

EMC設計のポイント-部品特性から学ぶノイズ発生原因の理解-

1. はじめに

- 1.1. なぜEMC設計が必要か
- 1.2. EMC用語と関係
- 1.3. EMC設計手法

2. インダクタ

- 2.1. インダクタンスの理論式
- 2.2. ソレノイドインダクタの理論式
- 2.3. 表面実装インダクタの種類と特性
- 2.4. 配線インダクタンスの理論式

3. キャパシタ

- 3.1. 平行平板キャパシタの理論式
- 3.2. キャパシタの構造・等価回路と周波数特性
- 3.3. キャパシタの等価回路と周波数特性
- 3.4. 容量のDCバイアス依存性とDynamic Capacitor Model

4. MOSFET, CMOS IC

- 4.1. MOSFETの構造と理論式
- 4.2. CMOS Inverter等価回路と構造
- 4.3. CMOS Inverter静特性と過渡特性
- 4.4. プロセスコーナーモデルと消費電流, 動作スピード
- 4.5. 基板実装時の等価回路
- 4.6. PDNのターゲットインピーダンス

5. 伝送線路

- 5.1. 伝送線路特性式とSPICEモデル
- 5.2. 伝送線路のSPICE解析
- 5.3. 形状データからのSPICEモデル入手

6. プリント基板

- 6.1. シングルエンド伝送線路とリターン層の定性的モデル
- 6.2. 90°バンド配線のリターン電流経路
- 6.3. スリットいりリターン層での電流経路, 特性インピーダンス
- 6.4. 差動配線, 複数同相配線と電流経路
- 6.5. 電流経路の周波数依存性
- 6.6. 表皮効果

7. 共振

- 7.1. LC共振
- 7.2. 配線の共振
- 7.3. 平行平板共振
- 7.4. 共振の予防と対策

8. 静電誘導・電磁誘導とシールド

- 8.1. シールド理論
- 8.2. 静電シールド
- 8.3. 磁気シールド
- 8.4. 電磁シールド

9. アンテナ

- 9.1. ダイポールアンテナ

10. ディファレンシャルモード, コモンモードと放射電界

- 10.1. ディファレンシャルモード, コモンモード
- 10.2. コモンモード信号発生メカニズム(コモンモード変換)
- 10.3. 放射電界強度計算

11. EMC対策部品

- 11.1. スペクトラム拡散クロック
- 11.2. フェライトビーズ
- 11.3. ノイズフィルタ
- 11.4. 電磁波吸収体

12. まとめ

講義内容のEMC設計適用例

参考文献一覧

6. プリント基板

6.4. 差動配線, 複数同相配線と電流経路

伝送線路と穴の空いたリターン層に流れる電流と特性インピーダンス

穴の直上の信号配線の

- 実効インダクタンスはリターン層との結合が無いために大きくなる $L_r > L_h$
- キャパシタンスは小さくなる. $C_r < C_h$

穴のない部分の特性インピーダンスを Z_r , 穴の直上部分の特性インピーダンスを Z_h とすると

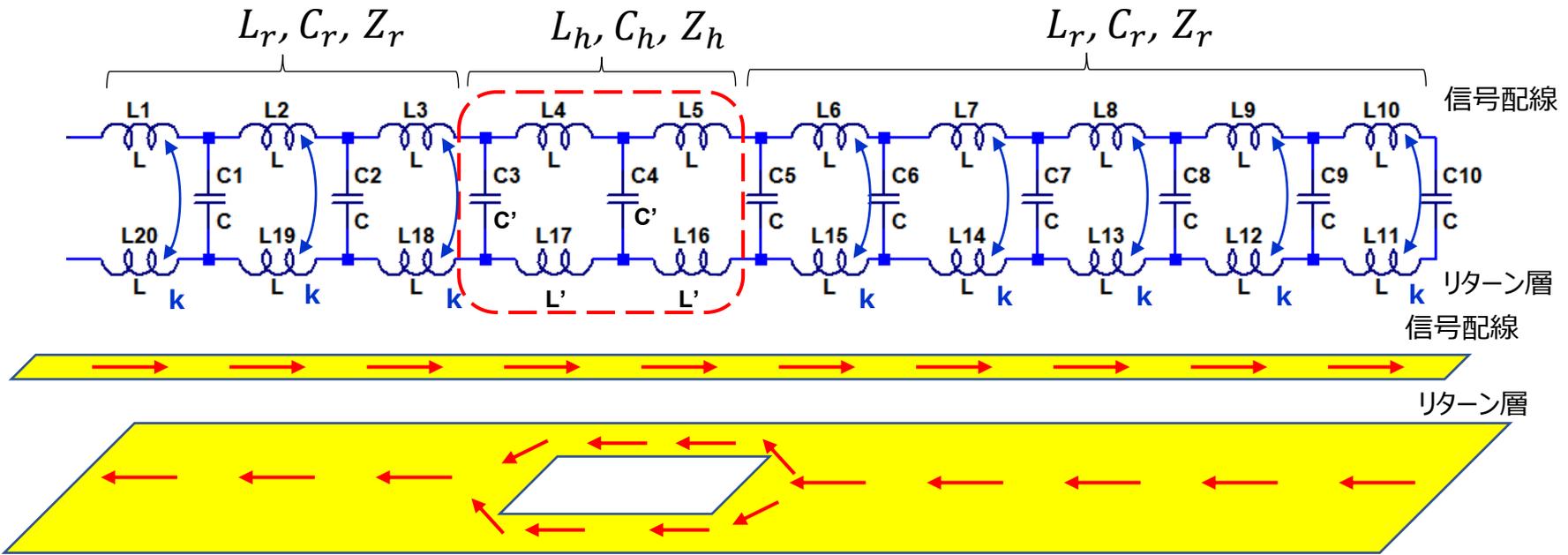
$$Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \quad Z_h = \sqrt{\frac{L_h}{C_h}}$$

従って

$$Z_r > Z_h$$

信号伝送時に

- 穴のある部分と無い部分で特性インピーダンスの変化が原因の反射が発生し波形の乱れが発生する.
- 穴のある部分と無い部分で平衡度が変化するためコモンモードが発生しノイズ放射の原因となる.

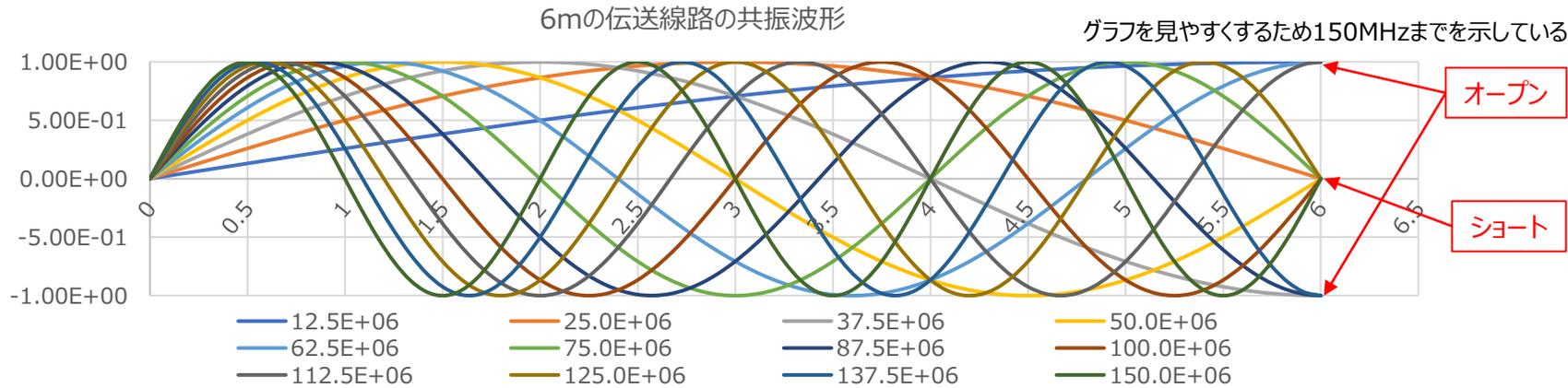


7. 共振

7.2. 配線の共振

【参考】共振による定在波の発生について

6mの位置を伝送線路を0mの位置を駆動端，6mの位置を負荷端として，負荷端がショート，オープンでの共振波形を下図に示す。
 オープンの場合は負荷端で電流が流れないために， $\lambda/4=6m$ である12.5MHzの奇数倍の高調波が共振する
 ショート場合は負荷端で電流が流れるために， $\lambda/2=6m$ である25MHzの整数倍の高調波で共振する

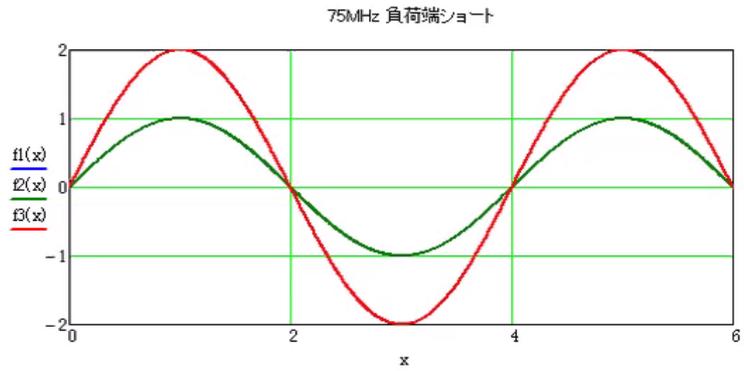
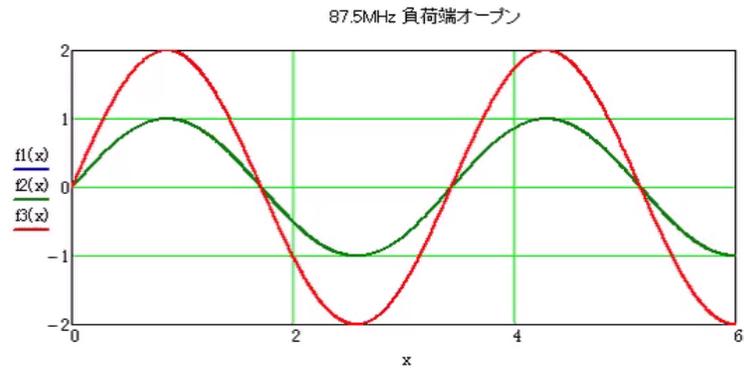


共振(定在波発生)のイメージ

伝送線路はインピーダンス整合時には進行波のみが伝送されるが，インピーダンス不整合時には定在波が発生する。
 イメージを掴むために負荷端がオープン，ショートの状態の，進行波，反射波，定在波のようすをアニメーションで示す。

- ・負荷端がオープンでは反射係数は1のため同相の電圧波形が反射される
- ・負荷端がショートでは反射係数は-1のため逆相の電圧波形が反射される

進行波 反射波 定在波(進行波+反射波)



8. 静電誘導・電磁誘導とシールド

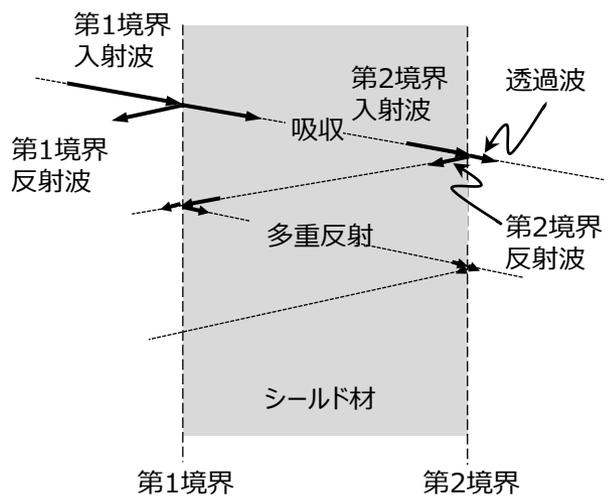
8.1. シールド理論

この章ではシールド効果を伝送線路理論で捉え、電磁エネルギーがシールド界面でインピーダンスの違いから一部が反射され残りが吸収され、吸収されたエネルギーがシールド層を通過するときに一部が熱エネルギーに変わることによって減衰するというAlexander Schelkunoffの手法を使って説明します。

後に“11.4. 電磁波吸収体”の章で電磁波を熱エネルギーに変換することによって電磁波の影響を低減・防止する材料について解説を行います。市販の電磁波吸収体の中にこの章で解説する電磁波の反射を使ったものもありますので、電磁波吸収体にかんしては両方の章をあわせて御覧ください。

シールドとは一つの領域から別の領域への電磁波の伝搬を抑制するための行為であり、ここではシールド領域が切れ目や開口がないことを前提に解説をすすめます。

シールド効果は入射した電磁波強度に対して透過した電磁波強度の比で表すことができます。



電界では

$$S_E = 20 \log \frac{E_0}{E_1} [dB]$$

E_0 : 入射電界 E_1 : 透過電界

磁界では

$$S_E = 20 \log \frac{H_0}{H_1} [dB]$$

H_0 : 入射電界 H_1 : 透過電界

均一で切れ目や開口がない十分大きなシールド材に対するシールド効果 S は以下の式で表されます。

A : 吸収損失 R : 反射損失 B : 多重反射補正係数

$$S = A + R + B [dB]$$

吸収係数 A が $9dB$ より大きい場合、電界の場合と遠方界では B を無視することが出来ます。

8. 静電誘導・電磁誘導とシールド

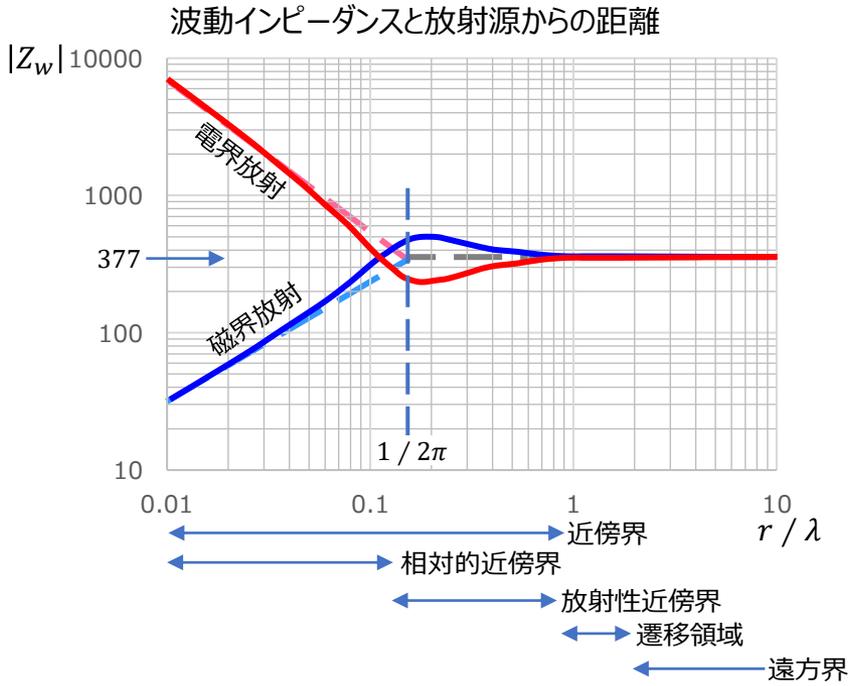
8.1. シールド理論

シールド性能を考えるときにはシールドする電磁波の波動インピーダンスに応じた設計を行う必要があります。波動インピーダンスの見積もりが高すぎるとシールド特性が不十分になり、低すぎると過剰な設計になる可能性があります。

波動インピーダンス

電磁波の放射源からの距離: r によって特性が異なるため、厳密には放射源からの距離で下記の領域に分類されている。 ※1

- 0 ~ $\lambda/2\pi$: 相対的近傍界
- $\lambda/2\pi \sim \lambda$: 放射性近傍界
- $\lambda \sim 2\lambda$: 遷移領域
- $2\lambda \sim \infty$: 遠方界



放射源に近い領域(近傍界)では電磁波の特性は、放射源の特性に依存します。

$$Z_w = \frac{E}{H}$$

放射源から遠い領域(遠方界)では電磁波の特性は、電磁波を伝搬させる媒体の特性に依存します。

$$Z_0 = \sqrt{\frac{j\omega\mu}{\sigma + j\omega\varepsilon}}$$

- μ : 透磁率
- ε : 誘電率
- σ : 伝導率

真空の場合は $Z_0 = 377$ となります

近傍界では、
 電磁波の放射が線状アンテナに近似できる場合は放射源は低電流で高電圧であるので波動インピーダンスは高くなります。
 電磁波の放射がループ状アンテナに近似できる場合は放射源は高電流で低電圧であるので波動インピーダンスは低くなります。
 通常、
 $r < \lambda/2\pi$ を近傍界
 $r > \lambda/2\pi$ を遠方界
 として近似して考えます。

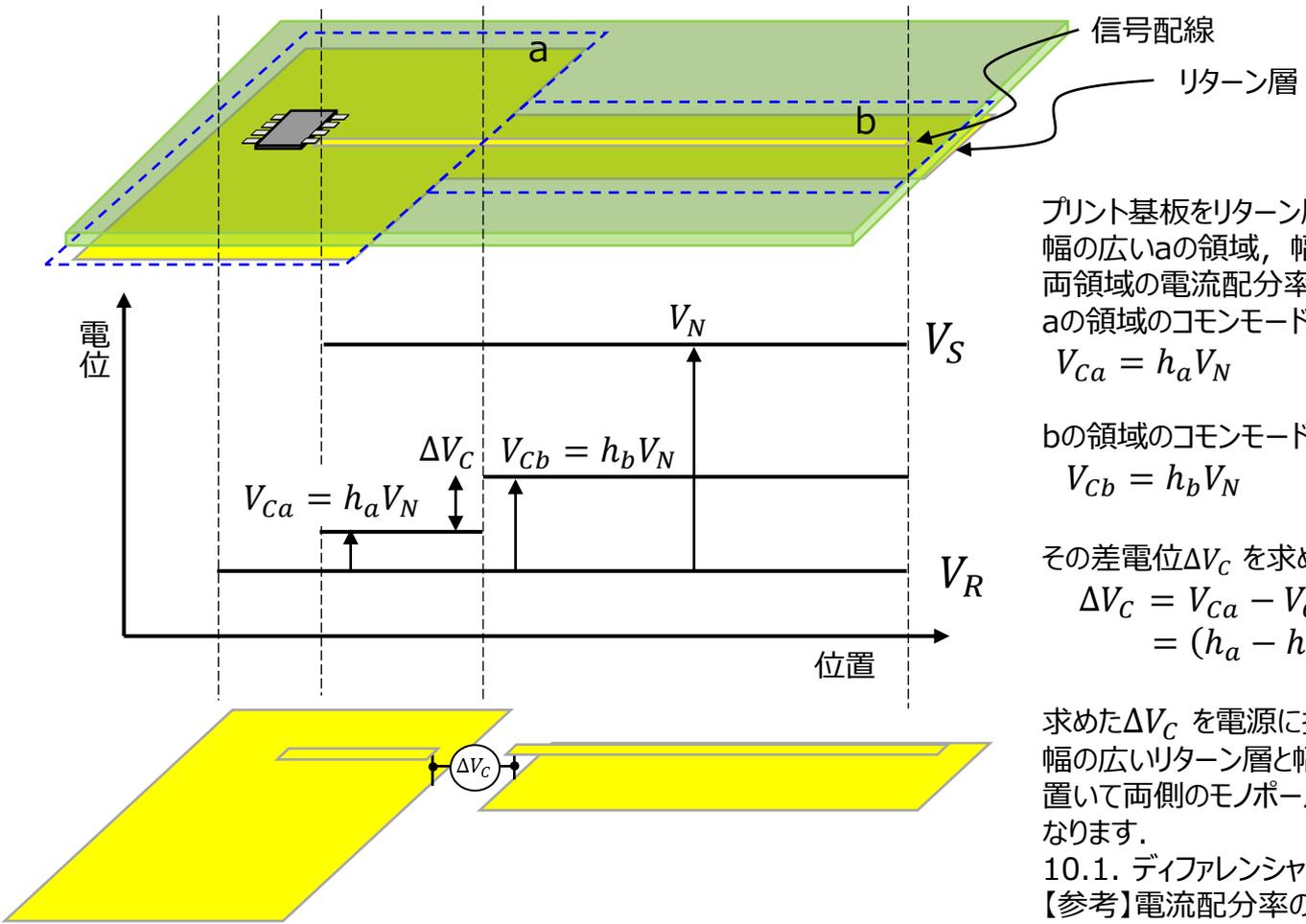
※1 : <https://www.osha.gov/radiofrequency-and-microwave-radiation/electromagnetic-field-memo>

10. ディファレンシャルモード, コモンモードと放射電界

10.2. コモンモード信号発生メカニズム(コモンモード変換)

① 平衡度の異なる線路の接続によるコモンモード変換

プリント基板において伝送線路の途中でリターン層の幅が変わった場合のコモンモードノイズに与える影響を電流配分率を使って定量化してみましょう。



プリント基板をリターン層の幅に着目して幅の広いaの領域, 幅の狭いbの領域に分けて, 両領域の電流配分率から

aの領域のコモンモード電位 V_{Ca}
 $V_{Ca} = h_a V_N$

bの領域のコモンモード電位 V_{Cb}
 $V_{Cb} = h_b V_N$

その差電位 ΔV_C を求めます.

$$\Delta V_C = V_{Ca} - V_{Cb} = (h_a - h_b) V_N$$

求めた ΔV_C を電源に持つコモンモード例震源を幅の広いリターン層と幅の狭いリターン層界面に置いて両側のモノポールアンテナを励振したことと等しくなります.

10.1. ディファレンシャルモード, コモンモード
 【参考】電流配分率の定義求め方 で解説した様に電流配分率は伝送線路の断面形状から, モーメント法などの電磁界解析ツールを使って比較的容易に求めることができます.

10. ディファレンシャルモード, コモンモードと放射電界

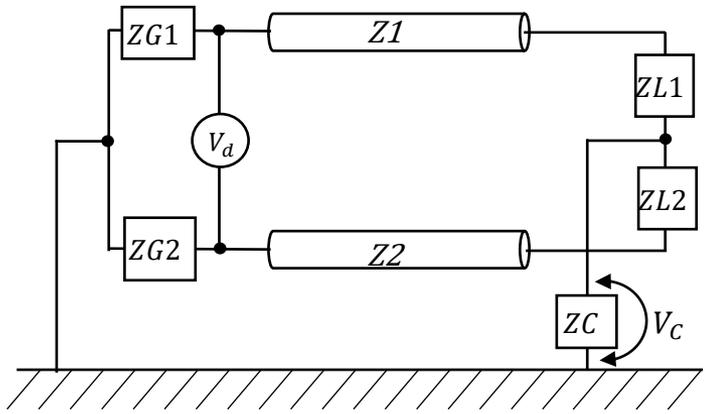
10.2. コモンモード信号発生メカニズム(コモンモード変換)

② 伝送線路周辺起因のインピーダンス変動によるコモンモード変換

伝送線路周辺起因のインピーダンス変動の事例としては、

- ・差動配線の両側のガード配線との距離の不一致,
- ・ガラスエポキシプリント基板のガラスファイバ束と信号配線の位置関係の差*1

などがよく知られています。
 左図に示す伝送線路を使ってディファレンシャルモードからコモンモードへのモード変換のメカニズムを説明します。

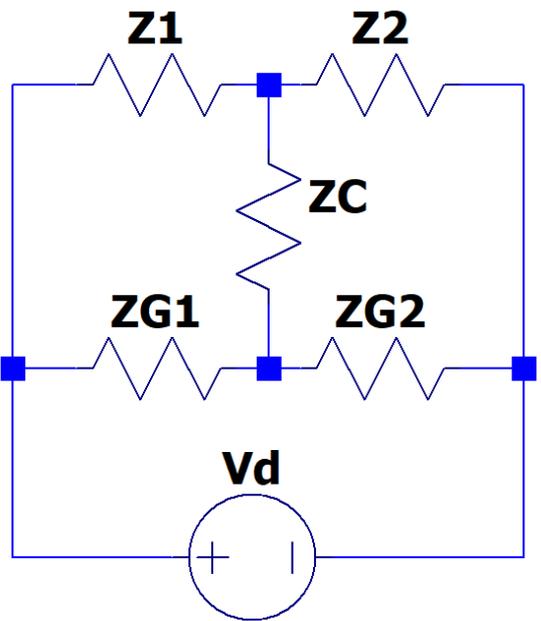


- ZG1 : 上側伝送線路のGNDとの結合インピーダンス
- ZG2 : 下側伝送線路のGNDとの結合インピーダンス
- ZC : コモンモードインピーダンス
- VC : コモンモード電位
- Z1 : 上側伝送線路の特性インピーダンス
- Z2 : 下側伝送線路の特性インピーダンス
- ZL1 : 上側伝送線路の終端抵抗
- ZL2 : 下側伝送線路の終端抵抗

$$Z1 = ZL1$$

$$Z2 = ZL2$$

であるとするならば、上側伝送線路のインピーダンスはZ1, 下側伝送線路のインピーダンスはZ2とみなせるので、等価回路は左図のブリッジ回路と考えることができます。この回路でZCの両端の電位 V_c は以下の様に求めることができます。



$$V_c = V_d \left(\frac{Z2}{Z1 + Z2} - \frac{ZG2}{ZG1 + ZG2} \right)$$

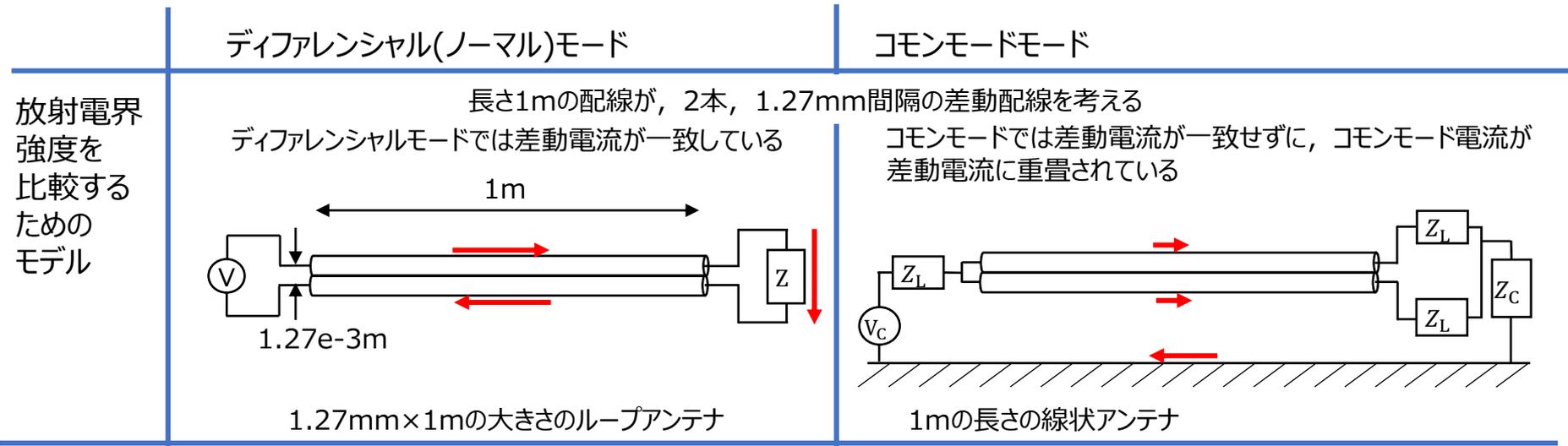
$$= V_d \frac{Z2(ZG1 + ZG2) - ZG2(Z1 + Z2)}{(Z1 + Z2)(ZG1 + ZG2)}$$

$$= V_d \frac{Z2 \cdot ZG1 - ZG2 \cdot Z1}{(Z1 + Z2)(ZG1 + ZG2)} \quad *2$$

*1 : 高速デジタル回路設計 アドバンスド・シグナルインテグリティ
 *2 : C-5コモンモード変換の原因と測定

10. ディファレンシャルモード, コモンモードと放射電界

10.3. 放射電界強度計算



放射電界計算	<p>放射源から3mの位置で30MHzで100μVの電界放射が観測されるとき電流を求めてみる</p> <p>ループアンテナによる放射電界</p> $ E_{Dmax} = 1.316e - 14 \frac{f^2 \cdot L \cdot s \cdot i_D }{d} *1$ <p>$L = 1m$ $d = 3m$ $s = 1.27e - 3$ $f = 30e6Hz$ $E_{Dmax} = 100e - 6V$</p> <p>$i_D = 19.9e - 3$</p>	<p>ダイポールアンテナによる放射電界</p> $ E_{Cmax} = 1.257e - 6 \frac{f \cdot L \cdot i_C }{d} *1$ <p>$E_{Cmax} = 100e - 6V$ $E_{Cmax} = 100e - 6V$</p> <p>$i_C = 7.87e - 6$</p>
--------	--	--

この条件ではコモンモードはディファレンシャルモード電流の 1/2500 (-68dB) の電流で同じレベルの放射電界が発生する

注意しなければならないのは、ループアンテナでは f^2 にダイポールアンテナでは f に電界強度が比例する式になっていますが、5.1. 伝送線路特性式とSPICEモデル 矩形波の周波数成分で解説したように、ロジッククロック波形を構成する矩形波や台形波の周波数成分は高周波ほど少なくなります。従って、広い周波数帯域の放射電界を考えるとときには周波数毎の電流値を考慮しなければなりません。

*1 : Antennas For All Applications McGRAW-HILL

11. EMC対策部品

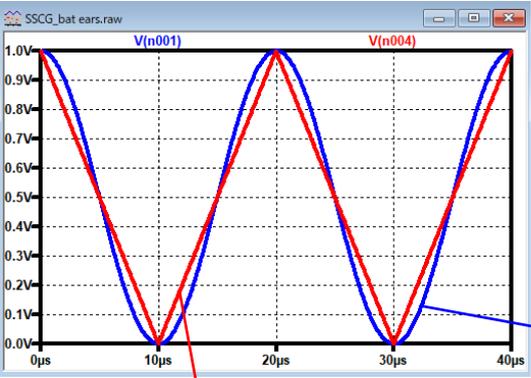
11.1. スペクトラム拡散クロック

変調波形とノイズ低減効果

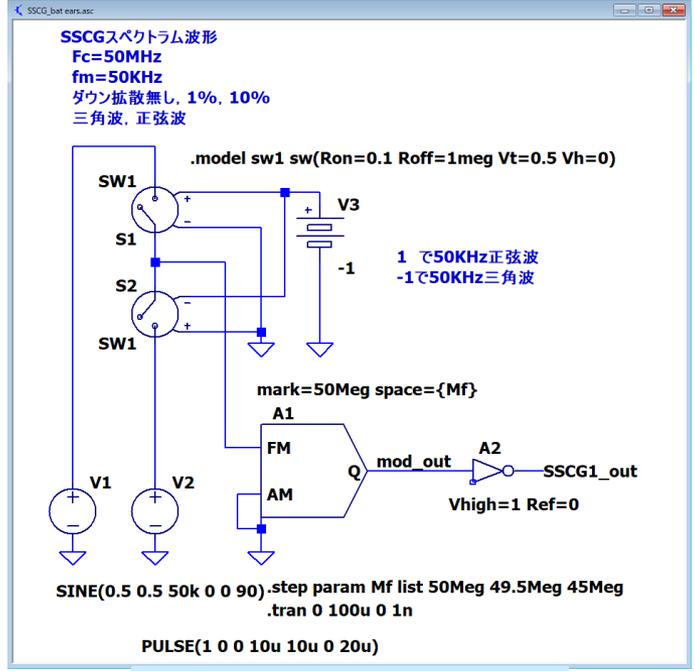
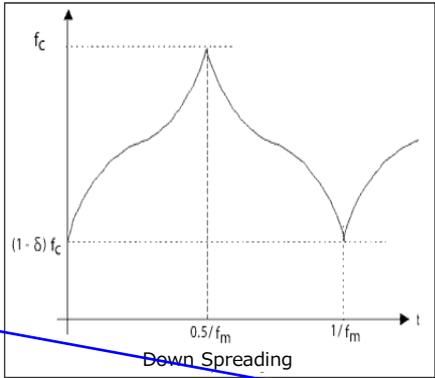
周波数変調波形を正弦波のようななまった波形で行うと、拡散したスペクトル端部に bat ears (コウモリの耳) と呼ばれる強度の強い部分が発生します。

Hershey's Kiss 波形と呼ばれる波形で変調を行う事によってスペクトル分布を平坦にすることができます。

変調波形(三角波, 正弦波)

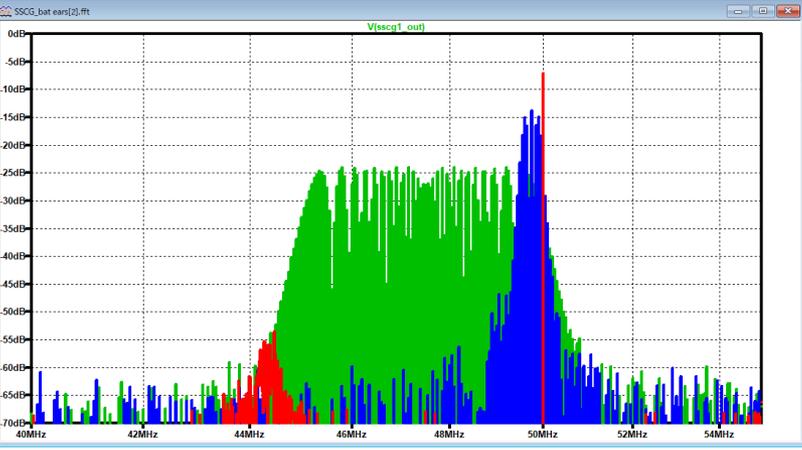


Hershey's Kiss 波形



file name: SSCG bat ears.asc

理想的な三角波による変調



正弦波による変調

