$をかける $i\omega$で割る操作
- 複素数表示で i をかけるのは $e^{i\pi/2}$をかけることで 90 度位相を進めていることになる。
- $e^{i\theta}$をかけることはθ度位相を進めていることになる。

ということで、「信号がフーリエ分解でき、周波数を固定して考えて、後で重ね合わせればよい」という事実だけで、扱いがこんなにたやすくなるわけです。ＲＬＣを直列に並べる

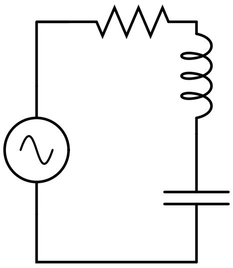


Figure 3: RLC 直列回路

とインピーダンス Zは

$$Z(\omega) = R + i(\omega)L + \frac{1}{i\omega C}$$

で、この絶対値が最小になるのは$\omega^2 = 1/LC$ の時です。これを共振周波数といってラジオの同調回路や発信回路で重要な概念です。

3.2 簡単な応用:ラウドネススイッチの仕組みと基本的なフィルター回路

一般にラジカセを買うとラウドネススイッチというのがついています。これは昔フレッシャーマンというひとが、音量と人間の耳の感度の関係をしらべ、音量が少ないと高音と低音がだんだん聞きにくくなるということを発見しました。これを補正するための機構です。最近は低い方だけをブーストするのが流行っているみたいです。確に高音がキツイとつかれますから音量を絞る意味が無くなります。この実現には可変抵抗器の回転角中央から端子を取り出してこのような回路を作ります。

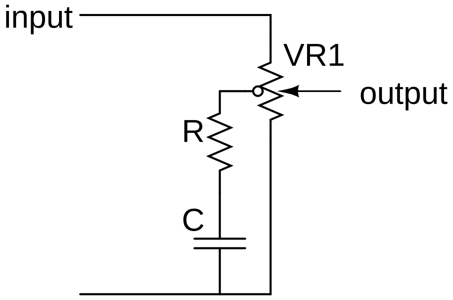


Figure 4: ラウドネス回路

たとえばR3<<R2なら回転角中央以下では取り出された電圧は、高周波でR3/(R3+R1)低周波でR2/(R2+R1)になります。すなわちローブーストです。周波数が$1/CR_3$のところがターンオーバーになります。さらに音量を上げていくとこの効果はどんどん小さくなります。ここでの基本は２つのＲＣ，ＲＬの組み合わせで、必ず周波数フィルターとして機能します。

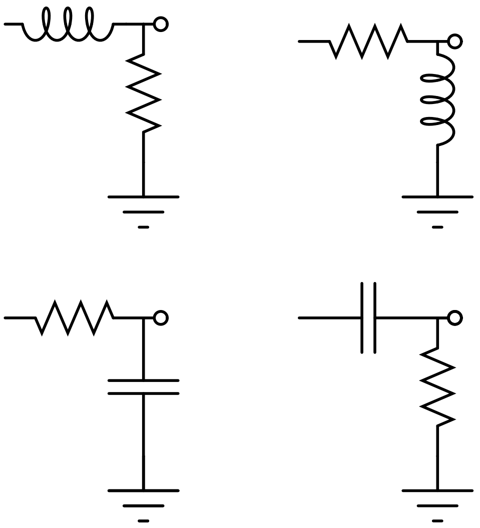


Figure 5: 基本的なフィルター回路。左側がローパス、右側がハイパスフィルターとして働く

図の左上のＬＲの直列接続のＲから出力を取り出すと実効出力は$V=\frac{R}{\sqrt{R^2+(\omega L)^2}}V_0$となり周波数の低い成分通さないローパスフィルターとして働きます。逆にＬから取り出すとハイパスフィルターになります。よくあるのはむしろＲＣの組み合わせでＣから取り出すとローパスフィルターで実効出力は$V=\frac{R}{\sqrt{R^2+\frac{1}{(\omega C)^2}}}V_0$です。ローパスフィルターのことを積分回路とも言います。逆にハイパスフィルターのことを微分回路といいます。このネーミングは正弦波の位相の回り方（進んだり、遅れたりする）を考えれば納得いくものですが、もっと直感的にはローパスフィルターはある周波数以上のものを積分平均してなくしてしまうもので、電源の平滑コンデンサーがよい例です。ハイパスフィルターはある周波数以下では時間変動（微分）が小さいとしてなくしてしまうものです。ステップ関数に対する応答を考えてみると分かりやすいかもしれません。ステップファンクションを入力したときの出力波形を考えてみると微分積分の意味がはっきりします。また、単なるコンデ

ンサーでも直流を切ってしまうのでハイパスフィルタだと考えるべきです。

さてここで電源のリップル率の問題を再検討。この場合は以下の図のようにコンデンサーに電気を蓄えておいてスイッチで負荷につないだ場合の過渡応答を考えればよいでしょう。

$$v(t) = \frac{1}{C}\int i(t)dt = i(t)R_L$$

ですから解は $v(t) = v_o(\exp -t/CR_L$ です。このとき CR_L を時定数と呼びます。t が小さいときは $v(t) = v_o(1 - t/CR_L)$ です。 次の山が来るまで 10ms ですから $v_0 = 15V$、$C = 20000\mu F$、$R = 5\Omega$ の時、時定数は 100ms で電圧は大体 10 %降下することになります。実際ノートパソコンの携帯電源に要求される電源が１５Ｖ，３Ａぐらいの性能です。この耐圧で $C = 20000\mu F$ のコンデンサーとはとてつもなく大きく携帯に不便です。さらに、10 %のリップル率というのは電子機器のためには落第です。そこで、定電圧回路を導入することになります。しかしながら実際のノートパソコンでは、重要な電子回路は３Ｖ～５Ｖの定電圧電源を内部に用意して駆動します。これにはほとんど電流を必要としないわけでコンデンサーも小さな物で済むようにします。３Ａも必要なのはＣＤやＤＩＳＫを回す立ち上げだけに必要なので、多少の電圧降下は無視することにして、あんまり大げさな携帯電源を必要としないようにしているようです。実際３Ａの定電圧電源を設計するのは結構大変です。これはトランジスタの動作を学んでから振り返ることにします。

3.3 簡単な応用:ゲルマラジオと電話器

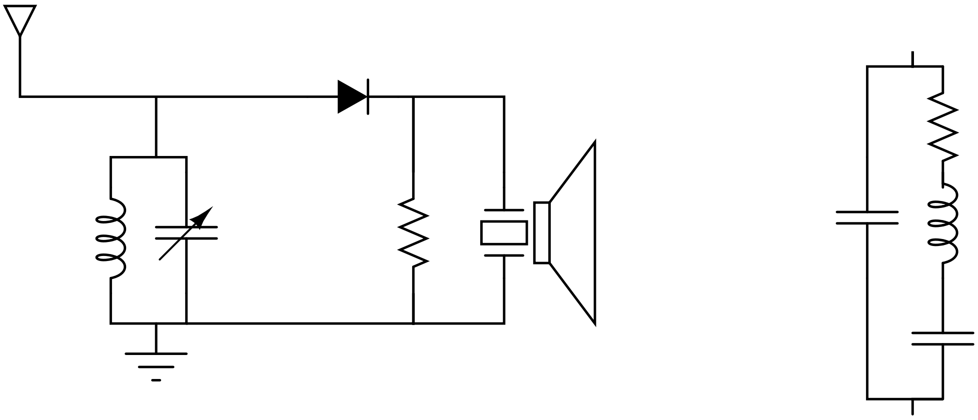


Figure 6: ゲルマニュームラジオ回路図。左はクリスタルイヤフォンの等価回路

ＬＣ共振の代表的なものとしてゲルマラジオを考えます。作ったことのある人は多いと期待したいところですが。放送は 500kHz～20kHz の周波数帯で放送局によって周波数が与えられそれをＡＭ変調して送り出されています。さて、アンテナにのった電波はＬＣでできた共振回路で周波数選別されます。 この回路の同調回路のインピーダンスは

$$i\frac{1}{\frac{1}{i\omega L} - \omega C}$$

で、共振周波数は $2\pi\sqrt{LC}$ で与えられます。これが周波数選別の基本です。この場合は直列共振の場合と異なって、共振点で開放状態になったのと同じで、ダイオードに電気がながれやすくなるわけです。

ゲルマダイオードで検波すると片側だけになります。これの直流成分を除いてイヤーフォンに突っ込んでやります。イヤーフォンは通常、圧電素子 (電圧がかかると体積の変わる

物質）でできたものを使用します。こいつは高い周波数についてこれないので、耳から見るとイヤーフォンからの音はローパスフィルタを通った可聴周波数帯のみになります。

Lは固定で $300\mu H$、Cは可変で最大 $300pF$ ぐらいにとりますので周波数帯域は $f = \omega/(2\pi)$ で、500kHz 以上に合わせられることになります。となりの周波数の放送局が混線することはよくあります。それはこの共振の幅の広さで決まってしまいます。幅の広さは内部抵抗などいろんな要因できまり、幅のことをQ (quality factor) とよびます。このせいでゲルマラジオで聞ける周波数帯は非常に限られます。Qについてはあとでもうすこし掘り下げる予定です。

さて、次に最後に電話の中身を考えてみましょう。　電話は、ベルが鳴り、ダイアルできて話せて、聞くことができます。これを電線2本でやっているわけです。この仕組みは電気回路の極致というべきもので勉強になります。では回路を見てください。

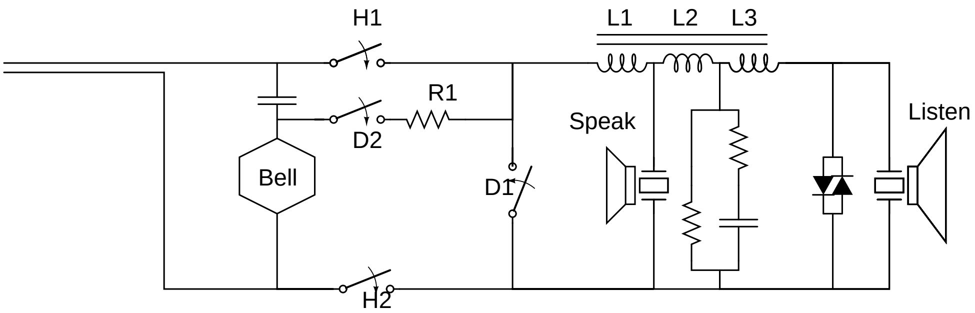


Figure 7: ダイアル式電話機の中身。speak:送話口、listen:受話口

まず、電話線にはつねに電圧がかかっています。電話が鳴るときは電話のフックは下りていて、外線からのシグナルはベルに直結しています。このため、電話局からベルを鳴らして呼ぶことができます。さてフックをとるとH1とH2がつながり電話回路に電流が流れます（これで電話局からもつながったことがわかります）。話すときはフックをあげてダイアルを回すとD1とD2がバタバタしてダイアル信号を交換器に送ります。これで電話が相手に繋がります。おもしろいのはコイル部です。これは自己トランス見たいなもので、一部のコイルを逆巻にしてあります。これによって送話器でしゃべる話し声は外には出ていきますが、受話器にいくものをキャンセルします。自分の声が受話器から聞こえると人間、話し声を小さくするもので、電話の機能を考えるとはなはだ都合の悪いものです(これを側音という)。この回路はその問題を簡単に解決したものです。まー古いハイテクですね。

3.4 用語と法則

最後に、一応講義なので、あまりにも当たり前なため説明しなかった回路を解く上での法則をまとめておきます。

- インピーダンスの実部はレジスタンス（抵抗）R、虚数部をリアクタンスXとよぶ。リアクタンスが正のときはコイル的で誘導性リアクタンスと呼び、負のときは容量性リアクタンスとよびます。
- インピーダンスの逆数をアドミッタンスYとよび、実部をコンダクタンスG、虚部をサセプタンスBとよびます（覚えなくてもよい）。
- オームの法則：$V(t) = I(t)R(t)$、$V(w) = I(w)Z(w)$
- キルヒホッフ第1法則：電気回路のいずれの節点においても電流のベクトル和はゼロになる（電流の保存）

- キルヒホッフ第 2 法則 :閉回路上の電位の総和 (ベクトル和) はゼロになる (エネルギーの保存)
  以上のものだけで 並列回路の抵抗 $1/R = 1/R_1 + 1/R_2$みたいな公式は全部導けるわけです。

- 重ねあわせの定理 :複数の起電力がある線形回路網の電圧、電流は、複数の電圧源、電流源がおのおの 1 つずつ在ったとして、他の電圧源を短絡、電流源を開放して解いたものを重ね合わせればよい。
  これは「線形」の定義みたいな物ですから、物理の学生には当たり前です。ただし、電流源についてちょっと説明しておきます。定電流電源は例えば一定に安定した磁場を得たい時に使います。コイルの温度が変わって抵抗値が変わっても磁場が一定になるようにするなら電圧を一定にするより、電流を一定にしたほうがよいわけです。このような電流源に外から別の電圧を加えても、電流は変わりません。このことは定電流電源が等価的に内部抵抗が無限大なことに相当します。反対に定電圧電源は負荷によって電圧が変わらないわけですから、内部抵抗がゼロであると言えます。

- テブナンの定理 :ある回路網の出力を外からみたときの開放電圧が V、インピーダンス Z_0のとき、そこに Z の負荷をつなぐと $I = V/(Z_0 + Z)$ の電流が流れる。

- ノートンの定理 :ある回路網の出力を外からみたときの短絡電流が I、内部の電源をすべて取り除いた時の外からみたインピーダンスが Z_0のとき、そこに Z の負荷をつなぐと出力端子には $V = I/(1/Z_0 + 1/Z)$ の電圧が現れる
  ノートンの定理は普通はアドミッタンス (Z の逆数) で書きます $(V = I/(1/Y_0 + Y))$。これら 2 つの定理は双対な関係にあるわけです。それぞれ等価電圧源の定理、等価電流源の定理ともいいます。

以上、あたりまえのことばかりなのですが、この辺が感覚的に分かるかどうかが、回路の理解に通じるわけです。以下の等価回路を見てください。

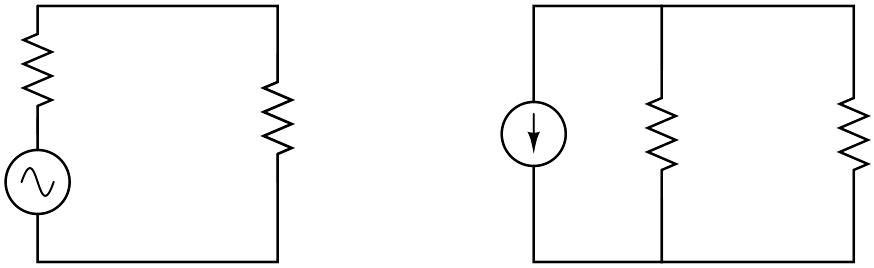


Figure 8: 等価電圧源と等価電流源。$Y_0 = 1/$__ 0 なら両者は等価である

左側は内部抵抗 Z_0の電圧源、右は内部アドミッタンス Y_0の電流源です。もし $Z_0 = 1/Y_0$ で $I_0 = V_0/Z_0$なら、2 つの等価回路はまったく等価になります。ノートンの定理を右図に使うと短絡電流は I_0で、$V = I_0/(1/Z_0 + 1/Z) = V_0Z/(Z + Z_0)$ となり $I = V_0/(Z + Z_0)$、と左の絵のテブナンの定理になります。ポイントはこの 2 つの絵が等価に見えるようになる「感覚」です。電源を電流源で置き換えたほうが考えやすいことがよくあります。

4　ラジオ放送の仕組み (信号の変調/復調)

4.1　AM 放送の仕組み

AM 放送の原理は誰でも知っていると思いますが、変調復調を考えるにはちょっと準備が要りますまず

$$\text{搬送波}: v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t)$$
$$\text{信号波}: v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$$

とおいて振幅変調します。すると変調された波 $v_m(t)$ は

$$v_m(t) = (V_c + V_p \cos \omega_p t) \cos \omega_c t)$$

です。$m = V_p/V_c$を変調度とよびます。さてこれを展開すると

$$v_m(t) = V_c \cos \omega_c t + \frac{m}{2} V_c \cos(\omega_c + \omega_p)t + \frac{m}{2} V_c \cos(\omega_c - \omega_p)t$$

従って周波数帯は 3 つで、搬送波、上側帯、下側帯とよびます。占有する範囲は最高音声周波数の 2 倍 $(2p_{max})$ です。日本の場合は $2\pi/\omega_c$ が 530 ー 1605kHz の範囲で、1 局の占有周波数帯は±9kHz なのですが音声の最大周波数は 7.5kHz までになっています。実はテレビの音声は以下にのべる FM 変調で 15kHz までのびているのでやはり音はテレビの方がよいのです。

もっとも簡単な変調回路は以下のようなものです

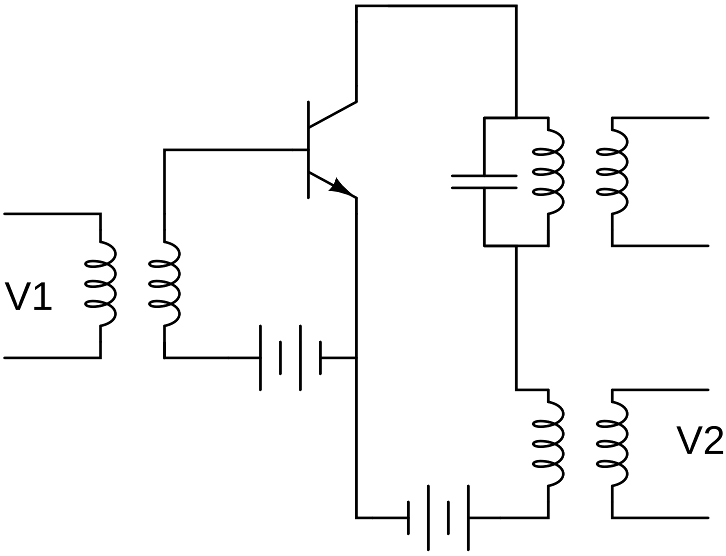


Figure 9: AM 変調回路

もちろん一番簡単な復調回路は以前でてきたゲルマラジオです。他にレフレックス、ヘテロダイン、PLL などの復調方式があります。

4.2　FM 放送の仕組み

FM ラジオ放送はステレオですが、その仕組みを知っている人は少ないようです. みなさんが聞いている FM 放送は;

- まず送りたい信号左右を L、R とします。この信号は音声ですので可聴周波数帯 20∼20kHz をカバーする必要がありますが、20kHz まで聞ける人はまれです (テレビがキーンとうるさく感じる人は 17kHz が聞けているはずです)。私も昔はうるさかったけど最近は年で劣化してなにも感じません。ちなみに、自分のステレオで市販の基準周波数用 CD を買ってくると自分の可聴限界は試すことができますが、やらない方が無難です。よく聞こえなくなると人間音量を上げるので、ハイパワーの高周波を突っ込むことになり、安物のステレオではあっというまに高音調スピーカー (ツイーターとよぶ) が飛びます。

- L、R の信号の帯域を 15kHz までで制限します。まー普通に聞く分には影響ないでしょう。

- L+R と L-R の信号を作ります。

- L-R の信号をつかって 38kHz の周波をもつキャリア信号を AM 変調します。これにより AM 変調ですから 38-15=23kHz から 38+15=53kHz までの帯域をもつ信号になります。

- 19kHz の周波数の信号 (パイロット信号) と L+R と AM 変調された L-R の信号を足します。こうすると 20Hz-15kHz,19kHz,38kH-53kHz という帯域をもった信号 (ステレオコンポジット信号) ができあがります。

- このコンポジット信号が、L+R を基本にして 19kHz がないとモノラル、あるとステレオ放送となる基準信号です。

- これをつかって例えば 81.3MHz(J ー WAVE) の搬送波を FM 変調します。周波数の粗密が変調の基本なので雑音の影響を受けにくく品質がよいのが特徴です。

ここで数式;

$$\text{搬送波：}\ v_c(t) = V_c \cos(\omega_c t)$$

$$\text{信号波：}\ v_p(t) = V_p \cos(\omega_p t)$$

とおいて

$$\omega(t) = \omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_p t)$$

と周波数変調します。すると変調された波 $v_m(t)$ は

$$v_m(t) = V_c \cos(\int_0^t (\omega_c + \Delta\omega \cos(\omega_p t))dt)$$

$$= V_c \cos(\omega_c t + m_f \sin \omega_p t)$$

$$= V_c \cos(\omega_c t) cos(+m_f \sin \omega_p t) - V_c \sin(\omega_c t) sin(+m_f \sin omega_p t)$$

これはベッセル関数で展開できて $m_f = \Delta\omega/\omega_p$とすると

$$v_m(t)/V_c = J_0(m_f)\cos\omega_c t + \Sigma_{k=1}^{\mathrm{inf}} J_k(m_f)\cos(\omega_c + k\omega_p)t + J_{-k}(m_f)\cos(\omega_c - k\omega_p)t$$

となり、帯域は無限に広がることになります。p は 53kH まで広がりますが,kを± 1 に限ることにします。たとえば m_fが 1 程度、すなわち

$$J_k(m) \neq m^k/(2^k k!)$$

が成り立つ程度だとおもえば $J_0(m) = 1$、$J_1(m) = 1/2$、$J_2(m) = 1/8$ なので $k \leq \pm 1$ で近似してしまいます。すると実用的には帯域幅は $2 \times 53kHz = 106kHz$あればよいのですが

実際に200kHzとって150kHzまで変調に利用しています。逆に言うとm_fを大きく(1.5ぐらい)しても大丈夫なわけです。モノラルなら15kHzですからm_fは5まで広げられます。

この200kHzはとなりの局までの間の周波数差の最小値にもを示します。逆に言うとここまではフルに使ってよいわけで、それを利用したのがFM文字多重放送です。これはL-Rをのせた38kHzのバンドの上に76kHzの搬送波を載っけてこれをLMSK(level controled minimum shift keying)というわけの分からないデジタル変調をかけます。変調後の周波数帯としては65-88kHzぐらいに広がります。文字情報を階層化されたデータパケットにして誤り補正用パリティビットをくっつけてます。これを010101のシグナルにして76kHzを周波数変調します。さらに音声信号の強弱にあわせて振幅をかえます。これにより音声←→文字の間の影響をなくしているようです。互いの周波数バンドの漏れ込みはマルチパスひずみ(建物反射などで位相の違う電波が混じり込み干渉やビートをおこす。テレビのゴーストとおなじ)などでよく起ることなのでこのような処置が必要です。

よって現在は200kHzのなかの196Hzまで使ってしまっているようです。

4.3 フィルター回路

そんなこんなで、ラジオ放送をきかせるためには変調/復調のみならず周波数をきちんと弁別するフィルター回路が重要な働きをします。また、同調回路(これも一種のフィルター)のQのとりかたも重要で放送局の選択性を高めつつ、必要な周波数幅を確保しなくてはなりません。前節ででてきたものはRCやRLの簡単なものですが、組合わせはかなり複雑なものになります。そもそもフィルター回路である周波数を境にその先を急激にカットすることができればよいのですが、そうすると位相が暴れだし、回路として非常に不安定なものになってしまいます。あと、digitalの分野でもフィルターは重要な役目をします。よい例がCDです。

この節未完. 増幅回路の学習のあと再度立ち返ることとする.

5 増幅回路、トランジスターの基本

5.1 トランジスターの増幅作用の簡単な説明

まずは、半導体の基礎から。IV属の原子、シリコンやゲルマニュームは最外殻原子が４つでこれが回りの４つの原子と電子を共有して共有結合を形成し安定になる（これは有名な話）。これを真性半導体とよんでます。これにIII属（燐や砒素）の不純物をまぜると電子が不足して空孔をもつｐ型半導体、V属の不純物（ホウ素やインジウム）をまぜると余剰電子が混ざってｎ型半導体になります。このままでは単なる抵抗でしかありませんが、これを（結晶状態をきれめなく）くっつけるとｐｎ接合を形成し、電子デバイスとして役に立つものになります。（ｐｎ接合に形成方法はいろいろありますが、一番分かりやすいのが拡散法で、たとえばｎ型半導体にホウ素を打ちこみ、熱をかけ拡散させｐ型領域を形成するという方法です。）

ｐｎ接合が形成されると空孔と電子が結合して余剰電荷がゼロになる領域ができます。これを空乏層といって半導体の動作のために非常に重要な概念です。ｐ側に＋、ｎ側に−をかけると（順方向バイアス）、0.6V程度で空乏層が消滅し電流が流れます。逆方向バイアスをかけると空乏層はどんどん広がります。ここで実際のトランジスターを考えます。内部構造は典型的なプレーナ型で図のようになっていて、典型的な厚みはコレクタ250μm、ベース10μm、エミッタ5μmぐらいなので、実態を反映させたトランジスター模式図はよくある説明図とはかなり違うものです。実際の動作では、ベース・エミッタ間では順方向バイアスががかりますから、空乏層は消失していますが、ベース・コレクタ間には空乏層があります。ここでｎｐｎ型のトランジスターを考えてみます。エミッタからの電子はベースの空孔と結合して消失しますが、ベースが薄いために一部コレクタ側に飛びこ

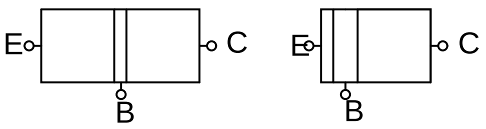


Figure 10: トランジスターのよくある説明図 (左) と実際に近い説明図 (右)

みます。コレクタ領域の空乏層にはいれば逆バイアスを受け、一気にコレクタ電極へ流れるわけです。よってこの現象を起こりやすくするために、ベースは数μ ~数十μ mの薄さにし、エミッタ領域の余剰電子の密度をベースの空孔密度より 100 倍程度多くするという「技」を使います。これで、コレクタに電流が流れるためにはベース電流が流れることが必要であることがわかります。ベース電流の大小でコレクタ電流をコントロールできるであろうことも想像できると思います。これがトランジスターの電流増幅機能です。実際にはエミッタの余剰電子数は $10^{20}/cm^3$, , ベースで空孔数が $10^{18}/cm^3$、コレクタで $10^{16}/cm^3$ ぐらいにするようです。コレクタ領域の電子数密度を下げるのは、コレクタの電子とベースの空孔が結びつくレートを下げる（逆注入という）、ベース・コレクタ間の逆バイアスでできる空乏層を大きくし、耐圧を上げる（すなわち動作範囲が広がる）ためです。

ベース電流とコレクタ電流の比を h_{FE}（エイチエフイー）とよびます。これは直流電流増幅率で、トランジスタの性能でもっとも重要なものです。ものによりいろいろありますが一声１００ぐらいだと思っておいてください。これと同様に h_{fe} というのがあって交流増幅率です。低周波では $h_{FE} = h_{fe}$ だと思って問題ありませんが、高周波ではかなり異なるものになるので両者は区別されることが多いです。

トランジスタのエミッタ・コレクタを逆につなぐと、一応動作しないわけではありませんが、ベース電流が増え、h_{FE} も極端に小さくなり、耐圧も低くなります。

あと、FET というものがありました。これは、図のようにゲートにかける電圧で空乏層の幅をコントロールしてドレイン電流を変化させるものです。FET の特性は真空管によく似ていて、トランジスターとは異なり、電圧増幅素子と呼ばれています。

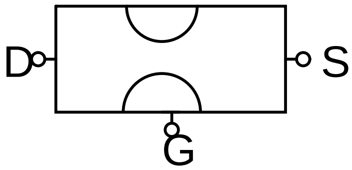


Figure 11: FET よくある説明図

5.2 基本的な増幅回路

さて、この講義は高度な回路設計者の育成を目指しているわけではないので、回路を読めればよいという立場をとりたいと思います。しかしながら図に示された回路図を見ると大概の人は頭が痛くなると思います。これは典型的なオペアンプの内部構成で、典型的な増幅回路でもあります。この回路を見て、増幅回路だということが分かり、各トランジスタの役割がわかればもう卒業です。難しいのは、IC の場合、抵抗をおくよりトランジスタを抵抗的に動作させてしまった方が実装がやさしいので、通常抵抗で考えればよいところをトランジスタで置き換えてしまっていることが多いからです。しかしながら、この回路をもうひとつの図で置き換えると、だいぶ話がやさしくなります。言葉にすると、一段目は作動増幅、その出力をダーリントン接続されたエミッタ接地増幅回路で受け電圧増幅し、最後は SEPP（single ended push pull）で電流増幅する 3 段構成の増幅回路である、という

ことになります、前の図から 2 番目の図を見ぬけるぐらいの常識をこれから学ぼうと思います。

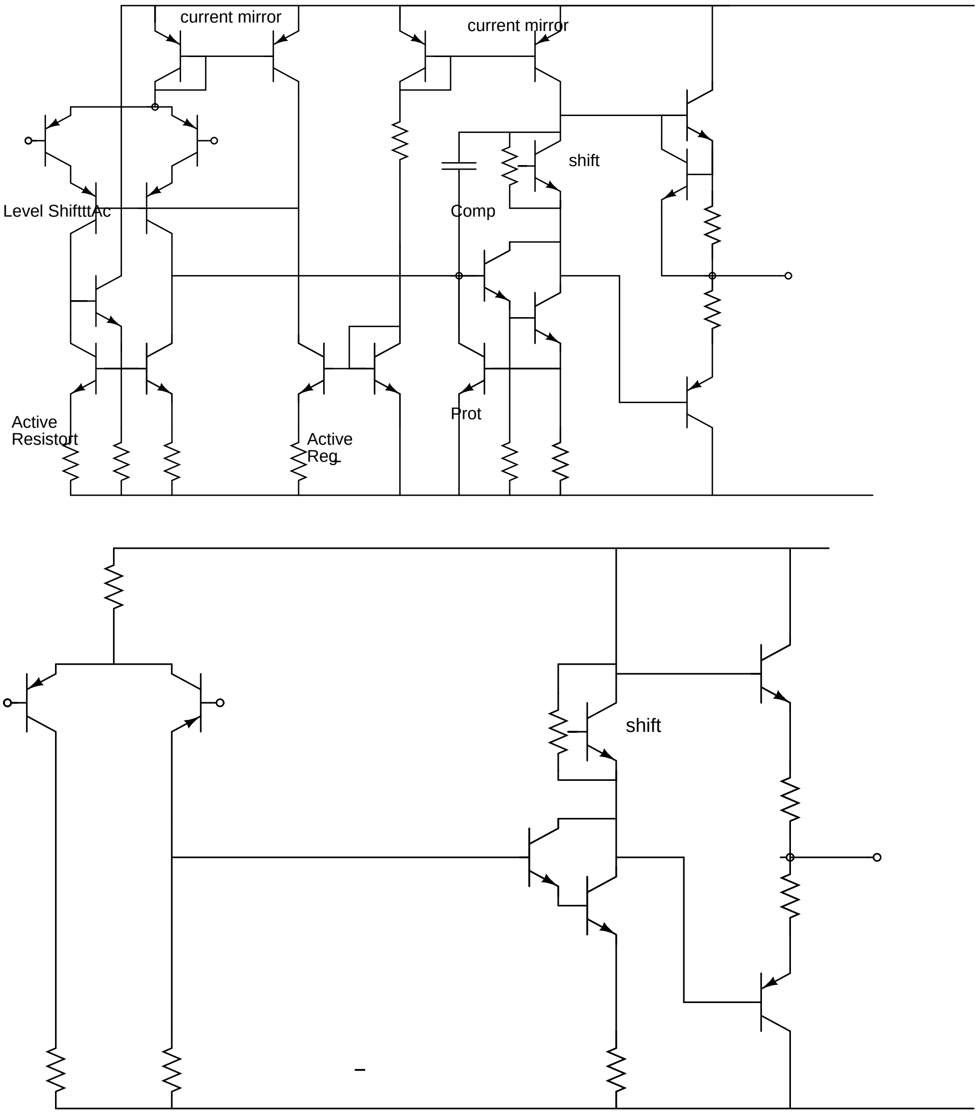


Figure 12: 代表的なオペアンプの内部回路図。下は余分なぜい肉を取り払った原理図

5.2.1 エミッタ接地回路

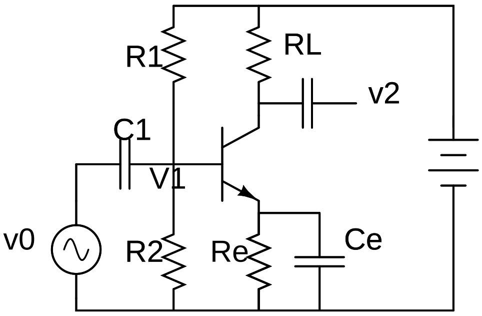


Figure 13: エミッター接地回路

増幅回路の基本となるもので、電流利得と電圧利得の両方が得られます。まず、エミッタ・ベース間にバイアスを加えない状態でエミッタ・コレクタ間に電圧をかけた状態を考えます。この場合ベース・エミッタ間に空乏層が存在し電流はほとんど流れません。これを遮断領域とよびます。(実際には数μ A 流れる)。次にベースエミッタ間にバイアスをかけ、空乏層をなくしベース電流を流した上でエミッタ・コレクタ間に電圧をかけていきます。はじめはコレクタへベースから電流が流れる状態ですが、あるところからコレクタ・エミッタ間に電流が流れ出します。ここまでを飽和領域とよびます。この先を活性領域とよびます。I_CとV_{CE}の相関図は、トランジスターの特性として公表されていて、典型的なものを図に示します。この図の活性領域がまさに増幅作用を持つ領域です。実際の設計を行うときの基本はこの図に動作線を書き込んで設計することもありますが、それは後回しにして典型的な性能を見てみることにします。

まずトランジスターには内部抵抗もあって、それをr_b、r_b、r_e、r_c (ベース、エミッタ、コレクタ内部抵抗) と考えます。交流増幅を考えるので、エミッタ抵抗R_eのよこにあるコンデンサーのインピーダンスは十分低いと考えられます。入力インピーダンスは$Z_{ie} = v1/i_b$ですから$h_{fe} = \beta$とおいて (小文字のfeは交流電流増幅率をあらわす);

$$v_1 = r_b i_b + r_e i_e$$

$$i_e = i_b + \beta i_b = (1+\beta) i_b$$

ですから

$$Z_{ie} = v1/i_b = r_b + (1+\beta) r_e \sim (1+\beta) r_e$$

になります。ただし R1//R2 は十分大きいと仮定しています。

電圧利得$A_v = v_2/v_1$は

$$v_2 = R_L \beta i_b$$

$$i_b = v_1/Z_i e$$

より

$$A_v = v_2/v_1 = \beta R_L/(r_b + (1+\beta) r_e \sim R_L/R_e$$

です。出力が反転するのが特徴です。電流利得はもちろんβで、出力インピーダンスはR_Lになります。

実際のところ、エミッタ側のCがなかったときはr_eを$r_e + R_e$で置き換えれば良いことになります。この回路は入力に C がついているので直流増幅できませんが、回路上の直流増幅率は

$$A \sim R_L/(r_e + R_e)$$

となります。従ってこのCの役割は、交流増幅率をあげる事にあるわけです。逆に増幅率が周波数依存性をもつことにもなり、低周波の精度の高い増幅器を作るときは、むしろこのCをなくしてしまうことも多いです。

5.2.2 ベース接地回路

これは今やちょっと特殊な回路です。トランジスタの誕生したころにはこの回路の高周波特性がよいことを利用してよくつかわれましたし、トランジスターの発明されたときの回路もこれです。しかしながら現在ではインピーダンス変換などにしか使われなくなってきています。

入力インピーダンスは

$$v_1 = r_b i_b + r_e i_e$$

$$i_b = i_e - i_c = i_e/(1+\beta)$$

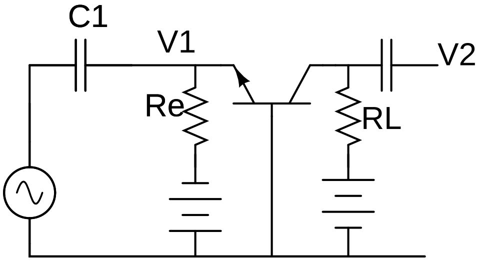


Figure 14: ベース接地回路

ですから

$$Z_{ib} = v1/i_e = r_e + r_b/(1+\beta)$$

と非常に小さな値になります。電圧利得は

$$v_2 = R_L i_c = \beta/(1+\beta)\dot{R}_L i_e$$

ですから、ほぼ

$$A_v \sim R_L/r_e$$

と大きな値になります。

　電流利得はほとんど 1 にしか過ぎませんが、出力インピーダンスが R_Lになります。出力は入力と同相です。

5.2.3　コレクタ接地回路

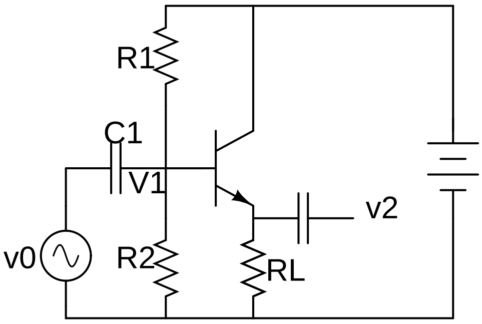


Figure 15: コレクタ接地回路

むしろエミッタフォロワーという名前で知られるこの回路はいろんなところにでてきます。

　入力抵抗は $v_{in} = (R_L + r_e)i_e + r_b i_b \sim R_L\beta \subset_b$ですから $R_L\beta$で与えられます。電流利得はβ、電圧利得は 1 です。R1//R2 が十分大きいとすると出力インピーダンスは信号源インピーダンスの $1/\beta$ になります。(!この項不完全!)

5.3　増幅回路の実際

5.3.1　電流源、カレントミラー、能動負荷

トランジスターの動作が大体分かったので、よくある回路形式 (回路図上の基本単位) を考えてみましょう。

　回路上に定電流源をもちこむと交流インピーダンスをあげられ便利なことが多い。図 a) でＱ１とＱ２の特性をよくそろえておくとＱ２のコレクタ電流はＱ１のコレクタ電流でほ

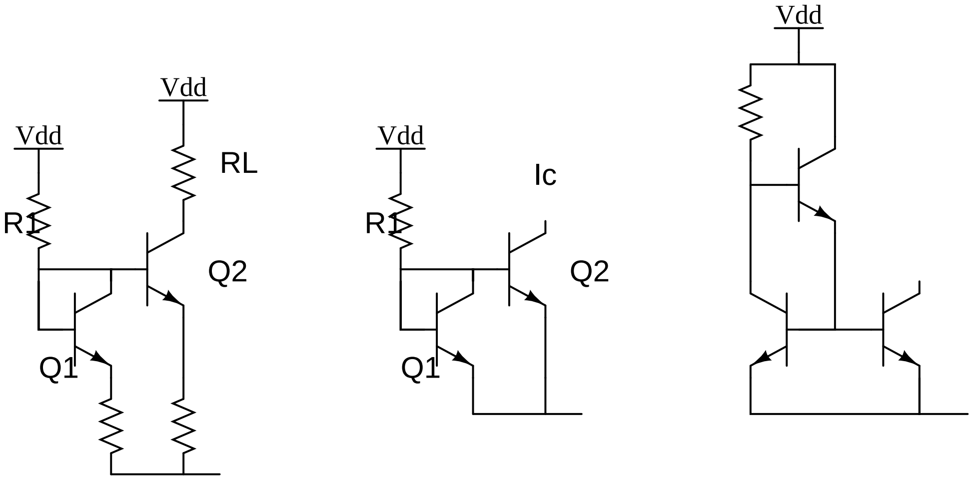


Figure 16: 回路上に現れる電流源のいろいろ。カレントミラーとも言う

ぼ決定される。これは負荷抵抗 R_Lの状況によらない。すなわち高精度の定電流源となる。実際に集積回路上では抵抗をつくるよりトランジスタを作る方が簡単なので、実際には図 b) のような構成をとる。Q 1 とQ 2 の特性がそろっていると $I_{ref} = (V_{dd} - 0.6V)/R_1$であり、また $I_{ref} = i_b + i_b + \beta i_b$なので $Ic = I_{ref}/(1 + 2/\beta)$ とβ が大きいければ $I_{ref} = Ic$ が実現する。このようなつなぎ方をトランジスターのダイオード接続と呼んでいます。Q1/2 のベース電流特性を変えずに pn 接合面積のみかえると (集積回路では簡単にできる)Ic の電流値を自由に変えることができます (これは回路図からは読み取れない特性)。

図 c) はさらに高性能で、係数は$1+2/\beta^2$となります。まず、$I_{ref} = (V_{dd} - 0.6V - 0.6V)/R_1$であり、$I_{ref} = \beta i_b + 2i_b/\beta$なので $Ic = \beta i_b = I_{ref}/(1 + 2/\beta^2)$ とβがちいさくても性能が保証される。これをカレントミラー回路ともよびます。

これと同等な回路を例えばエミッタ接地の負荷として採用すると、高い負荷抵抗を用いたのと同様な効果があり増幅度を飛躍的に向上させられるわけです。以下の図では pnp のペアで作った定電流源をエミッタ設置回路の負荷にしています。これを能動負荷といって IC などで非常に良く見られるものです。

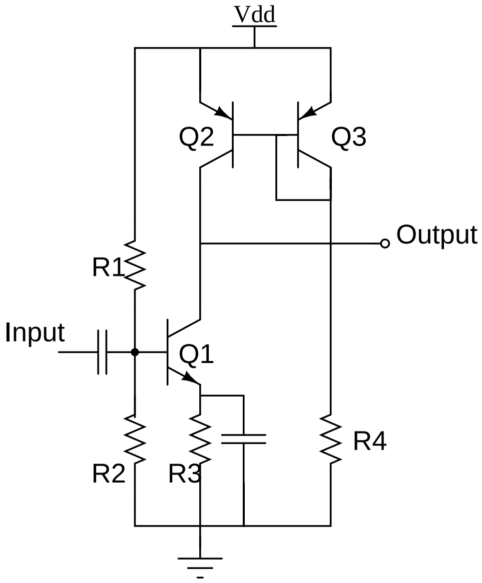


Figure 17: 能動負荷をもちいたエミッタ接地増幅回路

5.3.2 差動増幅、原理と実際

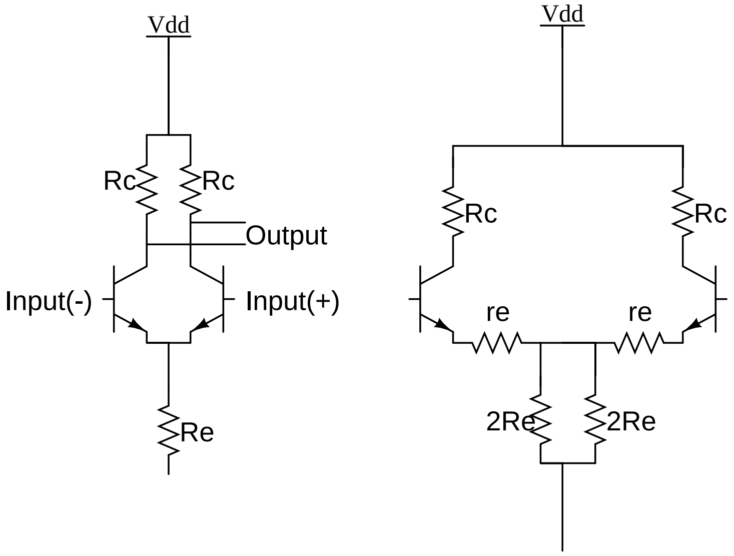


Figure 18: 差動増幅回路 (左) と理解のための回路図 (右)

さて差動増幅のの基礎回路は図 a) のようなものですが、これをちょっと分解してみます (図 b)。これは左側のトランジスタはエミッタフォロワー、右側はベース接地のように働いているように見えます。ここでエミッタの内部抵抗 r_eを外に書いたわけです。Q 1 のエミッタ電流が増えた分Q 2 のエミッタ電流が減るように働きますから実用上Q 1 のエミッタ電流の増分はそのままQ 2 のエミッタ電流の減少になります。Q 2 はベース接地的に動作しますから電圧利得はQ 2 で $R_L/(2r_e)$、Q 1 でほぼ 1 です。Q 1 のコレクタ側はそれと逆相で$-R_L/(2r_e)$ になり、結局差動利得は $R_L/(r_e)$ です。ここで重要なのはゲインが R_eによらないことです。

ここで同相利得を考えてみます。差動増幅との名乗る限りこれはゼロであって欲しいものです。$R_e >> r_e$とすると $i_c = v_{in}/2R_e$ですから $v_{out1} = v_{out2} = -v_{in}R_L/2R_e$となり、同相利得は R_L/R_eになります。従って R_eを大きくすることが重要です。

実際の差動増幅の性能はコモンモード除去比 (CMRR) で表されるます。これは差動利得/同相利得で定義されおおきければ大きいほどよいわけです。結局のところ $CMRR = 2R_e/r_e$ ですので R_eを大きくすることに帰着します。(r_eはデバイスで決まってしまう。) すなわち定電流源で置き換えればよいわけです。

差動増幅器の重要性は、信号を長い距離送りたいときを考えると良く分かります。早い信号を線でつないで送るときは一般に同軸ケーブルとかツイステッドペアケーブルとかを使います (早いという意味は信号の波長が電送ラインの長さにたいして十分短いということです)。 遠くへ送るときには一般に両方の端の地面 (グランドレベル) の電位は違っています。その辺に大電力を食う機械などがあることを想像してください。そのとき同軸ケーブルでつなぐと外皮に電流が流れますこれはそのまま増幅されてしまってノイズだらけになってしまいます。 こういうときは差動出力の機械を用意してツイステッドペアケーブルなどを使って送り出します。グラウンドレベルの差は対称なので両方の導体を同じように流れて同相のノイズとなりますが送り出したかった信号は逆相ではいっているので、CMRR の高い差動増幅器で受けてやると信号だけを取り出せるわけです。 もっと完璧にやるときはツイステッドペアケーブルに外皮を巻いてそれで両者のグランドをつなぎ、信号線にはノイズ分がのらないような工夫をします。こうするとツイステッドペアケーブルが同軸に比べて劣っていたシールド性能も得ることが出来、一挙両得です。

5.3.3　ダーリントン接続

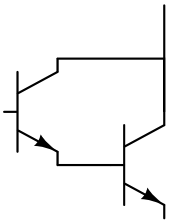


Figure 19: ダーリントン接続

簡便にh_{FE}をあげる方法としてダーリントン接続があります。図はそれを示したもので、近似的に全体の電流増幅率は2つのトランジスタの電流増幅率の積になります。これをパッケージにしたトランジスタもあります。これが前にだしたオペアンプの回路の2段目に使われています。

5.3.4　電力増幅、プッシュプル回路

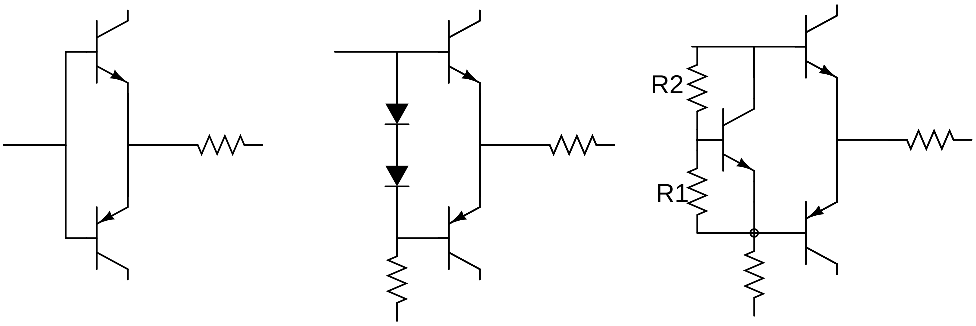


Figure 20: プッシュプル回路。原理図(左)、ダイオードでクロスオーバー歪みを逃げるやり方(中)、定電圧源で自由にバイアスを変化させる回路(右)

さてトランジスタの動作点のとりかたとして、今までは信号を全体を増幅できるものを考えてきました。これはA級動作と言って基本的なものですがこれ以外にB級C級AB級というものがあります。B級というのは動作点をずらし信号の片側のみ増幅するようなものです。C級というのはもっと過激に信号の頭だけ増幅するようなもので、AB級というのはAとBの中間的なものです。

A級の最大の欠点は無負荷時にもコレクタ電流をながしているので電力消費が大きいということです。従って電力を多く食うところに向かない回路になります。この欠点を補うために生まれたのがB級push-pull回路です。

基本的回路は図a)のようなもので入力が性の方に振れると上側が、負の方に振れると下側のトランジスタが動作領域に入ります。入力信号がないときにはどちらもOFFですので電力消費はありません。これを純コンプリメンタリB級プッシュプル回路とよびます。

この回路のままだと±0.6 Vまではどちらのトランジスターも動作しないので出力に歪みが出ます。これをクロスオーバ歪みとよびます。これを避けるために図b)のような電圧シフト(バイアス電圧)を与えてやって入力電圧がないときでも少しばかりコレクタ電流が流れるようにしてやります。このような回路の事を電圧シフト回路とよびます。実際にはここの電圧を調整し適当な正負の動作領域が重なるような状況を作るわけです。したがって多くのプッシュプル回路はAB級動作をしていることになります。もちろんバイアスをど

んどん深くしてやると両方のトランジスタがA級動作する領域までもっていくことが出来ます。それでもトランジスタ1つの回路にくらべると倍の出力は出るわけです。

この回路の優れているところは正負の電源をつかってやると対称性がよいために出力電圧をを無負荷時にゼロにすることがたやすいことです。これはスピーカーを駆動するようなときには重要な性質です。

5.3.5 レベルシフトと直結回路

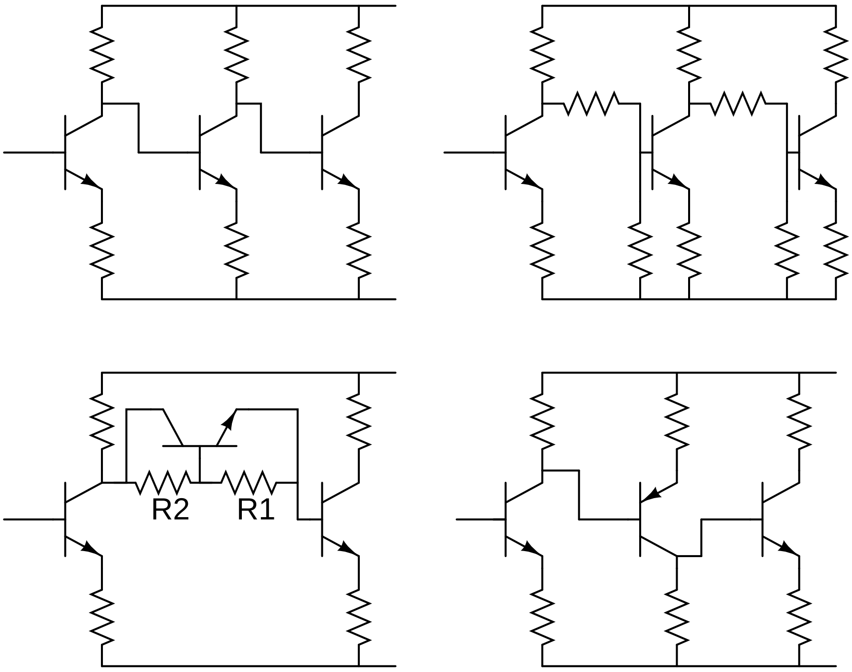


Figure 21: エミッタ接地を並べた直結3段増幅器(左上)、抵抗分割で直流レベルシフトをおこなったもの(右上), 定電圧源でレベルシフトをおこなったもの(左下)、npn-pnp-npnの組合わせでレベルシフトをおこなっているもの(右下)

増幅回路を一段ずつCで分けていくと設計がしやすいですが、Cの周波数特性をもろにかぶることになります。また直流の増幅はどうやってもできません。図の例でも分かるように。各段を単に直結にすると電位がどんどんずれていって高い電源電圧が必要になり、また耐圧の高いトランジスターが必要になるので現実的ではありません。そこで直結にするためには直流レベルをシフトさせてやる必要が生じます。誰でも思いつくのが抵抗分割でシフトさせることですが分割分だけ利得がさがるのが問題です。またプッシュプル回路のバイアスには使えません。そこで簡単にはダイオードやツェナーダイオードを用いることになりますが回路設計の自由度がおちます。またツェナーは雑音も多く小信号ではつかえません。そこで図の左下に示されるような回路を組みます。$I_A = V_{BE}/R1$、$V_L = (R1+R2)I_A = V_{BE}(R1+R2)/R1$と抵抗の組合わせで任意の電圧を産み出すことができます。

ほかにnpnとpnpを組み合わせても優れた直結回路(図右下)を作ることが出来ますが集積回路上のnpnは性能が悪いので、強引なレベルシフトをやることが多いようです。ステレオアンプの安いやつはいまやICですが、高いやつはバラのトランジスタで組みます。こういうときはpnp-npnの混合回路が力を発揮します。もちろん音の良いトランジスターってのもあるわけです。

5.4 乗算回路 (pn 接合の愉快な使い方)

これまで、トランジスタはシリコンで 0.6V で on になる理想的な増幅器としてみてきましたが、立ち上がりはかなり non-linear なものです。これを利用して掛け算を実行する回路を作ることができます。実際 pn 接合を流れる電流には;

$$I_D = I_S(\exp eV_D/kT - 1) \qquad e/kT = 38.6/V@300^oK$$

という関係があります。ここで I_Sは飽和電流と言われ、Ge は Si の 10 倍ほどあります。これが実用領域での立ち上がり電圧の違いを生むわけです。ここをちゃんと見てみるとある動作点 (あるベース電流の値) での V ー I 曲線の傾きは

$$r_D = dV_D/dI_D$$

で与えられ、$I_D = I_0$ のとき

$$r_D = kT/e/I_0 = \frac{26}{I_0(mA)}\ (\Omega)$$

になります。これが内部エミッタ抵抗に見えることになります。

いま作動増幅回路の増幅率は外部コレクタ抵抗とエミッタ内部抵抗の比になることを使い、エミッタ内部抵抗に上のの式を使うと

$$A_V = R_c/r_e = \frac{eR_c}{kT}I_e$$

です。今エミッタ電流を例の低電流回路を外部電圧 V_2で駆動してやると

$$V_O = R_c/r_e = \frac{eR_c}{kT}I_e \times V_1 \propto V1 \times V_2$$

になります。図の左に示したものはもっとも簡単なものですが、V_2 のバイアスの賭け方が難しいので、実際には右図のようなものを用います。乗算のもっとも卑近な例が変調回路で、高度な電子回路によく使われる手法です。

5.5 実際の増幅器

さてここで作動 2 段からなる実際の増幅器をみてみます。左下の隅にあるのは一定電流を各作動増幅に供給するための基準をつくるトランジスタでダイオード接続されています。ここで定電流を決めているため終段の作動増幅の出力の DC レヴェルを容易に 0 にすることができます。この例では初段の出力レベルを 4V にして抵抗分割でレベルシフトをしています。ここで増幅率は 25k/70k の直列接続と終段のベース電流によっておちますが、終段のベースレベルはー 5V 以下になり、終段の動作点 (Vce=5V) を保証します。初段のベースレベルは 0V ですから、初段の動作点も (Vce=4.6V) 確保されています。各段エミッタ抵抗は定電流回路ですから CMRR も高いわけです。初段のエミッタ電流は 1mA、終段のエミッタ電流は 2mA ですので、エミッタ内部抵抗はそれぞれ 26 オームと 13 オームです。$h_{FE} = 100$ とすると終段のベース電流は内部エミッタ抵抗のβ倍 (1.3kOhm) になり、たいていものは無視できて, 全体の増幅率は 5K/26*5k/13*(25//1.3)k/70k=1800 と非常に高いものになります。この回路は DC レベルまで増幅できますから演算増幅回路としても使えます。大きな問題点は出力インピーダンスが高いことです。

これを逃げるためには一番最初に示した絵のような回路で SEPP を持たせる必要があります。(図の解説) これは実際にはオペアンプとして知られているもので、通常裸では使いません。実際使うとゲインが高いため、完璧なスイッチとして働きます。あと片側に基準電圧を与えてやってコンパレーター/ディスクリミネータとしても働くわけです。

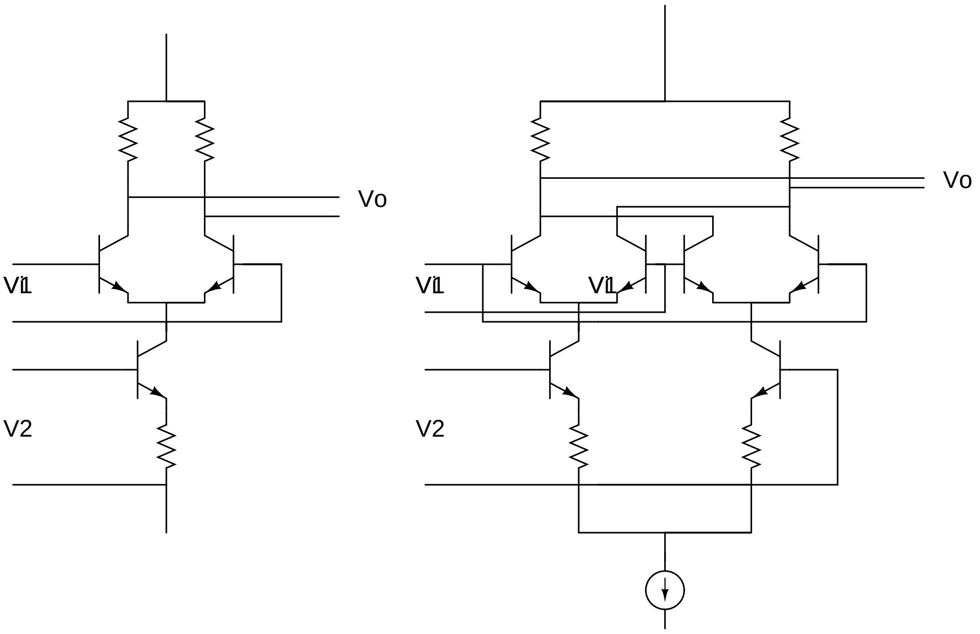


Figure 22: 掛け算回路の実際。基本 (左) と高精度なもの (右

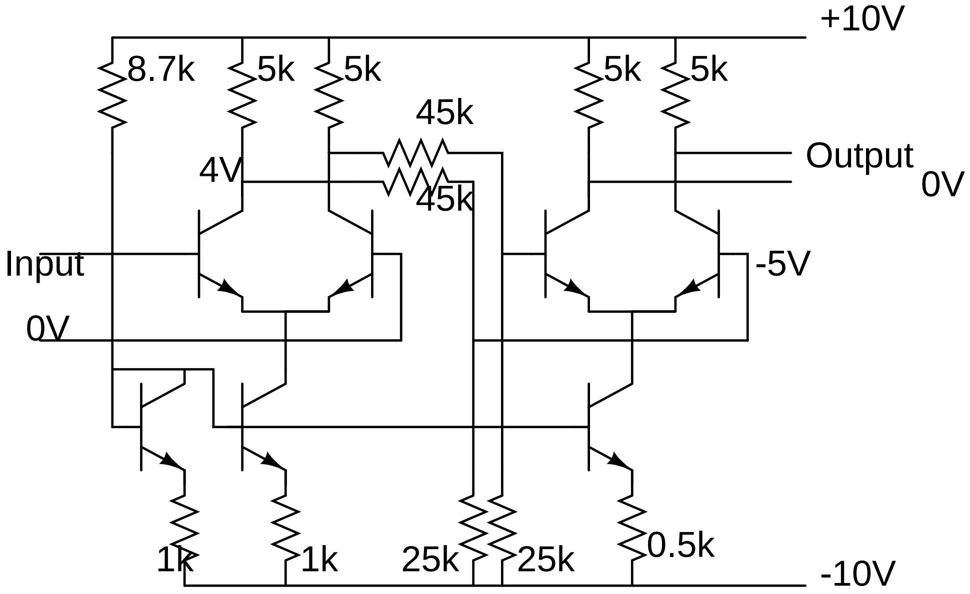


Figure 23: 2 段直結作動増幅回路

5.6 バイアス回路の実際

トランジスターを正しい動作点で使うためにバイアスが必要な事を述べてきましたが実際のところどう決めたら良いのかをちょっと触れておきます。まず、基本は『常識的に与えれば動く」というものです。動作曲線状で作図するのは本格的ですが実際的ではありません。では簡単なバイアス回路をみてみましょう 左の固定バイアスは簡単です。h_{FE}を 100

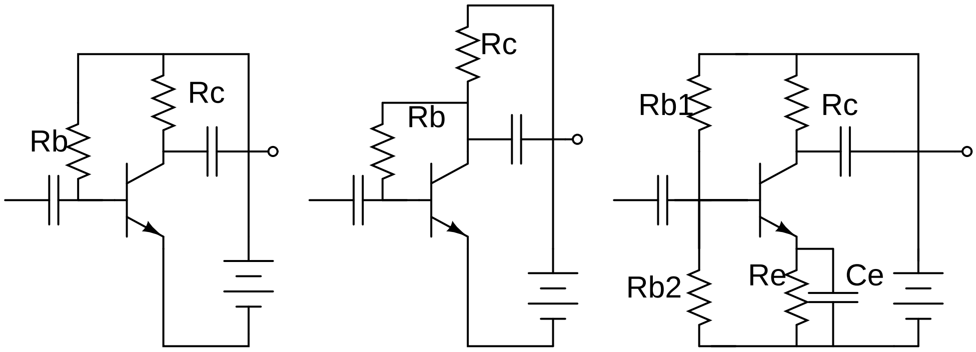


Figure 24: バイアス回路, 固定バイアス (左)、自己バイアス (中)、電流帰還バイアス (右)

として I_C(コレクタ電流) を 2mA、電源を 10V と決めるとベース電流を 0.02mA にすれば良いのですから (10V-0.6V)/0.02mA=470k Ω の R_bをつければ良いと分かります。この回路はベース電流一定ですから温度により h_{FE}が変ると動作点が変る不安定なものです。また多数の同回路を製作するとき、常に h_{FE}を測定しなければなりません。

そこで登場するのが自己バイアスです (図中)。この場合出力電流が増えると電圧降下でベース電流が減るためにコレクタ電流が押さえられることになり h_{FE}の変動に強い回路になります。実際前と同じ条件でコレクタ抵抗 R_cを 2k Ω とするとコレクタの電圧は 6V になるので (6V-0.6V)/0.02mA=270k Ω が求める R_bの値です。この安定化は一種の負帰還によるものです (次章参照)。

最後が標準的なバイアス回路で今まで良く出てきたものです。この場合エミッタ抵抗自体が負帰還をかけることになります。すなわち出力電流が増加するとエミッタ電圧があがりベース電流が抑制されるわけです。バイパスコンデンサー C_eのおかげで交流には負帰還がかからずゲインが確保できます。前と同じ条件で R_eを 1k Ω とするとエミッタの電圧は 2V となりベースは 2.6V にしてやればよい事になります。これは R_{b1}、R_{b2}の比をいじれば良いことで簡単です。$R_{b1} + R_{b2}$の値はここの電流がベース電流の 10 20 倍になるように (ベースに流れ込む電流が無視できるように) 決めればよいのです。

以上はエミッタ接地回路の場合ですが、どんな形式でも h_{FE}を適当に大きいものを使っていれば、ベース電流を無視して設計して大体のところはオーケーです。

5.7 オペアンプ (演算増幅器) で考える

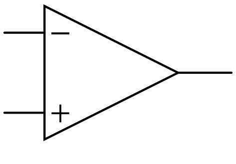


Figure 25: オペアンプの記号

やっと増幅器の内部回路を理解したので今後アンプは三角で表すことにします。アンプの典型的なものがオペアンプです。差動入力/単出力の小型 IC アンプの総称だと思ってもよ

いです。図で (-) 記号がついているのが反転入力端子といって入力と出力が逆相になる入り口で (+) 記号が出力と入力が同相になる非反転入力端子です。内部的にはまさしく差動増幅器の 2 つの入力になっています。

裸で使うと差動ゲイン=100db, CMRR=90dB, 入力インピーダンス 2M オーム以上、出力インピーダンス 50 オーム以下というのが大体の性能です。実用上はほとんどゲイン無限大入力インピーダンス無限大、出力インピーダンス 0 オームと考えてよいです。ここで deci Bel (dB) は

```
電圧比=$20log_{10} Vout/Vin$
電流比=$20log_{10} Iout/Iin$
電力比=$10log_{10} Pout/PIin$
```

などで定義されているもので、倍変ると 6dB、10 倍変ると 20dB 変化するというわけです。オペアンプは極限までトランジスターの増幅度を使い込んでいるので周波数特性は、なかのトランジスタの極限性能がすなおに見えます。結局 DC まで増幅できると言っても、10 ー 100Hz ぐらいから増幅度はどんどん落ちます。結局オペアンプは「負帰還」をかけて使うものなのです。また負帰還をかけないとちょっとした入力でアッというまに飽和します。これはなにもオペアンプに限った事ではなく、世の中のすべての増幅器は負帰還がかかっています。では負帰還とはなんでしょうか。

5.7.1 負帰還、正帰還

そもそも増幅素子であるトランジスターの裸の特性がわるいので単純な増幅器はすべて歪みを持ちます。負帰還はこれらの問題を解決し安定した性能よい増幅を行うための回路技術です。

まず、増幅度Aの回路を考えます。入力信号 v_1に出力 $v2$ を減衰器Hを通して混ぜたとします。すると、もし出力と入力が逆相なら増幅器Aに対する入力 v_iは

$$v_i = v_1 - Hv_2、v_2 = Hv_i$$

同相なら

$$v_i = v_1 + Hv_2、v_2 = Hv_i$$

従ってこの回路の増幅度Gは逆相 (ー)、同相 (+) それぞれ

$$G^- = A/(1 + AH)、G^+ = A/(1 - AH)$$

とかけます。これをそれぞれ負帰還 (G^-)、正帰還 (G^+) と呼びます。一般に増幅器は周波数が高くなるとどこかで増幅できなくなり A が小さくなります。正帰還の場合 AH=1 となる点で G^+が発散することになります。これは回路が不安定になり発振することを意味します。この事を積極的に利用したのが発振器です。負帰還の場合は AH が小さくなっても G^-が発散することはなく安定に動くことが期待できます。

負帰還で $AH >> 1$ とすると $G = 1/H$で、この回路のゲインはAによらず減衰度Hのみで決まることが分かります。このことは又、温度などの変化でAが変動してもその変化は 1/(1+AH) に縮小されることも分かります。すなわち安定した動作が可能になるという事です。実際には入力と出力が逆相の増幅器で出力を入力に抵抗を介して戻してやるのが一般的です。

さてご利益を考えてみましょう。もともとの増幅器が素姓の悪いものだったと考えてください。小振幅の時は無視できるが大振幅の時無視できない歪みが発生するとします。ここで増幅率Gは一定で、かたや負帰還なし、かたや負帰還ありの回路を考えます。負帰還な

しでは $v_2 = Gv_1 + v_n$の歪み (v_n) が乗ります。負帰還ありでは $v_2 = Av_i + v_n$、$v_i = v_1 - Hv_2$ の関係があるはずでこれを解くと

$$v_2 = \frac{A}{1+AH}v_1 + \frac{A}{1+AH}v_n$$

であり、今 $G = 1/H$として比較すれば良いから

$$v_2 \sim Gv_1 + \frac{A}{1+A/G}v_n$$

となり歪みは A/G、すなわち裸ゲインを削りこんだ分だけ減少していることが分かる。実際この考えが成り立つのは増幅器の中断や終段の歪みで、入力段での歪みにはほとんど効果がなくなることに注意する必要があります。

5.7.2 オペアンプでの負帰還とイマジナリショート

さて実際にオペアンプで負帰還を利用した回路を考えてみます。基本的なのは図に示された逆相増幅器と正相増幅器です。左の図では出力から反転入力に負帰還がかかっています。

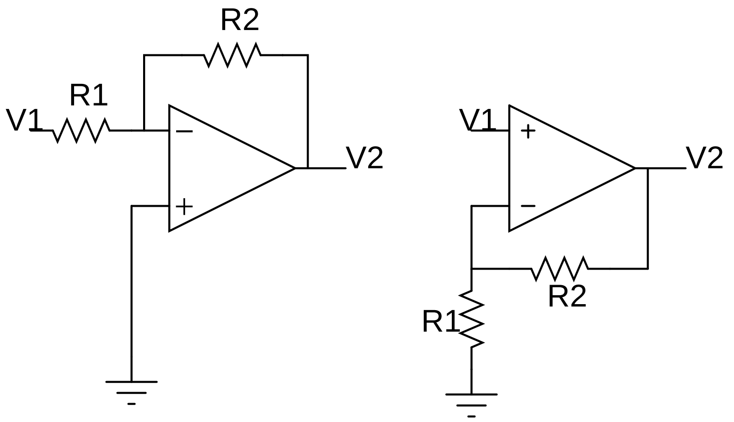


Figure 26: 逆相増幅器 (左) と正相増幅器 (右)。入力の記号に注意

差動入力間の電圧を v_iとすると

$$V_2 = Av_i, v_i = \frac{R_2V_1 + R1V_2}{R1 + R2}$$

なのでゲインは A が十分大きいと

$$G = V_2/V_1 = -\frac{AR_2}{R_1 + R_2}/(1 + \frac{AR_1}{R_1 + R_2}) \sim - R_2/R_1$$

となり入力と出力の位相が反転した増幅器になっていることが分かります。v_iは V_2/A でゼロになる。この現象をイマジナリーショートとよんでオペアンプを使うに当たってもっとも重要な事実です。反転入力端子はゼロボルトなのでこの回路の入力インピーダンスは $Z = V_1/(V_1/R_1) = R_1$となっている。この場合の帰還回路を良く見ると帰還抵抗が入力側は入力と直列に出力側は並列に入っている。これを直列-並列型負帰還と呼ぶ。一般に直列に負帰還抵抗が入っていると増幅器の見かけ上の入出力抵抗は (1+AH) 倍になり、並列に入っていると 1/(1+AH) になる。オペアンプの場合 AH はとても大きいので反転入力端子での見かけのインピーダンスは 0 となり入力電流はすべて出力に R_2を介して流れるわけで

ある。従って入力インピーダンスは R_1になる。また、この回路の場合のの出力インピーダンスはゼロとみなせます。

次に正相増幅器 (図右) を考える。イマジナリショートを考慮すると $V_1 = R_1V_2/(R1+R2)$ でありゲインは正で $1+R_2/R_1$となる。これは並列-並列型帰還と考えられ入力インピーダンス無限大、出力インピーダンスは 0 になります。正相増幅器の特別な場合が $R_2 = 0$ で $R_1 = \inf$(切っちゃう) になる場合です。これをボルテージフォロワーとよんで、前後の回路の影響を切ってしまうのに用いられます。

5.8 負帰還と回路の周波数域特性 (発振してこまるダメアンプとは)

良く考えてみると、回路に高周波増幅のリミットがあるということは、周波数が上がると RC 回路のように出力の位相が変化しそうです。反転アンプの出力を入力に戻すのが負帰還の基本ですが、もし出力の位相が周波数が上がって 180 度回ると負帰還でなく正帰還になってしまいます。この辺はいったいどうなっているのでしょうか。

まさにこのことが高周波アンプや高帯域アンプの難しさになっています。アンプを作るとよく発振します。発振は位相が 180 度どっかでまわってしまって正帰還になって AH が 1 を通ってしまうと起るわけです。この現象を考えるためにまずはちょっと基本に帰ってみましょう。

5.8.1 RC 回路の周波数特性

ちょっと RC で出来たローパスフィルターを考えます。出力は $v_o/v_i = 1/(1+i\omega RC)$ になります。振幅と位相はそれぞれ $1/\sqrt{1+\omega^2R^2C^2}$、$-\tan\omega CR^{-1}$。振幅をデシベル表示にすると $A_v = -20\log\sqrt{1+\omega^2R^2C^2}$です。この回路で低域から広域に行くと $A_v = 0$ [dB] から $A_v = -20\log\omega RC$になります。周波数が 2 倍になると (1 オクターブ上がると)A_vが 6dB 下がる (半分になる) わけです。$\omega = 1/RC$(時定数) の時、$A_v = -20\log\sqrt{2} = 3dB$下がっているわけです。従って周波数特性は普通ログログプロットされます。ここで、折れ線になって見えるわけです。また位相は$\omega = 1/RC$(時定数) のとき 45 度まわり、最終的には 90 度回ります。2 段異なった時定数を持った RC フィルターがあると A_vはログログプロットで高周波領域をみると 2 つの傾きをもったようになり位相は最終的に 180 度回ってしまいます。

5.8.2 ミラー効果と増幅回路の周波数特性

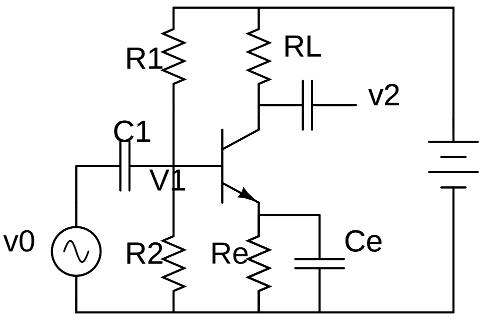


Figure 27: エミッター接地回路

またまたエミッタ接地を考えます。この増幅率が$-R_L/r_e$ だったとしましょう (エミッタ接地の出力は反転している)。この時のベースとコレクタ間に浮遊容量 C_bc(トランジスタの中でも外でも) ベースとグラウンド間に C_be があったとしましょう。荒っぽく言うと出力が反転してるため C_bc は $(1+R_L/r_e)$ 倍に見えてしまいます。これをミラー効果と行って増幅度の高周波

特性をほぼ決めてしまうものです。すなわち入力から見た容量は$C_t = C_be + (1 + R_L/r_e)C_be$になります。これとトランジスターの入力抵抗 r_bがローパスフィルタを形成するわけですからゲインは$\omega = 1/r_bC_t$のところで 3dB 下がります ($1/\sqrt{2}$)。$1/2\pi r_bC_t$を高域遮断周波数といいます。従って r_bや C_be が小さいトランジスタしか高周波増幅には使えないことになります。

低周波の限界をきめるのは入力とか格段接続用のコンデンサーと次段の入力抵抗で決まるハイパスフィルター効果やエミッタ接地の C_eで決まる低域での増幅率の低下です。これらが低域遮断周波数とよばれます。この間の増幅器で動く範囲が帯域幅となります。

低域を伸ばすのは数 Hertz ぐらいまで問題なくできますが、反対に高い周波数方向はやっかいです。一段増幅で遮断領域を越えると最高 90 度まで位相が回ってしまうわけです。従って n 段重ねていくと -6dB,-12dB,-18dB/oct と高域ゲインが低下します。位相は最大 n × 90 度回ることになります。

5.8.3 実際の増幅回路の周波数特性

ちょっと典型的なオペアンプに戻って考えてみます。以前にあげた例は３段増幅ですが最終段がエミッタフォロワー (push-pull) 回路なのでここではミラー効果は効きません。従って高周波特性は大体 2 段アンプとして考えれば良いわけです。このような回路構成をとっているもうひとつの理由は 2 段増幅では最大 180 度までしか位相が回らないからです。もし 180 度回ってしまってそのときに AHが１になるような負帰還をかけるとほぼ確実に発振します。じゃー 2 段だから絶対安全かというとそうでもなく、ミラー効果が効かないと行っても３段あるわけで、もっと高周波になると-18dB/oct で高域ゲインが低下します。従って使い方によってはやっぱり発振します。そのため多くのオペアンプでは高周波増幅度を落してしまって位相が 180 度回るところまで行くと AHが 1 にならないようにするための位相補償コンデンサーがつけられるようになっています (内蔵のものもある)。簡単にいうなら、周波数の十分低いところで-6dB/oct のローパスフィルターをつけてしまったようなもの高周波帯のごちゃごちゃがら逃げてしまうわけです。(逆にいうと一段アンプは決して発振しません)。

位相補償をつけなくてもオペアンプの裸の周波数特性が悪いのは 1 ー 2 段目の増幅で目一杯のテクニック (定電流とか能動負荷とか) を使って増幅度を稼いでいるためです (ミラー効果が目一杯効くようになる)。従って周波数とその周波数での裸の増幅度との積は一定になります。これをＧＢ積といってオペアンプの性能を表す指標の一つです。汎用のオペアンプ (オペアンプは汎用なのだがそのなかでも使いやすいものを指す) の裸特性は-6dB/oct で落ちていきます (RC 一段と等価になる感じで発振しにくい)。この辺は回路的な努力が効くところで、位相補償を入れるとか、ゲインをほぼ１段で稼いでしまうとかするわけです。

5.8.4 負帰還をかけた増幅器の周波数特性

この場合の裸利得は

$$A_v = A_{dc}/(1 + if/f_c) = GB/(if + f_c)$$

になります。ここで A_{dc}は直流ゲイン、fは周波数、f_cは遮断周波数です。非反転アンプになるように負帰還をかけるた場合、

$$G = A_v/(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}A_v)$$

ですから

$$G = A_dc/(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}A_dc) \times 1/(1 + if/f'_c)$$

$$f'_c = f_c(1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}A_dc))$$

で負帰還によってゲインを低下させた分だけ高周波特性が延びていくことになります。また、$G(f=0)f'_c = A_{dc}f_c$とどう使ってもＧＢ積は一定になることも分かります。反転増幅器の場合も同様に $f'_c = f_c(1+\frac{R_2}{R_1+R_2}A_dc))$ で $G(f=0)f'_c = R_2/(R_1+R_2)\times A_{dc}f_c$です。

いいことずくめのように見えますが、$f\sim f'_c$での負帰還量はどうなっているのでしょう。裸のゲインは

$$A_v = A_{dc}/(1+if/f_c)$$

で、$f >> f_c$で位相は 90 度まわり、振幅は$\sim A_{dc}f_c/f$です。帰還後の振幅は正相増幅の場合の振幅もほぼ、

$$G \sim \frac{R_1}{R_1+R_2}\times f'_c/f \sim = A_{dc}/(1+if/f_c)$$

になります。位相の回りがからまってむずかしいですがほぼ帰還がなくなっていることがわかります。従ってこの点では負帰還のよいところはすべて消失します。すなわち歪みも量は増え増幅度の安定化も効かないことになります。今裸のゲインが 6dB/oct と考えているのでこれでも発振しませんが、普通の増幅器ではこの辺りの処理がむずかしく発振するおおきな要因になります。従って広帯域の増幅器は発振しやすいものです。発振をとめるにはポイントにコンデンサー一発、で済むことが多いです。結局 $f\sim f'_c$あたりでの位相関係をきれいにしてやるわけです。帯域をあまり制限してしまわないように入れるのがポイントになります。

5.8.5 ミラー効果を止めた高周波増幅器, ビデオアンプ

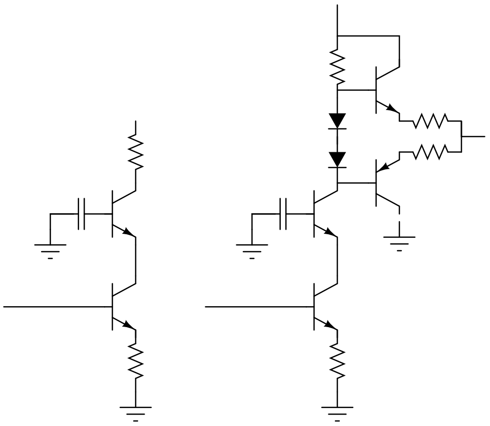


Figure 28: カスコード接続。 右はそれをエミッタフォロワーで受けたもの

結局、負帰還で周波数特性を広げるのはある意味邪道で、負帰還前のアンプ自体のもつ f_c を高く持っていくことが出来ない限り高周波増幅はオボツキません。ではミラー効果を止めるにはどうしたら良いのでしょうか。通常のエミッタ接地増幅はせいぜい 10MHz 程度までしかはたらきません。これではテレビなどには使えません。このためにカスコード接続というのがあります。これは回路図でわかるようにベース接地をコレクタ側の負荷に使い R_Lを下げてミラー効果が起らないようにします。エミッタ接地の増幅度は下がりますがベース接地が増幅します。ベース接地ではミラー効果が起らないので高周波まで増幅度がのびます。ただ、ベース接地のベースはバイアスの関係でコンデンサーで接地されるので DC 成分の増幅率はなくなります。このような手法で高域増幅性能をあげたものをビデオアンプと呼んでいます。

5.9 オペアンプのいろんな使い方

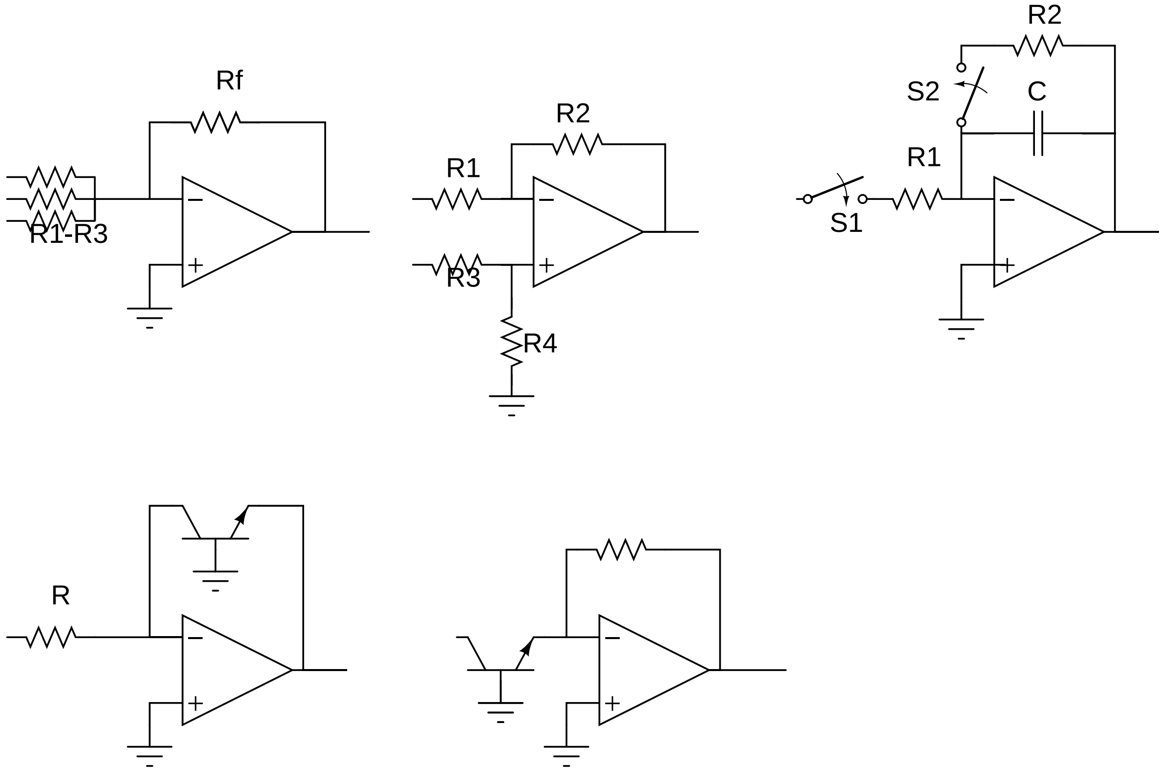


Figure 29: 右上から左に、加算回路、減算回路、積分回路、対数変換回路、逆対数変換回路

高周波では難しいオペアンプも低周波領域では極めて簡単です。加算回路は

$$v_o = -R_f(\frac{v_1}{R_1} + \frac{v_2}{R_2} + \frac{v_3}{R_3})$$

で、すべてのRを同じにしてしまうと重みは等しくなって

$$v_o = -(v_1 + v_2 + v_3$$

です。減算回路は図で $R_2/R_1 = R_4/R_3$ として

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1}(v_2 - v_1)$$

と実現されます。次の絵は積分回路で重要です。スイッチ S_1 を on にすると

$$v_o = -\frac{1}{CR_1}\int v_i dt$$

と積分が実行され s_1 を開けて電荷を維持できます。放電はスイッチ S_1 を on にすると R_2C の時定数で放電します。スイッチを閉じたままにすると $\tau = R_1C$ で積分、$\tau = R_2C >> R_1C$ で放電する積分アンプになります。ローパスフィルターとして見ることもできます。

帰還抵抗を非線型なもの ($V = RI$ と書けないもの) にすると非線型な変換をする増幅器もつくれます。代表的なのが対数変換で帰還抵抗 R_2 をトランジスターで置き換えます。エミッタ電流 I_E は

$$I_E = V_1/R$$

で出力はベースエミッタ間電圧に等しく V_{BE} で与えられます。

$$V_o = -\frac{kT}{q}\ln\frac{I_e}{I_s} = -\frac{kT}{q}\ln\frac{V_1}{RI_s}$$

となり対数変換になります。入力抵抗をトランジスターで置き換えると

$$V_o = RI_c = RI_S(e^{\frac{q}{kT}V_{BE}} - 1) \sim RI_S e^{\frac{q}{kT}V_1 0}$$

で指数変換です。このように帰還抵抗 R_1と R_2の置き換えはそれぞれ逆変換の関係になります。

6 デジタル回路との入出力

デジタル全盛である。私は30年ぐらい前はしょっちゅう秋葉原をめぐってジャンク屋でめぼしいものを探しては買ってみるなんて行為をしていましが、最近の秋葉原はもう一面パソコンショップですね。当時いろいろ失敗もしましたが今から思い返すと良い思いでです。さてデジタル全盛といっても入力と出力にはかならずアナログが関与します。さすがにキーボードにはアナログの入り込む余地はほとんどありませんが、物理の実験データをとるときは必ずアナログをデジタル変換します。これを表示するときはCRTの画面ですが、RGB出力は一般にアナログだし、CRTの水平掃引や垂直掃引はデジタル出力です。最近の液晶ならデジタルかというとそうでもなく、アナログRGBの規格に合わせるため計算機内部のデジタル情報をアナログ化しRGB規格にして液晶ディスプレーでそれをデジタルに戻すとか言う笑えない事実も起っています。 結局なんのかんのといっても

アナログ情報→ AD変換→計算機→ DA変換→目

という流れは決してなくなりません。そこでまずデジタルコース第一回目はAD/DA変換ということから始めます。

6.1 AD 変換

6.1.1 積分型 AD 変換

説明済。積分値を定電流で放電しかかる時間を計る。かかる時間はクロックの早さと分解能で決まります。よくあるものは100n秒(10MH)のカウンターで分解能1000を実現します。時間は最大100μ sになります。

6.1.2 カウンタ制御式 AD 変換

これは積分型の逆の方法でホールドされた値になるようにクロックで内部カウンターの数字を大きくしていきその値をDA変換してコンパレーターで比較します。コンパレーターの値が引っくり返ったらそこでおしまい。かかる時間は前のと同じくクロックの $2^n - 1$ 倍です。

6.1.3 FLASH-ADC(カウンタ制御式 AD 変換

これは一発。

6.1.4 逐次比較型 AD 変換

カウンタ制御式AD変換の変換時間を短縮するためのもので2分法で真値にせまります。大きなビットから攻めていきますので、かかる時間は基本的にビット数だけです10Mクロックで10ビット(分解能1024)なら1μ sで終わるわけです。DA変換を用いることによって微分直線性の悪さができるのが欠点です。

6.2 DA変換

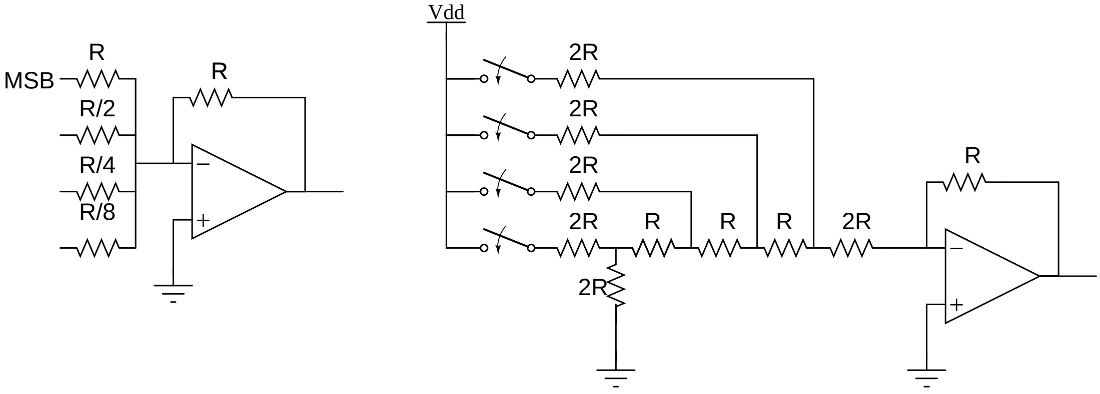


Figure 30: DAC

もっとも基本的なDA変換は足し算回路でつくります。オペアンプの回路で示した足し算回路の帰還抵抗をRとし変換したいデジタル数値の最大ビット数に対応するスイッチをR/1、次のビットをR/2最少ビットを$R/2^n$の抵抗で足し算します。これでオーケーです。この回路は簡単ですが10ビットもあるようなDA変換では最大抵抗値と最少抵抗値の比は1024分の１にもなります。普通の抵抗の精度が0.5%ですから、実用化はほとんど不可能になります。また抵抗の温度変化にも大変弱い回路です。

この欠点を克服したのが、Rー2R梯子型DA変換で、とっても標準的なものです。図にしめしたものは4ビットですが、いくらでも拡張可能です。図ではちゃんとかかれていませんがONのビットは電源に、OFFのビットは接地されるようにスイッチは動くと思ってください。

オペアンプから近い側からみてはじめの節から入力を見るとMSBのスイッチが接地されていると2R//2RでRの抵抗と等価です。以下同様に各段を過ぎてLSBからみた抵抗値はやっぱり2Rで、LSBをONにすると、結局最後の節はVdd/3の電圧になります。この電圧による最初の節の電圧は1/8です。中間の段でも同様です。結局入力電圧はそれぞれの1/8, 1/4,1/2,1/1が足されたことになり(テブナンの定理)でみごとにDA変換が成り立っています。この回路はRの抵抗値に対する誤差が伝搬しにくいのが特徴です。同じような抵抗値は精度良く作りやすいいのもポイントですね。

6.3 サンプル＆ホールド回路とサンプリング定理

AD変換を行うのには入力の波高を一時ホールドする必要があります。これは一般にオペアンプを用いた積分回路を用います。(説明済) AD変換が一発でないかぎりなんらかの時間がかかります。flush-ADCを使ってもデジタル情報をどっかに動かして貯めるための時間が必要です。測りたいものがパルスなら次のパルスまでの時間で処理する必要があります。一定電圧ならのんびりやって精度を上げた方が徳です。では時間的に変化する量を考えてみますしょう。

代表的なものはCDです。CDプレーヤーのカタログをみると４倍オーバーサンプル, デジタルフィルター内蔵などと書かれていますが、これはどういうことでしょう。CDの標本化周波数は44.1kHzです。CDは一秒間に44.1k回、値をサンプリングしその値を16ビットでデジタル情報にしています。これは再現できる音楽の周波数範囲が最大22.05kHzになることを意味します(山の上と谷のそこ)。人間が聞こえるのは最大20kHzと言われてますからこれでOKです。この事実はさらっとのべましたが大変重要な事実です。一般にナイキストの法則と呼ばれていてサンプリングの周波数の1/2までしか記録できないということを示します。逆に言うと最大周波数の2倍の周波数でサンプリングするともとの情報

は完全に記録できることを示しています。これを標本化定理とよんでいます。良く考えてみると 22.05kHz の正弦波はもとの周波数の位相がちょっと変ると山谷の記録はできなくなり元の波形の高さを見失うことになります。しかしながら 22.05kHz よりちょっとでも元の周波数より低かったらちょっとだけ残る自由度が元の波形の位相をロックしてしまうので 22.05kHz が最大周波数 (不等号) であることも容易に推察できます。

でもちょっと待ってください。もし 22.05kHz の正弦波があってこれを CD で録音し、再生すると 22.05kHz の矩形波がでてくることになります。これのフーリエ級数展開は

$$\Sigma_{m=1}^{\mathrm{inf}} \sin(2m-1)\omega_0/(2m-1)$$

なので再生音には基本周波数の３倍、５倍... のノイズが出てきます。その強度も 1/3、1/5 ぐらいでしか落ちていかないわけです。これをサンプリングノイズと言ってデジタルとアナログをつなぐためのもっともやっかいなものの一つです。これは最高周波数出なくても起り、これらをカットするためにえげつないフィルターを使うことになります。たとえば 20kHz の倍の周波数までに１６ビットの LSB 以下 (これは量子化ノイズです) にしようとおもうと $20\ log2^{16} = 96$ dB の減衰が必要で一素子当りは 6dB/oct ですから 16 段いることになります (１６次のフィルターという)。普通こんなのは無理で 8 次フィルターぐらいが使われています。それでも位相特性はめちゃくちゃで、これはもちろん音質に悪影響を与えてしまいます。

これを防ぐために行うのがオーバーサンプリングという技術です。これは 44.1kHz のサンプリングで出てくる CD の波形をその 4 倍、8 倍などの周波数でサンプルしなおします。当然、間の値は補間して求めるわけです。補間にはいろいろな方法があるようですがよくは知りません。こうすると高次の周波数成分がどっかと落ちてフィルターの設計が飛躍的に楽になります。

うーむ, まだアナログだなー

6.4 デジタルフィルター ?

さて 8 倍オーバーサンプリングをやってしまうと、内部の情報は擬似的に 8 × 22.05kHz まで延びてしまうことになります。この情報を使ってデジタルの情報のなかでなにかしようというのがデジタルフィルターです。内部の情報のフーリエ分解を考えると、減少したとはいえサンプリングノイズがあらわにのこっていて３倍波、５倍波などの成分を持っていることになります。これは補間の方法が不完全だから残ると思って良いでしょう。元の信号が 20kHz までしか持っていないのになかでそれ以上の周波数成分を持ってしまうのはまずいです。これをそのまま DAC に食わせるのはもっとまずいでしょう。そこでデジタルの情報のまま周波数カットをやってしまうのがデジタルフィルターです。

原理はちょっとやっかいです。デジタル値は $y(n\Delta t)$ の時間分布を持っていると考えられます。ここで Δt は内部のサンプリング時間ユニットです。こいつを Δt は送らせて入力にＫ倍して足し合わせる事を考えます。一発、△ 関数の入力があると K¿1 だと出力は再現なく増加し、K=1 ならなら一定値、K¡1 のときクロックカウント n に応じて K^n で減少する出力が得られます。従うべき漸化式は

$$y(n\Delta t) = Ky((n-1)\Delta t) + x(n\Delta t)$$

です。ここで x は入力、y は出力です。これに正弦波 $Xe^{i\omega t}$ を入れてみると

$$Ye^{i\omega n\Delta t} = KYe^{i\omega(n-1)\Delta t} + Xe^{i\omega n\Delta t}$$

$$Y/X = 1/(1 - Ke^{i\omega\Delta t})$$

なる応答関数を得ます。

従ってこれを通すとなんらかの周波数依存性と位相の回転が起ります (フィルター作用)。あきらかにこれは周期関数です。振幅は

$$|Y/X| = 1/\sqrt{1 + K^2 - 2K\cos\omega\Delta t}$$

で与えられ振幅の最大値は$\omega\Delta t = 0$、2π、4π... で与えられ 1/(1-K) で、振幅の最小値は$\omega\Delta t = \pi$、3π... で与えられ 1/(1+K) です。最小値は標本化周波数の半分のところででますからそれ以下ではローパスフィルターとして機能することになります。こまったことに高い周波数成分に折り返しが出ることになります。K=0.5 とすると最大値は 2 で最小値は 0.5 になりますが、K=0.8 とすると最大値は 5 で最小値は 0.55 になります。今 8 倍オーバーサンプリングを考えてますから、最小値は 4 倍の周波数で得られます。欲しい特性は 20kHz までフラットでそこから急峻に落ちるものです。この簡単な例ではなかなかうまくは行きませんが低域フィルターとしては見事に動作してなんとか当初の目的を達成します。ポイントは 4 倍周波数まででゆっくり落ちるアナログフィルターを作ってやれば、サンプリングノイズが簡単に低減できるようになったということです。

7 演算・記憶・インターフェイス

さてやっと内部に入ります。もはや情報はデジタルです。パソコンを買ってくるといろいろな外部接続機器のボードがつなげられます。これをバスなるものに差し込んで CPU と会話させ処理するわけです。CPU は簡単なロジック回路のお化けですから。基本はロジックをどう成立させるかがわかればあとは応用です。記憶装置 (メモリー) は幅広い意味では論理回路の一種にしか過ぎません。ここでは簡単な論理回路をどうやって共通のバスに載っけるかという事に絞って話を組み立て見ます。

7.1 NOT ゲート

まず一番簡単な論理は反転です。インバーターとも呼ばれます。回路的な実装は簡単で、オペアンプの反転を使っても良いし、トランジスター一個でも出来ます (エミッタ接地は反転出力)。ちょっと覚えておくべき大事なことは論理回路では、論理値 1 の電圧領域と論理値 0 の電圧領域が定義されていて、それ以外のところは禁止領域になっています。これは雑音などによる誤動作を防ぐ意味で回路設計上のマージンを明らかにするためのものです。ちなみに、良く知られている TTL ロジックのインバーターでは電圧で 2.4V 以上の入力を論理値 1 とし 0.4V 以下の論理値 0 出力を補償しており、電圧で 0.8V 以下の入力を論理値 0 とし 3.5V 以上の論理値 1 出力を補償しています。CMOS ロジックのインバーターではこの関係が電圧で 3.5V 以上の入力を論理値 1 とし 0.01V 以下の論理値 0 出力を補償しており、電圧で 0.01V 以下の入力を論理値 0 とし 4.99V 以上の論理値 1 出力を補償しています。

このように禁止領域をもつのは雑音のためだけでなく、一つの論理回路の出力に複数の論理回路を繋ぐことがあり、出力が電圧降下しても論理が正常に働くことを保証するものでもあります。とはいっても出力に繋げる数には上限があり、これをファンアウト数といいます。同じ規格どおしを繋げるときにのみ使える数です。

7.2 NAND ゲート

次に重要な回路は NAND と呼ばれるもので、ここにはマルチエミッタなる回路技術が使われています。要するにコレクタの上に広めのベースをつくりそのうえにエミッタを複数配備するものです。代表的な回路例は図の B のようなものです。どちらの入力も high の場合、初段トランジスタはベース・コレクタ間の順方向電流で 2 段目 3 段目を ON にして出

力は low になります。とちらかの入力が low の場合はベース・エミッタ間が順方向になります。これが許容ギリギリの 0.2V だとしても初段のベース電圧は 0.2+0.7=0.9V です。2 段目を ON にするためには 0.7+0.7=1.4V が最低必要ですから 2 段目は ON になりません。従ってこの論理は

$$V_o = V_1\bar{}V_2$$

で NAND 回路です。

さてもうご存じとは思いますが、あとはブール代数のみでどんな論理もできます。NAND の出力を反転すれば AND だし、入力を反転し NAND に入れればＯＲです。この回路のポイントは初段は変なかたちながら常にベース電流が流れていてそこの容量を満たす時間を気にしなくても良くなっているところで、また、2 段目のベースの容量を常に順方向で充電放電できるところにあります。しかしながら出力の立ち上がりは出力抵抗 R_L と容量 C_L で決まります。この時定数は RC の積で決まり 5pF × 1KΩ としても 5nsec で、これでは 700MHz ペンティアムなどでは全く使えません。これを防ぐには抵抗値を下げれば良く 100Ω にすると 0.5nsec になりますが回路がちんちんに厚くなります。結局能動抵抗のやっかいになることになります (図)。これをトーテムポール出力と行って原理的には抵抗値をトランジスタとダイオードの直列合成抵抗値にまで下げられて約 20Ω ぐらいにできます。

ここでダイオードはレベルシフトに使われています。抵抗をわざわざ入れないほうが早いのですが入れないと相当高い電流が立ち上がり時に流れることになります。これは電源にスパイクを発生させることになってとってもやっかいです。これをふせぐために論理回路では石のすぐそばにパスコンとよばれる 0.02μF 程度のコンデンサーを入れることが常識になっています。また、回路基盤ごとに定電圧電源回路を設けたり、フィルターを入れることも良く行われます。この辺はなくても動くものですが、一回トラブルと伝搬して問題点の発見がとっても大変なので転ばぬ杖としてひたすらまじめにやることが推奨されます。

7.3 ワイヤード AND

NAND 回路の出力を共通にして繋ぐと 2 つの回路の AND がとれます。すなわち

$$V_o = V_1\bar{}V_2 \cdot V_1\bar{}V_2$$

になります。両方とも出力が high のときだけ出力が high です。能動抵抗を持つやつでは使えません。(電力消費の問題) 出力段の抵抗を省いてコレクタをそのまま外へ出したものをオープンコレクタと言って、非常に良く使われます。

オープンコレクタの NAND 回路の出力に共通プルアップ抵抗を設けると、これも and になります。このようなやり方をワイヤード AND といって図のようにつかうとバスにロジックをつなげるための方法になります。

7.4 ECL 論理回路

TTL 回路のスピードはトランジスタが不飽和/飽和の間を遷移することがスピードのリミットを与えてしまっています。そこで不飽和回路を用いたエミッタ結合論理回路があります。ロジックとしては差動増幅回路が用いられます。論理レベルは+0.4,-0.4 が論理 1 と論理 0 に対応します。ポイントは作動増幅の 2 つの出力が不飽和にならずに 0.4/-0.4 の間を行き来するように定数を決めておくことです。電力消費は TTL よりむしろ高くなっています。

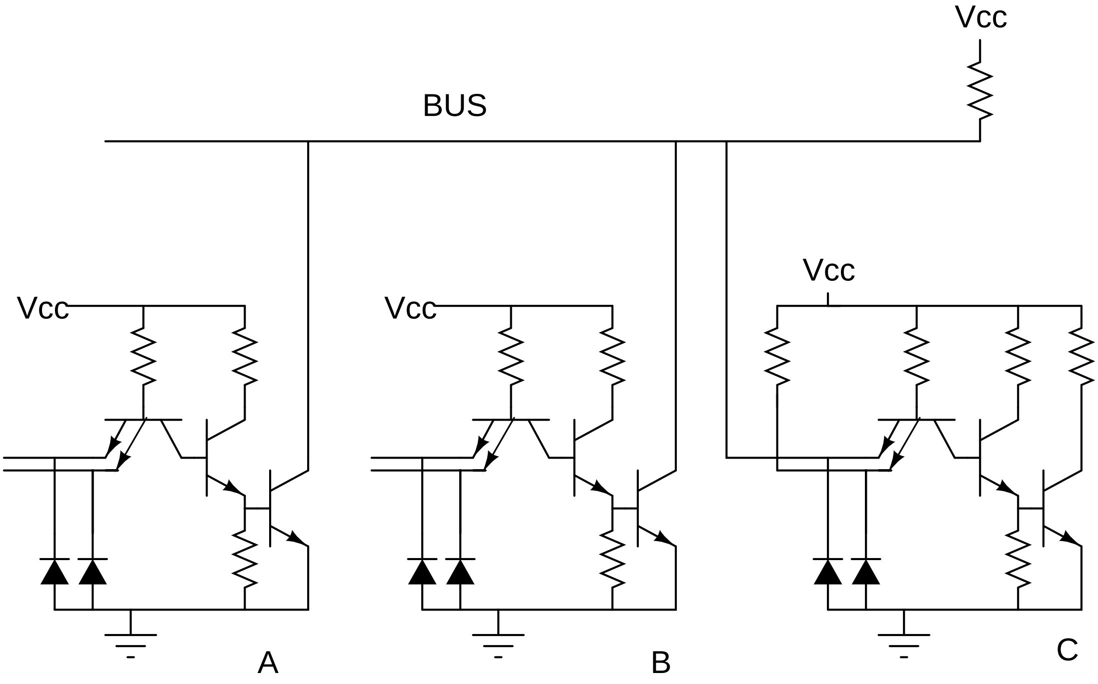


Figure 31: DAC

7.5 CMOS 論理回路

7.6 FLIP FLOP

8 やってない重要なこと

アナログ編: ラプラス変換//発振//高度なフィルター
デジタル編: 論理関数とブール代数//

9 こまったちゃんたち

大体電源の C は大きくとっておけば良いが大きすぎるとスイッチオンのときの充電のため沢山電流がながれダイオードをこわします。これをサージ電流といいます。

定電圧電源のツェナーダイオードのところの回路を考えてみます。ツェナ-が理想的に働けばよいのですがなかなかそうはいきません。ここは RC接続になっていて、ここでリップルを落とすことができます。

References

[1] 電子回路Ａ、インターユニバーシティ、藤原修編著、オーム社

[2] 電気回路Ａ、インターユニバーシティ、佐治學編著、オーム社

[3] 電気回路Ｂ、インターユニバーシティ、日比野倫夫編著、オーム社

[4] アナログ電子回路、藤井信生著、昭晃堂

[5] 大学演習、回路、東大出版

[6] 電磁気学、朝倉物理学講座5、朝倉書店

[7] はじめて学ぶトランジスタ回路、トランジスタ技術、1993年1月号

[8] 保存板アナログ技術最初の一歩、トランジスタ技術、1993年4月号

[9] 抵抗・コンデンサーの適材適所、トランジスタ技術、1997年6月号

Contents