抵抗付きデカップリングキャパシタによるノイズ低減

正員 高橋 丈博 (拓殖大学) 正員 渋谷 昇 (拓殖大学)
正員 伊藤 健一 (イトケン研究所) 非会員 濱田 倫一 (アイコム)
正員 浅田 和秀 (アイコム)

Noise Reduction by Decoupling Capacitor with Resistor

Takehiro Takahashi, Member, Noboru Schibuya, Member (Takushoku University), Kenichi Ito, Member (Itoken Laboratory), Tomokazu Hamada, Non-member, Kazuhide Asada, Member (Icom)

Noise reduction effect using decoupling capacitor with series resistor was studied. It is well known that the decoupling capacitor is a familiar noise reduction technique on a printed circuit, and its effect is limited at high frequency by some parasitic inductances such as lead, trace and so on. Some capacitors are often connected in parallel for widening its band, but its impedance grows up highly at parallel resonance frequency. In this paper, the effect of the suppression of parallel resonance by decoupling capacitor with resistor is described and the relation between band width and device parameters is shown. The reduction effect is measured and simulated about transmission characteristic and near magnetic field.

キーワード：デカップリングキャパシタ，ノイズ低減，共振回路，近傍磁界

1. はじめに

電子機器における電磁ノイズが，機器開発の上で問題となっている。機器開発の現場では主に経験や試行錯誤によりノイズ対策が行われることが多い。このとき，有効なノイズ対策方法が得られる一方，思わぬ理由によりノイズが悪化することも多い。本報告では，電源ラインなどのノイズ対策として一般に良く用いられるデカップリングキャパシタの効果を検討し，抵抗付きデカップリングキャパシタによるノイズ低減方法を提案する。

デカップリングキャパシタについてはありふれた対策技術であることから改めて論じられることは少ないが，パターンやリード線のインダクタンスを考慮したキャパシタの接続方法を述べたもの⁽¹⁾，並列に接続したデカップリングキャパシタの効果を解析したもの⁽²⁾などがある。キャパシタのインピーダンスの絶対値 $|Z|$ の周波数依存性の一例を図1に示す。キャパシタのインピーダンスの絶対値 $|Z|$ は理想的には周波数 f に対し20dB/decで減少していく。しかし現実には，パターンやリード線の持つインダクタンス L の効果によりある周波数 f_r で直列共振を生じ，インピーダンスが0となる。このとき f_r 以上の周波数では全体のインピーダンスはインダクタンスのインピーダンスに支配されるため，その大きさは20dB/decで上昇してゆき，キャパシタによる低インピーダンスの効果が得られなくな

る。⁽¹⁾
ここで，違う値のキャパシタを並列に接続することによりキャパシタによる低インピーダンスの帯域を広げる手法が良く用いられる。直列共振点が2箇所になるため単純に帯域が広がると錯覚しがちだが，文献(2)で指摘されている

図1 インダクタンス成分を持ったキャパシタのインピーダンス

Fig.1. Impedance of capacitor with inductance.

ように2つの共振点の間に、インピーダンスの大きさが上昇する点が存在する。これはリアクタンス定理より明らかで、リアクタンス回路においては2つの直列共振の間には必ず並列共振が存在し、そのインピーダンスの絶対値は無限大となる。⁽³⁾ 回路に抵抗成分があるとき共振のQは低下し、インピーダンスの大きさは有限の値となる。

現実の回路で並列共振の影響があまり問題にされなかったのは、デカップリングキャパシタを実装するプリント基板による伝送損失や、キャパシタ自体の損失があり、Qの上昇を防いでいたためと考えられる。しかし最近では、低損失基板の開発が盛んに進められており、また部品のチップ化によって損失成分が失われつつあり、新たに問題となってくる可能性がある。

ここで、積極的に抵抗を用いることで、並列共振を小さくし、全体として広帯域な特性を持ったデカップリングキャパシタを構成することが可能であることがわかった。必要な抵抗値は数Ω程度と実用上ほとんど問題がなく、特性が大幅に改善される。この特性について、回路シミュレーション及び測定によって検討した。さらに、このような回路部品が実際に使用されるプリント配線におけるノイズ低減効果を確認するため、マイクロストリップ線路でその特性を測定及びシミュレートした。

なお、本稿では主にインピーダンスの絶対値について議論するので、文章の読みにくさを避けるため特に断らない限りインピーダンスという表記はインピーダンスの絶対値を指すものとする。

2. 抵抗付きデカップリングキャパシタのインピーダンス

図2 C, Lによるインピーダンス
Fig.2. Impedance of C and L.

<2.1> デカップリングキャパシタのインピーダンス

デカップリングキャパシタを容量CとリードやパターンのインダクタンスLから構成される部品と考える。通常Cは100pF～0.1μF, Lは1nH～100nH程度の値となる。C, L単体のインピーダンスは図2のようになり、Cは大きいほど、またLは小さいほどインピーダンスが小さくなる。従って、デカップリングキャパシタによってインピーダンスの小さくなる周波数の低域はCによって、また高域はLによって決まる。このことから、大きなCと小さなLによる組み合わせが最も良いデカップリングキャパシタであるという考え方がある。

しかし、次のようなことから、小さなCを使うことが考えられる。

- 1) 直列共振を利用する。
- 2) インダクタンスを小さくする。

図2において、CからLに移る谷となる交点では次の周波数 f_r で直列共振が起こり、理想的にはインピーダンスが0となる。

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}} \dots \dots \dots (1)$$

このことを利用して、適当なCを用い、ある特定の周波数成分を低減する方法が考えられる。これが上記1)にあたる。また、大きなCを用いるとLが大きくなってしまい都合の悪い場合がある。例えば、大きなサイズのキャパシタを用いた場合、部品配置の都合上パターンやリードが長くなり、インダクタンスが増える場合などがある。このような場合、小さなCを用いることでリード等のインダクタンスを小さくし、高域でのインピーダンスを下げるができる。特に放射ノイズなどで問題となる100～1000MHz付近ではインダクタンスの影響が大きいため、大きな効果が期待できる。これが2)にあたる。

このように、CやLの選定に制限があるため、大きなCと小さなLによるデカップリングキャパシタを構成できない場合が多い。そこで従来より、容量の違うキャパシタを並列に挿入し、広域に渡ってインピーダンスを低下させようとするノイズ低減法が多く行なわれてきており、効果を上げてきた。

このとき、L, Cの直列回路が並列に接続された回路となるが、このような回路ではリアクタンス定理より必ず並列共振点が現われる。 C_1 , L_1 と C_2 , L_2 の2つの直列回路が並列に接続されると、次の場合にインピーダンス無限大となる。

$$\omega^3 C_1 C_2 (L_1 + L_2) - \omega (C_1 + C_2) = 0 \dots \dots (2)$$

$$f_r \begin{cases} = 0 \\ = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \cdot C_2}}, (L_1 \gg L_2, C_1 \gg C_2) \end{cases} \dots (3)$$

従って、この周波数ではデカップリングキャパシタの効果は期待できないことになる。

<2.2> 抵抗を挿入したときの特性 並列共振時のインピーダンスは回路の抵抗成分によって大きく変化する。図3に示すように R_1, L_1, C_1 と R_2, L_2, C_2 の2つの直列回路が並列に接続された時のインピーダンス $|Z|$ は次のようになる。

$$|Z| = \left| \frac{\left\{ R_1 + j\left(\omega L_1 - \frac{1}{\omega C_1} \right) \right\} \left\{ R_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2} \right) \right\}}{R_1 + R_2 + j\left(\omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2} \right)} \right|$$

..... (4)
 $C_1=0.01\mu\text{F}$, $L_1=10\text{nH}$, $C_2=470\text{pF}$, $L_2=1\text{nH}$ とし、 R_1, R_2 を0, 1, 4, 8 (Ω)で組み合わせた場合のインピーダンスの周波数特性を図4 (a) に示す。抵抗 R_1, R_2 が小さい場合は、直列共振、並列共振がはっきりと現われている。ここで、2つの直列共振点が多分離れていれば、そのときのインピーダンスはほぼ R_1 と R_2 となる。そこで、インピーダンスの周波数特性を平坦にすることを考え、

$R_1 = R_2 = R$ (5)
とする。 R を0~10 (Ω)で変化させた時のインピーダンスを図4 (b) に示す。 R を大きくすると直列共振点のインピーダンスが大きくなる。一方、並列共振点のインピーダンスは $R=0$ で無限大だが、 R を大きくするとあるとき最小値をとりその後再び上昇していることがわかる。このように適当に R を選択することにより、並列共振時のインピーダンスを小さく抑えたデカップリングキャパシタの構成が可能である。

図3 抵抗成分を持つデカップリングキャパシタを並列に接続したときの等価回路

Fig.3. Equivalent circuit of parallel decoupling capacitors with resistor.

先と同様に

$$L_1 \gg L_2, C_1 \gg C_2 \dots \dots \dots (6)$$

とする。このときの並列共振周波数 f_r は

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_2}} \dots \dots \dots (7)$$

となる。ここで与える並列共振周波数は式(4)の絶対値記号の中の分母の虚部が0となる点を考えているが、一般に回路に抵抗成分が含まれている場合、インピーダンスが最大の点と虚部が0となる点は必ずしも一致しない。しかし、抵抗値が小さければそれほど大きい違いはなく、式の扱いやすさの点から、ここでは、式(4)の絶対値記号の中

(a) $R_1 \neq R_2$

(b) $R_1 = R_2$

図4 並列接続したデカップリングキャパシタのインピーダンスの抵抗R依存性

Fig.4. Resistor dependency of impedance of the parallel decoupling capacitor.

の分母の虚部が0となる点について考える。式(4)に式(5, 6, 7)を適用することにより、並列共振時のインピーダンス $|Z_r|$ が次のように得られる。

$$|Z_r| = \frac{R}{2} + \frac{L_1}{2RC_2} \dots \dots \dots (8)$$

インピーダンスの最大値、並列共振時のインピーダンス、及び近似式(8)によるインピーダンスの、抵抗R依存性を図5に示す。図より最大値と並列共振はほとんど一致しており、近似式もほぼ一致した結果が得られていることがわかる。従って、式(6)の条件に関わらず、式(8)によって特性の概略をつかむことが可能である。

ここで、インピーダンス $|Z_r|$ はRに対して極小値を持っていることがわかる。そこで、式(8)をRで微分すると

$$R^2 = \frac{L_1}{C_2} \dots \dots \dots (9)$$

の場合に極小値を持つことがわかり、そのときのインピーダンスは

$$|Z_r| = \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} \dots \dots \dots (10)$$

で与えられる。従って、並列共振時のインピーダンスの極小値は L_1 と C_2 の比によって決まることがわかる。

<2.3> Rの選定 以上のように、適当なRを選定することにより、並列共振時のインピーダンスを低く抑えた並列デカップリングキャパシタの構成が可能となる。先の例で、 $C_1=0.01\mu F$, $L_1=10nH$, $C_2=470pF$, $L_2=1nH$ とした場合、並列共振周波数 f_r は

$$f_r \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_2}} = 73.4 (MHz) \dots \dots \dots (11)$$

図5 並列共振時のインピーダンスの抵抗R依存性
Fig.5. Resistor R dependency of impedance on resonance.

また、このときのインピーダンスの最小値 Z_r は

$$|Z_r| \approx \sqrt{\frac{L_1}{C_2}} = 4.6 (\Omega) \dots \dots \dots (12)$$

となる。(正確には $4.3 (\Omega)$) 従って、 $R=4.6 (\Omega)$ とすることによって、平坦な特性を持った並列デカップリングキャパシタを構成できる。このときの特性は図4 (b)の $R=4 (\Omega)$ のものとはほぼ同じである。

デカップリングキャパシタの帯域を広げるために、高域の直列共振を高くするため、例えば $C_2=47pF$ としたときのインピーダンスを図6 (a)に示す。この場合、 $|Z_r|=14\Omega$ となってインピーダンスが上昇してしまう。次に L_2 を $1nH \sim 0.1nH$ に小さくしたものを図6 (b)に示す。 L_2 を小さくすることによって高域のインピーダンスが低下し、帯

(a) $C_2 = 47pF$

(b) L_2 is changed from $1nH$ to $0.1nH$.

図6 インピーダンスの C_2 , L_2 による変化
Fig.6. Dependency of impedance on C_2 and L_2 .

域が広がっていることがわかる。

$|Z_t|$ によってデカップリングキャパシタのインピーダンスが決まるが、経験的に負荷インピーダンスの1/5~1/10程度でよいとされている⁽¹⁾。負荷インピーダンスを50Ω程度と考えれば、前述の例による約4Ωはほぼ適当な組み合わせといえる。 $L_1/C_2=20$ 程度になるように L_1 、 C_2 の組み合わせを決定すれば同様の結果が得られる。

3. 線路上におけるデカップリングキャパシタの効果

通常デカップリングキャパシタはプリント配線板上の線路などに実装され、高周波成分を遮断する働きをするが、前節までに述べた効果が線路上でも同様に生じるかを確認するために、長さ75mmのマイクロストリップライン（50Ω）の中央にキャパシタを並列に挿入したものについて測定、シミュレーションにより検討した。線路の様子を図7に示す。2つのチップキャパシタを線路中央付近の両側に配置し、片側を線路へ、もう一方を基板を貫通させた線により裏側の面状グラウンドに接続している。 $C_1=0.01\mu\text{F}$ 、 $C_2=470\text{pF}$ とし、1Ωの抵抗を挿入したときとしないときの効果をみた。

まず、線路中央のキャパシタのデカップリング効果は伝送信号の透過特性(S21)で確かめることができるので、抵抗を付加することにより並列共振が小さくなりデカップル効果が低下しない様子を測定した。また、このときの様子がシミュレーション可能であることを示した。

次に、線路上の電流分布を反映すると考えられる近傍電磁界を測定、シミュレートした。このとき、共振周波数

図7 モデル基板
Fig.7. Model printed circuit board.

において単にデカップリング効果が失われるだけでなく、キャパシタ付近で大きな磁界が観測されること、これらが抵抗を付加することによって改善されることがわかった。

<3.1> 透過特性 透過特性S21は出力端を50Ωで終端し測定した。またシミュレーションでは、まず線路を等価集中定数回路網法⁽⁴⁾によってインダクタンスL、キャパシタンスC、抵抗Rからなるはしご回路に置き換える。次に伝送シミュレータSPICE⁽⁵⁾によって正弦波を入力したときの出力電圧を求めた。

結果を図8に示す。測定したものを(a)、シミュレートしたものを(b)にそれぞれ示している。測定では、抵抗なしのとき116MHzで並列共振が生じ、インピーダンスが高くなってデカップリングキャパシタとしての効果が失われている。1Ωの抵抗を挿入することにより、直列共振のインピーダンスは約1Ωとなってこの点でのデカップリング効果は小さくなるが、並列共振のインピーダンスは4Ω程度と

図8 透過特性
Fig.8. Characteristic of transparency.

低く抑えられデカップリング効果が失われない。シミュレーションより、抵抗がない場合 $L_1=1.9\text{nH}$, $L_2=1.5\text{nH}$, 抵抗がある場合 $L_1=3.4\text{nH}$, $L_2=3.0\text{nH}$ とお互いに近い値になってしまっていることがわかった。そのため、抵抗なしとありの場合で並列共振周波数のずれが大きいですが、特性は十分に反映されている。またシミュレーションは測定結果をほぼ忠実に表すことができ、パラメータの評価や特性の予測に有効である。

<3.2> 近傍磁界 線路の電流によって生じる近傍磁界を、ニアフィールド測定システム（アイコム製）により測定し、デカップリングキャパシタによる電流分布の変化を観測した。ニアフィールド測定システムは放射源の近傍でアンテナを平面状にスキャンさせることにより近傍電磁分布を測定することができる。ここでは直径10mmのループアンテナのループ面の法線方向をx, y方向に向け、アンテナの先端が $z=5\text{mm}$ の平面上になるようにスキャンさせた。x, y方向それぞれの受信電力P (dBm) をネットワークアナライザ（HP4396A）で測定し、そのベクトル和の絶対値を求めた。測定系の校正のため、線路を整合終端した時に生

じる近傍磁界を測定し、測定器の校正機能により周波数特性が平坦になるようにしている。線路の電流と磁界との定量的な相関はとれていないので、ここでは相対的な比較に留める。

キャパシタがない場合の分布（116MHz）を図9に示す。また、並列共振周波数より低い周波数での分布を図10

図9 測定による近傍磁界分布（キャパシタなし）
Fig.9. Measured near magnetic field.(without capacitor)

(a) without resistor (16MHz)

(b) with resistor (11MHz)

図10 測定による近傍磁界分布（共振周波数以下）
Fig.10. Measured near magnetic field below the resonance frequency.

(a) without resistor (116MHz)

(b) with resistor (84MHz)

図11 測定による近傍磁界分布（共振周波数）
Fig.11. Measured near magnetic field on the resonance frequency.

に、並列共振周波数における分布を図11に示す。それぞれ、抵抗無しを(a)、抵抗付きを(b)に示している。測定周波数はそれぞれ図中に示している。図9、10と比較すると、デカップリングキャパシタによってそれ以前の線路の磁界がやや上昇し、一方それ以降の線路の磁界が減少している。磁界は線路の電流を強く反映しているといえるので、線路へ流入する電流が増加しデカップリングキャパシタによって電流が阻止されている様子がうかがえる。0.01 μ Fのキャパシタのインピーダンスは約300kHzで測定系と同じ50 Ω となるので、これ以上の周波数では線路へ流入する電流が増加する。キャパシタに接続する抵抗による磁界の違いはあまりみられない。図11をみると、並列共振周波数において、デカップリングキャパシタのより強い磁界が観測される。これは主にデカップリングキャパシタ付近で観測できるが、2つのキャパシタによって形成されるループが共振しているため、ループ内で大きな電流が流れ、それに応じて強い磁界が発生していると考えられる。この場合、抵抗を付加することで、特にデカップリングキャパシタ付近の電流を低減し、図10すなわち並列共振

時でない場合と同程度の電流に抑えていることがわかる。次に、近傍磁界分布をシミュレーションによって求めた。透過特性のシミュレーションと同様に線路をはしご回路に置き換え、伝送シミュレータによって線路上の電流分

図12 近傍磁界シミュレーションで用いた座標系
Fig.12. Coordinate system used in simulation of near magnetic field.

図13 シミュレーションによる近傍磁界分布（共振周波数以下）
Fig.13. Simulated near magnetic field below the resonance frequency.

図14 シミュレーションによる近傍磁界分布（共振周波数）
Fig.14. Simulated near magnetic field on the resonance frequency.

布を計算する。長さ s ，電流 I の微小ダイポールによって距離 r の点に生じる磁界 H は次式によって求められる⁽⁶⁾。

$$H_{\phi} = \frac{I \cdot s \cdot e^{-jk r} \left(\frac{1}{r^2} + \frac{jk}{r} \right) \sin \theta}{4 \pi} \cdots \cdots (13)$$

このときの座標系を図 12 に示す。伝送シミュレーションによって計算された電流分布から式 (13) を用いて、 $z=10\text{mm}$ における平面での磁界分布を x ， y 方向について計算しベクトル和の絶対値を求めた。測定されたループアンテナによる受信電力との絶対的な比較は現在検討中であり、ここでは定性的な比較にとどめる。

図 10，11 に対応するシミュレーション結果をそれぞれ図 13，14 に示す。測定結果と同様に、抵抗を挿入しない場合に並列共振周波数において磁界が非常に大きくなるが、抵抗を挿入することにより低減されている様子が計算されており定性的に良く一致している。また、並列共振時に生じる大きな磁界は、キャパシタ部分の電流が増加していることが計算されており、そこから生じる磁界が主な原因となっていることがわかる。

このように、本手法は放射性のノイズの低減にも有効であることが示唆された。

4. まとめ

デカップリングキャパシタに抵抗を付加したときの効果について検討を行なった。

帯域を広げる目的でキャパシタを並列に接続すると、並列共振を生じてインピーダンスが大きくなるためデカップリング効果が減少する。キャパシタに適当な抵抗を付加することにより並列共振時のインピーダンスを低減し、広帯域なデカップリングキャパシタを構成することが可能である。また、共振によって生じる強い電流が抵抗によって低減され、近傍磁界が小さくなっていることを測定より確かめた。

このように、本手法は伝送特性だけでなく放射ノイズの改善にも効果があることが示唆された。ノイズ対策にはインダクタンスやキャパシタンスといった素子が用いられることが多いがノイズのピークが移動するだけの場合が少なくない。一方、抵抗は電流を消費する性質を持つためノイズの抑制が可能である。抵抗成分を有効に利用することで、ノイズ対策を効果的に行なうことができる。

(平成 6 年 8 月 29 日受付，同 7 年 5 月 1 日再受付)

文 献

- (1) 伊藤健一：アースとバスコン，日刊工業新聞社 (1978)
- (2) C.R.Paul：" Effectiveness of Multiple Decoupling Capacitors"，IEEE Trans. on EMC，34，2，pp.130-133 (1992)

- (3) 山田直平：交流回路計算法，コロナ社 (1940)
- (4) 高木治夫，渋谷昇，伊藤健一：" 雑音解析評価システム—多導体系の容量計算プログラム CALCAP について—"，信学論 B，J67-B，8，pp.900-907 (1984)
- (5) L.W.Nagel：" SPICE2: A Computer Program to Simulate Semiconductor Circuits"，Electronic Research Lab. (UCB)，ERL-M520 (1975)
- (6) 虫明康人：アンテナ・電波伝搬，コロナ社 (1961)

高橋 文博

(正員) 昭 6 0 東京農工大・工・電子卒。昭 6 2 同大学院修士課程了。同年キヤノン(株)入社，昭 6 3 拓殖大・工・情報工助手，現在に至る。工博。主に電子機器の EMC に関する研究に従事。電子情報通信学会，回路実装学会，超音波医学会会員。

渋谷 昇

(正員) 昭 4 5 阪大・理・物理卒。昭 4 7 同大学院修士課程了。昭 4 7～5 0 チュービンゲン大学留学。昭 5 3 阪大大学院博士課程了。理博。東京農工大・工・助手，助教授を経て，昭 6 2 拓殖大・工・助教授。平 4 同大教授，現在に至る。医用画像処理，電子回路の EMC に関する研究に従事。電子情報通信学会，情報処理学会，回路実装学会，超音波医学会会員。

伊藤 健一

(正員) 昭 2 0 東大・工・電気卒。同年東京芝浦電気入社。通信機器事業部，電子計算機事業部，医用機器事業部を経，昭 5 0 東京農工大・工・教授。昭 6 2 拓殖大・工・教授，平 5 イトケン研究所所長。工博。医用画像処理，電子回路の EMC に関する研究に従事。電子情報通信学会，超音波医学会会員。前プリント回路学会会長。

濱田 倫一

(非会員) 昭 6 3 芝浦工業大・工・電気卒。同年アイコム(株)入社，主としてマイクロ波アンテナ，ならびにニアフィールドアンテナ測定装置の開発に従事。電子情報通信学会会員。

浅田 和秀

(正員) 昭 5 0 東京電機大・工・電子卒。同年アイコム(株)入社，主として V/UHF アマチュア無線機の開発に従事。電子情報通信学会会員。