

電磁波の伝播特性

学生番号 B9SB2032 木村佑斗

2022年1月28日

1 実験の目的

一般の人々はスマートフォンやインターネットなどの情報通信技術、研究者たちは様々な計測機器の恩恵を受けている。それらの技術は高周波の技術によるものが大きい。本実験では、高周波を扱う上で必要不可欠な、同軸伝送回路、電磁波の周波数特性、インピーダンスの不整合に伴う電磁波の反射、そして共振現象を測定する。

2 原理

1. 低周波と高周波の回路上の違い

低周波は信号の波長が回路素子の物理的な大きさに比べ十分大きいため、交流理論で説明できる。一方高周波帯の信号は各回路素子の大きさも考慮する必要があり、各素子は等価回路で表される(分布定数回路)。さらに電磁気的な効果が顕著に表れる。

2. 線路

同軸線路(同軸ケーブル)内の伝送速度は、光速を c 、線路内の誘電体の比誘電率を ϵ_r とすると

$$v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (1)$$

となる。マイクロストリップ線路はマイクロ波帯の半導体集積回路を作るのに適している。図1のような構造をしている。

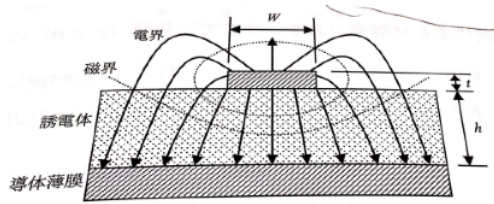


図1 重ね合わせ実験

この回路の特性インピーダンスの近似式は次の通り。

$$Z_0 = \frac{42.43}{\sqrt{\epsilon_r + 1}} \ln \left[1 + \frac{4h}{W_{eff}} \left(\eta + \sqrt{\eta^2 + \frac{1 + \epsilon_r}{2} \pi^2} \right) \right] \quad (2)$$

マイクロストリップ線路の長さを d とする。この線路の先端に反射率 Γ の負荷があると考えると、このマイクロストリップ線路の外側の伝送線路から見た特性インピーダンス Z_d は次式で与えられる。

$$Z_d = Z_0 \frac{1 + \Gamma \exp(-2ikd)}{1 - \Gamma \exp(-2ikd)} \quad (3)$$

ただし k は波数。よって Γ が正の実数のとき $-Z_d$ が極小となる、すなわち共振が起きるのは

$$Z_0 = (2n + 1) \frac{\lambda}{4} \quad (4)$$

ただし n は 0 以上の整数。

3. 物質の境界による反射と透過

伝送回路の特性インピーダンスを Z_1 、測定回路の特性インピーダンスを Z_2 とするとき、その境界における信号の反射率 Γ と透過率 T は次式で表される。

$$\Gamma = \frac{Z_2 - Z_1}{Z_2 + Z_1} \quad (5)$$

4. 伝送回路中の負荷による反射と透過

本実験課題3で扱う回路 (DUT) の特性インピーダンスを Z_L とし、それ以外の線路の特性インピーダンスを Z_0 とすると DUT と測定回路側の特性インピーダンスを並列合成できる。その合成インピーダンス Z' は

$$Z' = \left(\frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_0} \right)^{-1} \quad (6)$$

となり、 Z_0 と Z' の境界での反射率は

$$\Gamma = \frac{Z' - Z_0}{Z' + Z_0} = -\frac{Z_0}{2Z_L + Z_0} \quad (7)$$

また、透過波は DUT と線路に分かれるので

$$T = \frac{2Z_0}{Z' + Z_0} \frac{Z'}{Z_0} = \frac{2Z_L}{2Z_L + Z_0} \quad (8)$$

となる。

5. デシベル [dB]

電力や放射強度などの相対量に着目するときデシベルが用いられる。比 N [dB] の定義は

$$N = 10 \log_{10} \frac{P_1}{P_2} \quad [dB] \quad (9)$$

であり、電圧表記は

$$N = 20 \log_{10} \frac{|V_1|}{|V_2|} - 10 \log_{10} \frac{|Z_1|}{|Z_2|} \quad [dB] \quad (10)$$

となる。

6. アンテナ

アンテナによる信号の送受信の原理は電磁波の時間反転対称性である。半波長アンテナは時間的に振動する電気双極子にモデル化できる。マクスウェル方程式から放射強度 P は r が大きい領域では次の関係式が成り立つ。

$$P \propto \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \quad (11)$$

3 実験課題 1 高周波信号測定的基础

1. 実験方法

オシロスコープで高周波信号を測定した。はじめにパワーディバイダで出力インピーダンス $50[\Omega]$ の標準信号発生器からの方形波（周波数 1 [MHz]、出力 1.0 [V]）を分割し、片方は 1 [m] の、もう一方は 10 [m] の同軸ケーブルを用いてオシロスコープの CH1 と CH2 にそれぞれ接続した。入力カップリングは両 CH とも DC $50[\Omega]$ とした。次に CH2 の入力カップリングを DC $1[M\Omega]$ に変更して波形を観測した。最後に CH2 の入力カップリングを DC $50[\Omega]$ に戻し、入力部分に減衰器（ 6 [dB]）を取り付けて減衰を測定した。

続いてパワーメータで高周波信号を測定した。標準信号発生器から正弦波（出力 0 [dBm]）を発生させ、 1 [m] の同軸ケーブルを伝ってパワーディバイダで分割した。パワーメータ CH.A とは 1 [m] の、CH.B には 10 [m] の同軸ケーブルで信号を伝え、A と B の電力比 [dB] の周波数依存性を測定した。次に図 2 のように配置・接続し、信号の重ね合わせをした。標準信号発生器から周波数を変えて、正弦波（出力 0 [dBm]）を $1 \sim 40$ [MHz] の範囲で測定した。

2. 結果

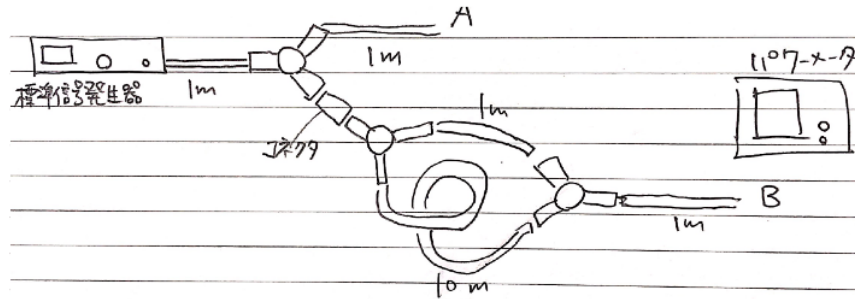


図2 重ね合わせ実験

図3 (左) のように初めは信号は均等に分割されていた。同軸ケーブルの長さがCH2のほうが長かったのでCH2の波形がわずかに遅れていた。その時間差 Δt は $\Delta t=48.0[\text{ns}]$ であった。入力カップリングをCH2のみDC1[M Ω]にしたときの波形は図3 (右) のように電圧振幅はCH1が約2倍、CH2が約1.5倍になった。

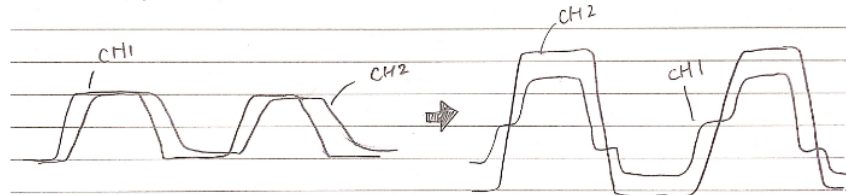


図3 波形の変化

CH2の入力カップリングをDC50[Ω]に戻しCH2のみ入力部に減衰器6[dB]を取り付けたところ、CH1の電圧ピーク差が520[mV]、CH2の電圧ピーク差が262[mV]となった。今、入力インピーダンスと出力インピーダンスがどちらも50[Ω]で等しいのでCH1/CH2の電力比 $N_V[\text{dB}]$ は

$$N_V = 20 \log_{10} \frac{|V_1|}{|V_2|} \quad (12)$$

であり、これに上の電圧を代入すると $N_V=6.5[\text{dB}]$ となった。

次にパワーメータでの測定結果を表1に示した。減衰率は電力比を同軸ケーブル長の差9[m]で割った値である。各周波数で減衰率が変化しているのが特徴的である。

周波数 [MHz]	1	2	5	10	20	50	100	200	500	1000	2000
A 電力 [dBm]	-5.21	-6.49	-7.30	-6.24	-5.96	-6.17	-6.58	-6.70	-6.93	-7.17	-8.59
電力比 B/A [dB]	-5.81	-2.32	-1.23	-1.15	-2.95	-2.60	-1.95	-2.34	-3.80	-5.47	-9.49
減衰率 [dB/m]	-0.65	-0.26	-0.14	-0.13	-0.33	-0.29	-0.22	-0.26	-0.42	-0.61	-1.05

表1 測定結果1

次に、信号の重ね合わせで得られたデータをグラフにした。

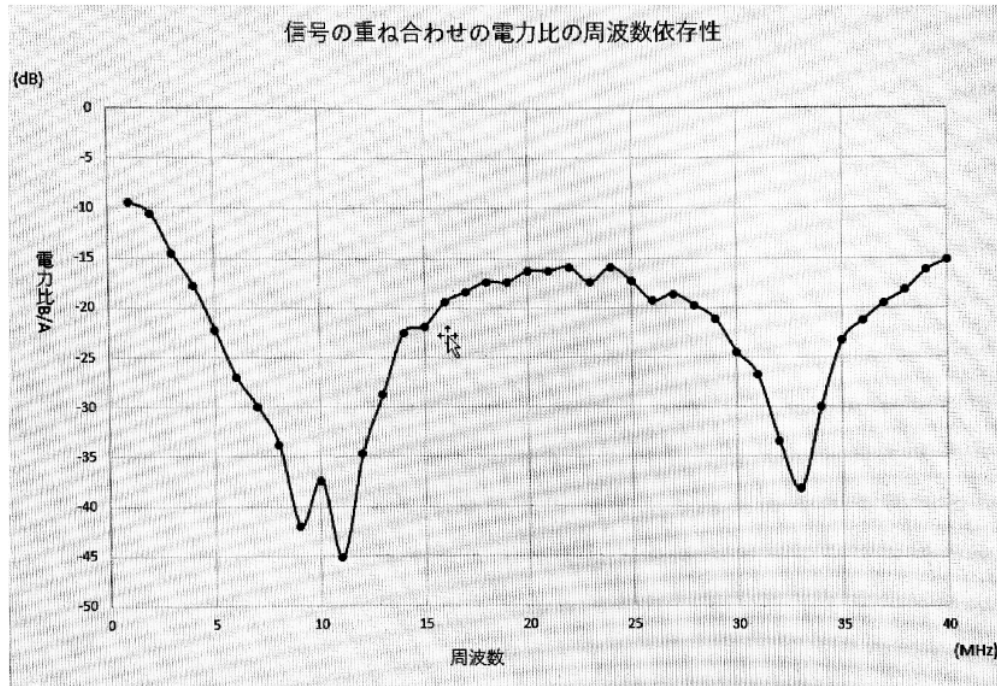


図4 電力比の周波数依存性

電力比 B/A[db] は 10[MHz]、33[MHz] 付近で極小となる周波数特性を、A 電力 [dBm] は 2[MHz]、16[MHz]、35[MHz] で極大となる周波数特性を示した。

3. 考察

線路長差による信号の時間差 $\Delta t=48.0[\text{ns}]$ より、信号の伝送速度を求めることができる。線路長差は 9[m]、したがって、伝送速度 v は

$$v = \frac{9}{48.0 * 10^{-9}} [\text{m/s}] \quad (13)$$

したがって、

$$v = 1.88 * 10^8 [\text{m/s}] \quad (14)$$

これは光速 c の約 0.63 倍である。また、式 (1) から同軸ケーブルの比誘電率は $\epsilon_r=2.52$ となる。一般に誘電体中を進行する電磁波は光速よりも遅くなる。これも本実験で確かめられた。

パワーメータでの測定により、高周波は線路の伝播中に減衰することが明らかとなった。その減衰率は信号の周波数によって変化する。したがって高周波信号の測定をするときは毎回初めに周波数と減衰率を測定してからメインの実験に移らなければならない。

重ね合わせの二つのグラフから電力比も電力も周期的に変化していることがわかる。これは信号の重ね合わせによる干渉の効果が原因である。重ね合わせに関わる線路長差は 9[m]。波

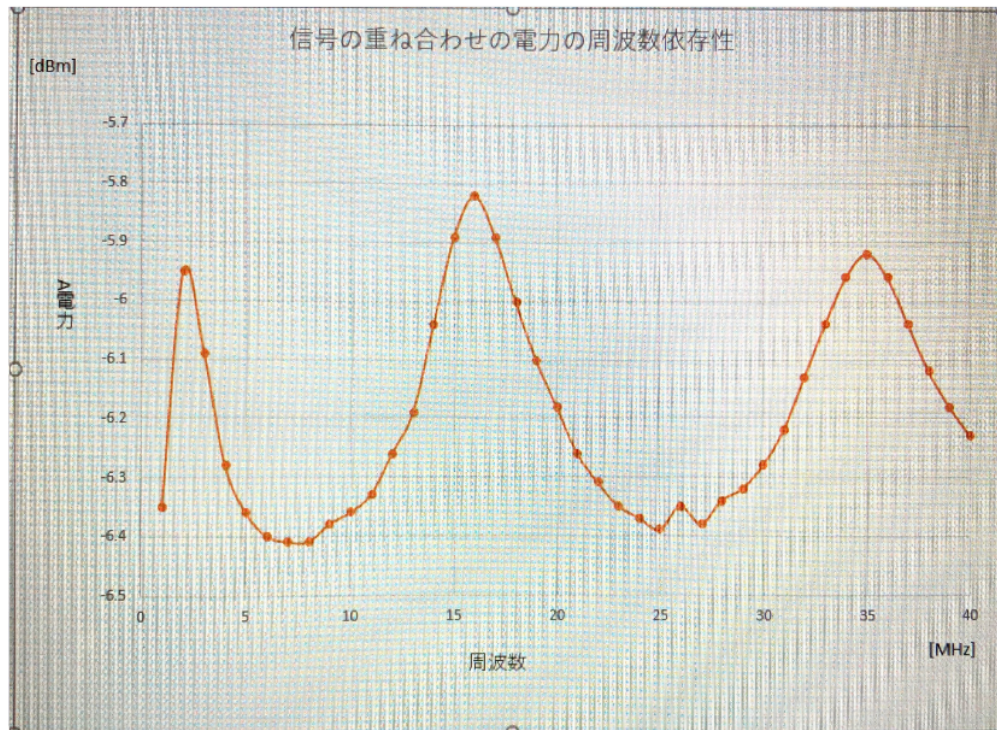


図5 電力の周波数依存性

の関係式は f を振動数、 λ を波長とすると、

$$v = f \lambda \quad (15)$$

であり、伝送速度 $v = 1.88 \times 10^8$ [m/s] とわかっているのので、振動数から波長が求められる。図4のグラフで特徴的な振動数は 11 [MHz] と 33 [MHz]。それらの波長は 17.1 [m] と 5.70 [m]。9 [m] の線路の中に信号はそれぞれ 0.53 個、1.58 個入る。つまりどちらの場合もおよそ半波長分だけ位相がずれた状態で再び合流する。それは弱めあいの条件である (図5)。よって B にはその周波数のとき弱めあいの信号が入力される。それが電力比 B/A が振動数によって周期的に変化する原因である。

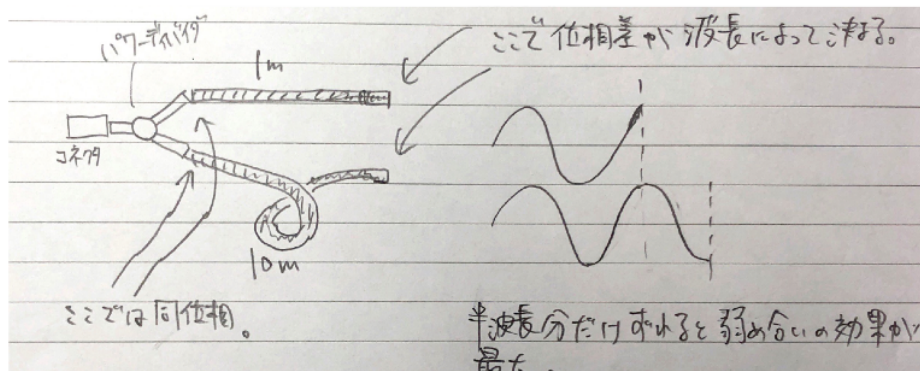


図6 信号の干渉

また、A 電力も周期的に変化しているのは図7のようにループ回路になっており、ループしてきた信号が発生器に最も近いパワーディバイダに流れ込み直接 A に入力される信号と重なり合うからである。図6から、極大となる周波数の値は 2[MHz]、16[MHz]、35[MHz] である。これらに対応する波長は伝送速度 1.88[m/s] なので 94[m]、11.7[m]、5.4[m] である。また、ケーブル長差は図7から 11[m] である。11[m] のなかには 16[MHz] と 35[MHz] の信号は $11/11.7=0.94$ 個、 $11/5.4=2.04$ 個でほとんど 1 個と 2 個入っていることになる。よってそれらの信号は同位相で重なり合う。そうするに強め合う。(2[MHz] の信号は、ケーブル長に比べて波長が大きすぎるため、その周波数付近では 11[m] の中に含まれる信号の数は変化が大きく、今回の実験データのみでは正確な考察が困難である。解決策は 2[MHz] 付近で細かくデータを取ることである。

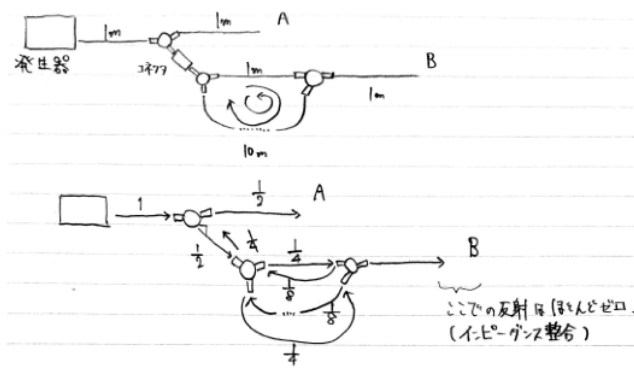


図7 さらなる重ね合わせ

4 実験課題2 インピーダンス不整合による電磁波の反射

1. 実験方法

初めに図6にしたがって機器を配置・接続した。標準信号発生器からは正弦波（周波数10[MHz] 出力10[dBm]）を発生させた。まずはFWDに入力、OUTは50[Ω]終端、INへの透過出力を測定した。次にINに入力、FWDは50[Ω]終端とし、OUTへの透過出力を測定し、電圧比と信号の時間差を測定した。

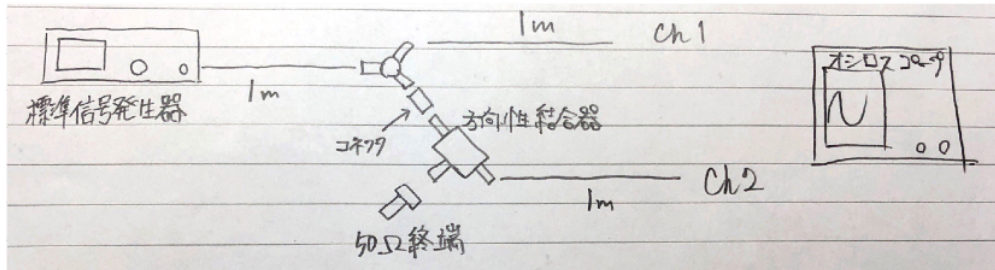


図8 実験2の配置

次にFWDに信号を入力し、INで反射されてOUTに出力される信号の電圧振幅比(CH2/CH1)と時間差を測定した。周波数は10[MHz]。次にINの終端条件と信号の周波数を変えて電圧振幅比と時間差を測定した。終端条件はコイルL=0.22[μH]、コンデンサC=100[pF]。周波数は10、20、50、100[MHz]で測定した。

2. 結果

(1) 入力FWD、50[Ω]終端OUT、出力INのとき、CH1電圧 $V_1=1.00[V]$ 、CH2電圧 $V_2=9.65[mV]$ 、 $V_2/V_1=9.65 \times 10^{-3}$ 、時間差 $\Delta t=0.56[ns]$ 。

入力IN、50[Ω]終端FWD、出力OUTのとき、 $V_1=1.01[V]$ 、 $V_2=985[mV]$ 、 $V_2/V_1=0.975$ 、 $\Delta t=0.32[ns]$ 。

どちらも時間差はほとんどなかったが電圧比に大きな違いが見られた。FWDからINはほとんど信号を透過せず、INからOUTはほぼすべて透過した。これらの減衰率と時間差をバックグラウンドとして次の実験を補正した。

(2) 結果は次の表2の通りである。

表2. 終端反射の測定

INの終端条件	$V_1 [V]$	$V_2 [mV]$	V_2/V_1	$ \Gamma $	Δt (測定値) [ns]	Δt (補正值) [ns]	位相差 ϕ [rad]
開放 ($Z_L = \infty$)	1.01	9.03	8.9×10^{-3}	0.936	2.4	1.52	$0.1 \approx 0$
短絡 ($Z_L = 0$)	1.00	9.21	9.2×10^{-3}	0.968	48.4	47.52	$3.0 \approx \pi$
50Ω終端	—	弱く測定	0	0	—	—	—
75Ω終端	1.00	1.98	1.98×10^{-3}	0.208	測定不能	—	—

補正式は

$$\Delta t(\text{補正值}) = \Delta t(\text{測定値}) - 0.56 - 0.32[ns] \quad (16)$$

$$\text{反射率 } |\Gamma| = \frac{V_2}{0.975 * 0.965 * 10^{-3} * V_1} \quad (17)$$

とした。また、位相差 δ [rad] は

$$\delta = 2 \pi * 10 * 10^6 [\text{Hz}] * \Delta t (\text{補正值}) * 10^{-9} [\text{s}] \quad (18)$$

で求めた。開放のときと短絡のときでは反射波は互いに逆位相になっていた。

(3)(2) 同様の考え方で反射率と位相差 δ を求め、その結果をグラフ用紙にプロットした。

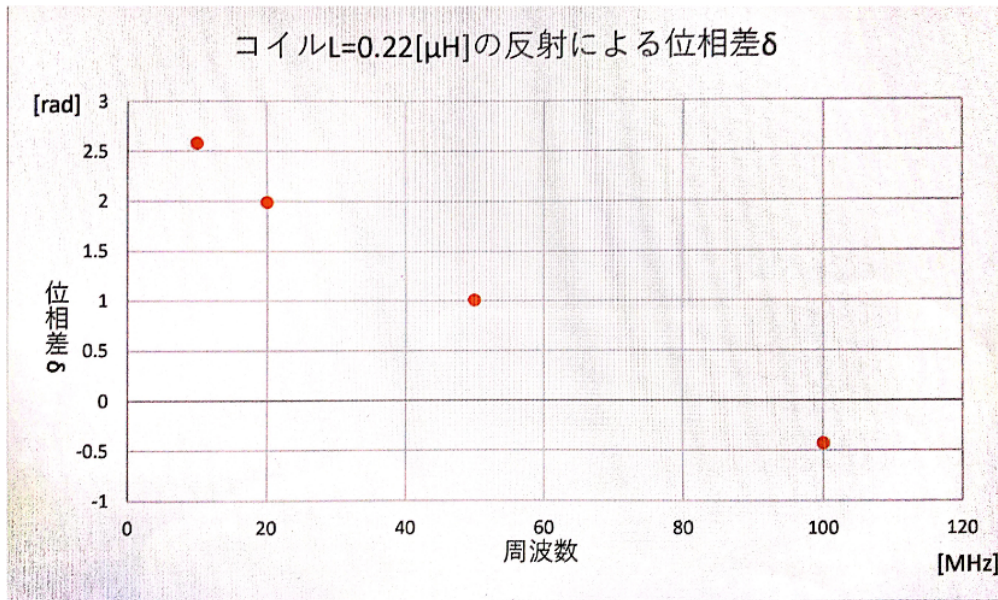


図9 コイル終端と位相差

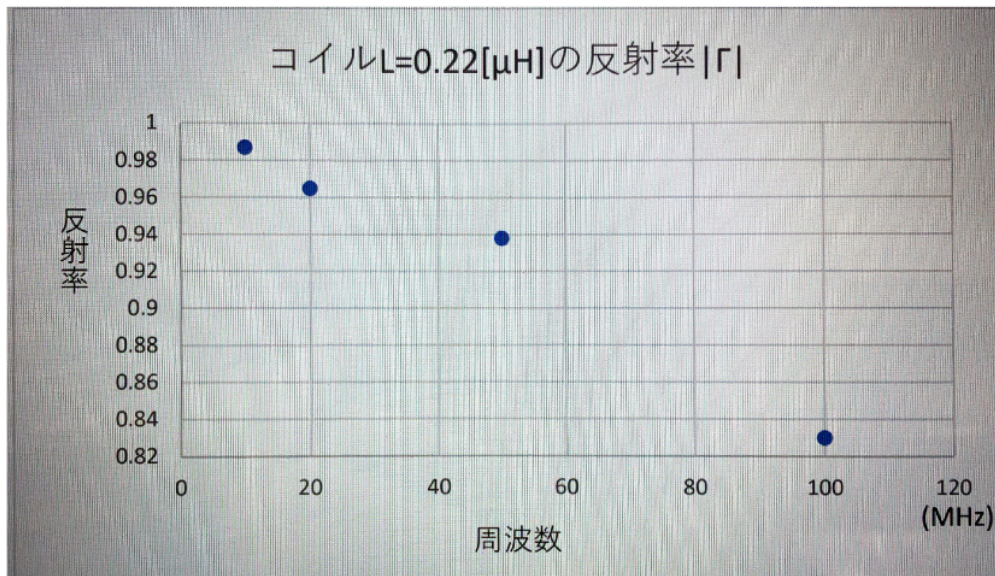


図 10 コイル終端と反射率

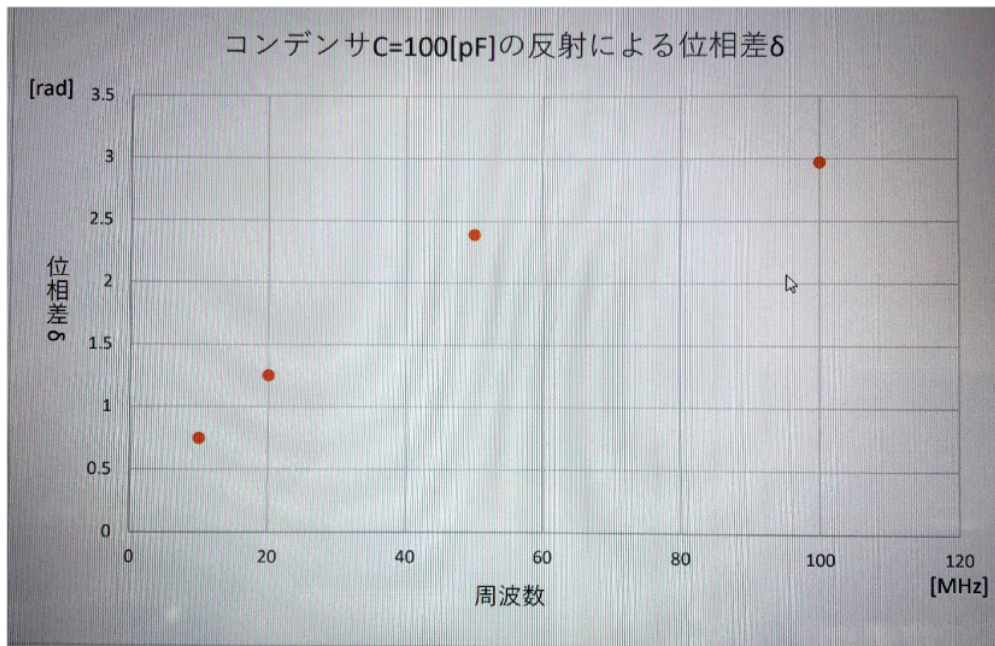


図 11 コンデンサ終端と位相差

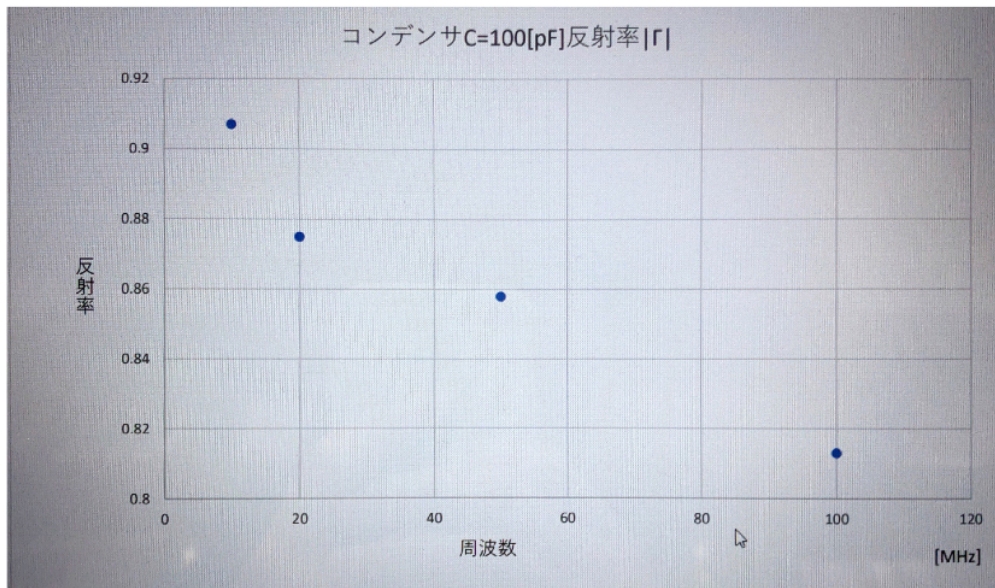


図 12 コンデンサ終端と反射率

コイルとコンデンサの両方で周波数が大きくなると反射率は小さくなっていった。一方、コイルで周波数が大きくなると位相差は小さくなったのに対し、コンデンサでは逆のふるまいをした。

3. 考察

一般に高周波測定用の計測機器は、特性インピーダンスが $50[\Omega]$ であることから、今回使用した方向性結合器も特性インピーダンスが $50[\Omega]$ であると仮定する。すると、終端反射の実験の $50[\Omega]$ 終端条件では反射波の振幅が小さすぎて測定不能だったため、反射率はゼロと考えることができる。したがって実際にこの方向性結合器の特性インピーダンスは $50[\Omega]$ である。一方、開放と短絡ではほぼ 1 に近い反射率を示した。理論的にも短絡と開放に対しては反射率は 1 である。 $75[\Omega]$ 終端でも反射波は観測された。すなわち入力インピーダンスと出力インピーダンスが等しくないすべての場合でインピーダンス不整合を起し反射波が発生してしまい、測定のノイズになってしまう。実験課題 1 で入力カップリングを変更した際に波形が乱れたのもインピーダンス不整合のせいである。CH2 でインピーダンス不整合を起し、反射波が発生し、パワーディバイダに逆流して分割されたものが CH1 に入射してしまったのである。また、さらにファンクションジェネレータで反射しこれを繰り返す (図 13)。原理の式 (5) に $Z_1=50[\Omega]$ 、 $Z_2=1[M\Omega]$ に代入する。 $1[M\Omega] \gg 50[\Omega]$ であるから反射率は 100 % とできる。すると、CH1 に入射する信号の大きさは初めにファンクションジェネレータから出力される信号の大きさを 1 とすると $\frac{1}{2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{2^i} = 1$ であり、CH2 に入射する信号の大きさは $\frac{1}{2} \sum_{i=0}^{\infty} \frac{1}{4^i} = \frac{2}{3}$ である。インピーダンス不整合がない場合、すなわち反射がないときに CH1 と CH2 に入射する信号の大きさはどちらも $\frac{1}{2}$ である。よって反射によって 2 倍と $\frac{4}{3}=1.3$ 倍になる。これは実際の測定結果は CH1 は約 2 倍、CH2 は約 1.5 倍であったので考察とおおむね一致している。

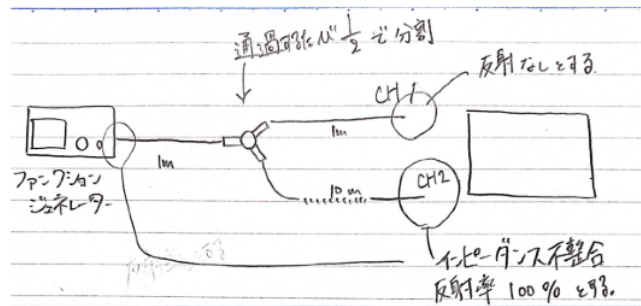


図 13 無限回反射

5 実験課題3 集中定数回路と分布定数回路における共振特性

1. 実験方法

図 12 のように配置・接続した。DUT とは試験体のことで、集中定数回路には直列 LC 回路 ($L=0.22[\mu\text{H}]$, $C=3[\text{pF}]$)、分布定数回路にはマイクロストリップ線路 (オープンスタブ A) を用いた。分布定数回路の各パラメータは図 1 の表記に従うと、比誘電率 $\epsilon_r=4.4$, $h=1.6[\text{mm}]$, $w=3[\text{mm}]$, $t=35[\mu\text{m}]$, さらにスタブの長さ $d=232[\text{mm}]$ であり、特性インピーダンスは $50[\Omega]$ であった。DUT の反射信号が CH.A に流れないようにアッテネータ (6[dB]) を取り付け、標準信号発生器からは正弦波 (10[dB]) を出力した。それぞれ 10[MHz] から 10[MHz] おきに周波数を変えて DUT の電力透過率を測定した。

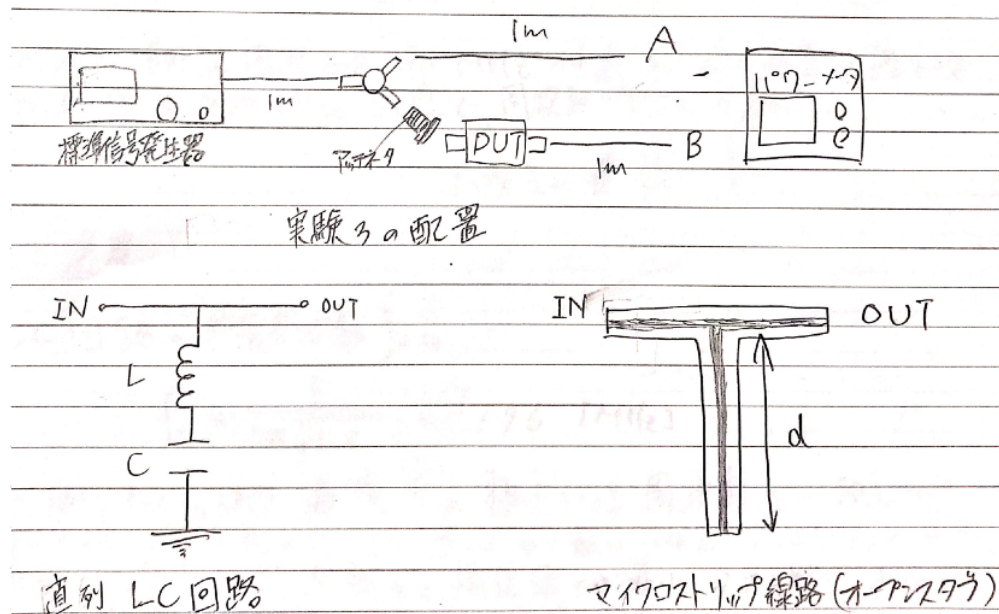


図 14 実験 3 の配置と使用回路

2. 結果

アッテネータで 6[dB] だけ減衰されるので、DUT の透過率を求めるためにはパワーメータでの電力比 (測定値) から 6[dB] を差し引けばよい。そして求められた透過率と周波数のグラフを図 13、14 に描いた。

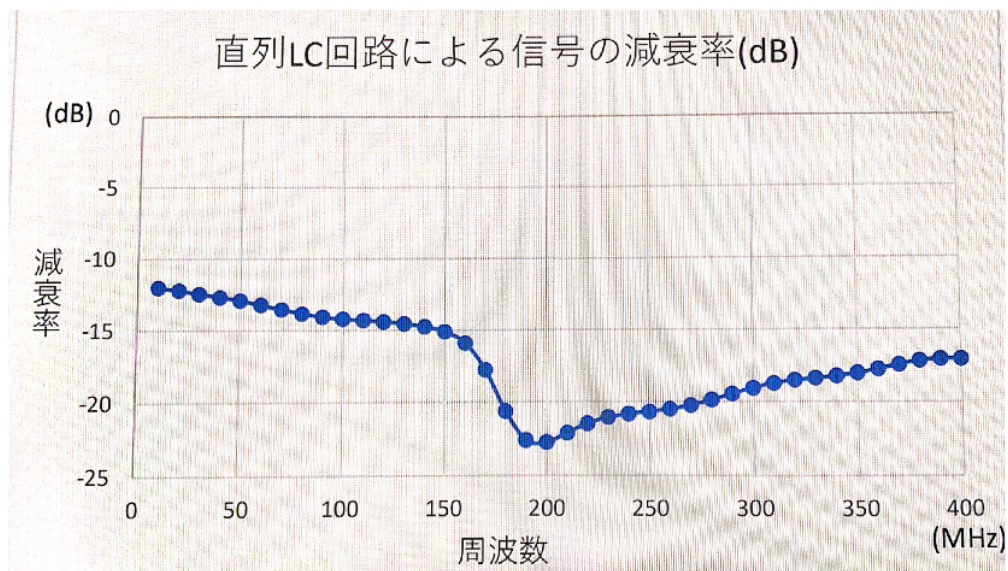


図 15 直列 LC 回路の透過率の周波数依存性

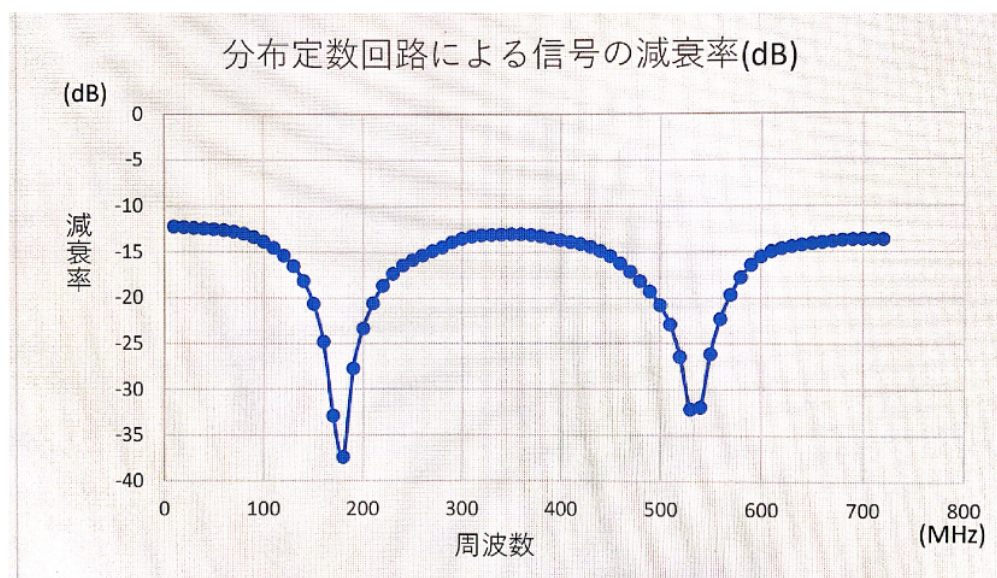


図 16 オープンスタブマイクロストリップ線路の透過率の周波数依存性

グラフから直列 LC 回路では 190[MHz] 付近で、オープンスタブ回路では 190[MHz] と 530[MHz] 付近で透過率が極小となり周波数依存性が見られた。

3. 考察

LC 回路の共振周波数 f_0 は

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (19)$$

よって $f_0=196$ [MHz] となる。これはグラフ上の透過率が極小となる周波数とおおむね一致している。これは共振周波数のとき LC 回路のインピーダンス Z_r が最小となるので式 (3) から透過率は最小となるという理論的説明と合致している。また、マイクロストリップ線路の特性インピーダンス Z_0 と伝送速度 v は式 (2) に各パラメータを代入して計算して求められる。計算した結果は $Z_0=50.05$ [Ω] \sim 50 [Ω]、 $v=1.6 \cdot 10^8$ [m/s] となった。集中定数回路と同様に透過率の極小となる周波数を共振周波数とするならば、グラフの範囲での共振周波数 f_0 は、

$$f_{01} = 190[\text{MHz}] \quad (20)$$

$$f_{02} = 530[\text{MHz}] \quad (21)$$

それぞれ式 (10) から波長に直すと、

$$\lambda_1 = 0.842[\text{m}] = 842[\text{mm}] \quad (22)$$

$$\lambda_2 = 0.302[\text{m}] = 302[\text{mm}] \quad (23)$$

となり、オープンスタブの長さ $d=232$ [mm] は λ_1 と λ_2 のおおよそ 1/4、3/4 の長さである。これはオープンスタブのインピーダンスが最小となる波長の条件式 (4) を満たしている。式 (3) の大きさ $|Z_d|$ は波長の周期関数である。したがって $|Z_d|$ の関数である透過率も周期的に変化するのである。

6 実験課題 4 ヘテロダイン検波

1. 実験方法

3つの実験をした。1つ目は周波数混合の実験で、図 15 (上) のように配置・接続した。ファンクションジェネレータから周波数 10[MHz]、出力 0.63[V](0[dBm]) の正弦波、そして標準信号発生器は局所発信機として出力 0[dBm] とした。局所発信機の周波数を $8 < f_{Li} < 12$ [MHz] の範囲で変えてオシロスコープで波形を観察した。2つ目にブレッドボードを使用して正規化周波数を 2 として 2[MHz] における減衰量が 15[dB] 以上となるようにローパスフィルタを作成し、それを DUT として図 15 (中) のように配線し透過率の周波数依存性を測定した。標準信号発生器からは正弦波 (10[dBm]) を出力した。3つ目に図 15 (下) のように配線し、ファン

クシヨンジネレータからの信号は 10[MHz]、出力 0.63[V] とし、ローパスフィルタが低周波だけを取り出していることを確かめ、その時の波形と周波数を測定した。

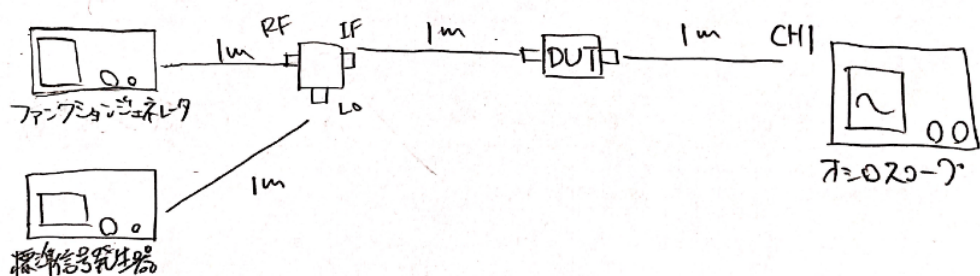
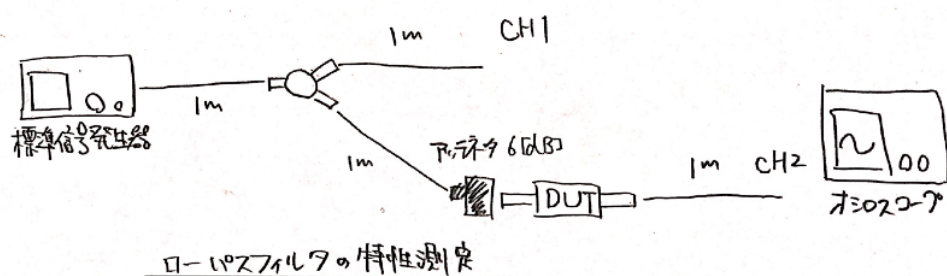
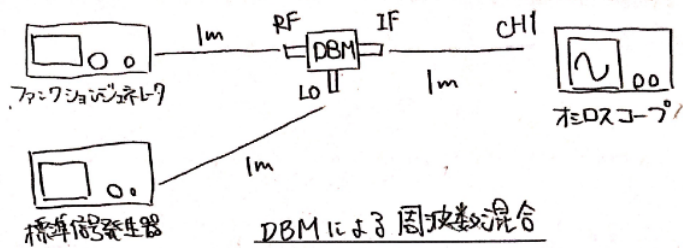


図 17 実験 4 の配線図

2. 結果

1つ目の実験（周波数混合）の特徴がよく表れている波形のスケッチは図 16 のようになった。波のうねりと同じようにファンクションジェネレータからの信号の周波数と局所発信機からの信号の周波数の和と差の振動数の波が混合していた。局所発信機の周波数をファンクションジェネレータの周波数と同じ 10[MHz] にしたところ小さな細かい波は見たが、もう一方の波はオシロスコープでは捉えられなかった。

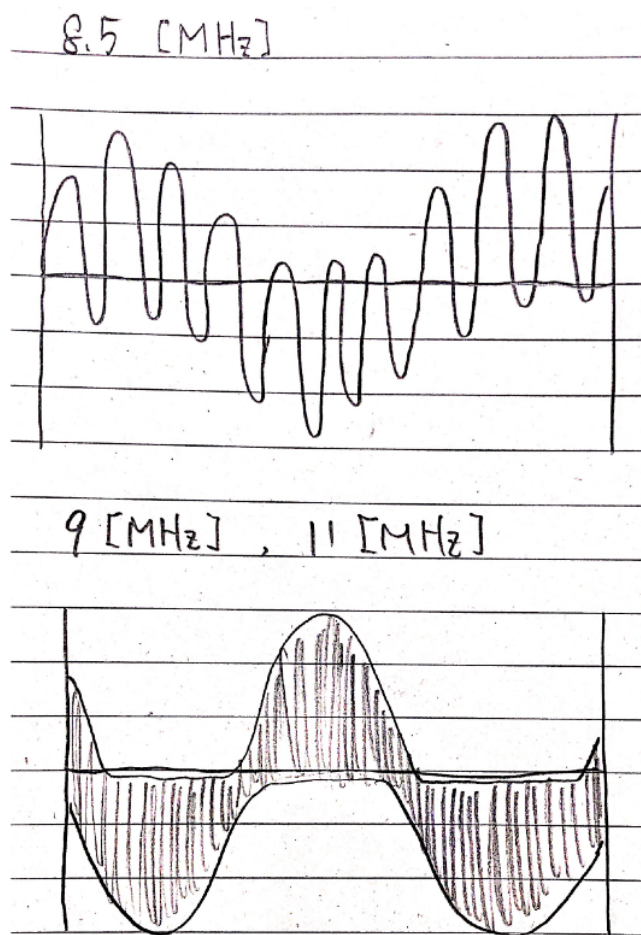


図 18 周波数混合

2つ目の実験で制作したローパスフィルタの回路図は図 17 の通り。実物の写真は撮り忘れた。フィルタ回路の透過率の周波数依存性のグラフは図 18 のようになった。(オシロスコープで電圧比を求め、入出力インピーダンスがすべて等しいので (10) 式から電力比 [dB] を計算し、アッテネータの 6[dB] を差し引けばフィルタ回路の透過率 [dB] が求められる。)

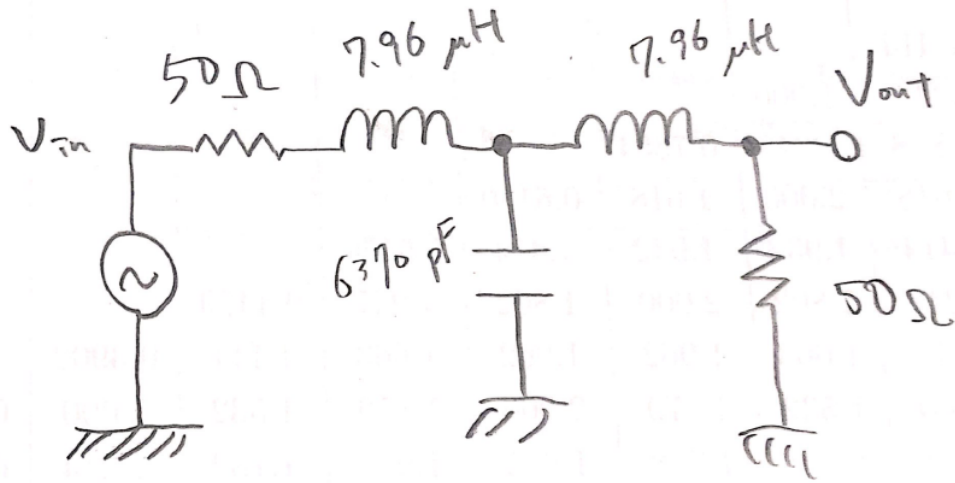


図 19 ローパスフィルタ

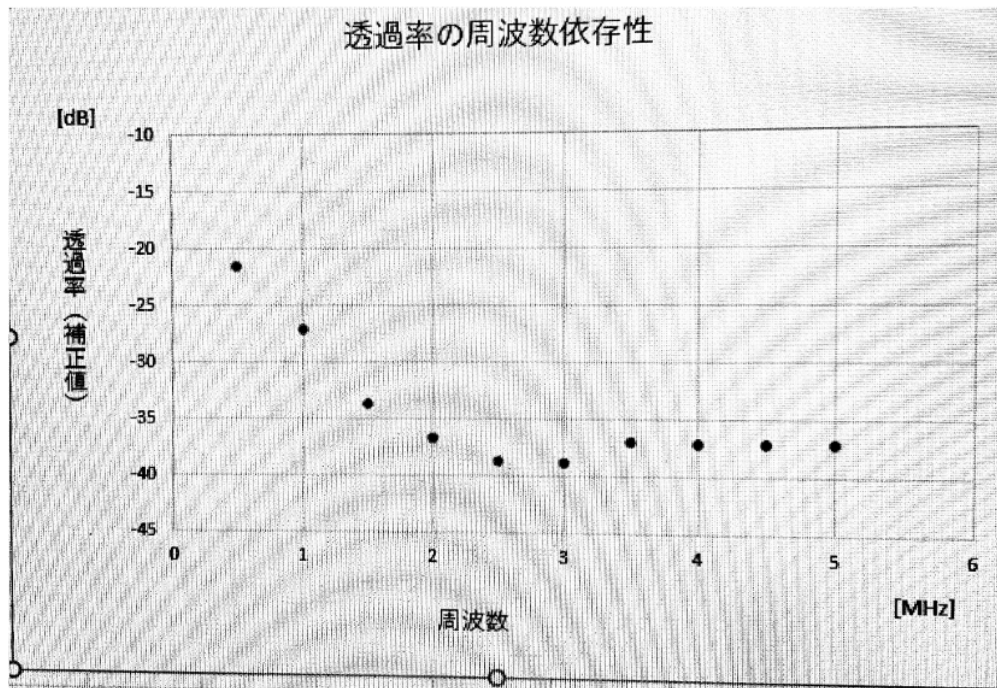


図 20 フィルタ回路の透過率の周波数依存性

グラフを見ると、2.0[MHz] から大きい周波数では透過率がほぼ一定のまま低い値を示していることがわかる。また、1[MHz] 付近では傾きが-5 となっており特性周波数 $f_c=1$ [MHz] とも整合性が取れている。(特性周波数は電力透過率が 3[dB] 減少する周波数。)

3つ目の実験では次のような結果が得られた。

・局所発信器 10.5[MHz]、周波数の和 20.5[MHz]、差 500[kHz]、 $f_c=1$ [MHz]、オシロスコープに表示された振動数は 507[kHz]、電圧振幅は 1.78~2.06[mv]。

・局所発信器 15[MHz]、周波数の和 25[MHz]、差 5[MHz]、 $f_c=1$ [MHz]、オシロスコープに表示された振動数は 2~16[kHz]、振幅は測定不能であった。

3. 考察

オシロスコープに入力される信号はファンクションジェネレータからの信号と局所発信器からの信号の混合波である。局所発信器で 10.5[MHz] にすると差の振動数の波はカットされており、和の信号だけパスされていた。ローパスフィルタがうまく機能していたとわかる。一方局所発信器を 15[MHz] としたところ、和も差もどちらの信号も f_c より大きいので両方ともカットされていて、2~16[kHz] ということはノイズだけが観測されていたことになる。

ローパスフィルタを定性的に考えてみる。コイルは $f=0$ のとき透過率 100%、 $f=\infty$ のとき透過率 0%。コンデンサはコイルの逆の性質である。したがって入力部と出力部をつなぐ直列部分にコイルを並べ、コイル間とアースにコンデンサを接続して無限大の周波数の電磁波を流すと、図 19 のようにその部分だけで電磁波が行き来するだけであり、電磁波がカットされるという仕組みだ。一方振動数がゼロのときは入力部から出力部に一直線で信号が流れる。

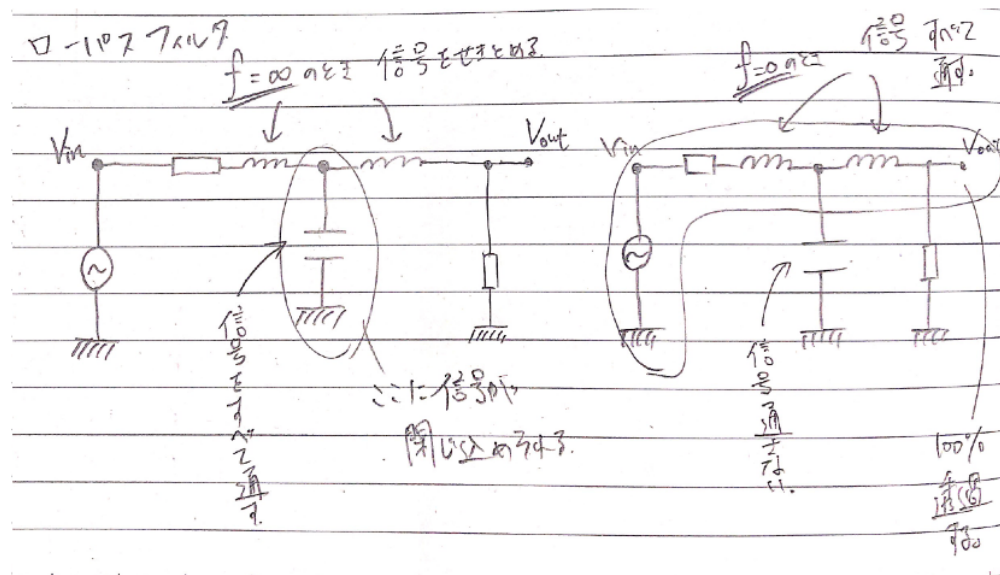


図 21 ローパスフィルタの定性的理解

7 実験課題5 半波長アンテナにおける電気双極子放射

1. 実験方法

図 20 のように配線した。初めに周波数依存性を測定した。発信側のアンテナと受信側のアンテナを平行にして、 $r=5$ [cm]、 $L=20.4$ [cm] とし、出力 10[dBm] とし 400~1000[MHz] の範囲

で電力比 B/A [dB] を測定した。次に周波数を固定して r を $1\text{[cm]} \sim 1\text{[m]}$ で変化して電力比を測定した。続いて r と周波数を固定し θ 、 Φ を変化させて電力比を測定した。最後に $r=5\text{[cm]}$ 、アンテナは平行にしてアンテナの間に厚紙、アクリル板、アルミ板を挿入して電磁波を遮蔽し電力比を測定した。

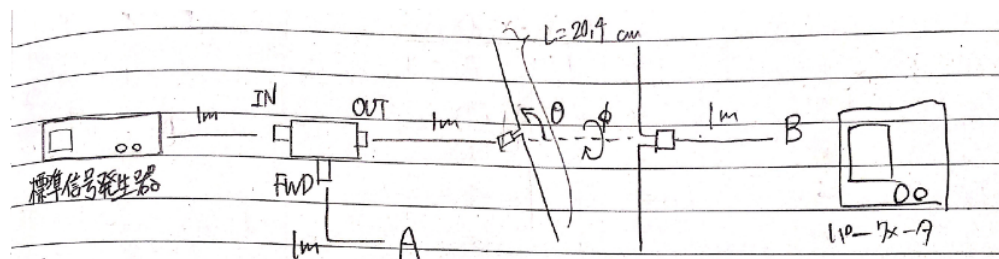


図 22 重ね合わせ実験

2. 結果

周波数依存性の 2 つのグラフから受信信号が最も強くなる周波数は $f_0=673\text{[MHz]}$ となった。また、放射強度比 [dB] のアンテナ間の距離依存性のグラフは右肩下がりの直線となった。エクセルによる線形近似曲線の式は $y=-0.256x+30.43$ となった。

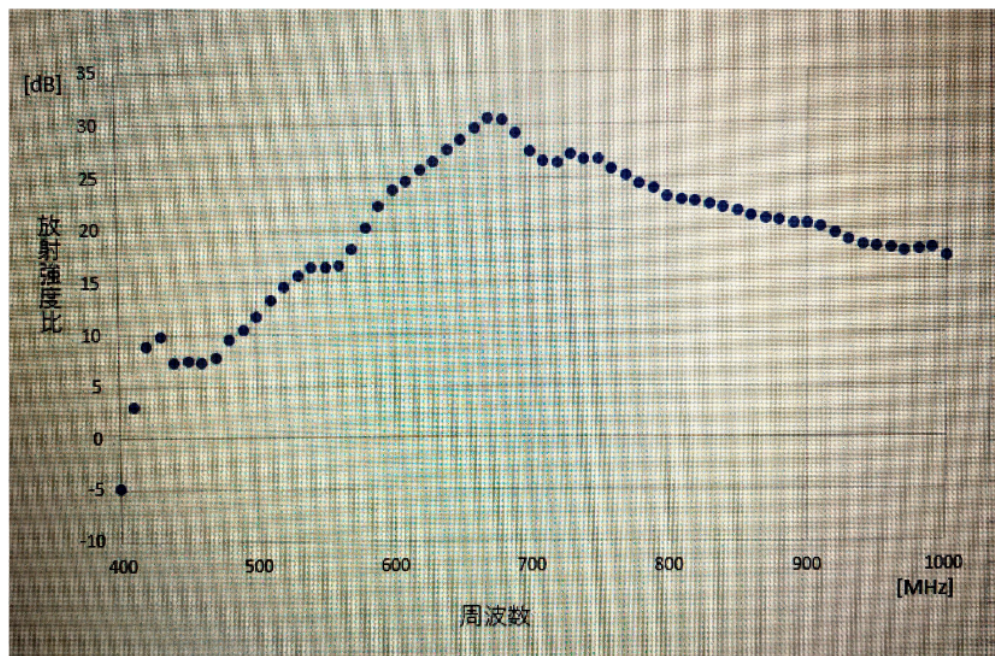


図 23 放射強度比 [dB] の周波数依存性

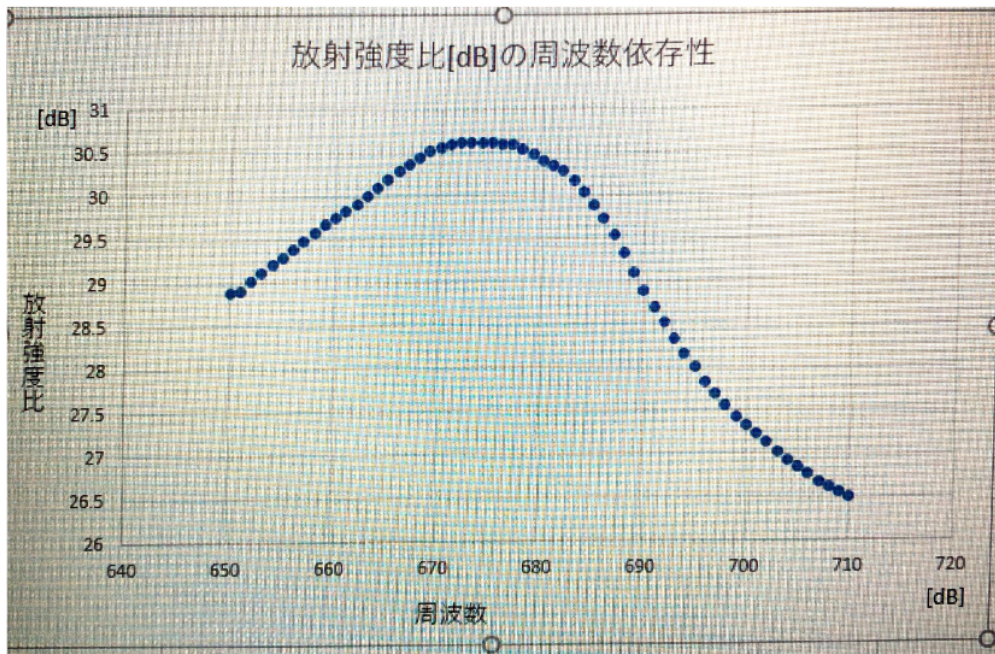


図 24 放射強度比 [dB] の周波数依存性 (極大付近拡大)

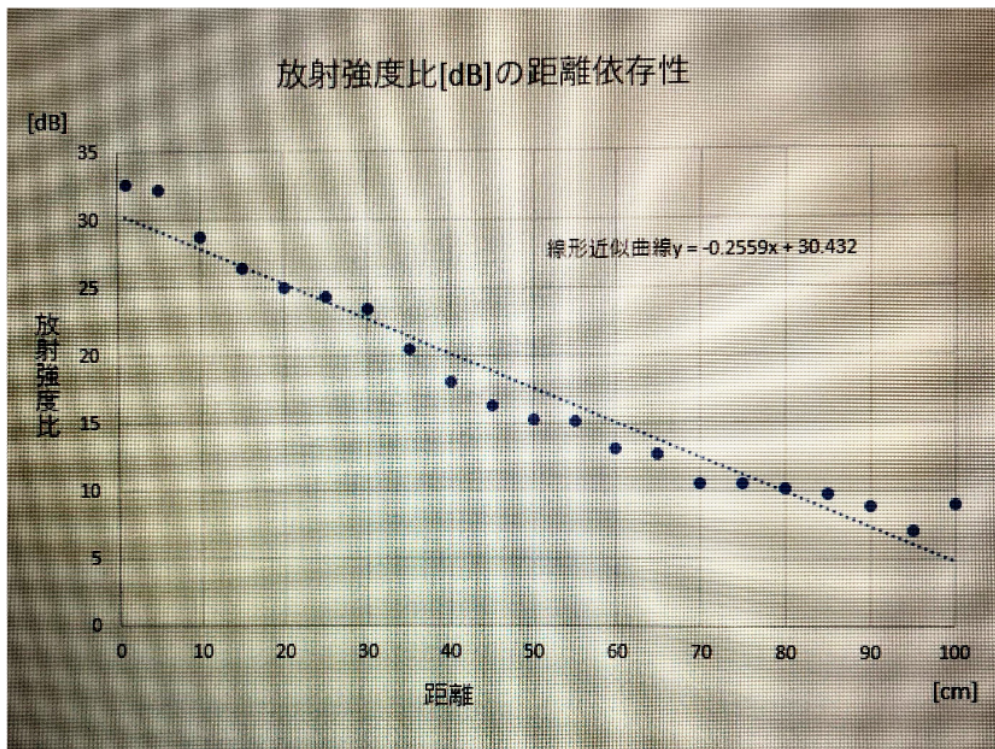


図 25 放射強度比 [dB] のアンテナ間距離依存性

発信側のアンテナの角度 θ 、および Φ 依存性のグラフは以下の通りになった。どちらも 0° から 90° に向かって単調増加していた。 $\theta=0^\circ$ のとき、 $\theta=90^\circ$ のときより $11.76[\text{dB}]$ 減少し、 $\Phi=0^\circ$ のとき、 $\Phi=90^\circ$ のときより $16.11[\text{dB}]$ 減少した。

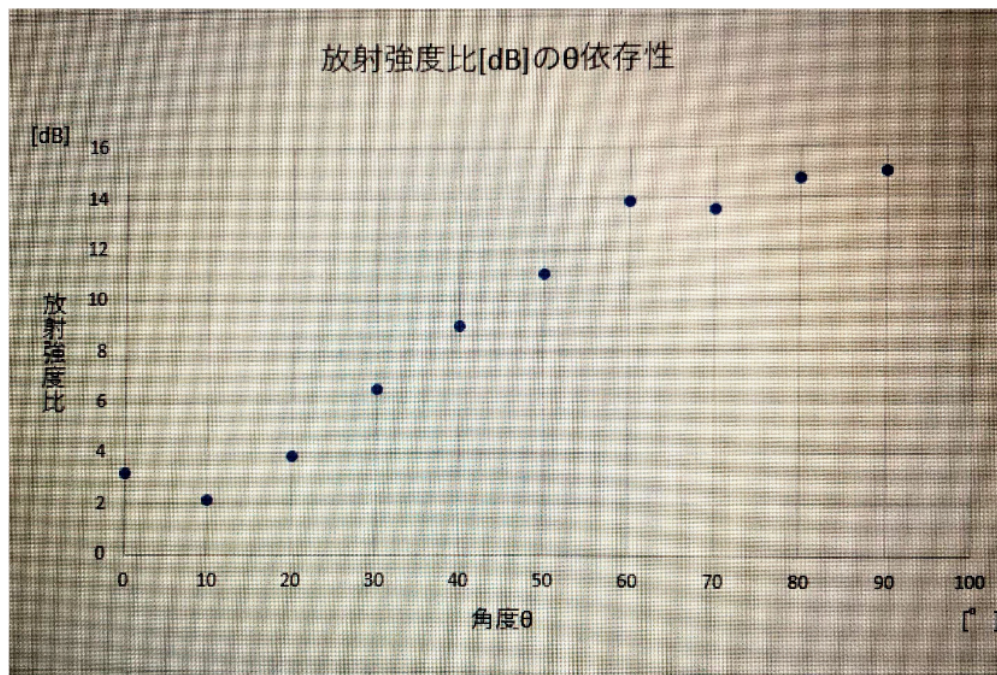


図 26 放射強度比 [dB] の角度 θ 依存性

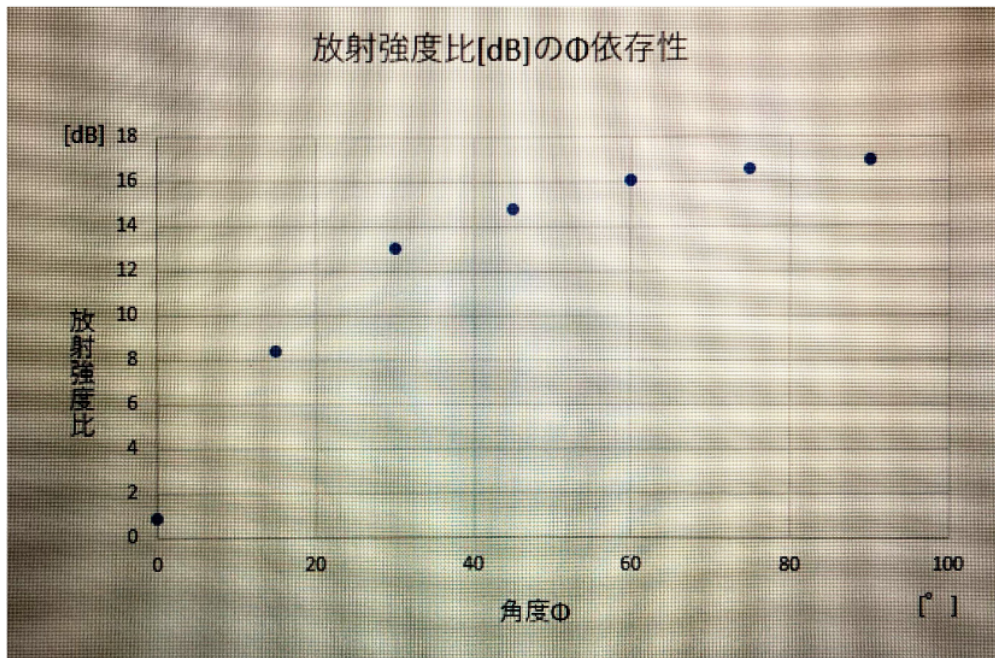


図 27 放射強度比 [dB] の角度φ依存性

電磁波の遮蔽の結果は、何も挿入しないとき:30.71[dB]、厚紙:30.68[dB]、アクリル板:30.70[dB]、アルミ板:3.19[dB] となった。

3. 考察

アンテナの両端の長さが半波長のときに放射強度が最大になるのは図 28 のような電磁波が送信されるからである。すなわち半波長以外のときは強度は違えど互いに逆向きの電磁波が送信され弱めあう。一方半波長のときは図 28 の波形を少しずらしてみても弱めあいの効果は小さいことがわかる。

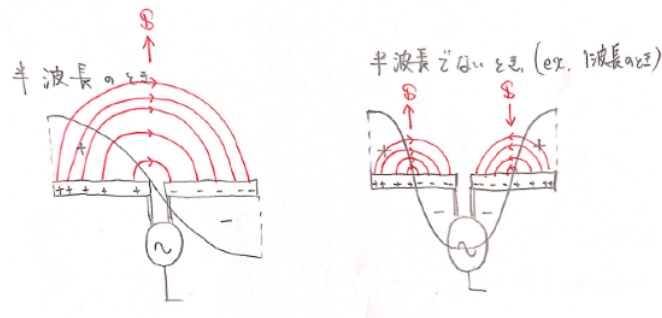


図 28 送信電磁波

信号強度は (11) 式で与えられた。すなわちデシベル N は

$$N \propto \log_{10} \frac{\sin^2 \theta}{r^2} \quad (24)$$

$\theta = 90^\circ$ のときは放射強度比は $-2\log_{10} r$ に比例することになるが、グラフを見ると測定結果は r の一次関数に従っている。これは r が小さいために (11) 式には従っていないのだと考える。

また、アンテナ同士が直交すると、送信側のアンテナが放射した電磁波のポインティングベクトルに、受信側のアンテナに垂直な成分が存在しないために信号強度が減少する。

金属であるアルミ板をアンテナ間に挿入すると放射強度比が激減するのは静電遮蔽が原因だと考える。

8 結論

本実験では高周波帯の信号の測定の特徴について様々調べた。波長が回路に比べて無視できない長さなので電磁波の中でも特に波の性質が顕著に現れた。高周波を扱うときは周波数による伝送回路中の減衰率、インピーダンス不整合による反射波の存在、重ね合わせによる干渉効果に注意する必要がある。また、フィルタ回路が成立しているかをヘテロダイン検波で検証できた。アンテナの基本的な特性も明らかとなった。

9 参考文献

・電波工学（改訂版）長谷部 望 元日大教授 工博 著 コロナ社・2021 年度 物理学実験 2 東北大学理学部物理学教室