

高精度低電力高周波システム

1. はじめに

XFEL はコヒーレントな大きな輝度を持つ X 線を発生する施設であり、ここでは高いピーク電流を持つ電子ビームを安定に生成する必要がある。このためには、電子ビームを圧縮、加速するために使用される加速管に対して、高い位相、電圧の安定度(それぞれ 100fs、 10^{-4} 以下)を実現することが要求されている。この安定度を達成させるためのキーシステムの 1 つとして、低電力高周波システム (Low Level RF System : LLRF) がある。低電力高周波システムは複数のサブシステムによって構成されている。全体のシステムの性能はこれらのサブシステムがそれぞれ正常に高い性能を維持して動作することによって保たれる。サブシステムとしては、高周波信号源、位相基準信号の伝送装置、各加速ユニットでの位相、振幅制御、加速空洞の温度制御 (共振周波数安定化) を行う装置、膨大な数のモジュールの統一的な制御を行うシステムなど多岐にわたる (図 1.1 参照)。これらのサブシステムはそれぞれに課せられた要求を満たすために設計、開発が行われ、運転に使用されている。高周波機器について過去の OHO など

に優れた多くの解説がある[1-3]が、本講義では、XFEL 施設での LLRF システムに関連した項目に着目して説明する。XFEL では高周波信号の高精度制御が要求されるが、基本としては過去から培われている技術をベースとしている。第 2 章では伝送路を例に高周波信号と低周波信号の違いをまず説明し、次に位相、振幅の変調や検出を行うための高周波素子などについて説明する。XFEL においては、10fs オーダーと非常に短いパルス幅を持つ XFEL 光と同期した実験をユーザーが行うため、それと同等の時間精度を持つ基準高周波信号やトリガ信号を実験ステーションに送る必要がある。100m を超える距離を、基準信号やトリガ信号を高い精度、安定度で伝送するためには光信号を用いた方式が採用されることがある。第 3 章では、この基準信号伝送に使用するレーザーダイオードなど光学素子、光路長安定化の手法の例などについて紹介する。第 4 章では播磨 SPring-8 サイトに建設された XFEL 施設 SACLA の高周波システムの構成、性能を紹介する。

2. 高周波信号を操作する要素技術

XFEL 施設では 5.7GHz、2.9GHz、1.3GHz など GHz 帯域の高周波が加速に使用されている。このような周波数帯域では低周波信号とは異なった取り

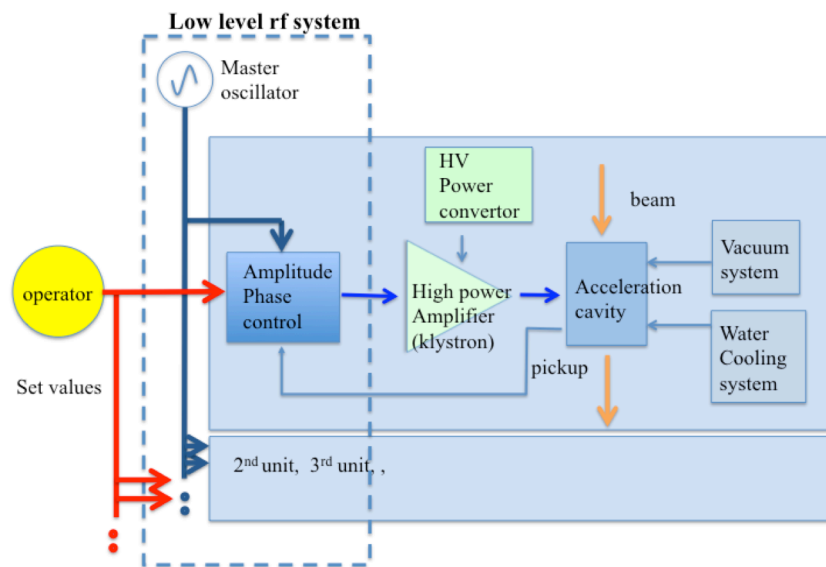


図 1.1 加速器の高周波システムのブロック図。

扱いが必要である。この章では、最初に分布定数的取扱いの例として伝送路について述べ、そこで導入されるインピーダンスという概念を説明し、反射がある場合の高周波信号の振る舞いについて述べる。次に高周波の周波数変換、振幅制御や検出などに活用されるミキサの動作について紹介する。その後、加速器の基準となる信号を発生する発振器、その信号の増幅、変調、そして検出に用いる手法を説明する。高周波の取り扱い時に使用する同軸ケーブルや分配器などのいくつかの素子について、また高周波に関連した測定器については付録で紹介する。

2.1. 低周波信号と高周波信号の違い

電磁界の巨視的な振る舞いはマクスウェルの方程式に支配される。本来、電子回路の動作もこの方程式をもとに考えなければならないが、電気信号の波長に対して、配線やデバイスの寸法が十分小さい場合には、抵抗、コンデンサ、インダクタなどを個々の理想部品として取り扱うことができ、集中定数回路 (lumped circuit) としての取り扱いで回路動作を高い精度で近似できる。ここでは以下の前提がなされていることになる。

- 1) すべての素子、配線の大きさ (太さ、長さ) が無視できる。
- 2) 接地面、電源面はインピーダンスが 0 と考えられる。
- 3) 電界はコンデンサ内に閉じ込められる。
- 4) 磁界はインダクタ内に閉じ込められる。
- 5) 損失は抵抗内に閉じ込められる。

例えば AC60Hz の信号は波長が $3 \times 10^8 [\text{m/s}] / 60 [\text{s}] = 5000\text{km}$ であり、日常取り扱う機器のサイズは波長より十分短く、抵抗、コンデンサ、インダクタなどの素子は理想的なものとして取り扱って問題が生じない。しかし、配線やデバイスの寸法が電気信号の波長に対して無視できない寸法となった時、例えば衛星放送で使用される 14GHz の周波数では波長が 21mm となり状況は大きく変化する。まず、配線や部品の配置によって電磁界の分布は大きく変化する。また、配線を伝搬する時間の影響も無視できなくなり、安易な配線では

複数の経路での同時性を確保できなくなる。抵抗やコンデンサは理想的には取り扱うことができず、素子内部のリード線のインダクタンスや、コイル間のキャパシタンスを無視することができなくなる。この場合、伝送路では電圧、電流が一様な分布とはみなせなくなり、インピーダンスやアドミッタンスが伝送路上に一様に分布しているとして取り扱う必要がある (分布定数的取扱い)。また、平行フィーダー線などの伝送路では伝送すべきエネルギーの一部が電磁波として空間に放出されてしまい、伝送路としての働きが損なわれる。このようにマイクロ波の伝送、変調などの操作を行う際には、低周波で用いられる技術では不十分であり、所望の動作を得るためには、マイクロ波に対処するための技術を適用する必要がある。

2.2. 伝送路

低電力高周波システムにおいて、マイクロ波を伝送するためには、伝送線路が使用される [4, 5]。例として 2 つの回路を 2 本の導線で接続する場合について考える。導線には電気抵抗が存在する。2 本の導線間には電荷を蓄えることができるので電気容量が存在する。また、電流を流すと磁界が発生することからインダクタンスが存在する。このような容量やインダクタンスは伝送路上に連続的に分布している。この系を取り扱う場合、等価的に集中定数の回路が分布して存在しているとみなすことで振る舞いを理解しやすくなる。

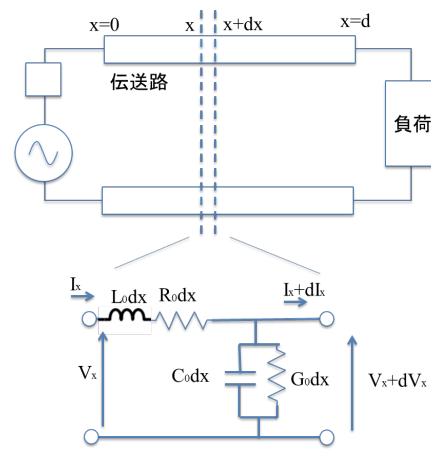


図 2.2.1 伝送線路のモデル。

伝送路の片端($x=0$)に電源が、他端($x=d$)に負荷が接続されているものとする。電源は角周波数 ω の正弦波とする。伝送線路の単位長さあたりのインダクタンス、直列抵抗、容量、および並列コンダクタンスを $L_0[\text{H/m}]$ 、 $R_0[\Omega/\text{m}]$ 、 $C_0[\text{F/m}]$ 、 $G_0[\text{S/m}]$ とする。ここで伝送路上の位置 x と $x+dx$ の間の微小区間について等価回路は図 2.2.1 のように表現できる。 x における電圧を V_x 、電流を I_x 、 $x+dx$ における電圧、電流を V_x+dV_x 、 I_x+dI_x とすると、 dV_x は直列抵抗およびインダクタンスに起因する電圧降下であるから

$$\begin{aligned} dV_x &= -R_0 dx \cdot I_x - L_0 dx \frac{dI_x}{dt} \\ &= -(R_0 + j\omega L_0) dx \cdot I_x \\ &= -Z dx \cdot I_x \\ Z &= R_0 + j\omega L_0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

となる。また、 dI_x は並列コンダクタンスおよび容量に起因する電流の減少であるから

$$\begin{aligned} dI_x &= -G_0 dx V_x - C dx \frac{dV_x}{dt} \\ &= -(G_0 + j\omega C) dx V_x \\ &= -Y dx \cdot V_x \end{aligned} \quad (2.2)$$

$$Y = G_0 + j\omega C$$

となる。この2式を整理すると

$$\frac{dV_x}{dx} = -ZI_x \quad (2.3)$$

$$\frac{dI_x}{dx} = -YV_x \quad (2.4)$$

両辺を x について微分すると

$$\frac{d^2 V_x}{dx^2} = -Z \frac{dI_x}{dx} \quad (2.5)$$

$$\frac{d^2 I_x}{dx^2} = -Y \frac{dV_x}{dx} \quad (2.6)$$

(2.5)に(2.4)を、(2.6)に(2.3)を代入すると

$$\frac{d^2 V_x}{dx^2} = \gamma^2 V_x \quad (2.7)$$

$$\frac{d^2 I_x}{dx^2} = \gamma^2 I_x \quad (2.8)$$

となる。ここで

$$\gamma = \sqrt{ZY} = \alpha + j\beta$$

で表される γ は伝搬定数と呼ばれその実数部が減衰定数、虚部が位相定数と呼ばれる。(2.7)、(2.8)式は電信方程式と呼ばれ、これらを解くことによ

り伝送路上の電圧、電流の分布を得ることができ。式(2.7)の一般解は、

$$V_x = A \exp(-\gamma x) + B \exp(\gamma x) \quad (2.9)$$

で表される。これを(2.3)に代入すると

$$\gamma(-A \exp(-\gamma x) + B \exp(\gamma x)) = -ZI_x$$

$$I_x = \frac{\sqrt{ZY}}{Z} (-A \exp(-\gamma x) + B \exp(\gamma x)) \quad (2.10)$$

$$= \frac{1}{Z_0} (-A \exp(-\gamma x) + B \exp(\gamma x))$$

ここで

$$Z_0 = \sqrt{\frac{Z}{Y}} = \sqrt{\frac{R_0 + j\omega L}{G_0 + j\omega C}}$$

と表される Z_0 は伝送路の特性インピーダンスと呼ばれる。伝送路が無損失($R_0=0, G_0=0$)のとき、

$$Z_0 = \sqrt{L/C}, \quad \beta = \omega \sqrt{LC} \quad (2.11)$$

となる。

無損失($\alpha=0$)のとき一般解(2.9)について時間変化の項 $\exp(j\omega t)$ を含めて考慮すると以下のようになる。

$$V(x,t) = A \exp(j(\omega t - \beta x)) + B \exp(j(\omega t + \beta x))$$

第1項の実部 $u(t,x)$ は $A=|A| \exp(j\theta)$ として

$$u(t,x) = |A| \cos(\omega t - \beta x + \theta)$$

となる。 $u(t,x)$ は時間とともに伝送路上を $x>0$ の方向に進む進行波の電圧を示している。時刻 t_1 、 t_2 における $u(t,x)$ の位相と同じ値を持つ x の位置 x_1 、 x_2 について以下の関係がある。

$$\omega t_1 - \beta x_1 + \theta = \omega t_2 - \beta x_2 + \theta$$

$$(x_2 - x_1)/(t_2 - t_1) = \omega / \beta \quad (2.12)$$

波長 λ は位相差が 2π となる伝送路上の距離だから β とは次の関係となる。

$$\beta \lambda = 2\pi \quad (2.13)$$

同様に考えると(2.9)の第2項は x が負の方向に進む波と考えることができる。また、(2.9)と(2.10)を比較すると、各進行波の電圧と電流の比は伝送路の特性インピーダンスと等しいことがわかる。

伝送路上の電圧、電流は軸を正負の2つの方向に進む波の重ね合わせで表すことができることを示した。この状態を負荷端子面($x=d$ とする)で考えると第1項は伝送路から負荷への入射波、第2項は負荷から伝送路への反射波に対応する。ここで、電圧信号 V_L について、反射波 V_{Li} の入射波

V_{Lr} に対する係数（反射係数） Γ_L を考える。(2.9)より

$$V_L = V_{Li} + V_{Lr} = A \exp(-\gamma d) + B \exp(\gamma d) \quad (2.14)$$

$$\Gamma_L = \frac{V_{Lr}}{V_{Li}} = \frac{B \exp(\gamma d)}{A \exp(-\gamma d)} \quad (2.15)$$

また、負荷の電流 I_L は

$$I_L = \frac{V_{Li} - V_{Lr}}{Z_0} \quad (2.16)$$

負荷のインピーダンス Z_L は

$$Z_L = \frac{V_L}{I_L} = \frac{1 + \Gamma_L}{1 - \Gamma_L} Z_0 \quad (2.17)$$

と表せる。したがって、反射係数はインピーダンスを用いて以下のように表すこともできる。

$$\Gamma_L = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} = \frac{z_L - 1}{z_L + 1} \quad (2.18)$$

ここで $z_L = Z_L/Z_0$ は正規化インピーダンスである。

次に伝送路上の位置を電源開口部($x=0$)に移した場合について考える。このときの反射係数 Γ_s は(2.9)より $V_s = A + B$ となり(2.15)と合わせて考えると

$$\Gamma_s = \frac{V_{sr}}{V_{si}} = \frac{B}{A} = \Gamma_L \exp(-2\gamma d) \quad (2.19)$$

となる。伝送路の $x=0$ におけるインピーダンスは(2.17)の Γ_L を Γ_s として

$$\begin{aligned} Z_s &= \frac{1 + \Gamma_s}{1 - \Gamma_s} Z_0 \\ &= \frac{1 + \Gamma_L \exp(-2\gamma d)}{1 - \Gamma_L \exp(-2\gamma d)} Z_0 \\ &= \frac{(Z_L + Z_0) + (Z_L - Z_0) \exp(-2\gamma d)}{(Z_L + Z_0) - (Z_L - Z_0) \exp(-2\gamma d)} Z_0 \\ &= \frac{Z_L (1 + \exp(-2\gamma d)) + Z_0 (1 - \exp(-2\gamma d))}{Z_0 (1 + \exp(-2\gamma d)) + Z_L (1 - \exp(-2\gamma d))} Z_0 \\ &= \frac{Z_L + Z_0 \tanh(\gamma d)}{Z_0 + Z_L \tanh(\gamma d)} Z_0 \end{aligned} \quad (2.20)$$

伝送路が無損失の場合 $\gamma = j\beta$ とおいて(2.20)は

$$Z_s = \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} Z_0 \quad (2.21)$$

となる。

無損失伝送路について Z_L の値が 0 、 Z_L 、 ∞ の場合には反射係数はそれぞれ次のようになる。

1. $Z_L=0$ (短絡)のとき：

$$(2.18)より \Gamma_L = \frac{-Z_0}{+Z_0} = -1 \text{ であり電圧反射波は}$$

180度位相反転したものとなる。伝送路の $x=0$ の位置から見たインピーダンス Z_s は $Z_s = jZ_0 \tan(\beta d)$ となる。

2. $Z_L=Z_0$ (整合)のとき：

$\Gamma_L=0$ であり電圧反射波は発生しない。伝送路のインピーダンスはいたるところで Z_0 となる。

3. $Z_L=\infty$ (開放)のとき：

$$\Gamma_L = \frac{1 - \frac{Z_0}{Z_L}}{1 + \frac{Z_0}{Z_L}} = 1 \text{ であり電圧反射波は同位相と}$$

なる。伝送路の $x=0$ の位置から見たインピーダンス Z_s は $Z_s = -jZ_0 \cot(\beta d)$ となる。

4. $d = \lambda/4$ のとき：

伝送路が無損失とすると(2.21)式において $\tan(\beta d)$ は ∞ となるので

$$Z_s = \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta d)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta d)} Z_0 \approx \frac{Z_0^2}{Z_L}$$

となる。例えば、負荷のインピーダンス Z_L が 100Ω の場合に、この負荷に対してインピーダンス Z_0 が 70.7Ω の伝送路を $\lambda/4$ 分の長さだけ接続したとき、伝送路の電源側から見たインピーダンス Z_s は 50Ω とすることができる。

伝送線路上では進行波と反射波の干渉により定在波が生じる。定在波の大きさは伝送線路上の電圧の最大値と最小値の比 ρ (Voltage Standing Wave Ratio VSWR) で表す。 ρ と反射係数との関係を以下に調べる。伝送路が無損失として負荷から距離 x の位置での伝送路上の電圧 V_x は(2.9)、(2.19)を使って次のように示せる。

$$\begin{aligned} V_x &= A \exp(-j\beta x) + B \exp(j\beta x) \\ &= A \exp(-j\beta x) + A \Gamma_L \exp(j\beta(x-2d)) \\ &= A \exp(-j\beta x) (1 + \Gamma_L \exp(2j\beta(x-d))) \end{aligned}$$

V_x の絶対値の最大値、最小値は

$$\begin{aligned} V_{\max} &= |V_{Li}| (1 + |\Gamma_L|) \\ V_{\min} &= |V_{Li}| (1 - |\Gamma_L|) \end{aligned}$$

$$\rho = \frac{V_{\max}}{V_{\min}} = \frac{1+|\Gamma_L|}{1-|\Gamma_L|}$$

また

$$|\Gamma_L| = \frac{1-\rho}{1+\rho}$$

となる。図 2.2.2 に $|\Gamma_L|$ と ρ との関係を示す。

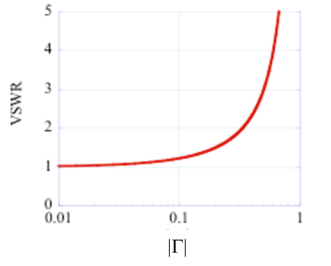


図 2.2.2 VSWR ρ と反射率 $|\Gamma|$ との関係。

P. H. Smith は、インピーダンス、アドミッタンス、反射係数、VSWR などの相互変換や整合回路の設計に便利のように、計算の簡略化や視覚化を目的としてスミスチャートを考案した。電圧反射係数 Γ は複素平面で $\Gamma = |\Gamma| \exp(j\theta)$ と表すことができ、 $0 \leq |\Gamma| \leq 1$ なので、 $|\Gamma|$ は原点を中心とした単位円の中に収まる。規格化インピーダンス $z=r+jx$ と $\Gamma=U+jV$ の間には(2.18)の関係があり、この単位円の中でインピーダンス (r,x) と反射係数 $(|\Gamma|, \theta)$ の関係を図表化したものがスミスチャートである[6]。その関係は以下のように示すことができる。

$$z = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma}$$

$$z+1 = \frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} + 1 = \frac{2}{1-\Gamma}$$

$$(r+1)+jx = \frac{2}{(1-U)-jV}$$

$$= \frac{2(1-U)}{(1-U)^2+V^2} + j \frac{2V}{(1-U)^2+V^2}$$

両辺の実部と虚部について

$$r+1 = \frac{2(1-U)}{(1-U)^2+V^2}$$

$$x = \frac{2V}{(1-U)^2+V^2}$$

(2.22)

これを变形すると次式が得られる。

$$\left(U - \frac{r}{1+r}\right)^2 + V^2 = \left(\frac{1}{1+r}\right)^2 \quad (2.23)$$

$$(U-1)^2 + \left(V - \frac{1}{x}\right)^2 = \left(\frac{1}{x}\right)^2 \quad (2.24)$$

(2.23)を満たす軌跡は中心 $(r/(1+r), 0)$ 、半径 $r/(1+r)$ の円を、(2.24)を満たす軌跡は中心 $(1, 1/x)$ 、半径 $1/x$ の円を示す。

インピーダンス z が実数の領域は $x=0$ であり、(2.22)より $V=0, r=2/(1-U)-1$ となる。 $z=0$ のとき $\Gamma=-1$ 、 $z=1$ のとき $\Gamma=0$ 、 $z=\infty$ のとき $\Gamma=1$ となる。

インピーダンス $z=r+jx$ に直列に抵抗 R を追加した場合には、インピーダンス $z_R=(r+R)+jx$ は実部のみが変化し、虚部 x が一定の(2.24)の軌跡上なので、例えば図 2.2.3 に示すように動く。インピーダンス $z=r+jx$ に直列にインダクタ L を追加した場合に、インピーダンス $z_L=r+j(x+\omega L)$ は図 2.2.3 に示すように r が一定の軌跡 (2.23) の上を時計回りに動く。インピーダンス $z=r+jx$ に直列にキャパシタ C を追加した場合に、インピーダンス $z_C=r+j(x-1/\omega C)$ は図 2.2.3 に示すように r が一定の軌跡 (2.23) の上を反時計回りに動く。インピーダンス z に直列に電気長 θ の伝送路を追加した場合には、(2.21)に従って変化するがこれは反射係数 Γ の振幅は変化せずに位相が時計回りに 2θ だけ動くことになる。アドミッタンス $Y=1/Z=G+jB$ についても同様に軌跡を記すことができ、回路を並列に接続した場合の反射係数を可視化することができる。

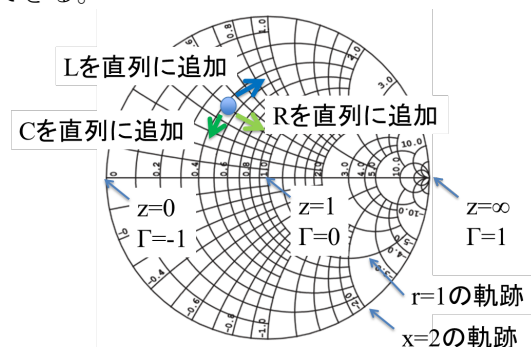


図 2.2.3 スミスチャートの例。

これまで伝送路上の進行波の状態を電圧と電流で表してきた。しかし、マイクロ波の領域では電圧と電流を低周波回路のように唯一の値に規

定することは困難である。高周波領域で安定して正確に測定が可能な量は電力である。そこで、進行波の大きさを電力に関連付けて表す量として波振幅を導入する。波振幅は複素数で、絶対値は進行波の電力の平方根に等しく、位相は進行波の電圧または電界の横方向成分の位相に等しい。回路の各回路端から出入りする電力の関係は S パラメータ (Scattering matrix) を用いて表される。例として 2 端子対回路の S パラメータを図 2.2.4 に示す。

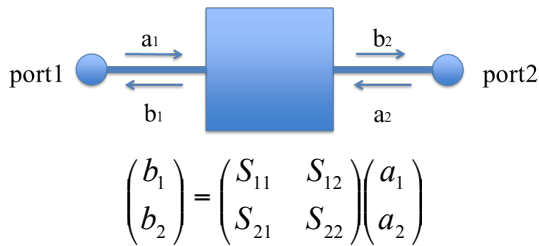


図 2.2.4 2 端子回路の S パラメータ。

たとえば S_{11} を測定するには $a_2=0$ とした条件でポート 1 の進行波振幅 a_1 と反射波振幅 b_1 を測定して比 b_1/a_1 を求めればよい。S パラメータの振幅は dB の単位で表示されることが多い。

$$\begin{aligned} S_{ij}(\text{dB 表示}) &= 20 \log_{10} |b_j/a_i| \\ &= 10 \log_{10} (|b_j|^2 / |a_i|^2) \end{aligned}$$

ここまでマイクロ波伝送路の取り扱いについて述べてきたが以下の節では SACLA でも使用されている個々の RF 回路構成要素の具体的な例について示す。

2.3. 周波数変換機

周波数ミキサは非線形素子であり、周波数変換や高周波信号の位相振幅変調や検出などに使用される。構成要素としてダイオードを用いた passive mixer と、トランジスタ、FET などの能動素子を用いた active mixer がある。どちらの素子も入力信号の周波数 (f_{RF}) と局発 (Local Oscillator: LO) 信号の周波数 (f_{LO}) の差の周波数を持つ中間 (Inter-mediate Frequency: IF) 周波数 ($f_{IF}=f_{RF} \pm f_{LO}$) を持つ信号を生成することができる。この動作は LO 信号と RF 信号を掛け合わせることで得る。

$$\begin{aligned} V_{RF}(t) &= A \sin(\omega_{RF} t) && \text{基準信号} \\ V_{LO}(t) &= B \sin(\omega_{LO} t + \phi) && \text{局発信号} \end{aligned}$$

とするとミキサの中間出力信号 $V_{IF}(t)$ は

$$\begin{aligned} V_{IF}(t) &= V_{RF}(t) \cdot V_{LO}(t) \\ &= A \sin(\omega_{RF} t) \cdot B \sin(\omega_{LO} t + \phi) \\ &= \frac{AB}{2} (\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \phi) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \phi)) \end{aligned} \quad (2.25)$$

と表される。ミキサ出力を高域通過フィルタに通すと第 1 項は消えて周波数 $f_{IF}=f_{RF}+f_{LO}$ の信号が得られ、低域通過フィルタを通すと第二項が消えて $f_{IF}=f_{RF}-f_{LO}$ の出力が得られる。

乗算機能を実現するためにダイオードを用いたミキサについて考える。ダイオードの電流-電圧特性は

$$\begin{aligned} I &= I_s \left(\exp\left(\frac{qV}{\eta kT}\right) - 1 \right) = I_s \left(\frac{q}{\eta kT} V + \frac{q^2}{2\eta kT} V^2 + \dots \right) \\ &= I_s (a_1 V + a_2 V^2 + \dots) \end{aligned}$$

と表される。ここで I_s はダイオードの飽和電流、 q は電子の電荷、 V は PN 接合への印加電圧、 η は 1 ~ 2 の定数、 k はボルツマン定数、 T は絶対温度である。 V として基準信号と局発信号の和を印加した場合、ダイオードを流れる電流は次のようになる。

$$\begin{aligned} I &= I_s \left(a_1 (V_{RF}(t) + V_{LO}(t)) + a_2 (V_{RF}(t) + V_{LO}(t))^2 + \dots \right) \\ &= I_s \left(\begin{aligned} &a_1 (A \sin(\omega_{RF} t) + B \sin(\omega_{LO} t + \phi)) \\ &+ a_2 (A \sin(\omega_{RF} t) + B \sin(\omega_{LO} t + \phi))^2 \\ &+ \dots \end{aligned} \right) \end{aligned}$$

a_2 の項は

$$\begin{aligned} &(A \sin(\omega_{RF} t) + B \sin(\omega_{LO} t + \phi))^2 \\ &= A^2 \left(\frac{1 - \cos(2\omega_{RF} t)}{2} \right) + AB (\cos((\omega_{RF} - \omega_{LO})t - \phi) - \cos((\omega_{RF} + \omega_{LO})t + \phi)) \end{aligned}$$

となり、 $2f_{RF}$ 、 $2f_{LO}$ 、 $f_{RF}+f_{LO}$ 、 $f_{RF}-f_{LO}$ の周波数成分を持つ信号が得られる。高次の項を考慮すると、 f_{RF} と f_{LO} の整数倍の和 $mf_{RF}+nf_{LO}$ となる周波数成分を持つ信号が電流として得られる。

ここで図 2.3.1 に示すダイオードがリング上に配置された回路において動作を検討する。LO に信号が無い場合は、 $D_1 \sim D_4$ すべてのダイオードがオフになり、電流が流れない。そのため、RF に入力された信号は IF には出力されない。LO 信号が + の電圧の場合、 D_1 、 D_2 に正のバイアス電圧が印可され IF からも D_2 を通して GND に向かって電流が流れ、RF による変調が同位相で IF 信号に印可される (図 2.3.2)。一方 LO 信号が - の電圧の場合

正のバイアス電圧が印可されるのは D_3 、 D_4 となり、IF からは D_3 を通って RF による変調が逆相の変調が印加される (図 2.3.3)。つまり、RF と LO のかけ算に対応する信号が IF に出力され、その状況の例を図 2.3.4 に示す。

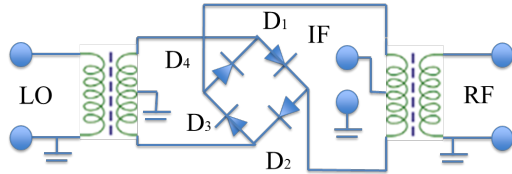


図 2.3.1 ダイオードを用いたミキサの構成。

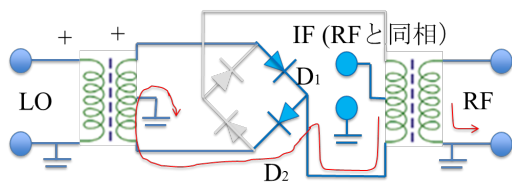


図 2.3.2 LO が正の電圧の場合。

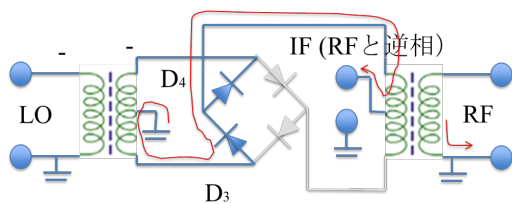


図 2.3.3 LO が負の電圧の場合の動き。

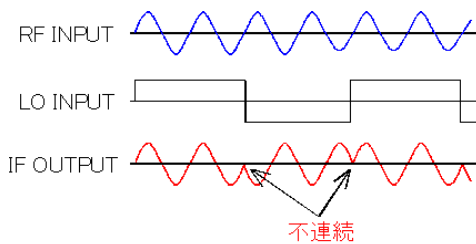


図 2.3.4 RF、LO、IF それぞれの波形の例。

ダイオードを用いたミキサでは挿入損失が生じる。トランジスタを用いたアクティブミキサでは変換利得を得ることができ、入力する LO 信号の電力を低く抑えることができる。トランジスタも PN 接合が使われていて、コレクタ電流 I_C とベース電圧 V_{BE} についてもダイオードと同様の関係が成り立ち、変調された周波数成分を持つ信号が得られる。

2.4. 発振器

前述の周波数ミキサを用いて加速器で使用する基準信号を発生する発振器が構成される。ここでは、発振器の性能を示す指標を紹介し、発振器の構成について説明する。

2.4.1. 発振器の性能の指標

理想的な連続 (CW) 信号出力は単一の周波数 $f_0 = \omega/2\pi$ で振幅が一定値 A をとる正弦波である。

$$V_{ideal} = A \sin(\omega t)$$

加速器の基準信号発生器としてはこの理想的な信号の発生、つまり、目標とする周波数で発振すること、その周波数が長時間高い安定度で維持されること、高調波などの振幅が低く信号純度が高いこと、位相ノイズが低いこと、出力振幅が安定であること、振幅ノイズが低いことが要求される。しかし、現実の信号源では、素子の非線形性やドリフトにより、信号にひずみが生じたり位相変動 $\phi(t)$ 、振幅に変動 $E(t)$ が生じたりする。

$$V_{real} = (A + E(t)) \sin(\omega t + \phi(t))$$

信号純度を示す指標として以下にいくつかの例を示す。

1) 高調波スプリアス

CW 出力の整数倍の周波数を持つ信号成分の強度であり f_0 の信号成分の強度に対する比で示す。たとえば増幅器の出力電圧が線形性だけでなく、入力電力に対する高次項の成分を含むと、2.3 節で述べたように、基本周波数の整数倍の信号成分が現れる。

2) 非高調波スプリアス

高調波スプリアス以外の成分の強度であり f_0 の信号成分の強度に対する比で示す。電源など様々な要因から発生する。

3) 位相ノイズ

理想的な場合には正弦波内の電力はすべて単一の周波数に集中する。実際の信号源では信号源内のランダムノイズにより電力は基本周波数の近傍の狭い範囲に拡散する。この信号成分を示す値として SSB (Single Side Band) 位相ノイズ $S(f)$ がある。基準信号の周波数 f_0 から周波数 f だけ離れた周波数での 1

Hz あたりの信号電力を、総出力電力で規格化した値で、dBc/Hz という単位で示す。この値の測定にはシグナルソースアナライザ（付録参照）などが用いられる。位相ノイズ $S(f)$ と時間ジッタ Δt の間には次に示す関係がある。

$$\Delta\phi^2 = \int_{f_1}^{f_2} S(f) df$$

$$\Delta t = \frac{\sqrt{\Delta\phi^2}}{2\pi f_0}$$

2.4.2. 発振器の構成

一般的な信号発生器は、基準信号部（reference）、シンセサイザ部（synthesizer）、出力部（output）の3つのブロックで構成されている（図 2.4.1 参照）。基準信号部では決まった周波数(f_0)の低雑音の正弦波を発生する。シンセサイザ部では、電圧制御発振器（voltage controlled oscillator VCO）の出力信号の周波数が $f_0/x \times N$ となるように位相フィードバック制御（phase locked loop: PLL）を行う。出力部では信号出力レベルを所望の値となるように調整する。

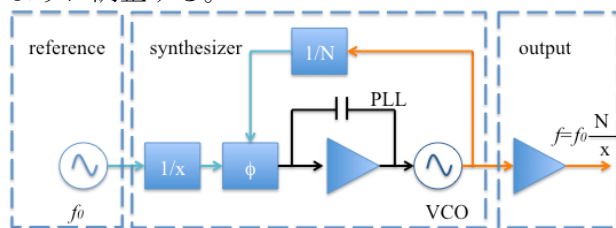


図 2.4.1 一般的な信号発生器の構成。

2.4.2.1. 基準信号部

基準信号部は、発振周波数を決定する受動共振器と、共振器の損失を補正する発振回路で構成される。最初の発振は発振器内の微小なノイズ変動から開始される。発振が開始、持続するためには、発振回路の小信号利得が共振器の損失よりも十分大きいこと、発振回路の出力は一定の電力に制限される機構を持つこと、共振器と発振回路が回路基板の寄生容量なども含めて目的とする周波数でマッチングがとれていることが要求される。

共振器の性能を示す指数として Q 値がある。Q 値とは空洞に蓄えられる電力を壁面や内部での損失で割った値で、Q 値が高いほど振動が持続する時間が長い。

高い Q 値を持つ共振器の 1 つとして水晶発振子がある。水晶発振子は電気音響共振器の 1 つであり高安定な信号源によく使用される。出力信号の周波数領域は数 MHz から数 100MHz である。水晶デバイスには切断角度で決まる固有の振動モードがある。外部から電気信号を加えて発生させた機械的な固有振動を水晶表面の電極から電気信号として再度取り出すことで安定した周波数の基準信号が得られる。水晶は SiO_2 を材料とした結晶で、特に人工水晶は性質が長期にわたって安定であり、弾性率の温度変化と熱膨張率が相殺する関係にあるので温度特性も良好である。また、水晶はインピーダンスが小さく内部損失が小さい。AT カットという z 軸から 35° の角度で切り出した振動子は、厚み滑りを繰り返すモード（平らな水晶片を上から押さえながら、横方向にずらしたような振動モード）で振動する。このとき発振周波数は主として水晶チップの厚みに逆比例した値となる。水晶振動子には直列共振周波数 f_r と並列共振周波数 f_a がある。周波数が f_r と f_a との間では水晶振動子は誘導性リアクタンスを持つ。このリアクタンスを発振回路の容量性リアクタンスで打ち消してトータルのリアクタンス成分をゼロにすることで発振が持続する。100MHz ~ 2.5GHz 帯の周波数を直接発振させる場合に SAW (Surface Acoustic Wave 表面弾性波) デバイスが用いられることもある。

その他に、共振器として、筒状の Al_2O_3 結晶 (Sapphire Resonator) が用いられることがある。Q 値は TE0d モードで 4×10^4 程度である。高次モード (whispering gallery) での誘電損失が小さく、外部の逡倍器を使用することなく 1.3GHz などの周波数で使用することができる。このタイプの発振器は Raytheon Australia (旧 Poseidon Scientific Instruments 社) が製作している。

基準信号部での重要な因子の一つとして共振器と発振回路の結合度がある。雑音の低減のためには帯域幅を狭める必要があるが、共振器との結合度を大きくすると共振器の Q 値が低下し、帯域幅を広めることにつながる。しかし、結合度を小さくすると外部増幅器の利得を上げる必要がある。

り、結果として熱雑音を増加させることにつながる。そのため、結合度には最適値が存在する

また、基準信号部で使用される増幅器のノイズは十分小さいことが要求される。ここでは良好な $1/f$ ノイズ特性をもつ Si bipolar transistor が 20GHz までの発振器でよく使われる。安定した発振を持続させるためには振幅制限が必要である。ノイズ低減のためには、別途低雑音の素子を用いて振幅制限を行い、増幅器は線形領域で使用することがある。

2.4.2.2. シンセサイザ部

シンセサイザ部では基準信号を使って VCO の発振周波数を安定化させる。基準信号を $1/x$ に分周した信号と VCO 信号を $1/N$ に分周した信号との位相差を測定し、その誤差信号が小さくなるように VCO の制御電圧を調整する。この帰還制御のパラメータにより位相ノイズのスペクトラム、外乱に対する応答速度や、安定度などが決まる。

システムとしての発振器の位相ノイズは図 2.4.2 に示すようなスペクトラムとなる。基準信号源の位相ノイズと位相検出器のノイズが等しくなる周波数を f_1 、位相検出器のノイズの N/x 倍と VCO のノイズが等しくなるオフセット周波数を f_2 、VCO のノイズと増幅器のノイズが等しくなる周波数を f_3 とする。このとき、システムの位相ノイズは、 f_1 以下では基準信号源の位相ノイズの N/x 倍、 f_1 から f_2 の領域では位相検出器のノイズの N/x 倍、 f_2 から f_3 の領域では VCO の位相ノイズ、 f_3 以上の領域では増幅器のノイズと同じになる。

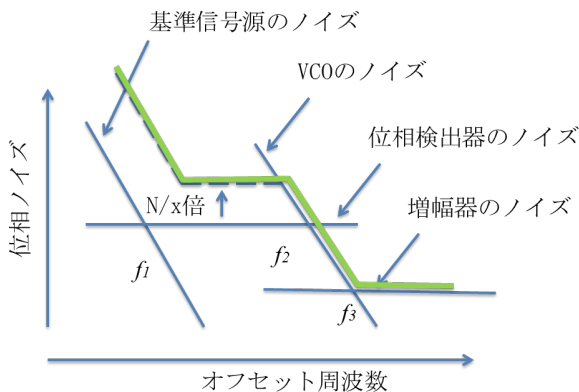


図 2.4.2 シンセサイザの位相ノイズスペクトラム。

ここで基準信号源を N 通倍した場合の位相ノイズについて考える。まず周波数 f (周期 $T_f=1/f$) の基準周波数に対して Δt の振幅で時間変動する位相ノイズがあったとする。この信号を検波して 2 倍の周波数を持つ信号を作った場合、位相ノイズの変動時間は Δt のままだが、周期は $1/2$ に短くなる (図 2.4.3 参照)。従って周波数を 2 通倍した信号の位相ノイズの大きさ $\Delta t/T_{2f}$ はもとの位相ノイズに比べ 2 倍大きくなる。

$$\Delta t/T_{2f} = 2 \Delta t/T_f$$

同様に N 通倍した場合、位相ノイズは N 倍大きくなる。 $1/x$ に分周した場合も同様に考えると位相ノイズは $1/x$ に小さくなる。

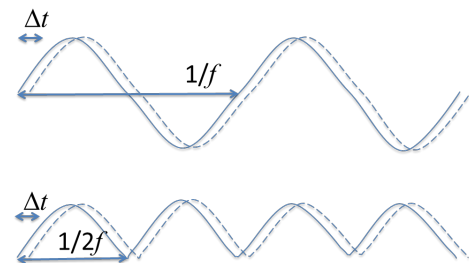


図 2.4.3 信号を 2 通倍した場合の位相ノイズの振幅と周期の関係。

2.4.3. SACLA のマスターオシレータ

実際の発振器の例として SACLA で使用しているマスターオシレータを紹介する。図 2.4.4 に示すように基準信号部には 10MHz と 100MHz の 2 つの低位相ノイズ水晶発振器を用いている。10MHz の OCXO 出力を 10 通倍した信号を用いて、100MHz の OCXO 信号の数 10Hz 以下の位相ノイズを抑制する。この 100MHz 信号を通倍、合成し、2856MHz の VCO 信号の 100kHz 以下の位相ノイズを抑制する。付録 A に示す位相ノイズ測定器を用いて測定したマスターオシレータの位相ノイズを図 2.4.5 に示す。5712MHz 信号の位相ノイズの 10Hz から 10MHz までの積分値は 28fs と十分低い値であった。

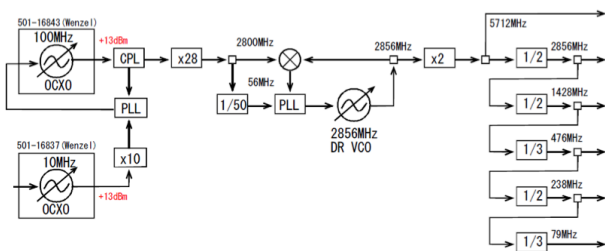


図 2.4.4 マスターオシレータ構成ブロック図。

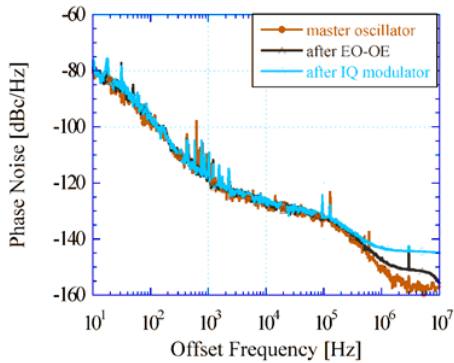


図 2.4.5 マスターオシレータの 5712MHz 出力信号の位相ノイズ。

位相ノイズの積分値は短期ジッタを与える。短期ジッタだけではなく発振器には環境の変化に起因する長期のドリフトを抑えることも必要である。表 2.4.1 にマスターオシレータの出力位相の温度係数などを示す。環境温度を 0.1°C 以下の変動に抑えれば、温度による位相変化は 50fs 以下に抑制される。

表 2.4.1 238MHz 信号出力を基準とした各周波数信号出力の位相の温度係数と振幅温度係数。

周波数 (MHz)	位相変化 (ps/K)	振幅変化 ($10^{-3}/K$)
5712	0.48	2.5
2856	0.34	2
1428	0.07	0.2
476	0.12	0.6
238	-	1.5

2.5. 増幅器

発振器で作られた高周波基準信号は増幅器でその電力を増幅して分配され伝送される。また、伝送先でも複数の増幅器が使用される。増幅器は高

周波信号をトランジスタや FET などの素子を用いて増幅する装置であり、その性能を特徴付けるパラメータとしては、帯域、利得、最大出力、P1dB、IP3、雑音指数、入出力インピーダンス、入出力ポートの VSWR などがある。

帯域とは規定の利得を得ることのできる入力信号の周波数範囲である。例えば 最大利得から 1dB 減少する周波数範囲などが用いられる。

最大出力とは、増幅器の出力の最大値である。

利得 G は出力電力 P_{out} を入力電力 P_{in} で割った値で通常 dB の単位で表示される。

$$G = 10 \log(P_{out}/P_{in}) \quad [\text{dB}]$$

入力レベルが小さい領域ではアンプの出力レベルは入力の増加に比例して上昇してゆく（比例係数が利得 G ）。入力レベルをさらに大きくしてゆくと線形領域から予想される出力よりも実際の出力レベルが低下する（非線形領域）。この非線形動作は利得の低下のみではなく、出力波形のひずみとして影響を与える。アンプの非線形動作の測定にはいくつかの方法がある。

- 1) P1dB: リニア領域の利得よりも利得が 1dB 低下するポイントの出力を 1dB compression point と呼ぶ。P1dB を超えるレベルの信号を入力すると利得が急激に低下し、出力は飽和に達する。例として図 2.5.1 に SACLA で使用しているクライストロンドライブアンプの入出力特性を示す。IP1 は +57.3dBm (537W) であった。
- 2) IP3: 増幅器の帯域内で数 MHz 離れた 2 つの信号 (f_1, f_2) を電力合成器で合成して入力した場合、その出力にはこの f_1, f_2 の 2 つの周波数の信号の他に相互変調によって生じる周波数 mf_1+nf_2 の信号が現れる。m+n を相互変調 (Inter Modulation :IM) の次数と呼ぶ。入力レベルが大きくなり、出力のひずみが大きくなってくると相互変調成分の中でも特に 3 次の項 ($2f_1-f_2, 2f_2-f_1$) が支配的となる。そこで、リニア領域から外挿した直線と、3 次の IM (IM3) から外挿した点との交点を third order intercept point (IP3) と呼ぶ。通常、増幅器のデータシートにはこの IP3 の値が記

載されており、この値から実際に使用する信号レベルでの IM3 を知ることができる。

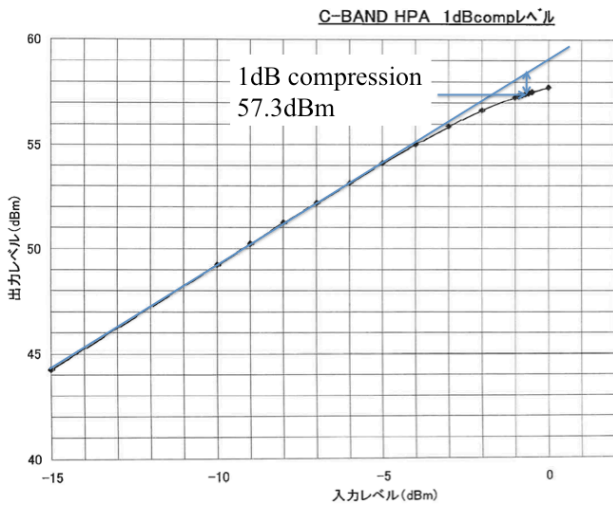


図 2.5.1 C バンド増幅器の入出力特性の例。

増幅器は信号成分だけではなくノイズ成分も同時に増幅してしまう。雑音を示す指数として増幅器の出力側の SN 比を入力側の SN 比で割った値、雑音指数 (Noise Figure) が用いられる。 N_a を増幅器によって追加される雑音、 G を増幅器の利得とすると雑音指数 F は

$$F = \frac{S_{IN} / N_{IN}}{S_{OUT} / N_{OUT}} = \frac{S_{IN} / N_{IN}}{GS_{IN} / (N_a + GN_{IN})}$$

$$= \frac{N_a + GN_{IN}}{GN_{IN}}$$

となる。 N_{IN} として熱雑音を考慮する場合には $N_{IN} = kT_0B$ となる。ここで k はボルツマン定数、 T_0 は絶対温度、 B はバンド幅で、たとえば 20°C (290K) での 1 Hz あたりのパワー密度は -174dBm/Hz に対応する。

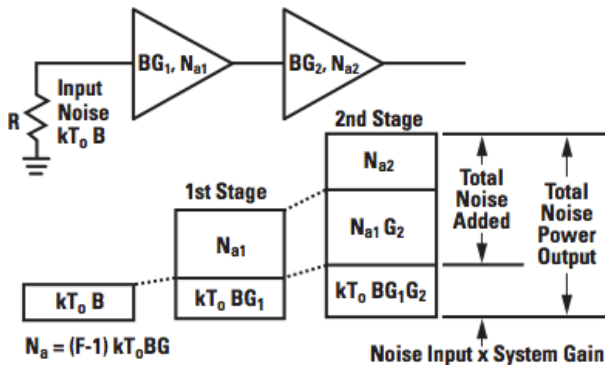


図 2.5.2 二段の増幅器での雑音指数。

入力信号のレベルが低い場合には増幅器を多段に接続して使用することがある。例として 2 段の増幅器の系を考える (図 2.5.2 参照)。 i 番目のアンプのゲインを G_i 、雑音指数を F_i とする。系の利得 G は $G=G_1G_2$ 、系の雑音指数 F は

$$F = F_1 + (F_2 - 1) / G_1$$

で与えられる。 F の第二項以降は利得で割算されるため、初段の増幅器の雑音指数が最終的な雑音指数に大きな影響を与えることがわかる。

2.6. 位相変調器、振幅変調器

基準信号を加速器に適した位相、振幅、パルス幅を持つ波形に成形するために、位相変調器、振幅変調器が使用される。この節では、パルス切り出しなどのために使われることがある RF スイッチ、位相調整に使用されるトロンボーン、ケーブルデレイ、PIN ダイオードを用いた移相器、また SACLA でも使用している IQ 変調器について述べる。

2.6.1. RF スイッチ

高周波信号の切り出しにはスイッチが使用されることがある。スイッチには機械式と電子式がある。機械式スイッチは、リレーを使って接点の接続、切り離しを行うものである。動作には数 ms の時間がかかり、形状が大きくなり、切り替えの寿命は 10^5 回程度以下となるが、低い挿入損失、大きな電力耐性、大きなアイソレーションを得ることができる。

電子式スイッチには PIN ダイオードや MESFET が使用される。PIN ダイオードは P 型半導体と N 型半導体の間に真性 (Intrinsic) 半導体をはさまれたものである。PIN ダイオードに順方向電流をかけて直流バイアス電流を流すと高周波的インピーダンスは数 Ω 以下と低い値となる。逆方向電圧をかけると、容量 (\sim 数 pF) と抵抗 (\sim 数十 Ω) が直列接続された等価回路で示される状態となりハイインピーダンス状態となる。図 2.6.1 にスイッチのブロック図を示す。(D1、D2) がそれぞれ (準方向バイアス、逆方向バイアス) の時に導

通、(逆バイアス、準バイアス)の時に遮断となる。

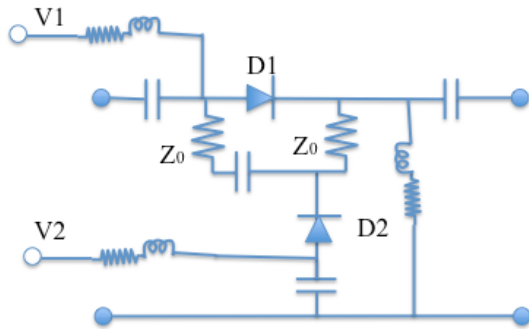


図 2.6.1 PIN ダイオードを用いたスイッチの構成。

このモジュールの別の用途として、スイッチとして使用した PIN ダイオードのバイアス電流を調整することにより、減衰率を調整することができ、振幅変調素子として使用することが可能である。

2.6.2. トロンボーン (移相器)

高周波信号の位相調整を行う素子としてトロンボーンがあげられる (図 2.6.2 参照)。内部に同軸線路などの伝送路を持ち、擦動機構により電気長を連続的に可変させるものである。機械式なので、動作に時間がかかり、形状が大きく、擦動による金属の損耗があるが、能動素子による電気的なノイズの増加がない。



図 2.6.2 トロンボーン。

2.6.3. ケーブルディレイ

長さの異なったケーブルと機械式スイッチを組み合わせたものを使って、位相の切り替えを行うことができる。図 2.6.3 に例を示す。位相切り替えは、とびとびの値であり、切り替えの際には信

号が一時的に遮断され不連続となる。また、大きい遅延量を得るためには長いケーブルを使うことになり、ケーブルによる信号振幅の低下を伴う。



図 2.6.3 デイレイラインの例。出典 <http://colbyinstruments.com>。

2.6.4. 可変容量ダイオードを用いた移相器

90° ハイブリッドカップラのポート 2、3 に $\lambda/4$ の伝送路を介して PIN ダイオードを接続した移相器はポート 1 から入力した信号の位相を変化させることが可能である (図 2.6.4 参照)。ポート 1 から入力した信号 V_1 は、付録 A1.5.3 で示すように、ポート 2、3 に 90° の位相差 ($V_2 = -jV_1/\sqrt{2}$, $V_3 = -V_1/\sqrt{2}$) をもって出力され、ポート 4 には出力されない。ポート 2、3 に反射係数 Γ の反射端を付けると、ポート 4 に信号 V_4 が出力される。このとき、波振幅 V_4 は次のようになる。

$$V_4 = -(V_2 \Gamma + jV_3 \Gamma) / \sqrt{2} = jV_1 \Gamma$$

つまり、 Γ の振幅を変えず位相のみを変化させることにより、ポート 4 に出力される信号の位相を調整できる。ポート 2、3 に同じ特性を有する 2 つの可変容量ダイオードを接続し、その容量についてバイアス電圧を変化させることによりリアクタンスを制御し、ポート 4 への位相を制御することができる。

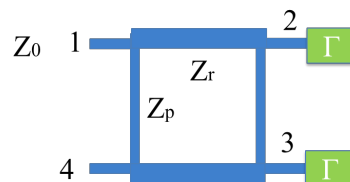


図 2.6.4 90° ハイブリッドを用いた位相器。

2.6.5. IQ 変調

二次元の位置を表現する場合に、極座標表示と直交座標表示が考えられる。高周波信号についても、基準信号に対する位相と振幅という極座標表現とは別に、基準信号と同相の成分 (In phase) と、90 度ずれた信号成分 (Quadrature phase) で表現する方法がある。振幅 r 、位相 θ の信号は、I 成分 V_i および Q 成分 V_q と図 2.6.5 に示す関係がある。

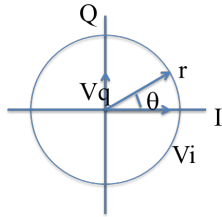


図 2.6.5 極座標表示 (r, θ) と IQ 表示 (V_i, V_q) 。

$$\begin{cases} V_i = r \cos \theta \\ V_q = r \sin \theta \\ r = \sqrt{V_i^2 + V_q^2} \\ \theta = \arctan \frac{V_q}{V_i} \end{cases} \quad (2.26)$$

従って、直行する二成分の大きさを所望の位相、振幅になるように振幅制御して合成器で合わせれば、必要な振幅、位相を持つ信号を得ることができる。信号の振幅制御にはミキサを用いる。図 2.6.6 に IQ 変調器の概念図を示す。基準信号は 3dB ハイブリッドなどを用いて 90 度の位相差を持つ 2 つの信号に分けられる。それぞれミキサに入力され、ミキサの出力振幅は制御電圧 V_i 、 V_q によって調整される。ミキサの出力は同相で合成され、出力される。出力信号の位相、振幅は(2.26)式に従って調整される。

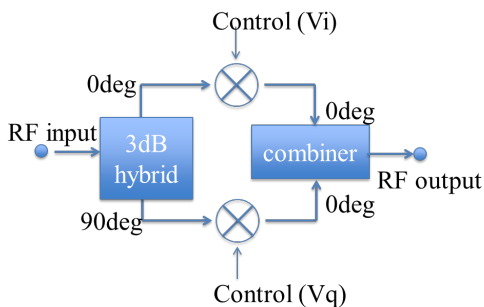


図 2.6.6 IQ 変調器の構成概念図。

2.7. 位相検出器、振幅検出器

加速空洞に目的とした位相、振幅を持つ電場が作られているかどうかは、位相、振幅検出器を用いて測定される。この節では基準信号に対する入力信号の位相測定の手法、高周波信号の振幅の測定の方法についていくつかの例を示す。

2.7.1. ミキサを用いた位相検出器

周波数ミキサからは 2.3 節で示したように基準信号と局発信号とを掛け算した信号が出力される。 $f_{RF}=f_{LO}$ (つまり $\omega_{RF}=\omega_{LO}$) のときミキサの出力信号は(2.25)式から

$$\begin{aligned} V_{IF}(t) &= V_{RF}(t) \cdot V_{LO}(t) \\ &= \frac{AB}{2} (\cos(\phi) - \cos(2\omega_{RF}t + \phi)) \end{aligned}$$

となる。ミキサ出力を低域通過フィルタに通すと第 2 項は消えて

$$V_{IF}(t) = \frac{AB}{2} \cos(\phi)$$

の出力が得られる。この出力は $\phi = -\pi/2$ のごく近傍では位相差 ϕ に対してほぼ直線的には変化するが、 ϕ が離れるにつれ非直線成分が大きくなり、 $\phi = 0, \pi$ 近傍では感度が 0 に近くなる。検出器出力の 1 つの値に対して位相は $\pm 180^\circ$ の範囲で 2 値をとるため、別の方法で 0 から 180° なのか -180° から 0° の範囲なのかを判別する必要がある。出力は位相変化に対して滑らかに変化し、不連続点はないという特徴を持つ (図 2.7.1 参照)。また、出力振幅は入力振幅の影響を受け、振幅変動と位相変動の区別ができない。

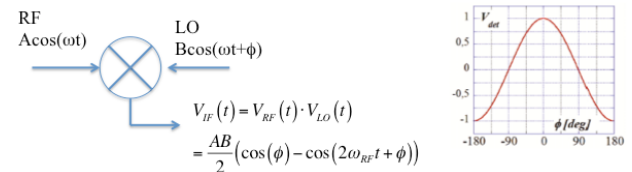


図 2.7.1 ミキサを用いた位相検出器。

2.7.2. XOR を用いた位相検出器

エクスクルーシブ・オア (XOR) の機能を持つ論理回路に基準信号 (LO) と検出信号 (RF) を入力することで直線領域を広げた位相検出器を得ることができる。図 2.7.2 にその例を図示する。2 つの論理入力に対する XOR 演算結果は表 2.7.1

に示すようになるので、LO と RF の論理がずれている時間だけ出力が 1 となる。LO と RF の信号が繰り返し入力される場合 XOR 出力の低域通過フィルタ通過後の信号は 2 つの高周波信号の位相差に比例した出力となる。例えば LO と RF の位相差が 0° のとき出力が 0、位相差が 180° のとき出力が 1 となる。検出器出力の 1 つの値に対して位相は $\pm 180^\circ$ の範囲で 2 値をとるため、別の方法で 0 から 180° なのか -180° から 0° の範囲なのかを判別する必要がある。出力は位相変化に対して連続であるが、微係数は $\phi=0$ 、 π で不連続である。出力はレベルで演算するため入力にノイズがあってもその影響は比較的小さい。

表 2.7.1 XOR の論理表

RF	0	0	1	1
LO	0	1	0	1
XOR	0	1	1	0

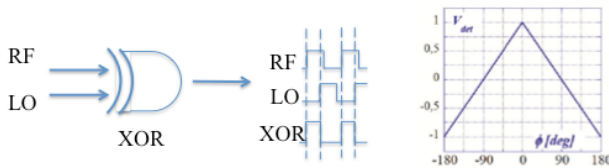


図 2.7.2 XOR を用いた位相検出器

2.7.3. SR-F/F を用いた位相検出器

セット (set)、リセット(reset)機能を持つフリップフロップ(flip-flop)回路に基準信号と検出信号を入力することで直線領域を広げた位相検出器を得ることができる(図 2.7.3 参照)。Set 信号が入力されると出力は 1 となり、リセット信号が入力されると出力は 0 となる。この方式では、 0° から 360° までの広い範囲で線形性を持つ。出力および微係数は $\phi=0$ で不連続となるため、運転で使用する動作点としてはこの不連続点から離れたパラメータとすることが望ましい。また、入力のノイズがあるとその時点をトリガとして動作するため、スパイク状のノイズを事前に抑制しておくことが必要である。

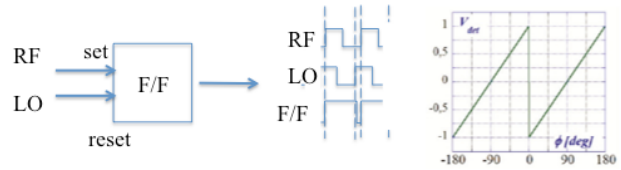


図 2.7.3 セットリセット フリップフロップを用いた位相検出回路。

2.7.4. IQ 検出器

2.6.5 節で述べた IQ 変調器と同様の原理でミキサに基準信号 (LO) と RF 信号を入力することで、位相と振幅の情報を得ることができる。図 2.7.4 に IQ 検出器の構成を示す。Vi、Vq の振幅を ADC で読み取り、(2.26) 式に応じた演算を行うことによって、RF 入力信号の基準信号に対する位相、振幅を得ることができる。この測定方式では -180° から $+180^\circ$ までの範囲で連続的に位相、振幅の測定が可能である。図 2.7.5 に IQ ミキサの外観の例を示す。

次に IQ 検出器を用いた位相振幅の測定誤差要因に関して検討する。この測定での誤差要因としては、ミキサ出力のオフセット、非線形性、ADC のオフセット、ゲイン誤差、非線形性、IQ 軸の直交性からのずれがあげられる。ADC にオフセットがある場合の例を図 2.7.6 に示す。RF 入力の振幅が一定であっても位相 θ を -180 度から $+180$ 度まで変化させた時、 $\cos\theta$ に比例した振幅誤差、 $-\sin\theta$ に比例した位相誤差がみられる。ADC のゲイン誤差があった場合の例を図 2.7.7 に示す。 $\cos 2\theta$ に比例した振幅誤差、 $-\sin 2\theta$ に比例した位相誤差が発生する。これらの誤差は事前に測定しておき補正を行うことによって抑制することができる [7, 8]。

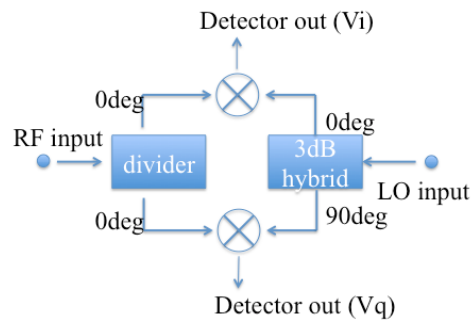


図 2.7.4 IQ 検出器。

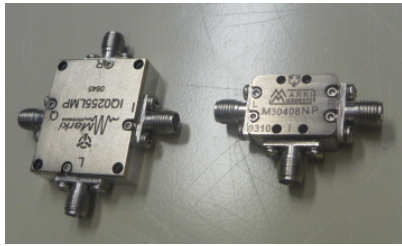


図 2.7.5 左から IQ ミキサ、ダブルバランストミキサ。

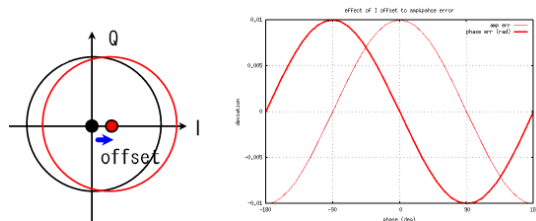


図 2.7.6 I 軸方向に ADC のプラスのオフセットがあった場合の位相、振幅誤差。

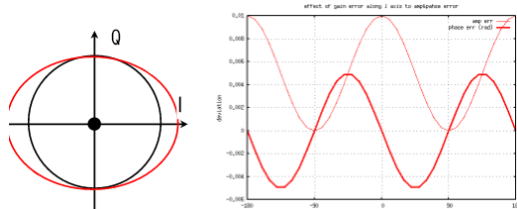


図 2.7.7 I 軸方向に ADC のプラスのゲイン誤差があった場合の位相、振幅誤差。

別のアプローチとして、デジタル IQ 方式がある。この方式では LO の周波数 f_{LO} を RF 信号の周波数 f_0 から Δf だけずらすことにより発生する中間周波数 Δf の信号を、 f_{LO} と同期したクロックで動作する ADC で読み取ることにより、IQ 検出を行う。この方法では I 成分と Q 成分を 1 つの ADC で読み取るため、ゲインの相対誤差が発生しないという利点がある。ただし、ADC のクロックの周期はは見た信号の時間変化よりも十分短い必要がある。図 2.7.8 に ADC のクロックとして $4\Delta f$ とした場合の例を示す。

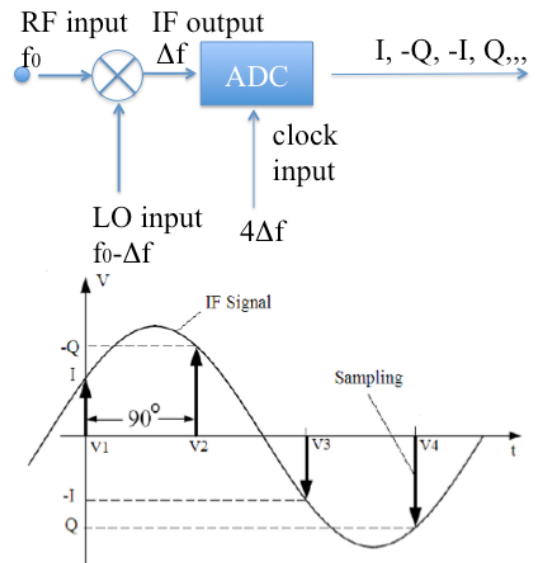


図 2.7.8 デジタル IQ 検出器。

今までに示した位相検出器の種類と特性を表 2.5.2 に示す。SACLA では位相と振幅を同時に測定でき、位相測定範囲に制限の無い IQ 検出方式を採用した。S バンド、C バンドでは $2.5\mu s$ と短いパルス内でパルス圧縮のための位相反転が 100ns 以下の短い時間内に行われる。この様子を 4.2ns の時間分解能で観測するためアナログ IQ 方式が採用された。

表 2.5.2 位相検出器の種類と特性

種類	位相出力	測定範囲	連続性
ミキサ	正弦波	$-\pi/2 \sim +\pi/2$	連続
XOR	直線	$-\pi/2 \sim +\pi/2$	連続
SR-F/F	直線	$-\pi \sim +\pi$	不連続
IQミキサ	正弦波	$-\pi \sim +\pi$	連続

2.7.5. ダイオードを用いた検出器

ショットキーバリアダイオード(SBD)を用いると高周波信号の電力を測定することができる。この検出器は外部電源なしで動作する。外観を図 2.7.9 に示す。SBD は高速動作が可能で、逆方向電圧が通常の PN 接合ダイオードに比べ 1 ケタ程度低く、順方向電圧は半分程度である。さらに電圧を低く抑えたものは Low Barrier Schottky Diode と呼ばれる。図 2.7.10 にダイオードに入力する電圧とそのときに流れる電流の関係を示す。電流の立ち上がり部分は、入力電圧の 2 乗 (入力電力) に比例し

た信号出力が得られる。入力レベルが大きくなると入力電圧に比例した出力電圧になる。検波器は入力される高周波電力を DC 電圧に変換するので、入力された電力をできるだけ効率よくダイオードに伝える必要がある。つまり、インピーダンスのマッチングをとることが重要となる。



図 2.7.9 ショットキーバリアダイオードの外観

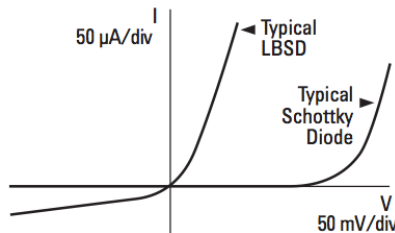


図 2.7.10 ショットキーバリアダイオードの電圧・電流特性 (出典 アジレント社データシート)

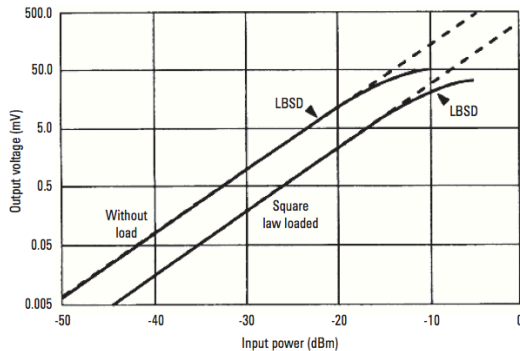


図 2.7.11 ショットキーバリアダイオード検波器 (423B) の入出力特性。(出典 アジレント社データシート)

2.7.6. 熱量計測

熱的に絶縁された負荷に高周波電力が連続的に消費されているとき、熱量の測定から高周波電力を求めることができる。高周波電力を受けている熱不可と、熱的に同一の熱負荷基準点との間に生じる温度差 T は周囲物質との間の熱抵抗 R 、経過時間 t 、負荷の熱容量 C を用いて

$$T = PR(1 - \exp(-t/RC))$$

と表される。 R が直流と高周波で同一であれば、事前に直流で校正して得た結果から、入力された高周波信号の電力 P を求めることができる。パワーメータなどでこの方式が用いられることがある (図 2.7.12、2.7.13 参照)。



図 2.7.12 パワーメータの外観。(出典 アジレント社カタログ)

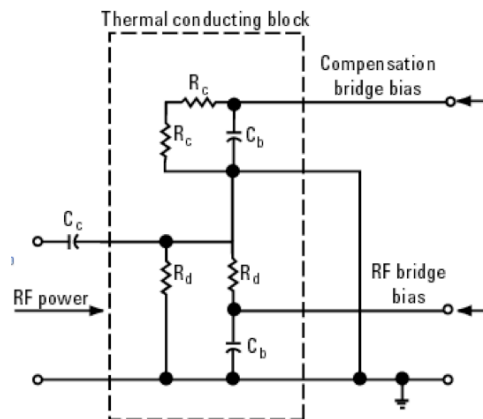


図 2.7.13 熱電対高周波電力計のブロック図。(出典 アジレント社カタログ)

3. 光を使った信号伝送

この章では光を使った高周波信号の伝送について述べる。高周波信号を距離の離れた場所に伝送しようとしたときに、同軸ケーブルを用いると信号の減衰が大きくなる。例えば、5D ケーブルの 5GHz に対する減衰はおよそ 0.5dB/m であり、100m の伝送では信号電力が $1/10^5$ に減衰する。これに対して光ファイバを用いて高周波信号を含んだ光信号を伝送する場合、光信号の損失は 0.3dB/km 以下と非常に小さい。また、信号の搬送に使用する $1.5\mu\text{m}$ の光の周波数は $1.9 \times 10^{14}\text{Hz}$ と高いので伝送信号の帯域を広くとることができる。情報通信の分野では長距離の信号伝送に光ファイバを用いた通信が一般的に行われており、各種の光学機器が安価に入手できる。そのため加速器での信号伝送においてもこれらの機器が活用されている。

3.1. 光ファイバ

光ファイバのモードにはマルチモードとシングルモードがある。加速器での基準信号の長距離伝送にはモード分散が無いシングルモードが用いられる。光ファイバはコア (core) と呼ばれる芯とその外側のクラッド (clad) と呼ばれる部分、そしてそれらを覆う被覆の 3 重構造になっている (図 3.1 参照)。クラッドよりもコアの屈折率を高くすることで、全反射や屈折により出来るだけ光を中心部のコアだけで伝搬させる構造になっている。コアとクラッドはともに光に対して透過率が非常に高い石英ガラスで作られる。この光ファイバの伝送損失は $1.5\mu\text{m}$ の波長の光に対しておよそ 0.3dB/km 以下と非常に小さい。

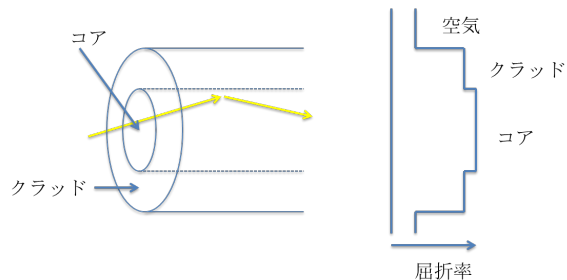


図 3.1 光ファイバの構造。

3.2. 光の発生と変調

$1.5\mu\text{m}$ の光の発光素子としてはレーザーダイオード (LD) が用いられる。レーザーダイオードは半導体に数 V の電圧を印加して pn 接合部に電子と正孔を注入しこれらが再結合するときにバンドギャップに相当するエネルギーを放出することを利用する。レーザーダイオードには FP (Fabry-Pérot) レーザー、DFB (Distributed FeedBack) レーザーなどの種類がある (図 3.2 参照)。FP レーザーは両端面に組み込んだ反射鏡により光を閉じ込め発振するものである。このレーザーは定常状態で駆動電流や温度の変化があると発振周波数が変化するモードホップ現象を起こすことがある。両端の反射鏡をレーザー媒質の外に設置したものは ECLD (External Cavity Laser Diode) と呼ばれ発振波長を調整できる。DFB レーザーは波長選択性を持つ共振構造の 1 つで、共振器内部に回折格子が形成されており、ある特定の波長のみが強め合う構造となっていて、発振周波数は安定している。DFB レーザーにおいても温度調整により発振波長を微調整できる。

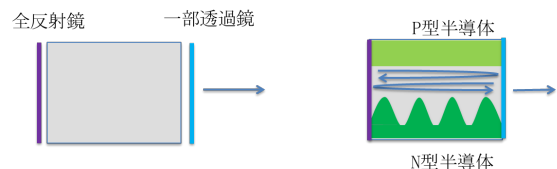


図 3.2 FP レーザー(左)と DFB レーザー(右)。

この発光素子に対して振幅変調を行い、信号を伝送する。振幅変調の方法としてレーザーダイオードのバイアス電流に変調をかける方式と LN 変調器を用いる方法がある。LN 変調器では電気光学効果結晶 LiNbO_3 基板上に 2 つの Y 分岐と導波路および電極が設けられている (図 3.3 参照)。電気光学結晶上で光を 2 分岐し、片側の経路に電圧を印加すると屈折率が変化しその個所を通過する光の位相が変化する。その後、2 つの光を合成すると、干渉によって光振幅を変化することができる。

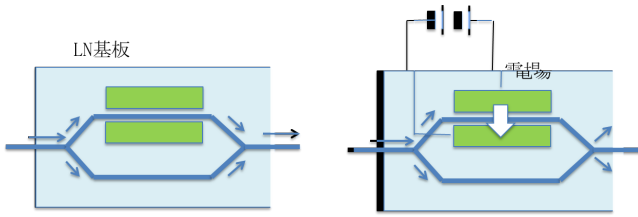


図 3.3 LN 変調器の仕組み。

3.3. 光増幅器

光信号を多数の受信点に送るためには、分配機を用いて分岐する必要がある。分岐によって低下した光の信号強度を増幅するためには EDFA (Erbium Doped Fiber Amplifier) を使用する。これはエルビウムを添加した光ファイバを短波長の半導体レーザーなどの励起光源で励起し、入力光信号を増幅する装置である (図 3.4 参照)。入力信号強度が小さい場合には EDFA の入力光信号に関係なく自発的に出る光 (Amplified Spontaneous Emission: ASE) が雑音として顕著になる。ASE 光は広い波長範囲で発生する。S/N 比を向上させるために光の波長フィルタを挿入することができる。

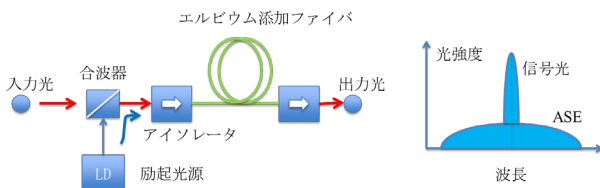


図 3.4 EDFA 光増幅器。

3.4. 波長多重伝送

多量のデータを高速に伝送するためには伝送速度を上げる方法と、伝送路を増やす方法がある。後者の方法として、1本の光ファイバに複数の波長の光を伝送する波長多重伝送方式 (Wave Division Multiplexing: WDM) がある。この方式では、送信部において、合波器を用いて複数の波長の光を1本のファイバに合成し伝送する。受信部では逆の働きをする分波器を用いて各波長の光を取り出す (図 3.5 参照)。合波器、分波器として、薄膜フィルタを用いたものと光導波路を用いたものがある。合波器、分波器が正しく動作するためには、光源の波長安定性が確保されていることが前提条件となる。この方式を採用することによ

り、多くの基準信号を配信するための伝送路を少なくすることができ、製造費用を抑えることができる。

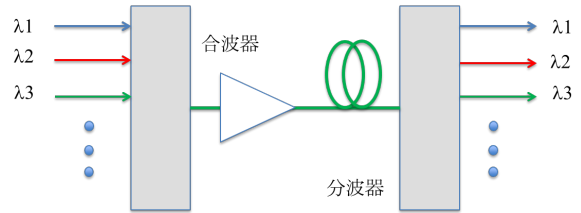


図 3.5 波長多重伝送の概略図。

3.5. フォトダイオード

フォトダイオードは光信号を電気信号に変換する受光素子である、ダイオードの pn 接合面にバイアス電圧を印加すると電界が生じ電子と正孔が存在しない空乏層ができる。ここに光が入射すると光が吸収され電子・正孔対が生成される、電子は n 側の電極に、正孔は p 側の電極に運ばれ信号として取り出される。

フォトダイオードで検出した信号の振幅変調 (AM) 分を基準信号として取り出す場合、光信号強度の変動が位相変動として見えてしまうため、光発振器の信号強度には高い安定度が要求される。

3.6. 光路長制御

光ファイバの長さは温度や湿度、機械的振動などの環境の変化により変化する。ファイバの長さを安定化するための手法の一例を紹介する。

光ファイバの長さは往復した光と元の光との位相差を測定することにより得る。図 3.6.1 に光路長測定システムのブロック図を示す。波長を安定化した光源 LD からの光は光ファイバを通して受信点の受信器 receiver に送られる。受信点で一部の光は FRM (Faraday Rotator Mirror 偏波面を 90 度回転して反射させる鏡) で反射され、送信側に送られる。送信部で偏波面のそろった光を送ったとしても、送信部と伝送先の FRM との間で光の偏波面は角度 θ だけ回転するかもしれない。しかし、反射した光が FRM によって 90° の位相回転を加えられて送られると、FRM から送信部まで戻る間に偏波面は $-\theta$ だけ回転するので結果として偏波面の回転は打ち消しあい FRM で与えた 90 度の偏波角を持った光が戻る。送信側に戻った光は偏光スプリッタ (PBS) で取り出され、AOM (Acousto Optical Modulator 外部から供給される高周波信号 f で光の波長の変調がかけられる素子) を通してカ

カップラへと入力される。このカップラにはLDからの光の一部も入力される。カップラ出力の光強度は干渉によって周波数 f の変調信号が現れる。この光をフォトダイオードPDで検出する。この変調信号は2.5.1節で述べたミキサを用いた位相検出器と同様に反射波の位相情報を含んでいる。PD出力と外部高周波源からの信号との位相差を位相検出器(Phase detector)で検出する。この信号をもとに光伝送経路に設置したファイバ長を調整する素子FS(Fiber Stretcher)を制御することにより、光路長を安定化する。FSの例としては、半割れの円筒の間に圧電素子を設置し、円筒にファイバを巻きつける。圧電素子にかかる電圧を調整することによりファイバの長さを調整する構造のものがある。光路長制御を行うときに使用するLDに対しては、その波長については、目標とする光路の安定度に応じた波長安定性が要求される。例えば屈折率 $n=1.5$ のファイバで1kmの距離を信号伝送する場合、伝送時間は $10^3/3 \times 10^8 \times 1.5 = 5\mu\text{s}$ であるので10fsの時間安定度を得るためにはLDの波長の変動が、 $\Delta\lambda/\lambda = 10 \times 10^{-15}/5 \times 10^{-6} = 2 \times 10^{-9}$ より十分に安定である必要がある。また、光路長の測定系およびファイバストレッチャは光路長の変動幅を十分網羅するダイナミックレンジを持っている必要がある。

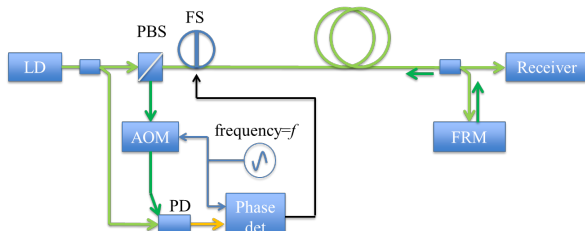


図 3.6.1 光路長安定化システムの例。

3.7. 光伝送において注意すべき点

光を使った信号の伝送を行う上で考慮すべき点として例えば、1) 分散による伝送時間の変化、2) 光学非線形性による伝送電力の上限、3) 波長安定性などがある。

分散は、波長や偏波によってファイバを伝搬する信号の群速度が異なる現象で、波長多重などで波長の異なる信号を送った場合に、伝送時間が異なることになる。連続信号を送る場合には時間のオフセットが異なるだけで問題とならないが、分散量が環境変化の影響を受けて変動する場合には問題となる。

光学非線形性とは、光の強度に依存して発生する現象で、この中で注意すべきなのは誘導ブリ

ルアン散乱である。大強度の光が光ファイバなどの媒質を伝搬するとき、進行する光の電場による電歪効果によって媒質に音響振動が生じ、屈折率の周期的な変調(回折格子)が生じる。この回折格子により入射光は反射され一部の光が受信端に届かなくなる。また、波長シフトも起こるため波長依存のあるシステムでは問題になる。この誘導ブリルアン散乱は伝送光パワーがあるレベルを超えると顕著になる。S/N比を向上させるためには大きな光パワーで信号を送るべきだが、ファイバ内での非線形性を抑えるためには妥協する必要がある。SACLAでは受信部での一波長での電力を+14dBm程度と設定している。

光ファイバを用いて大強度の光を送る際には、光ファイバの接合部での損失に注意を払う必要がある。光ファイバを機器に接続するためにコネクタを使用することがあるが、この時に損失を小さく抑えるため、軸ずれ、ギャップが起こらないようにしっかりと接続する。SACLAでは端面をSPC研磨したファイバをFCコネクタで接続している。コネクタの端面に汚れがあると、汚れが光によって炭化し、さらに光を吸収して発熱してファイバのコア部分を損傷するという事態につながることもある。最悪の事態では光ケーブル内のファイバを損傷して使用できなくなることも考えられる。SACLAでは光接続作業の際には端面をCCDカメラ付きのスコープで汚れがないことを確認してから接続作業を行っている。

WDM方式を用いてシステムを構成している場合、レーザー光源の波長安定性も重要となる。1本のファイバ中を伝送した、複数の波長の光で搬送された高周波信号を復調するために、光の波長フィルタを用いて搬送波を分解する。この波長フィルタの帯域内にレーザー光源の波長安定性が十分に収まっている必要がある。

4. SACLA の低電力高周波システム

ここまで LLRF システムで使用する要素について説明を行ってきた。この章では XFEL 施設 SACLA の LLRF システムについて述べる[9-11]。XFEL はコヒーレントな大きな輝度を持つ X 線を発生する施設であり、ここでは高いピーク電流を持つ電子ビームを安定に生成する必要がある。このためには電子ビームを圧縮、加速するために使用される加速管に対して、高い位相、電圧の安定度を実現することが要求されている。

SACLA の LLRF システムの構成は図 4.1 に示したものと基本的に同じである。システム設計においては外乱要因の抑制、低雑音化に重点を置いた[12]。例としては、各モジュールで低雑音となるような素子の使用、回路構成、実装方法、配線ルートを採用すること、ベースバンドアナログ信号の伝送には差動信号を用い、コモンモードの抑制を図ること、低雑音の水冷電源を 1 カ所に設置し、そこから各モジュールに電源電力を分配すること、モジュールの環境温度を安定化させること、残った影響をフィードバック制御で抑えることなどである。以降の節では、この方針に基づいて構築した機器について述べる。まず基準信号の光伝送に関して 4.1 節で説明する。次にパルス運転をする加速管の動作タイミングを決めるマスタトリガおよび各種トリガに関して 4.2 節で説明する。各ユニットでは、送られた光信号から基準 RF 信号を取り出し、IQ 変調器を用いてパルス成形、

位相、振幅変調を加え、クライストロンなどの大電力増幅器で増幅して加速空洞の励振を行う。空洞に作られた電場の位相、振幅は IQ 検出器を用いて検出し、その値が所望の値となるように制御を行う。

4.1. 基準信号の伝送

基準信号の伝送は XFEL 施設では大変重要な項目の 1 つである。分散して設置された 100 か所近い数のユニットに対して安定な基準信号を伝送する必要がある。この基準となる信号が変動するようではマシンの高い安定度を得ることができない。基準信号の伝送として、短距離では同軸ケーブルが使用される。しかし、SACLA では信号の伝送距離が長い区間では 1km におよび、5712MHz 信号に対する同軸ケーブルで伝送するのは振幅減衰が大きすぎて現実的ではない。そこで、電気信号を光信号に変換して伝送する方式を採用した。また、SACLA では主加速器で使用される 5712MHz 信号のみではなく、入射部においてはその分周信号が必要となる。これらの基準信号は 1 台の低位相ノイズのマスターオシレータ (2.7.3 節参照) から供給され、3.4 節で説明した WDM 方式で各受信点に伝送される (図 3.5 参照)。伝送先での RF 信号の流れ、トリガ信号の流れを図 4.1.2 に示す。

伝送路の信号伝達時間は、周囲の環境温度や、ケーブルの振動などの影響を受けて変化する

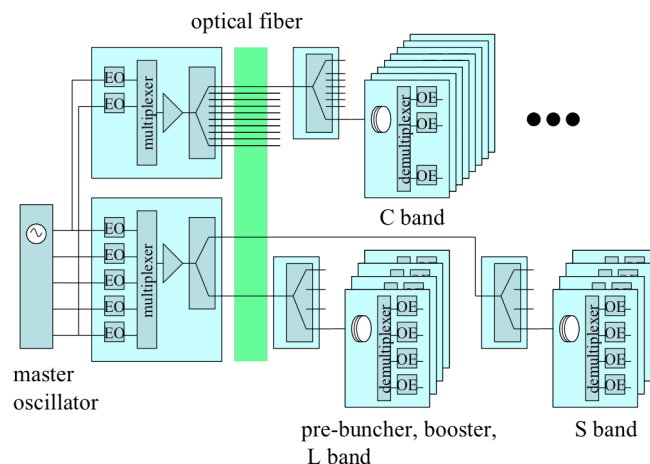


図 4.1.1 SACLA の基準信号伝送系。

磁場の影響で電子ビームの軌道が変化する。電子ビームの出射タイミングとして、ヒータの電流が 0A となった時を選ぶことにより、この影響を小さくできる。マスタトリガ信号は VME 規格のモジュール (MTU) で生成している。このモジュールにはポンププローブ実験で使用するレーザーのクロックに対応する 79.3MHz (=238MHz/3) の基準信号と AC60Hz 信号が入力され、基準 RF 信号に同期した 60Hz トリガ信号を発生する。このトリガ信号は各受信点に向け、5712MHz に PSK 変調をほどこした信号を用いて伝送している。受信先で 5712MHz 基準信号と PSK 信号をミキサに入力し、復調したトリガ信号を各ユニットで使用している。

図 4.1.2 に見られるように各ユニットでは、クライストロン用高電圧電源の充電器の充電開始トリガ、充電停止トリガ、放電トリガ、VME の DAC 波形出力開始トリガ、ADC の波形取り込みトリガ、クライストロン・ドライバアンプのバイアス電圧印加開始トリガなどの信号が用いられている。これらのトリガ信号は VME 規格のトリガディレイユニット(TDU)により生成している。このユニットでは、238MHz クロックで動作するカウンタをマスタトリガ信号でリセットし、設定した遅延カウント (M) に達した時点でトリガ出力を行う。このトリガ信号は 5712MHz クロックと再同期して出力することにより rms 値で 1ps 以下のジッタ性能を実現している。TDU にはマスタトリガを 32bit で計数するマスタトリガカウンタ機能、マスタトリガを N 分周した周期でトリガ出力を行う機能を持っている (図 4.2.1 参照)。クライストロンの駆動は 60Hz を分周した繰り返しで行う。このとき、各ユニットでのタイミング同期は Network Time Protocol を用いて各 VME の CPU の時刻を ms 以下の精度であわせてそれぞれの TDU のマスタトリガカウントと時刻の関係を合わせるにより実現している。空洞の位相振幅データやビーム位置などのデータはショット毎にデータベースに保存されるが、そのデータにはタグとしてマスタトリガカウントの値が同時に記録されている。実験ユーザーのデータの一部に

もマスタトリガカウントと同期したタグ番号が記録されており、特定のショットに対する加速器のパラメータを確認することが可能となっている。

SACLA では上に示した方法を用い、シビアな制御が要求されている入射部の加速空洞は 20Hz の繰り返しで運転、電子銃と C バンド主加速部の空洞は 10Hz または 20Hz の切り替え運転をユーザーの要求に応じて行っている。また、ユーザーの要求が 10keV 以下のエネルギーの場合には、加速電界に若干の余裕があるので、故障時に備えるため、待機させる号機を C バンドに設けている。待機号機ではすべてのトリガ信号をビーム到達のタイミングからおよそ 10 μ s 遅らせて運転を行っていて、故障時には迅速に運転に使用できるようにしている。

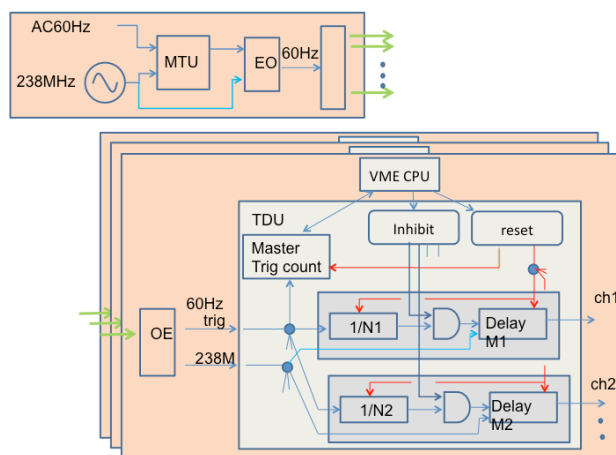


図 4.2.1 マスタトリガ信号を基準とした遅延トリガ信号の生成。

4.3. 基準信号の変調

連続波の基準信号から、所望のパルス幅、振幅、位相をもつ信号へと変調し、大電力増幅器へ入力するために、IQ 変調器が使用されている (図 4.3.1 参照)。加速空洞の位相、振幅は 238Ms/s のサンプルレートを持つ 16bit の DAC (主加速部では 14bit の DAC) を用いて制御される。238MHz 空洞では 100 μ s、476MHz 空洞では 50 μ s、L 補正空洞および L バンドでは 5 μ s、C 補正空洞、S、C バンド空洞では 2.5 μ s の矩形波が空洞の励振に使用される。S バンド、C バンドではパルス圧縮を行うため、全

幅 $2.5\mu\text{s}$ の矩形波に対して、立ち上がりから約 $2\mu\text{s}$ のタイミングで位相を 180 度反転している[15]。Cバンド空洞ではパルス圧縮時のピーク電場を下げるため、励振波形として位相反転直後の振幅を減らす振幅変調を行っている。励振波形の例を図 4.3.2 に示す。

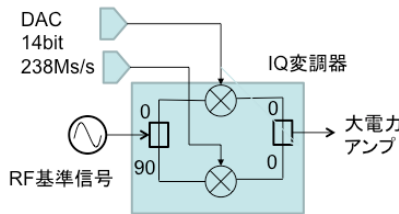


図 4.3.1 基準信号の位相、振幅変調回路。

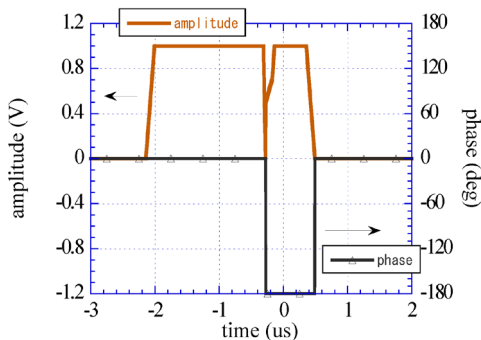


図 4.3.2 Sバンドクライストロン励振信号波形。

4.4. クライストロン・ドライバアンプ

空大電力のパルス高周波を発生させるためにクライストロンが使用される。クライストロンの励振には数 100W の励振信号が必要である。このために、FET を用いた半導体増幅器が使用されている。FET へのバイアス電流はトリガに同期して $10\mu\text{s}$ の時間だけ印加される。これにより消費電力が低減でき、熱の発生を抑制することができる。大電力増幅部では複数のパワーFET を並列に駆動し、ハイブリッドを用いて合成する構成としている(図 4.4.1 参照)。

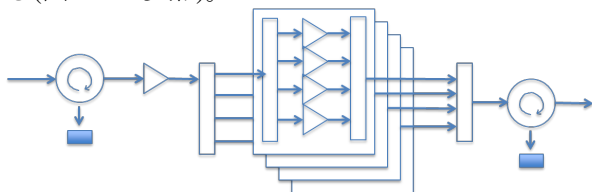


図 4.4.1 クライストロンドライバアンプのブロック図。

4.5. 信号の位相振幅検出

空洞に誘起された信号は電気長の温度変化に対する係数が 5ppm/K 以下の 15D ケーブルを通して検出器まで伝送される。検出器としては、IQ 検出器を用いている (図 4.5.1 参照)。IQ 検出器のベースバンド信号は 16bit の ADC (主加速部では 12bit の ADC) で検出される。S バンド、C バンドなどクライストロンを用いた系統の接続を図 4.1.2 に示す。図 4.5.2 に入射部の加速空洞のピックアップ信号波形を示す。横軸は時間で単位は ADC のクロック数で示している。 238MHz 、 476MHz 、Lバンドの空洞は矩形波で励振している。加速空洞の Q 値に応じた立ち上がり、立下り波形が見られる。各空洞にビームが到達するタイミングは、波形立下りの直前に設定している。図 4.5.3 には S バンド、C バンド進行波管の出力部に設置された方向性結合器出力信号の波形を示す。パルス圧縮により電場の強さが数倍に増幅されている。各空洞にビームが到達するタイミングは、 1000 クロックに設定している。

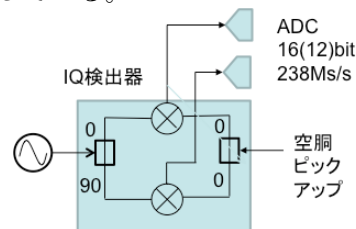


図 4.5.1 RF 信号の位相・振幅検出回路。

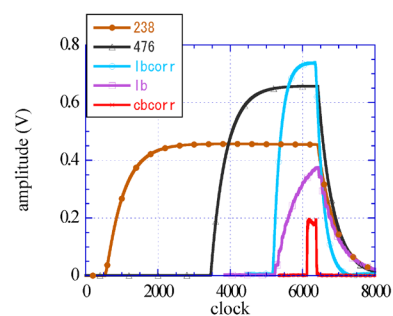


図 4.5.2 空洞励振時の入射部の空洞ピックアップ波形

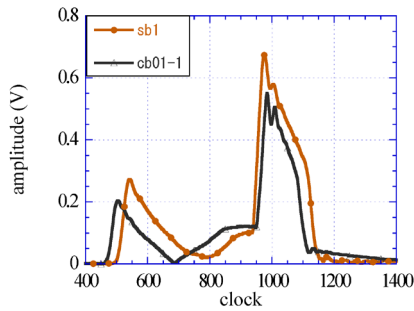


図 4.5.3 空洞励振時の Sバンドおよび Cバンドの空洞出力波形。

ビーム調整の際には、加速空洞がビームに対して最大のエネルギー加速を与える位相(クレスト加速位相)を知る必要がある。この位相に対する情報の1つとして、ビームが加速空洞に誘起する信号がある。一般にビーム加速のために空洞を励起する信号とビームが誘起する信号との間には2桁以上の振幅の違いがある。そこで、検出器に 0dB と 40dB の切り替え式アッテネータを設け、通常の加速運転の際には 40dB のアッテネータを通し、ビーム誘起信号の測定時にはクライストロンの励振を停止した上でアッテネータを 0dB に設定して測定を行えるようにした(図 4.5.4 参照)。アッテネータ切り替え時に電気長の差が位相にして1度以下となるようにトロンボーンを用いて調整してある。この誘起位相信号から、励振信号の位相とビーム位相との関係を短時間で測定することが可能となっていて、加速器のビーム調整のうえで役立っている。

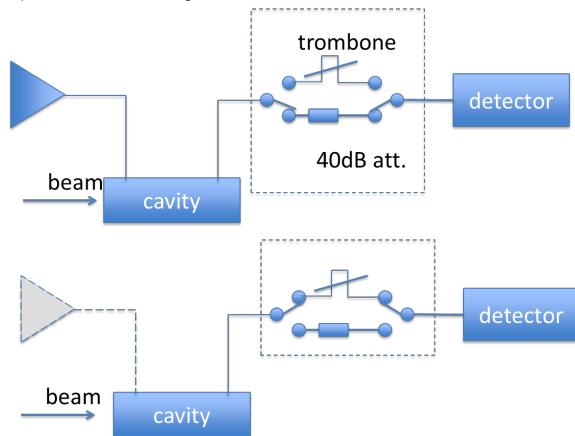


図 4.5.4 ビーム誘起信号の測定時のセットアップ。

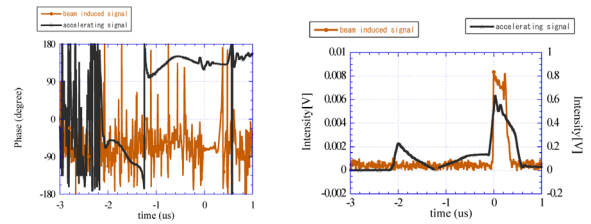


図 4.5.5 ビーム誘起信号の位相(左)と振幅(右)。比較のために励振時の波形も合わせて示す。

4.6. 振幅、位相安定化制御

加速空洞の位相、振幅の設定/読み取りは前述のように VME 規格の DAC/ADC ボードで行っている。空洞の位相、振幅は、たとえば冷却水温の変化、増幅器の温度変化などの影響を受けゆっくりとドリフトすることがある。外乱による変動を抑制するために、各ユニットは温度安定化のなされた冷却水を通水した水冷ラックにおさまられている(図 4.6.1 参照) [12]。また、モジュールの電源としては、ドロップタイプの低雑音安定化水冷電源から供給し、各ユニット内での発熱を抑え、電源ノイズの低減を行っている。空洞ピックアップと IQ 検出器との間を結ぶケーブルについても可能な個所は断熱恒温措置を取った(図 4.6.2 参照)。これらの対策をとっても残る変動要因の影響を抑制するために、読み取った位相と目標位相との誤差を小さくするように、励振信号の位相を調整する PID 制御プロセスを SACLA では運用している(図 4.6.2 参照)。この制御プロセスは VME の CPU 上で動作しており、現在 200ms の繰り返して制御を行っており、0.03Hz 以下の変動に対して抑制高価が確認されている。表 4.6 に各加速空洞の位相、振幅安定度についての測定結果を示す。ここで測定は 10 分間であり、rms 値を示している。

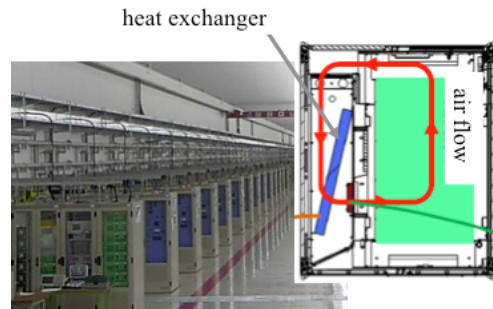


図 4.6.1 水冷ラックの構造。

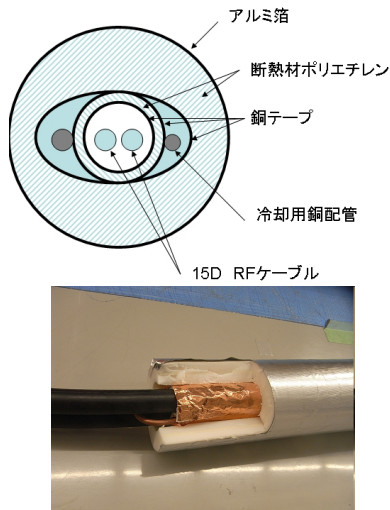


図 4.6.2 空洞ピックアップと IQ 検出器を結ぶケーブルの保温。

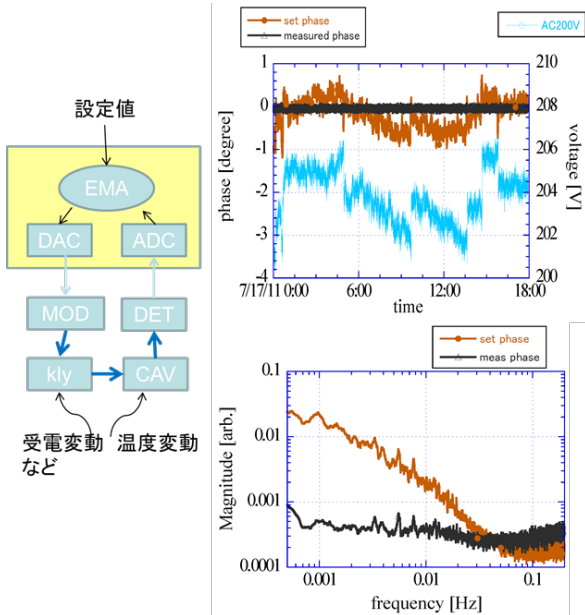


図 4.6.2 フィードバック制御のブロック図(左)と動作時の時間波形(右上)、周波数スペクトル(右下)

表 4.6.1 空洞の RF 電圧、位相安定度の許容値 (σ)、および測定結果 (rms) (測定時間: 10 分間)

	Tolerance		Measurement	
	Voltage	Phase	Voltage	Phase
238 M SHB	0.01 %	0.01°	0.010 %	0.006°
476 M Booster	0.01 %	0.02°	0.004 %	0.009°
LB Correction	0.03 %	0.06°	0.02 %	0.02°
L-B APS acc. 1	0.01 %	0.06°	0.06 %	0.03°
L-B APS acc. 2	0.01 %	0.06°	0.03 %	0.05°
C-B Correction	0.2 %	0.06°	0.06 %	0.05°
SB 1 acc. 1	0.01 %	0.1°	0.04 %	0.03°
CB01-1 acc.1	0.01 %	0.2°	0.05 %	0.03°

4.7. 低電力高周波システムの性能評価

ビームの到達時間は加速空洞の位相変動などの影響を受けて変化する。SACLA では空洞型 BPM を用いており [16, 17]、このビームが誘起する信号の位相と基準信号との位相差を測定することにより BPM 設置個所でのビームの到達時間を測定することができる (図 4.7.1 参照)。図 4.7.2 には BL3_1_1_2 に設置された BPM でのビーム到達時間を示す。1 分間の到達時間データの rms 値は測定系の不確定さを含めても rms 値で 50fs と良好な値であった。

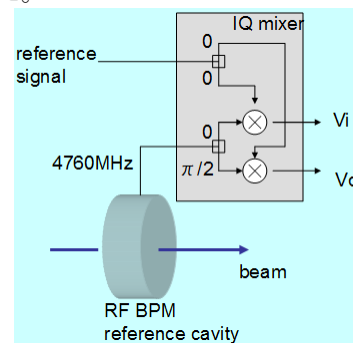


図 4.7.1 ビーム到達時間の測定ブロック図。

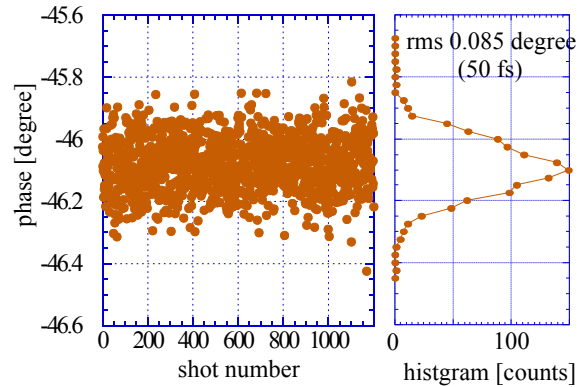


図 4.7.2 BL3_1_1_2 におけるビーム到達時間の変動。

4.8. FEL 施設の RF パラメータ

今まで SACLA の LLRF を紹介したが、他の施設の LLRF についても簡単にふれる。現在稼働中の FEL マシンとして、アメリカ SLAC にある Linear Coherent Light Source (LCLS)、日本の SPring-8 Angstrom Compact free electron LAsER (SACLA)、ドイツの FLASH がある。FLASH では 2015 年稼働

予定の Euro-XFEL に使用するモジュールの開発、試験なども行われている。それぞれのマシンの RF システムには表 3.1 に示すような特徴がある。

電子銃には RF 電子銃と熱電子銃の 2 種類がある。LCSL と FLASH では RF 電子銃が使用されており、電子銃から引き出されるビームのエネルギーは数 MeV と相対論領域となっている。RF 電子銃ではカソードから光電効果でビームを引き出すために紫外レーザーが使用されており、このレーザーのトリガのタイミングが重要である。引き出された電子ビームは LCLS では 2856MHz、FLASH では 1.3GHz の加速管で加速される。一方、SACLA では熱電子銃が採用されており、電子銃からは、500keV 2 μ s 幅の電子ビームが引き出され、ビームチョッパで 2 μ s の中から 1ns パルス幅の電子ビームが切り出される。切り出されたビームは、速度圧縮と 3 段の磁気圧縮により数十 fs のバンチ長に圧縮される。この圧縮過程では電子ビームのエネルギーとパルス幅に応じて 5712MHz の分周周波数の加速管 (238MHz, 476MHz, 1428MHz, 2856MHz) が使用されている。SACLA では低エネルギー領域での加速管に対して厳しいタイミング、位相制御が要求されている。表 4.8 に 3 つの施設の特徴をまとめる。

表 4.8 LCLS,SACLA,FLASH の RF パラメータ

項目	LCLS	SACLA	FLASH
電子銃	RF gun	thermionic gun	RF gun
基準周波数	2.8GHz	5.7GHz	1.3GHz
加速空洞	常伝導	常伝導	超伝導
繰り返し	120Hz	60Hz	10Hz (~800 μ s bunch train)
施設の長さ	2km	1km	300m

4.9. LCLS、FLASH の低電力高周波システム

LCLS では RF 電子銃が使用され、2856MHz の常伝導加速管が使用されている。基準信号としては 476MHz 信号をケーブルで伝送し、必要な個所において結合器で取り出し、周波数を 6 倍して 2856MHz 信号を作っている。主加速器部において 2856MHz の信号は 60kW のサブブースターで増幅し、セクターあたり 8 台あるクライストロンの励振に使用される。個々のクライストロンの出力の位相・振幅調整は大電力の移相器・減衰器を使用して調整する。RF 電子銃およびその下流の 2 本の加速管はそれぞれ独立のクライストロンを持ち、個々の位相、振幅を低電力のクライストロン励振信号に対して IQ 変調を行うことにより制御している[18]。これらのユニットでは 2830.5MHz を基準信号としており、位相振幅の検出は 25.5MHz の IF 信号を 102MHz のクロックで動作する ADC を用いて読み取ることで行っている。励振の制御にも同様に 102MHz のクロックで動作する DAC を用いる (図 4.9.1 参照)。トリガ信号は 476MHz 基準信号にパルスを重畳して伝送している。特にタイミングが必要なビーム到達時間モニタ設置個所、ユーザー実験ステーションなどの個所には光信号を用いた信号伝送系が使用されている。

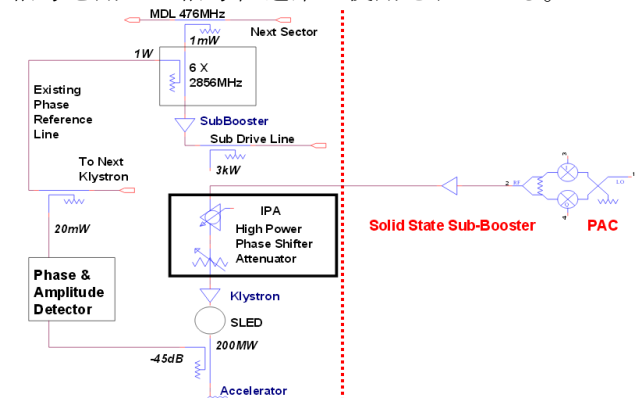


図 4.9.1 LCLS の主加速部の構成。出典[18]。

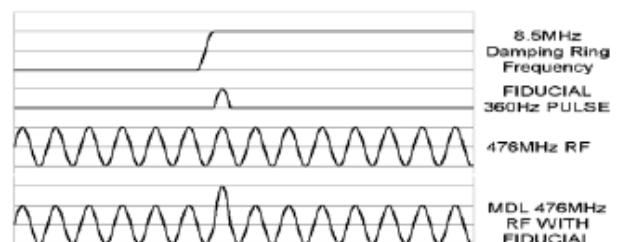


図 4.9.2 LCLS のトリガ信号伝送波形。出典[18]

FLASH では電子銃として RF 電子銃が、加速管として 1.3GHz 超伝導加速管が使用されている。電子ビームのパルス長は最大 800 μ s と長く、マクロパルスのなかに繰り返しが 1MHz のマイクロパルスがある[19]。超伝導加速空洞では RF 励振による空洞の共振周波数のずれが発生するため、パルス内で空洞共振周波数を調整するフィードフォワード、フィードバック制御ループ、ビームローディングによるずれを補正するが存在している (図 4.9.3 参照)。加速空洞の振幅、位相検出には中間周波数として 250kHz または、54MHz が選択され、デジタル IQ 検出を行っている。これらの処理回路は μ TCA 規格のモジュールが E-XFEL で使用される予定で、FLASH においても動作試験が行われている。処理回路はトンネル内に設置される予定であり、ガンマ線の線量に対する検討や中性子線による動作不良 (Single Event Upset) などの検討

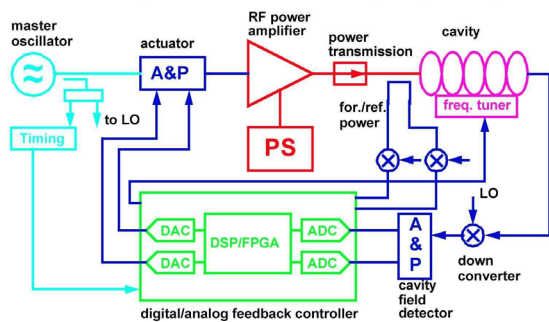


図 4.9.3 FLASHでの加速空洞位相振幅制御ブロック図。出典[20]。

も行われている。FLASH では1つのクライストロンで 32 台の空洞を駆動しており、それぞれの空洞のピックアップ信号のベクトル和をとり、その振幅、位相を安定化させている。クライストロンは飽和領域の手前で運転され、振幅の安定化はクライストロンの励振入力振幅を制御することにより行っている。クライストロンの励振入力に対する出力特性の増幅率はカソード電圧 V_k に依存するため V_k が変化するとフィードバックのループゲインが変化する。これらの点も考慮した制

御が行われている。基準信号は同軸ケーブルで伝送され、入射部、ビーム到達時間を測定する箇所、実験ユーザーなどタイミングが重要な箇所については光路長を安定化した光ファイバを通して基準信号が伝送される。

5. 終わりに

たとえ話 (無理があるかな?) をひとつ。オーケストラ (FEL 施設) では、各楽団員 (加速空洞) の楽器の音 (位相振幅) がぴったりとそろったときに美しいハーモニー (FEL 光) が奏でられ、聴衆 (実験ユーザー) に満足してもらえる。各団員の音をそろえるためには指揮者 (低電力高周波システム) が団員に楽譜 (運転パラメータ) を配り、指揮棒 (基準信号、トリガ) を振ってタイミングを合わせる。また、団員それぞれの出している音 (位相振幅) を確認して、ずれている場合にはその音を修正 (フィードバック) してもらう。聴衆には様々な好みがある。楽団長はどのタイプの聴衆にコンサートホールに来てもらうかを考え、作曲家に対して指示を与え、作曲家は聴衆の要望に応えるために楽譜を修正する。楽団員の技術、指揮者の能力、作曲家の技量、団長の判断力、聴衆の音楽を聞き分ける力がそろえば素晴らしいものが生まれてくると思われる。

XFEL 施設では分散して設置された加速空洞の位相、振幅を高い精度で制御する必要があるが、それは、容易なことではない。SACLA の低電力高周波システムも完全ではなく、まだ改善していかなければならない個所も多いが、現時点での状況の紹介を試みたつもりである。わかりにくい個所も多々あったかと思うが、低電力高周波システムの理解の一助となれば幸いです。最後に執筆においてご協力を頂いた多くの方々に感謝します。

付録

A1. 高周波で使用される素子

高周波を取り扱う上で使用される素子のいくつかを紹介する。伝送路として使用される同軸ケーブル、ケーブルの端に接続のために使用されるコネクタ、基板上で信号を伝送する為に使用されるマイクロストリップラインを紹介する。その他、アッテネータ、分配器、フィルタについて簡単にふれる。

A1.1. 同軸ケーブル

同軸ケーブルは Oliver Heaviside により発明され、低電力高周波信号を検出装置から信号処理回路までの伝送、モジュール間の接続など多くの場面で使用されている。中心導体と外部導体が、同芯状に配置された構造を持ち、基本モードとして TEM 波が使用され、V/UHF 帯の中距離信号伝送、GHz 帯のピックアップ信号の伝送などに使用される。

同軸ケーブルの特性インピーダンス Z_c は、動作周波数を f 、真空中でのインピーダンスを Z_0 、内、外導体の半径をそれぞれ a, b 、比誘電率を ϵ_r として次のように与えられる。

$$Z_c = \frac{Z_0}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \ln\left(\frac{b}{a}\right)$$

同軸ケーブルの伝送損失は $b/a=3.6$ の時に小さくなる。 $Z_0 \sim 377 \Omega$ なので、このときの特性インピーダンスは内外導体間の絶縁物として、空気を使用した時には約 75Ω 、比誘電率が約 2.3 のポリエチレンを使用した場合には約 50Ω になる。このことから特性インピーダンスが 50Ω のものが使用されることが多い。ビデオ信号伝送などには特性インピーダンスが 75Ω のケーブルが使用されることがある。表皮効果を考慮した中心導体の支持には低損失なポリエチレンやテフロンが用いられる。口径の大きなケーブルでは板状の誘電体をらせんに巻き付ける構造としたものもある。外導体は曲げに対する柔軟性を得るためにコルゲー

ト管の構造となっているものもある(図 A1.1 参照)。

同軸線路内の伝搬速度 v は $v = \frac{c}{\sqrt{\epsilon}}$ となり、光速よりも遅くなる。線路内での波長 λ は $\lambda = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon}}$ となり、真空中の波長 λ_0 よりも短くなる。たとえば 1GHz の波の波長は真空中ではおよそ $\lambda_0=30\text{cm}$ だが、誘電率 2.3 のポリエチレンが充填されたケーブル内での波長は $\lambda \approx 20\text{cm}$ となる。また、このことから 20cm のこのケーブルで遅延される時間は 1ns となる。基準信号をモジュール間で伝送するケーブルや、加速空洞のピックアップ信号の伝送に用いる同軸ケーブルには環境温度の変化によってその電気長が変化しないことが望まれる。25°C 近傍での電気長の温度係数が 4ppm/K 以下と小さい 15D のケーブルが SACL A ではピックアップ信号の伝送に使用されている。



図 A1.1 外部がコルゲート管構造の同軸ケーブル。(出典 日立 HF 形高周波同軸ケーブルカタログ。)

A1.2. 同軸コネクタ

同軸ケーブルを接続する際に使用するコネクタとして、SMA、N コネクタがよく使われる。各コネクタの使用上限周波数は高次モード TE₁₁ の遮断周波数 λ_c が 1 つの目安であり、 a, b を同軸の内導体、外導体の半径として、 $\lambda_c = \pi\sqrt{\epsilon_r} [a/2 + b/2]$ で近似される。この時の周波数はエアコアの場合、N は 11GHz、SMA は 18GHz、K コネクタは 40GHz 程度と考えられる。N コネクタは第 2 次大戦中に Paul NEILL 氏が開発し、彼のイニシャルにちなんで名付けられたそうである[21]。外導体の内径は 14.29mm である。NEILL 氏は N-type の小型サイズのコネクタを開発しそれを Baby NEILL Connector (BNC) と呼んだ。SMA (Sub-Miniature A) コネクタは外導体の内径が 3.5mm で中心導体と外導体の間には誘電体が充填されている。SMA ケーブルにはグレードがあり

26GHz 帯まで使用できるものもある。K コネクタは外導体の内径が 2.92mm で 40GHz まで使用できるものがある。コネクタは規定のトルクで締め付けることで、電氣的接触を確保し、過剰なトルクによる接合面の損傷を防ぐことができる。図 A1.2 には、BNC、QLA、SMA、N コネクタのついた同軸ケーブルの例を示す。SMA コネクタ用のトルクレンチも合わせて示す。

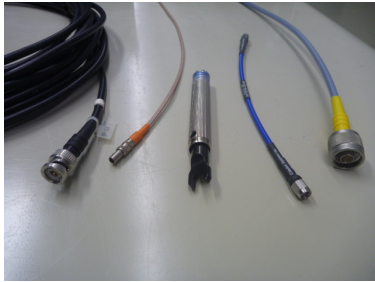


図 A1.2 左から BNC コネクタケーブル、QLA コネクタケーブル、SMA 用トルクレンチ、SMA コネクタケーブル、N 型コネクタケーブル。

A1.3. マイクロストリップライン

同マイクロストリップラインは、底面に接地導体を持つ誘電体基板の表面に導体ストリップが設置された平面伝送路の一つであり、集積回路内（短距離の信号伝送）でよく使用される（図 A1.3 参照）。前述の同軸ケーブルは外導体によってマイクロ波を完全に閉じ込めていたのに比べ、進行に伴ってマイクロ波が漏れてゆくため長距離の伝送では損失が大きくなる。使用波長に比べ線路形状が十分に小さい場合は準 TEM 波近似が成り立つ。比誘電率 ϵ_r 、高さ h の誘電体基板の下面に接地導体を、上面に幅 w 高さ t の導体ストリップを配した伝送路でのインピーダンスは次式で近似される[5]。

$W/h < 1$ の時

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} + 0.04 \left(1 - \frac{W}{h} \right)^2 \right\}$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \ln \left(\frac{8h}{W} + 0.25 \frac{W}{h} \right)$$

$W/h >> 1$ の時

$$\epsilon_{re} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left\{ \frac{1}{\sqrt{1 + 12h/W}} \right\}$$

$$Z_0 = \frac{120}{\sqrt{\epsilon_{re}}} \left(\frac{W}{h} + 1.393 + 0.667 \ln \left(\frac{W}{h} + 1.44 \right) \right)^{-1}$$

例として、厚さ 1.6mm、誘電率 $\epsilon_r=4$ の FR-4 基板で 1GHz の信号を伝送する場合に 50Ω のインピーダンスとなるストリップの幅は約 3mm である。

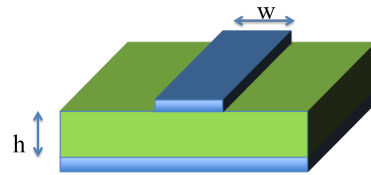


図 A1.3 マイクロストリップライン。

A1.4. アッテネータ

同この節では、マイクロ波の振幅を減衰させる素子について述べる。減衰量が固定のアッテネータは機器のダイナミックレンジを得るためや機器が故障しないように入力信号レベルを許容値以下に調整するためにしばしば用いられる。また、異なったインピーダンスの機器間を接続する際に反射を低減するために使用されることもある。図 A1.4 にいくつかの固定アッテネータの外観の例を示す。両端から見た反射係数が広い周波数領域で小さくなるように、内部にはインダクタンスが小さくなるように同軸構造の抵抗体が挿入されているものがある。

減衰量の計算の例としてクライストロン出力を位相振幅検出器に入力する場合を示す。SACLA の C バンドクライストロンの出力は 50MW である。この電力を dB の単位で表示すると $10 \log(50 \times 10^9 [\text{mW}]) = +107 \text{dBm}$ となる。この電力は、結合度が -60dB の方向性結合器、伝送損失が -4dB のケーブルを通して、位相振幅検出器へ入力される。検出器の適正入力電力が +10dBm とすると、検出器入力部には $107 - 60 - 4 - 10 = 33 \text{dB}$ のアッテネータを挿入する必要がある。この時アッテネータにはピーク電力として +43dB (20W) の電力が入力される。SACLA では 5μs 以下のパルス高周波に対するピーク電力の定格が 500W のもの（連続波に対しては 2W の定格）が使用されている。



図 A1.4.1 固定アッテネータ。左から SMA アッテネータ、N 型アッテネータ、N 型 20W アッテネータ。

A1.5. 分配器、合成器

同 1 つの信号を複数のモジュールに分配する場合、信号を分岐する必要がある。このために分配器が使用される。低周波信号は電線を結ぶだけで信号の分配ができるが、高周波ではインピーダンスのマッチングを考慮しないとうまく電力を送ることができない。マッチングをとりながら分配する方法として、抵抗分割、ウィルキンソンカップラ、3dB ハイブリッドを例として紹介する。2 分配の分配器を多段に組み合わせれば分配数を増やすことができる。分配器の構造例を図 A1.5.1 に示す。



図 A1.5.1 左から抵抗分割型 2 分割ディバイダ、抵抗分割型 4 分岐ディバイダ、ウィルキンソン型ディバイダ。

A1.5.1. 抵抗分配器

分配器の一例として抵抗分配回路を図 A1.5.2 に示す。 $R=50\Omega/3=16.7\Omega$ とすると、各ポートから見たインピーダンスを 50 オームにそろえることができる。このときの伝送損失は -6dB となる。適用周波数としては DC から 12GHz 程度の広い周波数までのものもあり、パルス信号の分配も可能である。

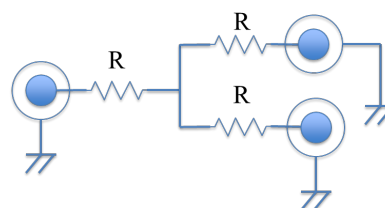


図 A1.5.2 抵抗分割器。

A1.5.2. ウィルキンソン分配器

抵抗分配回路では、抵抗による損失を避けられない。特定の周波数において損失を抑えた分配の方法としてウィルキンソン分配器がある。この分配器はポート 1 に、インピーダンス Z で長さが $\lambda/4$ の伝送路を接続し、さらにその両端に抵抗 $R=2Z_0$ を接続し、その両端にポート 2、3 を接続したものである (図 A1.5.3 参照)。ポート 1 に入力した信号の電力はポート 2、3 に等分配されて出力される。この時抵抗の両端では波は同相となっており電位差は生じず抵抗で消費される電力はない。ポート 2 から信号が入力される時、点 b ではポート 2 から入力される信号と点 a を経由して c に伝送される信号がある。この時、後者の信号は $\lambda/2$ の経路を通るため位相が 180 度反転している。前者の信号と後者の信号は打ち消しあいポート 2 と 3 の間にはアイソレーションが生じる。

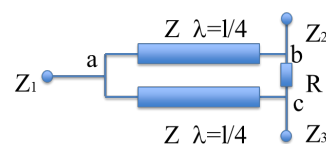


図 A1.5.3 ウィルキンソン分配器。

A1.5.3. 90° ハイブリッド

分 90° ハイブリッドは 3dB 分配機としてよく用いられる。ポート 1-2、3-4 間をインピーダンス Z_r の長さ $\lambda/4$ の伝送路で、ポート 1-3、2-4 間をインピーダンス Z_p の長さ $\lambda/4$ の伝送路で結んだものである (図 A1.5.4 参照)。3dB の結合度とする場合、 $Z_r=Z_0/\sqrt{2}$ 、 $Z_p=Z_0$ である。1 から入力した信号は 2 ~ 90 度の位相で、3 ~ 180 度の位相で伝送される。1 から 3 へ向かう信号は 1→3、1→2→4→3 の 2 つの経路で 180° 位相がずれるため、ア

イソレーションが取れる。アイソレーションが 20dB となる帯域幅は中心波長の 10%程度である。

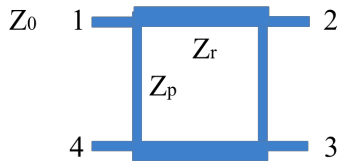


図 A1.5.4 90° ハイブリッドの概念図。

90° ハイブリッドの S パラメータは以下のようになる。

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & j & 1 & 0 \\ j & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & j \\ 0 & 1 & j & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \\ a_4 \end{pmatrix}$$

A1.6. フィルタ

分フィルタは 2 ポートの素子で、低域通過フィルタ、高域通過フィルタ、帯域通過フィルタなどがある[22]。これらのフィルタはモジュールに入力する信号から不要な信号を取り除き、S/N を向上させるなどの目的で使用される。フィルタの特性として、理想的なものを図 A1.6.1 に示す、このフィルタでは遮断周波数において透過率が 1 (減衰率 0dB) から 0 (減衰率-∞dB) に変化する。フィルタにとって求められる性能は、通過帯域の損失が小さい、阻止帯域の減衰が大きい、通過帯域の群遅延時間が一定、通過帯域の振幅が一定、通過帯域での反射が小さい、などがある。実際には同時にすべての性能を満たすことは困難である。フィルタ特性として代表的なものとして、通過帯域での振幅変動を抑えたバターワース特性 (最大平坦振幅特性)、少ない次数で急峻な遮断特性をもつチェビシェフ特性、通過帯域での位相特性が平坦なベッセル特性を以下に紹介する。

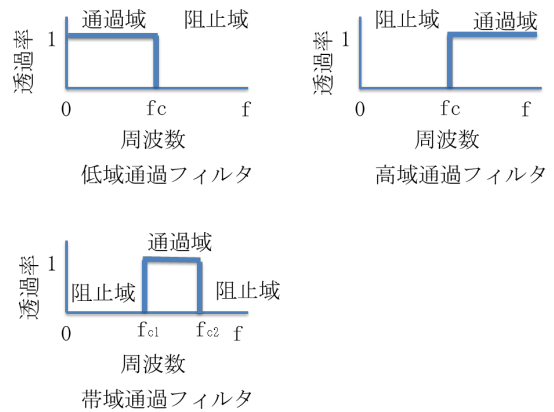


図 A1.6.1 理想フィルタの特性。

A1.6.1. バターワース特性

もっとも代表的なフィルタ特性でその振幅特性 A_n は理想低域通過フィルタの振幅特性のよい近似となる。n はフィルタの次数で n が大きいほど理想のフィルタ特性に近づく。

$$A_n(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^{2n}}}$$

振幅を $\omega=0$ の近傍で級数展開するとわかるように A_n の $2n-1$ 次までの微分は $\omega=0$ でゼロとなる。このような特性を最大平坦特性という。例えば 2 次のバターワースの伝達関数は以下ようになる。

$$H(s) = \frac{1}{1 + \sqrt{2}s + s^2}$$

A1.6.2. チェビシェフ特性

このフィルタの振幅特性も理想フィルタの近似となっているが、通過帯域に一定幅のリップルを持っている。低い次数で急峻な振幅遮断特性を持つ。このフィルタの振幅特性 A_n はチェビシェフ多項式 C_n を用いて記述される。

$$A_n^2 = \frac{1}{1 + \varepsilon^2 C_n^2(\omega)}$$

$$C_n(\omega) = \cos(n \cos^{-1}(\omega))$$

C_n は次式で地区時的に表現できる次数 n の多項式である。

$$C_0(x) = 1$$

$$C_1(x) = x$$

$$C_n(x) = 2xC_{n-1}(x) - C_{n-2}(x)$$

通過帯域におけるリップルの大きさ α_m は

$$\alpha_m = 10 \log(1 + \varepsilon^2) \quad [\text{単位 dB}]$$

で与えられる。 $\alpha_m = 1\text{dB}$ (このとき $\varepsilon \sim 0.5$) の 2 次のチェビシェフフィルタの振幅特性は次のように近似できる。

$$|A_2| = \sqrt{\frac{1}{1 + 0.5^2(2s^2 - 1)^2}}$$

A1.6.3. ベッセル特性

理想的な遅延回路の特性を近似して得られる伝達特性をベッセル特性と呼ぶ。この振幅特性は平坦ではないが、遅延特性が最大平坦となる。遅延時間 T の理想的な遅延回路の伝達関数 $H(s)$ は $H(s) = \exp(-sT)$ と表される。 $T=1$ と正規化すると $H(s)$ は

$$H(s) = e^{-s} = \frac{1}{\cosh(s) + \sinh(s)}$$

となる。これを級数展開し、次の近似式を得る。

$$H_n(s) = \frac{B_n(0)}{B_n(s)}$$

$$B_n(s) = \sum_k c_k s^k$$

$$c_k = \frac{(2n-1)!}{2^{n-k} k! (n-k)!}$$

例えば 2 次のベッセルフィルタの伝達関数は以下のようなになる。

$$H(s) = \frac{1}{1 + s + s^2/3}$$

マイクロ波領域では、空洞共振器を使ったフィルタやマイクロストリップラインを使ったフィルタなどが使用されることがある。例を図 A1.6.2 に示す。



図 A1.6.2 フィルタの例。

ノイズの抑制のためにはバンド幅の狭いフィルタを使用することが望ましい。しかし、共振周

波数は誘電率や共振器のサイズ変化の影響を受けやすく、バンド幅の狭いフィルタでは温度変化による共振周波数の変化の影響を大きく受けるため、環境温度の安定化が必須となる。例えば SACLA で使用している 476MHz の基準信号の受信器では、温度係数が 1ps/K 以下という 476MHz バンドパスフィルタを使用している。ちなみに通常の未調整の場合の温度係数は 10ps/K である。

A2. 高周波測定器

A2.1. 時間領域での波形測定

信号の時間領域における波形観測にはオシロスコープが使用される。オシロスコープの性能を示す主な指標として、アナログ帯域、サンプリング周波数がある[23]。過去にはブラウン管を使ったアナログオシロスコープが使用されていたが近年のものは高速の ADC と液晶ディスプレイを組み合わせ、OS を搭載したものがほとんどである。ADC によってデータが数値化されているので、平均値や rms 値の計算、デジタルフィルタ処理、FFT 演算なども行うことができる。また、マーカーで指定した範囲に入るイベントのヒストグラム処理なども可能である。信号をデジタル信号としてサンプリングするときには 2 つの点に注意が必要である。1) エリアシングなしで見たい信号の最大周波数の 2 倍以上の周波数でサンプルする必要がある。2) サンプリングは等間隔で行う必要がある。現在アナログ帯域が 50GHz のリアルタイムオシロスコープも市販されるようになり、高速の信号の動きを測定できるようになってきている。



図 A2.1.1 アナログ帯域 12GHz のオシロスコープ。

A2.2. 周波数領域での波形測定

スペクトラムアナライザは、入力信号の周波数毎の電力の大きさを測定し、それを周波数軸上のスペクトラムとして表示する測定器である[24]。一般的にはスーパーヘテロダイン方式の掃引型スペアナが用いられる。入力の高周波信号を周波数ミキサで中間周波数のアナログ信号に変換し、増幅およびフィルタ処理を施してから検波し、ビデオフィルタで帯域制限をかけ、ディスプレイに表示する。ミキサを駆動する局発信号の周波数を掃引することで RF 信号に含まれる特性の周波数成分の信号振幅を、周波数をずらしながら観測する。測定時のノイズフロアは IF 部に挿入されたフィルタの帯域（分解能帯域幅 Resolution Band Width）によって変化する。狭い RBW を選択するとアナライザの表示平均ノイズレベルが下がり、ダイナミックレンジが広がって感度が向上する。しかし、変調された信号を観測する場合には、信号の側波帯を含むように RBW を設定することが重要である。また、狭い RBW を設定した場合には周波数掃引にかかる時間が増えるというデメリットもある。入力アッテネータのレベルは過負荷、利得圧縮、ひずみが生じないようにするためのものであるが、大きすぎる値を設定すると SN 比を悪化させることにつながる。

最近では IF 以降の処理として検波器のアナログ出力を測定する（アナログ IF 方式）のではなく、高速の ADC を用いて処理を行うデジタル IF 方式を採用するものがある。アナログ方式では帯域内で周波数毎にレベルの測定タイミングが異なるが、デジタル方式では帯域内のすべての周波数レベルを同じタイミングで測定できる。このため、デジタル IF 方式では時間とともに周波数やレベルが変動する信号の姿を把握する場合有利になる。また、デジタル方式は FFT 処理の結果として信号振幅の情報に加えて位相情報も得られるので、周波数毎の位相と振幅の相関を解析することも可能となる。

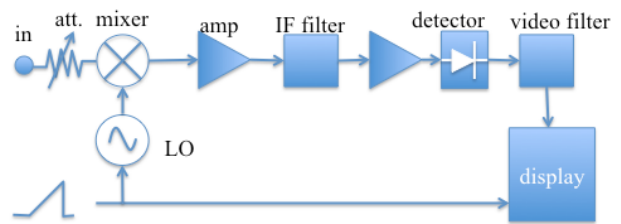


図 A2.2.1 スペクトラムアナライザのブロック図



図 A2.2.2 25GHz スペクトラムアナライザ。

A2.3. デバイスの周波数応答測定

デバイスの周波数応答（S パラメータなど）の測定のためには、ネットワークアナライザが使用される。ネットワークアナライザは使用する前に被測定器とアナライザとの間を結ぶケーブルを含めた校正を行う必要があり、ケーブル先端にオープン、ショート、ブロードバンドダミーロードのキャリブレーションキットを接続してデータをとって補正係数を得る。最近ではこの操作を USB 経由で自動的に行うキャリブレーションキットもある。

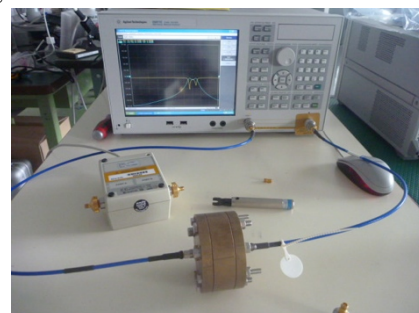


図 A2.3.1 ネットワークアナライザ。

A2.4. 位相ノイズ測定

分位相ノイズの測定には、スペクトラムアナライザ法、Phase Locked Loop 法、オシロスコープ法の 3つの方法がある。

A2.4.1. スペクトラムアナライザ

測定対象の信号をスペクトラムアナライザに入力し、キャリア信号を中心に所望のオフセット周波数範囲のスペクトラムを表示させ、マーカーを用いて雑音レベルとキャリア信号の信号振幅とのレベル差を測定する。セットアップが簡便であるが、AM ノイズと位相ノイズの区別ができないこと、アナライザ自体の持つ位相ノイズが専用のアナライザに比べると大きいこと、低いノイズレベルの測定ができないことが欠点として上げられる。

A2.4.2. PLL 法

測定対象とする信号源に対して、測定器の基準発生器の位相をロックさせて位相雑音を測定する。両者の位相差が 90° になるように測定器の PLL 回路の位相をロックすることで、AM 雑音の影響を抑制できる。スペアナ法、オシロ法ではレベルの大きいキャリアとレベルの小さい位相ノイズが混在した条件で測定を行うため、ダイナミックレンジを広く取りにくい。これに対して PLL 法ではキャリアを抑制した条件で測定が行えるので、ダイナミックレンジを広くとれる。この方式を取った測定器はアジレント社や Rohde & Schwarz 社から販売されている。測定器自身の位相雑音をさらに低減する手法として相互相関を利用する方法がある。位相雑音の測定系を 2 つ用意する。それぞれの測定系の基準信号源のノイズは相関が小さいが、被測定信号にノイズがあった場合、2 つの系の測定結果には強い相関が現れる

この相関の計算結果を積算することで、低いノイズレベルの測定を可能とする。PLL 法では、位相ロックの範囲によって測定可能なオフセット周波数範囲が制限されてしまい、数十 MHz 以上の領域での測定は困難である。

A2.4.3. オシロ法

オシロ法では高速サンプル、ホールド回路と AD 変換機を備えたデジタルオシロスコープを使って、被測定信号の揺らぎを時間領域で測定する。オシロスコープのサンプリングクロックとして基準信号またはそれを低倍した信号を用いて被測定信号の時間揺らぎを測定する。測定精度は一般的な高速オシロで数 ps 程度である。この手法で

はキャリア周波数とオフセット周波数の和がナイキスト周波数（サンプリング周波数の 1/2）まで測定でき、広い範囲のオフセット周波数でのデータが得られる。一方、長時間の高速サンプルを行うためには膨大なメモリが必要となり、実現が困難であるため、信号源の長期安定性については評価が難しい。

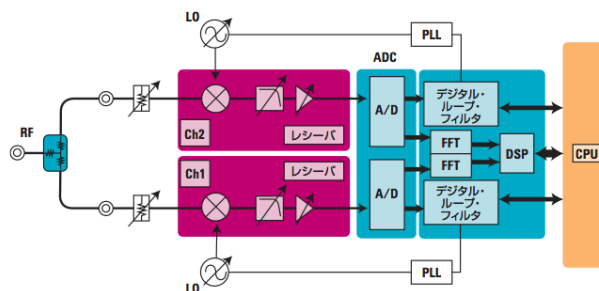


図 A2.4.1 アジレント社のシグナルソースアナライザ E5052B のブロック図。

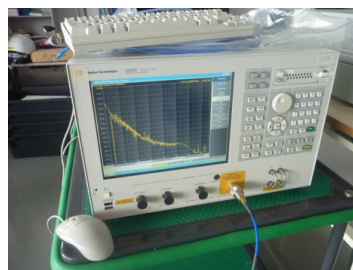


図 A2.4.2 シグナルソースアナライザ。

参考文献

- [1] 松本利広、「高周波電力制御の設計」、高エネルギー加速器セミナーOHO'06 (2006)
- [2] 吉田光宏、「電子線形加速器における高周波デバイスの基礎 ～シミュレーション～製作・試験」、高エネルギー加速器セミナーOHO'08 (2008)
- [3] R. Bailey, "RF for accelerator", CERN Accelerator School, Ebeltoft, Denmark 8-17 June 2010
- [4] 橋本修、「マイクロ波伝送、回路デバイスの基礎」オーム社、2013
- [5] 大森俊一、横島一郎、中根央、「高周波、マイクロ波測定」コロナ社、1992
- [6] 市川裕一、青木勝、「GHz 時代の高周波回路設計」CQ 出版、2003

- [7] T. Ohshima et. al., “Correction of Phase and Amplitude Error of RF Modulator and Demodulator”, 453-455, ICALEPCS2009
- [8] T. Ohshima et. al., “Error correction of IQ demodulator used at XFEL/SPRING-8 SACLA”, (2011) LLRF-2011 workshop.
- [9] 大島隆 他、「XFEL/Spring-8 “SACLA” におけるタイミング・LLRF システムの性能」 pp. 189-193 (2011) 日本加速器学会年会
- [10] H. Maesaka et. al.,” Design and Performance of the Synchronization System and Beam diagnostic Instruments for SACLA”, pp. 110-115 (2011) ERL2011
- [11] H. Maesaka et. al., “Recent Progress of the RF and Timing System of the XFEL/Spring-8”, pp. 85- (2009) ICALEPCS2009.
- [12] 大竹雄次、「安定化とノイズ対策」、高エネルギー加速器セミナーOHO’13 (2013)
- [13] T. Ohshima et. al, “Transmission of reference rf signals through optical fiber at XFEL/Spring-8”, pp. , IPAC10
- [14] H. Maesaka et. al, “Development of the Optical Timing and RF Distribution System for XFEL/Spring-8”, pp. 352-355, FEL2008
- [15] 稲垣隆宏、「大電力高周波源」、高エネルギー加速器セミナーOHO’13 (2013)
- [16] 前坂比呂和、「高精度ビーム診断」、高エネルギー加速器セミナーOHO’13 (2013)
- [17] H. Maesaka, et al., “Sub-micron resolution rf cavity beam position monitor system at the SACLA XFEL facility”, Nucl. Instr. Meth. A.496 (2012) pp. 66-74
- [18] Ron Akre, Dayle Kotturi, “Linac Coherent Light Source (LCLS) Low Level RF Status”, LLRF Workshop (2007)
- [19] Mathias Vogt et. al, “The Free-Electron LASER FLASH at DESY”, pp. 1167-1169, IPAC2013
- [20] Markus Hoffmann, “DESY LLRF Lab Talk”, LLRF Workshop (2007)
- [21] 「マイクロ波ミリ波同軸コネクタ」アジレント社、アプリケーションノート 5988-8015ja.pdf
- [22] 宮内一洋、「フィルタの解析と設計」コロナ社、1997
- [23] 「オシロスコープの基礎」アジレント社、アプリケーションノート 5989-8064JAJP.pdf
- [24] 「RF/マイクロ波コース スペクトラム、アナライザ、信号発生器の基礎」アジレント社、アプリケーションノート 5988-6965ja.pdf