

## 2. ダイオード

### 2.1 ダイオードの特性


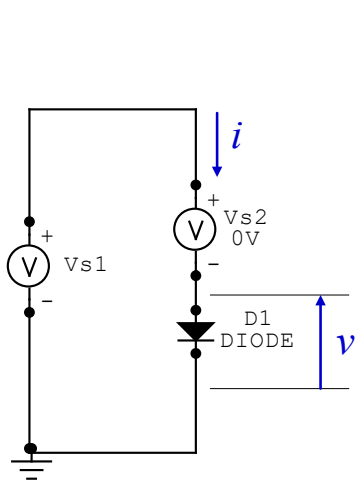
シミュレータにはダイオード，バイポーラトランジスタ，電界効果トランジスタ(FET)などが用意されている．シミュレータの  印のアイコンをクリックすることで各種部品を選択できる．

図 2.1 はダイオードの順方向特性をシミュレートする回路である．

Simulation → Analog Setup → DC を Enable とし → DC をクリック → Source Name を Vs1 に指定し，Start Value: -5, Stop Value 880m, Step Value 5m と設定 → OK → Exit →  (実行) により，電源電圧 Vs1 の値を-5V から+0.88V まで 5mV 刻みで変化させたときの電流値を得ることができる．図 2.2 はシミュレータに用意されている”Default Diode” (ダイオードのリストの最後にある) を用いたときのシミュレーション結果を示す．



ダイオード電圧・電流特性.ckt

図2.1 ダイオードの特性

Xa: 880.0m Xb:-5.000 a-b: 5.880  
Yc: 5.500 Yd:-1.100 c-d: 6.600

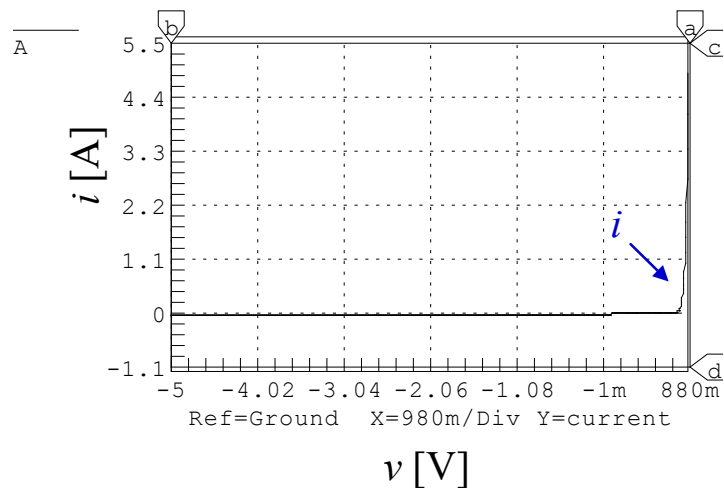
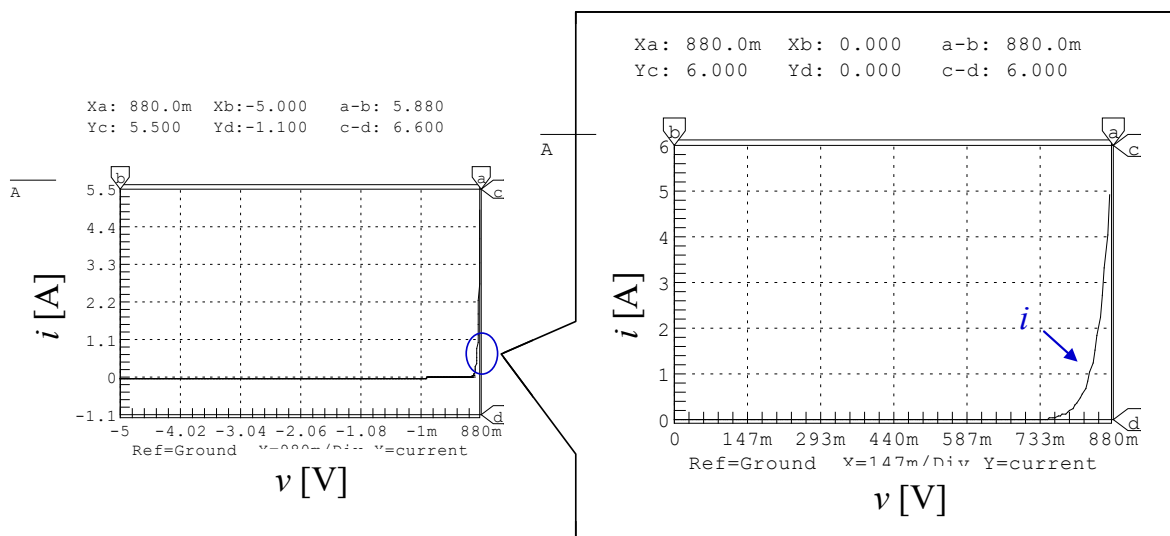


図2.2 ダイオードの電流-電圧特性



ダイオード順方向特性.ckt

図2.3 ダイオードの順方向特性

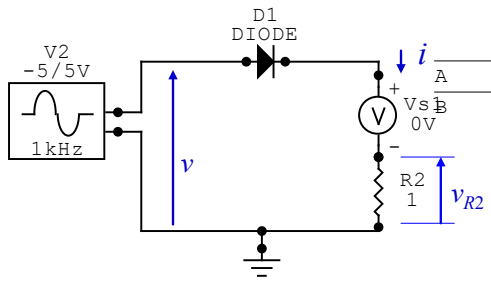
ダイオードの両端電圧  $v$  が正のときの電圧を**順方向電圧**，負のときの電圧を**逆方向電圧**という。順方向電圧を印加した場合は，大きな電流  $i$  が流れ，逆方向電圧の場合はほとんど流れない。図 2.2 ではこの様子が判り難いので，順方向電圧を印加している部分を拡大して図 2.3 に示す。図 2.3 はダイオードの**順方向特性**である。ダイオードの電圧  $v$  が+0.7V 辺りから電流  $i$  が急に増え始めている。逆方向電圧印加時には，このシミュレータの **Default Diode** では 5 pA ( $10^{-12}$ A) オーダの電流しか流れない。

## 2.2 ダイオード回路

ダイオードの特性を生かした回路に**整流回路**がある。図 2.4 は**半波整流回路**の例である。電源  $v_2$  は振幅 5[V]，周波数 1[kHz]の交流電圧源である。この回路では電源電圧  $v$  が正の期間しか電流  $i$  が流れない。抵抗  $R_2$  が 1 [ $\Omega$ ]であるため電流  $i$  は  $v=5$  [V]のとき

$$i = \frac{v - v_F}{R_2} \approx \frac{5 - 0.87}{1} = 4.1[\text{A}] \quad (2.1)$$

と得られる。ただし， $v_F$  はダイオードの順方向電圧である。抵抗  $R_2$  の両端電圧  $v_{R2} = R_2 \times i = i$  は，ダイオードによる順方向電圧分だけ低下した値となる。シミュレーション結果において縦軸の値は図 2.6 に示すように，例えばカーソル  $\text{c}$  を左クリックしながら上下させると画面左上の  $Y_c$  の値により知ることができる。(カーソル  $\text{d}$  も同じ機能を持つ。画面上の  $c - d$  はカーソル  $\text{c}$  と  $\text{d}$  の示す値の差である。横軸の時間はカーソル  $\text{a}$ ， $\text{b}$ により知ることができる。)



ダイオード (半波) .ckt

図2.4 半波整流回路

Xa: 1.994m Xb: 0.000 a-b: 1.994m freq: 501.4  
Yc: 6.000 Yd: -5.886 c-d: 11.89

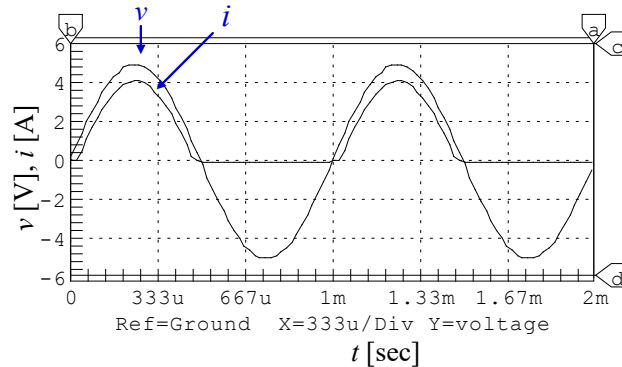


図2.5 半波整流回路の電圧-電流特性

Xa: 1.993m Xb: 0.000 a-b: 1.993m freq: 501.9  
Yc: 4.133 Yd: -6.000 c-d: 10.13

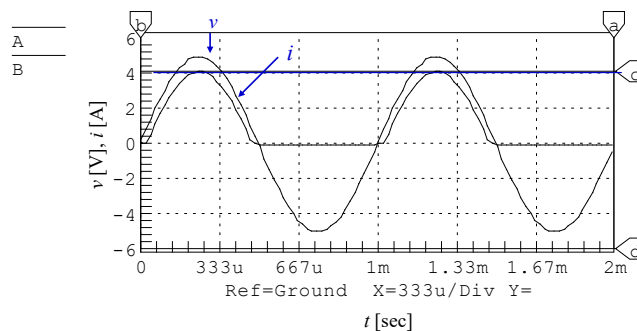
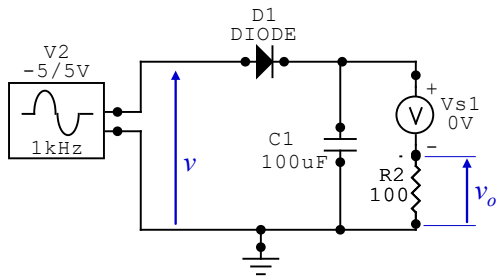


図2.6 半波整流回路の電流のピーク値



ダイオード(半波整流回路).ckt

図2.7 半波整流回路

Xa: 1.993m Xb: 0.000 a-b: 1.993m freq: 501.9  
Yc: 6.000 Yd:-6.000 c-d: 12.00

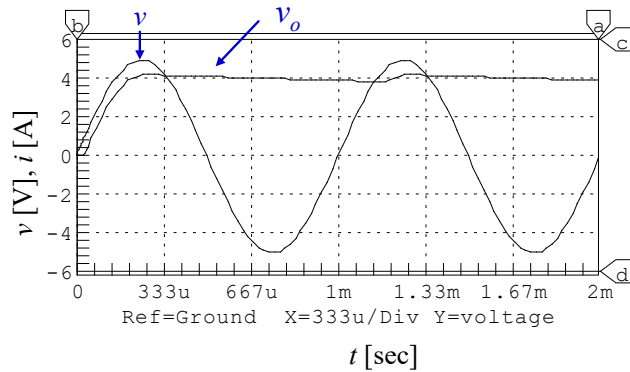
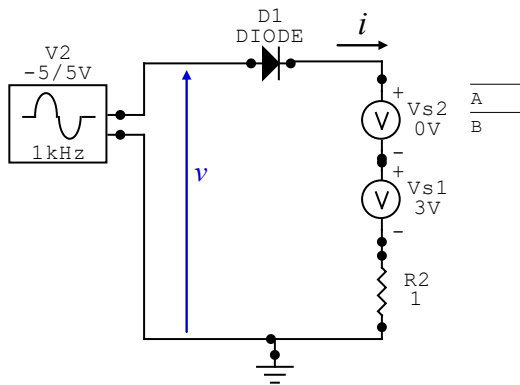


図2.8 半波整流回路の出力電圧

図 2.4 の回路では抵抗 R2 の両端電圧  $v_{R2}$  が大きく脈動している．この抵抗と並列にコンデンサ C1 を接続することで，電圧  $v_{R2}$  を平滑できる．図 2.7 はその回路を示す．抵抗 R2 の両端電圧を改めて出力電圧  $v_o$  と表記している．図 2.8 は入力電圧  $v$  と出力電圧  $v_o$  のシミュレーション結果を示す．



ダイオード (半波整流回路+3V電源) .ckt

図2.9 半波整流回路+3V電源

Xa: 1.996m Xb: 0.000 a-b: 1.996m freq: 501.1  
Yc: 6.000 Yd:-6.000 c-d: 12.00

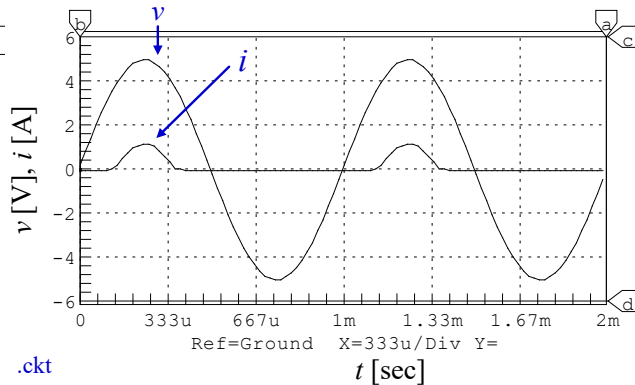


図2.10 半波整流回路+3V電源の電圧-電流特性

ダイオードのはたらきを理解するには種々の回路を構成してシミュレーションを実行してみるとよい．図 2.9, 2.10 は抵抗と直列に直流電源  $Vs1 = 3[V]$  をつないだ回路とそのシミュレーション結果を示す．電源電圧が直流電源電圧の 3 [V] より大きくなった時点から電流は流れ始めている．

図 2.11, 2.12 は全波整流回路とそのシミュレーション結果を示す．少し複雑になったので，図 2.11 の回路を電源電圧  $v$  が正のときの動作モードと負のときの動作モードに分けてみる．図 2.13 は電源電圧  $v$  が正のときの回路であり，図 2.14 はこの回路によるシミュレーション結果である．このときダイオード D1, D4 がオンとなる．ダイオード D2, D3 には逆方向の電圧がかかり，これらのダイオードはオフとなる．2 個のダイオードが直列につながることで，電流  $i$  は  $v = 5V$  のとき

$$i = \frac{v - v_F}{R_2} \approx \frac{5 - 0.85 \times 2}{1} = 3.3 [A] \quad (2.2)$$

となる．

図 2.15 は電源電圧  $v$  が負のときの回路であり、図 2.16 はシミュレーション結果である。このときはダイオード D2, D3 がオンとなる。

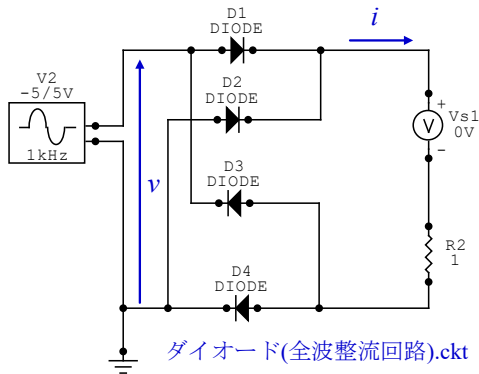


図2.11 全波整流回路

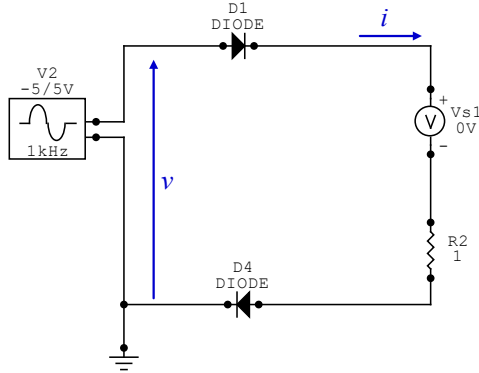
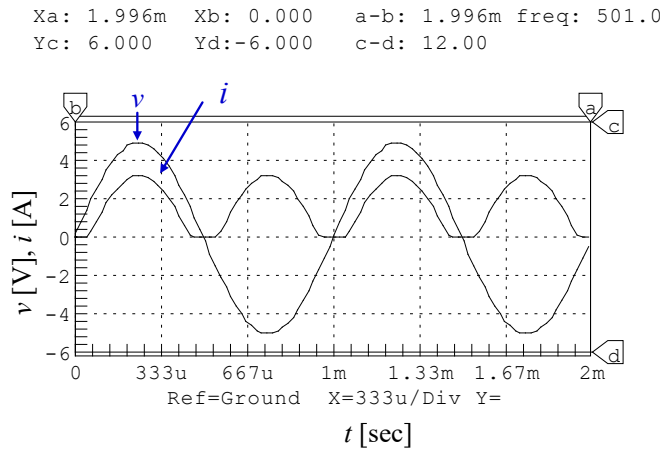


図2.13 全波整流回路 (正の半波)

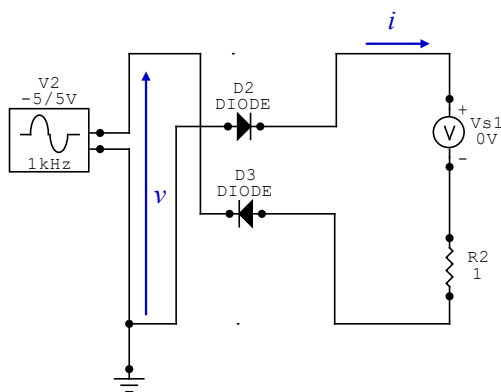
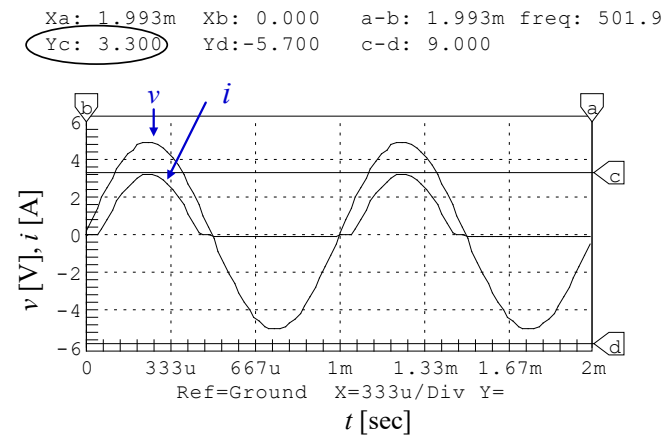
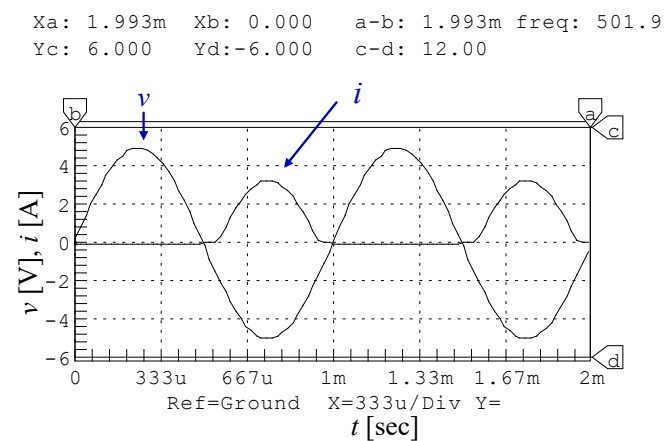
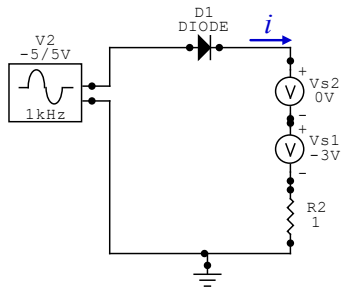


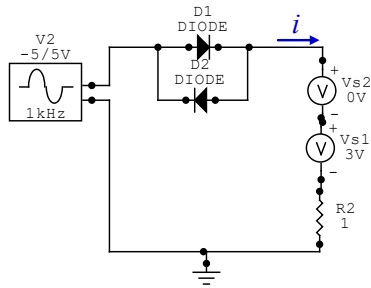
図2.15 全波整流回路 (負の半波)



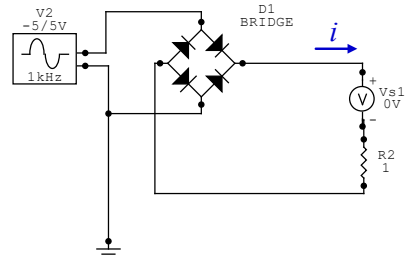
課題 2.1 以下の各回路において電流  $i$  の波形を求めよ。



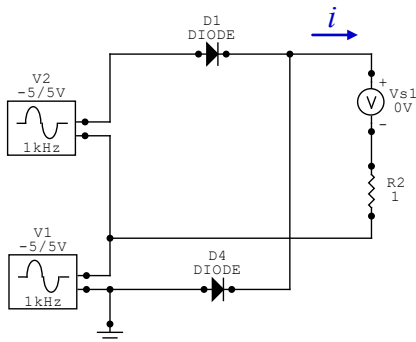
ダイオード(半波-3V).ckt  
(a)



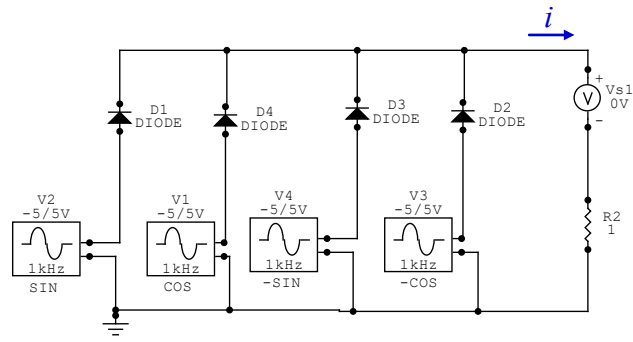
ダイオード(全波+3V).ckt  
(b)



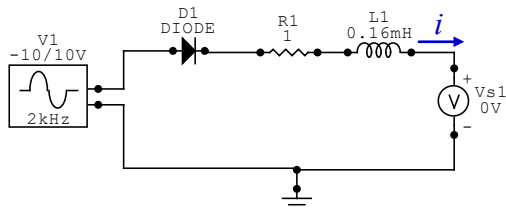
ダイオード(ブリッジ).ckt  
(c)



ダイオード(2電源・2ダイオード).ckt  
(d)



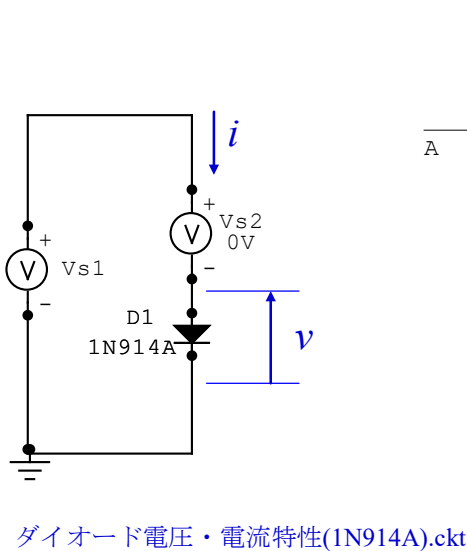
ダイオード(4電源・4ダイオード).ckt  
(e)



ダイオード(RL負荷).ckt  
(f)

### 2.3 ツェナーダイオード

2.1のダイオードの特性において、ダイオードに逆方向の電圧を印加した場合、ダイオードは導通しなかった。しかし、大きな逆方向電圧を印加した場合、ダイオードは導通してしまう。図2.17はダイオードに1N914Aを用いた回路であり、図2.18はそのシミュレーション結果を示す。電源電圧Vs1を-76V~+1Vまで変化させたときの電流の変化の様子を示す。Vs1 = -76Vのときには逆方向に電流が流れている。図2.17ではこの様子が判り難いので、逆方向に導通している部分を拡大して図2.19に示す。ただし、拡大図は各軸の正負を反転してある。この例ではダイオードの両端電圧vが0V~-75Vの範囲では、ダイオードにはpA(10<sup>-12</sup>A)程度の電流しか流れていない。vが-75V以下では、ダイオードはこの電圧に耐えられなくなり、逆方向に大きな電流が流れる。vを次第に下げていって、大きな電流が流れ始める時点の電圧を降伏電圧という。



Xa: 1.000 Xb:-76.00 a-b: 77.00  
Yc: 80.00m Yd:-160.0m c-d: 240.0m

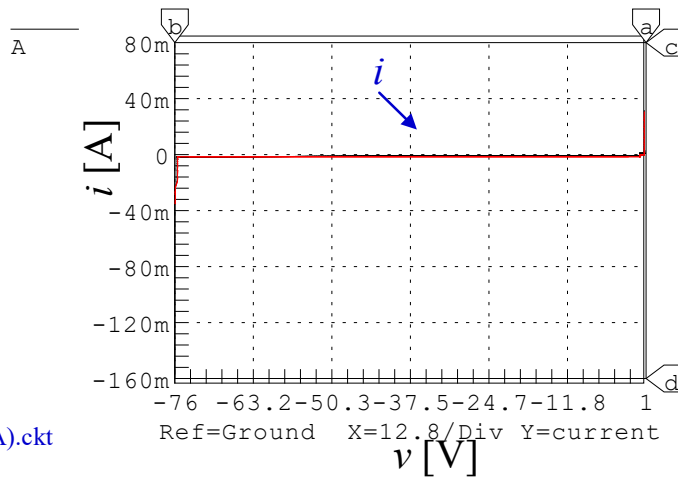


図2.17 ダイオードの特性

図2.18 ダイオードの電流-電圧特性

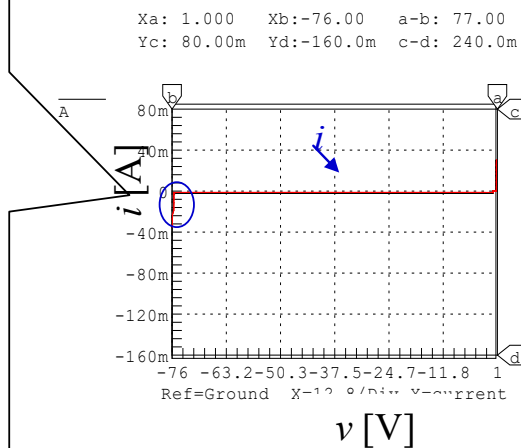
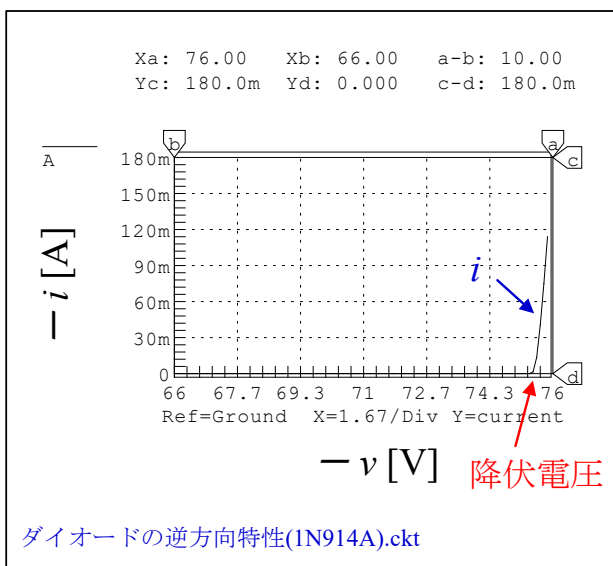
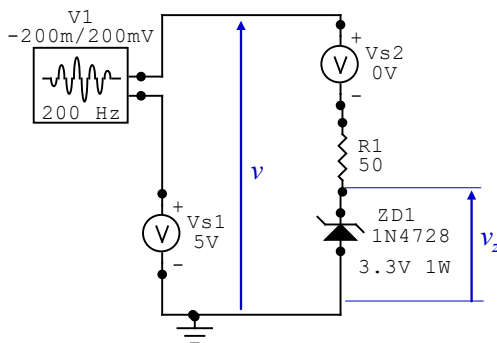


図2.19 ダイオードの逆方向特性



図2.20 ツェナーダイオードの記号



ツェナーダイオードによる電圧安定化.ckt

図2.21 ダイオードの特性

この逆方向の耐圧がなくなる特性を利用したものにツェナーダイオードがある。耐圧が無くなっても、ダイオードが耐えられる程度の電流であればダイオードは壊れない。壊れない範囲では、ダイオードの両端電圧はほぼ一定であるので、この降伏電圧は**基準電圧源**として使える。そこで、この降伏電圧（**ツェナー電圧**と呼ばれる。）を電子回路内でよく必要とされる値にし、しかも温度変化の影響を受けにくいように作ったダイオードが**ツェナーダイオード**である。図 2.20 にツェナーダイオードの記号を示す。図 2.21 はツェナーダイオード 1N4728 により基準電圧を得る原理を示す回路図である。このダイオードのツェナー電圧は 3.3V である。図 2.22 はシミュレーション結果を示す。電源電圧  $v$  は 5V の直流電圧に振幅が変化する交流電圧（後で出てくる振幅変調された交流電圧）が重畳されたものである。電源電圧が変化してもツェナーダイオードの両端電圧  $v_z$  はツェナー電圧の 3.3V で一定である。

ここでツェナーダイオードに流れる電流  $i$  は電源電圧  $v=5V$  のとき

$$i = \frac{v - v_z}{R_1} \approx \frac{5 - 3.3}{50} = 34[\text{mA}] \quad (2.3)$$

である。ツェナーダイオードでは  $34\text{mA} \times 3.3\text{V} = 0.11\text{W}$  の電力が熱として消費される。このツェナーダイオードは 1W まで耐えられるので、逆方向に電流が流れても壊れない。

電子回路において基準電圧が必要となることは多く、ツェナーダイオードが簡便な基準電圧源となる。

## 2.4 同調回路

さて、本節からは、通常の電子回路の本には出てこない**ラジオ**の話を進める。最初は**同調回路**である。我々の周りには無数の電波が飛び交っている。いかにしてラジオは特定の放送局の電波を捉えて、その中から音声信号を取り出すことができるのか？

Xa: 40.00m Xb: 0.000 a-b: 40.00m freq: 2.  
Yc: 5.400 Yd: 0.000 c-d: 5.400

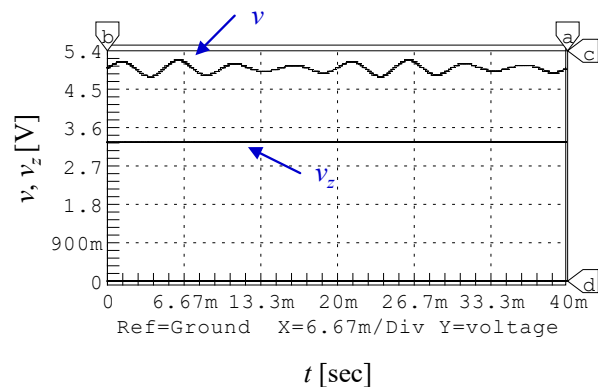


図2.22 ダイオードの電流-電圧特性

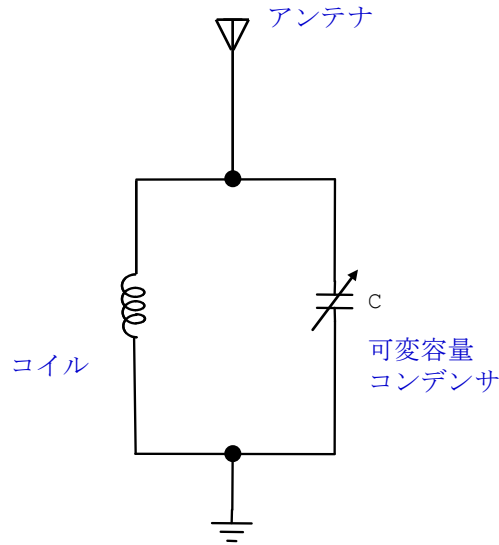


図2.23 同調回路

この問いかけの最初の答えが同調回路である。

(a) 並列共振回路

図 2.23 は並列共振回路を持つ同調回路を示す。電波を受けたアンテナには電圧が誘起される。この電圧には各種放送局からの様々な周波数成分が含まれている。等価回路を図 2.24 に示す。

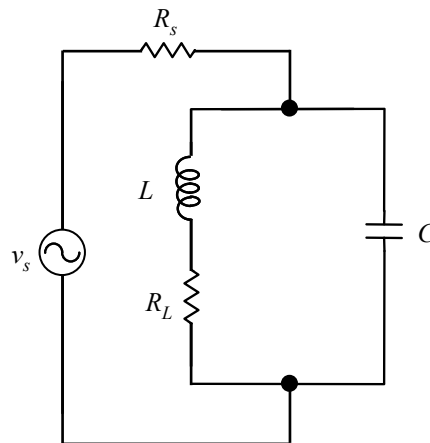


図2.24 同調回路の等価回路

$v_s$  はアンテナに誘起された電圧であり、 $R_s$  はアンテナの内部抵抗、 $R_L$  はコイルの巻き線の抵抗である。図 2.25 はシミュレーションに用いた同調回路の回路図とシミュレーション結果である。 $L, C, R_L$  からなる並列回路の合成アドミタンス  $Y$  は

$$Y = j\omega C + \frac{1}{R_L + j\omega L} = \frac{R_L}{R_L^2 + (\omega L)^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_L^2 + (\omega L)^2}\right) \quad (2.4)$$

である。虚数部が 0 となる周波数  $f_r$  は



$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R_L}{L}\right)^2} \quad (2.5)$$

である。図 2.25 の回路では

$$\frac{1}{LC} = \frac{1}{300[\mu\text{H}] \times 47.59[\text{pF}]} \gg \left(\frac{R_L}{L}\right)^2 = \left(\frac{10[\Omega]}{300[\mu\text{H}]}\right)^2 \quad (2.6)$$

より

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{300[\mu\text{H}] \times 47.59[\text{pF}]} } \approx 1332[\text{kHz}] \quad (2.7)$$

となる。(筆者が名古屋在住なので) 東海ラジオの 1332kHz に同調させてある。シミュレーションでは信号電圧  $v$  の振幅 1 [V]，周波数 1332 [kHz] としてある。図 2.25 (c) は信号電圧  $v_{in}$  とコンデンサの両端電圧  $v_C$  を示す。  $L, C, R_L$  からなる並列回路の合成アドミタンスの大きさ  $|Y|$  は，共振時において

$$|Y| = \frac{R_L}{R_L^2 + (\omega L)^2} = \frac{10[\Omega]}{(10[\Omega])^2 + (2 \times \pi \times 1332[\text{kHz}] \times 300[\mu\text{H}])^2} = 1.59[\mu\text{S}] \quad (2.8)$$

となる。アンテナの内部抵抗  $R_s$  も含めた回路のインピーダンス  $Z$  は

$$\begin{aligned} Z &= R_s + \frac{1}{Y} = R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L} = 100[\text{k}\Omega] + 10[\Omega] + \frac{(2 \times \pi \times 1332[\text{kHz}] \times 300[\mu\text{H}])^2}{10[\Omega]} \\ &= 730[\text{k}\Omega] \end{aligned} \quad (2.9)$$

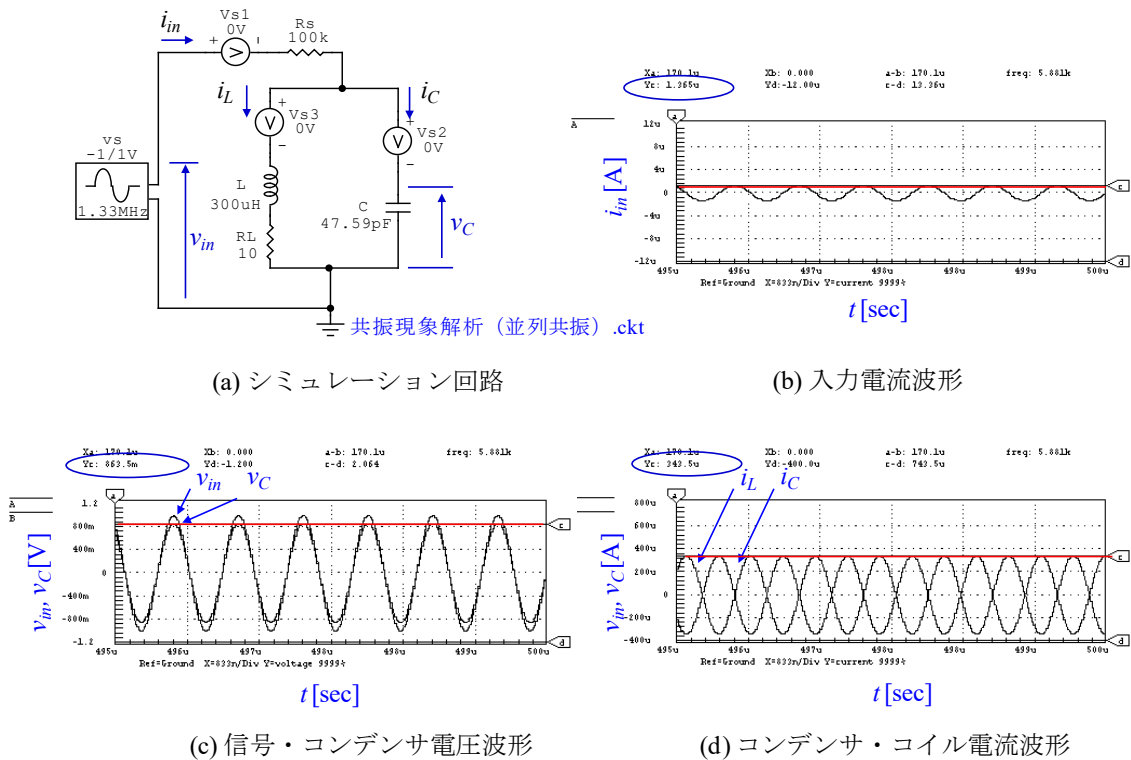


図2.25 並列共振回路のシミュレーション (東海ラジオ)

であるので、この回路に流れ込む電流の振幅  $I_{in}$ 、コンデンサ両端電圧の振幅  $V_C$  およびコイル電流の振幅  $I_L$  は、信号電圧の振幅を  $V_{in}$  とすると

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{Z} = \frac{V_{in}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}} = \frac{1[\text{V}]}{730[\text{k}\Omega]} = 1.37[\mu\text{A}]$$

$$V_C = \frac{R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}} V_{in} \approx \frac{R_L}{R_s + \frac{(\omega L)^2}{R_L}} V_{in} = \frac{630[\text{k}\Omega]}{730[\text{k}\Omega]} \times 1[\text{V}] = 863[\text{mV}] \quad (2.10)$$

$$I_L = \frac{1}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} V_C \approx \frac{1}{\omega L} V_C = \frac{1}{2\pi \times 1332[\text{kHz}] \times 300[\mu\text{H}]} \times 0.863[\text{V}] = 344[\mu\text{A}]$$

となる。これらの値は図 2.25(b)~(d) にそれぞれ赤線で示すカーソル  $\square$  の値とほぼ一致している。コンデンサ電流  $i_C$  とコイル電流  $i_L$  は振幅が同じで位相が  $180^\circ$  すれている。

次に、この共振回路において信号電圧  $v$  の周波数を CBC ラジオの 1053 [kHz] としてシミュレーションを行った。結果を図 2.26 に示す。この周波数は回路の共振周波数 1332 [kHz] とは大きくずれている。このとき  $L, C, R_L$  からなる並列回路の合成アドミタンス  $Y$  は次式となる。

$$Y = j\omega C + \frac{1}{R_L + j\omega L} = \frac{R_L}{R_L^2 + (\omega L)^2} + j\left(\omega C - \frac{\omega L}{R_L^2 + (\omega L)^2}\right)$$

$$\approx \frac{R_L}{(\omega L)^2} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)$$

$$\approx j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \quad (2.11)$$

$$|Y| \approx \sqrt{\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}$$

$$\approx \left| 2\pi \times 1053[\text{kHz}] \times 47.59[\text{pF}] - \frac{1}{2\pi \times 1053[\text{kHz}] \times 300[\mu\text{H}]} \right|$$

$$\approx 189[\mu\text{S}] \quad (2.12)$$

この値は(2.8式)の値に対して大きい。このとき回路に流れ込む電流はアンテナの内部抵抗でほぼ決まる。入力電流の振幅を  $I_{in}$  とすると

$$I_{in} \approx \frac{V_s}{\sqrt{R_s^2 + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}} = \frac{1[\text{V}]}{\sqrt{(100[\text{k}\Omega])^2 + \left(\frac{1}{189[\mu\text{S}]}\right)^2}} = 9.99[\mu\text{A}] \quad (2.13)$$

となる。 $L, C, R_L$  からなる並列回路の両端電圧の振幅  $V_C$  は

$$V_C \approx \frac{\left| \frac{1}{\omega C - \frac{1}{\omega L}} \right|}{\sqrt{R_s^2 + \frac{1}{\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2}}} V_{in} = \frac{1}{\sqrt{(100[\text{k}\Omega])^2 + \left(\frac{1}{189[\mu\text{S}]}\right)^2}} \times 1[\text{V}] = 52.8[\text{mV}] \quad (2.14)$$

と小さくなる。(2.9)式の  $V_C$  の値と比較すると、 $52.8[\text{mV}] / 863[\text{mV}] \approx 0.06$  倍となっている。共振周波数からずれた周波数成分（ここでは CBC ラジオ）は、並列回路のアドミタンスが大きく（インピーダンスが小さく）なるため、コンデンサの両端電圧は小さな値となる。

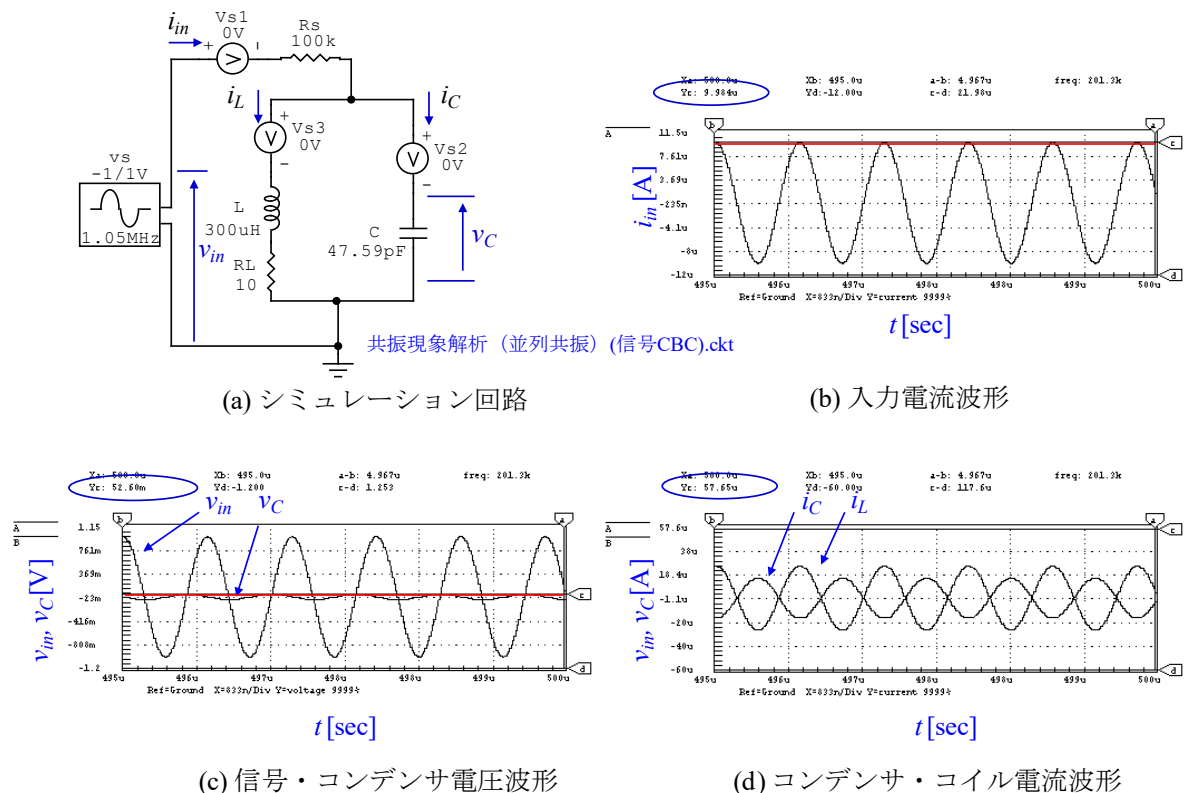
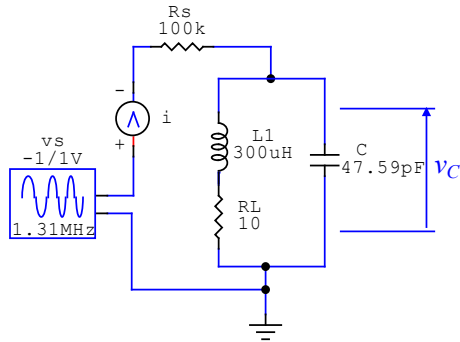


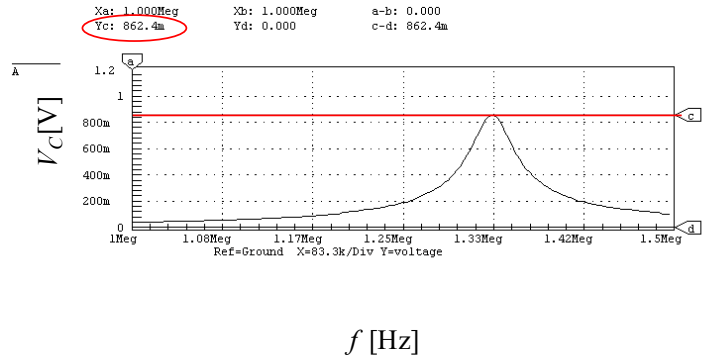
図2.26 並列共振回路のシミュレーション（CBCラジオ）

コンデンサの両端電圧  $v_C$  と信号電圧  $v$  の振幅比は、信号電圧の周波数とともにどのように変わっていくのか？シミュレータは周波数解析機能を備えている。Simulation → Analog Setup → AC Enable → AC → 左上の Enabled をチェック → Start Freq. と Stop Freq. と Test Point を設定 により、図 2.27 のような横軸を周波数とするシミュレーション結果を得ることができる。この例では信号電圧の振幅を 1 [V] とし、周波数を 1 [MHz] から 1.5 [MHz] まで変化させたときのコンデンサの両端電圧の振幅  $V_C$  の変化を示している。信号電圧の周波数が共振周波数 1332 [kHz] から 20 [kHz] 程ずれると、コンデンサの両端電圧は小さくなるのが分かる。また、 $V_C$  の最大値はカーソル  $\text{c}$  より 862 [mV] であり、(2.10)式の共振時の値とほぼ一致している。



共振（周波数解析）（並列共振）.ckt

(a) 共振回路



(b) 周波数特性

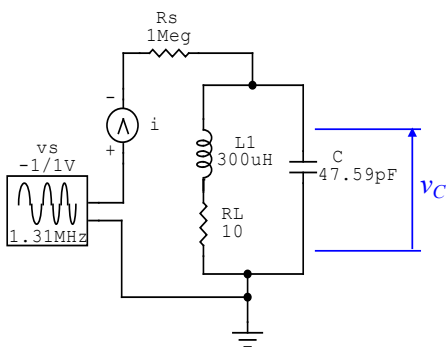
図2.27 並列共振回路の周波数解析結果

この周波数特性はアンテナの内部抵抗  $R_s$  により大きく変わる。図 2.28 は内部抵抗  $R_s = 1 \text{ [M}\Omega\text{]}$  の場合の周波数特性である。共振時のコンデンサ両端電圧の振幅  $V_C$  は(2.10)式より

$$V_C \approx \frac{(\omega L)^2}{R_s + \frac{(\omega L)^2}{R_L}} V_{in} = \frac{630 \text{ [k}\Omega\text{]}}{1630 \text{ [k}\Omega\text{]}} \times 1 \text{ [V]} = 387 \text{ [mV]} \quad (2.15)$$

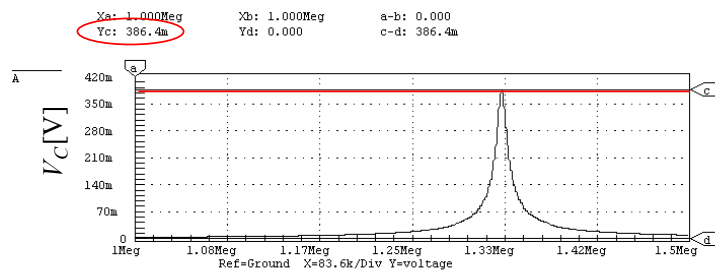
であり、シミュレーション結果とよく合っている。信号電圧の周波数が共振周波数から  $\pm 5 \text{ [kHz]}$  ずれると、 $V_C$  はほぼ  $1/\sqrt{2}$  となっている。内部抵抗  $R_s$  の値が大きいほど、周波数特性は急峻となる。中波帯の AM 放送の周波数帯域（バンド）幅は  $9 \text{ [kHz]}$  であるので、図 2.28 の回路は図 2.27 の回路よりも、東海ラジオの放送信号のみを峻別できる。コンデンサの静電容量もしくはコイルのインダクタンスを変えて、回路の共振周波数を好みの放送局の周波数に合わせることで、その放送局の信号のみを捉えられる。このことを同調という。同調のできる回路を同調回路という。

ちなみに、共振時におけるコイル電流の振幅  $I_L$  と入力電流の振幅  $I_{in}$  の比は、(2.10)式より



共振（周波数解析）（並列共振）  $R_s=1\text{M}\Omega$

(a) 共振回路



(b) 周波数特性

図2.28 並列共振回路の周波数解析結果（アンテナの内部抵抗  $R_s = 1 \text{ M}\Omega$ ）

$$\frac{I_L}{I_{in}} = \frac{\frac{1}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} V_C}{\frac{V_{in}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}} = \frac{1}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \frac{R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}} V_{in} = \frac{R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}{\sqrt{R_L^2 + (\omega L)^2}} \approx \frac{1}{\omega L} \frac{(\omega L)^2}{R_L}$$

$$= \frac{\omega L}{R_L} = \frac{2\pi \times 1332 [\text{kHz}] \times 300 [\mu\text{H}]}{10 [\Omega]} = 251 \quad (2.16)$$

と求まる。(2.10)式の値より

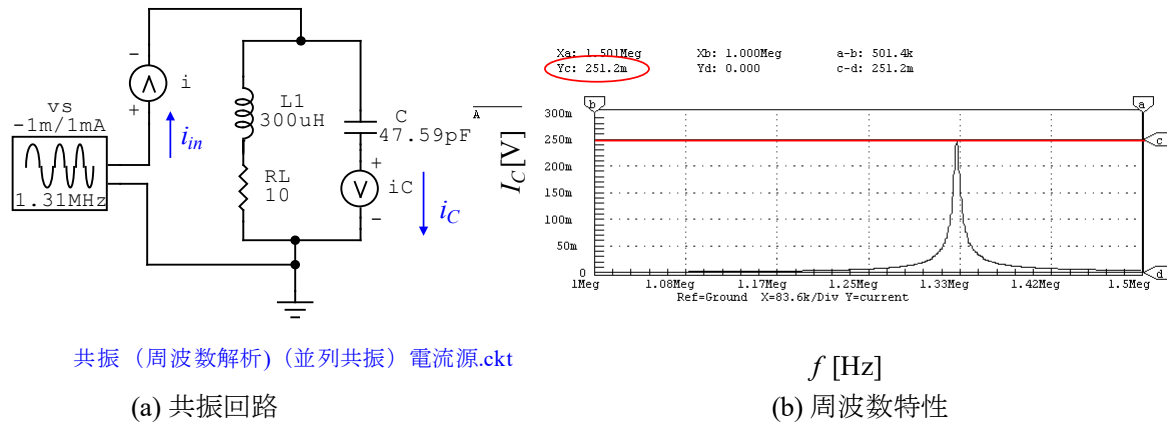
$$\frac{I_L}{I_{in}} = \frac{344 [\mu\text{A}]}{1.37 [\mu\text{A}]} = 251 \quad (2.17)$$

である。この比は並列共振回路の Q 値と呼ばれる。

### 課題 2.2

共振時におけるコンデンサ電流の振幅  $I_C$  と入力電流の振幅  $I_m$  の比が、(2.16)式と一致することを示せ。

図 2.29 は信号源  $v_s$  を交流電流源とし、その周波数を変えた場合の、コンデンサ電流の振幅  $I_C$  の変化の様子を示す。交流電流源の振幅を 1 [mA] とした。共振時において  $I_C = 251$  [mA] が得られている。この値は Q 値と一致している。



共振 (周波数解析) (並列共振) 電流源.ckt

(a) 共振回路

f [Hz]

(b) 周波数特性

図2.29 並列共振回路の周波数解析結果

### (b) 直列共振回路

高感度ラジオなどではフェライトコアにコイルを巻いたものがそのままアンテナとして使われている。これは **バーアンテナ** とよばれる。バーアンテナでは放送局の電波が直接コイルに電圧を誘起する。この同調回路を図 2.30 に示す。

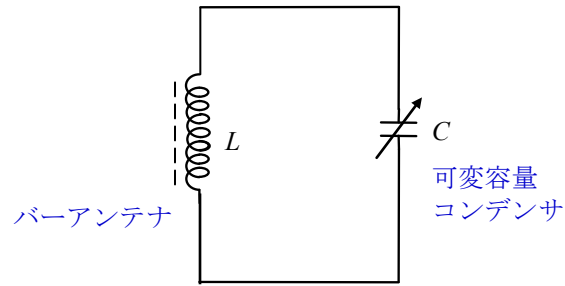


図2.30 同調回路

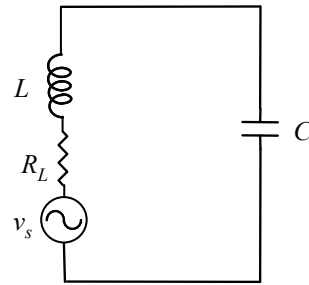


図2.31 同調回路の等価回路

図 2.31 は同調回路の等価回路である。  $v_s$  はコイルに誘起された電圧であり、  $R_L$  はコイルの巻き線の抵抗である。これは直列共振回路である。図 2.32 はシミュレーションに用いた直列共振回路の回路図とシミュレーション結果を示す。この回路の共振周波数は

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{500(\mu\text{H}) \times 28.55(\text{pF})}} \approx 1332(\text{kHz}) \quad (2.18)$$

であり、前項と同様に東海ラジオの 1332kHz に同調させてある。シミュレーションでは信号電圧  $v$  の振幅 1 [mV]、周波数 1332 [kHz] とした。図 2.32 (c) が信号電圧波形である。この回路のインピーダンスを  $Z$  とすると、共振時において

$$\begin{aligned} Z &= R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \\ &= R \end{aligned} \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} Q \omega L &= \frac{1}{\omega C} \\ \omega L &= 2\pi \times 1332[\text{kHz}] \times 300[\mu\text{H}] = 2511[\Omega] \\ \frac{1}{\omega C} &= \frac{1}{2\pi \times 1332[\text{kHz}] \times 47.59[\text{pF}]} = 2511[\Omega] \end{aligned}$$

である。よって、この回路に流れる電流  $i_{in}$  の振幅  $I_{in}$  は、信号電圧  $v_s$  の振幅を  $V_s$  とすると

$$I_{in} = \frac{V_s}{R} = \frac{1[\text{mV}]}{10[\Omega]} = 100[\mu\text{A}] \quad (2.20)$$

と得られる。シミュレーション結果の(b)図はこの電流波形であり、振幅は 100 [μA] となっている。また、コンデンサの両端電圧  $v_C$  の振幅を  $V_C$  とすると

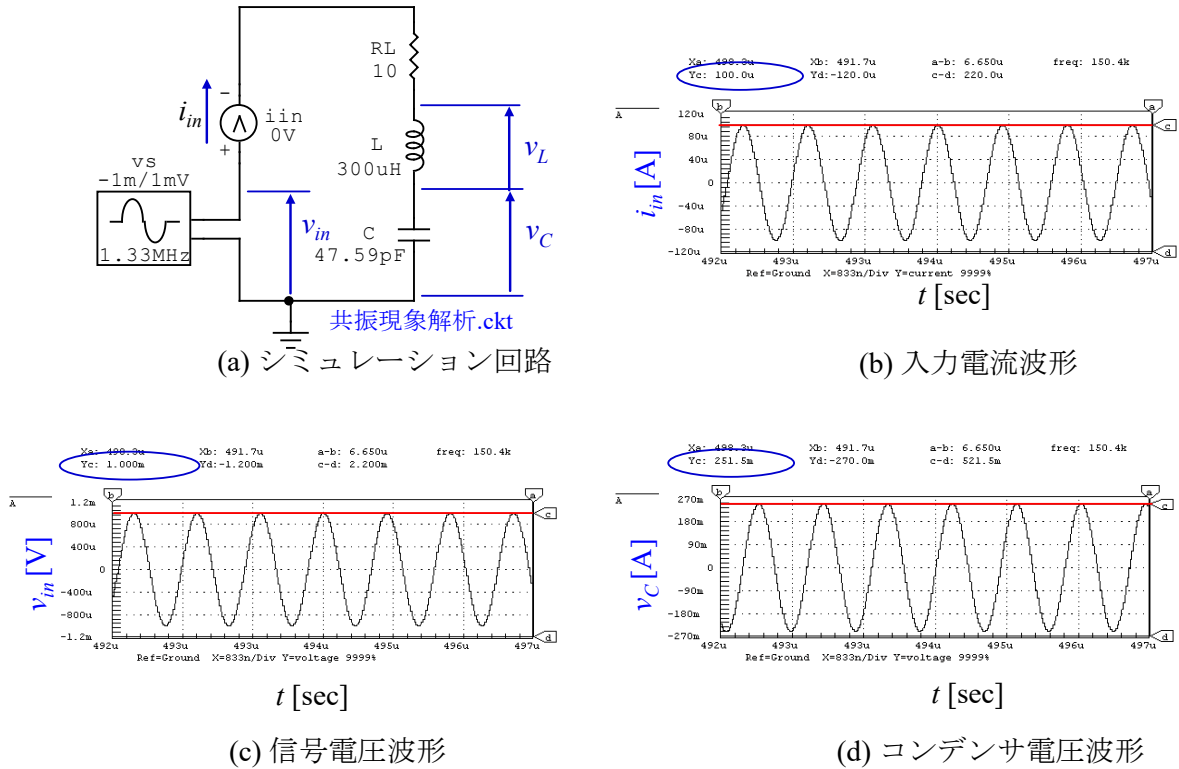


図2.32 直列共振回路のシミュレーション（東海ラジオ）

$$V_C = \frac{1}{\omega C} I_{in} \approx 2511[\Omega] \times 100[\mu A] \approx 251[mV] \quad (2.21)$$

であり，(d)図においてほぼこの値が得られている，（シミュレーションの精度は，シミュレーションのステップ時間(Simulation→Analysis Setup→Transient/Fourier→Step Timeにより設定できる）

この共振回路のQ値は，入力電圧vとコンデンサの両端電圧v<sub>c</sub>もしくはコイルの両端電圧v<sub>L</sub>の振幅の比で与えられる．

$$Q = \frac{V_L}{V_{in}} = \frac{V_C}{V_{in}} = \frac{\frac{1}{\omega C} I_{in}}{R_L I_{in}} = \frac{1}{\omega C R_L} = \frac{2511[\Omega]}{10[\Omega]} \approx 251 \quad (2.22)$$

直列共振回路では共振周波数と同じ周波数の信号電圧は，コンデンサおよびコイルの両端においてQ倍される．図2.33は直列共振回路の周波数特性である．信号電圧の振幅を1[V]として，周波数を1000[kHz]から1500[kHz]まで変化させた場合の，コンデンサ両端電圧の振幅V<sub>c</sub>の変化の様子である．V<sub>c</sub>は共振時に最大値251[V]となっている．回路の共振周波数周辺の周波数成分（ここでは東海ラジオ）のみがコンデンサの両端に大きな値として現れる．

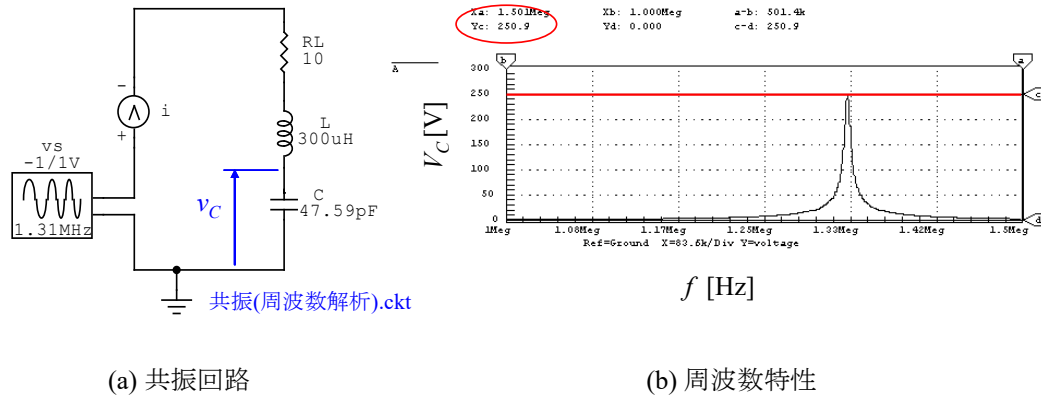


図2.33 直列共振回路の周波数解析結果

課題 2.3

コイルの両端電圧  $v_L$  およびコンデンサの両端電圧  $v_C$  が共振状態では  $180^\circ$  位相が異なることをシミュレーションにより確かめよ。

課題 2.4

この共振現象はコイルとコンデンサの間のエネルギーのキャッチボールと見ることができる。図 2.33 の結果においてコイルに蓄えられる電磁エネルギーは  $(1/2)L i^2$ 、コンデンサに蓄えられる静電エネルギーは  $(1/2)C v_C^2$  である。電流の振幅を  $I$  とし、コンデンサの両端電圧の振幅を  $V_C$  として、 $(1/2)L I^2$  および  $(1/2)C V_C^2$  の具体的な値を求め、両者が一致することを確認せよ。

2.5 AM 変調

図 2.27, 2.33 の共振回路のコンデンサ両端電圧  $v_C$  には東海ラジオ局からの放送信号が最も強く現れるので、このコンデンサ電圧を利用すれば東海ラジオ放送を聴くことができる。では、1332 [kHz] の信号電圧にはどのようにして音声信号を乗せているのであろうか。その代表的な方法に AM 変調 (振幅変調) がある。AM は Amplitude Modulation の略である。図 2.33 に AM 変調波形とその周波数解析結果を示す。視覚的に見やすくするために 10 [kHz] の電圧を 2 [kHz] で変調している。同図(a)はシミュレーション回路、(b)は被変調波、(c)は(b)の被変調波を周波数解析した結果を示す。この例では

$$v = (0.75 + 0.25 \sin \omega_1 t) \sin \omega_2 t \tag{2.23}$$

に設定されている。振幅 750 [mV]、周波数 10 [kHz] の電圧 250 [mV]、周波数 2 [kHz] の信号で変調されている。(2.23)式は

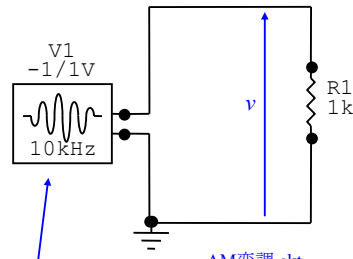
$$\begin{aligned} v &= 0.75 \sin \omega_1 t + 0.25 \sin \omega_1 t \sin \omega_2 t \\ &= 0.75 \sin \omega_1 t + \frac{0.25}{2} \{ \cos(\omega_1 - \omega_2) t - \cos((\omega_1 + \omega_2) t) \} \end{aligned} \tag{2.24}$$

と変換され、被変調波は 10 [kHz] と 8 [kHz] および 12 [kHz] の各成分からなることが分かる。この例では 10 [kHz] の電圧をキャリア (搬送波)、2 [kHz] の信号電圧を変調信号と呼ぶ。また

$$m = \frac{0.25}{0.75} \approx 0.33 \tag{2.25}$$

を変調度と呼ぶ。

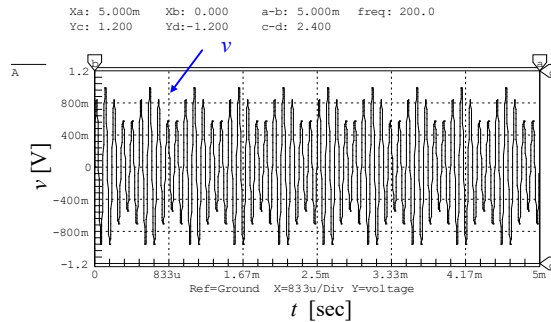




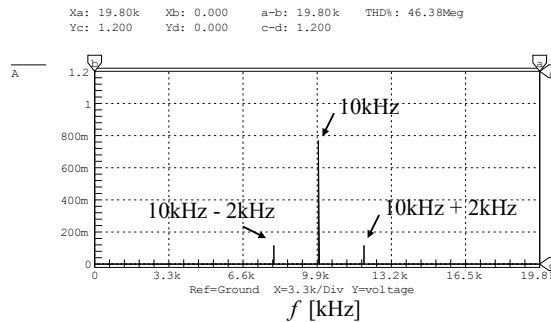
AM変調.ckt  
 $v = (0.75 + 0.25 \sin \omega_1 t) \sin \omega_2 t$

$\omega_1 = 2\pi \times 2\text{kHz}$  変調周波数  
 $\omega_2 = 2\pi \times 10\text{kHz}$  キャリア周波数

(a) AM変調のシミュレーション回路



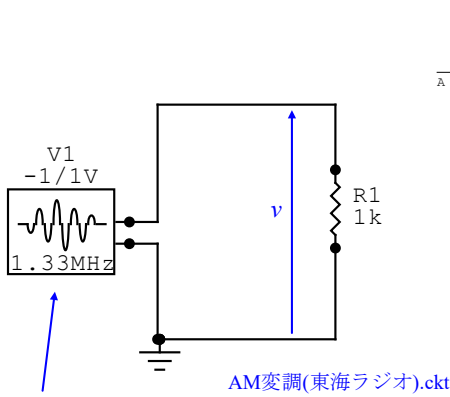
(b) 被変調波形



(c) 周波数特性

図2.34 AM変調波形の例と周波数成分

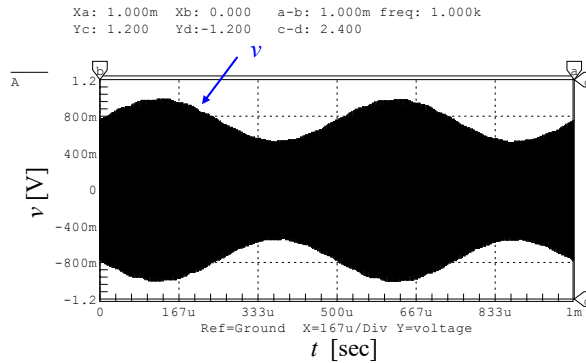
図 2.35 は図 2.34 の回路においてキャリアの周波数を東海ラジオの 1332 [kHz]とした場合のシミュレーション結果を示す。キャリアの周波数が格段に大きくなったこと以外は図 2.34 と変わらない。



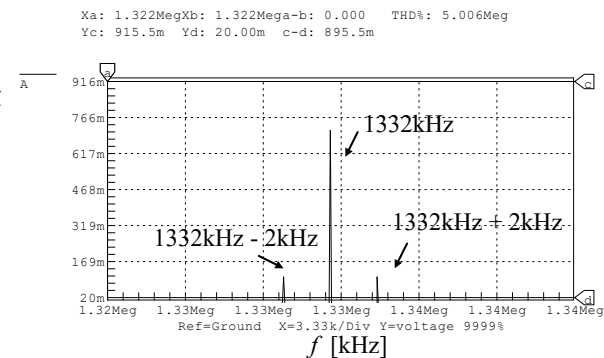
AM変調(東海ラジオ).ckt  
 $v = (0.75 + 0.25 \sin \omega_1 t) \sin \omega_2 t$

$\omega_1 = 2\pi \times 2\text{kHz}$  変調周波数  
 $\omega_2 = 2\pi \times 1332\text{kHz}$  キャリア周波数

(a) AM変調のシミュレーション回路



(b) 被変調波形



(c) 周波数特性

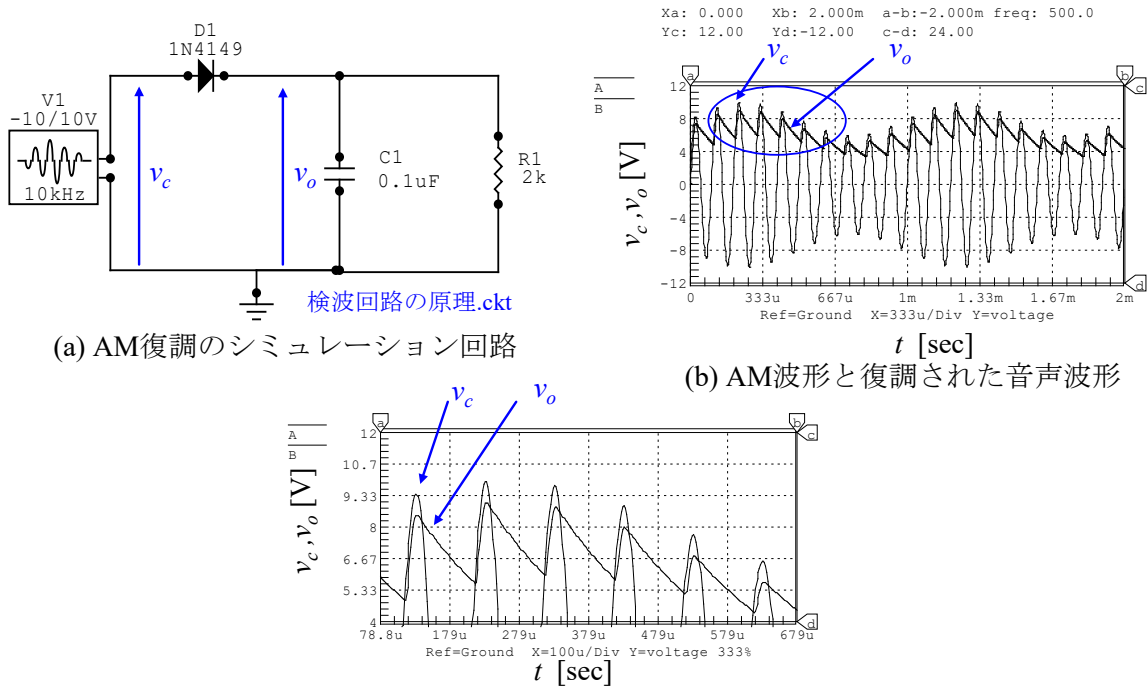
図2.35 AM変調（東海ラジオ）の例と周波数成分

## 2.6 AM 復調

東海ラジオやC B Cラジオなどの音声信号はそれぞれキャリアに乗って電波として放送局から送り出される。これらの電波をアンテナで受け、[図 2.27, 33](#) の同調回路の共振周波数を、例えば、東海ラジオの 1332 [kHz]に合わせれば、コンデンサの両端に多くの放送局の被変調波の中から、[図 2.35 \(b\)](#)のような被変調波を最も大きな値で取り出すことができる。以降、この被変調波が得られたとして、話を進める。

本節ではこの AM 波から、元の音声信号を取り出す原理について述べる。被変調波から音声信号を取り出すことを復調と言う。復調を行う回路が検波回路である。

[図 2.36](#) は検波回路とそのシミュレーション結果を示す。この回路は[図 2.7](#) の半波整流回路と同じ回路構成を持つ。この図では視覚的に分かりやすくするため、キャリアの振幅を 10 [V]、周波数を 10 [kHz]とし、変調信号の振幅を 2.5 [V]、周波数を 1 [kHz]としている。シミュレーションではシリコンダイオードを用いている。シリコンダイオードの順方向電圧は[2.1 節, 2.2 節](#)の例のように 0.7 [V]以上ある。各信号の振幅をそれぞれ 10 [V], 2.5 [V]と大きくしたのは、シリコンダイオードによる電圧降下分を相対的に小さくして、検波の様子を分かりやすくするためである。(シミュレータには順方向電圧の小さなゲルマニウムダイオードに適切なものが見当たらない。) [図 2.36](#)において、 $v_c$ が出力電圧  $v_o$ より大きいとき、ダイオードを通して出力側のコンデンサ C1 が充電される。 $v_c$ が出力電圧  $v_o$ より小さくなると、ダイオードは非導通となり、コンデンサ C1 の電荷は抵抗 R1 を通して放電される。この充放電の様子を[図 2.36 \(c\)](#)に拡大して示す、同図(b)の○で囲った部分を拡大してある。放電時の過渡現象は[第 1 章の 1.4 節 b 項](#)と同じである。コンデンサ C1 の両端電圧  $v_o$  は、大きなリップルを無視すれば、変調信号を再現している。



(a) AM復調のシミュレーション回路

(b) AM波形と復調された音声波形

(c) 図(b)の○で囲った部分の拡大図

図2.36 検波回路の原理

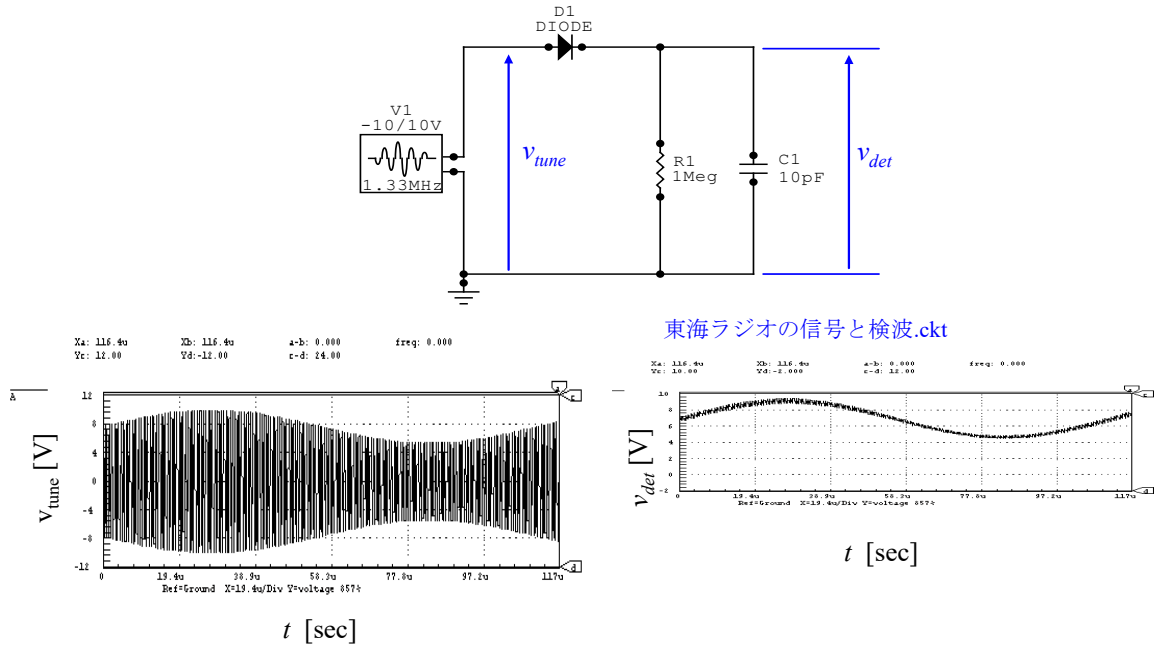


図2.37 AM復調の例

図 2.37 は、図 2.36 の設定において振幅はそのままとして、キャリアの周波数を 1332 [kHz]，変調信号の周波数を 9 [kHz]としたときの検波回路のシミュレーション結果を示す。キャリアと変調信号の周波数比が大きいので、復調波形  $v_{det}$  のリップルは図 2.36(b)と比べて小さくなっている。

## 2.7 AM ラジオ

さて、ここで、多くの説明をとばして、AM ラジオのシミュレーションを行う。図 2.38 は同調回路，検波回路，エミッタフォロア回路，増幅回路からなるラジオの構成例である。これはゲルマニウムラジオにエミッタフォロア回路と増幅回路を付加した構成となっている。ただし、シミュレータ(student 版)に適切なゲルマニウムダイオードが見当たらないので、シリコンダイオードで代用している。このため、アンテナからの信号電圧は大きめに設定してある。東海ラジオからの放送波を受信して、同調→検波→音声信号増幅を行っている。受信波に含まれるキャリアの振幅は 1 [V]，周波数は 1332 [kHz]，音声信号（変調信号）の振幅は 100 [mV]，周波数は 9 [kHz]である。出力電圧  $v_o$  は振幅が約 0.5 [V]に増幅された音声信号である。R7, R9, C6 を外して，R7 の位置にトランス，スピーカをつなげばラジオ放送を聴くことができる。

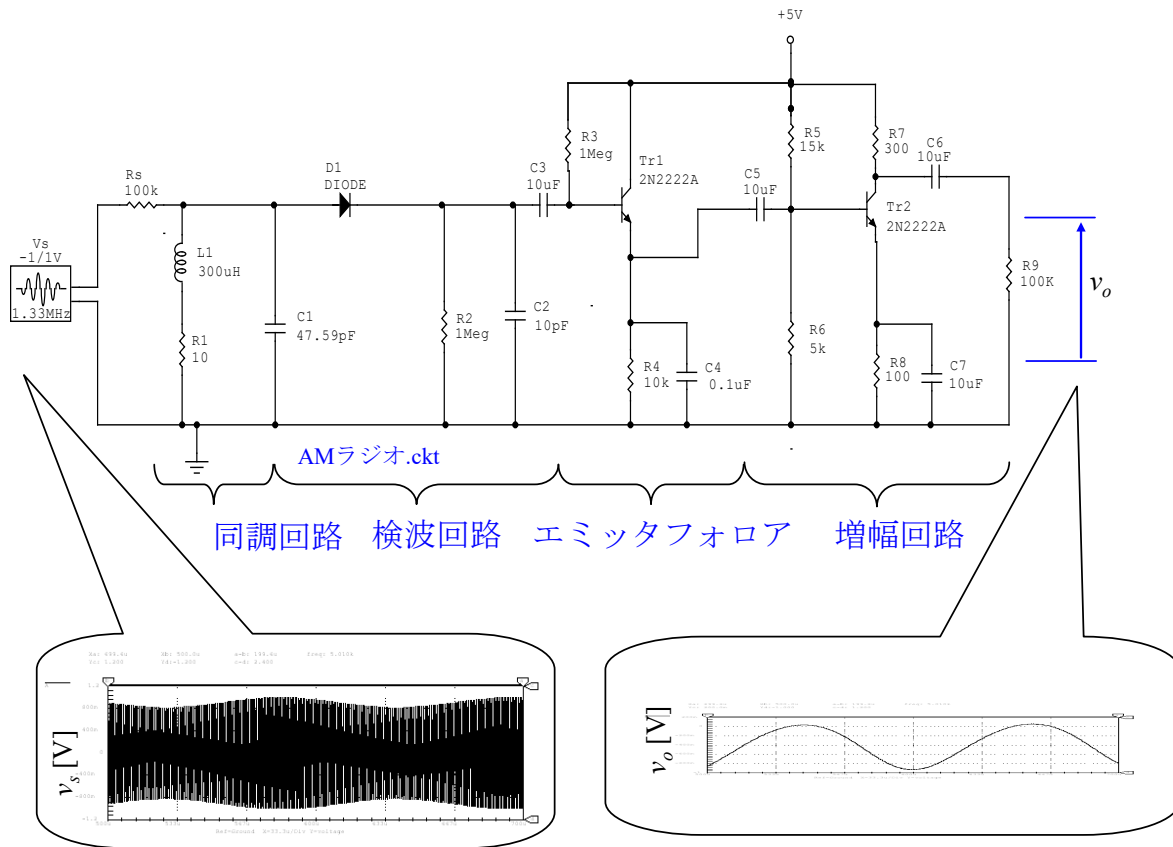


図2.38 AMラジオの例

図 2.39 はレフレックスラジオの例である。このラジオは被変調波信号の増幅と検波後の音声信号の増幅をトランジスタ Tr1 一つで行う方式である。検波後の信号をもう一度 Tr1 にもどすという意味からレフレックス(Reflex)ラジオと呼ばれる。バーアンテナにより放送波を受信したとして、被変調波の振幅を 100 [mV]程の小さな値としている。voはレフレックス回路の出力電圧である。抵抗 R3 の両端にクリスタルイヤフォンを接続することでラジオ放送が聴ける。しかし、R3 の両端で得られる電力ではスピーカ駆動には足りない。そこでエミッタフォロワ回路と増幅回路を付加してある。トランジスタ Tr2 のコレクタとグラウンド間には振幅 0.4 [V]程の音声信号を得ている。

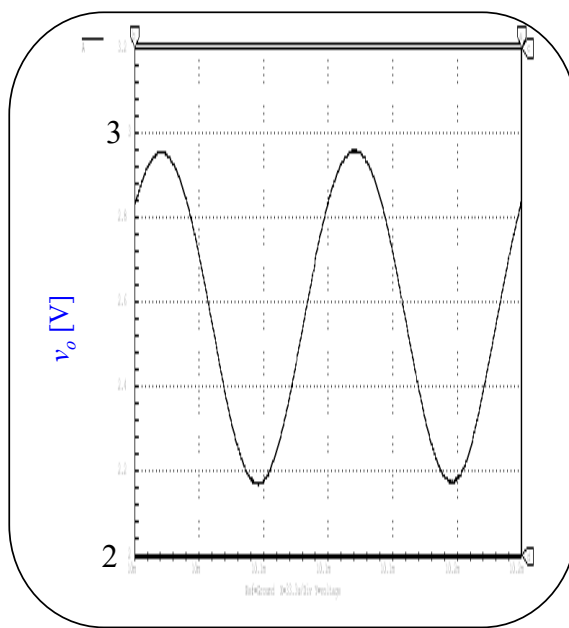
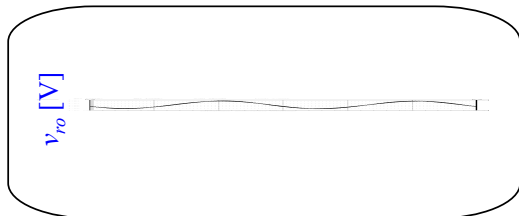
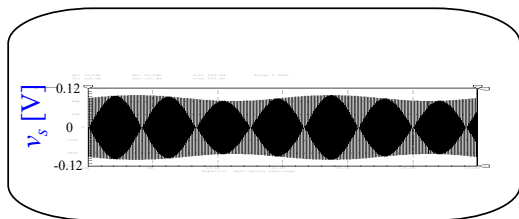
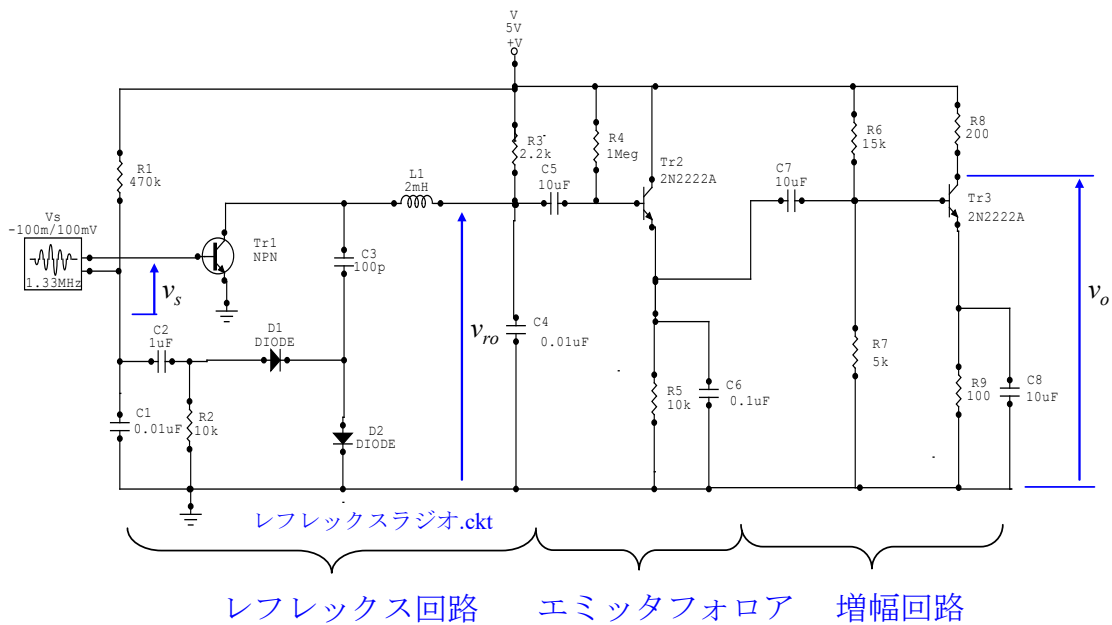


図2.39 レフレックスラジオの例

## 2.8 FM 変調

変調信号によりキャリアの振幅を変化させるのが AM 変調であった。変調方式にはキャリアの周波数を変化させる FM 変調もある。FM は Frequency Modulation の略である。図 2.40 に FM 変調波形の例とその周波数解析結果を示す。視覚的に見やすくするために 10 [kHz] のキャリアを 1 [kHz] で変調してある。同図(a)はシミュレーション回路、(b)は被変調波、(c)は(b)の被変調波を周波数解析した結果を示す。この例では

$$v = \sin(2\pi f_1 t + m \sin 2\pi f_2 t) \quad (2.26)$$

であり、変調指数  $m=2$  と設定してある。振幅 1 [V]、周波数  $f_1=10$  [kHz] のキャリアの周波数が  $f_2=1$  [kHz] の信号電圧で変調されている。(c) の被変調波の周波数成分は 6~14(kHz) の範囲にあり、FM 変調された被変調波は AM 変調の場合より多くの周波数成分を含んでいることが分かる。

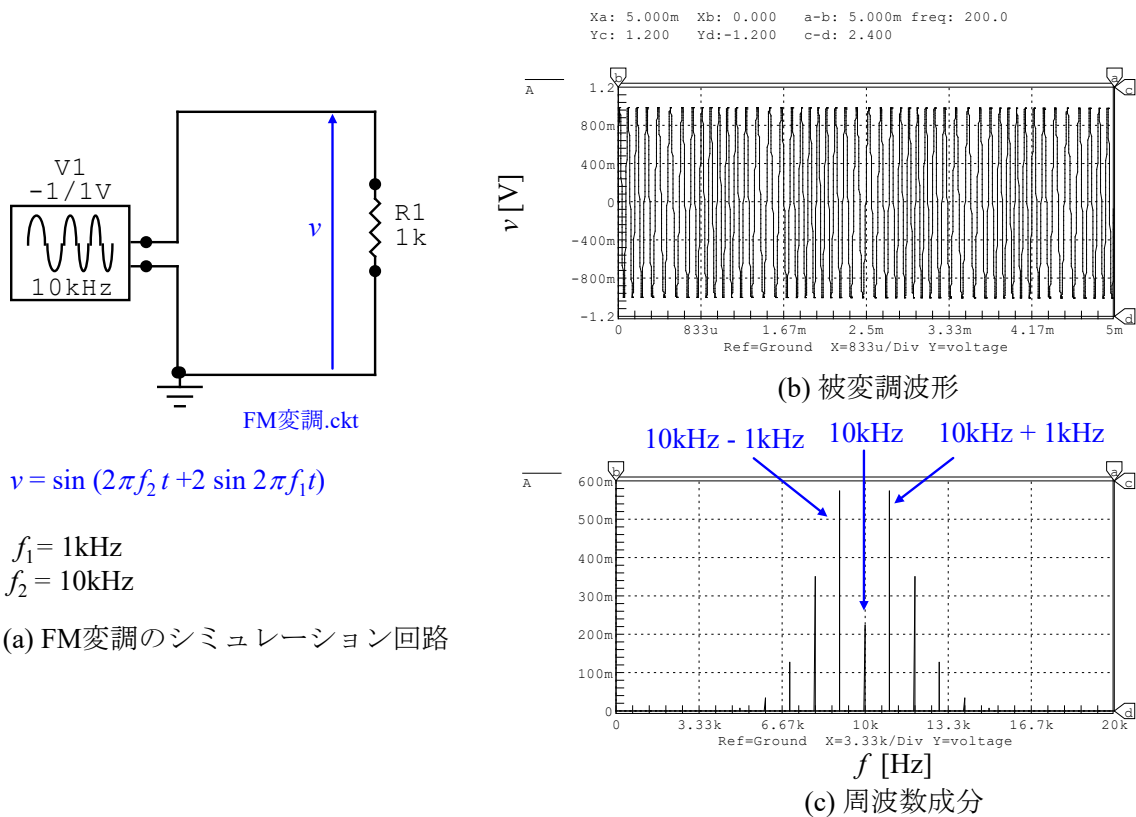


図2.40 FM変調波形の例と周波数成分

## 2.9 FM 復調

このFM変調波からもとの変調信号を取り出すのが FM 復調である。実用的ではないが原始的で分かりやすい方法は図 2.41 に示すように同調回路の特性を利用するものである。同図(a)は東海ラジオの周波数 1332 [kHz] に合わせた同調回路である。FM 放送波の周波数は、例えば FM 愛知が 80.7 [MHz], ZIP FM が 77.8 [MHz], NHK-FM 名古屋が 82.5 [MHz] と高いのであるが、このような高周波ではシミュレーションに時間がかかってしまうことから、中波帯の周波数にしている。同図(b)はこの回路の周波数特性のシミュレーション結果である。横軸は周波数であり、振幅 1 [V] の信号電圧 v1 の周波数を 1 [MHz] から 1.5 [MHz] まで変化させている。縦軸はコンデンサの両端電圧の振幅である。同調回路の抵抗  $R1=1000$  [ $\Omega$ ] と大きくすることで、回路の Q 値を

$$Q = \frac{\omega L_1}{R_1} = \frac{2\pi \times 1332(\text{kHz}) \times 500(\mu\text{H})}{1000} \approx 4.2 \quad (2.27)$$

と小さくし、この周波数特性をなだらかにしている。図2.33のQ値が251の場合と比べると違いが分かる。

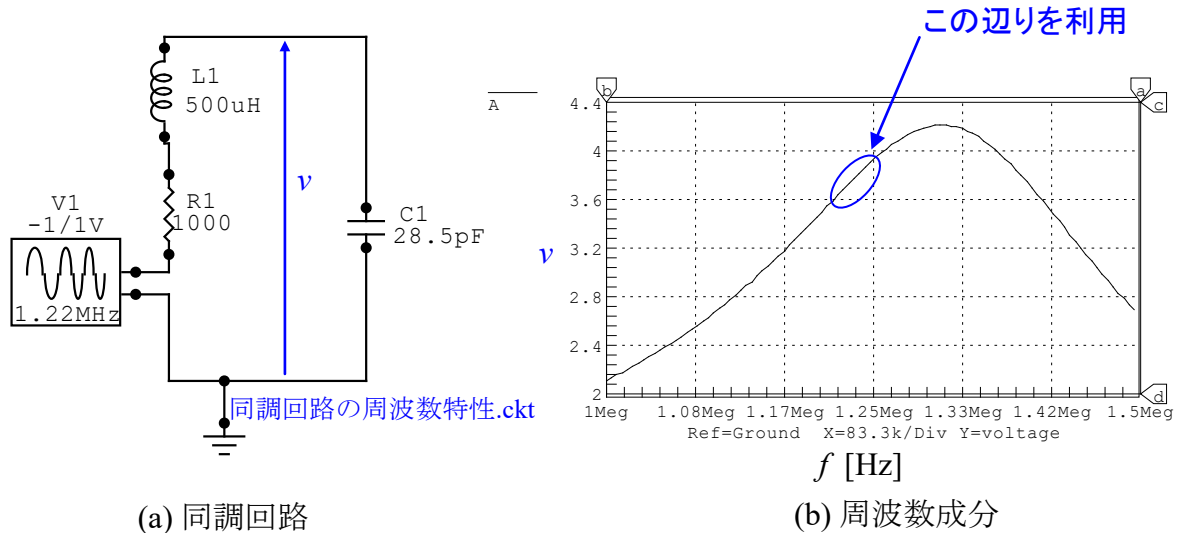


図2.41 同調回路の周波数特性

今、信号電圧を 1,220 [kHz]の搬送波とし、これが FM 変調されているとする。図 2.41 のコンデンサの両端電圧  $v$  の振幅は同図(b)の○で囲った辺りを信号電圧の周波数とともに変化する。この両端電圧を検波・増幅すれば音声信号を取り出すことができる。図 2.42 にその例を示す。各部の電圧波形のシミュレーション結果を矢印で示してある。詳しい説明はとばして、FET (電界効果トランジスタ)を増幅回路に用いている。FM 変調された信号電圧  $v_s$  から音声信号が検波回路の出力電圧  $v_{det}$  にとりだされ、それが FET を用いた増幅回路により増幅されて出力電圧  $v_o$  が得られている。

図 2.42 の同調回路では信号源の周波数とコンデンサの両端電圧の関係が比例関係にない。これを改善するには図 2.43 のように同調回路を二つ用いることが有効である。個々の同調回路の出力電圧  $v_1, v_2$  は周波数と比例関係にはないが、両者の差の電圧  $v_1 - v_2$  では非線形な部分が打ち消し合って、直線性が高まっている。

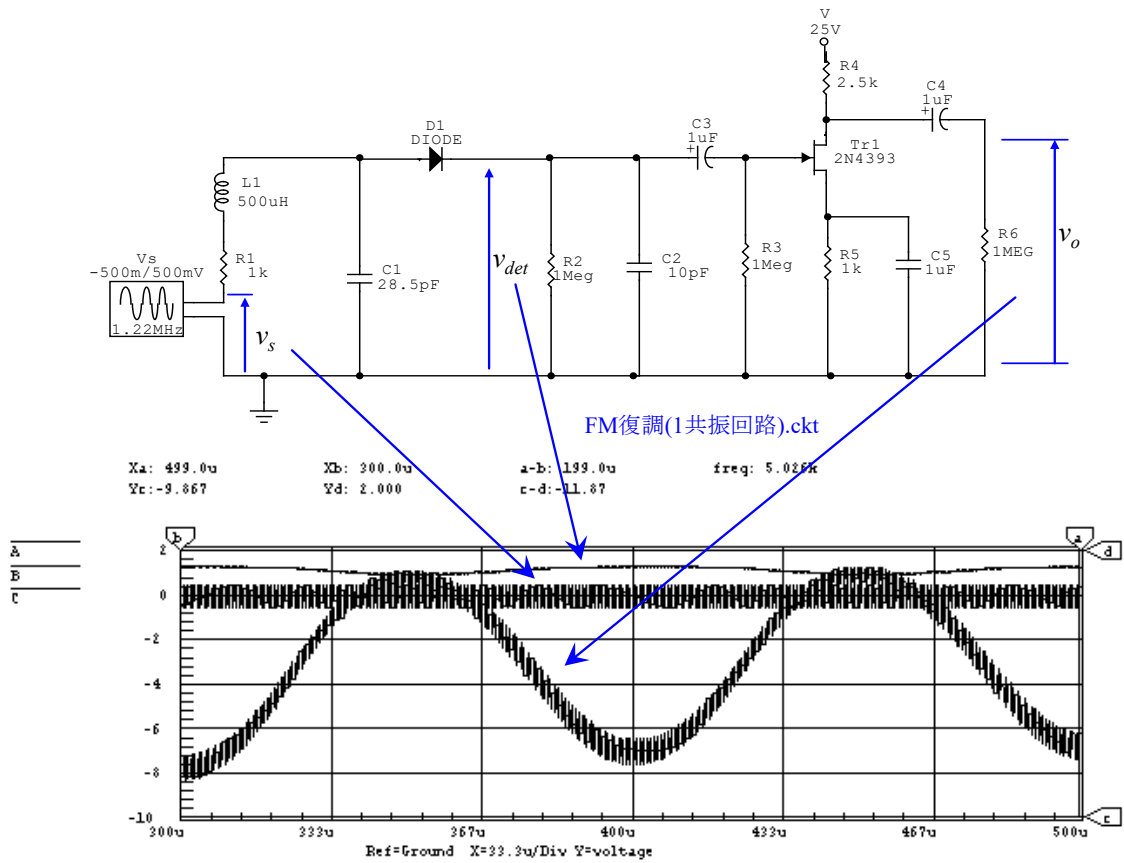


図2.42 FM信号の復調・増幅回路

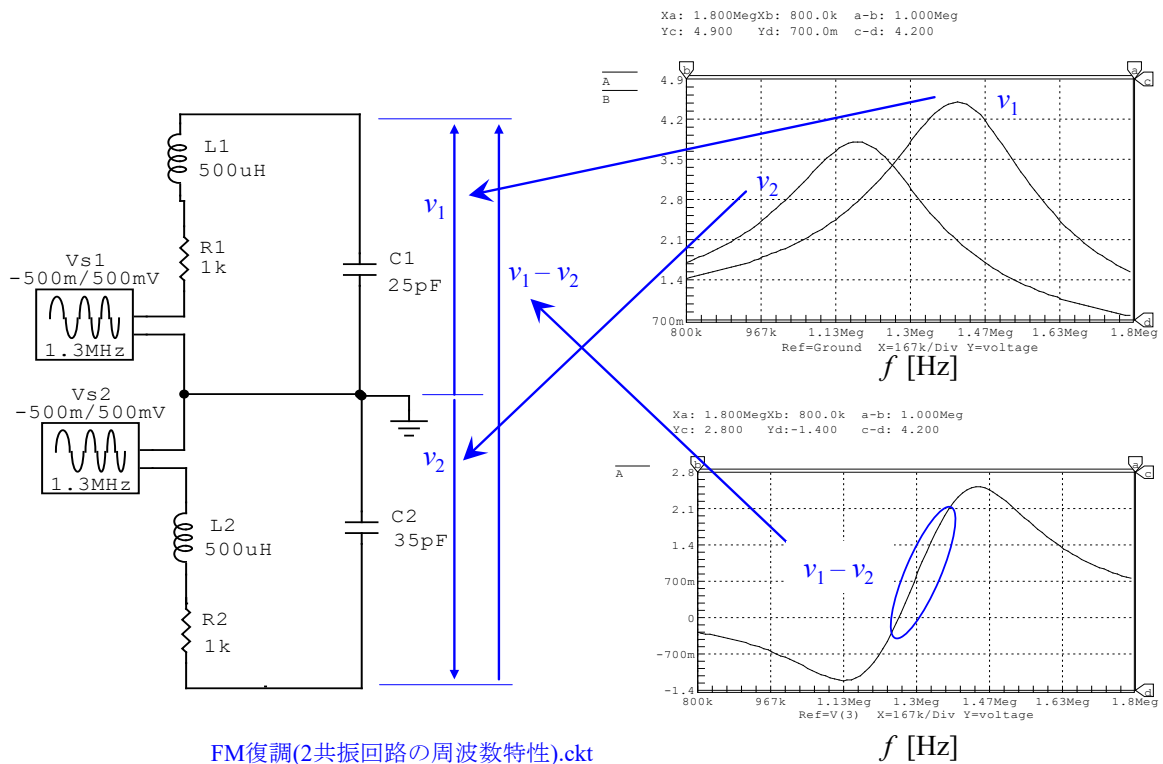


図2.43 2同調回路の利用



この例では、二つの同調回路において上側の回路の共振周波数  $f_1$  は

$$f_1 = \frac{1}{\sqrt{2\pi L_1 C_1}} \approx 1,400 [\text{kHz}] \quad (2.28)$$

であり、下側の回路の共振周波数  $f_2 \approx 1,200 [\text{kHz}]$  である。図 2.44 はこの 2 同調回路の出力を検波・増幅する回路の例である。ここでは増幅にオペアンプを用いている。出力電圧波形は図 2.42 の場合よりも正弦波に近くなっている。

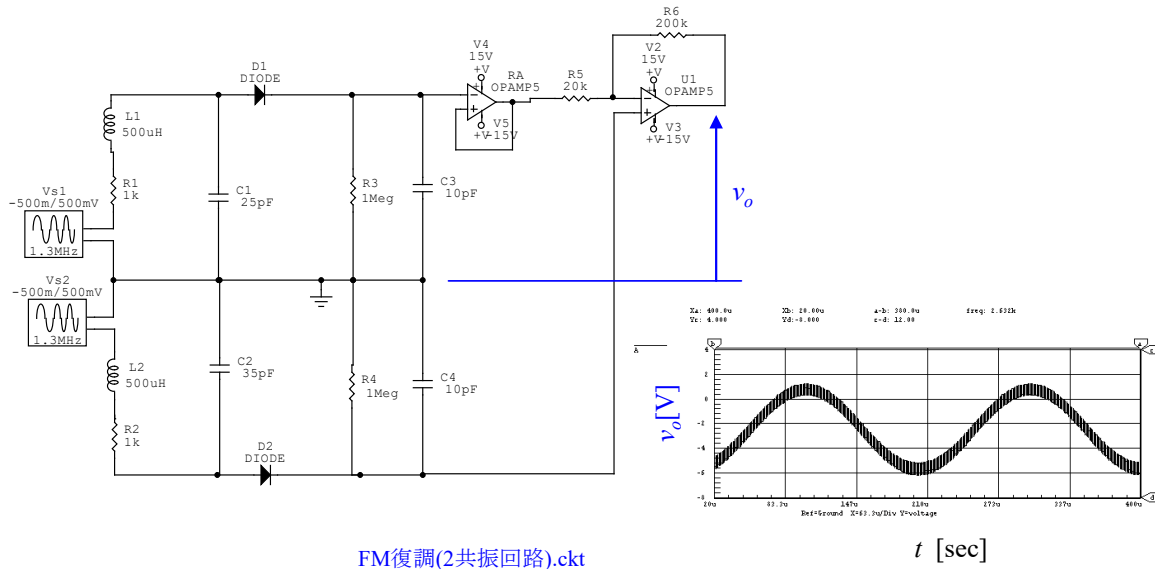
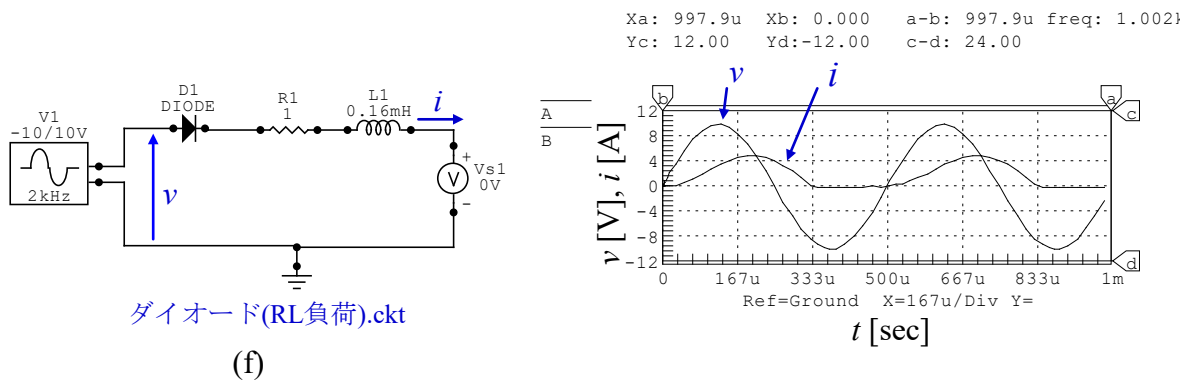


図2.44 FM信号の復調・増幅回路

課題解答

課題 2.1(f)



付録 1.4 より  $t=0$  で  $i=0$  として

$$L_1 \frac{di}{dt} + R_1 i = V_1 \sin \omega t \quad (\text{付2.1.1})$$

なる微分方程式を解くと、電流  $i$  が

$$i = \frac{V_1}{\sqrt{R_1^2 + (\omega L_1)^2}} \left\{ \sin \varphi e^{-\frac{R_1 t}{L_1}} + \sin(\omega t - \varphi) \right\} \quad (\text{付2.1.2})$$

$$\text{ただし, } \varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L_1}{R_1}$$

と求められる. この式は  $t=0$  より徐々に立ち上がり, 再びゼロになるまでの電流  $i$  を表している. ダイオードにより逆方向に電流は流れないので, 電流  $i$  がゼロとなってから再び電源電圧が正となるまでは, この回路に電流は流れない. 電源電圧が再び正となると,  $t=0$  からと同様の過渡現象が繰り返される. 下図は(付 2.1.2)式の右辺第1項と第2項およびその合成としての電流波形を図示したものである. 右辺第1項が過渡現象を表している. 右辺第2項は定常状態における電流を表していて, 電源電圧  $v$  より位相が  $\varphi$  だけ遅れている. 図中の横軸は時間  $t$  であるので, 位相遅れは  $t = \varphi / \omega$  [sec]となっている.

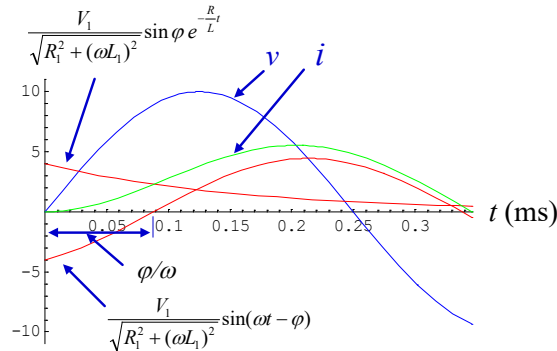


図 付2.1.1 RL回路の過渡現象波形

## 課題 2.2

$$\frac{I_C}{I_{in}} = \frac{\omega C V_C}{\frac{V_{in}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}} = \frac{\omega C \frac{R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}{R_L} V_{in}}{\frac{V_{in}}{R_s + R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L}}} = \omega C \left( R_L + \frac{(\omega L)^2}{R_L} \right) \approx \omega C \frac{(\omega L)^2}{R_L}$$

共振時には

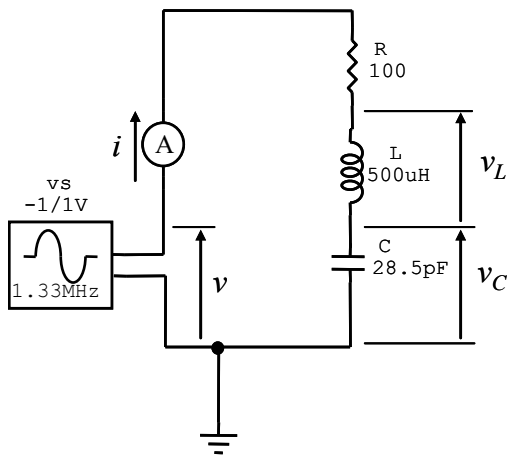
$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

の関係が成立しているので

$$\frac{I_C}{I_{in}} \approx \frac{1}{R_L \omega C} = \frac{\omega L}{R_L} \quad (\text{付 2.2.1})$$

解答終わり

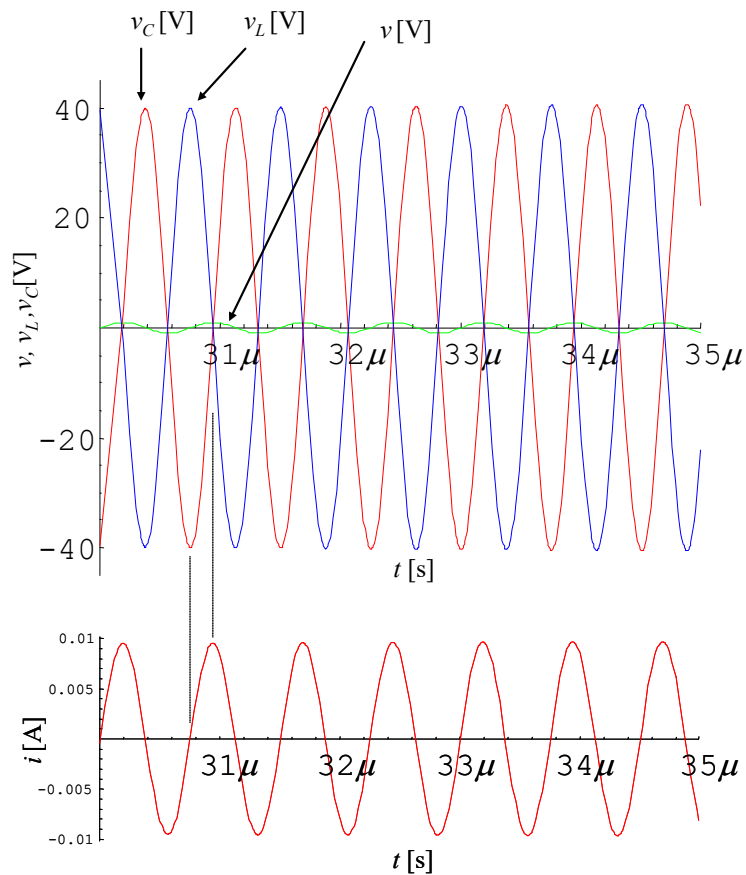
課題 2.3



電流  $i$  に対して，コイルの両端電圧  $v_L$  は位相が  $90^\circ$  進み，コンデンサの両端電圧  $v_C$  は位相が  $90^\circ$  遅れる．両者の間では位相が  $180^\circ$  ずれる．共振時において両者の電圧は大きさが等しくなるので， $v_L$  と  $v_C$  は打ち消合って， $v_L + v_C = 0$  となる．

以下は Mathematica により数値計算を行った結果である． $v_L$  と  $v_C$  は確かに  $180^\circ$  位相が異なっている．電源電圧  $v$  と電流  $i$  は同相となっている．（シミュレータの CircuitMaker では測定基準点を同時に一箇所しか取れないため，このような波形を見るにはシミュレータのセンサ機能を使うなど工夫が必要とな

る．)



執筆者：古橋 武

課題 2.4

$$\frac{1}{2}CV_C^2 = \frac{1}{2} \times 47.59(\text{pF}) \times 251[\text{V}]^2 = 1.5[\mu\text{J}]$$
$$\frac{1}{2}LI^2 = \frac{1}{2} \times 300[\mu\text{H}] \times \left(\frac{251[\text{V}]}{\omega L}\right)^2 = 1.5[\mu\text{J}]$$

2007年10月

古橋 武

名古屋大学工学研究科情報・通信工学専攻

furuhashi at nuce.nagoya-u.ac.jp