

シリーズ 基礎から学ぶスイッチング電源回路とその応用

第 ④ 巻

基礎から学ぶ コンバータ回路における EMI 対策

工学博士 谷口 研二 [著]

コロナ社

刊行のことは

私たちの身のまわりはパワーエレクトロニクス（パワエレ）であふれている。実際、パワエレ技術は家電分野にとどまらず電力分野、産業分野、交通分野など、きわめて広い分野で使われている。今後、さらに電力効率が向上し、地球温暖化ガスの排出量の低減を通して持続可能な社会の実現につながることは間違いない。

パワエレの要であるスイッチング電源回路（インバータやコンバータ）は、配電系の電力を負荷が必要とする電力形式（電圧や電流の振幅、周波数、相数など）に変換する役割を担っている。この電源回路は、組み込まれている部品の種類（半導体スイッチ、コイル、コンデンサ、トランス、制御ICなど）が多様であるため、パワエレ技術者は電気回路、半導体デバイス工学、制御理論、電子回路、熱伝導工学、実装技術、電磁気学など多岐にわたる知識が必要となる。なかでも、最近のパワエレ技術の爆発的な普及には、その頭脳にあたる制御用マイクロプロセッサの発展が大きく関わっている。制御ICが低コストで提供され、スイッチング電源回路の普及が進むことで、ますます高度なデジタル処理技術の知識も必要になってきた。

ところが、わが国の大学では縦割りの狭い学問分野に特化した専門教育が旧態依然として行われており、企業の技術者が直面する学問分野横断的な問題解決型の教育は必ずしも十分ではなかった。このような事情もあって、パワエレ技術者は経験豊富な先輩の下でOJT（on the job training）を10年間程度経験してやっと一人前になるといわれてきたが、習得に時間のかかる徒弟教育では進展の速いエレクトロニクス分野においては、とても世界に太刀打ちできない。

筆者はOJTに代わる方法として、原理原則に基づく系統的なパワエレ教育の必要性を痛感し、双方のギャップを埋める橋渡し教材の作成を始めた。折し

ii 刊 行 の こ と ば

も NEDO「パワーエレクトロニクス技術に関する人材育成事業の展開」（平成 28 年～31 年）の支援もあり、「パワエレ技術者塾」と銘打ってこの教材を用いた人材育成講座を実施した。その間、参加された企業技術者からいただいたフィードバックコメントを教材に反映させ、教材開発に生かした。

この教材開発の経験をもとに、ここに「シリーズ 基礎から学ぶスイッチング電源回路とその応用」を刊行することにした。本シリーズは、「各種の技術分野で発現する現象は、基礎原理まで立ち戻ると類似の物理的イメージに集約されて、分野横断的に取り扱い可能」という基本的な考えの下で作成している。これらを意識しながら読み進めていただければ、記憶すべき知識も減って、パワエレ技術の壁の高さに辟易していた技術者もその理解が一層深まるものと確信する。

「省エネ、省エネ」と叫ばれる時代。無駄なエネルギーを使わず、少しの努力で最大の効果を得るべく分野横断型の基礎学問の習得に重点を置いた勉強をして、しっかりと基礎を固めてより高いレベルで議論できるパワエレ技術者を目指してほしい。

なお、本シリーズは以下の巻で構成されている。

第 1 巻 基礎から学ぶ電気回路と電子回路

第 2 巻 基礎から学ぶスイッチング電源の要素デバイス

—— パワー半導体デバイス、コンデンサ、インダクタ ——

第 3 巻 基礎から学ぶ制御工学と基本コンバータ回路

第 4 巻 基礎から学ぶコンバータ回路における EMI 対策

第 5 巻 コンバータ回路の応用

—— 力率改善回路、LLC 回路、PSFB 回路、OBC 回路 ——

第 6 巻 インバータ回路とモータの制御

第 1 巻から第 4 巻まではおもに大学の電気工学科などで学習する基礎的な内容である。パワエレ技術の基盤を短期間に学習できるよう内容を厳選しているので、経験豊富な技術者も「学び直し」を通して、改めてパワエレ技術を見直すきっかけになることを期待している。

第3巻と第4巻の後半部，ならびに第5巻と第6巻は大学院レベル学生や企業の技術者向けの技術内容を含んでいる。専門外の技術者には少し難しいと思われるが，専門分野の守備範囲を広げ，さらに高度なレベルで議論ができる技術者になるためにしっかりと学んでほしい。さらに本シリーズでは，パワエレ技術者塾の受講生からの要請のあった最先端技術，例えば GaN や SiC パワー半導体，スイッチング電源のデジタル制御，モータの DTC (direct torque control) などそれぞれの巻に含めている。

最後に，本シリーズの刊行にあたり，教材開発に協力いただいた一般社団法人 大阪大学工業会パワエレ技術者塾の東野秀隆先生，貴重なご意見をいただいた塾の外部諮問委員や企業派遣の受講生の方々と，多大なるご尽力を賜りましたコロナ社の方々に心から感謝の意を表します。

2023年10月

谷口 研二

ま え が き

スイッチング電源回路のサイズはおおむね発熱量（電力損失）で決まる。これは、ヒートシンクや空冷用扇風機など、放熱システムをイメージすると理解できる。コンパクトなスイッチング電源回路を設計するには、回路部品の電力損失を減らすことが最も効果的である。特にスイッチング電源回路では、スイッチング素子、コイル、トランスなどでの電力損失だけでなく、電磁界による誤動作防止用の保護回路で無駄に消費される電力損失にも配慮しなければならない。

本書の前半では、パワーエレクトロニクス回路で特に配慮すべきスイッチングによる電磁界ノイズ（EMI: electromagnetic interference）の発生原因とその解決法を電磁気学の理論に基づいて説明する。スイッチング電源回路の電力損失を抑える最善の方法は、回路の無駄な動き（電圧・電流の振動）を極力排除することにある。電磁界発生が少ない配線を心掛けるだけでも電圧・電流に無駄な動き（振動）が減り（電磁界放射の低減）、必然的に省エネになる。

後半（8章以降）では、回路技術の視点から、パワー素子の電力損失や過剰ストレスの低減法、コイルやトランスに関係する発熱要因とその解決法など、実践的な省エネ・スイッチング電源の部分回路技術を扱う。

コンバータで使用する電子回路（制御回路）の役割は、送信側（送り手）の信号（情報）を正しく受信側（受け手）に伝えることである。人ごみの中での会話を思い浮かべると、大声の人がいると情報伝達がうまくいかない。スイッチング電源回路でも同様、信号より大きなノイズ（雑音）が混入すると受け手が誤って動作する可能性がある。電気システムでは、ノイズを発生しない回路設計とノイズ環境下でも正常に動作する回路設計が重要である。

最近のスイッチング回路の高周波化（電磁環境の悪化）に伴い、作製した電

子回路の誤動作が増えている。この原因を究明しないまま、対処療法でごまかしても、つぎの試作品でまた同じ問題が再燃する。この機会に電磁気学にまで立ち戻って基礎を勉強し直し、原理・原則に基づく EMI の原因究明とその対策を知ることは、より高度な設計者への近道である。

まずは、基本となるマクスウェルの電磁界方程式を基にノイズ発生のメカニズムとその伝搬現象を理解するところから始めよう。

「彼を知り己を知れば百戦危うからず」

2023 年 10 月

谷口 研二

目 次

1. 電磁界の発生メカニズム

1.1 交流電磁界	3
1.1.1 放射電磁界と近傍電磁界	8
1.1.2 波動インピーダンス	10
1.1.3 電気回路における電気双極子と磁気双極子	11
1.2 放射電磁波の伝搬	12

2. 近傍電磁界による電磁障害

2.1 配線のインダクタンス	15
2.1.1 自己インダクタンス	15
2.1.2 相互インダクタンス	22
2.2 電磁障害 (EMI) の低減法	25
2.2.1 プリント基板の活用	26
2.2.2 電流ループ面積の削減	31
2.2.3 ホットループ面積の削減	32
2.2.4 入力コンデンサの対称配置による磁界の相殺	36
2.3 スイッチング素子のインダクタンス低減法	36
2.4 コモンモード電流による EMI	40
2.5 配線間のクロストーク	44
2.5.1 配線間のクロストーク (ノイズ伝搬)	44
2.5.2 クロストーク (誘導伝搬) の低減法	46

3. 放射電磁界の遮へい

3.1 放射電磁波の金属表面での反射と透過	48
3.2 電磁波の金属中での減衰	49
3.3 金属板による近傍電磁界の遮へい効果	51
3.3.1 電気双極子起因の近傍電磁界の遮へい	52
3.3.2 磁気双極子起因の近傍電磁界の遮へい	52

4. 伝導性ノイズの低減法

4.1 電源ラインフィルタ	55
4.1.1 チョッピング波形に含まれる高調波	55
4.1.2 電源ラインフィルタの構成	56
4.1.3 コモンモードノイズの透過率	57
4.1.4 ノーマルモードノイズの透過率	59
4.2 電源分配回路網	61
4.3 プリント基板レイアウトの基本	65
4.3.1 スイッチング電流経路の特定と GND 配線	65
4.3.2 コンバータのレイアウト	65
4.3.3 パワー段のレイアウト	66
4.3.4 制御 IC の配置	70
4.3.5 パワー GND とアナログ GND	72

5. 分布定数回路

5.1 特性インピーダンスと反射係数	74
5.2 伝送線路を伝わる電圧・電流の速度	78
5.3 伝送線路のインピーダンス	79
5.3.1 終端短絡時の入力インピーダンス	80
5.3.2 終端開放時の入力インピーダンス	81
5.3.3 定在波の発生	82

6. スイッチング電源回路における電力損失

6.1	ダイナミック電力損失	85
6.1.1	パワー MOS 素子のオン・オフ動作特性	85
6.1.2	ドレイン電流変動時間	87
6.1.3	ドレイン電圧変動時間	88
6.1.4	パワー MOS 素子のダイナミック電力損失	89
6.1.5	ゲート駆動回路の電力損失	90
6.1.6	ドレイン容量の充放電による電力損失	90
6.1.7	ダイオードの逆回復時の電力損失	91
6.2	定常（スタティック）電力損失	92
6.2.1	パワー MOS 素子のオン抵抗損失	92
6.2.2	ダイオードの電力損失	93

7. スナバ回路

7.1	RC スナバ	96
7.1.1	寄生素子パラメータの抽出	98
7.1.2	スナバの抵抗とキャパシタの適正值	103
7.2	充放電型 RCD スナバ	105
7.3	放電阻止型 RCD スナバ	107

8. 非絶縁型コンバータの電力損失の低減法

8.1	パワー MOS 素子の電力損失	109
8.1.1	ターンオフ時の電力損失	109
8.1.2	ターンオン時の電力損失	114
8.2	同期整流方式	116
8.2.1	デッドタイムの設定	117
8.2.2	SR パワー MOS 素子のダイナミック消費電力	119

8.2.3	ブートストラップ回路	121
8.2.4	ハイサイドのパワー MOS 素子のターンオフ過程	122
8.2.5	パワー MOS 素子のゲート抵抗	124
8.2.6	SR パワー MOS 素子の条件	126
8.2.7	逆方向電流の防止	128

9. 絶縁型コンバータ

9.1	フライバックコンバータの基本動作	129
9.1.1	漏えいインダクタンスの影響	132
9.1.2	RCD クランプ	135
9.1.3	RCD クランプの電力消費	140
9.1.4	ダイオードの RC スナバ	141
9.1.5	同期整流方式のフライバックコンバータ	143
9.2	フォワードコンバータ	148
9.2.1	動作原理	149
9.2.2	コアリセットの方法	150

10. 入力フィルタ

10.1	入力フィルタ付きコンバータの伝達関数	157
10.1.1	理想的なコンバータの入力インピーダンス	158
10.1.2	入力フィルタのインピーダンス	160
10.2	現実のコンバータの入力インピーダンス	163
10.3	ダンパ付き入力フィルタ	168

11. コンバータ特性に影響する部分回路

11.1	ポスト LC フィルタ	171
11.2	シャントレギュレータ TL431	175
11.3	フォトカプラ	178

付録 ベクトルポテンシャルによる磁界分布の計算 180

参 考 文 献 181

索 引 183

||| コーヒーブレイク |||
コイル (インダクタ) 機能の物理的イメージ 16
接続ケーブルの種類 54
LISN (line impedance stabilizer network) 60
金属配線のアンテナ効果 83
|||

1. 電磁界の発生メカニズム

スイッチング電源回路では、電磁ノイズの発生を抑える（近隣の回路に迷惑をかけない）だけでなく、逆に外部からのノイズに影響されない（誤動作を起こさない）回路にすることも重要である。

加害回路のノイズが隣接回路（装置）に電磁妨害をすることを EMI (electromagnetic interference), 外部ノイズに対する耐性を電磁感受性 (EMS : electromagnetic susceptibility) と呼んでいる。EMC (electromagnetic compatibility : 電磁両立性, 電磁適合性) はこれら二つを兼ね備えたもので、隣接する機器に EMI を与えず、逆に電磁妨害を受け難い装置の能力を指している。端的に表すと、 $EMC = EMI + EMS$ である。

加害回路から被害回路へノイズが伝わる経路は、図 1.1 に示すように、① 電磁波による放射伝搬、② 配線間の相互インダクタンスやキャパシタンスを介した誘導伝搬、③ 電源ラインなどを経由した伝導伝搬、などがある。

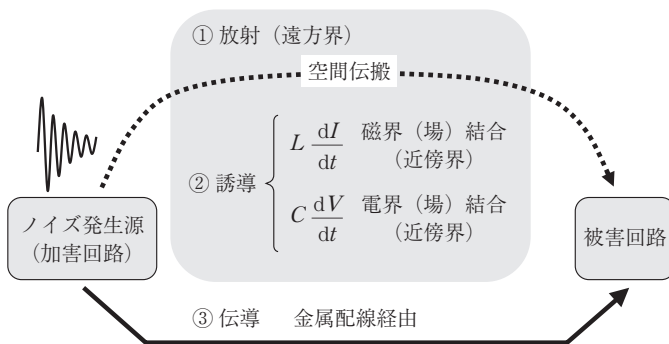


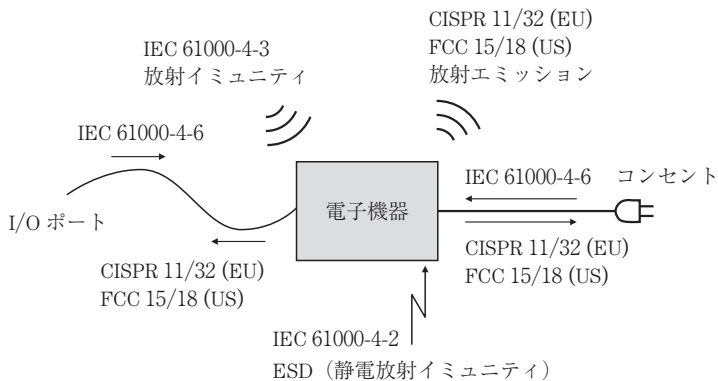
図 1.1 電磁障害の経路 (空間を伝わる ① 放射伝搬と ② 誘導伝搬と、金属を経由した ③ 伝導結合に分類できる)

2 1. 電磁界の発生メカニズム

遠方の回路に対する電磁障害は、加害回路からの電磁波放射が原因であり、近距離の回路間干渉の原因は磁界結合と電界結合である。磁界結合は加害回路の磁界が隣接する被害者回路に電圧・電流の変動を誘導し、電界結合は隣接する導体間の電気的な容量（キャパシタンス）を介して被害回路に電圧や電流の変動を誘導する。実際の回路では、電界と磁界はたがいに相互作用しており、磁界結合と電界結合の明確な分離は難しい。

伝導伝搬は銅線や金属筐体など、導電性金属を伝わるノイズ伝搬のことである。

欧州（EU）や米国（US）で販売する電気製品は、図 1.2 の EMI に関する CISPR や FCC の規格・認証をクリアしなければならない。製品が使用される環境（データ通信網、電源ライン、無線系）に応じた厳しい規格・認証を完全にクリアすることは難しいが、それらに違反しないよう製品設計の段階からしっかりとした製品の EMI 対策が求められる。



IEC：国際電気標準会議（International Electrotechnical Commission）

FCC：米国連邦通信委員会（Federal Communication Commission）

CISPR：国際無線障害特別委員会（Comité international spécial des perturbations radioélectriques）

図 1.2 電気製品の各種エミッション規格・認証（CISPR, FCC）とイミュニティ試験規格（IEC 61000）

また逆に、外部から電気製品に対してノイズが入ってきても問題なく正常に動作する耐性（イミュニティ）試験の規格もある。例えば、静電気放電（ESD：electrostatic discharge）に対する規格 IEC 61000-4-2 は、帯電した人体が電子機器に触れたときの放電電流波形装置で製品の耐性を試験する方法を規定している。その他、RF 発生源（無線機器やテレビ・ラジオの放送、携帯電話など）からの放射電磁界に対する耐性試験規格 IEC 61000-4-3、電磁妨害（150kHz～80MHz）に対する耐性試験規格 IEC 61000-4-6 を満たすことが、

欧米で販売する電気製品に求められる。

1.1 交流電磁界

電磁現象はすべて式 (1.1) のマクスウェルの電磁界方程式で記述される。

$$\left. \begin{aligned} \operatorname{div} \mathbf{E} &= \frac{\rho}{\varepsilon} & \operatorname{div} \mathbf{H} &= 0 \\ \operatorname{rot} \mathbf{E} &= -\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} & \operatorname{rot} \mathbf{H} &= \mathbf{J} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t} \end{aligned} \right\} \quad (1.1)$$

ここで、 \mathbf{E} と \mathbf{H} は電界と磁界、 ρ は電荷密度である。

高校の物理で習った「レンツの法則」, 「ビオ・サバルの法則」, 「ファラデーの法則」, 「キルヒホッフの法則」, 「オームの法則」, 「ガウスの法則」, 「フレミングの左手の法則」, 「クーロンの法則」, 「アンペールの法則」など、偉人の名前の付いた法則がすべてこの微分方程式の中に凝縮されている。

マクスウェルが 1864 年に発表したこの統一的な電磁界方程式によって、それまでブラックマジックの様相を呈していたすべての電磁気の現象が見事に解明された。言い換えると、式 (1.1) で表される電界 \mathbf{E} や磁界 \mathbf{H} の空間分布が頭の中でイメージできるようになれば、電磁現象（電気電子回路を含む）の理解がいっそう深まる。

物質（誘電体、磁性体、導体）中の電磁現象は、式 (1.2) の電束密度 \mathbf{D} , 磁束密度 \mathbf{B} , 電流密度 \mathbf{J} を用いて表す。

$$\mathbf{D} = \varepsilon \mathbf{E} \quad \mathbf{B} = \mu \mathbf{H} \quad \mathbf{J} = \sigma \mathbf{E} \quad (1.2)$$

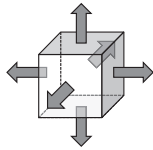
物質のない領域（真空）では、誘電率 $\varepsilon \rightarrow \varepsilon_0$, 透磁率 $\mu \rightarrow \mu_0$, 導電率 $\sigma \rightarrow 0$ である。

本書では、各種現象の裏に隠れた物理的イメージの取得に重点を置いて、球対称または円柱対称の単純な系における電界、磁界を取り扱う。煩雑な三次元ベクトルの電磁界の計算はシミュレータに任せるのが得策である。

マクスウェルの電磁界方程式には 2 種類の微分表記が使われる。電界の発散

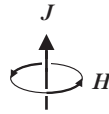
4 1. 電磁界の発生メカニズム

$\text{div } \mathbf{E}$ (div : divergence) は微小領域 (dV) から湧き出す電界 \mathbf{E} を表し、その物理的なイメージは図 1.3 (a) のとおりである。一方、回転 (rot : rotation) の $\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J}$ (図 1.3 (b)) は、電流密度 \mathbf{J} の周囲に回転磁界 \mathbf{H} ができることを意味している。電流密度 \mathbf{J} を囲む任意のループに沿った線積分の値は、ループ面 S を貫く電流 $\int \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S}$ に等しい (ストークスの定理)。 $d\mathbf{S}$ はループ面に垂直なベクトルである。



$$\text{div } \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon} \quad (\text{スカラー量})$$

(a) 発散 (湧き出し)



$$\text{rot } \mathbf{H} = \mathbf{J} \quad (\text{ベクトル量})$$

(b) 回転 (渦)

図 1.3 マクスウェルの電磁界方程式で使用される 2 種類の微分記号 (発散 $\text{div } \mathbf{E}$ と回転 $\text{rot } \mathbf{H}$) の物理的なイメージ

つぎに、 $\text{div } \mathbf{E}$ を応用した例として、原点に置かれた電荷 Q が作る電界 \mathbf{E} を計算してみよう (図 1.4)。

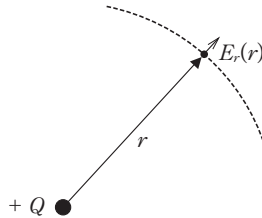


図 1.4 点電荷 Q から距離 r の位置における動径方向の電界 $E_r(r)$

電荷 Q を原点に置いた球座標に式 (1.3) を適用すると、動径方向の電界 $E_r(r)$ と球の表面積 ($4\pi r^2$) との積は球内部の電荷 Q/ϵ_0 となる (式 (1.4))。 ϵ_0 は真空中の誘電率 (大気中とほぼ同じ値) である。

$$\text{div } \mathbf{E} = \frac{\rho}{\epsilon_0} \tag{1.3}$$

$$4\pi r^2 E_r(r) = \frac{Q}{\epsilon_0} \quad (1.4)$$

電界 $E_r(r)$ を動径 r で積分すると電位 $V(r)$ (スカラー量) が得られる。

$$V(r) = - \int_{\infty}^r E_r(r) dr = - \int_{\infty}^r \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r^2} dr = \left[\frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r} \right]_{\infty}^r = \frac{Q}{4\pi\epsilon_0 r} \quad (1.5)$$

計算では、無限遠の電位 $V(\infty)$ を基準電位 0V とした。

現実の回路における EMI の原因である交流電磁界に合わせるべく、原点の固定電荷 Q を交流電荷 $Q(t)$ (電荷 $Q(t)$ の角周波数: ω) に置き換える。

電磁波の伝搬速度が有限であることから、電位 $V(r, t)$ の位相は原点の電荷 $Q(t)$ の位相よりも遅れている。この位相遅れをフェーザ (極座標) 表記 e^{-jkr} にすると、電位 $V(r, t)$ は式 (1.6) と表される[†]。

$$V(r, t) = \frac{Q(t)}{4\pi\epsilon_0 r} e^{-jkr} \quad (1.6)$$

ここで、波数 $k = 2\pi/\lambda = \omega/c$, λ は波長, c は電磁波の速度 (2.998×10^8 m/s) である。

つぎに、電気回路で見られる正負の電荷対 (電気双極子 (図 1.5 (a))) による電位分布を計算する。電気双極子モーメント (Qd) のベクトルは球座標

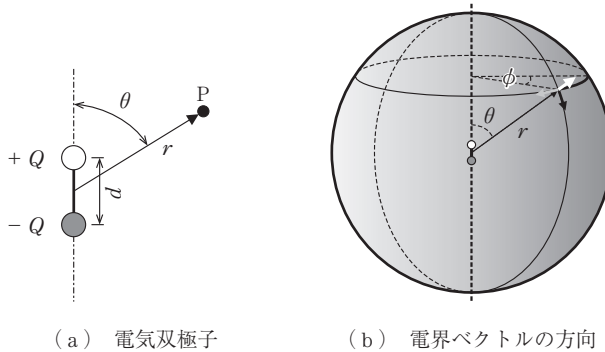


図 1.5 (a) は球座標の点 $P(r, \theta)$ における電位分布の計算に使用した電気双極子 (電荷 $\pm Q$, 電荷対の間隔 d), (b) は原点にある電気双極子によって作られる球座標の電界ベクトル (E_r, E_θ, E_ϕ) の方向

[†] フェーザ表示の式 (1.6) の実数部が物理的に観測される電位となる。

索引

【あ】		【く】		遮断角周波数	159
アクティブクランプ	153	クロスオーバー角周波数	104	シャントレギュレータ	175
アンテナ効果	83	クロストーク	44	終端インピーダンス	46, 81
【い】		【け】		ジュール熱	137
位相余裕	104	ゲート駆動回路	65	順方向回復時間	106
インダクタンス	14	ゲートリターン線	40	順方向電圧	93
インピーダンス	27	【こ】		昇圧コンバータ	34
【え】		コアリセット	150	消磁	152
遠方電磁界	8	降圧コンバータ	33	ショットキーダイオード	91
【お】		高周波ノイズ	171	【す】	
オーバーシュート電圧	22	高速回復ダイオード	91	スイッチノード	122
オーバーラップ期間	111	高速伝達経路	177	スイッチング周波数	13
オーバーラップ電力損失	113	誤点弧	126	スタティック電力損失	92
【か】		コモンソース・インダクタンス	39	ステッピングコンデンサ	28
回生プロセス	156	コモンモードチョーク	56	スナバ	95
重ね合わせの理	19	コモンモード電流	40	スナバ回路	15
可聴周波数領域	146	【さ】		スリット	28
ガードトレース	46	鎖交磁束	15	【せ】	
貫通電流	124	サージ電圧	22, 38	制御 IC	65
【き】		サーマルビア	68	制御回路	65
擬似共振モード・フライバックコンバータ	146	【し】		静電磁界	9
起電力	15	磁界エネルギー	18	絶縁型コンバータ	129
逆回復電荷	91	磁界結合	46	全磁束	14
逆止弁機能	131	磁気双極子	6	【そ】	
筐体	41	磁気飽和	149	相互インダクタンス	22
共鳴消磁法	150	自己インダクタンス	15	相互結合係数	46
近傍電磁界	9	思考実験	25	外付け LC フィルタ	174
		自己共振周波数	175	【た】	
		磁束密度	3	ダイナミック電力損失	85

ターゲットインピーダンス	同期整流	117	フォワードコンバータ	129
61	同期整流方式	117	負帰還制御	74
ダランベール (d'Alembert)	銅 損	84	負性インピーダンス	159
の解	特性インピーダンス	75	ブートストラップ回路	121
ターンオフ	ドレイン電圧変動時間	88	ブートストラップ電位	111
ターンオフ過程	ドレイン電流	87	フライバックコンバータ	69, 129
ターンオン	ドレイン電流変動時間	87	フライバック電圧	131
ダンパ			フライバックトランス	69
ダンピングモード	【な】		プラトール電圧	86
端部放射	ナイキストの安定判別法	157	プリント基板	24
	【に】		【へ】	
【つ】	入力フィルタ	157	ベクトル軌跡	167
ツェナーダイオード			変位電流	28
120	【の】		【ほ】	
【て】	ノーマルモード電流	40	ポインティングベクトル	8
定在波			放射電磁界	8
低周波リップル	【は】		放電阻止型 RCD スナバ	107
171	配線インダクタンス	14	放電損失	156
デカップリングキャパシタ	バイパスコンデンサ	32	ボディダイオード	117
61	波動インピーダンス	9, 48	【み】	
鉄 損	パーマロイ	53	ミラー効果	120
84	バリスタ	108	【む】	
デッドタイム	パレスイッチング	143	無損失伝送線路	78
97, 117	パワー MOS 素子	85	【り】	
電界結合	ローサイドの —	97	力 率	56
45	パワーグランド	67	力率補正回路	56
電気双極子	反共振インピーダンス	62	理想トランス	132
5	反射係数	76	リターン電流	27
電気双極子モーメント	反射損失	53	リード線インダクタンス	36
5	反射電界	49	リンギング	95
電源分配回路網	【ひ】		リンギング周波数	19
61	ビ ア	28	【れ】	
電源ラインフィルタ	表皮効果	17	励磁インダクタ	131
47	表皮深さ	50	連続伝導モード	129
電磁界方程式	非連続伝導モード	129		
3	拡がり電流	30		
電磁感受性	【ふ】			
1	不安定動作	157		
電磁遮へい (シールド) 板	フェライトビーズ	42		
47	フォトカブラ	175		
電磁適合性				
1				
電磁誘導の原理				
14				
電磁両立性				
1				
伝送線路				
74				
電束密度				
3				
伝導性 EMI				
56				
転流ダイオード				
117				
電流密度				
3				
電力変換効率				
143				
【と】				
等価ゲート抵抗				
39				
透過電界				
49				

<p>【ろ】 漏えいインダクタンス 132</p>	<p>ローサイドの パワー MOS 素子 97</p>		
◆ ◆			
<p>【A】 active mirror clamp 125</p> <p>【B】 boost コンバータ 34 buck コンバータ 33, 91</p> <p>【C】 CCM 129 CISPR 2 CISPR 規制 47 CSI 39 C_x コンデンサ 56 C_y コンデンサ 56</p> <p>【D】 DCM 129</p> <p>【E】 EMC 1</p>	<p>EMI 1 EMI フィルタ 55 EMS 1 ESL 67 ESR 67</p> <p>【F】 FCC 2</p> <p>【G】 GND プレーン 27</p> <p>【L】 LGA 37 LISN 60</p> <p>【P】 PCB 17 PDN 61 PFC 56 PWM スイッチ 165</p>	<p>PWM 制御回路 65</p> <p>【R】 RCD クランプ 135 RCD スナバ 105 RC スナバ 96</p> <p>【S】 SBD 91 Silent Switcher® 36 SR 117 SRF 175 SR パワー MOS 素子 126</p> <p>【W】 weak coupling model 44</p> <p>【Z】 ZCS 146</p>	

— 著者略歴 —

1971年 大阪大学工学部電子工学科卒業
1973年 大阪大学大学院工学研究科修士課程修了（電子工学専攻）
1975年 株式会社東京芝浦電気（現 株式会社東芝）総合研究所
1982年 株式会社東京芝浦電気（現 株式会社東芝）超 LSI 研究所
1986年 工学博士（大阪大学）
1986年 大阪大学大学院工学研究科助教授
1996年 大阪大学大学院工学研究科教授
2011年 大阪大学名誉教授
2011年 奈良工業高等専門学校校長（～2016年3月まで）
2016年 大阪大学大学院工学研究科特任教授（～2020年3月まで）
2020年 一般社団法人大阪大学工業会 パワエレ技術者塾長
現在に至る

基礎から学ぶコンバータ回路における EMI 対策

Introduction to EMI Countermeasure in Converter Circuits

© Kenji Taniguchi 2023

2023年12月20日 初版第1刷発行



検印省略

著者	谷口 研二
発行者	株式会社 コロナ社
	代表者 牛来真也
印刷所	新日本印刷株式会社
製本所	有限会社 愛千製本所

112-0011 東京都文京区千石 4-46-10

発行所 株式会社 コロナ社
CORONA PUBLISHING CO., LTD.
Tokyo Japan

振替00140-8-14844・電話(03)3941-3131(代)

ホームページ <https://www.coronasha.co.jp>

ISBN 978-4-339-01454-9 C3354 Printed in Japan

(柏原)



＜出版者著作権管理機構 委託出版物＞

本書の無断複製は著作権法上での例外を除き禁じられています。複製される場合は、そのつど事前に、出版者著作権管理機構（電話 03-5244-5088, FAX 03-5244-5089, e-mail: info@jcopy.or.jp）の許諾を得てください。

本書のコピー、スキャン、デジタル化等の無断複製・転載は著作権法上での例外を除き禁じられています。購入者以外の第三者による本書の電子データ化及び電子書籍化は、いかなる場合も認められません。落丁・乱丁はお取替えいたします。